

高等学校教材

模拟电子技术基础

(第二版)

清华大学电子学教研组 编

童诗白 主编



高等教育出版社

本书是在第一版的基础上,根据近年来的教学实践经验和教学改革精神修订的。除个别章外,其余各章都有正文和附录两部分。正文部分是按照国家教委颁发的《高等工业学校电工课程教学基本要求》中的“电子技术基础课程教学基本要求”编写的;附录部分是根据加深加宽的需要补充的。修订时突出了电路构成的思路,删去了陈旧的内容,增加了集成电路的比重,更换并加强了习题。

全书共有十二章,内容是:半导体器件基础,放大电路基础,集成运算放大电路,放大电路中的反馈,运算电路,精密放大电路,有源滤波电路,电压比较器,波形发生和变换电路,功率放大电路,直流电源,模拟电子电路的读图。各章均附有小结、参考文献、自我检验题、思考题和习题。书末还有部分计算题的答案和汉英对照的索引。正文内容可供 60 至 70 学时的课堂教学之用。

本书与《数字电子技术基础》配套。若在教学计划中先安排数字电子技术,则学习本书中第一章后即可转入该教材。

本书可作为高等学校电气、电子类和其他相近专业的教材,也可供有关工程技术人员自学和参考。

本书责任编辑 章浩平

高等学校教材

模拟电子技术基础

(第二版)

清华大学电子学教研组 编

童诗白 主编

高等教育出版社出版

新华书店北京发行所发行

文字六〇三厂印刷

开本 850×1168 1/32 印张 24.625 插页 1 字数 595 000

1988 年 5 月第 1 版

1988 年 5 月第 2 版 1988 年 5 月第 1 次印刷

印数 0001—20,150

ISBN 7-04-000868-8/TN·53

定价 4.95 元

原 序

本书是参照高等学校工科基础课电工、无线电类教材会议在1977年11月制订的“电子技术基础”(自动化类)教材编写大纲和各兄弟院校后来对该大纲提出的修改意见编写的。现以模拟电子技术基础和数字电子技术基础两书出版。其中的基本部分,可供高等院校自动化专业“电子技术基础”课程两学期的教学使用。

在编写过程中,我们力图把内容的重点放在培养分析问题和解决问题的能力上。我们认为,自动化专业的毕业生在电子技术方面应该初步具有一看、二算、三选、四干的能力。所谓会看,就是能看懂本专业中典型电子设备的原理图,了解各部分的组成及其工作原理;会算,就是对各个环节的工作性能会进行定性或定量分析、估算;会选和会干,就是遇到本专业的一般性任务,能大致选定方案,选用有关的元、器件,并且通过安装调试把它基本上研制出来。因此,为了能会看,书中加强了基本概念和各种典型的基本单元电路的介绍,并专设阅图训练的章节;为了能会算,书中加强了基本原理和基本分析方法;至于会选和会干的能力,主要应在设计课、实验课和后续的其他教学环节中培养,但为了配合这方面的要求,书中也有一些设计举例,并设有电子设备的一些实际问题一章。

在处理不断增长的新技术和有限的篇幅之间的矛盾时,我们采取的措施是在保证基本概念、基本原理和基本分析方法的前提下,尽可能地使学生能适应八十年代电子技术发展的需要。为此,对于有些用分立元件组成的单元如调制放大、功率放大、门电路、触发电路等方面的内容,均予以大幅度地削减,而有关线性集成电

路和数字集成电路部分,则相应加强。此外,还利用排小字(比较深入的部分)、打星号(附加内容)和加下注(补充说明和指明参考资料的出处)等方式,以适应不同程度的要求。在模拟电子技术基础各章小结之后,还附有思路流程图,希望能有助于使读者了解编写意图和基本内容(用粗线框出)。

参加模拟电子技术基础编写工作的有童诗白、金国芬、阎石、吴白纯、孙家旻、张乃国等同志,童诗白同志负责组织和定稿。参加讨论和整理的有马钟璞、董鸿芳、杨素行、王寒伟、孙昌龄、胡东成、尤素英等同志;为书中一些电路进行测试和验证的有朱亚尔、蔡文华、朱占星、杨旻、胡尔珊等同志。李士鑫同志协助一部分制图的工作。

在模拟电子技术基础的整理和定稿过程中,得到了全国六十余所兄弟院校老师们对征求意见稿提出的宝贵意见。审稿会上,在主审单位西安交通大学沈尚贤教授的主持下,华中工学院、南京工学院、浙江大学、山东工学院、哈尔滨工业大学、上海交通大学、大连工学院、昆明工学院、太原工学院、华南工学院、天津大学、重庆大学、合肥工业大学等兄弟院校的老教师们仔细阅读了原稿,指出错误和不妥之处,并提出改进的建议,尤其是西安交通大学沈尚贤、叶德璇、王志宏等同志,在审稿期间,倍加辛劳,写出详细的评审和修改意见。此外,我们还得到本校计算机科学系、无线电系以及北京航空学院等单位同志的指正和帮助,本校建工系的几位同志描绘全部插图,在此一并致以衷心的感谢。

由于我们对先进的电子技术了解不够,本教材又缺乏一定的教学实践,因此书中必然存在许多缺点和错误,恳切希望兄弟院校的师生和其他读者给予批评和指正。

编 者

1979年12月

第二版序

《模拟电子技术基础》上、下册自1980年和1981年相继出版以来,在各兄弟院校师生和广大读者的关注下,迄今总印刷量已超过一百万册。在这段时间内,我们一方面收到许多批评和建议,另一方面,通过几年来的教学实践,认识到教材中有些内容已不能适应当前教学改革形势的需要。这次修订第二版,编者将在总结经验改正错误的基础上,力求能在以下几方面有所前进:

一、为了提高思想性、科学性和启发性,我们首先着眼于运用辩证唯物主义的观点来阐述分析问题和解决问题的科学思维过程。为此,书中在介绍基本电路和与之有关的基本概念、基本原理和基本方法之后,对每一个新出现的电路,都尽可能做到从实际需要出发,突出构成该电路的思路。我们希望,这样做一方面可以加深对基本原理的理解,简化定量分析的过程,加强读图的能力;更重要的是有利于启发思考、引导创新。

二、为了体现适合我国情况的先进性,我们大量删减了原书中现已过时的内容,诸如阻容耦合电压放大电路、变压器耦合功率放大电路、由分立元件组成的放大电路设计举例等。另外,在书中的第三章即开始介绍集成运算放大电路的组成和有关性能,在以后各章中还分别介绍了集成比较器、集成乘法器、集成功率放大器、集成三端稳压器、第四代高精度运算放大器等目前国内已比较流行而且已经生产的先进器件。我们还根据形势的发展,以直接耦合式代替阻容耦合式作为基本放大电路的典型,对它进行全面的分析,以便更好地与模拟、数字集成电路相配合。

三、为了加强教学上的适用性,本书中除第六章和末章外,其

余各章都有正文和附录两部分。前者是按国家教委在1987年颁发的《高等工业学校电子技术基础课程教学基本要求》的精神编写的,这部分的内容大致符合60~70学时的课堂教学之用;后者是根据加深加宽的需要而补充的。为了适应不同学校或不同专业在讲授“模拟”和“数字”两部分课程的先后次序上有不同的安排,书中第一章(半导体器件基础)已为数字电路对半导体器件和基本电路的需要做好准备,因此学完该章后即可转入与本书配套的《数字电子技术基础》教材。考虑到两个学期教学内容的平衡性,建议教学内容可按下表处理:

教学次序	教 材 内 容	
	第一学期 60~70学时	第二学期 60~70学时
先“模拟” 后“数字”	《模拟电子技术基础》	《数字电子技术基础》
先“数字” 后“模拟”	《模拟》第一章 《数字》除去“模数转换”一章	《模拟》从第二章开始 加《数字》中的“模数转换”

四、为了帮助复习、巩固所学内容并启发不同程度的读者对各类问题进行思考,书中习题采用了多层次的结构。例如属于基本要求的自我检验题,排在每章的习题之前,利用选择、填空等方式,使读者便于自行检查学习效果;设有思考题以加深对基本概念的理解;设有提高题以引导深入钻研;还有一定数量的分析计算和综合应用题以培养有关能力。习题总量增加到三百二十多道,其中除极个别的仍取自原教材外,其余都是根据近年来从教学和科学研究中所取得的经验重新改编的。书末附有部分计算题的答案以供校核。

本书先以讲义形式在本校出版并试用过两届。其中第一章由高扬编写,后因工作调动由胡尔珊整理;第二、三、四、十、十一章由胡尔珊编写;第五、六、七、八、九章由孙梅生编写;第十二章由胡尔

珊、孙梅生二人合写；童诗白任主编，负责组织各章节内容的讨论和定稿；教研组主任阎石参加了编写过程的讨论。讲义稿承西安交通大学信控系沈尚贤教授主审，参加审阅的还有叶德璇、王志宏、唐泽荷几位副教授，他们都提出了很多宝贵意见。本书是在遵照审阅意见和针对讲义使用中所出现的问题加以修改而成。在此谨向他们和以前对原教材提出过批评和建议的同志们表示衷心的感谢！

电子技术日新月异，教学改革任重道远，我们的能力和这两方面的发展所提出的要求相比，还有很大的差距。恳请各界读者一如既往，对书中的缺点和错误多加指正，以便今后不断改进。

编 者

1987年5月

模拟电子技术基础符号说明

一、几条原则

1. 电流和电压(以基极电流为例)

I_B	大写字母、大写下标,表示直流量
I_b	大写字母、小写下标,表示交流有效值
\dot{I}_b	代表上述电流的复数量
i_B	小写字母、大写下标,表示包含有直流的瞬时总值
i_b	小写字母、小写下标,表示交流瞬时值
ΔI_B	表示直流变化量
Δi_B	表示瞬时值的变化量
$I_{B(AV)}$	表示平均值

2. 电阻

R	大写字母表示电路的电阻或等效电阻
r	小写字母表示器件内部的等效电阻

二、基本符号

1. 电流和电压

I, i	电流的通用符号
U, u	电压的通用符号
I_f, U_f	反馈电流、电压
I_i, U_i	交流输入电流、电压
I_o, U_o	交流输出电流、电压
I_Q, U_Q	电流、电压静态值
I_R, U_R	参考电流、电压
I_+, U_+	集成运放同相输入电流、电压

$\bar{I}_-、U_-$ 集成运放反相输入电流、电压

U_{ic} 共模输入电压

U_{id} 差模输入电压

U_s 信号源电压

V_{CC} 集电极回路电源对地电压

2. 功率

P 功率通用符号

p 瞬时功率

P_o 输出交变功率

P_T 晶体管消耗的功率

P_V 电源消耗的功率

3. 频率

f 频率通用符号

ω 角频率通用符号

f_{bw} 通频带

f_G 电路单位增益带宽

f_H 放大电路的上限(下降 3dB)频率

f_L 放大电路的下限(下降 3dB)频率

f_0 振荡频率、中心频率

4. 电阻、电导、电容、电感

R_i 电路的输入电阻

R_{if} 有反馈时电路的输入电阻

R_L 负载电阻

R_o 电路的输出电阻

R_{of} 有反馈时电路的输出电阻

R_s 信号源内阻

R_+ 集成运放同相输入端外接电阻的等效阻值

R_- 集成运放反相输入端外接电阻的等效阻值

G 电导的通用符号

C 电容的通用符号

L 电感的通用符号

5. 增益或放大倍数

A 增益或放大倍数的通用符号

A_c 共模电压放大倍数

A_d 差模电压放大倍数

A_u 电压放大倍数的通用符号, 即 $A_u = U_o / U_i$

\dot{A}_{uh} 高频电压放大倍数的复数量

\dot{A}_{ul} 低频电压放大倍数的复数量

A_{um} 中频电压放大倍数

A_{us} 考虑信号源内阻时的电压放大倍数, 即 $A_{us} = U_o / U_s$

A_{uu} 第一个下标表示输出量、第二个下标表示输入量, 电压放大倍数符号, 余类推

A_{uuf} 有反馈时的电压放大倍数符号, 余类推

F 反馈系数的通用符号

F_{uu} 第一个下标表示反馈量、第二个下标表示电路的输出量, 反馈网络的反馈系数, 即 $F_{uu} = U_f / U_o$, 余类推

三、器件参数符号

b 基极

c 集电极

e 发射极

f_β 共射接法下晶体管电流放大系数的上限频率

f_T 晶体管的特征频率, 即共射接法下电流放大系数为1的频率

f_M 晶体管的最高振荡频率

g_m 跨导

$h_{11e}, h_{12e}, h_{21e}, h_{22e}$ 晶体管的混合参数(共射接法)

n 电子浓度

$n_{p(0)}$ 在 P 区边界处的电子浓度

n_{p0} 在 P 区达到平衡时的电子浓度

p 空穴浓度

$r_{bb'}$ 基区体电阻

$r_{b'e}$ 发射结的微变等效电阻

r_{be} 共射接法下基射极之间的微变电阻

$r_{be(on)}$ 基射极之间的导通电阻值

r_{ce} 共射接法下集射极之间的微变电阻

$r_{d(on)}$ 二极管的导通电阻值

r_{DS} 场效应管漏源间的等效电阻

A_{od} 集成运放的开环增益

C_b 势垒电容

C_d 扩散电容

C_j 结电容

C_{ob} 共基接法下的输出电容

C_{π} 混合 π 等效模型中集电结的等效电容

C_{τ} 混合 π 等效模型中发射结的等效电容

C_{GS} 场效应管栅源间的等效电容

D 二极管,场效应管的漏极

D_z 稳压管

G 场效应管的栅极

I_{CBO} 发射极开路时 c-b 间的反向电流

$I_{CEO(pt)}$ 基极开路时 c-e 间的穿透电流

I_{CM} 集电极最大允许电流

I_D	二极管电流,漏极电流
$I_{D(AV)}$	整流管整流电流平均值
I_{DO}	增强型场效应管 $U_{GS}=2U_{GS(th)}$ 时的 I_D 值
I_{DSS}	耗尽型场效应管 $U_{GS}=0$ 时的 I_D 值
I_F	二极管的正向电流
I_{IB}	集成运放输入偏置电流
I_{IO}	集成运放输入失调电流
I_R	二极管的反向电流
I_S	二极管的反向饱和电流
N	电子型半导体
P	空穴型半导体
P_{CM}	集电极最大允许耗散功率
P_{DM}	漏极最大允许耗散功率
S	场效应管的源极
S_R	集成运放的转换速率
T	半导体三极管,温度
$U_{(BR)}$	二极管的击穿电压
$U_{(BR)CBO}$	射极开路时 c-b 间的击穿电压
$U_{(BR)CEO}$	基极开路时 c-e 间的击穿电压
$U_{(BR)CER}$	b-e 间接入电阻时 c-e 间的击穿电压
$U_{(BR)CES}$	b-e 间短路时 c-e 间的击穿电压
$U_{(BR)DS}$	漏源间的击穿电压
$U_{GS(off)}$	耗尽型场效应管的夹断电压
$U_{GS(th)}$	增强型场效应管的开启电压
U_{h0}	平衡时 PN 结的位垒
U_{IO}	集成运放的输入失调电压
U_{on}	二极管、晶体管的导通电压

U_T 温度的电压当量

α 共基接法下集电极电流的变化量与发射极电流的变化量之比, 即 $\alpha = \Delta I_C / \Delta I_E$

$\bar{\alpha}$ 从发射极到达集电极的载流子形成的电流与发射极电流之比

β 共射接法下集电极电流的变化量与基极电流的变化量之比, 即 $\beta = \Delta I_C / \Delta I_B$

$\bar{\beta}$ 共射接法下, 不考虑穿透电流时, I_C 与 I_B 的比值

四、其他符号

D 非线性失真系数

K 绝对温度

K_{CMR} 共模抑制比

N_F 噪声系数

Q 静态工作点, LC 回路的品质因数

S 整流电路中的脉动系数

S_i 稳压电路中的稳压系数

T 周期, 温度

η 效率

τ 时间常数

ϕ 相位角

目 录

第一章 半导体器件基础	1
1.1 半导体的基础知识	1
1.1.1 本征半导体	1
1.1.2 杂质半导体	4
1.1.3 PN 结	6
1.2 半导体二极管	13
1.2.1 二极管的特性	14
1.2.2 二极管的主要参数及注意事项	16
1.2.3 二极管的选择	16
1.2.4 二极管的等效电路	17
1.2.5 二极管应用电路举例	19
1.2.6 稳压管	22
1.3 双极型晶体管	24
1.3.1 晶体管的放大作用	25
1.3.2 晶体管的共射特性曲线	29
1.3.3 晶体管的主要参数	32
1.3.4 晶体管的选择和使用注意事项	35
1.3.5 晶体管的应用电路举例	35
1.4 场效应管	40
1.4.1 结型场效应管	41
1.4.2 绝缘栅型场效应管	46
1.4.3 场效应管的主要参数	51
1.4.4 场效应管应用举例	53
1.4.5 场效应管和双极型晶体管的比较和选择	56
1.5 集成电路中的元件	57
1.5.1 集成电路的制造工艺	57
1.5.2 集成双极型晶体管	62

1.5.3 集成 MOS 管	63
1.5.4 集成电路中元器件的特点	64
本章小结	65
本章附录	66
1A PN 结方程	66
1A.1 平衡时的 PN 结	66
1A.2 外加电压时的 PN 结	68
参考文献	71
自我检验题	71
思考题和习题	73
第二章 放大电路基础	81
2.1 放大的概念和放大电路的性能指标	81
2.1.1 放大的概念	81
2.1.2 放大电路的性能指标	83
2.2 单管共射放大电路的工作原理	88
2.2.1 放大电路的组成	89
2.2.2 放大电路必须遵循的原则	90
2.3 放大电路的分析方法	90
2.3.1 图解法	91
2.3.2 等效电路法	99
2.3.3 两种分析方法的比较	116
2.4 晶体管单管放大电路的三种基本接法	116
2.4.1 共集放大电路	117
2.4.2 共基放大电路	121
2.4.3 三种接法的比较	123
2.5 MOS 场效应管单管放大电路	123
2.5.1 MOS 场效应管的等效模型	124
2.5.2 共源基本放大电路	127
2.5.3 共漏放大电路	129
2.5.4 MOS 管放大电路的特点	131

2.6 单管放大电路的频率响应	132
2.6.1 RC 电路的频率响应	132
2.6.2 晶体管的混合 π 模型及其参数	139
2.6.3 单管共射电路的频率响应	145
2.6.4 MOS 场效应管的高频等效模型	154
2.6.5 放大电路频率响应的改善和增益带宽积	155
2.7 放大电路的级间耦合及多级放大电路	157
2.7.1 直接耦合式放大电路	157
2.7.2 阻容耦合式放大电路	165
2.7.3 变压器耦合式放大电路	174
2.7.4 多级放大电路的频率响应	177
本章小结	182
本章附录	185
2A 利用密勒定理实现混合 π 模型的单向化	185
2B 双极型晶体管的 Ebers-Moll 模型	187
参考文献	190
自我检验题	190
思考题和习题	193
第三章 集成运算放大电路	208
3.1 集成电路的特点	208
3.2 集成运放的基本单元电路	209
3.2.1 差动放大电路	209
3.2.2 电流源电路	223
3.2.3 复合管结构	232
3.2.4 输出级电路	234
3.3 集成运放电路简介	237
3.3.1 F007 双极型集成运放	237
3.3.2 C14573 CMOS 型集成运放	241
3.4 集成运放的性能指标及低频等效电路	243
3.4.1 性能指标	243

3.4.2 低频等效电路·····	246
3.5 集成运放的使用注意事项·····	247
3.5.1 使用前的准备工作·····	247
3.5.2 保护措施·····	250
3.5.3 输出电流和输出电压的扩展·····	252
3.5.4 使用中常出现的问题·····	253
本章小结·····	254
本章附录·····	255
3A 集成运放的各种类型·····	255
3A.1 集成运放的四代产品·····	255
3A.2 按其他类型分类的集成运放·····	256
3B 集成运放以外的线性集成电路·····	257
3C 部分国产集成运放参数表·····	258
参考文献·····	260
自我检验题·····	261
思考题和习题·····	263
第四章 放大电路中的反馈 ·····	271
4.1 反馈的基本概念·····	271
4.1.1 什么是反馈·····	271
4.1.2 电路中的反馈形式·····	272
4.2 负反馈放大电路的组态·····	279
4.2.1 电压并联负反馈电路·····	280
4.2.2 电压串联负反馈电路·····	282
4.2.3 电流并联负反馈电路·····	284
4.2.4 电流串联负反馈电路·····	285
4.3 反馈的表示方法·····	286
4.3.1 方块图表示法·····	286
4.3.2 负反馈放大电路的一般表达式·····	287
4.4 负反馈放大电路的计算·····	289
4.4.1 简单负反馈电路的计算·····	289

4.4.2 具有深度负反馈的放大电路计算	291
4.5 负反馈对放大电路性能的影响	300
4.5.1 提高放大倍数的稳定性	301
4.5.2 减小非线性失真及抑制干扰噪声	302
4.5.3 扩展频带	305
4.5.4 为改善性能而引入负反馈的一般原则	307
4.6 负反馈放大电路的自激振荡及消除方法	308
4.6.1 产生自激振荡的原因及条件	308
4.6.2 利用波特图分析能否产生自激振荡	309
4.6.3 负反馈放大电路的稳定裕度	311
4.6.4 常用的消振方法	313
本章小结	320
本章附录	323
4A 负反馈放大电路的一般分析方法	323
4A.1 负反馈放大电路的解析法	323
4A.2 方块图法	325
4A.3 回路增益法	328
参考文献	330
自我检验题	330
思考题和习题	332
第五章 运算电路	339
5.1 比例电路	339
5.1.1 反相比例电路	339
5.1.2 同相比例电路	344
5.2 加减运算电路	346
5.2.1 求和电路	347
5.2.2 单运放加减运算电路	349
5.2.3 双运放加减运算电路	351
5.3 积分电路和微分电路	353
5.3.1 积分电路	353

5.3.2 微分电路	358
5.4 对数和指数运算电路	360
5.4.1 对数运算电路	360
5.4.2 指数运算电路	365
5.5 乘除运算电路	368
5.5.1 乘法运算电路	368
5.5.2 除法运算电路	376
本章小结	379
本章附录	380
5A 实际积分电路存在的问题及改进措施	380
5A.1 爬行现象	380
5A.2 非线性误差	381
5A.3 高频误差	387
5A.4 泄漏现象	388
参考文献	389
自我检验题	389
思考题和习题	391
第六章 精密放大电路	401
6.1 比例放大电路的误差分析	402
6.1.1 产生误差的原因	402
6.1.2 运放参数值与误差的关系	403
6.1.3 电阻器所引起的误差	412
6.1.4 提高精度的一般方法	413
6.2 元器件的选择	414
6.2.1 选择元器件的一般方法	414
6.2.2 精密集成运放	415
6.2.3 精密电阻器	415
6.3 精密差动放大电路和低温漂放大电路	417
6.3.1 精密差动放大电路	417
6.3.2 减小温漂的放大电路	423

6.4 干扰和噪声及抑制措施	427
6.4.1 干扰及抑制措施	428
6.4.2 噪声及抑制措施	429
本章小结	436
本章附录	437
6A 集成运放 C7650 简介	437
参考文献	441
思考题和习题	442
第七章 有源滤波电路	445
7.1 滤波电路的基础知识	445
7.1.1 滤波电路的功能	445
7.1.2 无源滤波电路和有源滤波电路	446
7.1.3 滤波电路的种类	448
7.1.4 滤波电路的用途	451
7.2 低通滤波电路 (LPF)	451
7.2.1 一阶 LPF	451
7.2.2 简单的二阶 LPF	454
7.2.3 二阶压控电压源 LPF	456
7.2.4 高阶 LPF	461
7.3 高通滤波电路 (HPF)	461
7.3.1 HPF 与 LPF 的对偶关系	461
7.3.2 二阶压控电压源 HPF	463
7.3.3 高阶 HPF	465
7.4 带通滤波电路 (BPF)	467
7.4.1 BPF 的一般构成方法	467
7.4.2 二阶压控电压源 BPF	467
7.5 带阻滤波电路 (BEF)	472
7.5.1 电路的构成	472
7.5.2 典型的 BEF 性能分析及应用举例	474
本章小结	477

本章附录	479
7A 不同类型 LPF 的频率响应	479
7B 二阶无限增益多路反馈滤波电路	483
7C 全通滤波电路 (APF)	485
参考文献	487
自我检验题	487
思考题和习题	489
第八章 电压比较器	494
8.1 常用的电压比较器	494
8.1.1 什么是电压比较器	494
8.1.2 简单电压比较器	495
8.1.3 比较器的特点及分析方法	498
8.1.4 滞回比较器	499
8.1.5 窗口比较器	503
8.2 电压比较器的灵敏度和响应时间	506
8.2.1 电压比较器的灵敏度	506
8.2.2 电压比较器的响应时间	507
8.3 集成电压比较器	509
本章小结	514
本章附录	515
8A 三态比较器	515
参考文献	519
自我检验题	520
思考题和习题	521
第九章 波形发生和变换电路	528
9.1 正弦波振荡电路	528
9.1.1 正弦波振荡电路的基础知识	528
9.1.2 RC 正弦波振荡电路	533
9.1.3 LC 正弦波振荡电路	539
9.1.4 石英晶体正弦波振荡电路	549

9.2 非正弦波形发生电路	554
9.2.1 非正弦波形发生电路的基础知识	554
9.2.2 矩形波发生电路	557
9.2.3 三角波发生电路	562
9.2.4 锯齿波发生电路	565
9.3 波形变换电路	567
9.3.1 三角波变锯齿波电路	568
9.3.2 三角波变正弦波电路	569
9.3.3 精密整流电路	572
本章小结	576
本章附录	579
9A 压控振荡器	579
9B 集成函数发生器 ICL8038 简介	581
参考文献	586
自我检验题	587
思考题和习题	589
第十章 功率放大电路	600
10.1 功率放大电路的特点	600
10.2 互补功率放大电路	601
10.2.1 电路的构成	601
10.2.2 工作原理	602
10.2.3 输出功率及效率	604
10.2.4 晶体管的选择	605
10.2.5 晶体管的几种工作方式	607
10.3 实际的功率放大电路	608
10.4 集成功率放大电路简介	612
10.4.1 FX0021 集成功放电路	612
10.4.2 D810 集成音频功率放大电路	613
本章小结	618
本章附录	618

10A 其他功率放大电路	618
10A.1 OTL 功放电路	618
10A.2 BTL 功放电路	619
10A.3 变压器耦合功放电路	622
10B 功率管的散热问题	624
参考文献	627
自我检验题	627
思考题和习题	628
第十一章 直流电源	637
11.1 直流电源的组成	637
11.2 整流电路	639
11.2.1 整流电路的基本参数	639
11.2.2 桥式整流电路	642
11.3 滤波电路	646
11.3.1 电容滤波电路	646
11.3.2 其他形式的滤波电路	652
11.4 倍压整流电路	654
11.5 稳压电路	656
11.5.1 稳压电路的主要指标	656
11.5.2 稳压管稳压电路	657
11.5.3 基本调整管稳压电路	660
11.5.4 具有放大环节的稳压电路	662
11.5.5 稳压电路中的保护措施	664
11.5.6 集成稳压电路	667
本章小结	675
本章附录	677
11A 三端可调式集成稳压器 W117/217/317	677
11A.1 电路的组成及工作原理	678
11A.2 应用电路	683
参考文献	684

自我检验题·····	685
思考题和习题·····	686
第十二章 模拟电子电路的读图 ·····	693
12.1 读图的基本方法·····	693
12.1.1 基本电路回顾·····	693
12.1.2 读图的思路及步骤·····	697
12.2 带音调控制的音频放大电路·····	699
12.3 数码开关设置型精密直流稳压电源·····	707
12.4 DT-830 数字万用表·····	716
本章小结·····	737
参考文献·····	738
思考题和习题·····	738
部分习题答案 ·····	742
索引 ·····	747

第一章 半导体器件基础

本章首先介绍半导体中的载流子和半导体的导电规律,再讨论PN结的原理、特性,然后介绍半导体二极管、双极型三极管、场效应管的工作原理、特性曲线和主要参数,分析讨论由这些管子组成的几种简单的应用电路,最后简单介绍集成电路的制造工艺和元件的结构、特点。在半导体基础知识方面,着重阐述一些基本概念。对半导体器件,按“管为路用”的原则,重点是它们的外特性,以便能正确使用和合理选择这些器件。

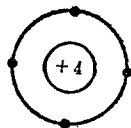
1.1 半导体的基础知识

1.1.1 本征半导体

一、半导体的晶体结构和共价键

导电能力介于导体和绝缘体之间的物质称为半导体。在半导体器件中最常用的是硅和锗两种材料,它们都是四价元素,在原子结构中最外层轨道上有四个价电子。物质的化学性质是由价电子决定的,导电性能也与价电子有

关。为了突出价电子的作用,便于讨论,我们采用图 1-1 所示的简化原子结构模型,图中 $\oplus 4$ 代表



原子核和内层电子所具有的电荷。图 1-1 硅或锗的简化原子结构模型

纯净的半导体称为本征半导体。在硅或锗的单晶体结构中,原子在空间排列成很有规律的空间点阵(称为晶格)。由于晶体中

原子之间的距离很近,价电子不仅受到所属原子核的作用,而且还受到相邻原子核的吸引,使得一个价电子为相邻的原子核所共有,形成共价键。图 1-2 为晶体中共价键结构示意图。

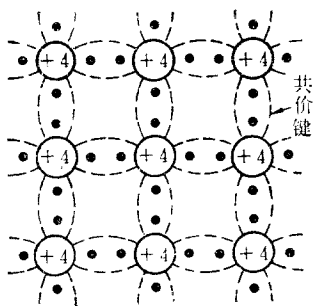


图 1-2 硅或锗晶体中共价键结构示意图

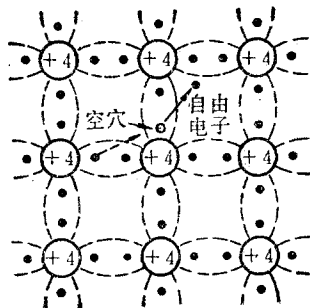


图 1-3 本征激发产生电子和空穴

二、半导体中的载流子

晶体中的共价键具有很强的结合力,在热力学零度 (-273.16°C) 时,价电子没有能力脱离共价键的束缚,在这种情况下,晶体中没有自由电子,半导体是不能导电的。在室温下,少数价电子因热激发而获得足够的能量,因而能脱离共价键的束缚成为自由电子,同时在原来的共价键中留下一个空位,称为“空穴”,如图1-3所示。自由电子在电场的作用下定向移动形成的电流称为漂移电流。这种由于自由电子的存在引起的导电性称为半导体的电子导电性。

现在我们来讨论半导体所特有的空穴导电性。共价键中失去电子出现空穴时,相邻原子的价电子比较容易离开它所在的共价键填补到这个空穴中来,使该价电子原来所在的共价键中又出现一个空穴,这个空穴又可被相邻原子的价电子填补,再出现空穴。

这样，在半导体中出现了价电子填补空穴的运动。在电场的作用下，填补空穴的价电子作定向移动也形成漂移电流。价电子填补空穴的运动无论在形式上还是在效果上都相当于带正电荷的空穴在与价电子运动相反的方向运动。为了区别于自由电子，就把这种运动叫做空穴运动，认为空穴是一种带正电荷的载流子。

总之，在半导体中存在两种载流子：带负电荷的自由电子（简称为电子）和带正电荷的空穴。在电场的作用下，电子形成电子电流，空穴形成空穴电流。虽然两种载流子的运动方向相反，但因它们所带的电荷极性也相反，所以两种电流的实际方向是相同的，它们的和即是半导体中的电流。正因为是在电场作用下，两种载流子的运动情况有所不同，才引入了空穴的概念。

三、本征载流子的浓度

半导体在热（或光照等）作用下产生电子、空穴对，这种现象称为本征激发。在电子、空穴对不断产生的同时，还会出现另一种现象：在运动中的电子如果“跳进”空穴，重新被共价键束缚起来（同时放出原来吸收的能量），电子和空穴就会成对消失，这种现象称为复合。在一定的温度下，电子、空穴对的产生和复合都在不停地进行，最终处于一种平衡状态，使半导体中载流子的浓度一定。理论分析表明^①，本征载流子的浓度为：

$$n_i = p_i = K_i \cdot T^{3/2} \cdot e^{-E_{G0}/2kT} \quad (1-1)$$

式(1-1)中 n_i 、 p_i 分别表示电子和空穴的浓度(cm^{-3})， T 为热力学温度(K)， k 为玻耳兹曼常数($8.63 \times 10^{-5} \text{eV/K}$)， E_{G0} 为热力学零度时破坏共价键所需要的能量，又称为禁带宽度（硅为 1.21 eV，锗为 0.785 eV）， K_i 是与半导体材料有关的常数（硅为 $3.87 \times 10^{16} \text{cm}^{-3} \cdot \text{K}^{-3/2}$ ，锗为 $1.76 \times 10^{16} \text{cm}^{-3} \cdot \text{K}^{-3/2}$ ）。由此可以得出，

^① 见[1-1]（为参考文献号，以后均同此）26~29页。各文献提供的的数据略有出入。

$T=300\text{K}$ 时,硅和锗的本征载流子浓度 $n_i(p_i)$ 分别为 $1.43 \times 10^{15} \cdot \text{cm}^{-3}$ 和 $2.38 \times 10^{13} \cdot \text{cm}^{-3}$ 。在一般使用温度范围内,本征载流子浓度随温度升高近似按指数关系增加。例如 T 由 300K 变化到 310K 时,硅和锗的本征载流子浓度分别变为 $3.19 \times 10^{10} \cdot \text{cm}^{-3}$ 和 $3.87 \times 10^{13} \cdot \text{cm}^{-3}$ 。因此半导体的导电性能对温度很敏感。

1.1.2 杂质半导体

本征半导体的导电能力是很弱的,但是在本征半导体中掺入微量的其他元素就会使半导体的导电性能发生显著变化。这些微量元素的原子称为杂质,掺入杂质的半导体称为杂质半导体,有N型和P型两类。

一、N型半导体

在硅(或锗)的晶体中掺入五价元素(如磷、砷、锑等)后,杂质原子就替代了晶格中某些硅原子的位置,它的五个价电子中有四个与周围的硅原子结成共价键,多余的一个价电子处在共价键之外,如图 1-4 所示。杂质原子对这个多余的价电子束缚力较弱,在

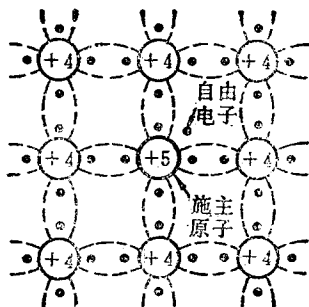


图 1-4 N 型半导体结构示意图

室温下它就可以被激发成自由电子,同时杂质原子变成带正电荷的离子。由于杂质原子可以提供电子,故称为施主原子。这种杂质半导体中电子的浓度比同一温度下本征半导体中电子的浓度大好多倍,这就大大加强了半导体的导电能力,我们把这种杂质半导体称为N型半导体^①。在N型半导体中电子的浓度远大于空穴的

^① 由于电子带负电,N是Negative(负)的字头,故名。

浓度，所以称电子为多数载流子(简称多子)，空穴为少数载流子(简称少子)。

二、P型半导体

在硅(或锗)的晶体中掺入微量的三价元素(如硼、铝、镓等)后，杂质原子的三个价电子与周围的硅原子形成共价键时，出现一个空穴，如图 1-5 所示。在室温下这些空穴能吸引邻近的价电子来填充，使杂质原子变成带负电荷的离子。这些杂质原子因能吸收电子被称为受主原子。这种杂质半导体中空穴是多子，而电子是少子，称为P 型半导体①。

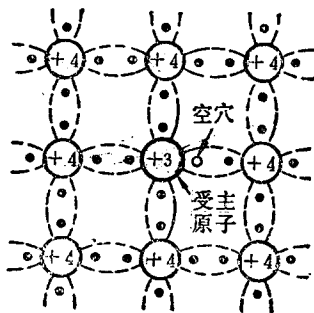


图 1-5 P 型半导体结构示意图

三、杂质半导体的导电性能

在杂质半导体中，多子是由杂质原子提供的，而由本征激发产生的少子浓度则因与多子复合机会的增多而大为减少。可以证明②，在半导体中两种载流子的浓度的乘积是恒定值，与掺杂程度无关，即

$$p \cdot n = p_i \cdot n_i = p_i^2 = n_i^2 \quad (1-2)$$

由式(1-2)可知，杂质半导体中多子越多，则少子就越少。例如在 $T = 300\text{K}$ 时，在本征硅中掺入十亿分之一的施主杂质，并知硅原子的浓度为 $5.1 \times 10^{22} \text{cm}^{-3}$ ，则杂质原子的浓度 $N_D = 5 \times 10^{22} \times 10^{-9} = 5 \times 10^{13} \text{cm}^{-3}$ 。这些杂质原子提供的电子浓度值也是 N_D ，这个数目远大于本征激发产生的电子浓度 $1.43 \times 10^{10} \text{cm}^{-3}$ 。所以电子的浓度 n 基本上等于杂质浓度 N_D ，而空穴的浓度则为：

① 由于空穴带正电，P 是 Positive(正)的字头，故名。

② 见[1-7]26页。

$$p = n_i^2/n \approx n_i^2/N_D = (1.43 \times 10^{10})^2 / 5 \times 10^{13} = 4.1 \times 10^6 \text{cm}^{-3}$$

可见 p 远远小于 n , 半导体中的电流基本上是多子的电流。这种半导体的电阻率约为 $89.3 \Omega \cdot \text{cm}$, 而本征硅的电阻率是 $2.14 \times 10^5 \Omega \cdot \text{cm}$ ①。这个例子说明微量的掺杂可以使半导体的导电能力大大加强。

少子虽然浓度很低,但它对温度非常敏感,将影响半导体器件的性能。至于多子,因其浓度基本上等于杂质原子的浓度,所以受温度影响不大。

1.1.3 PN 结

在一块完整的硅片上,用不同的掺杂工艺使其一边形成N型半导体,另一边形成P型半导体,那么在两种半导体的交界面附近就形成了PN结②。PN结是构成各种半导体器件的基础。

一、PN结内部载流子的运动

P型半导体和N型半导体结合在一起时,由于交界面两侧多子和少子的浓度有很大的差别,N区的电子必然向P区运动,这种由于浓度差而引起的运动称为扩散运动。扩散到P区的电子因与空穴复合而消失。同时P区的空穴也要向N区扩散,且与N区中电子复合。这样在交界面附近,多子的浓度骤然下降,出现了由不能移动的带电离子组成的空间电荷区。具体地说,N区一侧出现正离子区,P区一侧出现负离子区,如图1-6所示。空间电荷区形成了一个N区指向P区的电场(称内电场)。随着扩散的进行,空间电荷区加宽,内电场加强。由于内电场的作用是阻止多子扩散的,所以由浓度差而产生的多子扩散作用和由多子扩散的结果产生的内电场对扩散的阻碍作用最终将达到平衡,使空间电荷区

① 电阻率的计算见[1-1]44~45页。

② 关于制造工艺可参阅[1-9]126~136页。

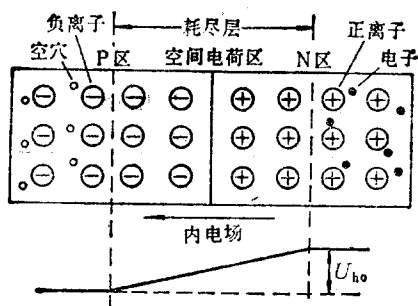


图 1-6 平衡状态下的 PN 结

的宽度不再变化。正、负离子在交界面两边形成的电位差记作 U_{h0} 。

另一方面，在 P 区和 N 区交界面附近空间电荷区形成的内电场又使少数载流子产生漂移运动，即 N 区的空穴向 P 区漂移，P 区的电子向 N 区漂移。其结果使空间电荷区变窄，内电场削弱，这又将引起多数载流子扩散以加强内电场。可以想象，在平衡状态下，电子从 N 区到 P 区的扩散电流必然等于从 P 区到 N 区的漂移电流，同样，空穴的扩散电流和漂移电流也必然相等。即总的多数载流子扩散电流等于少数载流子的漂移电流且二者方向相反，PN 结中的电流为零。

综上所述，在无外电场或其他因素激发时，PN 结处于平衡状态，没有电流通过，空间电荷区的宽度和电位差 U_{h0} 为恒定值。由于空间电荷区内没有载流子，所以又称为耗尽层，其宽度一般为数微米。因为耗尽层中正、负电荷的电量相等，所以当 N 区和 P 区的杂质浓度相同时，耗尽层在两个区内的宽度也相等，这种 PN 结称为对称结；否则，杂质浓度较高的一侧的耗尽层宽度小于杂质浓度较低的一侧，这种 PN 结称为不对称结。下面以对称结为例讨论 PN 结的特性，所得到的结论对不对称结也是适用的。

二、PN 结的特性

1. 单向导电性

先看 PN 结加正向电压的情况。在图 1-7 中，P 区接电源正极，N 区接电源的负极(称为正向偏置)。此时在外电场作用下，多子被推向耗尽层，结果使耗尽层变窄，内电场被削弱，有利于多子的扩散而不利少子的漂移。多子的扩散电流通过回路形成正向电流。耗尽层两端的电位差变成 $U_{ho} - U$ 。 U_{ho} 一般只有零点几伏，所以不大的正向电压就可以产生相当大的正向电流，通常在回路中串入一个电阻用以限制电流。

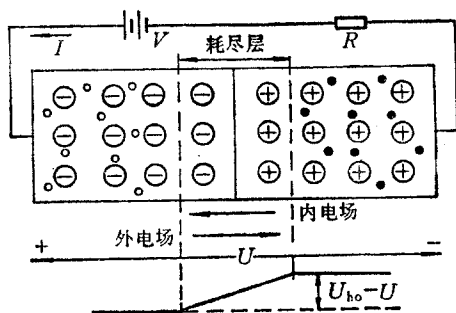


图 1-7 外加正向电压时的 PN 结

PN 结加反向电压的情况。在图 1-8 中，P 区接电源负极，N 区接正极(称为反向偏置)，此时外电场使耗尽层变宽，加强了内电

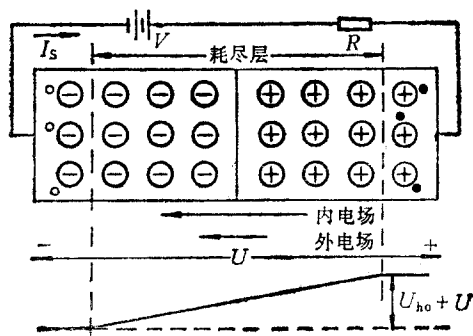


图 1-8 外加反向电压时的 PN 结

场。结果阻止了多子的扩散,但促使少子漂移,在回路中形成反向电流。因少子的浓度很低,并在温度一定时少子的浓度不变,所以反向电流不仅很小,而且当外加电压超过零点几伏以后,因少子供应有限,它基本上不随外加电压增大而增加,故称为反向饱和电流,用 I_S 表示。

总之,PN 结加正向电压时,形成较大的正向电流;而在加反向电压时,反向电流很小。这种特性称为单向导电性。

2. PN 结方程

根据理论分析,PN 结两端的电压 U 和流过 PN 结的电流 I 之间的关系为①

$$I = I_S (e^{U/U_T} - 1) \quad (1-3)$$

式(1-3)中 I_S 为反向饱和电流, $U_T = kT/q$ 称为温度电压当量,其中 k 为玻耳兹曼常数, T 为热力学温度, q 为电子的电量。在 300 K 时, $U_T \approx 26\text{mV}$ 。

由式(1-3)可知,正向偏置时,只要 U 大于 U_T 几倍以上, $I \approx I_S \cdot e^{U/U_T}$,即 I 随 U 按指数规律变化;反向偏置时,只要 $|U|$ 大于 U_T 几倍以上, $I \approx -I_S$,其中负号表示为反向电流。由式(1-3)可以画出 PN 结的伏安特性曲线,见图 1-9。图中 $U > 0$ 的部分称为正向特性, $U < 0$ 的部分称为反向特性($U < -U_{(BR)}$ 的情况下面讨论)。

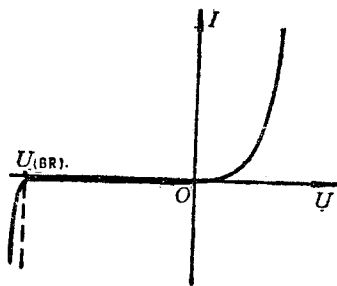


图 1-9 PN 结的伏安特性

三、PN 结的击穿

① 见本章附录或[1-4]21~25 页。

PN 结处于反向偏置时,在一定范围的反向电压作用下,流过 PN 结的电流是很小的反向饱和电流。但是反向电压超过某一数值(用 $U_{(BR)}$ 表示)后,反向电流会急剧增加,这种现象称为反向击穿。击穿状态下的特性见图 1-9 中虚线左边的部分。击穿现象可以从齐纳击穿和雪崩击穿两个方面加以解释^①。

齐纳击穿。在高浓度掺杂的情况下,耗尽层的宽度很小,不太大的反向电压(一般为几伏)就可以在耗尽层中形成很强的电场。它能够直接破坏共价键,把价电子从共价键中“拉出来”,产生电子、空穴对,引起电流急剧增加。

雪崩击穿。当反向电压逐渐增加时,在耗尽层中产生的电场也逐渐加强,使少子在漂移过程中受到更大的加速,可能在与共价键中的价电子相碰撞时把价电子“撞”出共价键,产生电子、空穴对。新产生的电子、空穴被电场加速后又可能“撞”出其他的价电子。当反向电压达到一定程度后,这种载流子雪崩式的倍增引起了电流的急剧增加。

对硅材料的 PN 结,反向击穿电压在 7V 以上的为雪崩击穿;4V 以下的为齐纳击穿;在 4~7V 间的击穿则两种情况都有。不论哪种击穿,只要 PN 结不因电流过大产生过热而损坏,当反向电压下降到击穿电压以下(均指绝对值)时,它的性能又可以恢复到击穿前的情况。

四、PN 结的电容效应

PN 结除了单向导电性外,还有一定的电容效应,按产生的原因不同可分为势垒电容和扩散电容两种。

1. 势垒电容 C_p

势垒电容是由耗尽层引起的。耗尽层中有不能移动的正、负

^① 见 11-1397~99 页。

离子,各具有一定的电量,当外加电压使耗尽层变宽时,电荷量增加,如图 1-10(a)所示。反之,外加电压使耗尽层变窄时,电荷量减小。这样耗尽层中的电荷量随外加电压变化而改变时,就形成了电容效应,称为势垒电容,用 C_b 表示。由理论推导^①可知 C_b 不是一个常量,它与结面积、耗尽层宽度、半导体材料的介电常数及外加反向电压值有关。反向偏置电压越高, C_b 则越小,如图 1-10(b)所示^②。一般情况下 C_b 为几皮法至一、二百皮法。在现代电子设备中常把反向偏置的 PN 结作为压控可变电容器使用。

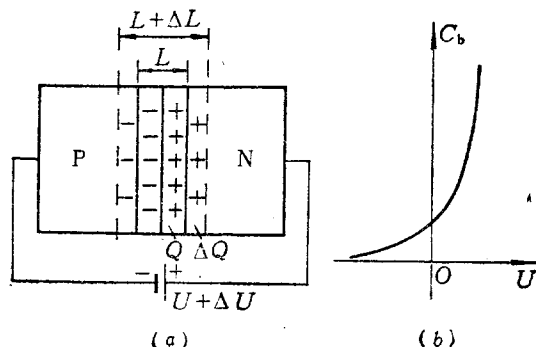


图 1-10 势垒电容

(a) 耗尽层的电荷量随外加电压变化

(b) 势垒电容和外加电压的关系

2. 扩散电容

多子在扩散过程中越过PN结成为另一方的少子,这种少子的积累也会形成电容效应。当PN结处于平衡状态(即无外加电压)时的少子称为平衡少子。可以认为在耗尽层以外的区域内平衡少

① 见[1-11]93~94页。

② C_b 的定义是 $C_b = \left| \frac{dQ}{dU} \right|$ 。当反压低时耗尽层中的电荷较少,但相对增量较大,而当反压高时电荷量增多,但相对增量减小。因此有图中所示的趋势。

子的浓度是各处一样的,如图 1-11 中平行于 x 轴的虚线。当 PN 结处于正向偏置时, N 区的电子扩散到 P 区后成为非平衡少数,由于浓度差它还要继续扩散,距离交界面越远,非平衡少子的浓度则越低,图 1-11 的曲线画出了 P 区少数浓度的分布规律。经过一段区域(称为扩散区),非平衡少数几乎全部消失,少子的浓度降为平衡时在 P 区的电子浓度 n_{P0} 。

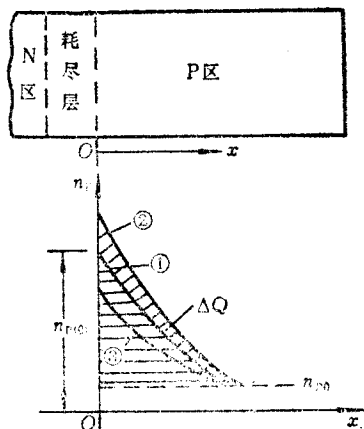


图 1-11 P 区少数浓度分布曲线

这样在扩散区内就积累了一定数量的非平衡少数,其电量为图 1-11 中曲线①下面的面积。当正向电压增加时,扩散到 P 区的电子浓度增加,电子的分布曲线变陡(扩散电流与浓度梯度成正比),扩散区内积累的电荷量增加,见曲线②。反之,当正向偏置电压减小时,扩散区内积累的电荷量减少,见曲线③。N 区内的空穴也有同样的分布规律。外加电压改变时引起扩散区内积累的电荷量变化就形成了电容效应,其所对应的电容称为扩散电容,用 C_d 表示。根据理论分析^①可知不对称结的 C_d 为:

$$C_d = \tau \cdot I / U_T \quad (1-4)$$

式中 U_T 为温度电压当量, τ 为非平衡少子的寿命^②。由式(1-4)可以看出 C_d 与正向电流 I 近似成正比。

势垒电容 C_b 和扩散电容 C_d 都与 PN 结的面积成正比,且随外加电压而变化,所以都是非线性电容。在 PN 结的等效电路中,

① 见[1-1]94~96页。

② 即非平衡载流子的平均存在时间,见[1-1]52~53页。

C_b 和 C_d 是关联的, PN 结的结电容 C_j 是两者之和, 即

$$C_j = C_b + C_d \quad (1-5)$$

在正向偏置时, 结电容一般以扩散电容为主; 反向偏置时, 则基本上等于势垒电容。 C_b 和 C_d 一般都很小 (结面积小的为 1 pF 左右, 结面积大的为几十至几百皮法), 当工作频率很高时, 就要考虑结电容的作用。

1.2 半导体二极管①

半导体二极管是由 PN 结加上引出线和管壳构成的, 通常有下面几种类型:

点接触型二极管。结构见图 1-12(a), 它的特点是结面积小, 因而结电容小, 适用于高频 (几百兆赫) 工作, 但不能通过很大的电流。主要应用于小电流的整流和高频时的检波、混频等。

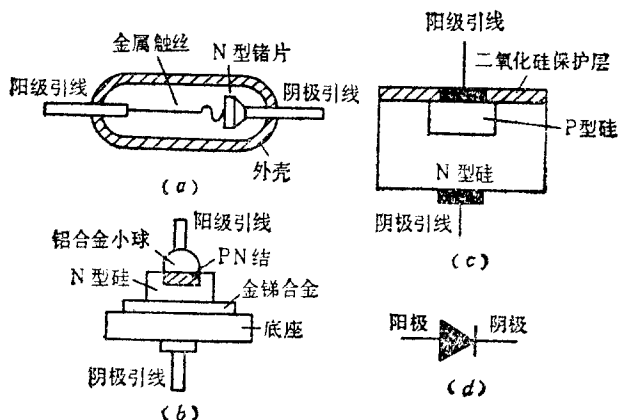


图 1-12 半导体二极管的结构和符号

- | | |
|----------|----------|
| (a) 点接触型 | (b) 面接触型 |
| (c) 平面型 | (d) 符号 |

① 本节只介绍普通二极管, 其他特殊二极管的简介可见 [1-2] 31~35 页。

面接触型二极管。结构见图 1-12(b)，它的特点是结面积大，因而能通过较大的电流，但其结电容也大，只能在较低的频率下工作。

硅平面型二极管。结构见图 1-12(c)，结面积较大的，可通过较大的电流，适用于大功率整流；结面积小的，结电容小，适用于在脉冲数字电路中作开关管。

二极管的符号示于图 1-12(d)。

1.2.1 二极管的特性

一、二极管和PN结伏安特性的区别

二极管两端的电压 U 和流过二极管的电流 I 之间的关系与PN结方程所描述的电压、电流关系略有区别。^①这是因为在正向偏置时，由于引线电阻和半导体体电阻的存在，使电流减小，特别是在大电流时影响显著；反向偏置时，由于表面漏电流的存在使反向电流增大，且随反向电压的增高而略有增加。尽管如此，在定量计算时，一般情况下仍可用PN结方程来近似描述二极管电压、电流之间的关系。

二、实测的二极管伏安特性曲线

图 1-13 是实测的两个二极管的伏安特性曲线。由图可以看出它们的特点如下：

1. 正向特性。正向电压超过某一数值后，才有明显的正向电流，该电压值称为导通电压，用 U_{on} 表示。在室温下，硅管的 $U_{on} \approx 0.5V$ ，锗管的 $U_{on} \approx 0.1V$ 。正向导通且电流不大时，硅管的压降约为 $0.6 \sim 0.8V$ ，锗管的压降约为 $0.1 \sim 0.3V$ 。两种管子的差别是由于硅材料PN结的 U_b 比锗材料PN结的大。

^① 可在PN结方程中加一定的系数来表示实际的伏安特性。参阅[1-7]33~35页。

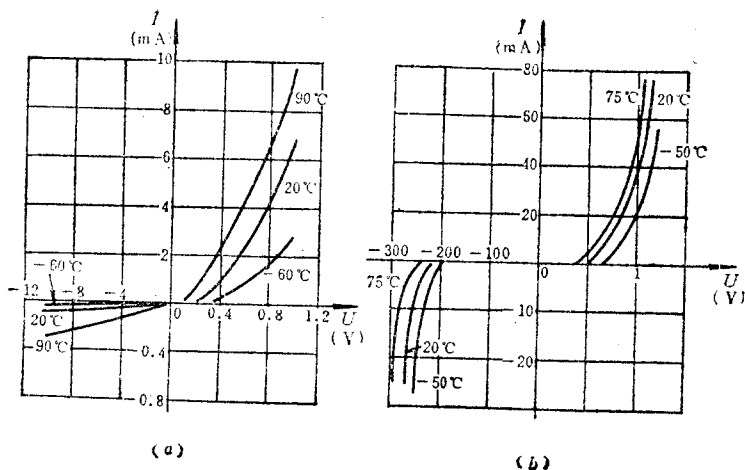


图 1-13 二极管的伏安特性曲线

(a) 2AP22(锗管)的伏安特性曲线

(b) 2CP10~20(硅管)的伏安特性曲线

2. 反向特性。小功率硅管的反向电流一般小于 $0.1\mu\text{A}$, 而锗管通常为几十微安。这种差别的原因是由于硅的禁带宽度 E_{G0} 比锗的大。

3. 反向击穿。反向击穿电压一般在几十伏以上(高反压管可达几千伏)。

三、温度对二极管特性的影响

二极管的特性对温度很敏感, 随温度升高正向特性曲线向左移, 反向特性曲线向下移。变化的规律是: 在室温附近, 温度每升高 1°C , 正向压降减小 $2\sim 2.5\text{ mV}$; 温度每升高 10°C , 反向电流约增大一倍①。

① 见[1-1]99~101页。

1.2.2 二极管的主要参数及注意事项

器件的参数是其特性的定量描述，是我们正确使用和合理选择器件的依据。半导体二极管主要参数有以下几个：

一、最大整流电流 I_F 。指二极管长期运行时允许通过的最大正向平均电流，它是由 PN 结的结面积和外界散热条件决定的。实际应用时，二极管的平均电流不能超过此值，并要满足散热条件，否则会烧坏二极管。

二、最大反向工作电压 U_R 。指二极管在使用时所允许加的最大反向电压，超过此值二极管就有发生反向击穿的危险。通常取反向击穿电压的一半作为 U_R 。

三、反向电流 I_R 。指二极管未击穿时的反向电流值。此值越小，二极管的单向导电性越好。此值与温度有密切关系，在高温运行时要特别注意。

四、最高工作频率 f_M 。主要由 PN 结的结电容大小决定，超过此值，二极管的单向导电性将不能很好地体现。

值得注意的是，由于制造工艺的限制，即使是同一型号的管子，参数的分散性也很大，手册上往往是给出参数的范围。另外，手册上的参数是在一定的测试条件下测得的，应用时要注意这些条件，若条件改变，相应的参数值也会发生变化。比如 I_R 就是指在一定温度下外加某电压值时的反向电流，若温度升高则 I_R 会增大。

二极管的类型和参数可查阅厂家提供的产品手册。

1.2.3 二极管的选择

根据上面的介绍可以归纳出选择二极管的几条基本原则：

一、要求导通电压低时选锗管；要求反向电流小时选硅管。

二、要求导通电流大时选平面型；要求工作频率高时选点接触型。

三、要求反向击穿电压高时选硅管。

四、要求耐高温时选硅管。

1.2.4 二极管的等效电路

由于二极管的伏安特性是非线性的,为了分析计算方便,在特定的条件下,我们可以进行分段线性化处理。常用的有下面几种方式:

一、将二极管理想化

图 1-14 (a) 用粗实线表示理想二极管的特性 (虚线为二极管的实际特性曲线), (b) 为符号。从图 (a) 可以看到, 正向偏置时电压降为零, 反向偏置时电流为零。虽然理想二极管和实际二极管的特性有一定的差别, 但是在电路中如果二极管的正向压降远小于和它串联的电压, 反向电流远小于和它并联的电流时, 利用理想二极管的特性来近似表示实际二极管进行电路的分析和计算仍

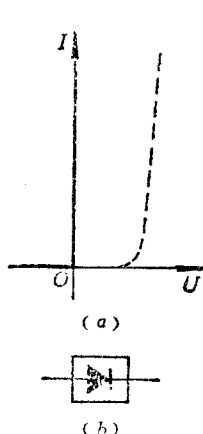


图 1-14 理想二极管
(a) 特性曲线 (b) 符号

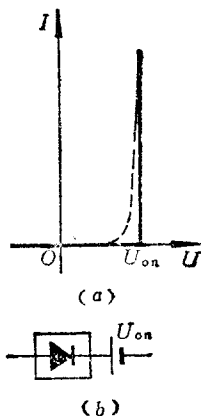


图 1-15 开关等效电路
(a) 特性曲线 (b) 等效电路

能得出比较满意的结果。此外，理想二极管也可作为一个元件构成其他形式的等效电路。

二、将二极管用理想二极管串联电压源来代替

为了反映二极管的导通电压，可以采用如图 1-15 所示的特性曲线和等效电路来近似表示实际的二极管。它的特性是：只有当正向电压超过导通电压时，二极管才导通，其两端电压为常量（通常硅管取 0.7 V，锗管取 0.3 V），仍记作 U_{on} ；否则二极管不通，电流为零。显然这种等效电路比前一种更接近实际二极管的特性。

三、折线等效电路

为了得到更好的近似效果，可以用折线来近似二极管的特性曲线，见图 1-16(a)。由图可以看出，二极管两端的电压小于导通电压 U_{on} 时，电流为零；超过导通电压后，特性曲线用一条斜线来近似，斜线的斜率为工作范围内电流、电压的比值，其倒数为等效的电阻 $r_{d(on)} = \Delta U / \Delta I$ 。根据这条折线的特性可得到如图 1-16(b) 所示的等效电路。这种等效电路在信号变化范围比较大时，与实

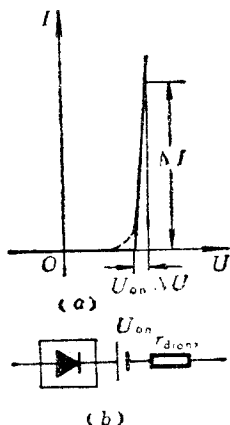


图 1-16 折线等效电路

(a) 特性曲线 (b) 等效电路

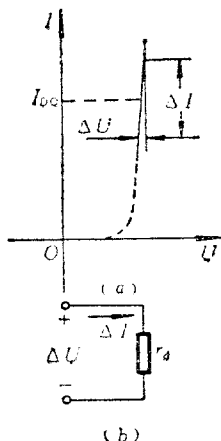


图 1-17 微变等效电路

(a) 特性曲线 (b) 等效电路

实际特性近似的程度比上两种更好。

四、微变等效电路

如果只考虑二极管两端的电压在某一固定值附近作微小变化时所引起的电流变化(或反之), 可以用曲线在该固定值处的切线来近似表示这一小段曲线, 如图1-17(a)所示。在这种情况下, 二极管的等效电路是一个微变等效电阻 r_d , 见图1-17(b), $r_d = \Delta U / \Delta I$ 。但要注意这里 ΔU 和 ΔI 的幅值比前一种等效电路中的要小得多, 同时注意它是在特性曲线上该固定值附近的取值。其值可以用微分来近似, 并可利用 PN 结方程求出:

$$\frac{1}{r_d} = \frac{\Delta I}{\Delta U} \approx \frac{dI}{dU} = d[I_S(e^{U/U_T} - 1)]/dU = \frac{I_S}{U_T} \cdot e^{U/U_T} \approx I_D/U_T$$

即

$$r_d \approx U_T / I_D \quad (1-6)$$

式(1-6) 中的 $I_D = I_{DQ}$ 是指该固定电流的数值。可以看出, I_{DQ} 不同时曲线的斜率不同, 微变等效电阻也不同。这个等效电路只适用于二极管正向导通且信号变化幅值小的情况。

以上各种等效电路是在不同的条件下得出的, 在使用时一定要注意的是否符合实际情况, 否则会出现较大的误差, 甚至可能得出荒谬的结果。

1.2.5 二极管应用电路举例

二极管在电路中有着广泛的应用, 下面介绍两种应用电路。

一、限幅电路

一种简单的限幅电路如图1-

18 所示。当 U_I 小于二极管导通

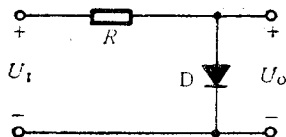


图 1-18 限幅电路

电压时, 二极管不通, $U_O \approx U_I$; U_I 超过导通电压后, 二极管导通, 其两端电压就是 U_O 。由于二极管正向导通后, 两端电压变化很小,

所以当 U_1 有很大的变化时, U_O 的数值却被限制在一定范围内。这种电路可用来减小某些信号的幅值以适应不同的要求或保护电路中的元器件。

〔例 1-1〕 在图 1-18 的电路中, $R=2\text{k}\Omega$, 二极管特性如图 1-19(a) 所示。试计算当 U_1 分别为 0V 、 5V 和 10V 时, U_O 的数值各是多大。

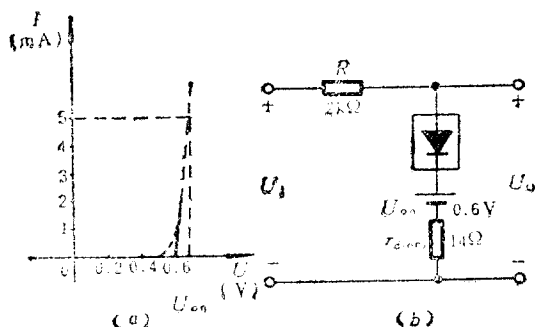


图 1-19 限幅电路的分析

(a) 特性曲线 (b) 等效电路

解: 分析这个电路时, 我们可利用图 1-16 的折线及等效电路来近似二极管, 如图 1-19 所示。从图 1-19(a) 中可以近似得到 $U_{0n} \approx 0.6\text{V}$,

$$r_{d(\text{on})} = \frac{0.67 - 0.6}{5 \times 10^{-3}} = 14\Omega.$$

当 $U_1 = 0\text{V}$ 时, 二极管两端电压为零, 二极管不导通, $U_O = 0\text{V}$ 。

当 $U_1 = 5\text{V}$ 时, 二极管导通, 则有

$$U_O = U_{0n} + (U_1 - U_{0n}) \cdot r_{d(\text{on})} / (R + r_{d(\text{on})}) \approx 0.631\text{V}$$

当 $U_1 = 10\text{V}$ 时, 仍可利用上述关系, 得到 $U_O \approx 0.635\text{V}$ 。

从此例题可知, 在二极管导通后, 当 U_1 变化很大时 (5V) 二极管两端电压变化很小 (约 0.034V), 可达到限幅的目的。

二、二极管门电路

从前面的分析也可以知道, 在某些情况下, 二极管实际的作用

很象一个开关：当其两端电压低于导通电压时，二极管不导通，相当于开关断开；当其两端电压超过导通电压时，二极管导通，相当于开关接通。只是这个开关不够理想，接通时开关上压降不为零，约为 U_{on} 。利用这种特性可以组成二极管门电路，实现一定的逻辑关系，类似门的开或关。图1-20所示电路就是一种二极管门电路。

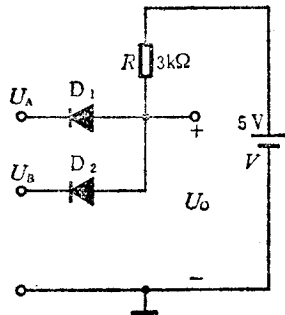


图 1-20 二极管门电路

〔例 1-2〕 试分析图 1-20 电路中，当 U_A 和 U_B 分别为 0V 和 3V 的不同组合时，二极管 D_1 和 D_2 的状态，并求出此时 U_O 的值。二极管均为硅管。

解：这里我们采用图 1-15 所示的特性及等效电路来近似二极管， U_{on} 取 0.7V。

1. 当 $U_A = U_B = 0V$ 时， D_1 、 D_2 两端电压均超过导通电压值，故都导通，则 $U_O = U_{on} = 0.7V$ 。

2. 当 $U_A = U_B = 3V$ 时， D_1 、 D_2 两端电压仍超过导通电压值，故都导通，则 $U_O = U_A + U_{on} = 3.7V$ 。

3. 当 $U_A = 0V$ ， $U_B = 3V$ 时，似乎 D_1 、 D_2 均处于导通状态，而实际上 D_1 导通后， U_O 被限制在 0.7V，这就使 D_2 处于反向偏置状态，是不导通的。故 $U_O = 0.7V$ 。

4. 当 $U_A = 3V$ ， $U_B = 0V$ 时，情况与前类似， D_2 导通， D_1 截止， $U_O = 0.7V$ 。

表 1-1 〔例 1-2〕的结果

$U_A(V)$	$U_B(V)$	D_1	D_2	$U_O(V)$
0	0	导通	导通	0.7
0	3	导通	截止	0.7
3	0	截止	导通	0.7
3	3	导通	导通	3.7

在表 1-1 中列出上述结果。

1.2.6 稳压管

稳压管也是一种半导体二极管,因为它具有稳压的特点,在稳压设备和一些电子电路中经常用到,所以把这种二极管称为稳压管,以区别用于整流、限幅、检波和其他单向导电设备中常用的二极管。

一、稳压管的稳压作用

让我们回顾一下二极管反向击穿时的特性。当二极管两端的反向电压超过击穿电压时,流过管子的电流会急剧增加,所以在利用二极管单向导电性的电路中应避免发生这种现象。但是击穿并不一定意味着管子的损坏,只要我们采取适当的措施限制通过管子的电流,就能保证管子不因过热而烧坏。而在击穿状态下,流过管子的电流在一定范围内变化时,管子两端电压变化很小,利用这一点可以达到“稳压”的效果。

稳压管的符号、特性曲线和等效电路见图 1-21。等效电路中的二极管 D_z 表示稳压管在正向偏置、以及虽然反向偏置但未

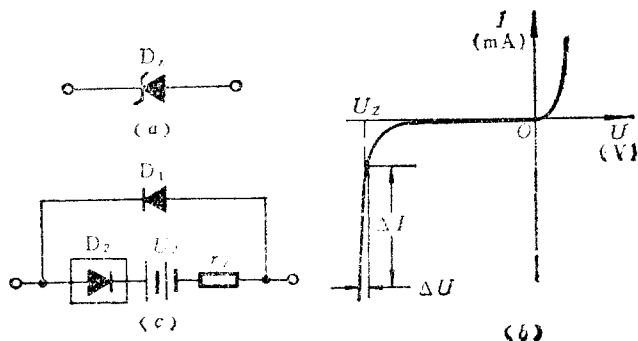


图 1-21 稳压管

(a) 符号 (b) 伏安特性曲线 (c) 等效电路

击穿时的情况;理想二极管 D_z 、电阻 r_z 和电压源 U_z 的串联支路是反向击穿状态下的等效电路。

二、稳压管的主要参数

1. 稳定电压 U_z 。指稳压管中的电流为规定电流时,稳压管两端的电压值。由于制造工艺的原因,即使同一型号的稳压管, U_z 的分散性也较大。例如 2CW14 型稳压管的 U_z 在 $6\sim 7.5\text{ V}$ 之间(测试电流为 10 mA)。

2. 稳定电流 I_z 。是稳压管正常工作时的参考电流值。电流低于此值时,稳压效果略差;高于此值时,只要不超过额定功耗都可以正常工作,且电流愈大,稳压效果愈好,但管子的功耗要增加。

3. 动态电阻 r_z 。是稳压管两端的电压和通过稳压管的电流两者变化量之比。 r_z 随工作电流不同而变化,电流越大, r_z 越小。例如 2CW7C 型稳压管的工作电流为 5 mA 时, r_z 为 $18\ \Omega$; 10 mA 时为 $8\ \Omega$; 20 mA 时为 $2\ \Omega$ 。

4. 额定功耗 P_z 。它是由管子允许温升所决定的参数,其数值为稳定电压 U_z 和允许的最大电流 I_{ZM} 的乘积。

5. 温度系数 α 。是说明稳定电压值受温度影响的参数,其数值为温度每升高 1°C 时稳定电压值的相对变化量。硅稳压管 U_z 低于 4 V 时具有负温度系数(齐纳击穿);高于 7 V 具有正温度系数(雪崩击穿);而在 $4\sim 7\text{ V}$ 之间时,温度系数很小。

三、稳压管应用举例

稳压管正常工作的条件有两条:一是必须工作在反向击穿状态(利用正向特性稳压除外);二是稳压管中的电流要在稳定电流

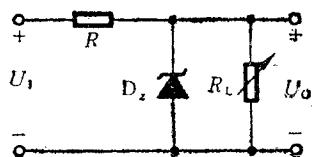


图 1-22 稳压管稳压电路

和允许的最大电流之间。图 1-22 所示为最常用的稳压电路。当 U_1 或 R_L 变化时,稳压管中的电流发生变化,但在一定范围内其两

端电压变化很小，即能起到稳定输出电压的作用。具体分析可参阅第十一章。

1.3 双极型晶体管

双极型晶体管^①又称为晶体三极管、晶体管、半导体三极管等。以后简称晶体管。晶体管的制造工艺有很多种，目前常用的是利用光刻、扩散等工艺制成的平面管(见60页)，它的结构见图1-23(a)。从图(b)中可以看出，它有三个区，分别称为发射区、基区和集电区，由三个区各引出一个电极；有两个PN结，发射区和基区间的PN结称为发射结，集电区和基区间的PN结称为集电结。这种由两块N型半导体中间夹着一块P型半导体的管子称为NPN管。还有一种与它成对偶形式的，即两块P型半导体中间夹着一块N型半导体的管子，称为PNP管。两种类型管子的符号见图1-23(c)。晶体管制造工艺上的特点是：发射区是高浓度掺杂区，基区很薄且杂质浓度低，集电结面积大。这样能保证晶体管具有电流放大作用。

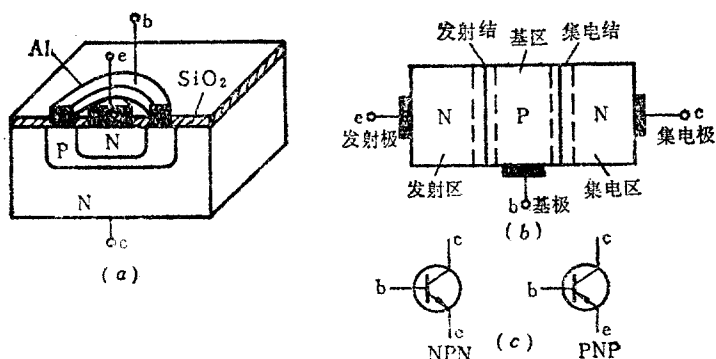


图 1-23 晶体管的结构和符号

(a) 平面管的结构 (b) NPN管示意图 (c) 晶体管的符号

^① 英文简称BJT,是Bipolar Junction Transistor的缩写。

下面以 NPN 管为例介绍晶体管的放大作用, 特性曲线和主要参数。

1.3.1 晶体管的放大作用

首先我们强调一下什么是放大作用。电子电路中所说的放大有两方面的含义: 一是放大的对象是变化量, 二是指对能量的控制作用。即在输入端用一个小的变化量去控制能源使输出端产生一个大的, 与输入变化相对应的变化量, 称为放大。例如人讲话一般只有毫瓦级的功率, 而经过放大器之后送到扬声器的功率可达到几十瓦甚至上千瓦。关于这方面的问题, 下一章将详细讨论。

图 1-24 是一个简单的放大电路, 图中 ΔU_i 是一个作为控制用的微小的变化电压, 它接在基极和发射极所在的回路(称为输入回路)中, 放大后的信号出现在集电极和发射极所在的回路(称为输出回路)中, 由于输入和输出回路以发射极为公共端①, 所以称为共发射极电路(简称共射电路)。为了体现放大作用, 首先必须保证有载流子运动, 因此发射结要正向偏置, 这一条由电源 V_{BB} 的极性实现; 其次, 集电极电流必须是由发射区越过基区来的电子流所形成, 而不是集电区本身的多子运动, 这才能体现基极的控制作用。所以集电结要反向偏置, 电源 V_{CC} 的极性实现了这一要求。 ΔU_i 控制发射结两端的电压发生变化, 这样就改变了三个电极的电流。图中所示电路是否具有放大作用呢? 下面我们通过分析晶体管内部载流子的运动情况和电流分配关系入手。

一、载流子的运动

图 1-24 所示的电路中, 当 $\Delta U_i = 0$ 时, 在发射结正向偏置、集电结反向偏置的条件下, 晶体管内部载流子运动的示意图见图 1-

① 公共端又称为地, 在图中用短粗横线表示。

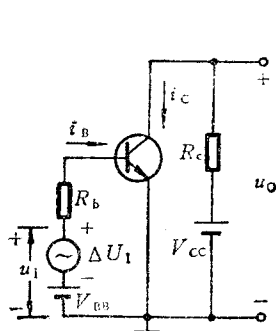


图 1-24 共射放大电路

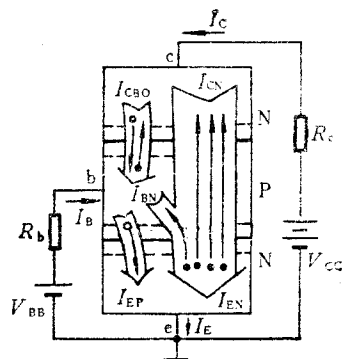


图 1-25 晶体管内部载流子的运动和各级电流

25。下面分几种情况讨论。

1. 发射区向基区发射电子的情况。 由于发射结正向偏置，发射区的电子源源不断地越过发射结到达基区，同时基区的空穴也会扩散到发射区。这两种多子的扩散电流分别记为 I_{EN} 和 I_{EP} ，它们的实际方向是相同的，这两个电流的和就是发射极电流 I_E 。不过由于基区中空穴的浓度远远低于发射区中电子的浓度，所以与电子电流相比，空穴电流是很小的。

2. 电子在基区扩散和复合的情况。 由发射区注入基区的电子(成为非平衡少子)，因为浓度有差别，所以要继续向集电结扩散。在扩散的过程中有部分电子与基区中的空穴复合而消失。由于基区很薄且空穴的浓度很低，所以只有一小部分电子与空穴复合，而绝大部分电子能扩散到集电结的边沿。基区的宽度越小，杂质浓度越低，复合掉的电子所占的比例就越小。与空穴复合掉的电子电流记作 I_{BN} 。因基区的空穴是电源 V_{BB} 提供的，故 I_{BN} 是基极电流 I_B 的一部分。

3. 电子被集电结收集的情况。 由于集电结是反向偏置，所以基区中扩散到集电结边沿的电子在电场的作用下很容易漂移过

集电结,到达集电区,成为集电极电流 I_C 的一个组成部分,这部分电流记作 I_{CN} , $I_{CN} = I_{EN} - I_{BN}$ 。

4. 集电极的反向电流。集电区和基区的平衡少子在集电结反向电压的作用下,形成反向饱和电流,记作 I_{CBO} 。

综上所述,三个电极上的电流可以分别表示为:

$$I_E = I_{EN} + I_{EP} = I_{CN} + I_{BN} + I_{EP} \quad (1-7)$$

$$I_C = I_{CN} + I_{CBO} \quad (1-8)$$

$$I_B = I_{BN} + I_{EP} - I_{CBO} \quad (1-9)$$

二、电流分配关系

对一个高质量的管子,我们要求 $I_{EN} \gg I_{EP}$, $I_{CN} \gg I_{BN}$,即希望 I_{CN} 在 I_E 中占有高的比例。通常用 I_{CN} 和 I_E 的比值来衡量管子的质量,定义:

$$\bar{\alpha} = I_{CN} / I_E \quad (1-10)$$

式中 $\bar{\alpha}$ 称为共基极直流电流放大系数,其值恒小于 1 并与 I_E 的值有关,一般为 0.98~0.99。把式(1-10)代入式(1-8),则得

$$I_C = \bar{\alpha} \cdot I_E + I_{CBO} \quad (1-11)$$

式(1-11)用 I_E 来表示 I_C ,即把 I_E 作为输入回路电流, I_C 作为输出回路电流,而以基极为公共端,所以是共基极电路的电流传输关系。在共射极电路中,是把 I_B 作为输入回路电流, I_C 作为输出回路电流的。为了得出 I_C 和 I_B 的关系,把 $I_E = I_C + I_B$ 代入式(1-11),则可以得出

$$I_C = \frac{\bar{\alpha}}{1 - \bar{\alpha}} I_B + \frac{1}{1 - \bar{\alpha}} I_{CBO}$$

我们定义

$$\bar{\beta} = \frac{\bar{\alpha}}{1 - \bar{\alpha}} \quad (1-12)$$

并代入上式则

$$I_C = \bar{\beta} \cdot I_B + (1 + \bar{\beta}) \cdot I_{CBO} \quad (1-13)$$

$\bar{\beta}$ 称为共发射极直流电流放大系数。同理,其值与 I_C 的值有关。式(1-13)表示共发射极电流传输关系。这时 I_E 可表示为

$$I_E = I_C + I_B = (1 + \bar{\beta}) I_B + (1 + \bar{\beta}) I_{CBO} \quad (1-14)$$

式(1-13)和式(1-14)中的 $(1 + \bar{\beta}) I_{CBO}$ 又称为穿透电流,用 $I_{CEO(pt)}$ 表示。一般情况下 $I_{CBO} \ll I_B, \bar{\beta} \gg 1$ 。故忽略 $I_{CEO(pt)}$ 的影响,式(1-13)、(1-14)可近似表示为

$$I_C = \bar{\beta} I_B + I_{CEO(pt)} \approx \bar{\beta} I_B \quad (1-15a)$$

$$I_E \approx (1 + \bar{\beta}) I_B \quad (1-15b)$$

式(1-15)是以后我们在分析计算中经常用到的近似关系。

三、晶体管的电流放大作用

现在我们来讨论图1-24中 $\Delta U_1 \neq 0$ 的情况。这时 $u_1 = V_{BB} + \Delta U_1$,由于发射结两端电压的变化引起了发射极电流的变化,集电极电流和基极电流也会发生相应的变化,它们的变化量分别用 ΔI_C 和 ΔI_B 表示。 ΔI_C 和 ΔI_B 的比值称为共发射极交流电流放大系数,用 β 表示,即

$$\beta = \Delta I_C / \Delta I_B \quad (1-16)$$

在 u_1 的作用下,集电极电流 i_C 和基极电流 i_B 分别表示为

$$i_C = I_C + \Delta I_C$$

$$i_B = I_B + \Delta I_B$$

根据式(1-13)并设 i_C 变化时 $\bar{\beta}$ 值基本不变则有

$$i_C = \bar{\beta} \cdot i_B + I_{CEO(pt)} = \bar{\beta} \cdot I_B + \bar{\beta} \cdot \Delta I_B + I_{CEO(pt)} = I_C + \bar{\beta} \cdot \Delta I_B$$

由此式可以看出,在 $\bar{\beta}$ 基本不变的情况下 $\Delta I_C \approx \bar{\beta} \cdot \Delta I_B$, 即

$$\beta \approx \bar{\beta}$$

实际上晶体管导通时,在 I_E 的一个相当大的范围内, $\bar{\beta}$ 基本上不变。由于 β 和 $\bar{\beta}$ 相当接近,以后我们一般不再对它们加以区分。晶体管的 β 值一般为几十倍,特殊的可达上千倍,所以晶体管在共射接法时,有较大的电流放大作用。

在共基接法情况下的交流电流放大系数 α 定义为

$$\alpha = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_E} \quad (1-17)$$

同理

$$\alpha \approx \bar{\alpha}$$

1.3.2 晶体管的共射特性曲线

晶体管的极间电压和各电极电流之间的关系通常用晶体管特性图示仪测出,由输入和输出两组特性曲线来表示。

一、输入特性曲线

晶体管的共射输入特性曲线表示了以 U_{CE} 为参考变量时, I_B 和 U_{BE} 间的关系,即

$$I_B = f(U_{BE}) |_{U_{CE} = \text{常数}}$$

图 1-26 是一个硅 NPN 管 (3DG4) 的输入特性曲线。下面分两种情况来讨论:

1. $U_{CE} = 0V$ 时, b、e 间加正向电压。这时发射结和集电结均为正向偏置。 I_B 是发射区和集电区分别向基区扩散的电子电流之和(忽略了基区空穴的扩散电流),相当于两个二极管正向并联的

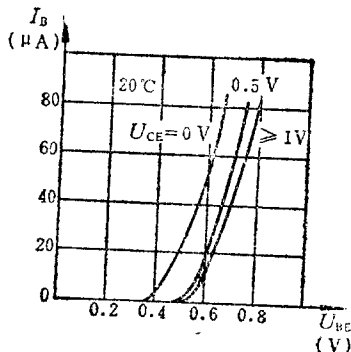


图 1-26 共射输入特性曲线

特性。

2. $U_{CE} \geq 1\text{ V}$, b、e 间加正向电压。这时集电极的电位比基极高, 集电结为反向偏置, 发射区注入基区的电子绝大部分扩散到集电结, 只有一小部分与基区中的空穴复合, 形成 I_B 。与 $U_{CE} = 0\text{ V}$ 时相比, 在 U_{BE} 相同的条件下, I_B 要小得多。从图中可以看出, 导通电压约为 0.5 V 。严格地说, 当 U_{CE} 逐渐增加时, I_B 逐渐减小, 曲线逐渐向右移。这是因为 U_{CE} 增加时, 集电结的耗尽层变宽, 减小了基区的有效宽度, 不利于空穴的复合, 所以 I_B 减小。不过 U_{CE} 超过 1 V 以后再增加, I_C 增加很少, 因此 I_B 的变化量也很小, 通常可以忽略 U_{CE} 变化对 I_B 的影响, 认为 $U_{CE} \geq 1\text{ V}$ 时的 $I_B = f(U_{BE})$ 曲线都重合在一起。

3. 当 U_{CE} 在 $0 \sim 1\text{ V}$ 之间时, 输入特性曲线在图 1-26 中两条曲线之间, 随 U_{CE} 的增加向右移。

总之, 晶体管的输入特性曲线与二极管的正向特性相似, 因为 b、e 间是正向偏置的 PN 结。

二、输出特性曲线

晶体管的共射输出特性曲线表示以 I_B 为参变量时, I_C 和 U_{CE} 间的关系,

即

$$I_C = f(U_{CE}) \mid I_B = \text{常数}$$

图 1-27 是同一个晶体管(3DG4)的输出特性曲线。从图中我们观察到晶体管的工作状态可分为三个区域。现分别讨论如下:

1. 截止区 一般习惯上把 $I_B \leq 0$ 的区域称为截止区, 但实际上这时 $I_E = I_C = I_{CEO(\text{pt})}$, 严格说来不能认为晶体管是截止的(尤其在高温和锗管的情况), 所以应该把 $I_E = 0$ 即 $I_C \leq I_{CBO}$ 的区域称为截止区。对于硅管相当于 $U_{BE} = 0\text{ V}$, 对于 PNP 锗管相当于 $U_{BE} = 0.1\text{ V}$ ①。通常可以说发射结反向偏置时, 晶体管是截止的。

① 见[1-7]68页。

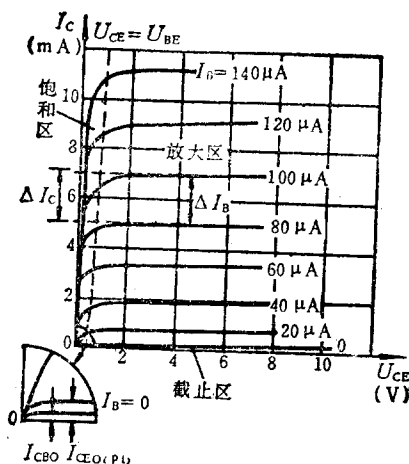


图 1-27 共射输出特性曲线

2. 放大区 发射结为正向偏置、集电结为反向偏置的区域称为放大区。此时 I_C 与 I_B 的关系是 $I_C = \beta \cdot I_B + I_{CEO(p.t)}$ ，它有两个特点：一是 I_C 的大小受 I_B 的控制； $\Delta I_C \gg \Delta I_B$ ，即有电流放大；二是随 U_{CE} 的增加，曲线有些上翘。这是由于 U_{CE} 增加后，基区有效宽度变窄，使电子和空穴在基区复合的机会减小。即维持相同的 I_C 所需的 I_B 将较少，也就是在保证 I_B 不变时， I_C 将略有增加。

3. 饱和区 曲线靠近纵轴的区域是饱和区。当 $U_{CE} < U_{BE}$ 时，b-c 结处于正向偏置，内电场减弱。这样就不利于集电区收集从发射区到达基区的电子，使得在相同 I_B 时， I_C 的数值比放大状态下要小。我们把 $U_{CE} = U_{BE}$ 称为临界饱和。饱和时 c、e 间电压记作 U_{CES} 。在深度饱和时 U_{CES} 很小，小功率管通常小于 0.3 V。

三、温度对晶体管特性的影响

和二极管一样，温度对晶体管的特性有着不容忽视的影响。所以了解这些影响，并在电路中采取措施加以克服就成了十分现实的问题。温度对晶体管特性的影响通常要考虑以下三个方面：

1. 温度对 U_{BE} 的影响 输入特性曲线随温度升高向左移, 与图 1-13 相似, 这样在 I_B 不变时, U_{BE} 将减小。 U_{BE} 随温度的变化规律与二极管正向导通电压的一样, 即温度每升高 1°C , U_{BE} 减小 $2\sim 2.5\text{ mV}$ 。

2. 温度对 I_{CBO} 的影响 I_{CBO} 是集电结的反向饱和电流, 它随温度变化的规律和二极管反向电流的一样, 即温度每升高 10°C , I_{CBO} 约增大一倍。 $I_{CEO(pt)}$ 的变化规律大致与 I_{CBO} 相同。在输出特性曲线图上, 当温度升高时, 曲线向上移。

3. 温度对 β 的影响 晶体管的电流放大系数 β 随温度升高而增大, 变化规律是: 温度每升高 1°C , β 值增大 $0.5\sim 1\%$ 。在输出特性曲线图上, 曲线间的距离随温度升高而增大。

温度对 U_{BE} 、 I_{CBO} 和 β 的影响反映在管子的集电极电流 I_C 上, 它们都是使 I_C 随温度升高而增大。其造成的后果以及如何限制 I_C 的增加, 将在以后的章节中讨论。

1.3.3 晶体管的主要参数

一、直流参数

1. 直流电流放大系数

(1) 共发射极直流电流放大系数 $\bar{\beta}$ 。 由式(1-15a)可得

$$\bar{\beta} = \frac{I_C - I_{CEO(pt)}}{I_B}$$

当 $I_C \gg I_{CEO(pt)}$ 时, $\bar{\beta}$ 可近似表示为 $\bar{\beta} \approx I_C / I_B$

(2) 共基极直流电流放大系数 $\bar{\alpha}$ 。由式(1-11), 在忽略 I_{CBO} 时, $\bar{\alpha}$ 可近似表示为 $\bar{\alpha} \approx I_C / I_E$

在分立元件电路中, 一般选用 $\bar{\beta}$ 在 $20\sim 100$ (即 $\bar{\alpha}$ 在 $0.95\sim 0.99$) 范围内的管子。 $\bar{\beta}$ 太小, 电流放大作用差; $\bar{\beta}$ 太大, 受温度影

响大,性能稳定性差①。

2. 极间反向电流

(1) I_{CBO} 指发射极开路时,集电极、基极间的反向饱和电流。

(2) $I_{CEO(pv)}$ 指基极开路时,集电极、发射极间的穿透电流,它是 I_{CBO} 的 $(1+\bar{\beta})$ 倍。

选用管子时,一般希望极间反向电流尽量小些,以减小温度的影响。硅管的反向电流比锗管的小2~3个数量级,所以常选用硅管。

二、交流参数

1. 交流电流放大系数

(1) 共发射极交流电流放大系数 $\beta = \Delta I_C / \Delta I_B$ 。

(2) 共基极交流电流放大系数 $\alpha = \Delta I_C / \Delta I_E$ 。

在 I_E 的一个相当大的范围内, $\beta \approx \bar{\beta}$, $\alpha \approx \bar{\alpha}$,以后我们经常利用这种近似关系进行计算。

2. 特征频率 f_T

这是反映晶体管中两个PN结电容影响的参数。当信号的频率增高到一定值后,结电容将起到明显的作用,使 β 下降, f_T 是指当 β 下降到1时的频率②。

三、极限参数

1. 集电极最大允许功耗 P_{CM}

这个参数决定于管子的温升,使用时不能超过,而且要注意散热条件(管子使用的上限温度,硅管约为 150°C ,锗管约为 70°C)③。一个管子的 P_{CM} 如已确定,则由 $P_{CM} = I_C \cdot U_{CE}$ 可知临界损耗时 I_C

① 由于制造工艺的不断改进,在线性集成电路中,可制成 $I_C < 1\mu\text{A}$,而 β 值超过1000的超 β 管。

② 见第二章,2.6节。

③ 见第十章附录10C。

和 U_{CE} 在输出特性上的关系为一双曲线, 如图 1-28 中虚线所示。

2. 集电极最大电流 I_{CM}

在 I_C 的一个很大范围内, β 值基本不变。但当 I_C 超过一定数值后, β 将明显下降, 此值就是 I_{CM} 。部颁标准①规定合金型小功率管的 I_{CM} 为 $U_{CE} = 1V$ 时使管耗达到 P_{CM} 的 I_C 值。当 $I_C > I_{CM}$ 时, 管子并不一定会损坏。

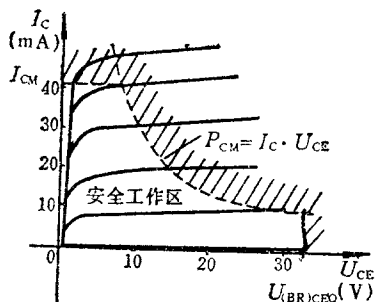


图1-28 晶体管的安全工作区

3. 反向击穿电压

(1) 集电极开路时, 射-基极间的反向击穿电压 $U_{(BR)EBO}$ 。

这是发射结所允许加的最高反向电压, 超过这个极限发射结将会出现反向击穿。一般平面管的 $U_{(BR)EBO}$ 只有几伏, 有的甚至不到 1 V。

(2) 发射极开路时, 集-基极间的反向击穿电压 $U_{(BR)CBO}$ 。

这是集电结所允许加的最高反向电压, 一般管子的 $U_{(BR)CBO}$ 为几十伏, 高压管可达几百伏甚至上千伏。

(3) 基极开路时, 集电极、发射极间的击穿电压 $U_{(BR)CEO}$ 。

$U_{(BR)CEO}$ 要比 $U_{(BR)CBO}$ 小些。

此外, 集电极、发射极间的击穿电压还有: 基极和发射极间接电阻时的 $U_{(BR)CER}$; 短路时的 $U_{(BR)CES}$; 接反向电压时的 $U_{(BR)CEX}$ 。这些电压间一般有如下关系:

$$U_{(BR)CBO} > U_{(BR)CEX} > U_{(BR)CES} > U_{(BR)CER} > U_{(BR)CEO} \quad ②$$

在晶体管的输出特性曲线上, 由 P_{CM} , $U_{(BR)CEO}$ 和 I_{CM} 所决定的管子的安全工作区如图 1-28 所示。

① 见电子工业部标准 SJ170-C5。

② 见[1-3]61~63页。

1.3.4 晶体管的选择和使用注意事项

从前面介绍的晶体管参数中已可知道选管的主要原则及使用注意事项,这里再简单综述如下。

一、为防止晶体管在使用中损坏,必须使它工作在安全区,因此:

1. 在需要工作电压高时,应选 $U_{(BR)CEO}$ 大的高反压管,尤其要注意 b、e 间的反向电压不要超过 $U_{(BR)EBO}$;

2. 在需要输出大功率时,应选 P_{CM} 值大的功率管,同时必须注意满足其散热要求;

3. 在需要输出大电流时,应选 I_{CM} 大的管子。

二、若工作信号频率高,必须选高频管或超高频管;如果用于开关电路则应选开关管。

三、由于硅管反向电流小,允许管子温度高,故对这些参数要求高时应选硅管;而当要求导通电压低时可选锗管。

四、同型号的管子中反向电流越小一般说性能较好,在选管时可做为参考;而 β 值则一般选几十至一百左右, β 太大管子性能不太稳定。

五、当直流电源对地为正值时,多选用 NPN 管组成电路;负值时多选用 PNP 管组成电路。

1.3.5 晶体管的应用电路举例

在以后的章节中我们还要讨论由晶体管组成的各种放大电路和数字(开关)电路,这里举几个简单的例子,目的是为了加深对晶体管特性及工作状态的理解。

一、单管共射电路

最基本的电路如图 1-29(a)所示,它属共发射极电路。现在

用一个具体例子来说明它的工作原理。

〔例 1-3〕 在图 1-29(a) 所示电路中, 当 U_I 由 0V 变到 3V 时, 判断晶体管的工作状态, 求出相应的输出电压 U_O 的值, 并画出电压传输特性曲线。晶体管的特性曲线如图 (b)、(c) 所示。

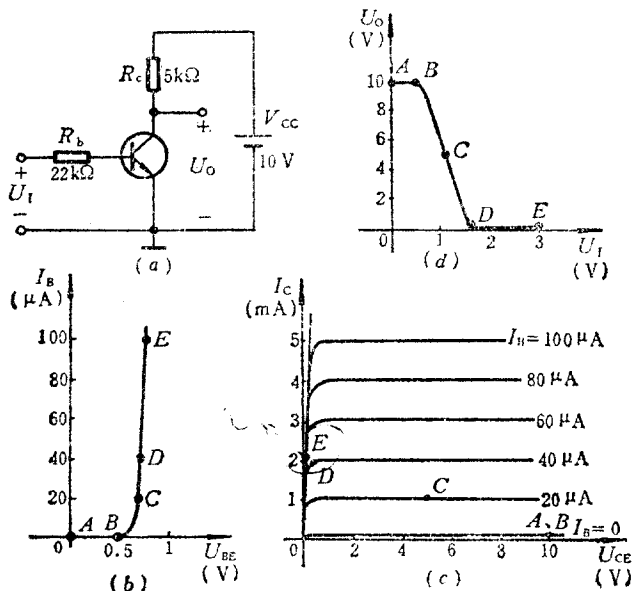


图 1-29 单管共射电路及其分析

(a) 电路 (b) 输入特性曲线

(c) 输出特性曲线 (d) 电路的电压传输特性

解: 当 $U_I = 0V$ 时, 晶体管的发射结为零偏压, 故 $I_B = 0$, 即为输入特性中的 A 点。从输出特性上找到 $I_B = 0$ 的曲线, 则得到 $I_C \approx 0$, 所以 $U_{CE} \approx V_{CC} = 10V$, 同样用 A 表示在输出特性上。此时晶体管处于截止状态。由于 $U_O = U_{CE}$, 故此时 $U_O = 10V$ 。

从输入特性可以看出, 在 $U_I < 0.5V$ (导通电压) 时, 晶体管均处于截止状态, 即 $I_B \approx 0$, $I_C \approx 0$, $U_O \approx V_{CC} = 10V$ 。记临界导通状态为 B, 如图 (b)、(c) 所示。

当 $U_I = 3V$ 时, b、c 间导通。从输入特性可以看出导通后, b、c 间电压

约为 0.7V 。由此可近似求出 I_B 的值 $I_B \approx (U_I - 0.7)/R_b \approx 100\mu\text{A}$ 。在输出特性中找到 $I_B = 100\mu\text{A}$ 的曲线，在放大区时它所对应的 I_C 约为 5mA 。而实际上电路中可能提供的 I_C 约为 $I_C \approx V_{CC}/R_c = 2\text{mA}$ 。所以此时晶体管大约处于 E 点所标的状态，即： $I_C \approx 2\text{mA}$ ， $U_{CE} \approx 0.2\text{V}$ ，晶体管处于饱和状态。 $U_O = U_{CE} \approx 0.2\text{V}$ 。

当 U_I 从 0V 变到 3V 的过程中，晶体管的工作点从 A 点经 B 点逐渐向 E 点过渡。由于 I_C 的最大值约为 2mA ，从输出特性可以看出，当 $I_B > 40\mu\text{A}$ 以后， I_C 基本上不再增加，即晶体管进入了饱和区，此时 $U_{CE} = U_{CES} \approx 0.2\text{V}$ 。记此时的状态为 D 点。从输入特性可知 $I_B = 40\mu\text{A}$ 时， $U_{BE} \approx 0.7\text{V}$ ，则 $U_I \approx I_B \cdot R_b + 0.7 \approx 1.6\text{V}$ 。

当 U_I 从 0.5V 到 1.6V 变化时，晶体管进入放大区。为画出传输特性，我们再求出一组数值。比如 $U_I = 1.1\text{V}$ 时，可得 $I_B \approx 20\mu\text{A}$ 。从输出特性中可得 $I_C \approx 1\text{mA}$ ，则 $U_{CE} = V_{CC} - I_C \cdot R_c = 5\text{V}$ 。在特性曲线中标为 C 点。

将这几组数据所表示的 U_I 和 U_O 的关系标入图(d)中，并用曲线连起来，就得到了近似的电压传输特性。

从传输特性和特性曲线上可以看到，当 $U_I < 0.5\text{V}$ 时，晶体管处于截止状态， $U_O \approx V_{CC}$ ；当 $U_I > 1.6\text{V}$ 时，晶体管进入饱和状态， $U_O \approx U_{CES} \approx 0.2\text{V}$ ；当 $0.5\text{V} < U_I < 1.6\text{V}$ 时，晶体管处于放大状态。从传输特性可知，当这个电路的输入信号有一较小的变化量，比如 $\Delta U_I = 1.6 - 1.1 = 0.5\text{V}$ 时，输出端获得一个较大的变化量， $\Delta U_O = 0.2 - 5 = -4.8\text{V}$ ，这就叫做放大。放大倍数(也就是传输特性的斜率)为 $\Delta U_O / \Delta U_I = -9.6$ 。负号表示 U_I 增加时 U_O 下降。数字电路中要求晶体管交替工作在截止区和饱和区，因此输入信号的幅值变化大而且变化快。具体情况可见下例。

二、可控开关电路

从以上的分析中可知，当晶体管截止时， $I_C \approx 0$ ；当它饱和时， $U_{CE} \approx 0$ 。从 c, e 两端看，上述情况与二极管作为开关时的情况很相似。与二极管不同之处在于这个开关可以通过控制 b, e 间的电压和电流来实现开与关，所以是一种可控的电子开关。图 1-30

(a)、(c)示出了最基本的电路。图(b)、(d)是它们的功能示意图。下面用例题说明它的工作情况。

[例 1-4] 开关电路如图 1-30(a) 所示, 晶体管特性同[例 1-3]。试分析当 u_1 分别为 0V 和 3V 时, 电路中的电流 i 和电压 u_o 各是多大? 如果 u_1 的波形如图 1-30(e) 所示, 画出相应的 u_o 的波形。

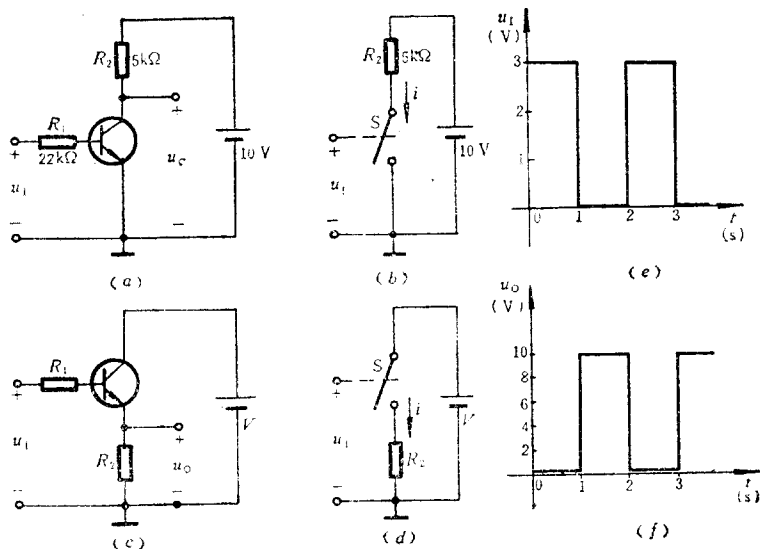


图 1-30 开关电路

- (a) 反相器电路 (b) 功能示意图 (c) 电压跟随器电路
(d) 功能示意图 (e) u_1 的波形 (f) 反相器 u_o 的波形

解: 由于这个电路的所有参数均与[例 1-3]相同, 因此可利用上例的分析结果。即: 当 $u_1 = 0\text{V}$ 时, 晶体管截止, 相当于开关断开, 电流 $i = 0$, $u_o = 10\text{V}$; 当 $u_1 = 3\text{V}$ 时, 晶体管饱和, 相当于开关闭合, $u_o \approx 0.2\text{V}$, $i \approx 2\text{mA}$ 。

波形图表明, u_1 交替为 0V 和 3V 时, 管子轮流工作在截止和饱和区, u_o 交替出现 10V 和 0.2V, 如图 1-30(f) 所示。我们可以看出 u_o 的变化趋势与 u_1 正好相反, 类似正弦波相位的反相, 所以这个电路也称为反相器电路。

图 1-30(c) 所示电路的分析方法与前面类似, 但它的输出波形和输入波形的变化趋势一致, 读者可自行分析。

三、射极输出电路

图 1-31 是一个射极输出电路, 它因输出端取自发射极而得名。它与图 1-30(c) 的电路形式一样, 但我们在这里是讨论它工作在放大状态时的情况。射极输出电路也是放大电路中常见的一种电路形式, 下面分析其放大原理。

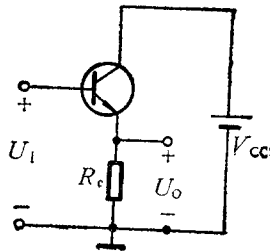


图 1-31 射极输出电路

先看电流放大作用。当 U_I 超过发射结导通电压后, 管子导通。只要 $U_I < V_{CC}$, 则集电结始终是反向偏置, 晶体管处于放大状态, $I_E = (1 + \beta) I_B$ 。当 U_I 变化 ΔU_I 时, 由于发射结两端电压的变化引起发射极电流 I_E 的变化 ΔI_E 和基极电流 I_B 的变化 ΔI_B 。而 I_E 的变化量是 $\Delta I_E = (1 + \beta) \Delta I_B$ 。 ΔI_B 是输入回路的电流变化量, ΔI_E 是输出回路的电流变化量, 所以该电路有较大的电流放大作用。

再来看电压放大作用。由电路的输入回路可以得出

$$U_I = U_{BE} + U_{R_e} = U_{BE} + U_O$$

当 U_I 变化 ΔU_I 时, U_{BE} 、 U_{R_e} 也相应地发生变化。这些变化量间的关系为 $\Delta U_I = \Delta U_{BE} + \Delta U_{R_e}$ 。

式中 $\Delta U_{BE} = \Delta I_B \cdot r_{be}$ (r_{be} 是 b、e 间的动态等效电阻^①); $\Delta U_{R_e} = \Delta I_E \cdot R_e = (1 + \beta) \Delta I_B \cdot R_e$, 它就是输出电压的变化量 ΔU_O 。所以电路的电压放大倍数 A_v 为

$$A_v = \frac{\Delta U_O}{\Delta U_I} = \frac{(1 + \beta) \Delta I_B \cdot R_e}{\Delta I_B \cdot r_{be} + (1 + \beta) \Delta I_B \cdot R_e} = \frac{(1 + \beta) R_e}{r_{be} + (1 + \beta) R_e} \quad (1-18)$$

^① 有关 r_{be} 的内容见第二章。

可见 A_u 总是小于 1, 即没有电压放大作用, 但是只要 $(1+\beta)R_e \gg r_{be}$, 则 $A_u \approx 1$ 。即 ΔU_O 和 ΔU_I 基本上一样大, 而且变化方向一致, 所以常称为电压跟随电路。

综合电流和电压的情况, 管子处于放大状态时, 电路有较大的电流放大作用, 电压虽然不能放大, 但放大倍数接近于 1。所以输出信号的功率还是比输入信号大得多, 即具有放大作用。

射极输出电路的另一个突出特点是, R_e 作为负载电阻器在较大的范围内变化时, U_O 的变化却很小, 我们称为带负载能力强。下面通过一个例子说明这一点。

〔例 1-5〕 在图 1-31 所示电路中, $V_{CC}=10\text{V}$, 晶体管为 3DG4, $\beta=100$ 。求 R_e 分别为 $2\text{k}\Omega$ 和 200Ω 时的电压放大倍数。设 $r_{be}=1\text{k}\Omega$ 。

解: 由式 (1-18) 可得, 当 R_e 为 $2\text{k}\Omega$ 时电路的电压放大倍数为

$$A_{u1} = \frac{(1+\beta)R_e}{r_{be} + (1+\beta)R_e} = \frac{(1+100) \times 2}{1 + (1+100) \times 2} \approx 0.995$$

当 R_e 为 200Ω 时

$$A_{u2} = \frac{(1+100) \times 0.2}{1 + (1+100) \times 0.2} \approx 0.953$$

计算结果表明电路的电压放大倍数 A_u 在 $0.995 \sim 0.953$ 之间, 可近似认为等于 1。这说明负载电阻器 R_e 在较大范围内变化时, 射极输出电路能较好地起到电压跟随的作用, 体现了电路带负载能力强的特点。

1.4 场效应管^①

场效应管是利用电场效应来控制电流的一种半导体器件, 并以此命名。其特点是控制端基本上不需要电流, 且受温度、幅射等外界条件影响小, 便于集成, 因此得到广泛应用。场效应管分为结

^① 英文简称 FET 是 Field Effect Transistor 的缩写。

型和绝缘栅型两大类,它们都是以半导体中的多子来实现导电,所以又称为单极型晶体管。

1.4.1 结型场效应管^①

图 1-32(a)是一种结型场效应管的结构图,它是用光刻、扩散等工艺制成的。图中底部(衬底)和中间的顶部区都是 P 型半导体,它们连接在一起(图中未画出),称为栅极(G)。两个 N⁺(高掺杂)区作为两个电极分别称为源极(S)和漏极(D)。中间的N型区是载流子通过漏源两极的路径,称为导电沟道。具有这种结构的管子称为N沟道管,还有一种与它对偶的结构形式称为P沟道管。它们的符号分别如图 1-32(b)、(c)所示。沟道的上、下两侧与栅极分别形成 PN 结,改变加在 PN 结两端的反向偏置电压,就可以改变耗尽层的宽度,也就改变了导电沟道的宽度,这样就实现了利用电压所产生的电场控制导电沟道中电流强弱的目的。下面我们以 N 沟道管为例讨论结型场效应管的工作原理和特性曲线。

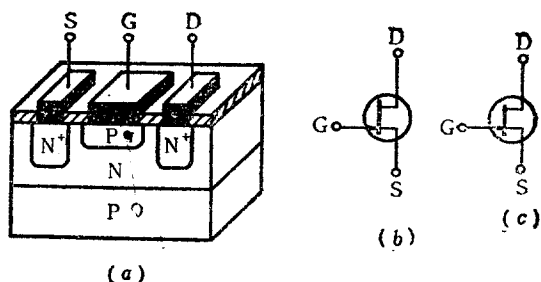


图 1-32 结型场效应管

(a) N 沟道管的结构图 (b) N 沟道管符号 (c) P 沟道管符号

一、工作原理

^① 英文简称 JFET 是 Junction Field Effect Transistor 的缩写。

N 沟道结型场效应管在未加外电压时, PN 结的耗尽区如图 1-33(a)所示(图中只画出了 N 区一侧), 现在我们来讨论在不同情况的情况下耗尽区改变的情况。

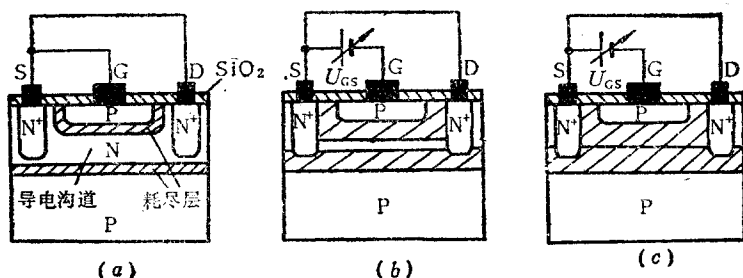


图 1-33 $U_{DS}=0$ 时, U_{GS} 对沟道的控制作用

(a) $U_{GS}=0$ (b) $U_{GS(off)} < U_{GS} < 0$ (c) $U_{GS} \leq U_{GS(off)}$

1. D、S 间短路, G、S 间加负向电压的情况。当 $|U_{GS}|$ 增大, 即 PN 结反向偏置电压增大时, 则耗尽区加宽, 并向沟道中扩展, 使沟道变窄, 沟道电阻加大, 如图(b)所示。如果我们继续加大 $|U_{GS}|$, 耗尽区继续加宽, 沟道变得更窄。当 $|U_{GS}|$ 加大到一定值时, 两侧的耗尽区几乎碰上, 导电沟道仿佛被夹断, 如图(c)所示。D、S 间的电阻将趋于无穷大, 这时的 U_{GS} 称为夹断电压 $U_{GS(off)}$ 。当 U_{GS} 达到 $U_{GS(off)}$ 后再继续加大 $|U_{GS}|$, 耗尽区不再有明显变化, 但 $|U_{GS}|$ 过大会出现反向击穿现象。场效应管在应用时, 控制信号加在 G、S 所在的电路中, 当 U_{GS} 在负值范围内变化时, 由于 PN 结反向偏置, 栅极电流基本上为零, 体现了控制信号的能量消耗很小的优点。若 U_{GS} 为正时, PN 结处于正向偏置, 会产生栅极电流, 上述优点不复存在, 而且如不采取限流措施还会烧坏管子, 使用时要注意。

2. G、S 间短路, D、S 间加正向电压的情况。D、S 间加正向电压的情况如图 1-34 所示。此时将有电流由漏极经导电沟道流

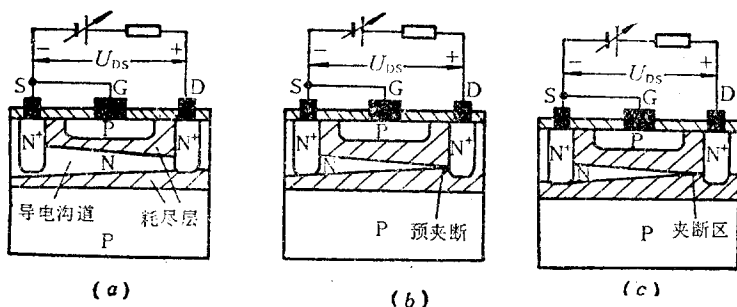


图 1-34 $U_{GS}=0$ 时, U_{DS} 对耗尽区的影响

(a) $0 < U_{DS} < |U_{GS(off)}|$ (b) $U_{DS} = |U_{GS(off)}|$ (c) $U_{DS} > |U_{GS(off)}|$

到源极, 我们用漏极电流 I_D 表示。 I_D 沿沟道产生的电压降使沟道上各点与栅极间的电压不再是相等的, 而是沿沟道从源极到漏极逐渐增加, 在漏极附近最强 (为 U_{DS})。这使得沟道两侧的耗尽区从源极到漏极逐渐加宽, 结果使沟道逐渐变窄, 如图(a)所示。随着 U_{DS} 的增加, I_D 增大, 沟道不等宽的情况越明显, 沟道在漏极附近越来越窄。当 U_{DS} 增大到 $|U_{GS(off)}|$ 时 (即 $U_{GD} = U_{GS(off)}$), 在漏极附近两侧的耗尽区开始靠拢, 如图(b)所示, 这种情况称为预夹断。当 U_{DS} 再增加时, 耗尽区沿沟道加长它们的接触部分 (称为夹断区), 如图(c)所示。值得指出的是, 夹断区的加长并不意味着 I_D 将下降为零或者比 U_{DS} 较低时更小。因为若 I_D 为零, 则图(c)中的夹断区也不复存在。实际情况是, 夹断区并不是完全将沟道夹断, 而是允许电子在它的窄缝中以较高的速度流过, 在源极一侧的速度则较低, 以保证沟道内电流的连续性。当 U_{DS} 增加时夹断区的长度也随之增加, 从而限制了 I_D 的增加, 形成了 I_D 虽略有增加但基本恒定的特点。这时的电流称为饱和漏极电流 I_{DSS} 。当然 U_{DS} 也不能无限地增加, 因为 U_{DS} 增大到一定的值时, 会引起靠拢部分耗尽区的击穿。

3. G、S 间加负电压, D、S 间加正电压的情况。这是我们上

面讨论的两种情况的综合。G、S 间的负电压使耗尽区变宽，导电沟道变窄；D、S 间的正电压使耗尽区和导电沟道进一步变得不等宽。随着 $|U_{GS}|$ 的增加，导电沟道变窄，电阻增大，在同样的 U_{DS} 作用下产生的 I_D 减小，发生预夹断时所对应的 U_{DS} 也减小（因为预夹断时 $U_{GD} = U_{GS} - U_{DS} = U_{GS(off)}$ ，即 $U_{DS} = U_{GS} - U_{GS(off)}$ ）。所以通过改变 U_{GS} 的大小可以控制 I_D 的强弱。

二、特性曲线及电流方程

场效应管的特性曲线通常也用晶体管图示仪测出。常用的特性曲线有漏极特性和转移特性两种。

1. 漏极特性曲线。它描述以 U_{GS} 为参变量时， I_D 和 U_{DS} 间的关系，即 $I_D = f(U_{DS}) |_{U_{GS}=\text{常数}}$

图 1-35(a) 是一个 N 沟道结型场效应管的漏极特性曲线。从图中我们观察到管子的工作状态也可以分成三个区，下面分别讨论。

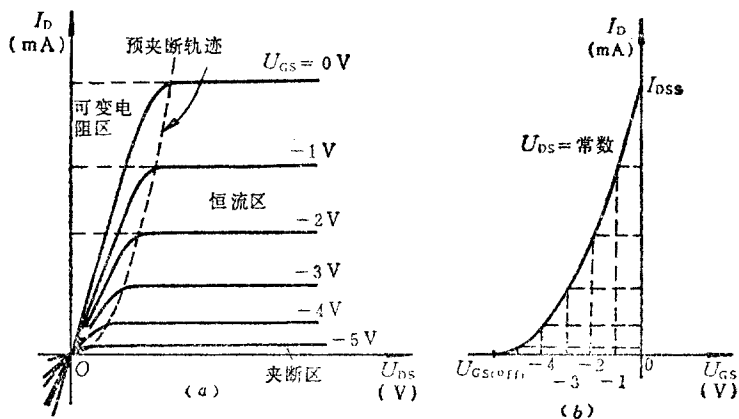


图 1-35 N 沟道结型场效应管的特性曲线

(a) 漏极特性 (b) 转移特性

(1) 可变电阻区 (也称非饱和区)。图中 U_{DS} 较小，曲线靠近

纵轴的部分是可变电阻区,它表示管子预夹断前电压、电流间的关系。该区的特点是当 U_{DS} 增大时, I_D 几乎与 U_{DS} 成线性关系增加,但增加的比值由 U_{GS} 控制。这时场效应管的 D、S 之间可以看成是一个由电压 (U_{GS}) 控制的可变电阻①。

(2) 恒流区(也称饱和区)。图中 U_{DS} 较大,曲线近似水平的部分是恒流区,它表示管子预夹断后,电压、电流间的关系。该区的特点是 I_D 的大小受 U_{GS} 控制,而当 U_{DS} 增大时, I_D 只略有增加。这时可以把 I_D 近似看成一个受 U_{GS} 控制的电流源。场效应管作放大用时,一般工作在这个区域。

从图上可以看出可变电阻区和恒流区之间并无明显的界线。我们通常把曲线上 $U_{DS} = U_{GS} - U_{GS(off)}$ 的点连接起来作为两个区的分界线,这条连线称为预夹断轨迹。

(3) 夹断区。当 $U_{GS} < U_{GS(off)}$ 时,沟道被夹断, $I_D \approx 0$, 即图中靠近横轴的部分,这个区域称为夹断区。

2. 转移特性曲线。它描述以 U_{DS} 为参变量时, I_D 和 U_{GS} 间的关系,即 $I_D = f(U_{GS}) |_{U_{DS} = \text{常数}}$

栅源电压 U_{GS} 对漏极电流 I_D 的控制作用体现在转移特性曲线上。图 1-35(b) 是管子的转移特性曲线,它与漏极特性曲线有严格的对应关系②。当 $U_{DS} > U_{GS} - U_{GS(off)}$,即管子工作在恒流区时,由于 U_{DS} 对 I_D 的影响很小,所以不同的 U_{DS} 所对应的转移特性曲线基本上是重合在一起的。这时 I_D 可近似地表示为③

$$I_D = I_{DSS} \cdot \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_{GS(off)}}\right)^2 \quad (U_{GS(off)} < U_{GS} < 0) \quad (1-19)$$

当 $U_{DS} < U_{GS} - U_{GS(off)}$,即管子工作在可变电阻区时,不同的

① 注意图 1-35(a)中,当 U_{DS} 为负值时, I_D 也将为负值。这和实际电阻特性一致。

② 转移特性曲线可以由漏极特性曲线得出。

③ 关于结型场效应管的特性推导可见[1-9]290~293页。

U_{DS} 所对应的转移特性相差很大。图 1-35(b) 中没有画出。

1.4.2 绝缘栅型场效应管①

结型场效应管栅源间的电阻虽然可以达到 $10^7 \Omega$ 以上,但是在有些工作条件下,还嫌不够高,而且在高温工作时,因 PN 结反向电流增大,阻值会显著地下降。尤其是当栅源间的 PN 结加正向电压时,将出现较大的栅极电流。这是它的不足之处。另外从制造工艺方面看,把它高度集成化也还比较复杂。绝缘栅型场效应管可以很好地解决这些问题。

绝缘栅型场效应管和结型场效应管的不同之处在于它们的导电机构和电流控制原理不同。结型管是利用耗尽区的宽度改变导电沟道的宽窄来控制漏极电流;绝缘栅型则是利用半导体表面的电场效应,由感应电荷的多少改变导电沟道来控制电流。

绝缘栅型场效应管中,目前常用的是以二氧化硅(SiO_2)作为金属(铝)栅极和半导体之间的绝缘层,简称 MOS②管。它有 N 沟道和 P 沟道两类,而每一类又分增强型和耗尽型两种。所谓增强型就是 $U_{GS} = 0$ 时,漏源之间没有导电沟道,即使在漏源之间加上电压(在一定范围内),也没有漏极电流;反之,在 $U_{GS} = 0$ 时,漏源之间存在有导电沟道的称为耗尽型。下面分别讨论这几种管子的工作原理和特性。

一、N 沟道增强型 MOS 管

图 1-36 是这种管子的结构图。它是以一块杂质浓度较低的 P 型硅片为衬底(B),在其中扩散

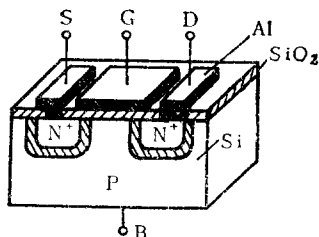


图 1-36 N 沟道增强型 MOS 管结构图

① 英文简称 IGFET 是 Insulated Gate Field Effect Transistor 的缩写。

② MOS 是英文 Metal-Oxide-Semiconductor 的缩写。

两个 N^+ 区作为电极, 分别称为源极(S)和漏极(D)。半导体表面覆盖 SiO_2 绝缘层, 在漏源之间的绝缘层上再制造一层金属铝, 称为栅极(G)。

1. 工作原理

MOS 管的衬底和源极通常是接在一起的。从图 1-36 可以看出, 在 G、S 间不加电压时, 由于漏源之间有两个背向的 PN 结, 不存在导电沟道, 所以在 D、S 间加上电压后也不会有漏极电流。怎样才能产生导电沟道呢? 我们先讨论 D、S 间短路, G、S 间加正电压时的情况, 见图 1-37(a)。栅极、衬底(与源极连在一起)间加正向电压时, 由于绝缘层的存在, 故没有电流。但是金属栅极被充电而聚集正电荷, P 型半导体中的多子空穴被正电荷排斥向体内运动, 在表面留下带负电的受主离子, 形成耗尽层。随着 G、S 间正电压的增加, 耗尽层加宽。当 U_{GS} 增大到一定值时, 衬底中的电子(少子)被栅极中的正电荷吸引到表面, 在耗尽层和绝缘层之间形成一个 N 型薄层, 称为反型层, 如图 1-37(b) 所示。这个反型层就构成了漏源之间的导电沟道, 这时的 U_{GS} 称为开启电压 $U_{GS(th)}$ 。 U_{GS} 达到 $U_{GS(th)}$ 后再增加, 衬底表面感应的电子增多, 反型层加宽, 而耗尽层的宽度却不再变化^①。这样我们可以用 U_{GS} 的大小控制导

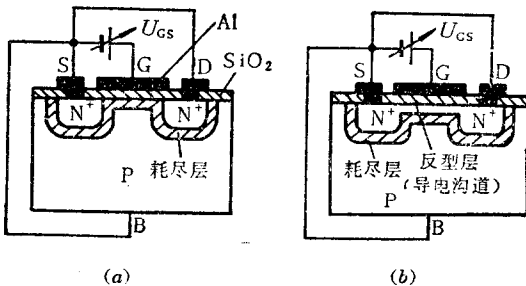


图 1-37 半导体表面的电场效应

(a) 半导体表面出现耗尽层 (b) 在耗尽层上出现反型层

^① 有关半导体的表面电场效应可参阅[1-1]188~197 页。

电沟道的宽度。

导电沟道形成后, D 、 S 间加正向电压时, 沟道的变化情况与结型场效应管中相似。漏极电流 I_D 沿沟道产生的压降使沟道上各点与栅极间的电压不再相等, 该电压削弱了栅极中正电荷电场的作用, 使沟道从源极到漏极逐渐变窄, 如图 1-38(a) 所示。当 U_{DS} 增加到使 $U_{GD} = U_{GS(th)}$ (即 $U_{DS} = U_{GS} - U_{GS(th)}$), 沟道在漏极附近出现预夹断, 如图(b)所示。再继续增大 U_{DS} , 夹断区只是稍有加长, 如图(c)示, 而沟道电流基本上保持预夹断时的数值。其原理已在结型场效应管部分介绍过。

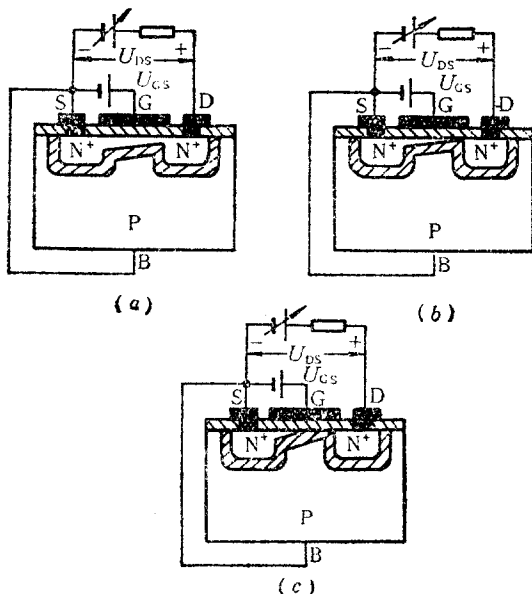


图 1-38 U_{DS} 对导电沟道的影响

- (a) $U_{DS} < U_{GS} - U_{GS(th)}$ (b) $U_{DS} = U_{GS} - U_{GS(th)}$
 (c) $U_{DS} > U_{GS} - U_{GS(th)}$

2. 特性曲线及电流方程

图 1-39(a)、(b) 分别是 N 沟道增强型 MOS 管的漏极特性和

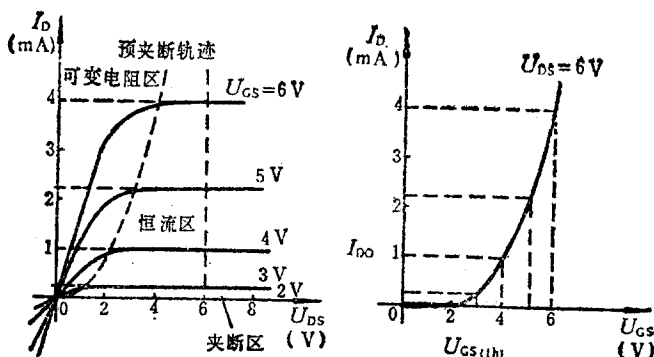


图 1-39 N 沟道增强型 MOS 管的特性曲线

(a) 漏极特性曲线 (b) 转移特性曲线

转移特性曲线。漏极特性曲线也分为可变电阻区、恒流区和夹断区三部分。转移特性曲线是 U_{DS} 使管子工作在漏极特性曲线的恒流区时所对应的 $I_D = f(U_{GS})$ 曲线(可变电阻区对应的未画出)。

与结型场效应管类似，我们也可以给出 I_D 与 U_{GS} 的近似关系式^①

$$I_D = I_{DO} \left(\frac{U_{GS}}{U_{GS(th)}} - 1 \right)^2 \quad (U_{GS} > U_{GS(th)}) \quad (1-20)$$

其中 I_{DO} 是 $U_{GS} = 2U_{GS(th)}$ 时的 I_D 值。

二、N 沟道耗尽型 MOS 管

这种管子在制造的过程中，在 SiO_2 绝缘层中掺入大量的正离子。在 $U_{GS} = 0$ 时，在这些正离子产生的电场作用下，P 型衬底表面已经出现反型层，即漏源之间存在有导电沟道。 U_{GS} 为正时，沟道加宽， I_D 增大；反之， U_{GS} 为负时，沟道变窄， I_D 减小。当 U_{GS} 减小到一定值(负值)时，反型层消失，漏源之间失去导电沟道，这时的 U_{GS} 称为夹断电压 $U_{GS(off)}$ ，与结型场效应管相仿。由于这种管子的 U_{GS} 在一定范围内正负值均可控制 I_D 的大小，比结型场

① 可参阅[1-6] 121~123 页。

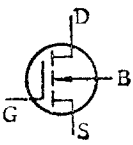
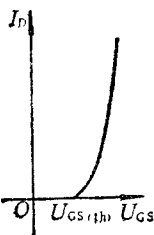
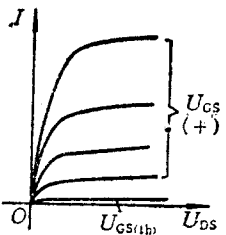
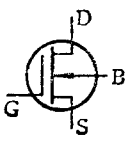
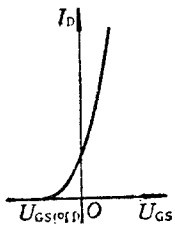
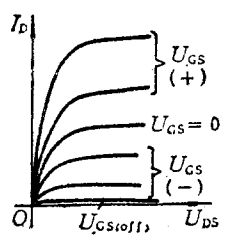
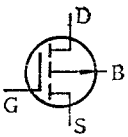
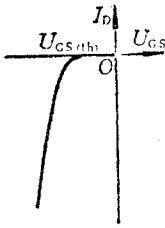
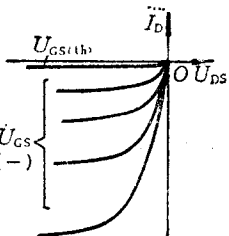
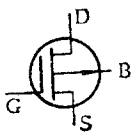
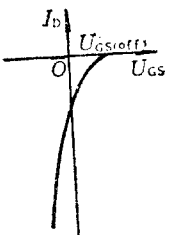
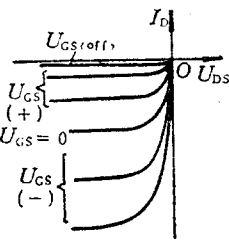
	符 号	转 移 特 性	漏 极 特 性
N 沟道增强型			
N 沟道耗尽型			
P 沟道增强型			
P 沟道耗尽型			

图 1-40 四种 MOS 管的符号和特性曲线

效应管（也属于耗尽型）使用方便。它的特性曲线形状和增强型相同，可参阅图 1-40 中的有关部分。

三、P 沟道 MOS 管

P 沟道 MOS 管是 N 沟道 MOS 管的对偶型，正象双极型中 PNP 管是 NPN 管的对偶型一样。使用时 U_{GS} 、 U_{DS} 的极性与 N 沟道相反。增强型管的开启电压 $U_{GS(th)}$ 是负值，而耗尽型管的夹断电压 $U_{GS(off)}$ 是正值。

为了便于比较，我们把四种 MOS 管的符号和特性曲线对应地画在图 1-40 中。

需要指出的是，MOS 管在使用时衬底和源极通常是接在一起的，如果需要分开，则衬源间的电压 U_{BS} 必须保证衬源间的 PN 结是反向偏置，即 NMOS 管 U_{BS} 为负，PMOS 管 U_{BS} 为正。这时沟道的宽度受 U_{GS} 和 U_{BS} 双重控制，结果使 $U_{GS(th)}$ （或 $U_{GS(off)}$ ）的绝对值增大。比较而言， U_{BS} 对 NMOS 管的影响更大些。

1.4.3 场效应管的主要参数

我们把场效应管的主要参数归纳如下：

一、直流参数

1. 开启电压 $U_{GS(th)}$ 。是指在 U_{DS} 为某一固定数值的条件下能产生 I_D 所需要的最小 $|U_{GS}|$ 值。为了便于测量，通常取 I_D 为某一微小电流（例如 $10\mu A$ ）时的 U_{GS} 为 $U_{GS(th)}$ 。这是增强型绝缘栅场效应管的参数。

2. 夹断电压 $U_{GS(off)}$ 。是指在 U_{DS} 为某一固定数值的条件下，使 I_D 等于某一微小电流（便于测量）时所对应的 U_{GS} 。这是耗尽型场效应管的参数。

3. 饱和漏极电流 I_{DSS} 。这是耗尽型管子的参数。它是在 $U_{GS}=0$ 的条件下，管子发生预夹断时的漏极电流。

4. 直流输入电阻 $R_{GS(DC)}$ 。它是栅源电压和栅极电流的比值。结型管 $R_{GS(DC)}$ 一般大于 $10^7\Omega$ ，而绝缘栅型管一般大于 $10^9\Omega$ 。这个参数有时也以栅极电流大小的形式给出。

二、交流参数

1. 低频跨导 g_m 。它是表征栅源电压对漏极电流控制作用大小的一个参数。其定义为：在 U_{DS} 为某固定数值的条件下， I_D 的微小变化量和引起它变化的 U_{GS} 的微小变化量之间的比值，即

$$g_m = \left. \frac{dI_D}{dU_{GS}} \right|_{U_{DS} = \text{常数}} \quad (1-21)$$

g_m 的单位为西门子(S)，有时也用 mS 表示。在转移特性曲线上， g_m 就是曲线在某点的切线斜率。需要指出的是， g_m 与管子的工作电流有关， I_D 越大， g_m 就越大。在放大电路中，管子工作在恒流区， g_m 可以由 I_D 的解析式(1-19)或(1-20)求导得出①。

2. 极间电容。场效应管的三个电极之间存在极间电容，即栅源电容 C_{GS} 、栅漏电容 C_{GD} 和漏源电容 C_{DS} ，它们是由 PN 结的势垒电容以及分布电容构成的。 C_{GS} 、 C_{GD} 的数值一般为 $1\sim 3\text{pF}$ ， C_{DS} 约为 $0.1\sim 1\text{pF}$ 。管子在高频应用时，要考虑这些电容的影响。管子的最高工作频率 f_M 也反映了这些电容的影响。

3. 低频噪声系数 N_F 。噪声是由管子内部载流子运动的不规则性引起的。由于噪声的存在，使得一个放大器即使没有输入信号，在输出端也出现不规则的电压或电流变化。噪声所产生的影响常用噪声系数 N_F 表示②，单位是分贝(dB)。 N_F 越小越好。低频噪声系数是在低频范围内测出的。场效应管的 N_F 约为几分贝，由于它只有一种载流子的运动，所以 N_F 比双极型晶体管

① 具体求法见 2.5.1。

② 关于噪声系数的定义可参阅[1-4]4-6-3节。MOS管的噪声见[1-6]32~37页。

要小。

三、极限参数

1. 最大漏极电流 I_{DM} 。是指管子在工作时允许的最大漏极电流。

2. 最大耗散功率 P_{DM} 。是决定管子温升的参数。一个管子的 P_{DM} 确定后,可以在漏极特性上画出它的临界损耗线。

3. 漏源击穿电压 $U_{(BR)DS}$ 。在 U_{DS} 增大的过程中,使 I_D 急剧增加的 U_{DS} 称为 $U_{(BR)DS}$ 。管子在使用时, U_{DS} 不允许超过此值,否则会烧坏管子。

4. 栅源击穿电压 $U_{(BR)GS}$ 。对结型管,栅极与沟道间 PN 结的反向击穿电压即是 $U_{(BR)GS}$ 。对绝缘栅型管, $U_{(BR)GS}$ 是使绝缘层击穿的电压。击穿会造成短路现象,使管子损坏。

对于绝缘栅型管来说,由于它的输入电阻极大,使得栅极的感应电荷不易泄放,而且由于绝缘层很薄,栅极和衬底间的电容很小,栅极只要有少量的感应电荷即可产生高压,所以虽然 $U_{(BR)GS}$ 数值可达几十伏,但在管子保存或使用不当时,极易造成管子的击穿。要避免上述现象,关键在于避免栅极悬空,因此在栅源之间必须绝对保持直流通路。为此,管子在存放时,应使三个电极短路,或将管子插入有导电性能的塑料板上;在焊接时,烙铁要良好接地,最好在焊接时拔下烙铁的电源插头;在电路中,栅源间要有直流通路;取用管子时,手腕上最好套一个接大地的金属箍。

1.4.4 场效应管应用举例

和双极型晶体管一样,场效应管在电路中可以起放大作用,也可以作为可控开关。此外,场效应管还可作为压控电阻使用。下面举两个简单的例子。

一、MOS管单管电路

〔例 1-6〕 在图 1-41(a) 所示电路中, 当 U_I 在 $0 \sim 10\text{V}$ 之间变化时, 画出电路的电压传输特性曲线。MOS 管的漏极特性如图 (b) 所示。

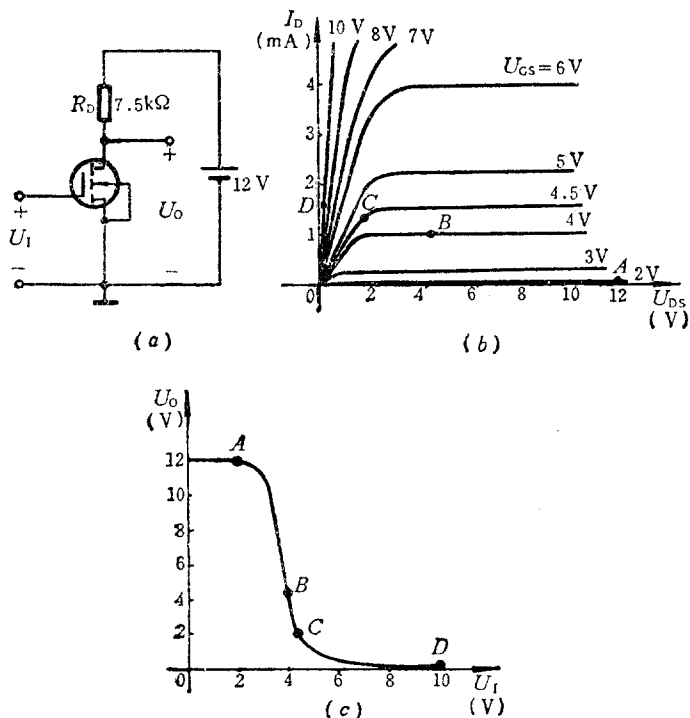


图 1-41 MOS 管单管电路

(a) 电路 (b) 漏极特性曲线 (c) 电压传输特性

解: 这个电路的形式及题目的要求都与〔例 1-3〕类似。故分析方法也类似, 可分段分析。

从漏极特性可知, 管子的开启电压为 2V 。因此当 $U_{GS} < 2\text{V}$ 时, 管子处于夹断区, $I_D \approx 0$ 。所以 $U_{DS} \approx V_{DD}$, 在特性中记作 A 点。

从电路中可得, 最大可能的漏极电流 $I_D \approx V_{DD}/R_D = 1.6\text{mA}$ 。则从特性曲线上看出, 在 $U_{GS} = 10\text{V}$ 和 $I_D = 1.6\text{mA}$ 的交点, U_{GS} 约为 0.3V , 记作 D 点。 U_{GS} 再加大, I_D 基本保持不变。从特性曲线中还可近似得出, 当 $U_{GS} = 4.5\text{V}$ 时, I_D 约为 1.35mA 。则 $U_{DS} = V_{DD} - I_D \cdot R_D = 12 - 1.35 \times 7.5 \approx 1.9\text{V}$ 。

记此点为 C 。可以看出 C 、 D 间管子处于可变电阻区。

我们再来找一个处于恒流区的工作点, 即 $2\text{V} < U_{GS} < 4.5\text{V}$ 。设 $U_{GS} = 4\text{V}$ 。从特性曲线上可得此时 $I_D \approx 1\text{mA}$, 则 $U_{DS} = V_{DD} - I_D \cdot R_D \approx 4.5\text{V}$, 记为 B 点。

由于 $U_I = U_{GS}$, $U_O = U_{DS}$ 。则将上述结果标在图(c)中, 用曲线连接起来即得传输特性。

从传输特性中可看出, 当 $U_I < 2\text{V}$ 时, 管子处于夹断区, $U_O = V_{DD}$; 当 $U_I > 4.5\text{V}$ 时, 管子处于可变电阻区, $U_O < 2\text{V}$; U_I 增大到 10V , U_O 变到 0.3V ; 在 $2\text{V} < U_I < 4.5\text{V}$ 的范围, 管子处于恒流区, 在这一段中, 当 U_I 变化时, U_O 也随之有较大的变化, 即为放大。也就是说, 作为放大用时, 管子工作在 A 、 C 之间; 而作为可控开关时, 管子工作在两边两段, 即夹断区或可变电阻区。若 u_I 为一个幅度由零变到 10V 的方波(见[例 1-4]), 其输出电压波形 u_O 将是一个反相的方波。

二、压控电阻

场效应管工作在可变电阻区时, I_D 随 U_{DS} 的增加几乎成线性增大, 而增大的比值受 U_{GS} 控制, 这样就可以把管子的 D 、 S 间看成一个受电压(U_{GS})控制的线性电阻。图 1-42(a) 为结型场效应

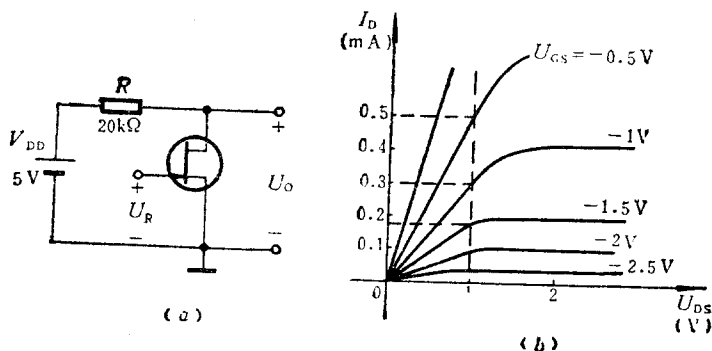


图 1-42 压控可变电阻

(a) 电路

(b) 管子的漏极特性

管作为压控电阻使用的简单电路。

[例 1-7] 图 1-42(a) 所示电路中, V_{DD} 为 5 V。求 U_R 分别为 $-0.5V$ 、 $-1V$ 、 $-1.5V$ 时的输出电压 U_O 。结型场效应管的漏极特性见图 1-42(b)。

解: 由图 1-42(b) 可以求出 U_{GS} 为不同的数值时, D、S 间的等效电阻 (指可变电阻区内)。具体作法是取 $U_{DS}=1V$ ($U_{DS}<1V$ 时, 特性曲线基本上是线性的), 作垂线, 求出该线分别与 $U_{GS}=-0.5V$ 、 $-1V$ 、 $-1.5V$ 所对应的特性曲线交点处的 I_D 值, U_{DS} 与 I_D 的比值即为 D、S 间的等效电阻, 记作 r_{DS} 。结果如下:

$$\begin{aligned}U_{R1} &= -0.5V \text{ 时,} & r_{DS1} &= 1/0.5 = 2k\Omega \\U_{R2} &= -1V \text{ 时,} & r_{DS2} &= 1/0.3 \approx 3.3k\Omega \\U_{R3} &= -1.5V \text{ 时,} & r_{DS3} &= 1/0.18 \approx 5.6k\Omega\end{aligned}$$

在图(a)的电路中, 由 r_{DS} 与 R 的分压关系, 可知

$$U_O = V_D \cdot r_{DS} / (r_{DS} + R)$$

把 r_{DS} 的值分别代入上式, 可以求得:

$$\begin{aligned}U_{R1} &= -0.5V \text{ 时,} & U_{O1} &= 0.45V \\U_{R2} &= -1V \text{ 时,} & U_{O2} &= 0.74V \\U_{R3} &= -1.5V \text{ 时,} & U_{O3} &= 1.09V\end{aligned}$$

这样我们就可以通过改变 U_R 的值获得不同阻值的等效电阻, 达到改变电路参数的目的。

1.4.5 场效应管和双极型晶体管的比较和选择

现将场效应管的性能和晶体管相比较, 作为选管时的参考。

一、场效应管的 S、G、D 电极其功能与晶体管的 e、b、c 相对应。

二、场效应管是电压控制器件, 栅极基本上不取电流, 而晶体管的基极总要取一定的电流。所以在只允许从信号源取极小量电流的情况下, 应该选用场效应管; 而在允许取一定量电流时, 选用晶体管进行放大可以得到比场效应管较高的电压放大倍数^①。

^① 详见第二章。

三、场效应管是多子导电,而晶体管则是既利用多子,又利用少子。由于少子的浓度易受温度、辐射等外界条件的影响,因此在环境变化比较剧烈的条件下,采用场效应管比较合适。

四、与双极型晶体管相比,场效应管的噪声系数较小,所以在低噪声放大器的前级通常选用场效应管,也可以选特制的低噪声晶体管。但总的来说,当信(号)噪(声)比是主要矛盾时,还应选用场效应管。

五、场效应管的漏、源极可以互换,耗尽型绝缘栅管的栅极电压可正可负,灵活性比晶体管强。

六、场效应管和晶体管都可以用于放大或作可控开关,但场效应管还可以作为压控电阻使用,而且制造工艺便于集成化,因此在电子设备中得到广泛的应用。

1.5 集成电路中的元件

集成电路是六十年代初期发展起来的一种半导体器件,它采用一定的生产工艺把晶体管、场效应管、二极管、电阻、电容以及它们之间的连线所组成的整个电路集成在一块半导体基片上,封装在一个管壳内,构成一个完整的、具有一定功能的器件,所以又称为固体组件。由于它的元件密度高、连线短、体积小、重量轻、功耗低、外部接线及焊点大为减少,从而提高了电子设备的可靠性和灵活性,降低了成本,而且实现了元件、电路和系统的三结合,为电子技术的应用开辟了一个新时代。

本节简单介绍一下集成电路的制造工艺,集成电路中主要器件的结构和特点。

1.5.1 集成电路的制造工艺

虽然我们很少有可能去参加集成电路的研制工作,但是由于

集成电路内部结构与制造工艺有密切的关系，所以了解一些制造工艺方面的知识，对我们理解和应用集成电路是有好处的。

一、几个工艺名词介绍

1. 氧化。氧化是将硅片放在高温($800\sim 1200^{\circ}\text{C}$)的氧气中使半导体表面形成一层氧化硅薄层的过程，用以防止外界杂质的沾污。

2. 光刻。光刻是利用照象制版技术，将集成电路在制造过程中所需要的图形刻在硅片上。

3. 扩散。扩散工艺就是将磷、砷、硼等元素的气体按制造 N 型或 P 型半导体的要求，引入扩散炉中，炉温控制在 1000°C 左右，经过规定的时间后即形成了所要求的杂质半导体。每次扩散完毕就要进行一次氧化，把表面保护起来。

4. 外延。外延生长技术用于在半导体基片上形成一个与基片结晶轴同晶向的半导体薄层，该薄层称为外延层。它的作用是保证半导体表面性能均匀。

5. 蒸铝。即在真空中将铝蒸发，沉积在硅片表面上，为以后制造连接线和引线作准备。

二、PN 结隔离技术

由于集成电路中所有的元件都制作在同一块硅片上，为了保证电路的性能，各元件之间必须实行绝缘隔离。目前集成工艺中最常用的是 PN 结隔离，其次是介质隔离。PN 结隔离是利用反向偏置的 PN 结具有很高的电阻这一特点，把各元件所在的 N 区或 P 区四周用 PN 结包围起来，使各元件之间形成绝缘隔离。介质隔离是利用二氧化硅把各元件所在的区域包围起来实现隔离。

PN 结隔离的工艺流程^①及相应的断面图示于图 1-43。第一

^① PN 结隔离及后面 NPN 管的制造工艺可参阅[1-5]第 2 页，[1-7]第四章。

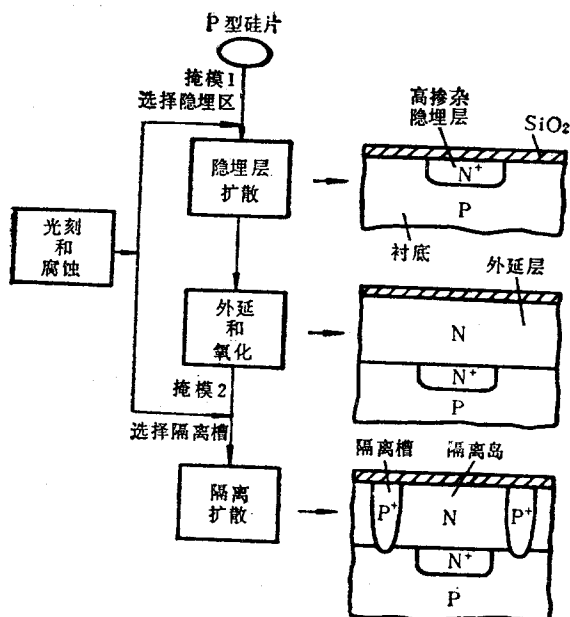


图 1-43 PN 结隔离的工艺流程及相应的断面图

步，将作为衬底的 P 型硅片通过第一次氧化和光刻，开出隐埋层（制作 NPN 管用）的扩散窗口，经窗口将高浓度的 N 型杂质扩散到衬底中，形成 N^+ 型隐埋层，为集电极提供低阻通路。第二步，除去整个硅片上的氧化层，通过外延工艺在衬底和隐埋层上生长一层 N 型外延层，然后再进行氧化处理。第三步，通过第二次光刻，开出隔离槽扩散窗口，向窗口进行高浓度的 P 型杂质扩散，直至穿透外延层，到达衬底，形成隔离槽，随后再进行氧化处理。由于衬底和隔离槽都是 P 型，它们连接在一起构成一个整体，把准备制造各种元件的 N 型区分割成一个个孤立的小岛（称为隔离岛）。集成电路在使用时，必须保证起隔离作用的 PN 结是反向偏置的，这就要求隔离槽和衬底接在电路最负的电位上。

显然,PN 结隔离不可能达到真正的电绝缘,因为反向偏置的PN 结的反向电流和势垒电容对电路有一定的影响。此外,起隔离作用的PN 结还可能与隔离岛中其它的PN 结构成寄生的有源器件,这点在集成电路的设计中必须注意。

三、电路元件的制造工艺

隔离岛形成以后,就可以在其中制造各种元件了,这些元件以及它们之间的相互连线都是在统一的工艺流程中制造的。NPN 管的制造工艺是最典型的,如图 1-44 所示。它包括两次扩散和一次蒸铝的过程。第一步是基区扩散。先光刻出基区扩散窗口,再向窗口进行 P 型杂质扩散,形成晶体管的基区,然后进行氧化。第

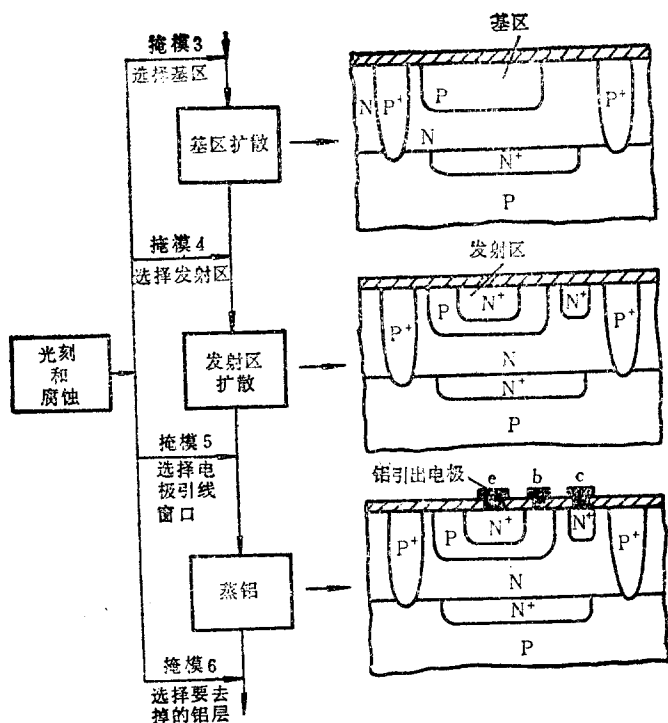


图 1-44 NPN 管的工艺流程和相应的断面图

第二步是发射区扩散。第二次光刻刻出发射区和集电极窗口，向窗口进行高浓度 N 型杂质扩散，形成发射区和集电极引出部位，之后再氧化。第三步是蒸铝。第三次光刻刻出各电极的引出口，然后在整个硅片表面先蒸发上一层铝，再按照连接图将铝层中不需要的部分去掉（经过光刻，腐蚀），进行合金化处理后，NPN 管就制成了。

利用 NPN 管的工艺或稍加修改就可以制成 PNP 管，场效应管等，各种无源元件的制造也不需要特殊工艺。例如二极管和稳压管一般用 NPN 管的发射结代替；电阻用 NPN 管的基区电阻；电容用 PN 结的势垒电容或 MOS 管的栅极与沟道间的电容（称为 MOS 电容）。

图 1-44 所示的只是一个晶体管的制造流程，实际上它还和其他同时制造的晶体管及元件共同组成许多相同的集成电路，其中之一如图 1-45 中所示的涂黑方块，称为管芯。一个直径为 5 cm 的硅片可制成几百个集成电路管芯。经划片、压焊、测试、封装后，其成品外形如图 1-46 所示。

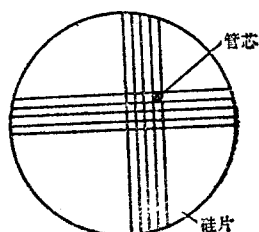


图 1-45 硅片上的管芯

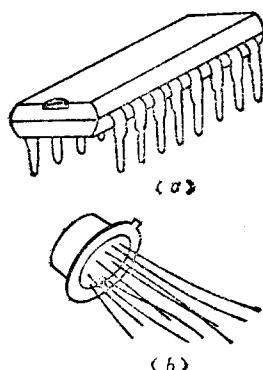


图 1-46 集成电路的封装
(a) 双列直插式 (b) 圆壳式

1.5.2 集成双极型晶体管

集成 NPN 管已在前面介绍过，下面介绍其他晶体管的结构和特点。

1. PNP 管。有衬底 PNP 管和横向 PNP 管两种，结构见图 1-47。衬底 PNP 管是从隔离槽 P^+ 上引出集电极，这是一种纵向管，即载流子沿纵向运动。由于基区宽度可准确控制使其非常薄，所以 β 值较大。但是由于隔离槽只能接在电路中电位最负端，所以它的应用局限性很大。

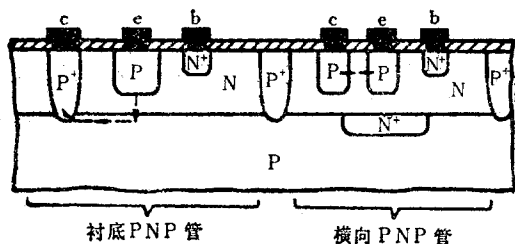


图 1-47 两种 PNP 管的结构图(断面图)

横向 PNP 管中空穴沿水平方向由发射区经基区流向集电极。由于制造工艺的限制，基区宽度不可能很小，故其 β 值很低(典型值为 1~5)，但它的发射结和集电结都有较高的反向击穿电压。在集成电路的设计中，往往把横向 PNP 管和纵向 NPN 管巧妙地接成复合组态，形成性能优良的各种放大电路。

2. 多发射极管和多集电极管。在集成电路的制造中，可以很方便地制成多发射极管或多集电极管。图 1-48 示出多发射极管的结构图和符号，这种管子在数字电路中有着广泛的应用。图 1-49 中是具有两个集电极的横向 PNP 管的结构图和符号，多集电极管的各个集电极电流之比取决于对应的集电结面积之比。

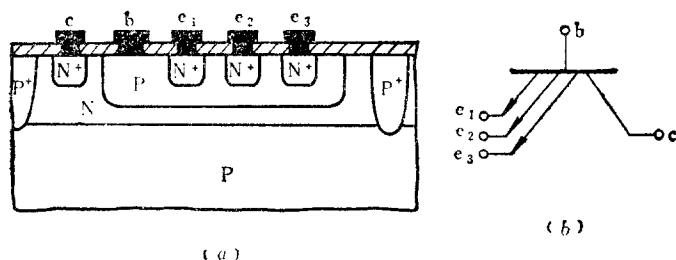


图 1-48 多发射极管(NPN)
(a) 结构图(断面) (b) 符号

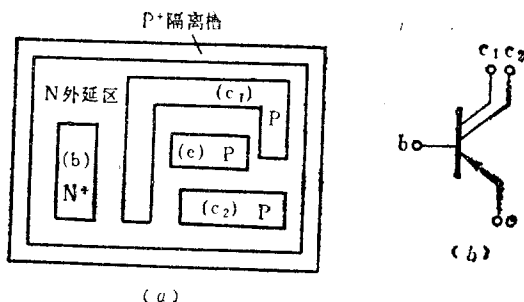


图 1-49 多集电极管(横向 PNP)
(a) 顶视图 (b) 符号

1.5.3 集成 MOS 管

集成 MOS 管的结构与 1.4.2 节中介绍的 MOS 管的结构是一样的,这里不再重画。图 1-50 是采用 NMOS 管和 PMOS 管组成的互补电路(简称 CMOS)中两个管子的结构图和对应的电路。这种电路具有功耗小,输入电流小,连接方便等优点,是目前最常用的集成电路之一。在后面再做具体介绍。

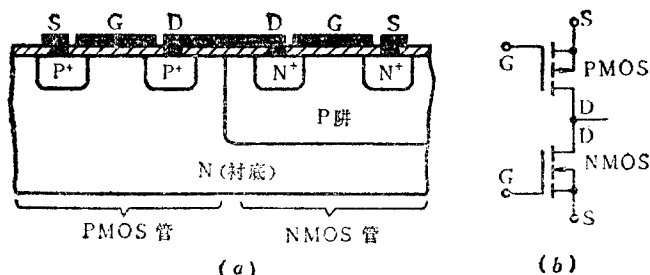


图 1-50 CMOS 电路

(a) NMOS 和 PMOS 管的结构图 (b) 电路

1.5.4 集成电路中元器件的特点

采用标准工艺制造出来的集成电路中的元器件，与分立元器件相比有它的一些特点。我们归纳如下：

一、单个的精度不是很高，受温度影响也较大，但在同一硅片上用相同的工艺制造出来的元器件性能比较一致，或者说元件的对称性较好^①。

二、由于电路中的元器件都集成在同一硅片上，相互间靠得很近，温度差别不大，同一类元器件温度特性也基本上一致，所以温度对称性较好。

三、电阻的阻值范围有一定限制，一般在几十欧到几十千欧之间，太高或太低都不易制造。

四、电容一般不超过 100 pF，大电容不易制造，至于电感也只限极小的数值（微亨以下），一般尽量避免使用。

五、纵向 NPN 管的 β 值较大，而横向 PNP 管的 β 值很小，

^① 例如电阻的误差可为 $\pm 20\%$ ，但相邻电阻值差别只有 $\pm 3\%$ ；晶体管的 U_{BE} 误差可为 $\pm 3\%$ ，但相邻管子的 U_{BE} 差别只有 $\pm 2\text{mV}$ ； β 值的误差可达 $\pm 30\%$ ，但相邻管子的 β 值差别只有 $\pm 10\%$ 。

但其PN结耐压高。

在各种集成元器件中,纵向NPN管占用面积小,性能好,而电阻、电容占用面积大,且范围窄,因此在集成电路的设计中,除考虑上述的特点外,还尽量用NPN管而少用电阻、电容。这样,集成电路构成的电路与分立元器件构成的电路相比,就有相当大的差别。我们在分析电路时,也要注意这些特点。

本章小结

本章从半导体的基础知识开始,着重介绍了半导体二极管、晶体管和场效应管的工作原理、特性曲线和主要参数。半导体的基础知识中说明了半导体中载流子的产生和载流子的两种基本运动形式:扩散运动和漂移运动,PN结则是由这两种运动而形成的。半导体二极管在正向偏置时以扩散运动为主,反向偏置时以漂移运动为主,体现出单向导电性。双极型晶体管是在对载流子的运动进行导引的基础上加以控制,利用基区中非平衡少子的扩散和复合而体现了 U_{BE} (或 I_B 、 I_E)对 I_C 的控制作用。场效应管则是利用外加电压产生的电场作用改变导电沟道的宽窄来控制多子的漂移运动。表现在外特性上,这些器件有不少相同之处。例如:二极管的正向特性和晶体管的输入特性相仿,反向特性则和输出特性相仿;各种场效应管的漏极特性、转移特性也是相仿的。随着电子技术的发展和制造工艺的改进、完善,出现了各种形式的集成电路,其他一些新的半导体器件也不断地被研制出来并投入使用。以本章的内容作为基础,将有助于我们对新器件的理解和应用。

学习本章应能掌握以下定义、基本概念和基本原理:两种载流子,扩散和漂移,PN结的形成,耗尽层,沟道,半导体二极管的单向导电作用,稳压管的稳压作用,晶体管(双极型和场效应管)的放大作用,截止、放大、饱和三种工作状态。在熟练掌握以上几种半导

体器件外特性的基础上,弄清它们各主要参数的定义,及在使用中的注意事项,了解选管的一般原则。

本章附录

1A PN 结方程

PN 结方程 $I = I_S \left[\exp\left(\frac{qU}{kT}\right) - 1 \right]$ 用数学式描述了结电流和结电压的关系,是分析半导体器件性能的重要依据。下面对此关系做一简单的推导。

思路如下: 由于流过 PN 结的电流与其中载流子的浓度及分布情况有关,故先从载流子浓度与结电压的关系分析起,然后再推导出电流与电压的关系。而在第一步中又先从平衡时 PN 结的载流子浓度与结电压关系分析开始。

1A.1 平衡时的 PN 结

我们以图 1-6 所示的 PN 结(称为突变结)为例,假设其中载流子的分布如图 1A-1 所示。即除耗尽区外,其余部分载流子的分布是均匀的。P 区和 N 区都呈电中性。此时的载流子浓度称为平衡载流子浓度。图中 p_{P0} 和 n_{P0} 分别为 P 区平衡空穴浓度和平衡电子浓度; n_{N0} 和 p_{N0} 分别为 N 区平衡电子和平衡空穴浓度。 $-x_P$ 和 x_N 为两个界面的横坐标。

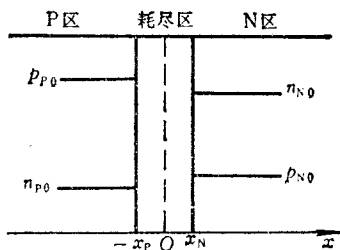


图 1A-1 平衡时 PN 结载流子分布

由于 PN 结处于平衡状态,故每种载流子的净电流均为零。^①因此我们可以任一种载流子的情况来分析。下面以空穴为例。

在耗尽区中找一个横截面(横坐标标记为 x),那么通过它的空穴漂移电流密度为 $q \cdot p(x) \cdot v(x) = q \cdot p(x) \cdot \mu_p \cdot E(x)$ 。这里 $v(x)$ 是空穴的平均漂移速度; μ_p 是空穴的迁移率(单位场强下的平均漂移速度),单位是 $\text{cm}^2/\text{V} \cdot \text{s}$;

^① 见[1-8]第24页。

$E(x)$ 是场强。通过此横截面的空穴扩散电流密度为 $-q \cdot D_p \cdot \frac{dp(x)}{dx}$ 。其中 D_p 是空穴的扩散系数, 单位是 cm^2/s ; $\frac{dp(x)}{dx}$ 是浓度梯度; 负号表示扩散电流的方向是浓度减小的方向。故总的空穴电流密度为

$$J_p(x) = q \cdot p(x) \cdot \mu_p \cdot E(x) - q \cdot D_p \cdot \frac{dp(x)}{dx} \quad (1A-1)$$

由于是平衡状态, 故有

$$q \cdot p(x) \cdot \mu_p \cdot E(x) - q \cdot D_p \cdot \frac{dp(x)}{dx} = 0 \quad (1A-2)$$

根据电场理论可知 $E(x) = -\frac{du(x)}{dx}$, 同时爱因斯坦方程表明 $\frac{\mu}{D} = \frac{q}{k \cdot T}$ ①,

将它们代入式 (1A-2) 得

$$-\frac{\mu_p}{D_p} \cdot \frac{du(x)}{dx} = \frac{dp(x)}{p(x) \cdot dx}$$

即

$$-\frac{q}{kT} \cdot du(x) = \frac{dp(x)}{p(x)} \quad (1A-3)$$

将此式两边对 x 积分。若积分区域是从 $-x_p$ 到 x , 则等式左边就可得到耗尽区两边的电压, 即 PN 结电压, 记作 U_{ho} 。推导如下:

$$-\frac{q}{kT} \cdot \int_{-x_p}^{x_N} du(x) = \int_{-x_p}^{x_N} \frac{dp(x)}{p(x)}$$

$$\text{即} \quad -\frac{q}{kT} \cdot U_{ho} = \ln p(x_N) - \ln p(-x_p) = \ln \frac{p(x_N)}{p(-x_p)} \quad (1A-4)$$

由于 x_N 处的空穴浓度就是 p_{N0} , $-x_p$ 处为 p_{P0} 。因此

$$-\frac{q}{kT} \cdot U_{ho} = \ln \frac{p_{N0}}{p_{P0}}$$

$$\text{或写成} \quad \frac{p_{P0}}{p_{N0}} = \exp\left(\frac{q \cdot U_{ho}}{kT}\right) \quad (1A-5a)$$

利用式 (1-2) 可有 $p_{P0} \cdot n_{P0} = p_{N0} \cdot n_{N0}$, 故得

$$\frac{n_{N0}}{n_{P0}} = \exp\left(\frac{q \cdot U_{ho}}{kT}\right) \quad (1A-5b)$$

式 (1A-5) 给出了平衡时耗尽区两边载流子浓度之比与结电压的关系。

① 见 [1-1] 第 60 页。

1A.2 外加电压时的 PN 结

我们仍先分析载流子浓度的情况。以外加正电压为例。由于此时载流子的扩散运动大于漂移运动,因此载流子的浓度分布发生了变化,如图 1A-2 所示。这里我们假设:多数载流子浓度变化不大,即 $p(-x_P) \approx p_{P0}$, $n(x_N) \approx n_{N0}$; 耗尽区以外的部分仍为电中性,即场强 $E=0$; 在耗尽区中无载流子的生成和复合,电子流和空穴流恒定。那么在低注入情况下耗尽区两边载流子浓度之比与结电压仍有式 (1A-5) 所示的关系,只不过此时少数载流子浓度和结电压都发生了变化。记外加电压为 U , 则结电压为 $U_{h0}-U$ 。根据式 (1A-5a) 得

$$p_N(x_N) = p_{P0} \cdot \exp[-q(U_{h0}-U)/kT]$$

将 p_{P0} 与 p_{N0} 的关系代入上式,得

$$p_N(x_N) = p_{N0} \cdot \exp(q \cdot U_{h0}/kT) \cdot \exp[-q(U_{h0}-U)/kT]$$

即

$$p_N(x_N) = p_{N0} \cdot \exp(qU/kT) \quad (1A-6a)$$

同理可得

$$n_P(-x_P) = n_{P0} \cdot \exp(qU/kT) \quad (1A-6b)$$

下面我们利用图 1A-2 所示的载流子浓度分布图和式 (1A-6) 的关系来进行推导。

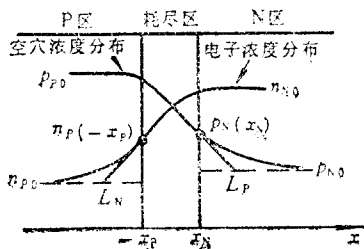


图 1A-2 外加正电压时 PN 结载流子分布

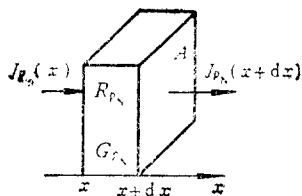


图 1A-3 电流连续关系

我们知道在 PN 结外加正向电压时,电流的主要成份是扩散电流,即空穴扩散电流和电子扩散电流之和。图 1A-2 中界面处少数浓度大于平衡少数浓度,且随着横座标的变化浓度逐渐下降最后趋于平衡少数浓度。这种浓度的变化是由于扩散运动中的复合造成的,同时也就反映了扩散电流的大小。因此我们从少数(这时的少数称为非平衡少数)浓度的变化分析起。以 N 区中的空穴为例。在 N 区中靠近界面处取一个小的区域,如图 1A-3 所

示。即由垂直于 x 方向面积为 A 的两个平面所夹的区域。设 J_{pN} 为 N 区中的空穴电流密度, 根据电流连续原理可知, 单位时间内在这个区域内空穴数目的变化 $\left[\frac{\partial J_{pN}}{\partial t} \cdot A \cdot dx \right]$ 应等于流入的空穴数 $\left[\frac{J_{pN}(x) \cdot A}{q} \right]$ 减去流出的空穴数 $\left[\frac{J_{pN}(x+dx) \cdot A}{q} \right]$, 加上在这个小区域内产生的空穴数 $[G_{pN} \cdot A \cdot dx]$ 和复合掉的空穴数 $[R_{pN} \cdot A \cdot dx]$ 之差。写成表达式如下

$$\frac{\partial J_{pN}}{\partial t} \cdot A \cdot dx = \frac{A}{q} [J_{pN}(x) - J_{pN}(x+dx)] + (G_{pN} - R_{pN}) \cdot A \cdot dx \quad (1A-7)$$

根据中值定理

$$J_{pN}(x+dx) - J_{pN}(x) = \frac{\partial J_{pN}}{\partial x} \cdot dx \quad (1A-8)$$

代入式 (1A-7) 并化简得

$$\frac{\partial J_{pN}}{\partial t} = - \frac{\partial J_{pN}}{q \cdot \partial x} + (G_{pN} - R_{pN}) \quad (1A-9)$$

在 PN 结加正向电压经过一定时间后电流稳定, 即 $\frac{\partial J_{pN}}{\partial t} = 0$, 则式 (1A-9) 变成

$$\frac{\partial J_{pN}}{q \cdot \partial x} = G_{pN} - R_{pN} \quad (1A-10)$$

根据前面的假设, 耗尽区外电场为零, 故 J_{pN} 中只包括扩散电流密度 $\left(-q \cdot D_p \cdot \frac{dp(x)}{dx} \right)$ 。代入上式, 得

$$D_p \cdot \frac{\partial^2 p(x)}{\partial x^2} = R_{pN} - G_{pN} \quad (1A-11)$$

等式右边的部分可看成是净复合率。复合的作用是使载流子浓度趋于平衡, 浓度与平衡浓度差别越大, 则复合的数目越多。可以认为净复合率与浓度差成正比, 即

$$R_{pN} - G_{pN} = \frac{p_N - p_{N0}}{\tau_p} \quad (1A-12)$$

其中的比例系数 τ_p 称为空穴的少子平均寿命。将这个关系式代入式 (1A-11) 得

$$D_p \cdot \frac{\partial^2 p(x)}{\partial x^2} - \frac{p_N - p_{N0}}{\tau_p} = 0 \quad (1A-13)$$

$$\text{解此方程得通解 } p_N = A \cdot \exp\left(-\frac{x}{L_p}\right) + B \cdot \exp\left(\frac{x}{L_p}\right) + C.$$

其中 $L_p = \sqrt{D_p \cdot \tau_p}$ 为空穴的扩散长度。

边界条件是: $p_N|_{x \rightarrow \infty} = p_{N0}$ 和 $p_N|_{x=x_N} = p_N(x_N)$ 。代入通解得 $B=0, C=$

$$p_{N0}, A = [p_N(x_N) - p_{N0}] \cdot \exp\left(\frac{x_N}{L_p}\right) \text{ 因此得到}$$

$$p_N = [p_N(x_N) - p_{N0}] \cdot \exp\left(-\frac{x-x_N}{L_p}\right) + p_{N0} \quad (1A-14)$$

(将此式与图 1A-2 相对照, 可知 L_p 就是非平衡少子在界面处并以此处浓度梯度直线变化时与平衡少子浓度交点处的距离)。将式 (1A-6) 代入此式得

$$p_N = p_{N0} \left[\exp\left(\frac{qU}{kT}\right) - 1 \right] \cdot \exp\left(-\frac{x-x_N}{L_p}\right) + p_{N0} \quad (1A-15)$$

此式给出了 N 区内靠近界面处非平衡空穴少子浓度的一般关系。由此可得出此处的空穴扩散电流密度

$$J_{p_N} = -q \cdot D_p \cdot \frac{dp_N}{dx} = -q \cdot D_p \cdot p_{N0} \left[\exp\left(\frac{qU}{kT}\right) - 1 \right] \cdot \left(-\frac{1}{L_p} \right) \cdot \exp\left(-\frac{x-x_N}{L_p}\right) \quad (1A-16)$$

根据前面的假设, 耗尽区内电流恒定, 因此流过 PN 结的电流 (主要是扩散电流) 就可以表示为通过 x_N 的空穴扩散电流和通过 $-x_p$ 的电子扩散电流。因此利用式 (1A-16) 求出 x_N 处的空穴扩散电流密度

$$J_{p_N}(x_N) = \frac{q \cdot D_p \cdot p_{N0}}{L_p} \left[\exp\left(\frac{qU}{kT}\right) - 1 \right] \quad (1A-17a)$$

同理可得 $-x_p$ 处电子扩散电流密度为

$$J_{n_p}(-x_p) = \frac{q \cdot D_n \cdot n_{p0}}{L_n} \left[\exp\left(\frac{qU}{kT}\right) - 1 \right] \quad (1A-17b)$$

因此总电流密度为

$$J = J_{p_N}(x_N) + J_{n_p}(-x_p) = J_S \cdot \left[\exp\left(\frac{qU}{kT}\right) - 1 \right] \quad (1A-18)$$

其中 $J_S = \frac{q \cdot D_p \cdot p_{N0}}{L_p} + \frac{q \cdot D_n \cdot n_{p0}}{L_n}$ 为反向饱和电流密度。如果 PN 结的截面积为 A , 则 $I = J \cdot A$, 式 (1A-18) 可写成

$$I = I_S \cdot \left[\exp\left(\frac{qU}{kT}\right) - 1 \right] \quad (1A-19)$$

参 考 文 献

[1-1] 李素珍、丁辛芳编《半导体器件物理基础》(数字与模拟电子线路教学小丛书),高等教育出版社,北京,1984年

[1-2] 西安交通大学电子学教研室编、沈尚贤主编《电子技术导论》上册,高等教育出版社,北京,1985年

[1-3] 华中工学院工业电子学教研室编、康华光主编《电子技术基础》第二版,人民教育出版社,北京,1982年

[1-4] 谢嘉奎主编、谢洪肱、金宝琴编《电子线路》(线性部分),第二版,高等教育出版社,北京,1984年

[1-5] 复旦大学微电子学教研组编《集成电路设计原理》,人民教育出版社,北京,1978年

[1-6] [日] 菅野卓雄,垂井康夫编,黄振岗译《MOS场效应晶体管的应用》,人民邮电出版社,北京,1982年

[1-7] J·米尔曼著,清华大学电子学教研组译《微电子学:数字和模拟电路及系统》上册,人民教育出版社,北京,1980年

[1-8] [美] 约翰·D·赖德著,林圣灿主译《电子学基础及应用——集成和分立系统》,高等教育出版社,北京,1983年

[1-9] B. G. Streetman: *Solid State Electronic Devices*, 2nd Edition. Prentice-Hall, 1980

自我检验题

题 1-1 判断下面答案是否正确,用√或×表示在括号内。

(1) 半导体中的空穴是: ①半导体晶格中的缺陷() ②电子脱离共价键后留下的空位() ③带正电的离子()

(2) 本征半导体温度升高后,①自由电子数目增多,空穴数目基本不变() ②空穴数目增多,自由电子数目基本不变() ③自由电子和空穴数目都增多,且增量相同() ④自由电子和空穴数目不变()

(3) N型半导体是纯净半导体加入以下物质后形成的半导体: ① 电子() ②硼元素(三价)() ③铈元素(五价)()

题 1-2 选择填空 (只填a、b……。以下类同。)

(1) N型半导体中多数载流子是____, P型半导体中多数载流子是____。
(a. 空穴, b. 自由电子)

(2) N型半导体____, P型半导体____。(a. 带正电, b. 带负电, c. 呈中性)

(3) PN结中, P区电势比N区____(a₁. 高, b₁. 低, c₁. 相等)。未加外部电压时, PN结中电流____(a₂. 只从P区流向N区, b₂. 只从N区流向P区, c₂. 等于零)。

(4) PN结中扩散电流的方向是____, 漂移电流的方向是____。(a. 从P区到N区, b. 从N区到P区)。

(5) 在PN结未加外部电压时, 扩散电流____漂移电流。(a. 大于, b. 小于, c. 等于)

(6) 当PN结外加正向电压时, 扩散电流____漂移电流。(a₁. 大于, b₁. 小于, c₁. 等于)此时耗尽层____。(a₂. 变宽, b₂. 变窄, c₂. 不变)

(7) 当PN结外加反向电压时, 扩散电流____漂移电流。(a₁. 大于, b₁. 小于, c₁. 等于)此时耗尽层____。(a₂. 变宽, b₂. 变窄, c₂. 不变)

题 1-3 选择填空

(1) 二极管的正向电阻____, 反向电阻____。(a. 大, b. 小)

(2) 二极管的伏安特性是 $I =$ ____。(a. KU^2 , b. $KU^{3/2}$,
c. $K(e^{U/V_T} - 1)$)

(3) 二极管电压从 0.65V 增大 10%, 流过的电流增大____。(a. 10%, b. 大于 10%, c. 小于 10%)

(4) 当温度升高后, 二极管的正向电压____, 反向电流____。(a. 增大, b. 减小, c. 基本不变)

(5) 稳压管____, (a₁. 是二极管, b₁. 不是二极管, c₁. 是特殊的二极管)它工作在____状态。(a₂. 正向导通, b₂. 反向截止, c₂. 反向击穿)

题 1-4 有 A、B、C 三个二极管, 测得它们的反向电流分别是 $2\mu\text{A}$, $0.5\mu\text{A}$, $5\mu\text{A}$; 在外加相同数值的正向电压时, 电流分别是 10mA , 30mA , 15mA 。比较而言____管性能最好。

题 1-5 选择填空。

(1) 晶体管工作在放大区时, b-e 间为____, b-c 间为____; 工作在饱和区时, b-e 间为____, b-c 间为____。(a. 正向偏置, b. 反向偏置, c. 零偏置)

(2) 工作在放大区的某晶体管, 当 I_B 从 $20\mu\text{A}$ 增大到 $40\mu\text{A}$ 时, I_C 从 1mA 变成 2mA 。它的 β 约为____。(10, 50, 100)

(3) 工作在放大状态的晶体管, 流过发射结的主要是____, 流过集电结的主要是____。(a. 扩散电流, b. 漂移电流)

(4) NPN 型和 PNP 型晶体管的区别是____。(a. 由两种不同材料硅和锗制成的, b. 掺入的杂质元素不同, c. P 区和 N 区的位置不同)

(5) 当温度升高时, 晶体管的 β ____, 反向电流____, U_{BE} ____。(a. 变大, b. 变小, c. 基本不变)

题 1-6 有两个晶体管, A 管的 $\beta=200$, $I_{CEO(pt)}=200\mu\text{A}$, B 管的 $\beta=50$, $I_{CEO(pt)}=10\mu\text{A}$ 。其他参数大致相同。相比之下____管性能较好。

题 1-7 选择填空。

(1) 场效应管 G-S 之间的电阻比晶体管 b-e 间电阻____。(a. 大, b. 小, c. 差不多)

(2) 场效应管是通过改变____(a_1 . 栅极电流, b_1 . 栅源电压, c_1 . 漏源电压)来改变漏极电流的。所以是一个____(a_2 . 电流, b_2 . 电压)控制的____。(a₃. 电流源, b_3 . 电压源)

(3) 用于放大时, 场效应管工作在特性曲线的____。(a. 夹断区, b. 恒流区, c. 可变电阻区)

题 1-8 选择填空。

(1) 二极管中电流, ____晶体管中 e 到 c 极的电流____, 场效应管中的漏极电流____。(a. 穿过两个 PN 结, b. 穿过一个 PN 结, c. 不穿过 PN 结)

(2) 晶体管电流由____(a_1 . 多子, b_1 . 少子, c_1 . 两种载流子)组成, 而场效应管的电流由____(a_2 . 多子, b_2 . 少子, c_2 . 两种载流子)组成。因此, 晶体管电流受温度的影响比场效应管____。(a₃. 大, b_3 . 小, c_3 . 差不多)

思考题和习题

题 1-9 在图 P1-9 所示的电路中:

(1) 电流 I 约为多少毫安?

(2) 当温度升高时, I 和 U_D 是增大、减小还是不变?

题 1-10 在图 P1-10 所示电路中, 已知 $u_1=30\sin 100\pi t$ (V), 二极管的

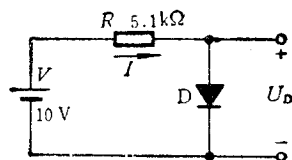
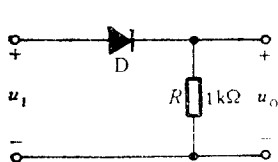
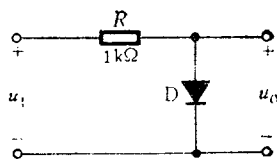


图 P1-9



(a)

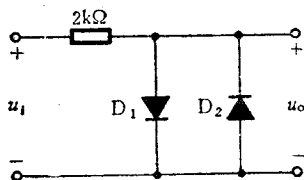


(b)

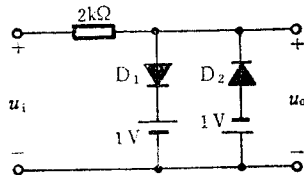
图 P1-10

正向压降和反向电流均可忽略。画出 u_o 的波形，并画出传输特性曲线， $u_o = f(u_i)$ 。

题 1-11 在图 P1-11 所示的电路中，设 $u_i = 5\sin\omega t$ (V)，试画出 u_o 的波形及传输特性曲线。二极管为 2CP11 (硅管， $U_{on} \approx 0.7V$)。



(a)



(b)

图 P1-11

题 1-12 画出图 P1-12 所示电路中 u_o 的波形。二极管为 2AK1 (锗管， $U_{on} \approx 0.2V$)。

题 1-13 分析图 P1-13(a) 所示电路中二极管的工作状态 (导通或截止)，确定出 U_o 的值，并将结果填入图(b)的表中。

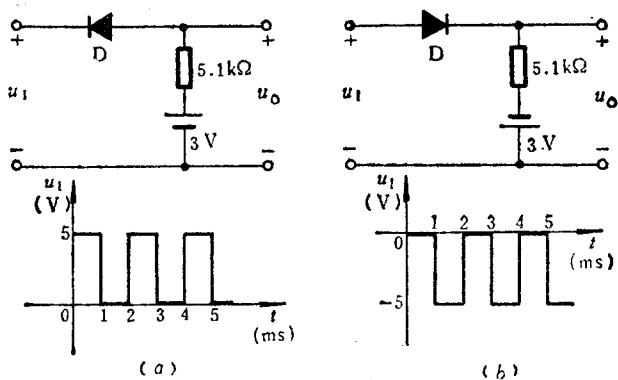


图 P1-12

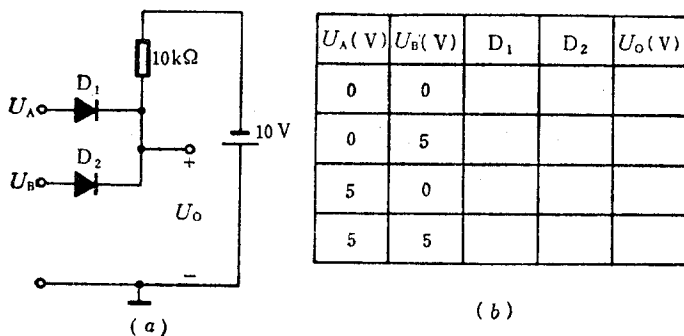


图 P1-13

题 1-14 画出图 P1-14 所示电路的传输特性。设图中的 D_1 、 D_2 为理想二极管。

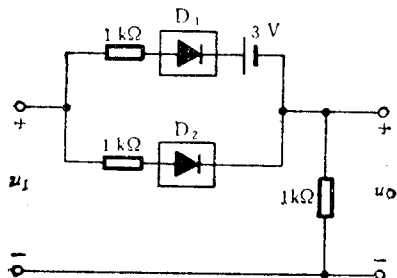


图 P1-14

题 1-15 一个二极管的伏安特性如图 P1-15 所示。写出该特性曲线的解析表达式 $I=f(U)$ ，并定出折线等效电路中的 $r_{d(on)}$ 和 U_{on} 的近似值。

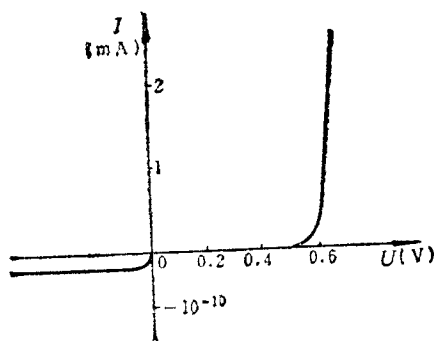


图 P1-15

题 1-16 两只硅稳压管的稳压值分别为 $U_{Z1}=6V$, $U_{Z2}=9V$ 。把它们串联相接可得到几种稳压值,各是多少?把它们并联相接呢?

题 1-17 稳压管稳压电路如图 P1-17 所示。已知稳压管的稳压值为 6V, 稳定电流为 10mA, 额定功耗为 200mW。限流电阻 $R=500\Omega$ 。

- (1) 当 $U_I=20V$, $R_L=1k\Omega$ 时, $U_O=?$
- (2) 当 $U_I=20V$, $R_L=100\Omega$ 时, $U_O=?$
- (3) 当 $U_I=20V$, R_L 开路时, 你认为稳压性能怎么样?
- (4) 当 $U_I=7V$, R_L 变化时, 你认为稳压性能怎么样?

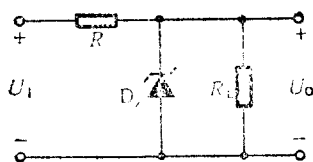


图 P1-17

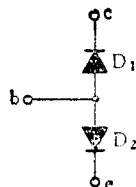


图 P1-18

题 1-18 把两个二极管如图 P1-18 所示方式连接起来, 是否具有和晶体管类似的结构? 是否和晶体管一样具有电流放大作用?

题 1-19 测得工作在放大电路中两个晶体管的两个电极电流如图 P1-19 所示。

(1) 求另一个电极电流,并在图中
标出实际方向。

(2) 判断它们各是 NPN 还是 PNP
型管,标出 e、b、c 极。

(3) 估算它们的 β 和 α 值。

题 1-20 测得工作在放大电路中
几个晶体管三个电极电位 U_1 、 U_2 、 U_3
分别为下列各组数值,判断它们是 NP
N 型还是 PNP 型? 是硅管还是锗管?

确定 e、b、c。

(1) $U_1=3.5\text{V}$, $U_2=2.8\text{V}$, $U_3=12\text{V}$

(2) $U_1=3\text{V}$, $U_2=2.8\text{V}$, $U_3=12\text{V}$

(3) $U_1=6\text{V}$, $U_2=11.3\text{V}$, $U_3=12\text{V}$

(4) $U_1=6\text{V}$, $U_2=11.8\text{V}$, $U_3=12\text{V}$

题 1-21 某晶体管的输出特性曲线如图 P1-21 所示。从图中确定该管
的主要参数: $I_{\text{CEO}}(\text{pt})$, $U_{\text{(BR)CEO}}$, P_{CM} , β 和 α (在 $U_{\text{CE}}=10\text{V}$, $I_{\text{C}}=2\text{mA}$ 附
近)。

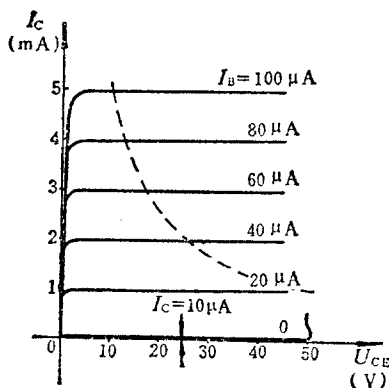


图 P1-21

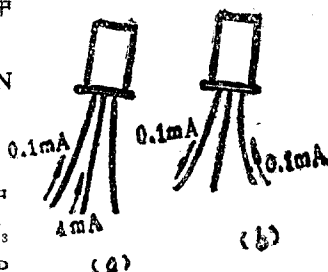


图 P1-19

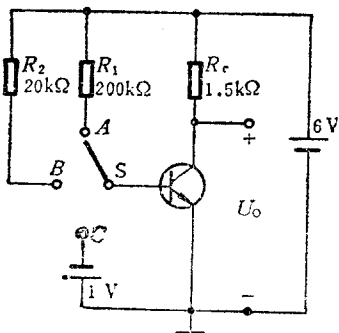


图 P1-22

题 1-22 在图 P1-22 的电路中,当开关 S 分别 接到 A、B、C、三个触
点时,判断晶体管的工作状态,确定 U_O 的值。晶体管的输出特性曲线如图
P1-21 所示。

题 1-23 电路如图 P1-23 所示

(1) 分别计算 $U_1 = 0\text{V}$ 和 $U_1 = 6\text{V}$ 时 U_O 的值。

(2) 画出 U_1 在 $0 \sim 6\text{V}$ 之间变化时的传输特性曲线。标出转折时的值。
晶体管的输出特性同图 P1-21 所示。

题 1-24 已知结型场效应管(N 沟道)的 $I_{\text{DSS}} = 2\text{mA}$, $U_{\text{GS(off)}} = -4\text{V}$ 。
画出它的转移特性曲线和漏极特性曲线。(可变电阻区定性画出)。

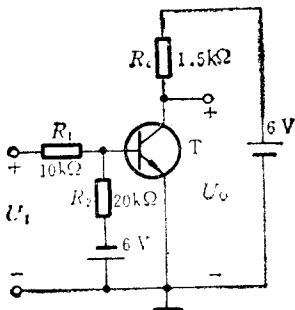


图 P1-23

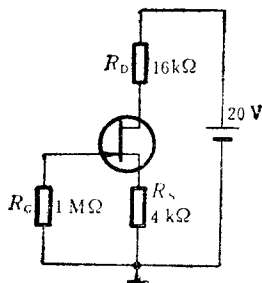


图 P1-25

题 1-25 在图 P1-25 所示的电路中,计算 I_D 和 U_{DS} 的值。场效应管即为题 1-24 中的管子。

题 1-26 某 MOS 场效应管的漏极特性如图 P1-26 所示。分别画出 $U_{\text{DS}} = 9\text{V}, 6\text{V}, 3\text{V}$ 时的转移特性曲线。

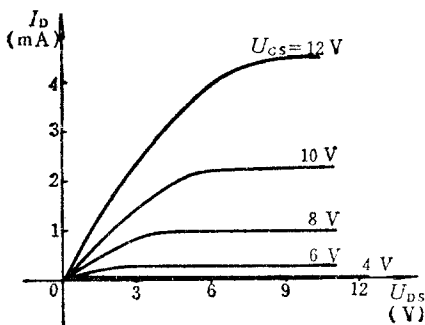


图 P1-26

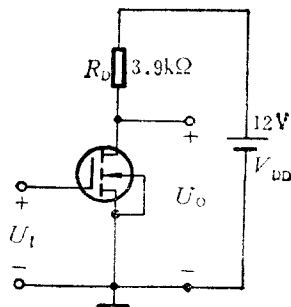


图 P1-27

题 1-27 由题 1-26 中的 MOS 管组成的电路如图 P1-27 所示。试分

析当 $U_I = 4\text{V}$ 、 8V 、 12V 时, 这个管子分别处于什么状态。

题 1-28 做出图 P1-27 电路的传输特性, 设 U_I 在 $0 \sim 12\text{V}$ 之间变化。标出转折点的值。

题 1-29 试说明如何用一个万用表(电阻档) 判断一个晶体管是 NPN 型还是 PNP 型的, 以及如何确定 e、b、c 三个极。

题 1-30 有一个两端元器件, 如何用万用表判断它是一个电阻器、电容器、普通二极管。

题 1-31 试提出一种可以判别一个两端器件是普通二极管 还是稳压管的办法。

*题 1-32 有一个三极管, 可能是晶体管或结型场效应管, 如何判别?

*题 1-33 在图 P1-33(a) 所示电路中, 若要求 $U_O/U_I \approx 1/3$, ($0 < U_I \leq 3\text{V}$), V_R 大约应为何值? 结型场效应管的漏极特性如图(b)所示。

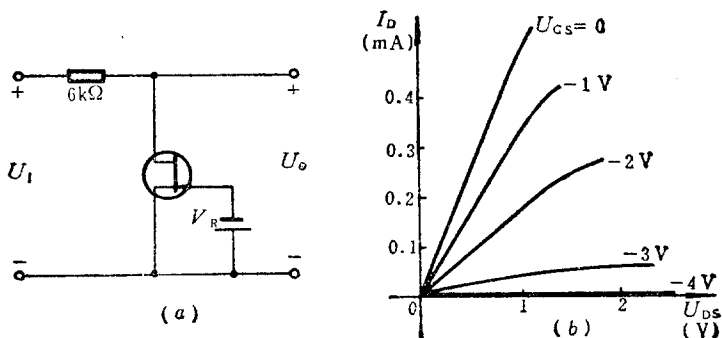


图 P1-33

*题 1-34 如果将两个特性如图 P1-34(c) 所示的同样的场效应管并联试作出并联后总的漏极电压 U_{DS} 和总的漏极电流 I_D (见图(a)) 的特性曲线, 作出串联后 [$U_{GS1} = U_{GS2}$, 见图(b)] 的总的漏极特性曲线。

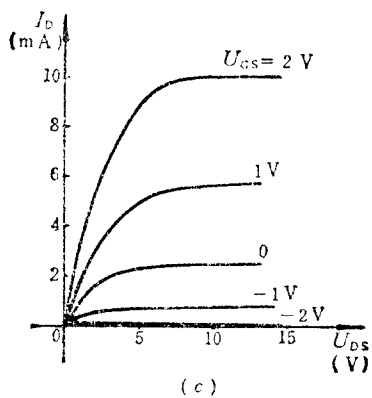
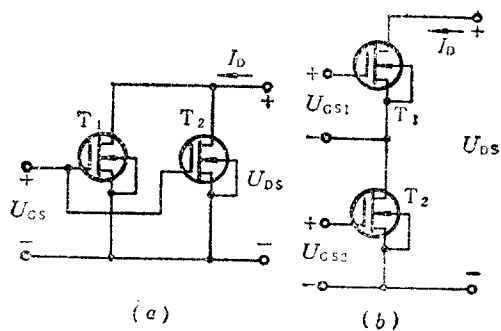


图 P1-34

第二章 放大电路基础

在我们的日常生活和科学研究等工作中，常常会遇到放大电路。这些放大电路的形式不同，性能指标不同，使用的元器件也不相同，但它们都是用来进行信号的放大，其基本工作原理都是一样的。在这些放大电路中，单管放大电路是构成各种复杂电路的基本单元。本章以几种单管放大电路为例，介绍放大电路的组成原则、工作原理、性能指标及计算方法。读者要注意对基本概念、基本原理、基本分析方法的领会，以便为后面各章的学习打好基础。

2.1 放大的概念和放大电路的性能指标

2.1.1 放大的概念

“放大”这个词用的很普遍，在很多场合都会发现放大现象的存在。比如，利用放大镜使微小的物体现出较大的形象，这是光学中的放大现象；利用杠杆能用小力移动重物，这是力学中的放大现象；利用变压器将低电压变成高电压，这是电学中的放大现象；说话的声音通过扩大机被加强，这是电子学中的放大现象。我们能从这些放大现象中找到什么规律、得到哪些启发呢？

首先，我们可以看到它们的一个共同点，它们都是把原物中的差异的程度放大了。放大镜将原物体中各点之间的距离放大了；杠杆将人们移动物体实际付出的力放大了；变压器把电压变化放大了；扩大机把声音的变化放大了。因此，所谓放大是对差异的程度或变化量而言的。这是我们要注意的第一点。

同时，我们经过分析，发现它们之间还存在着一个重要的差别。经过放大镜放大后的影象，其亮度比原来的要弱；利用杠杆得到较大的力，然而物体移动的距离要比加力点经过的距离短；变压器在将电压升高的同时，次级的电流却比初级的电流小了。可见，这几种放大现象都遵守能量守恒的法则。只有扩大机在进行放大时，扬声器能输出比原来说话大得多的能量。也就是说扬声器不仅得到放大的电压，也得到了放大的电流。总之，得到了较大的功率。

那么，后者多出来的能量是从哪里来的呢？众所周知，如果把扩大机的电源切断，扬声器将不再发声。可见能量是从电源供给的。放大电路的作用是把电源的能量转化为变化的输出量，而这些输出量的变化情况是与输入量的变化情况成比例的。因此，放大作用实质上是一种能量控制作用。具有能量控制作用的器件称为有源器件，比如晶体管、场效应管以及后面要学到的集成运算放大器等。只由无源元件组成的电路，即使输出量比输入量大，也不是电子学中定义的放大电路。

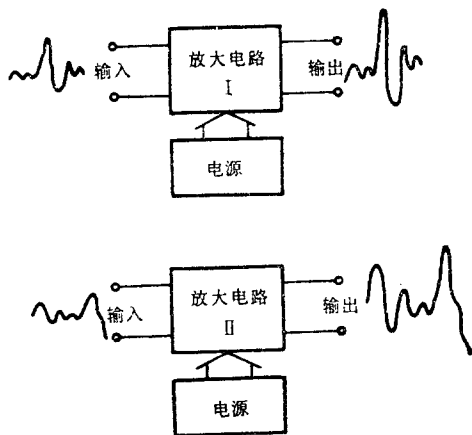


图 2-1 两个性能不同的放大电路

现在让我们看一下如图 2-1 所示的两个放大电路——放大电路 I 和 II。它们分别都由电源提供能量,它们所放大的信号都是随时间变化的,变化是无规律的。比如人说话时声调与强度的变化就是这样。这两组信号经过放大电路都被放大了,然而我们能从这里判断出这两个放大电路哪个好一些,哪一个差一些吗?怎样来衡量放大电路的性能呢?下面我们介绍一些可以定量测定的指标和可以实现的测量方法。

2.1.2 放大电路的性能指标

我们先定性地看看什么样的放大电路算是比较好的。仍以扩大机为例。首先我们希望能把说话的声音变得大一些好,那就是要放大电路输出的信号幅度比输入的信号幅度大。另外,还希望经过扩大机放出的说话声音或乐曲,不走调、不变味,这叫做不失真。此外,还有最大能输出多少功率等等。这些都应该是衡量放大电路性能的标准。

为了能测定指标,就要约定一种测试方法,而实际的输入信号是无规律的,不便于测量、比较。大家知道,一个变化的波形(函数)可以认为是由多个不同幅值、不同频率的正弦波所组成,对于一个实际信号的放大,可以看成是将组成这个信号的各种谐波(不同幅值、不同频率的正弦波)分别放大并叠加起来的过程。正弦波信号容易获得,也容易测量,所以通常都用它作为实验和测试的信号。

作为实验用的正弦波信号有两个主要参数,一个是幅值,一个是频率。通过这两个参数的配合,可以定出放大电路的主要性能指标。

图 2-2 给出了测试时的工作示意图。图中 U_s 是测试信号, R_s 是信号源的内阻或外接的串联电阻, R_L 是接到放大电路输出端的

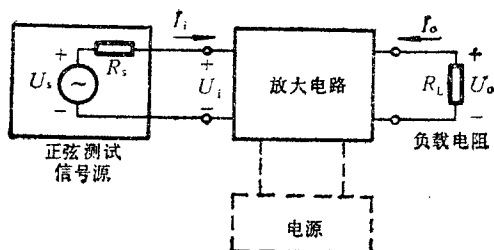


图 2-2 放大电路性能测试图

负载电阻。放大电路的电源供电部分用虚线画出，为了突出放大电路本身，今后我们就不再画出电源了。

性能指标可以分成三种类型：第一种是对应于一个幅值已定、频率已定的信号输入时的性能，这是放大电路的基本性能。第二种是对应于幅值不变而频率改变的信号输入时的性能。第三种是对应于频率不变而幅值改变的信号输入时的性能。

第一种类型的指标：

1. 放大倍数

放大倍数是衡量放大电路放大能力的指标。它定义为输出变化量的幅值与输入变化量的幅值之比，有时也称之为增益。虽然放大电路能实现功率的放大，然而在很多场合，人们常常只关心某一项指标的放大倍数，比如电压或电流的放大倍数。由于输出和输入信号都有电压和电流，所以存在以下四种比值：

电压放大倍数用 A_{uu} ①表示，定义为

$$A_{uu} = \frac{U_o}{U_i} \quad \text{或简化为} \quad A_u = \frac{U_o}{U_i} \quad (2-1)$$

① 下标的第一个符号代表输出量，第二个符号代表输入量。当考虑电路产生的附加相移时， A_{uu} 将为 U_o 和 U_i 的复数值之比。下面其他指标也有类似的情况。本节为了便于说明起见，暂不考虑。

电流放大倍数用 A_{ii} 表示, 定义为

$$A_{ii} = \frac{I_o}{I_i} \text{ 或简化为 } A_i = \frac{I_o}{I_i} \quad (2-2)$$

电压对电流的放大倍数用 A_{ui} 表示, 定义为

$$A_{ui} = \frac{U_o}{I_i} \quad (2-3)$$

电流对电压的放大倍数用 A_{iu} 表示, 定义为

$$A_{iu} = \frac{I_o}{U_i} \quad (2-4)$$

式中的 U_o 、 U_i 、 I_o 和 I_i 都是正弦信号的有效值。需要注意的是, 若输出波形出现明显的失真, 则比值就失去意义了, 因此在输出端要有监视失真的措施(如用示波器观察波形)。其他指标也是如此。

2. 输入电阻

作为一个放大电路, 一定要有信号源来提供输入信号。例如扩大机就是利用话筒将声音转换成电信号提供给放大电路的。还有其他经过温度、压力等传感器变换后产生的各种各样的电信号源。放大电路与信号源相连, 就要从信号源取电流。取电流的大小表明了放大电路对信号源的影响程度, 所以我们定义一个指标, 来衡量放大电路对信号源的影响, 叫做输入阻抗。当信号频率不是很高时, 输入电流 I_i 与输入电压 U_i 基本同相, 因此通常用输入电阻来表示。它定义为

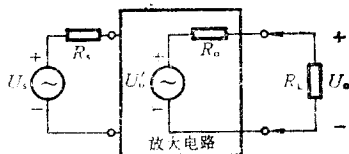
$$R_i = \frac{U_i}{I_i} \quad (2-5)$$

从图 2-2 中可见, R_i 就是向放大电路输入端看进去的等效电阻。 R_i 越大, 表明它从信号源取的电流越小, 放大电路输入端所得到的电压 U_i 越接近信号电压 U_s 。因此作为量测仪表用的放大电

路其 R_i 要大。但是对于晶体管来说, R_i 大则取电流小, 将减低放大倍数。所以在需要放大倍数大而 R_o 为固定值的情况下, 晶体管放大电路的 R_i 又以小一些为好。

3. 输出电阻

放大电路将信号放大后, 总要送到某装置去发挥作用。这个装置我们通常称为负载。比如扬



声器就是扩大机的负载。当我们 图 2-3 求输出电阻 R_o 的等效电路
在原来的扬声器两端再并联一个扬声器时, 它两端的电压将要下降, 这种现象说明向放大电路的输出端看进去有一个等效内阻, 通称为输出电阻, 记作 R_o , 如图 2-3 所示。

通常测定输出电阻的办法是在输入端加正弦波实验信号, 测出负载开路时的输出电压 U'_o , 再测出接入负载 R_L 时的输出电压 U_o 。则读者可自行证明

$$R_o = \left(\frac{U'_o}{U_o} - 1 \right) R_L \quad (2-6)$$

输出电阻越大, 表明接入负载后, 输出电压的幅值下降越多。因此 R_o 反映了放大电路带负载能力的大小。

第二种类型的指标:

4. 通频带

当只改变输入信号的频率时, 发现放大电路的放大倍数是随之变化的, 输出波形的相位也发生变化。这就需要有一定的指标来反映放大电路对于不同频率的信号适应能力。一般情况下, 放大电路只适用于放大一个特定频率范围的信号, 当信号频率太高或太低时, 放大倍数都有大幅度的下降, 如图 2-4 所示。

当信号频率升高而使放大倍数下降为中频时放大倍数(记作

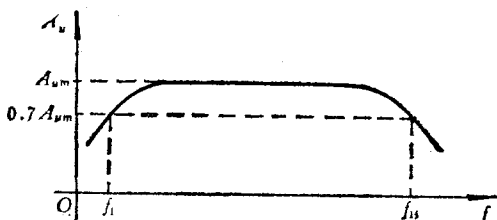


图 2-4 放大电路的频率指标

A_{um}) 的 0.7 倍时, 这个频率称为上限截止频率, 记作 f_H 。同样, 使放大倍数下降为 A_{um} 的 0.7 倍时的低频信号频率称为下限截止频率, 记作 f_L 。我们将 f_H 和 f_L 之间形成的频带称为通频带, 记作 f_{bw} , 即

$$f_{bw} = f_H - f_L \quad (2-7)$$

通频带越宽, 表明放大电路对信号频率的适应能力越强。对于收录机、扩大机来说, 通频带宽意味着可以将原乐曲中丰富的高、低音都能完美地播放出来。然而有些情况下则希望频带窄, 如第七章中要讲的带通滤波电路等。

第三种类型的指标:

5. 最大输出幅值

最大输出幅值指的是当输入信号再增大, 就会使输出波形的非线性失真系数超过额定数值(比如 10%)时的输出幅值。我们以 U_{om} (或 I_{om}) 表示。一般指有效值, 也有以峰至峰值表示的, 二者差 $2\sqrt{2}$ 倍。

6. 最大输出功率与效率

最大输出幅值是输出不失真时的单项(电压或电流)指标。此外还应该有一个综合性的指标即最大输出功率。它是在输出信号基本不失真的情况下能输出的最大功率, 记作 P_{om} 。

前面我们说过, 输入信号的功率都是很小的, 经过放大电路,

得到了较大的功率输出。这些多出来的能量是由电源提供的，放大电路只不过是实现了有控制的能量转换。既然是能量的转换，就存在转换效率的问题。也就是说，不能只看输出功率的大小，还应看能量的利用率如何。效率 η 定义为

$$\eta = \frac{P_{om}}{P_v} \quad (2-8)$$

式中 P_v 为直流电源消耗的功率。

7. 非线性失真系数

由于晶体管等器件都具有非线性特性，所以当输出幅度大了之后，有时需要讨论它的失真问题。我们在这里定义的非线性失真系数，是指放大电路在某一频率的正弦波输入信号下，输出波形的谐波成分总量和基波成分之比。用 A_1 、 A_2 、 $A_3 \cdots$ 表示基波和各次谐波的幅值，则失真系数 D 定义为①

$$D = \sqrt{\left(\frac{A_2}{A_1}\right)^2 + \left(\frac{A_3}{A_1}\right)^2 + \cdots} \quad (2-9)$$

以上三类指标是以输入信号的幅值和频率来划分的。一般来说，第一类指标多适用于输入为低频小信号时的情况；第二类指标多适用于输入信号幅值小但频率变化范围宽的情况；第三类指标则多适用于低频但输出幅值较大的情况。其他指标限于篇幅的关系不一一介绍。

2.2 单管共射放大电路的工作原理

本节将以一个单管放大电路为例，说明放大电路的组成原则，以及电路中各元器件的作用。

① 可见[2-6]中册 246~248 页中的有关论述。

2.2.1 放大电路的组成

图 2-5 是一个单管共射放大电路。它由晶体管、电阻等元器件组成，它们各自的作用分别如下所述。

图中的 T 是一个 NPN 型晶体管。如前所述，它具有能量转换和控制的能力，是一个有源器件。它是整个电路的核心，起放

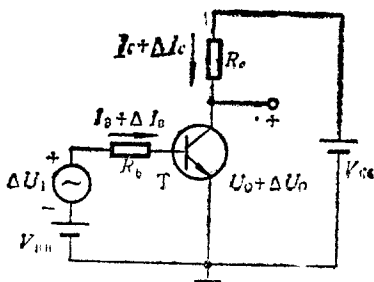


图 2-5 单管共射放大电路

大作用。直流电源 V_{CC} 提供了晶体管所需的能量——可以转换成输出功率的能量，没有 V_{CC} 放大电路就无法工作。电阻 R_c 是 T 的集电极负载电阻，通过 R_c 可以把晶体管集电极电流的变化转换成电压的变化送到输出端。若没有 R_c ，则输出端的电压始终等于直流电源 V_{CC} ，就不会随输入信号变化了。晶体管要能正常放大，就需要有一定的基极电流 I_B (理由见后)。直流电源 V_{BB} 和基极电阻 R_b 提供了所需的基极电流，并把它限制在一定的范围之内。我们用 ΔU_I 来表示输入信号 (信号即意味着变化的信息)， ΔU_I 通过 R_b 从晶体管的 基极和发射极之间输入，输出信号 ΔU_O 从集电极和发射极之间输出。发射极是输入回路和输出回路的公共端，所以图 2-5 称为共射放大电路。

电路放大的原理已经在第一章中介绍过，现在再简述一下。当信号 ΔU_I 输入电路后，相当于加在 R_b 和发射结上的电压发生了变化：由 $V_{BB} \rightarrow V_{BB} + \Delta U_I$ 。于是使晶体管的基极电流发生变化：由 $I_B \rightarrow I_B + \Delta I_B$ 。基极电流的变化被放大了 β 倍后成为集电极电流的变化：由 $I_C \rightarrow I_C + \Delta I_C$ 。集电极电流流过电阻 R_c ，则 R_c 上的电压也就发生变化：由 $U_{Rc} \rightarrow U_{Rc} + \Delta U_{Rc}$ 。输出电压等于直流电

源电压与 R_e 上电压之差。电阻 R_e 上电压随输入信号变化, 则输出电压也就随之变化: 由 $U_o \rightarrow U_o + \Delta U_o$ 。如果参数选择合适, 我们就能得到比 ΔU_i 大得多的 ΔU_o 。

我们发现, 所有这些量都由两部分组成: 第一部分, 如 I_B 、 I_C 等不随输入信号变化, 称为直流量; 第二部分, 如 ΔI_B 、 ΔI_C 等是随输入信号变化的, 称为交流量。交流量是迭加在直流量之上的。

2.2.2 放大电路必须遵循的原则

通过上面的简单分析, 我们总结出以下几点做为放大电路必须遵循的原则。

一、必须有直流电源, 而且电源的极性必须与晶体管的类型相配合, 以保证晶体管能正常工作。即基极与发射极之间为正向偏置, 基极与集电极之间为反向偏置。

二、电阻的设置要与电源相配合, 以保证晶体管工作在合适的区域(放大区)内。

三、既然我们是要放大变化的输入信号, 就要保证它能产生变化的晶体管输入电流(如 ΔI_B)或输入电压(如 ΔU_{BE})。同时还要保证已放大的信号从电路输出, 得到尽量大的 ΔU_o 或 ΔI_o 。

四、在电路各元件的选择以及信号幅度的大小等方面, 都要注意不要使输出信号产生明显的非线性失真。

2.3 放大电路的分析方法

电路原理课已介绍过有关电路计算的理论和方法。电子电路的分析计算中要注意的有这样两点。第一、要处理的信号通常是交直流的混合量, 在计算时可以将交直流量统一考虑, 也可以分开进行。第二, 在电路中有非线性器件, 在计算中要正确处理。我们针对上述情况介绍两种分析方法。

2.3.1 图解法

一、原则和作图方法

图解法的关键是利用晶体管的特性曲线来表示其电压与电流的关系,电路的电压与电流的关系也用曲线(或直线)来表示,然后利用作图的方法来求解。要说明的是,这里所说的电流与电压都是交直流混合量。

我们仍以图 2-5 所示电路为例。分析的思路是:先找出电路中电压和电流的一般关系,然后由这些关系定出相应的曲线,再分析无输入信号及有输入信号时的情况。

在图 2-6 中,我们将电路的输入回路和输出回路都用虚线分成两部分。两条虚线之间只有晶体管,虚线以外是电路元件。我们先讨论输入回路的情况,然后再讨论输出回路的情况。

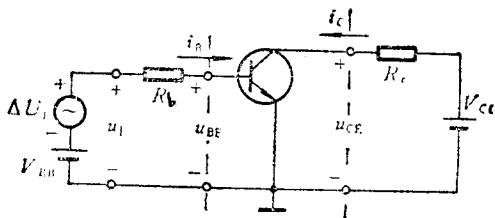


图 2-6 电路中的各个电量

对于输入回路来说,虚线以右是晶体管的发射结,它的关系是 $i_B = f(u_{BE})$ ①, 可以用输入特性曲线表示。

虚线以左可以写出回路方程

$$u_{BE} = u_I - i_B \cdot R_b \quad (2-10)$$

$$\text{当 } \Delta U_I = 0 \text{ 时, } u_{BE} = V_{BB} - i_B \cdot R_b \quad (2-11)$$

① 这里的几个量均以瞬时总值表示,因为实际上讨论的是混合总量。为此座标轴也采用瞬时总值表示。

这是一条直线，它与横座标的交点是 $(V_{BB}, 0)$ ，与纵座标的交点是 $(0, V_{BB}/R_b)$ ，它的斜率是 $-1/R_b$ ，如图 2-7 所示。图中的一条曲线是晶体管的输入特性曲线。

这两条线的交点记作 Q ①，于是在无输入信号下定出的工作点，所以通称为静态工作点。它的座标是 (U_{BEQ}, I_{BQ}) 。

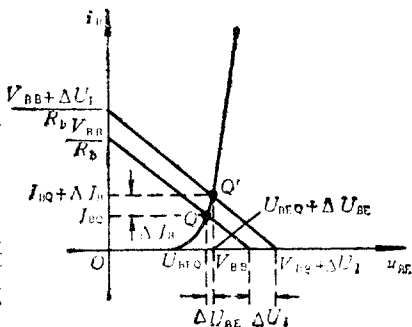


图 2-7 输入回路的图解法

如果加输入变量 ΔU_I ，即 u_I 变为 $V_{BB} + \Delta U_I$ ，则回路方程变为

$$u_{BE} = (V_{BB} + \Delta U_I) - i_B \cdot R_b \quad (2-12)$$

与前一条直线相比，斜率没变，只是平移了一段距离。它与横座标的交点为 $(V_{BB} + \Delta U_I, 0)$ ，与纵座标的交点为 $(0, (V_{BB} + \Delta U_I)/R_b)$ ，与输入特性曲线的交点，我们记作 Q' 。 Q' 的座标是 $(U_{BEQ} + \Delta U_{BE}, I_{BQ} + \Delta I_B)$ 。这就是输入 ΔU_I 时晶体管的工作状态，也就是从 Q 点移到了 Q' 点。如果 ΔU_I 是负值，则工作点从 Q 点沿输入曲线向下移。

输出回路的解法同输入回路。晶体管输出特性曲线表明了 $i_C = f(u_{CE})$ ，电路方程是

$$u_{CE} = V_{CC} - i_C \cdot R_c \quad (2-13)$$

在 u_{CE} 和 i_C 的直角座标内作出输出特性曲线族和电路方程直线，如图 2-8 所示。直线与横座标的交点为 $(V_{CC}, 0)$ ，与纵座标的交点为 $(0, V_{CC}/R_c)$ ，斜率为 $-1/R_c$ 。由于从输入回路已求出：当 $\Delta U_I = 0$ 时， $i_B = I_{BQ}$ 。所以我们在输出特性曲线族中选 $i_B = I_{BQ}$ 的曲

① Q 是英文 Quiescent(静止的)的字头。

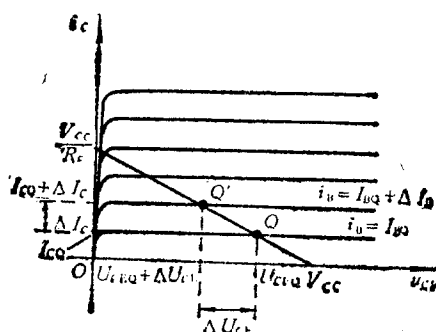


图 2-3 输出回路的图解法

线与直线相交,其交点也记作 Q , 座标是 (U_{CEQ}, I_{CQ}) 。

当输入信号变化 ΔU_I 后, i_B 从 $I_{BQ} \rightarrow I_{BQ} + \Delta I_B$, 而电路方程不变, 所以我们又根据 $i_B = I_{BQ} + \Delta I_B$ 时的曲线与直线的交点定出 $Q'(U_{CEQ} + \Delta U_{CE}, I_{CQ} + \Delta I_C)$ 。这就是输入了 ΔU_I 后的管子的状态。从图上可以看出, 在输入 ΔU_I 后, 电路的工作点以 Q 点为起点, 沿这条直线向上(当 $\Delta U_I > 0$ 时)、或向下($\Delta U_I < 0$)移动。当 $\Delta U_I > 0$ 时, $\Delta I_B > 0$, $\Delta I_C > 0$, 而 $\Delta U_{CE} < 0$ 。当负载电阻 R_c 改变时, 这条直线的斜率也随之变化, R_c 越小, 直线越陡。因此我们把这条由负载电阻决定的直线称为负载线。对应于相同的 ΔI_B , 若 R_c 越小, 则 ΔU_{CE} 就越小。

二、用图解法作出传输特性

利用前面提出的图解法, 我们可以得出与 u_i 变化相对应的 u_o 。在第一章中已指出它们的关系曲线称为传输特性, 并且用近似的方法画出了单管共射电路的传输特性, 见 [例 1-3]。现在用图解法再次分析此电路。以说明其分析的方法和过程。

[例 2-1] 在图 2-5 的电路中, 设 $R_b = 22k\Omega$, $R_c = 5k\Omega$, $V_{CC} = 10V$ 。晶体管的特性曲线如图 2-9(a)、(b) 所示。画出 $u_i (= V_{BB} + \Delta U_I)$ 在 0 至 3V 间的传输特性; $u_o (= U_O + \Delta U_O) = f(u_i)$ 。

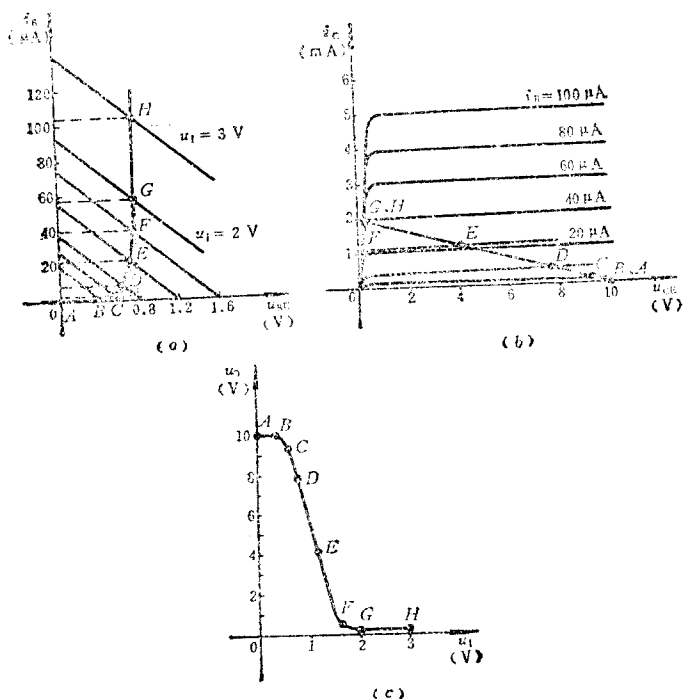


图 2-9 用图解法做传输特性
(a) 输入特性 (b) 输出特性 (c) 传输特性

解: 在输入特性坐标内作一组斜率为 $-1/22\text{k}\Omega$ 的平行线 (例如可连接 u_{BE} 轴上的 1.6V 和 i_B 轴上的 $73\mu\text{A}$ 两点)。当 u_1 分别为 $0, 0.4, 0.6, 0.8, 1.2, 1.6, 2.0, 3.0\text{V}$ 时, 交输入特性曲线^①于 A, B, C, D, E, F, G, H 诸点, 得出交点处的 i_B 值。然后在输出特性上作负载线 (连接 u_{CE} 轴上的 10V 和 i_C 轴上的 2mA 两点), 沿负载线找出对应于上述 i_B 值的各点, 由此可得到 u_{CE} 分别为 $10, 10, 8.4, 7.8, 4.3, 0.4, 0.2, 0.2\text{V}$, 即为 u_O 。从而定出传输特性上的各点并连成曲线, 如图 2-9(c) 所示。

三、静态工作点的选择

^① 此输入特性曲线是根据实际的参变量 u_{CE} (即不同的 i_B 所对应的 u_{CE} 值) 绘出的。

现在再看图 2-6 中的输入回路。输入电压 u_i 是由电源 V_{BB} 和信号电压 ΔU_i 组成。从放大的角度出发, 要求信号既能被放大, 又要不失真, 则 V_{BB} 和 ΔU_i 就需要配合得当, 使 u_i 的变化范围处在传输特性接近直线部分[如图 2-9(c)中的 C 、 F 间]。前面已指出, 当 $\Delta U_i = 0$ 时, 由 V_{BB} 在特性曲线上所定出的工作点称为静态工作点, 它的选择与 ΔU_i 的性质和幅度有关。若 ΔU_i 幅度很小, 则为节约能量可选 Q 点处于静态电流较小之处, 使有信号时工作点在 C 、 D 间变化; 但如希望放大倍数较大, 则应选 Q 处于静态电流较大之处, 使工作点在 E 、 F 间变化^①; 若 ΔU_i 幅度较大, 则要保证信号基本上不失真, 应选 Q 点在放大区的中间, 即在 E 点附近还应指出的是, 工作点的选择必须保证晶体管在工作时不受损坏, 即处于安全工作区之内。

以上提出了一些静态工作点的选择原则, 而具体数值可根据电路的要求确定^②。这一点在后面还要介绍。

四、用图解法分析信号的波形

前面是用变化量来分析电路中各电量的变化情况。若输入为正弦波信号 $u_i = U_{im} \sin \omega t$ 时, 也可按同样原则来进行分析并画出各电量的波形。在图 2-10 中, 先在输入特性上定出静态工作点 Q , 然后以 V_{BB} 为中心找到两个峰值点: $V_{BB} \pm U_{im}$ 。过这两个点作与负载线平行的直线, 它们与输入特性分别交在 Q' 和 Q'' 点, 则对应的 u_{BE} 和 i_B 就可以求出来了(由此可以得到其交流成分 u_{be} 和 i_b)。同理, 在输出特性中可定出对应的 i_C 和 u_{CE} 以及交流成分 i_c 和 u_{ce} 。我们将这些信号波形重画于图 2-10(c)中。从图可以看出交流成分是以静态值为中心变化的; 同时还可以发现输出信号中的交流变化量(近似为正弦)与输入正弦变化量的相位差了

① 理由见式(2-22)、(2-23)。

② 关于静态工作点的选择还可参阅[2-1]101~102页。

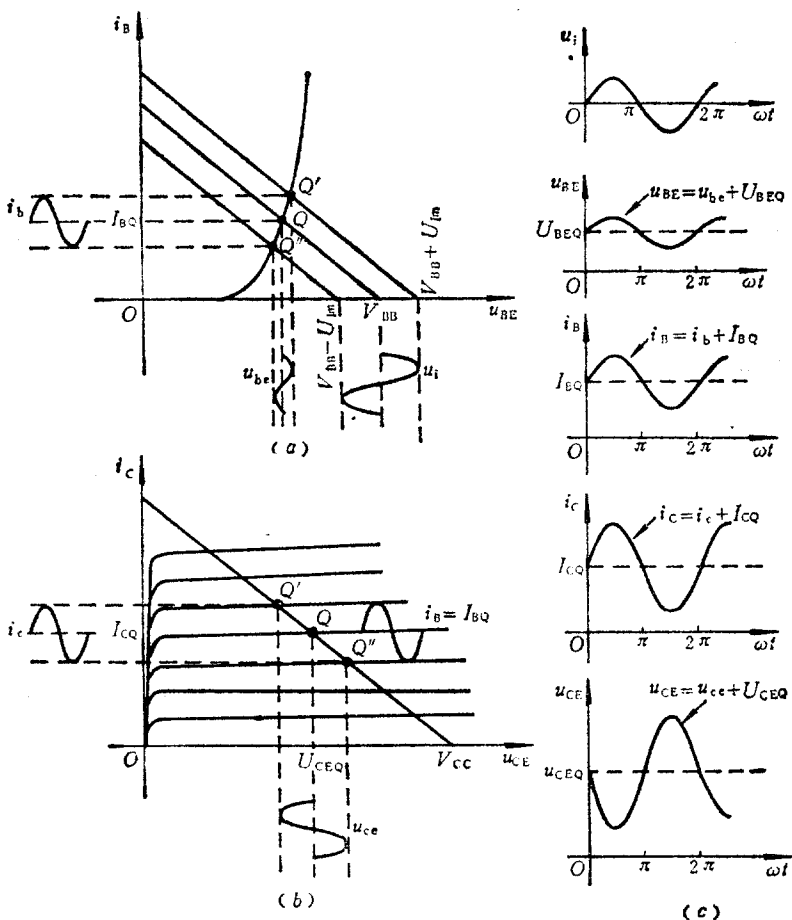


图 2-10 用图解法分析信号波形

(a) 输入回路波形 (b) 输出回路波形 (c) 各点波形

180°, 或者说它们是反相关系。

五、用图解法分析波形的非线性失真

下面我们分析当 Q 点位置不同时, 对输出波形的影响。

先分析工作点偏低时的情况, 如图 2-11 所示。从输入特性中

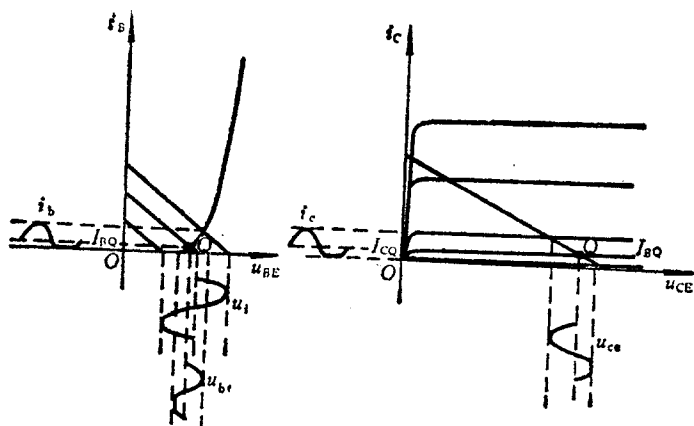


图 2-11 截止失真波形

可以看到,当 Q 点偏低,而信号幅度相对又比较大时,虽然输入信号是正弦波,但工作点已有一部分进入截止区。因此 i_B 的波形已出现失真,则 i_C 、 u_{CE} 的波形也出现失真。这种失真称为截止失真。

图 2-12 示出了工作点偏高时的情况。在输出特性曲线上可见,由于工作点有一部分已进入饱和区,使得 i_C 和 u_{CE} 的波形出

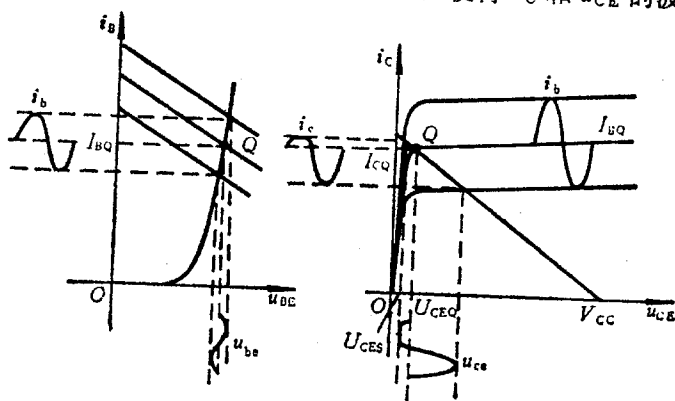


图 2-12 饱和失真波形

现失真。这种失真称为饱和失真。

从上面的分析可知: Q 点若本来就处于截止区或饱和区, 则输入正弦波信号时, 一定会产生失真; 即使 Q 点处于放大区, 若当信号幅度相对比较大时, 也会出现失真。这就出现了两个问题。第一个问题是, 若 Q 点已定(在放大区内), 能输出的不失真最大幅值有多大? 第二个问题是, Q 点设在什么地方能使电路不失真输出幅值最大? 要回答这两个问题不是很容易的。因为严格说来, 由于晶体管特性的非线性, 输出波形总会有一定程度的失真, 而要分析它的失真程度是一个比较复杂的问题。为此, 人们常用“最大不失真”的提法, 即工作在 $u_{CE} > U_{CES}$ 和 $i_B > 0$ 的范围内都认为是基本上不失真, 由此定出的幅值即为最大不失真幅值。据此, 从输出特性曲线上很容易得出结果。即以 U_{CEQ} 为中心, 取 $V_{CC} - U_{CEQ}$ 和 $U_{CEQ} - U_{CES}$ 这两段距离中小的数值, 就是能输出的最大不失真幅值(峰值); 而 Q 点设在负载线对应于 $u_{CE} = U_{CES}$ 和 $I_B = 0$ 两点间中点时, 不失真输出幅值最大^①。

六、图解法的适用范围

图解法的特点是可以全面地反映管子的工作情况, 但在实际使用时会遇到一些困难。因为在分析时要用到晶体管的特性曲线, 而生产厂家一般是不提供的。若将每只晶体管的特性曲线都用晶体管特性图示仪测出来, 不仅很费时间, 而且用于作图求解也容易产生比较大的误差。此外, 晶体管的特性曲线只能反映信号变化比较慢时的电压、电流关系。当信号变化比较快时, 由于极间电容的存在, 上述关系将不再正确。因此, 图解法一般多适用于分析输出幅度比较大而工作频率不太高时的情况。比如功率放大级的最大不失真输出幅度和失真情况等。而当信号幅度比较小和信号

① 若输出端通过耦合电容器接到 R_L (图 2-14), 则上述结论将不适用, 具体分析可见 [2-2] 77~81 页, 最大不失真幅值的计算见 [2-3] 172~174 页。

频率比较高时,则常常用另外一种方法来进行分析。

2.3.2 等效电路法

从前面的分析可以看出,正是由于晶体管特性的非线性使电路的分析变得复杂,因此我们试图对它进行适当的近似处理,使得在一定条件下表现为线性特性以便于分析计算。这种近似处理的手段是利用晶体管的等效模型。同一个晶体管由于要分析的问题不同,或用于不同的场合,它的等效模型是不同的。这是因为根据不同的要求,对晶体管的参数进行了不同的取舍和近似的结果。等效电路法就是将晶体管的模型以电路的形式表达后,用解电路的方法来进行分析和计算的。关于晶体管模型有很多本专著^①,这里只准备介绍几种最常用的模型。

在用图解法分析输入为正弦波信号的情况时,我们发现,如果Q点选择合适(比如处于输入特性曲线中比较直的部分),而且输入信号幅值不太大,则电路中各电流、电压的波形都基本上属于正弦波。在这种情况下,我们可以把电路中总的电量看成是由直流量(静态值)和交流量(由输入信号引起的变化量)线性叠加的结果。因此在电路分析时常常把直流量与交流量分开处理。

一、直流通路和交流通路

在无输入信号($\Delta U_i = 0$)时电路中只有直流量,我们把在 $\Delta U_i = 0$ 条件下所形成的电流通路称为直流通路,如图2-13(b)所示。

在只考虑交流信号的作用时,电路中只有交流量,我们称之为电路的动态。此时凡是固定不变的量均应为零,即恒定的电压为短路,恒定的电流为开路。只考虑交流信号所形成的电流通路称为交流通路,如图2-13(c)所示。

① 例如[2-7]及[2-1]的2.2节的有关论述。

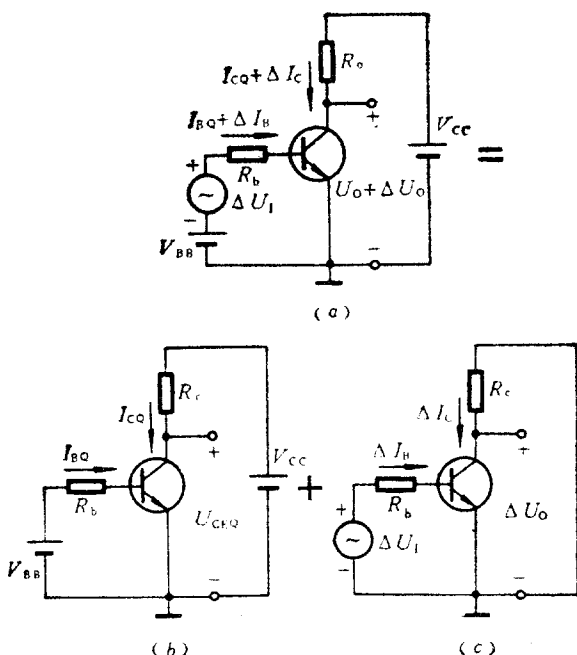


图 2-13 放大电路的交直流通路

(a) 电路 (b) 直流通路 (c) 交流通路

图 2-13 画出了将原放大电路分成它的直流通路和交流通路的情况。电路实际的电压和电流是静态值与动态值之“和”。要注意一点：在交流通路中，晶体管的工作状态是以 Q 点为基点在其附近随信号变化的。例如在某一瞬时 ΔI_B 为负值，只是说明那时 i_B 比它的静态值减小，而不是 i_B 反向，忘了这个先决条件就会在分析和计算中产生错误。

〔例 2-2〕 画出图 2-14 所示电路的直流通路和交流通路。

解：根据直流通路的定义，是在 $U_s = 0$ 的情况下，只考虑直流电源 V_{BB} 和 V_{CC} 作用时的电路。由于电容器 C_1 和 C_2 不能流过直流电流，所以对于直流来说，它们相当于开路。因此电阻 R_b 和 R_L 上也没有直流电流。这样

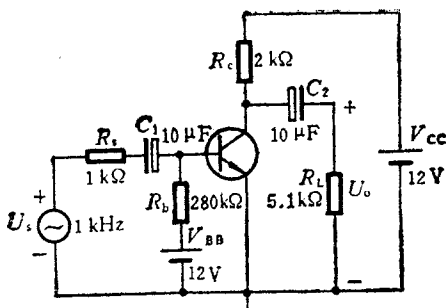


图 2-14 接入电容器的单管放大电路

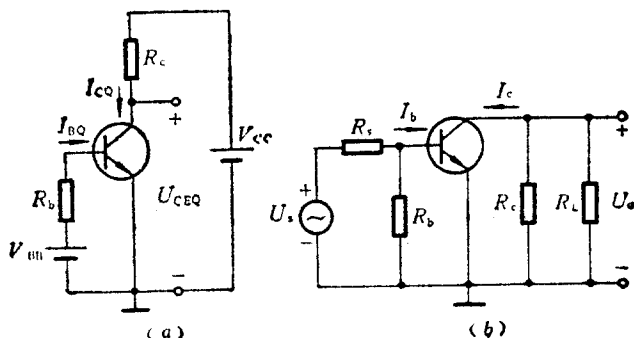


图 2-15 交直流通路

(a) 直流通路 (b) 交流通路

就得到了直流通路,如图 2-15(a)所示。

同样,根据交流通路的定义,只考虑交流信号 U_s 的作用,则令 $V_{BB}=0$, $V_{CC}=0$ 。对于频率为 1 kHz 的交流信号来说,电容器 C_1 和 C_2 的容抗为

$$\frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi f \cdot C} \approx \frac{1}{2 \times \pi \times 10^3 \times 10^{-5}} \approx 16\Omega$$

比电路中其他电阻要小很多,可以忽略而视为短路。这样得到如图 2-15(b)的交流通路。

二、晶体管的直流模型及静态工作点的计算

我们来分析如何用等效电路来描述晶体管的输入输出特性。

晶体管的输入特性与二极管特性类似，故其等效电路也与二极管的类似。常用的两种如图 2-16 所示。图 2-16(a)、(b) 中的 $r_{be(on)}$ 是其工作范围的电压与电流的比值，即 $r_{be(on)} = \Delta U_{BE} / \Delta I_B$ ； U_{on} 为 b、e 间的导通电压。对于不同型号的晶体管这两个参数值不同。对于常见的高频小功率硅管（如 3DG6）， U_{on} 可取 0.65 V， $r_{be(on)}$ 约为 1 k Ω 左右。在外电路电阻比 $r_{be(on)}$ 大得很多的情况下，常用图 2-16(c)、(d) 所示的等效电路。对于高频小功率硅管常可取 U_{on} 为 0.7 V 左右。

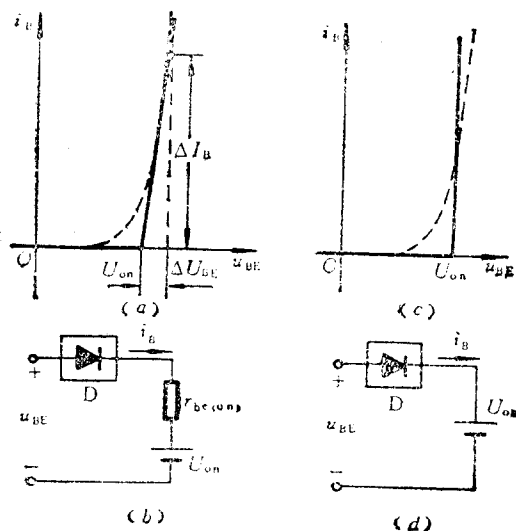


图 2-16 晶体管输入等效电路

- (a) 输入特性及其近似 (b) 等效电路
 (c) 输入特性的进一步简化 (d) 等效电路

晶体管输出回路的函数关系由输出特性描述。我们知道只有在放大区才有 $i_C = \bar{\beta} \cdot i_B$ 的关系，而 $\bar{\beta}$ 值并不是恒等的，即曲线族并非平行等距。然而在一定范围内，这种差别并不大。所以我们

可用图 2-17(a) 的一族平行等距线来近似实际的特性曲线。其中 i_C 和 i_B 及 u_{CE} 的关系可表示为

$$i_C = \bar{\beta} \cdot i_B + \frac{u_{CE}}{r_{ce(on)}}$$

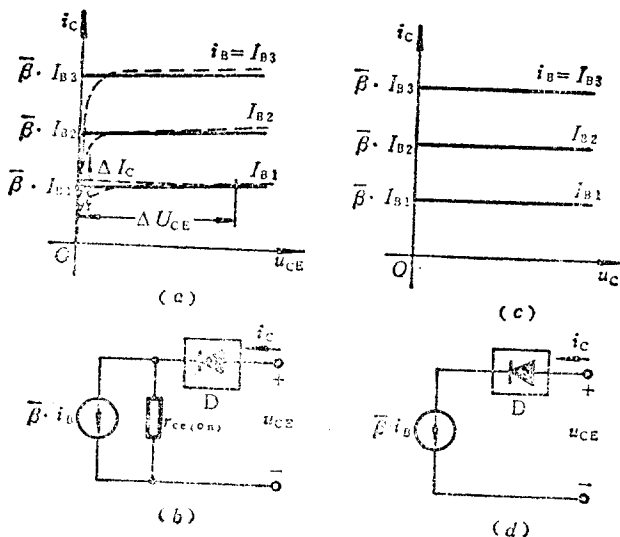


图 2-17 晶体管输出等效电路

(a) 输出特性及其近似 (b) 等效电路

(c) 输出特性的进一步简化 (d) 等效电路

根据此式可以得到图 2-17(b) 的等效电路^①。它由一个受控电流源 $\bar{\beta} \cdot i_B$ 和并联的电阻 $r_{ce(on)}$ 组成。其中 $r_{ce(on)}$ 代表了这一族平行直线向上倾斜的程度, $r_{ce(on)} = \Delta u_{CE} / \Delta I_C$ 。如果它们比较平坦(或者与它并联的外电路电阻比 $r_{ce(on)}$ 小得多), 则特性曲线可用一族水平等距线近似, 如图 2-17(c) 所示。此时 $r_{ce(on)}$ 趋于无穷大, 就得到了图 2-17(d) 的等效电路。它表明 i_C 的大小只取决于 i_B 而

① 假设 u_{CE} 反向时, $i_C = 0$ 。实际上 i_C 也反向, 但其值一般很小, 见[2-1]51页。

与 u_{CE} 的大小无关。

我们将这两部分合起来,就得到了一个完整的等效模型,如图 2-18(a)或(b)所示。在使用中要注意各自的条件。共同的条件是:晶体管工作在放大区,即

$$\begin{cases} u_{BE} > U_{on} \\ u_{CE} > u_{BE} \end{cases}$$

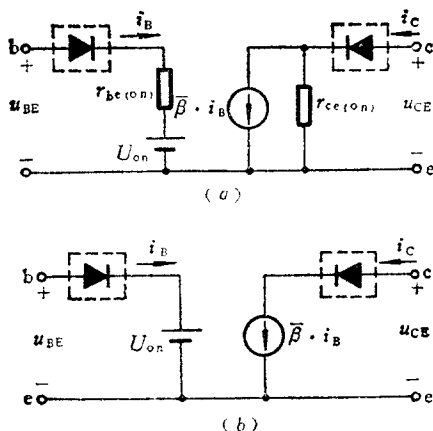


图 2-18 晶体管的直流等效模型

(a) 折线等效模型 (b) 简化等效模型

若电路不能满足这两个条件,则这两个模型不适用。图2-18(b)比(a)更近似,它的附加条件已在前面说明。今后在讨论过程中,若认为已符合上述条件时,常将理想二极管 D 略去(故图中用虚线表示)。

下面我们举例介绍如何利用晶体管的直流模型来计算电路的静态工作点。

[例 2-3] 在图 2-5 所示电路中, $V_{BB}=1.2V$, $V_{CC}=10V$, $R_b=22k\Omega$, $R_c=5k\Omega$ 。试利用晶体管直流等效模型计算电路的静态工作点。晶体管特性如图 2-9(a)、(b) 所示。

解：我们先画出图 2-5 电路的直流通路，并将其中的晶体管用直流模型代替。由于 R_b 比较大，且 R_c 比较小，故可用图 2-18(b) 的简化模型。这样就得到如图 2-19 的直流等效电路。根据图 2-9 的特性曲线可得 $U_{on} \approx 0.7V$ ， $\beta \approx 50$ 。

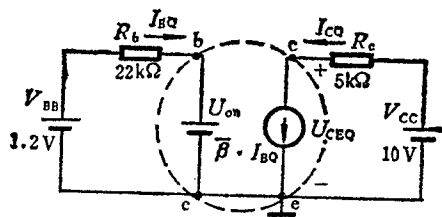


图 2-19 利用晶体管直流模型计算静态工作点

从图 2-19 中可看到，电路的输入回路与输出回路是相互独立的，可以分别计算。由输入回路可得

$$I_{BQ} = \frac{V_{BB} - U_{on}}{R_b} = \frac{1.2 - 0.7}{22} \approx 0.023 \text{ mA} = 23 \mu\text{A}$$

$$U_{BEQ} \approx U_{on} = 0.7 \text{ V}$$

由输出回路可得 $I_{CQ} = \beta \cdot I_{BQ} = 50 \times 0.023 \approx 1.15 \text{ mA}$

$$U_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} \cdot R_c = 10 - 1.15 \times 5 = 4.25 \text{ V}$$

我们所介绍的这两种直流模型比较适用于近似计算。它的思路是在晶体管特性的基础上进行分段线性化。这样对于处在某段（放大区域）工作时的晶体管，就可以表示成为线性的模型。然而对由多个晶体管组成的复杂电路进行计算时，用太近似的模型有时误差比较大，所以常采用更精确然而复杂得多的模型。这样就使计算量大大增加，需要用计算机进行电路的计算。常用的有 EM 模型①等。

三、 h 参数交流小信号模型

1. 原则

① EM 是 Ebers 和 Moll 二人的姓氏字头。具体内容可见附录 2B 或 [2-1]52 页。更全面的讨论见 [2-7]。

当输入信号变化量比较小，以致可以认为工作点在特性曲线的直线范围内移动时，针对小信号变化量，我们可以将晶体管当做一个线性双口网络，利用网络的 h 参数来表示输入输出的电压与电流的相互关系。这种方法可以不管内部的结构，只需要知道网络的外特性就可以了。

从学过的电路原理可知，在图 2-20(a)所示的双口网络中，若以 \dot{I}_1 和 \dot{U}_2 为独立源，可写出 h 参数方程

$$\begin{cases} \dot{U}_1 = h_{11} \cdot \dot{I}_1 + h_{12} \cdot \dot{U}_2 \\ \dot{I}_2 = h_{21} \cdot \dot{I}_1 + h_{22} \cdot \dot{U}_2 \end{cases} \quad (2-14a)$$

$$\begin{cases} \dot{I}_2 = h_{21} \cdot \dot{I}_1 + h_{22} \cdot \dot{U}_2 \end{cases} \quad (2-14b)$$

其中

$$\left\{ \begin{array}{ll} h_{11} = \left. \frac{\dot{U}_1}{\dot{I}_1} \right|_{\dot{U}_2=0} & \text{是输出短路时的输入阻抗} \\ h_{12} = \left. \frac{\dot{U}_1}{\dot{U}_2} \right|_{\dot{I}_1=0} & \text{是输入开路时的电压反馈系数} \\ h_{21} = \left. \frac{\dot{I}_2}{\dot{I}_1} \right|_{\dot{U}_2=0} & \text{是输出短路时的电流放大系数} \\ h_{22} = \left. \frac{\dot{I}_2}{\dot{U}_2} \right|_{\dot{I}_1=0} & \text{是输入开路时的输出导纳} \end{array} \right.$$

根据这四个参数，就得到了图 2-20(b) 所示的 h 参数等效电路。如果网络中不存在储能元件 L 或 C 且管子工作频率不高，则

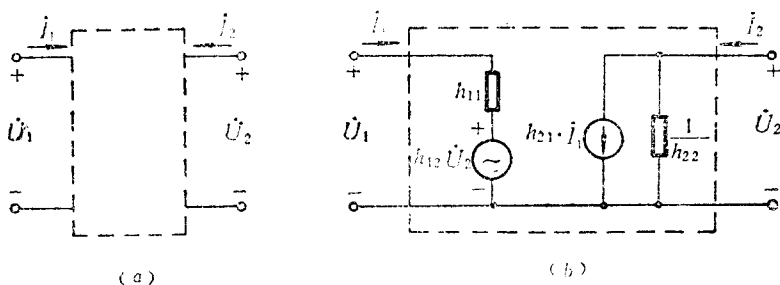


图 2-20 双口网络的 h 参数等效电路

(a) 双口网络 (b) h 参数等效电路

所有的量均为实数,四个 h 参数也为实数。

2. 晶体管共射 h 参数等效模型

现在我们将晶体管当做一个双口网络,如图2-21示,看看各个参数的关系是什么。再根据晶体管的输入、输出特性求出各参数的数值。图中晶体管按共射接法,输入量为 U_{be} 和 I_b ,输出量为 U_{ce}

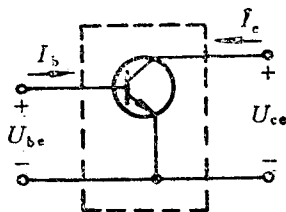


图 2-21 共射接法的晶体管

和 I_c , 均是正弦信号。由于在信号频率较低的情况下, 电压和电流之间不存在相移, 所以就不用复数来表示了。

由晶体管的输入特性可知 $u_{BE} = f(i_B, u_{CE})$ (2-15)

由其输出特性可知 $i_C = F(i_B, u_{CE})$ (2-16)

式中 i_B, i_C, u_{BE}, u_{CE} 均是各电量的瞬时总值。这些值与 h 参数中的正弦信号是不一样的, 故需进行变换才能得到其中正弦量之间的关系。为此将上两式用全微分形式表示, 即

$$\left\{ \begin{aligned} du_{BE} &= \left. \frac{\partial u_{BE}}{\partial i_B} \right|_{u_{CE}} \cdot di_B + \left. \frac{\partial u_{BE}}{\partial u_{CE}} \right|_{I_B} \cdot du_{CE} \end{aligned} \right. \quad (2-17a)$$

$$\left\{ \begin{aligned} di_C &= \left. \frac{\partial i_C}{\partial i_B} \right|_{u_{CE}} \cdot di_B + \left. \frac{\partial i_C}{\partial u_{CE}} \right|_{I_B} \cdot du_{CE} \end{aligned} \right. \quad (2-17b)$$

由于 du_{BE} 代表 u_{BE} 的变化部分, 如输入为正弦波即为 u_{be} ; 同理 di_B 即为 i_b ; du_{CE} 即为 u_{ce} ; di_C 即为 i_c 。再将上述各量用有效值来表示则有:

$$U_{be} = h_{11e} \cdot I_b + h_{12e} \cdot U_{ce} \quad (2-18a)$$

$$I_c = h_{21e} \cdot I_b + h_{22e} \cdot U_{ce} \quad (2-18b)$$

其中①

① 下标中的 e 表示共射接法下的 h 参数。

$$\left\{ \begin{array}{l} h_{11e} = \left. \frac{\partial u_{BE}}{\partial i_B} \right|_{U_{CE}} \end{array} \right. \quad (2-19a)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} h_{12e} = \left. \frac{\partial u_{BE}}{\partial u_{CE}} \right|_{I_B} \end{array} \right. \quad (2-19b)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} h_{21e} = \left. \frac{\partial i_C}{\partial i_B} \right|_{U_{CE}} \end{array} \right. \quad (2-19c)$$

$$\left\{ \begin{array}{l} h_{22e} = \left. \frac{\partial i_C}{\partial u_{CE}} \right|_{I_B} \end{array} \right. \quad (2-19d)$$

3. 各 h 参数的物理意义和求法

下面我们根据式(2-19)的定义, 指出这四个参数和晶体管特性曲线之间的关系及其物理意义。

h_{11e} 是当 U_{CE} 为某固定值时 (即为 U_{CEQ}), u_{BE} 对 i_B 的偏导数。从输入特性曲线上看, 就是在某条曲线 ($u_{CE}=U_{CEQ}$) 上, Q 点处曲线斜率的倒数。当加入的信号幅值比较小, 或工作在曲线比较平直的部分时, 我们有 $\frac{\Delta u_{BE}}{\Delta i_B} \approx \frac{\partial u_{BE}}{\partial i_B}$ 。所以用 Q 点附近的 $\Delta u_{BE} / \Delta i_B$ 来近似这点的导数是可以的。在输入特性曲线中的情况如图 2-22(a) 所示。从图上还可得知, Q 点越高, 则 h_{11e} 越小。

h_{12e} 是当 I_B 为固定值 I_{BQ} 时, u_{BE} 对 u_{CE} 的一个偏导数。我们可以从输入特性曲线, 用 $\frac{\Delta u_{BE}}{\Delta u_{CE}} \approx \frac{\partial u_{BE}}{\partial u_{CE}}$ 求出 h_{12e} 的近似值, 见图 2-22(b)。从第一章对晶体管特性的分析中可知, 当 $u_{CE} \geq 1$ V 后, u_{CE} 的变化对输入特性的影响很小, 也就是 $\Delta u_{BE} / \Delta u_{CE}$ 很小, 它的数值多小于 10^{-2} 。

h_{21e} 是当 $u_{CE}=U_{CEQ}$ 时, i_C 对 i_B 的偏导数。我们可以从输出特性曲线上利用 $\frac{\Delta i_C}{\Delta i_B} \approx \frac{\partial i_C}{\partial i_B}$ 求出 h_{21e} , 见图 2-22(c)。这个参数与我们定义的电流放大系数 β 基本是一样的^①, 所以这两个符号

① h_{21e} 与 β 的不同点在于前者是在 Q 点附近 (且 U_{CE} 为恒定值) 的 ΔI_C 与 ΔI_B 之比, 而后者则是此比值的统称。

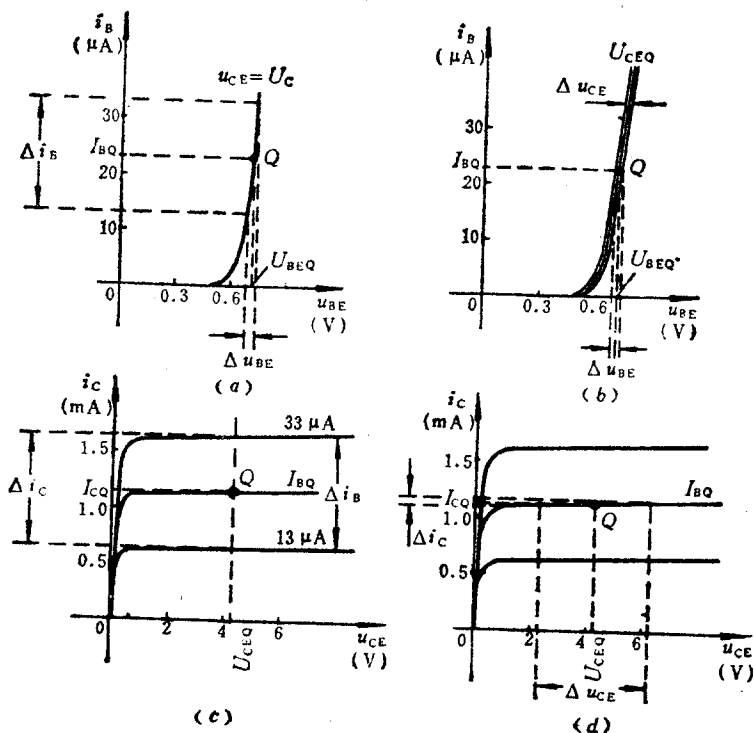


图 2-22 从特性曲线上求 h 参数的方法

(a) 求 h_{11o} (b) 求 h_{22o} (c) 求 h_{21o} (d) 求 h_{22o}

常常可以互相代替。

h_{22o} 是 $i_B = I_{BQ}$ 这条曲线在 Q 点处的导数。它是电导量纲，单位为 S (也可用 mA/V 表示)。 h_{22o} 表明曲线上翘的程度，从特性曲线上可以看到，在放大区内曲线大多很平。我们利用 $\frac{\Delta i_C}{\Delta u_{CE}} \approx$

$\frac{\partial i_C}{\partial u_{CE}}$ 可在曲线上求出 h_{22o} 的近似值，见图 2-22(d)。通常 h_{22o} 多小于 $10^{-5} S$ 。

【例 2-4】 电路如图 2-5 所示, 参数与【例 2-3】同。晶体管的特性曲线如图 2-22 所示。试求出此时晶体管的 h 参数值。

解: 由于晶体管的 h 参数值随 Q 点而改变, 所以先计算出 Q 点。由【例 2-3】已得到: $U_{BEQ} \approx 0.7\text{V}$, $I_{BQ} \approx 23\mu\text{A}$, $U_{CEQ} \approx 4.25\text{V}$, $I_{CQ} \approx 1.15\text{mA}$ 。我们在此基础上计算 h 参数。

计算 h_{11e} 时, 我们先画出 $u_{CE} = 4.25\text{V}$ 的输入特性曲线。在 Q 点附近找一段比较平直的部分, 比如图 2-22(a) 中所示的 $13 \sim 33\mu\text{A}$ 的一段。以这段为 Δi_B , 找到对应的 Δu_{BE} , 得到 Δu_{BE} 大约是 30mV 。则 $h_{11e} \approx \frac{\Delta u_{BE}}{\Delta i_B} = \frac{30}{0.02} = 1500\Omega$ 。

计算 h_{12e} 时, 需再画出两条输入特性曲线: $u_{CE} = 2.25\text{V}$ 和 $u_{CE} = 6.25\text{V}$ 。对应 $I_{BQ} = 23\mu\text{A}$, 找到 Δu_{BE} 。图 2-22(b) 中可得 Δu_{BE} 约为 30mV 。则 $h_{12e} \approx \frac{\Delta u_{BE}}{\Delta u_{CE}} = \frac{0.03}{4} = 0.0075$,

计算 h_{21e} 时, 作一条 $u_{CE} = U_{CEQ} = 4.25\text{V}$ 的垂直线, 与 $i_B = 13\mu\text{A}$ 和 $33\mu\text{A}$ 的特性曲线相交。交点的两个横坐标分别是 0.65mA 和 1.65mA 。即在 $\Delta i_B = 33 - 13 = 20\mu\text{A}$ 时, $\Delta i_C = 1.65 - 0.65 = 1\text{mA}$ 。则 $h_{21e} \approx \frac{\Delta i_C}{\Delta i_B} = \frac{1}{0.02} = 50$, 如图 2-22(c) 示。

计算 h_{22e} 时, 在 $i_B = I_{BQ} = 23\mu\text{A}$ 的特性曲线上, Q 点附近找一段比较平直的部分, 如图 2-22(d) 中取 $\Delta u_{CE} = 6.25 - 2.25 = 4\text{V}$, 找到对应的 $\Delta i_C = 30\mu\text{A}$, 则 $h_{22e} \approx \frac{\Delta i_C}{\Delta u_{CE}} \approx 7.5 \times 10^{-6}\text{S}$ 。

定义了晶体管的 h 参数后, 就得到了它的共射接法的 h 参数模型, 如图 2-23(a) 所示。从上例中可以看到四个参数中, h_{12e} 和 h_{22e} 的数值都很小, 以至于在大多数情况下都有 $h_{12e} \cdot U_{ce} \ll U_{be}$, $1/h_{22e} \gg R_L$ 。因此在计算时常常可以将它们忽略而误差很小, 同时大大简化了计算, 所以可得到简化的 h 参数模型, 如图 2-23(b) 所示。其中 h_{21e} 我们可以用 β 来代替。这是一个基本参数, 产品手册一般都给出其数值, 利用晶体管测试仪器也很容易测出。但 h_{11e} 则不容易测出。下面我们根据晶体管的特性推导出 h_{11e} 的近

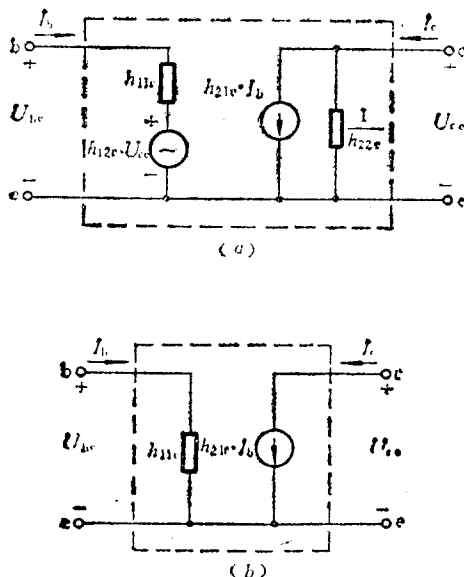


图 2-23 晶体管共射接法 h 参数模型
(a) h 参数模型 (b) 简化 h 参数模型

似计算关系。

从晶体管结构示意图 2-24(a) 中可以看到, 基极与发射极之间可以看作是由三部分电阻组成: 基区体电阻 $r_{bb'}$, 基射结电阻 $r_{e'b'}$ 和发射区体电阻 $r_{e'}$ 。我们现在来分析这三个电阻的情况。流过 $r_{bb'}$ 的电流是 i_B , 流过 $r_{e'b'}$ 和 $r_{e'}$ 的电流都是 i_E 。这样我们得到图 2-24(b) 的等效电路。

三个电阻中, $r_{bb'}$ 和 $r_{e'}$ 均为体电阻, 与杂质浓度等制造工艺有关, 而且是一个固定值而与工作状态无关。对于高频小功率硅管, $r_{bb'}$ 多在几十欧到几百欧之间; $r_{e'}$ 通常很小, 只有几欧, 与 $r_{e'b'}$ 相比常常可以忽略。所以我们的关键是求结电阻 $r_{e'b'}$ 。

根据式(1-3)我们可知

$$r_{be} = \frac{U_{be}}{I_b} = \frac{U_{bb'} + U_{b'e}}{I_b} = r_{bb'} + \frac{U_{b'e}}{\frac{I_e}{1+\beta}}$$

$$= r_{bb'} + (1+\beta) \frac{U_{b'e}}{I_e} = r_{bb'} + (1+\beta)(r_{e'b'} + r_{e'})$$

由于 $r_{e'}$ 很小而可以忽略, 则上式变为

$$r_{be} \approx r_{bb'} + (1+\beta)r_{e'b'} = r_{bb'} + (1+\beta) \frac{U_T}{I_{EQ}} \quad (2-21)$$

将 h_{11e} 与 r_{be} 相比, h_{11e} 是在 U_{CE} 固定的条件下定义的。由于在放大区 U_{CE} 的变化对输入特性影响很小, 所以 h_{11e} 与 r_{be} 常视为同一参数, 可以混用。所以

$$h_{11e} \approx r_{be} = r_{bb'} + (1+\beta) \frac{U_T}{I_{EQ}} \quad (2-22)$$

由此式也可以得到前面分析过的结论: Q 点越高(即 I_{BQ} 、 I_{EQ} 值越大), 曲线越陡, h_{11e} 越小。

使用 h 参数模型 或 简化 h 参数模型 时要注意以下两点: (1)、这四个参数都是对交流变化量而言的, 故 只能解决交流分量的计算问题, 不能用来计算静态工作点。(2)、这四个参数都是在 Q 点处的导数值, 故只有在信号比较小或工作在线性比较好的区域时, 分析计算的误差才比较小。所以综上所述, 将此模型称为 低频小信号 h 参数模型。

四、交流性能的计算

下面我们介绍如何利用 h 参数模型计算放大电路的放大倍数 A_u 和输入、输出电阻 R_i 、 R_o 。

我们仍以图 2-5 所示电路为例, 现重画在图 2-25(a) 并以交流流量 U_i 代替 ΔU_{I_0} 。计算交流性能, 首先要计算 Q 点。我们假定已得出 Q 点的数值, 再根据其交流通路[见图 2-13(c)] 将晶体管用图 2-23(b) 的简化 h 参数模型代替, 就得到了图 2-25(b) 和 (c) 的

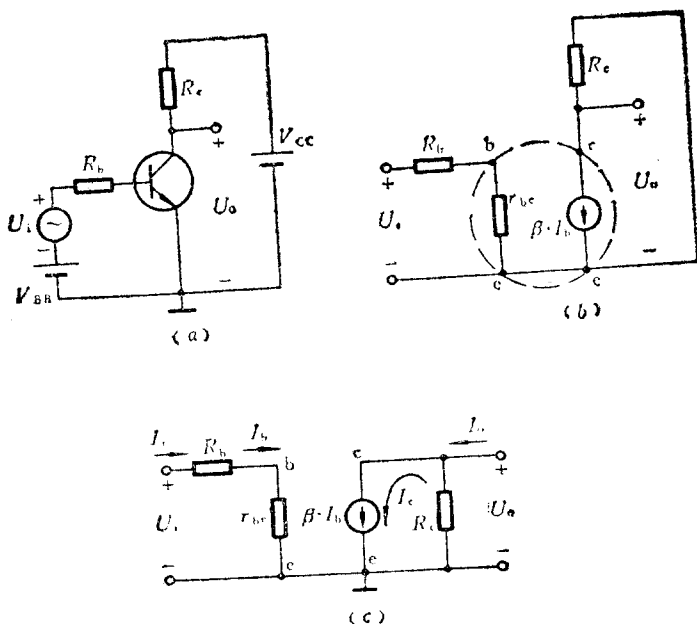


图 2-25 交流性能分析
(a) 电路 (b)、(c) 交流等效电路

交流等效电路。模型中的参数用 r_{be} 和 β 表示。

根据放大倍数的定义,利用图 2-25 的等效电路可得

$$A_u = \frac{U_o}{U_i} = \frac{-I_c \cdot R_c}{I_b(R_b + r_{be})} = -\frac{\beta \cdot R_c}{R_b + r_{be}} \quad (2-23)$$

式中的负号表示输出电压波形与输入电压波形是反相的,或者说相位差是 180° 。这在前面的分析中也已看得很明白了。

根据电路输入电阻的定义可求出

$$R_i = \frac{U_i}{I_i} = \frac{U_i}{I_b} = R_b + r_{be} \quad (2-24)$$

根据电路输出电阻的定义,在计算时常可采用下面两种方法。

方法一: 在输入端加输入信号 U_i , 求出输出开路时的电压 U'_o 和输出短路时的电流 I'_o 。则 $R_o = U'_o / I'_o$ 。(在用实验方法测 R_o 时, 不能将输出端短路, 而是接一负载 R_L , 然后按式(2-6)计算 R_o)。从图 2-25 中可得

$$R_o = \frac{U'_o}{I'_o} = \frac{-I_c \cdot R_o}{-I_c} = R_o \quad (2-25)$$

方法二: 将输入信号短路(即 $U_s = 0$)但保留信号源内阻。在输出端加一信号 U_o , 求此时的 I_o , 并根据 $R_o = U_o / I_o$ 求出 R_o 。从图 2-25 中可得出: 当 $U_i = 0$ 时, $I_b = 0$, 即受控源开路, 则同样可得到

$$R_o = \left. \frac{U_o}{I_o} \right|_{U_i=0} = R_o$$

[例 2-5] 电路如图 2-25(a)。 $V_{BB} = 1.2\text{V}$, $V_{CC} = 10\text{V}$, $R_b = 22\text{k}\Omega$, $R_c = 5\text{k}\Omega$ 。晶体管的 $r_{bb'} = 100\Omega$, $\beta = 50$ 。试用等效电路法计算 A_u , R_i 和 R_o 。

解: 由于电路及其参数与[例 2-3]相同, 故 Q 点数值也相同, 即 $I_{CQ} = 1.15\text{mA}$, $U_{CEQ} = 4.25\text{V}$ 。

我们可直接利用图 2-25(c)的等效电路进行电路计算。

在利用式(2-22)计算 r_{be} 前, 我们先求出 I_{EQ} 的值

$$I_{EQ} \approx I_{CQ} = 1.15\text{mA}$$

$$\text{则 } r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{U_T}{I_{EQ}} = 100 + (1 + 50) \frac{26\text{m}}{1.15} \approx 1230\Omega \approx 1.2\text{k}\Omega$$

电路的放大倍数 A_u 为

$$A_u = \frac{U_o}{U_i} = -\frac{\beta \cdot R_c}{R_b + r_{be}} = -\frac{50 \times 5}{22 + 1.2} \approx -10.8$$

读者可从图 2-9(c)中所示的传输特性上得出基本相同的结果。

$$\text{输入电阻 } R_i = \frac{U_i}{I_i} = R_b + r_{be} \approx 23.2\text{k}\Omega$$

$$\text{输出电阻 } R_o = R_c = 5\text{k}\Omega$$

2.3.3 两种分析方法的比较

本节介绍了放大电路的两种基本分析计算的方法，图解法和等效电路法。

图解法真实地反映出晶体管的非线性特性。在输入大信号以及分析输出幅值和波形失真的情况时，用图解法比较合适。

等效电路法的特点是将晶体管的特性用我们所熟悉的电路元件来代替，然后利用电路计算的方法，故分析各项指标(例如 Q 点、 A_u 、 R_i 、 R_o 等)比较方便。尤其是当信号频率比较高时，管子的放大性能仍可通过在等效电路中引入某些元件来反映，而图解法将不适用。

在利用晶体管模型进行计算时，要注意它们各自所要求的条件及适用的范围。例如，直流模型只用于计算静态工作点，不能求交流放大倍数等性能； h 参数模型只能适用于低频小信号的情况，不能用来计算静态值。

2.4 晶体管单管放大电路的三种基本接法

通过对单管共射放大电路的分析和计算，使得放大电路的组成原则更明确和具体了。放大的关键是发挥晶体管的控制作用。在共射电路中，晶体管的 b-e 为输入端，c-e 为输出端，利用了 i_B 对 i_C 的控制作用，实现了电流放大和电压放大。有没有其他的控制关系呢？比如，能不能用 i_B 去控制 i_E ？用 i_E 去控制 i_C ？用 i_C 去控制 i_E ？在实现这些控制的过程中，电路能不能得到功率的放大？我们先把这几种电流控制关系的示意图表示在图 2-26，以便分析和比较。

图 2-26(a)是 i_B 对 i_C 的控制，是以 e 极为公共端，这就是前面介绍过的共射接法；图 2-26(b)是 i_B 对 i_E 的控制，以 c 极为公

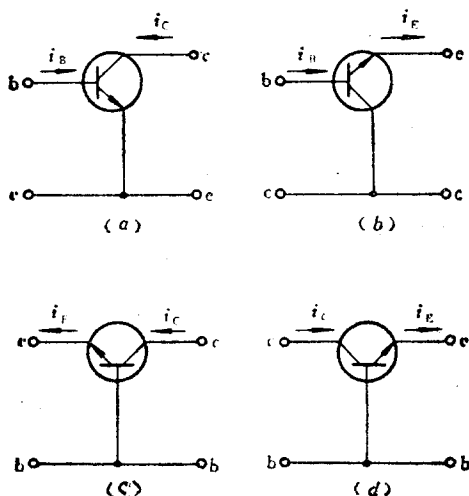


图 2-26 晶体管的电流控制示意图

(a) i_B 控制 i_C (b) i_B 控制 i_E (c) i_E 控制 i_C (d) i_C 控制 i_E

共端,称为共集接法;图 2-26(c)和图 2-26(d)是共基接法。下面我们分别分析后两种接法组成的放大电路。

2.4.1 共集放大电路

一、电路的组成

如前所述,电路要能放大,晶体管应工作在放大区,即 $U_{BE} > 0$, $U_{BC} < 0$, 所以电源和电阻的设置要满足这些条件。其基本电路如图 2-27 所示。

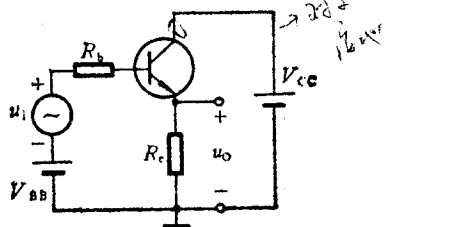


图 2-27 共集放大电路

V_{BB} 和 R_b 及 R_c 相配合,给晶体管设置合适的基极电流; V_{CC} 提供了晶体管的集电极电流和输出电流。

交流信号 u_i 从基极输入,产生变化的基极电流 i_B , 再通过晶

体管得到放大的 i_E , 而变化的 i_E 流过电阻 R_e 得到了变化的电压, 从发射极输出。对于交流信号来说, 集电极是公共端, 所以是共集放大电路。

二、静态工作点的计算

我们介绍用等效电路的方法来计算电路的静态工作点。我们先画出原电路的直流通路, 如图 2-28(a) 所示, 然后将晶体管用简化直流模型代替, 得到 2-28(b) 的等效电路。

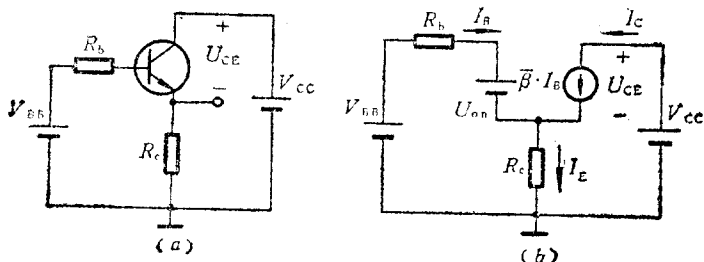


图 2-28 共集放大电路的直流分析
(a) 直流通路 (b) 直流等效电路

根据图 2-28(b) 可以列出方程求解。

输入回路

$$\begin{aligned} V_{BB} &= I_{BQ} \cdot R_b + U_{on} + I_{EQ} \cdot R_e \\ &= I_{BQ} \cdot R_b + U_{on} + (1 + \beta) I_{BQ} \cdot R_e. \end{aligned}$$

$$I_{BQ} = \frac{V_{BB} - U_{on}}{R_b + (1 + \beta) \cdot R_e} \quad (2-26)$$

输出回路

$$I_{CQ} = \beta \cdot I_{BQ}$$

$$U_{CEQ} = V_{CC} - I_{EQ} \cdot R_e \approx V_{CC} - I_{CQ} \cdot R_e. \quad (2-27)$$

这样就很方便地求出静态工作点的数值。

三、交流性能的计算

图 2-29(a) 是原电路的交流通路, 图 2-29(b) 是将图 2-29(a) 的样子变了一下, 使之成为共集的形式。图 2-29(c) 是将图 2-29(b) 中的晶体管用图 2-23(b) 的简化 h 参数模型代替后的等效

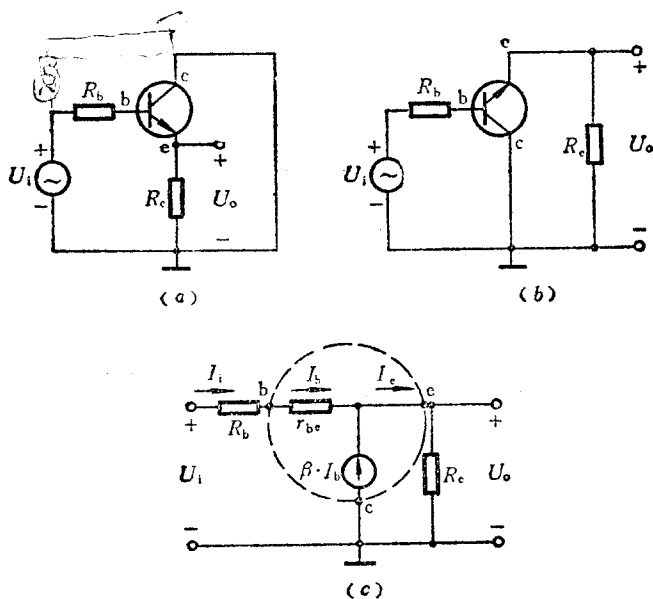


图 2-29 共集放大电路的交流分析

(a) 交流通路 (b) 改画后的交流通路 (c) 交流等效电路

电路。

根据图 2-29(c) 的等效电路可算出 A_u

$$A_u = \frac{U_o}{U_i} = \frac{I_o \cdot R_o}{I_b(R_b + r_{be}) + I_e \cdot R_e} = \frac{(1 + \beta) I_b \cdot R_e}{I_b(R_b + r_{be}) + (1 + \beta) I_b \cdot R_e}$$

$$A_u = \frac{(1 + \beta) \cdot R_e}{R_b + r_{be} + (1 + \beta) R_e} \quad (2-28)$$

我们发现：(1) A_u 是正值。这说明 U_o 与 U_i 是同相的；(2) A_u 是小于 1 的，但在 $(1 + \beta) R_e$ 比 $(R_b + r_{be})$ 大很多的情况下， A_u 将接近于 1。虽然 A_u 略小于 1，但它的输出电流 I_e 比输入电流 I_b 要大很多，因此这个电路仍有功率放大作用。由于它的 U_o 近似等于 U_i ，二者同相，又因为是从发射极输出，所以也被称为射极输出电

路,或称为射极跟随器。它的电压传输特性读者可自行画出。

电路的输入电阻 R_i 是

$$R_i = \frac{U_i}{I_i} = \frac{U_i}{I_b} = \frac{I_b(R_b + r_{be}) + (1 + \beta)I_b \cdot R_o}{I_b}$$

$$R_i = R_b + r_{be} + (1 + \beta) \cdot R_o \quad (2-29)$$

可见共集电路的输入电阻与共射基本电路的输入电阻相比要大得多。

输出电阻 R_o 的计算方法同共射放大电路。我们令 $U_i = 0$, 在输出端加电压 U_o , 通过 I_o 来求 R_o 。此时的等效电路如图 2-30 所示。从图中可以看到输出电阻 R_o 可以

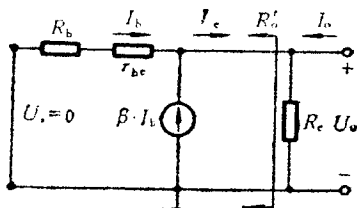


图 2-30 计算 R_o 的等效电路

看成是 R_e 和 R'_o 的并联。其中 R'_o 是从 R_e 左边向左看进去的等效电阻。

$$R'_o = \frac{U_o}{-I_e} = \frac{U_o}{-(1 + \beta) \cdot I_b}$$

由于 U_o 是接在 e-c 之间的, $R_b + r_{be}$ 也是接在 e-c 之间, 且流过的电流是 I_b , 按所设正方向 $U_o = -(R_b + r_{be})I_b$, 故

$$R'_o = \frac{1}{1 + \beta} \cdot \left(\frac{U_o}{-I_b} \right) = \frac{1}{1 + \beta} (R_b + r_{be})$$

因此

$$R_o = R_e \parallel \frac{R_b + r_{be}}{1 + \beta} \quad (2-30)$$

从上式可以看出, 由于发射极和基极之间有联系, R_o 不是等于 R_e 。而是 R_e 和 $(R_b + r_{be}) / (1 + \beta)$ 的并联。当 R_b 、 r_{be} 都比较小而 β 比较大时, R'_o 将要比 R_e 小得多。

[例 2-6] 图 2-27 所示电路中, $V_{BB} = 7.2\text{V}$, $V_{CC} = 12\text{V}$, $R_b = 22\text{k}\Omega$, $R_e = 5\text{k}\Omega$, 晶体管的 $r_{be}' = 100\Omega$, $\beta = 50$ 。试计算 Q 点及 A_v , R_i 和 R_o 。

解: 由式(2-26)可得 $I_{BQ} = \frac{7.2 - 0.7}{22 + (50 + 1) \times 5} \approx 0.024 \text{ mA}$

$$I_{CQ} \approx 1.2 \text{ mA}, \quad U_{CEQ} = V_{CC} - I_{EQ} \cdot R_e \approx 6 \text{ V}.$$

$$r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta) \cdot \frac{U_T}{I_{EQ}} \approx 100 + 51 \times \frac{26}{1.2} \approx 1200 \Omega = 1.2 \text{ k}\Omega$$

$$A_u = \frac{(1 + \beta) \cdot R_e}{R_b + r_{be} + (1 + \beta) R_e} = \frac{51 \times 5}{22 + 1.2 + 51 \times 5} \approx 0.92$$

$$R_i = R_b + r_{be} + (1 + \beta) R_e = 278.2 \text{ k}\Omega$$

$$R_o = R_e \parallel \frac{R_b + r_{be}}{1 + \beta} = 5 \parallel 0.45 \approx 0.41 \text{ k}\Omega = 410 \Omega$$

由于共集放大电路的输入电阻大, 输出电阻小, 所以常用来实现阻抗的转换。输入电阻大, 可使流过信号的电流减小; 输出电阻小, 即带负载能力强; 故常用于多级放大电路的输入级和输出级。

2.4.2 共基放大电路

以共基接法[图 2-26(c)]组成的放大电路称为共基放大电路。电路组成原则如前, 分析计算方法也如前, 故在这里只做简单的介绍。

基本放大电路如图 2-31(a)所示。 V_{EE} 、 V_{CC} 的极性保证晶体管处于放大状态, R_e 是信号回路的电阻。

静态工作点可利用直流模型及直流等效电路来计算, 这里不再说明, 主要介绍交流性能的计算。交流通路和 h 参数等效电路如图 2-31(b)和(c)所示。根据图 2-31(c)可得

$$A_u = \frac{U_o}{U_i} = \frac{-\beta \cdot I_b \cdot R_c}{-(I_b \cdot r_{be} + I_o \cdot R_e)} = \frac{\beta \cdot R_c}{r_{be} + (1 + \beta) R_e} \quad (2-31)$$

$$R_i = \frac{U_i}{I_i} = \frac{U_i}{-I_o} = \frac{-I_o \cdot R_e - I_b \cdot r_{be}}{-I_o} = R_e + \frac{r_{be}}{1 + \beta} \quad (2-32)$$

$$R_o = R_c \parallel R_o', \text{ 而 } R_o' = \left. \frac{U_o}{\beta I_b} \right|_{U_i=0} = \infty. \text{ 因此}$$

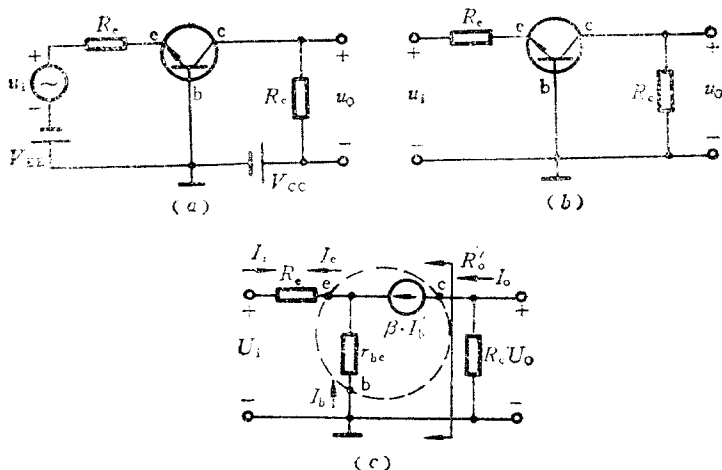


图 2-31 共基放大电路的分析

(a) 共基放大电路 (b) 交流通路 (c) 交流等效电路

$$R_o = R_c$$

〔例 2-7〕 电路如图 2-31 所示。设 $R_e = 1\text{k}\Omega$, $R_c = 5\text{k}\Omega$, 晶体管的 $\beta = 50$, $r_{be} = 1.2\text{k}\Omega$ 。试计算 A_v , R_i 和 R_o 的值。

解: 利用式 (2-31) 和式 (2-32) 可求出

$$A_v = \frac{\beta \cdot R_c}{r_{be} + (1 + \beta) \cdot R_e} = \frac{50 \times 5}{1.2 + 51 \times 1} \approx 4.8$$

$$R_i = R_e + \frac{r_{be}}{1 + \beta} = 1 + \frac{1.2}{51} \approx 1.02\text{k}\Omega \approx 1\text{k}\Omega$$

$$R_o = R_c = 5\text{k}\Omega$$

根据上面的计算, 共基电路有这几个特点: (1) 当 $R_e = 0$ 时, 电压放大倍数和共射放大电路 $R_b = 0$ 时相同 (绝对值均为 $\beta \cdot R_c / r_{be}$), 而且是正值, 表明输出与输入信号同相。(2) 输入电阻比共射电路的小。(3) 输出电阻与共射电路一样。共基电路还有一个优点, 它的频率响应好, 在要求频率特性高的场合多采用共基电路①。

① 有关频率响应的讨论, 详见 2.6 节。

在图 2-26(d)所示的电路中,若与图 2-26(c)相比较,可见发射极和集电极是对调了。除了极个别的晶体管具有发射结和集电结对称的特点,因此可以实现正常的放大作用外,一般的晶体管在这种情况下,它的 β 值很小,故放大作用很小甚至不能放大。至于另外两种以基极作为信号输出端的接法,由于得不到电流放大所以不被采用。

2.4.3 三种接法的比较

利用晶体管的三种接法可以组成三种基本放大电路。它们的主要特点及应用大致归纳如下:

1. 共射电路具有较大的电压放大倍数和电流放大倍数,同时输入电阻和输出电阻适中。所以,在一般对输入电阻、输出电阻和频率响应没有特殊要求的地方,常被采用。例如低频电压放大电路的输入级、中间级或输出级。

2. 共集电路的特点是:输入电阻在三种基本电路中最大;输出电阻则最小;电压放大倍数是接近 1 而小于 1 的正数,具有电压跟随的性质。由于具有这些特点,故应用很广泛。常用于放大电路的输入级,也常用于电路的功率输出级。

3. 共基电路的主要特点是输入电阻小,放大倍数和共射电路差不多,频率特性好。常用于宽频带放大器。

2.5 MOS 场效应管单管放大电路

场效应管和双极型晶体管一样能实现信号的控制,所以也能组成放大电路。我们以 N 沟道增强型 MOS 场效应管为例介绍几种基本放大电路。

从结构上看,场效应管与晶体管都有三个极,分别是 G、D、S 和 b、c、e,如图 2-32 示。从工作原理上看,它们都有对输出电流

(i_D 或 i_C) 的控制作用。只不过晶体管是通过 u_{BE} 及 i_B 来控制 i_C , 而场效应管是通过 u_{GS} 来控制 i_D 的。通过这两种器件的比较, 我们可以看到它们之间有着某种对应的关系: G 极与 b 极, D

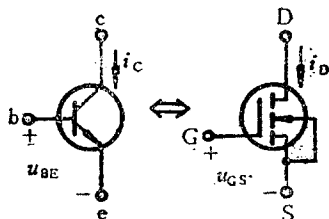


图 2-32 晶体管与 MOS 场效应管

极与 c 极, S 极与 e 极, u_{GS} 与 u_{BE} , i_D 与 i_C 。所以可以想见, 按照晶体管放大电路的形式及这两种管子的对应关系, 就能构成场效应管放大电路了。晶体管有三种接法, 场效应管也对应有三种接法, 分别是共源、共漏和共栅。它们可以组成三种基本电路。我们先来讨论与共射对应的共源放大电路。

分析场效应管放大电路的方法是和分析晶体管放大电路一样的, 可用图解法及等效电路法。所不同的是器件特性不同, 因此特性曲线不同、等效模型也不同。特性曲线在第一章里讨论过了, 这里不必多说。至于如何用来求解将在后面具体讨论。这里我们先讨论场效应管的低频等效模型是什么样的。有了模型, 分析电路就方便了。

2.5.1 MOS 场效应管的等效模型

我们这里讨论的是 N 沟道增强型 MOS 场效应管。它的栅源之间是绝缘的, 故基本上没有电流流过。这种器件实际上是一种电压控制的电流源。漏极电流 i_D 是栅源电压 u_{GS} 和漏源电压 u_{DS} 的函数。我们仍按网络参数的方法来表示它们之间的函数关系。

$$i_D = f(u_{GS}, u_{DS}) \quad (2-33)$$

用全微分的形式表示则为

$$di_D = \left. \frac{\partial i_D}{\partial u_{GS}} \right|_{u_{DS}} \cdot du_{GS} + \left. \frac{\partial i_D}{\partial u_{DS}} \right|_{u_{GS}} \cdot du_{DS} \quad (2-34)$$

$$\text{令} \quad \left. \frac{\partial i_D}{\partial u_{GS}} \right|_{u_{DS}} = g_m \quad (2-35)$$

$$\left. \frac{\partial i_D}{\partial u_{DS}} \right|_{u_{GS}} = \frac{1}{r_{DS}} \quad (2-36)$$

$$\text{则式(2-34)可写成} \quad di_D = g_m du_{GS} + \frac{1}{r_{DS}} \cdot du_{DS}$$

与前面讨论晶体管 h 参数时的假设条件一样: 当信号频率比较低, 电压、电流不产生附加相移, 同时信号幅值不太大或工作在线性度比较好的区域时, 可以近似地认为 g_m 和 r_{DS} 为常数。上述的关系可用下式表示

$$I_d = g_m \cdot U_{gs} + \frac{1}{r_{DS}} \cdot U_{ds} \quad (2-37)$$

根据这个函数式就可以构造一个等效模型, 如图 2-33。G-S 之间是绝缘的, 只有电压 U_{gs} , 而基本上无电流。电流源是受 U_{gs} 控制的, 与晶体管中的电流源类似。 r_{DS} 与晶体管中的 $1/h_{22}$ 意义相同。

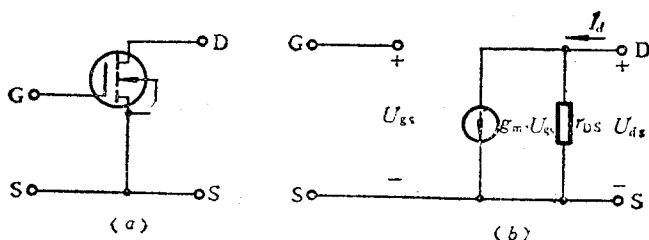


图 2-33 MOS 管等效模型

(a) N 沟道增强型 MOS 场效应管 (b) 低频小信号等效模型

这两个参数可以从其特性曲线上近似求出, 如图 2-34。

根据式(2-35), g_m 为导纳量纲, 称之为跨导。它是转移特性

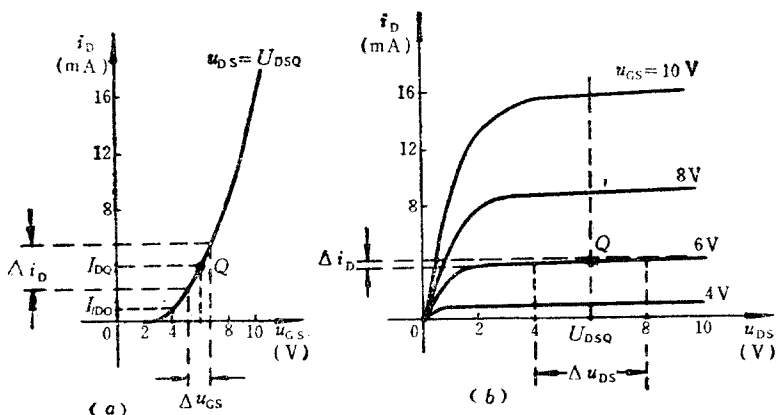


图 2-34 从特性曲线求 g_m 和 r_{DS}

(a) 求 g_m (b) 求 r_{DS}

曲线中 $u_{DS} = U_{DSQ}$ 这一条曲线上 Q 点处的导数，也就是曲线在这点的斜率。从图 2-34(a) 中可以看到， Q 点不同时，斜率不同， Q 点越高， g_m 越大。 g_m 表明了 u_{GS} 对 i_D 的控制能力， g_m 越大，则同样的 Δu_{GS} 可以得到比较大的 Δi_D 。如前所述， $g_m \approx \Delta i_D / \Delta u_{GS}$ 。具体求法见图 2-34(a)。

r_{DS} 如同 $1/h_{22e}$ 一样，是漏极特性曲线中， $u_{GS} = U_{GSQ}$ 上 Q 点处的导数。它表明了曲线上翘的程度。 r_{DS} 越大，曲线越平， i_D 受 u_{DS} 的影响越小。在图 2-34(b) 上用 $\Delta u_{DS} / \Delta i_D \approx r_{DS}$ 近似求出 r_{DS} 的值。通常由于 r_{DS} 的数值比较大，约为几十千欧到几百千欧，所以在要求不高的地方可以将其忽略而得到简化的模型。

我们也可以从特性的近似表达式(1-20) $i_D = I_{D0} \left(\frac{u_{GS}}{U_{GS(th)}} - 1 \right)^2$

求出 g_m ①

① 见第一章 1.4.2 节。若是结型场效应管则可根据式(1-19)通过求导计算 g_m 的值。

$$g_m = \left. \frac{\partial i_D}{\partial u_{GS}} \right|_{u_{DS}} = \frac{2I_{DQ}}{U_{GS(th)}} \left(\frac{u_{GS}}{U_{GS(th)}} - 1 \right) \Big|_{u_{DS}}$$

$$= \frac{2}{U_{GS(th)}} \sqrt{I_{DQ} \cdot i_D}$$

当输入信号后, 工作点在 Q 点附近变化, 所以 i_D 用 I_{DQ} 来近似。则

$$g_m = \frac{2}{U_{GS(th)}} \sqrt{I_{DQ} \cdot I_{DQ}} \quad (2-38)$$

式中 $U_{GS(th)}$ 是增强型场效应管的开启电压。

使用图 2-33(b) 所示的模型时要注意它的条件, 在信号为低频且幅值不太大时才可用, 同时场效应管必须工作在特性曲线较平坦的部分。当 $r_{DS} \gg R_L$ 时, 可将 r_{DS} 忽略。

2.5.2 共源基本放大电路

由场效应管组成放大电路同样应遵循放大电路组成的一般原则。

一、电路的组成

N 沟道增强型 MOS 管处于恒流状态的条件是, $u_{GS} > U_{GS(th)}$, $u_{DS} > u_{GS} - u_{GS(th)}$ 。因此直流电源的设置要满足这个要求。同时由于场效应管是由 G-S 间的电压来控制 i_D 的, 因此输入信号要能控制 u_{GS} 达到放大的目的。根据上述想法就组成了共源放大电路, 如图 2-35 所示。可以看到它与晶体管共射放大电路完全是对应的。 V_{GG} 的作用是确定静态工作点, 其他部分的作用就不必再说了。

二、静态工作点的计算

计算电路的静态工作点要先作出原电路的直流通路, 如图 2-36 所示。由于栅源之间是绝缘的, 故 $i_G = 0$, 所以 $U_{GSQ} = V_{GG}$ 。

有了 U_{GSQ} 如何求 I_{DQ} 呢? 一种方法是利用特性方程来求。由

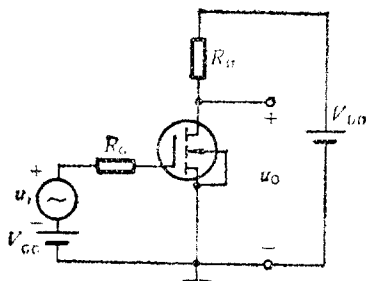


图 2-35 共源放大电路

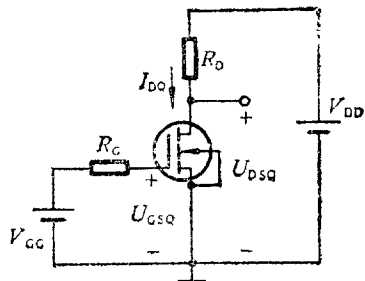


图 2-36 直流通路

式(1-20)

$$i_D = I_{DQ} \cdot \left(\frac{u_{GS}}{U_{GS(th)}} - 1 \right)^2$$

故

$$I_{DQ} = I_{DQ} \cdot \left(\frac{V_{GG}}{U_{GS(th)}} - 1 \right)^2$$

也可以用图解法在图 2-37 的漏极特性中作负载线

$$u_{DS} = V_{DD} - i_D \cdot R_D$$

与 $u_{GS} = V_{GG}$ 的曲线相交于 Q 点。从而定出 I_{DQ} 和 U_{DSQ} 。

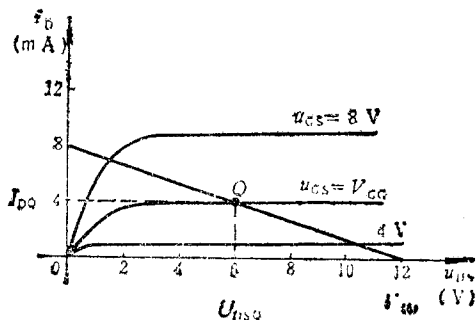


图 2-37 图解法求 Q 点

三、交流性能的计算

图 2-38 是原电路的交流等效电路。我们用的是 MOS 管的

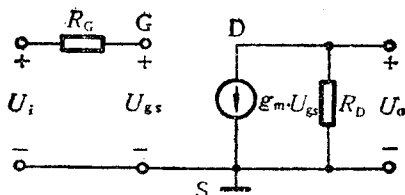


图 2-38 交流等效电路

简化模型。

根据电路很容易得出下面的结果。

$$A_u = \frac{U_o}{U_i} = \frac{-g_m \cdot U_{gs} \cdot R_D}{U_{gs}} = -g_m \cdot R_D \quad (2-39)$$

电路的输入电阻 R_i 很大, 近似为栅源间的电阻, 至少为 $10^{10} \Omega$ 以上。电路的输出电阻 $R_o \approx R_D$ 。

共源放大电路与共射电路形式相似, 性能也相类似。只是共源放大电路的输入电阻要比共射电路的大得多, 故需要高输入电阻时多采用场效应管放大电路。

2.5.3 共漏放大电路

共漏放大电路是与共集放大电路类似的一种电路形式。电路如图 2-39。

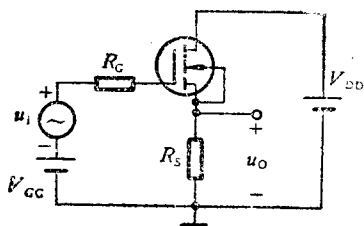


图 2-39 共漏放大电路

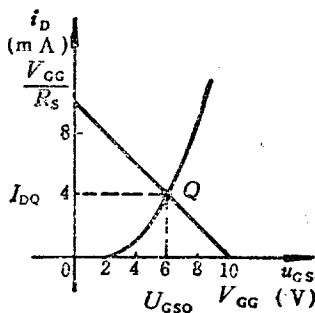


图 2-40 图解法求 Q 点

在确定静态工作点时,可列出回路方程与特性方程联立求解。

$$\begin{cases} V_{GG} = u_{GS} + i_D \cdot R_S \\ i_D = I_{DO} \cdot \left(\frac{u_{GS}}{U_{GS(th)}} - 1 \right)^2 \end{cases}$$

也可以在转移特性曲线上作图求解,如图 2-40 所示。得到 I_{DQ} 的值以后,就能算出 U_{DSQ}

$$U_{DSQ} = V_{DD} - I_{DQ} \cdot R_S$$

根据图 2-41 的交流等效电路可得

$$A_u = \frac{U_o}{U_i} = \frac{g_m \cdot U_{gs} \cdot R_S}{U_{gs} + g_m \cdot U_{gs} \cdot R_S} = \frac{g_m \cdot R_S}{1 + g_m \cdot R_S} \quad (2-40)$$

一般情况下, $g_m \cdot R_S \gg 1$, 因此 A_u 也是接近于 1。故也被称为源极跟随电路。

电路的输入电阻比共源放大电路的还要大^①。读者可根据图 2-41 证明输出电阻为

$$R_o = R_S // \frac{1}{g_m} \quad (2-41)$$

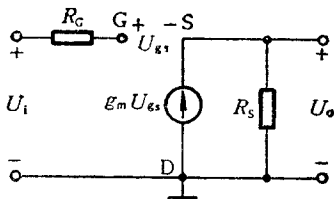


图 2-41 交流等效电路

比共源电路的小。

共栅电路因不常用,故不再介绍。

【例 2-8】 给定 MOS 管的 $I_{DO} = 1\text{mA}$, $U_{GS(th)} = 2\text{V}$, 特性曲线如图 2-34 所示。试计算组成以下两种电路时的 A_u 和 R_o 的值。

(1) 接成如图 2-35 的电路, 其中 $V_{GG} = 6\text{V}$, $V_{DD} = 12\text{V}$, $R_G = 100\text{k}\Omega$, $R_D = 1.5\text{k}\Omega$ 。

(2) 接成如图 2-39 的电路, 其中 $V_{GG} = 10\text{V}$, $V_{DD} = 12\text{V}$, $R_G = 100\text{k}\Omega$, $R_S = 1\text{k}\Omega$ 。

解: (1) 先计算静态工作点。由于 $U_{GSQ} = V_{GG} = 6\text{V}$,

^① 若记 G-S 间等效电阻为 r_{GS} , 则此电路的输入电阻为 $R_i = R_G + r_{GS} + (1 + g_m \cdot R_S) R_S \approx r_{GS}(1 + g_m \cdot R_S)$, 比共源电路的输入电阻 $R_i = R_G + r_{GS} \approx r_{GS}$ 大得多。

$$\text{故} \quad I_{DQ} = I_{DO} \cdot \left(\frac{V_{GG}}{U_{GS(th)}} - 1 \right)^2 = 1 \times \left(\frac{6}{2} - 1 \right)^2 = 4 \text{mA}$$

$$\text{则} \quad U_{DSQ} = V_{DD} - I_{DQ} \cdot R_D = 12 - 4 \times 1.5 = 6 \text{V}$$

(利用图解法可得到相同的结果, 见图 2-37)。

根据式 (2-38) 可得

$$g_m = \frac{2}{U_{GS(th)}} \sqrt{I_{DO} \cdot I_{DQ}} = \frac{2}{2} \sqrt{1 \times 4} = 2 \text{mA/V}$$

由图 2-38 的等效电路可得电压放大倍数

$$A_u = -g_m \cdot R_D = -2 \times 1.5 = -3$$

电路的输出电阻 $R_o \approx R_D = 1.5 \text{k}\Omega$ 。

(2) 先计算静态工作点。利用特性方程和回路方程联立先计算 I_{DQ} :

$$\begin{cases} I_{DQ} = I_{DO} \cdot \left(\frac{U_{GSQ}}{U_{GS(th)}} - 1 \right)^2 \\ U_{GSQ} = V_{GG} - I_{DQ} \cdot R_S \end{cases}$$

将电路参数代入方程并求解, 可得

$$I_{DQ}^2 - 20I_{DQ} + 64 = 0$$

解得

$$I_{DQ} = 4 \text{mA}$$

另一个根 $I_{DQ} = 16 \text{mA}$ 因不合理而舍去。由此可得

$$U_{GSQ} = V_{GG} - I_{DQ} \cdot R_S = 10 - 4 \times 1 = 6 \text{V}$$

而

$$U_{DSQ} = V_{DD} - I_{DQ} \cdot R_S = 12 - 4 \times 1 = 8 \text{V}$$

利用图解法同样可得出此结果, 见图 2-40。

$$\text{利用式 (2-38) 得出 } g_m = \frac{2}{2} \sqrt{1 \times 4} = 2 \text{mA/V}。$$

根据图 2-41 的等效电路可求出

$$A_u = \frac{g_m \cdot R_S}{1 + g_m \cdot R_S} = \frac{2 \times 1}{1 + 2 \times 1} \approx 0.67$$

$$R_o = R_S \parallel \frac{1}{g_m} = \frac{1 \times 0.5}{1 + 0.5} \approx 0.33 \text{k}\Omega$$

2.5.4 MOS 管放大电路的特点

场效应管与晶体管相比, 最大的特点是组成的放大电路输入电阻很高。在需要高输入电阻的场合常常采用场效应管放大电路作输入级。然而由于栅源间存在等效电容, 而且电容值很小, 只有

几皮法到十几皮法,同时由于栅源电阻很大,若有感应电荷将不易泄放,因而形成高压($Q=CU$)将栅源间的绝缘击穿。所以在使用时要注意保护。现在很多场效应管已在栅源间并联了一个二极管起限幅作用,则使用起来就安全多了。

2.6 单管放大电路的频率响应

在介绍放大电路的性能指标时就曾指出,对于不同频率的正弦波信号,放大电路的放大倍数是不同的。本节要讨论的是影响放大电路频率响应的因素是什么;当电路确定后,不同频率的信号输入时,放大倍数的变化规律是什么;电路的频率响应指标是什么;以及通频带的计算方法。

在此以前,我们都是在信号频率较低条件下分析电路的,所用的 h 参数模型是低频等效模型。若用于高频信号,则由于管子内部极间电容的存在,不仅放大作用要受影响而且电压和电流之间产生附加相移。这样,它的参数将是频率的函数而且都是复数,用起来很不方便。下面我们准备介绍一种在高频信号输入时常用的模型——混合参数 π 型模型,简称混合 π 模型。

对于一个纯电阻网络,它的输出和输入的关系与信号频率无关。只有当网络中存在电抗元件时,才会使得输出输入关系成为频率的函数。在电子电路中常见的电抗元件是电容,以后我们会陆续见到它们,如晶体管或场效应管的极间等效电容、电路的耦合电容、旁路电容、线间的分布电容等。这些电容是影响电路频率响应的主要因素。所以有必要先将最简单的 RC 电路的频率特性弄清楚,那么电路中含多个 RC 回路的情况就好处理了。

2.6.1 RC 电路的频率响应

一、低通电路

我们先分析图 2-42 所示电路的频率响应。

$$\text{令} \quad A_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i}$$

则

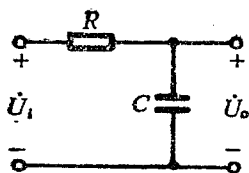


图 2-42 低通电路

$$A_u = \frac{1}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1}{1 + j\omega RC} \quad (2-42)$$

其中 ω 是输入信号的角频率。

这个 RC 回路的时间常数 $\tau = RC$, 令

$$f_H = \frac{\omega_H}{2\pi} = \frac{1}{2\pi} \cdot \frac{1}{\tau} = \frac{1}{2\pi RC} \quad (2-43)$$

则式(2-42)变成

$$A_u = \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_H}} = \frac{1}{1 + j\frac{f}{f_H}} \quad (2-44)$$

既然 A_u 是一个复数, 就可以分别用其幅值与相位来表示:

$$\left\{ \begin{aligned} |A_u| &= \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_H}\right)^2}} \end{aligned} \right. \quad (2-45a)$$

$$\left\{ \begin{aligned} \phi &= \text{tg}^{-1}\left(-\frac{f}{f_H}\right) = -\text{tg}^{-1}\left(\frac{f}{f_H}\right) \end{aligned} \right. \quad (2-45b)$$

现在对这个结果进行讨论。

当 $f \ll f_H$ 时,

$$\begin{cases} |A_u| \approx 1 \\ \phi \approx 0^\circ \end{cases}$$

当 $f = f_H$ 时

$$\begin{cases} |A_u| = \frac{1}{\sqrt{2}} \approx 0.7 \\ \phi = -45^\circ \end{cases}$$

当 $f \gg f_H$ 时

$$\begin{cases} |A_u| \rightarrow 0 \\ \phi \approx -90^\circ \end{cases}$$

这组结果表明,当信号频率低时,信号几乎全部通过并几乎无相移;信号频率越高,衰减得越厉害,相移越大,最终趋于 -90° 。这个电路称为低通电路。 f_H 称为上限截止频率。

在一般的电子技术领域中(不包括无线电的领域),信号频率的范围大致是从几赫到几十兆赫;放大倍数的范围大致是从几倍到几百万倍。用什么方式来表示这么宽的变化范围呢?下面我们介绍一种常用的作图法。

二、波特图^①

波特图由两部分组成,一部分是幅值与频率的关系,如式(2-45a)所表示的,称为幅频特性;一部分是相位与频率的关系,如式(2-45b),称为相频特性。为了适应描述大范围的放大倍数和频率,除横坐标采用对数刻度外,纵轴上的幅值坐标 $|A_u|$ 也用对数表示,为 $20\lg|A_u|$,单位是分贝(dB)。这样一方面使纵坐标所表示的放大倍数幅值的范围扩大,同时还可以把函数中的乘除运算变为加减运算,便于简化分析。相位坐标仍采用角度。

我们根据式(2-45)计算出 $|A_u|$ 的分贝值及 ϕ 与 f/f_H 的关系(见表 2-1),并在对数刻度坐标上画出对应的曲线,如图 2-43 所示,(见其中的实线)。它表明随着信号频率的变高,放大倍数的幅值下降,相移增大。

考察这两条曲线,发现有如下的特点。幅频特性大致可分成两段: f 越小, $20\lg|A_u|$ 越接近 0dB,以横坐标为渐近线; f 越大,则幅值趋于另一条直线。从式(2-45)可知,当 $f \gg f_H$ 时, $\left(\frac{f}{f_H}\right)^2 \gg 1$, 则

^① 是 H. W. Bode 提出的。

表 2-1 $|A_u|$ 及 ϕ 与 f/f_H 的关系

f/f_H	0.01	0.02	0.05	0.1	0.2	0.5	1
$ A_u $	0.9999	0.9998	0.9988	0.9950	0.981	0.894	0.707
$20\lg A_u $ (dB)	-0.0004	-0.002	-0.011	-0.099	-0.17	-0.969	-3.01
$\phi(^{\circ})$	-0.57	-1.1	-2.9	-5.7	-11.3	-26.6	-45

f/f_H	2	5	10	20	50	100	
$ A_u $	0.447	0.196	0.100	0.050	0.020	0.010	
$20\lg A_u $ (dB)	-6.99	-14.15	-20.04	-26.03	-33.98	-40.0	
$\phi(^{\circ})$	-63.4	-78.7	-84.3	-87.1	-88.9	-89.4	

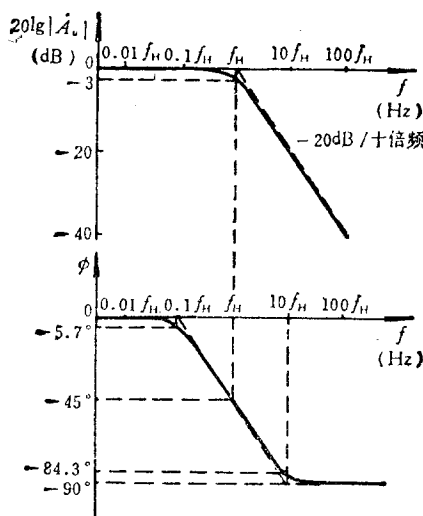


图 2-43 低通电路的波特图

$$20\lg|A_u| = 20\lg \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_H}\right)^2}} \approx 20\lg \frac{f_H}{f} = 20\lg f_H - 20\lg f \quad (2-46)$$

上式表明是一条直线。前一项是一个常数，后一项是与 f 成比例

的量。每当 f 增加十倍时, $20\lg|A_u|$ 就减小 20dB (见表 2-1), 也就是斜率为 $-20\text{dB}/\text{十倍频}$ 的一条直线。这样, 我们可以用这两条渐近线来近似原来的曲线, 如图 2-43 幅频特性中所示^①。今后就可用这条折线来近似幅频特性。对于只含一个时间常数的电路, 幅频特性曲线只有一个拐点, 即 f_H , 且 $f_H = 1/(2\pi\tau)$ 。

从相频特性中可以看到, 它大致可分为三段: 当 $f \ll f_H$ 时, $\phi \rightarrow 0^\circ$, 我们将 $f \leq 0.1f_H$ 一段用 $\phi = 0^\circ$ 来近似; 当 $f \gg f_H$ 时, $\phi \rightarrow -90^\circ$, 我们将 $f \geq 10f_H$ 一段用 $\phi = -90^\circ$ 来近似; 在 $0.1f_H < f < 10f_H$ 一段, 用一条斜线过渡, 如图 2-43 相频特性中所示^②。以后相频特性可用这三段折线近似。

由上述所说的坐标系及用折线近似曲线的画法来描述电路的频率特性, 这组图称为近似的波特图。我们在以后的分析中常采用近似的波特图来描述频率特性, 并将幅频特性和相频特性用同一个频率坐标画在一起以便分析。

三、高通电路

下面我们用同样的方法分析

图 2-44 的高通电路。

写出 A_u 的表示式

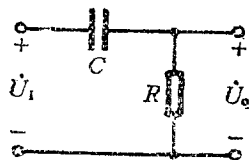


图 2-44 高通电路

$$A_u = \frac{R}{R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{j\omega RC}{1 + j\omega RC} \quad (2-47)$$

回路时间常数 $\tau = RC$ 。令

$$f_L = \frac{\omega_L}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\tau} = \frac{1}{2\pi RC} \quad (2-48)$$

① 与原曲线相比, 近似后产生最大误差的点就在 $f = f_H$ 时, 误差值约为 -3dB (见表 2-1)。

② 同样可以算出, 近似后最大误差产生在 $0.1f_H$ 和 $10f_H$ 点, 最大误差为 5.71° 。

代入式(2-47)则

$$\dot{A}_u = \frac{j \frac{\omega}{\omega_L}}{1 + j \frac{\omega}{\omega_L}} = \frac{j \frac{f}{f_L}}{1 + j \frac{f}{f_L}} \quad (2-49)$$

分别用幅值和相位表示

$$\begin{cases} |A_u| = \frac{\frac{f}{f_L}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_L}\right)^2}} \end{cases} \quad (2-50a)$$

$$\begin{cases} \phi = 90^\circ - \operatorname{tg}^{-1}\left(\frac{f}{f_L}\right) \end{cases} \quad (2-50b)$$

将幅频特性改用分贝为单位, 则

$$20\lg |A_u| = 20\lg \frac{\frac{f}{f_L}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_L}\right)^2}} \quad (2-51)$$

对式(2-51)进行定性分析后可知: 当 $f \gg f_L$ 时, $20\lg |A_u| \approx 20\lg 1 = 0\text{dB}$; 当 $f = f_L$ 时, $20\lg |A_u| = 20\lg \frac{1}{\sqrt{2}} = -3\text{dB}$, f_L 称为下限截止频率; 当 $f \ll f_L$ 时

$$20\lg |A_u| \approx 20\lg f - 20\lg f_L \quad (2-52)$$

可以看出它与前面讨论过的低通电路类似, 也可以用两条渐近线来近似原曲线。一条是 0 分贝线, 另一条是由式(2-52)表示的直线, 它的斜率是 $+20\text{dB}/十倍频$, 如图 2-45 所示。

式(2-50b)表示的相频特性为: 当 $f \gg f_L$ 时, $\phi \rightarrow 0^\circ$; 当 $f = f_L$ 时, $\phi = 45^\circ$; 当 $f \ll f_L$ 时, $\phi \rightarrow 90^\circ$ 。我们同样以 $0.1f_L$ 和 $10f_L$ 为拐点, 用三段直线来近似原曲线, 如图 2-45 所示。

由以上所述可知, 只含一个时间常数的低通或高通电路, 只要给出放大倍数和上、下限截止频率, 就可以很方便地画出波特图,

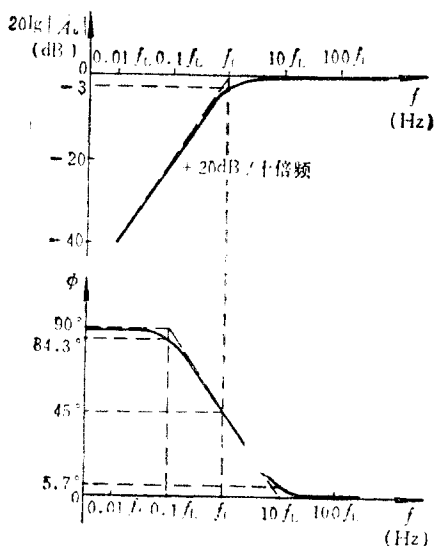


图 2-45 高通电路的波特图

具体作法可见下例。

【例 2-9】 低通电路如图 2-42 所示, 其中 $R=1\text{k}\Omega$, $C=100\text{pF}$; 高通电路如图 2-44 所示, 其中 $R=10\text{k}\Omega$, $C=1\mu\text{F}$ 。试画出各自的 A_u 的波特图。

解: 先画低通电路的波特图。其步骤如下:

(1) 计算时间常数, $\tau=R \cdot C=1 \times 10^3 \times 100 \times 10^{-12}=10^{-7}\text{s}$

$$f_H = \frac{1}{2\pi\tau} = \frac{1}{2 \times 3.14 \times 10^{-7}} \approx 1.6 \times 10^6 \text{Hz}$$

(2) 在幅频特性的横坐标上定出 $f=f_H \approx 1.6 \times 10^6 \text{Hz}$ 的点, 由此点作斜率为 $-20\text{dB}/\text{十倍频}$ 的直线 ($f > f_H$) 和与横轴重合的直线 ($f < f_H$) 即为幅频特性。

(3) 在相频特性的横坐标上定出 $0.1f_H$ (即 $1.6 \times 10^5 \text{Hz}$)、 f_H ($1.6 \times 10^6 \text{Hz}$)、 $10f_H$ ($1.6 \times 10^7 \text{Hz}$) 三个点, 分别对应于 $\phi=0^\circ$ 、 -45° 、 -90° , 连接此三点 ($0.1f_H < f < 10f_H$) 和 $\phi=0^\circ$ ($f < 0.1f_H$)

及 $\phi = -90^\circ (f > 10f_H)$ 的三条直线即为相频特性。

对于高通电路同理可得 $\tau = R \cdot C = 10 \times 10^3 \times 1 \times 10^{-6} = 10^{-2} \text{s}$

$$f_L = \frac{1}{2\pi\tau} = \frac{1}{2 \times 3.14 \times 10^{-2}} \approx 16 \text{Hz}$$

由此可定出波特图中有关的各点。

现将这两个电路的波特图画在一起以便比较,如图 2-46。

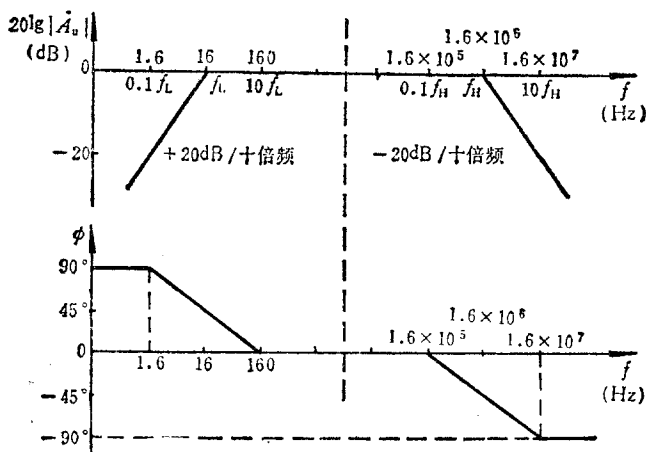


图 2-46 低通和高通电路的波特图

2.6.2 晶体管的混合 π 模型及其参数

前面提到, h 参数等效电路用于高频输入信号下的晶体管时, 四个参数要成为复数而且与频率有关, 用起来很不方便。我们现在从晶体管的物理结构出发, 将晶体管内部各极间存在的电容效应包括在内, 形成一个既实用又方便的模型, 这就是混合 π 模型。低频时晶体管的 h 参数模型与混合 π 模型是一致的。所以我们常常利用 h 参数容易获得的特点, 通过 h 参数计算混合 π 模型中的一些参数。

一、混合 π 模型

1. 完整的混合 π 模型

图 2-47(a) 示出的是晶体管的结构示意图, 图 2-47(b) 是对应的混合 π 模型。与图 2-24(a) 相比, 增加了两个电容。在 b' 与 c 之间的极间电容为 C_{μ} , 在 b' 与 e' 之间的极间电容为 C_{π} 。 $r_{b'e}$ 是基集之

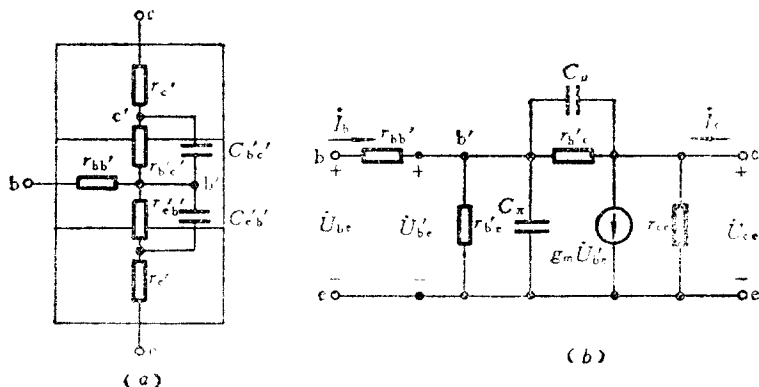


图 2-47 混合参数 π 型模型
(a) 晶体管的结构示意图 (b) 等效电路

间的等效电阻, 它体现了集电极对基极的影响, 在 h 参数模型中是用 h_{12e} 表示这种影响的。在等效电路中忽略了发射极和集电极的体电阻 r_e' 和 r_c' , 但包括反映 U_{ce} 对 I_c 影响的 r_{ce} ①。受控电流源由 $h_{21e} \cdot I_b$ 改为 $g_m \dot{U}_{b'e}$ 的原因是考虑了结电容后, I_b 不仅仅包含流过 $r_{b'e}$ 的电流, 还包括流过电容的电流, 因此受控电流已不再与 I_b 成正比。理论分析指出(例如 EM 模型), 受控电流与基射极之间的结电压成正比, 故用跨导 g_m 来表示它们的控制关系。

2. 主要参数与 h 参数的关系

模型已如图 2-47(b) 所示, 其中的主要参数与 h 参数是什么关系呢? 这个模型若用于低频信号, 则由于两个极间电容在低频时

① U_{ce} 的变化将使基极宽度产生相应的变化, 故 I_c 也改变。见 [2-8] 158 页。

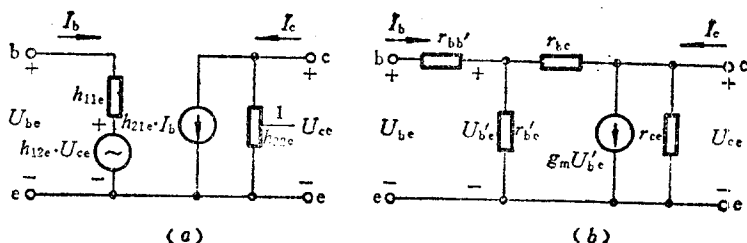


图 2-43 两个等效模型的比较

(a) h 参数模型 (b) 低频时的混合 π 模型

容抗很大,可以忽略,于是剩下的部分的效果应该与 h 参数模型一样。因此可从 h 参数计算除电容外的其他参数。图 2-48(a) 是 h 参数模型,图 2-48(b)是低频时的混合 π 模型,将它们进行比较后可得出以下的近似关系①。

$$r_{b'e} = (1 + h_{21e}) \frac{U_T}{I_{EQ}} \quad (2-53a)$$

$$r_{bb'} \approx h_{11e} - r_{b'e} \quad (2-53b)$$

$$r_{b'c} \approx \frac{r_{b'e}}{h_{12e}} \quad (2-53c)$$

$$g_m \approx \frac{h_{21e}}{r_{b'e}} \approx \frac{I_{EQ}}{U_T} \quad (2-53d)$$

$$1/r_{ce} \approx h_{22e} - (1 + h_{21e})/r_{b'c} \quad (2-53e)$$

这样,混合 π 模型中,除 C_π 和 C_μ 外的全部参数都可以通过 h 参数求出来了。 C_μ 的数值可以从产品手册中查到。有的手册给出 C_{ob} ②的值,它与 C_μ 近似,可代替 C_μ 。 C_π 的数值在产品手册中一般不直接提供,但可以通过手册给出的特征频率 f_T 计算出来。它们的关系在后面讨论。文献指出③,混合 π 模型中的各参数在工作频率

① 可参阅[2-4]124~125页。

② C_{ob} 是共基接法下发射极开路时集电极与基极间的电容。

③ 见[2-6]中册,93页。

低于 $\frac{1}{3}f_T$ 时, 均与频率无关, 因此适用于信号频率低于 $\frac{1}{3}f_T$ 的情况。 f_T 为电流放大系数的幅值下降到 1 时的频率, 见 144 页。

3. 简化的混合 π 模型

在混合 π 模型中, 由于 $r_{b'e}$ 和 C_μ 跨接在基集之间, 分析计算时列出的电路方程比较复杂。为简化计算过程, 对模型作一些处理。由于 $r_{b'e}$ 的数值在高频时远大于 $1/\omega C_\mu$, 可视为开路, 而 C_μ 则可利用密勒定理①将它的作用分别折合到输入和输出回路, 如图 2-49 所示。

设 $\frac{U_{ce}}{U_{b'e}} = K$ ②, 则根据密勒定理将 C_μ 折合到 $b'-e$ 之间为: C'_μ

$= (1-K)C_\mu$ 与 C_π 并联为

$$C'_\pi = C_\pi + (1-K)C_\mu$$

C_μ 折合到 $c-e$ 之间为 $\frac{K-1}{K}C_\mu$ 。由于忽略了 $r_{b'e}$ 并对 C_μ 进行了折

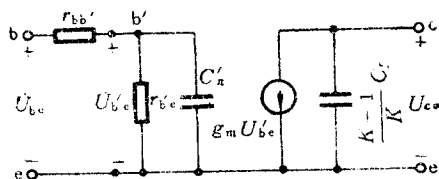


图 2-49 简化的混合 π 模型

合, 将模型的输入和输出回路分开, 于是使计算得到简化。这个模型也称为单向化模型。此外, r_{ce} 的数值一般远大于负载电阻, 所以在要求不高的地方也可以忽略。这样得到的模型称为简化混合 π 模型。

二、晶体管电流放大系数的频率响应

当信号频率比较高时, 晶体管内的载流子将不能紧密跟随信

① 见附录 2 A。

② K 本应为复数且是频率的函数, 但为便于估算采用中频时的值。见附录 2 A。

号的变化而运动,从而使得 β 值下降,而且 I_c 与 I_b 之间产生了相位差。因此,电流放大系数 β 是频率的函数,我们用 β 表示,而低频时的电流放大系数用 h_{21e} (或 β_0)来表示。下面利用简化混合 π 模型来分析 β 的频率特性。

从 h_{21e} 的定义可知: $h_{21e} = \frac{I_c}{I_b} \Big|_{U_{ce}}$ 即在交流分量 $U_{ce}=0$ 的条件下定义的。所以 β 也在 $U_{ce}=0$ 的条件下定义:

$$\beta = \frac{I_c}{I_b} \Big|_{U_{ce}}$$

即图 2-49 中的 c-e 间短路。则 $K=0$,

$$C'_\pi = C_\pi + (1-K)C_\mu = C_\pi + C_\mu$$

而且因 c-e 短路使得 $I_c = g_m \cdot \dot{U}_{b'e}$

$$\beta = \frac{I_c}{I_b} = \frac{g_m \cdot \dot{U}_{b'e}}{\dot{U}_{b'e} \left(\frac{1}{r_{b'e}} + j\omega C'_\pi \right)} = \frac{g_m \cdot r_{b'e}}{1 + j\omega \cdot r_{b'e} \cdot C'_\pi}$$

将式(2-53d) $g_m \approx \frac{h_{21e}}{r_{b'e}}$ 代入上式得

$$\beta = \frac{h_{21e}}{1 + j\omega \cdot r_{b'e} \cdot C'_\pi} \quad (2-54)$$

将此式与式(2-42)相比,形式完全一样,则它的频率响应与一个 RC 的低通电路类似。令 f_β 为 β 的截止频率,则

$$\boxed{f_\beta = \frac{1}{2\pi\tau} = \frac{1}{2\pi \cdot r_{b'e} \cdot C'_\pi}} \quad (2-55)$$

$$\text{式(2-54)变成 } \beta = \frac{h_{21e}}{1 + j\frac{f}{f_\beta}} \quad (2-56)$$

β 的幅频和相频特性方程是

$$\begin{cases} 20\lg|\beta| = 20\lg \frac{h_{21e}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_\beta}\right)^2}} = 20\lg h_{21e} + 20\lg \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_\beta}\right)^2}} & (2-57a) \\ \phi = -\operatorname{tg}^{-1}\left(\frac{f}{f_\beta}\right) & (2-57b) \end{cases}$$

由上式可以画出 β 的波特图, 如图 2-50。从图中可以看出, 信号频率低时, β 的相移近似为零, 是一个实数, 数值为 h_{21e} ; 信号频率越高, β 产生相移越大, 最大为 -90° , 同时幅值也变小。当 β 的幅值下降到 0dB 时的频率, 我们称为特征频率记作 f_T , 此时 $|\beta| = 1$ 。

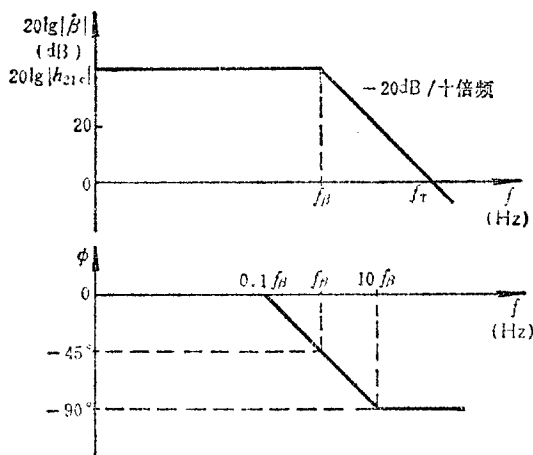


图 2-50 β 的波特图

f_T 和 f_β 的关系可由波特图的表达式推导出来。根据式(2-57a), 则

$$20\lg|\beta| \Big|_{f=f_T} = 20\lg \frac{h_{21e}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_T}{f_\beta}\right)^2}} = 0$$

因为一般有 $f_T \gg f_\beta$,

$$20 \lg \frac{h_{21e}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_T}{f_\beta}\right)^2}} \approx 20 \lg \frac{h_{21e}}{\frac{f_T}{f_\beta}} = 20 \lg \frac{h_{21e} \cdot f_\beta}{f_T} \approx 0$$

$$\frac{h_{21e} \cdot f_\beta}{f_T} \approx 1$$

即

$$\boxed{f_T \approx h_{21e} \cdot f_\beta} \quad (2-58)$$

又由于

$$f_\beta = \frac{1}{2\pi \cdot r_{b'e} \cdot C'_\pi} = \frac{1}{2\pi \cdot r_{b'e} (C_\pi + C_\mu)}$$

$$f_T = \frac{h_{21e}}{2\pi \cdot r_{b'e} (C_\pi + C_\mu)} \quad (2-59)$$

根据此式就可以由手册中给出的 f_T 求出 $(C_\pi + C_\mu)$ 的值了。由于 C_π 一般比 C_μ 大得多, 所以上式还可近似为

$$\boxed{f_T \approx \frac{h_{21e}}{2\pi \cdot r_{b'e} \cdot C_\pi} \approx \frac{\beta_m}{2\pi \cdot C_\pi}} \quad (2-60)$$

2.6.3 单管共射电路的频率响应

我们利用晶体管混合 π 模型就可以分析放大电路的频率响应了。现以图 2-51(a) 所示电路为例, 分析该电路的放大倍数与信号频率的关系。

图中电容器 C 的作用是将 u_{CE} 中的直流成分和交流成分隔开, 这样在输出端就只输出交流成分。这种连接方式称为阻容耦合, C 称为耦合电容。我们现在关心的是在不同频率下的交流放大倍数, 为此先画出电路的交流等效电路, 其中晶体管用简化混合 π 模

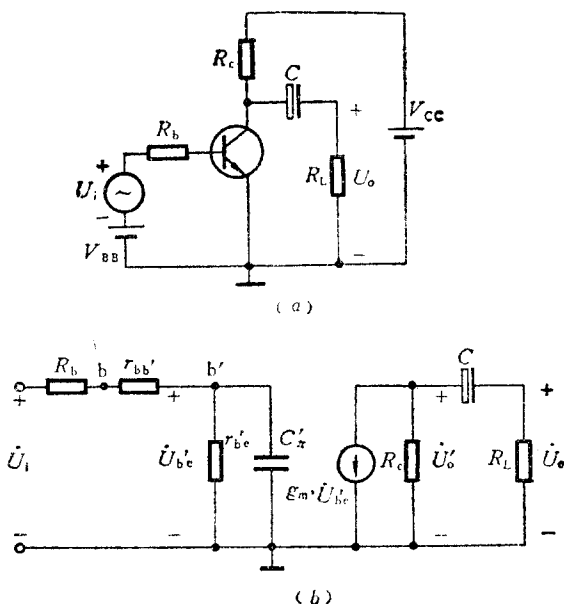


图 2-51 共射电路的频响分析

(a) 单管共射电路 (b) 交流等效电路

型代替,如图(b)。由于 $\frac{K-1}{K}C_\mu$ 所在回路的时间常数比 C_π' 的要小得多,故将 $\frac{K-1}{K}C_\mu$ 忽略。

一、定性分析电路的频率响应

假设在输入端输入一个正弦波信号 \dot{U}_i , 在输出端得到 \dot{U}_o 。信号传输的顺序如下: $\dot{U}_i \rightarrow \dot{U}_{b'e} \rightarrow \dot{U}_o' \rightarrow \dot{U}_o$ 。在这之中有两个环节与电容有关: $\dot{U}_i \rightarrow \dot{U}_{b'e}$ 与 C_π' 有关; $\dot{U}_o' \rightarrow \dot{U}_o$ 与 C 有关。

我们知道,电容器的容抗是 $\frac{1}{\omega C}$ 。信号频率越高, C_π' 的容抗越小,使得 $\dot{U}_{b'e}$ 的分压值变小,而使 \dot{U}_o 变小, A_u 下降。与此同时,频率高时 C 的容抗变小,接近于短路,对 A_u 的影响不大。所以在高频

段影响 \dot{A}_u 的因素以 C'_π 为主。另一方面,信号频率越低, C 的容抗越大,使 \dot{U}_o 从 \dot{U}'_o 得到的分压值越小,故 \dot{A}_u 下降。而此时 C'_π 的容抗越大,则可视作开路,对 \dot{A}_u 的影响不大。总的来说,由于极间等效电容 C'_π 的存在,使高频时的 \dot{A}_u 下降;由于耦合电容 C 的存在,使低频时的 \dot{A}_u 下降。

在一般情况下,放大电路的上限截止频率 f_H 远大于下限截止频率 f_L ,因此为了简化计算,在分析放大电路的频率响应时可以按低频段、中频段和高频段分别进行。先根据各自频段的特点对电路进行简化,并在此基础上得到本段的频率响应,最后将三段的结果组合起来就得到电路的频率响应。读者可自行证明这样做和从图 2-51(b)中得出 \dot{U}_o/\dot{U}_i 的一般表达式,然后按 $f_H \gg f_L$ 的关系简化所得到的结果是一致的。

二、中频电压放大倍数 A_{um}

考虑中频信号作用于电路时, $\frac{1}{\omega C'_\pi} \gg r_{b'e}, C'_\pi$ 可视作开路;而 $\frac{1}{\omega C} \ll R_L$ (C 的数值须满足此条件), C 可视作短路。这样我们得到了图 2-52 所示的中频等效电路。

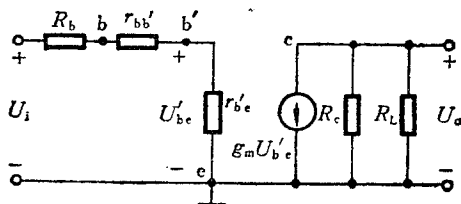


图 2-52 中频等效电路

此电路不存在电抗元件,电压放大倍数是一个实数,即与频率无关,用 A_{um} 表示。

$$A_{um} = \frac{U_o}{U_i} = \frac{U_{b'e}}{U_i} \cdot \frac{U_o}{U_{b'e}}$$

$$= \frac{r_{b'e}}{R_b + r_{bb'} + r_{b'e}} [-g_m (R_c \parallel R_L)]$$

令 $R'_L = R_c \parallel R_L$, 则

$$A_{um} = -\frac{r_{b'e}}{R_b + r_{be}} \cdot g_m \cdot R'_L \quad (2-61)$$

三、高频电压放大倍数 \dot{A}_{uh}

高频时等效电路如图 2-53 所示, 电压放大倍数用 \dot{A}_{uh} 表示

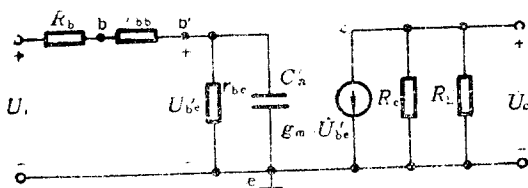


图 2-53 高频等效电路

$$\begin{aligned} \dot{A}_{uh} &= \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{\dot{U}_{b'e}}{\dot{U}_i} \cdot \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_{b'e}} \\ &= \frac{r_{b'e} \parallel \frac{1}{j\omega C'_\pi}}{R_b + r_{bb'} + \left(r_{b'e} \parallel \frac{1}{j\omega C'_\pi} \right)} \cdot (-g_m \cdot R'_L) \end{aligned}$$

对此式进行整理, 得

$$\begin{aligned} \dot{A}_{uh} &= -\frac{r_{b'e}}{R_b + r_{be}} \cdot g_m \cdot R'_L \\ &\quad \cdot \frac{1}{1 + j\omega [(R_b + r_{bb'}) \parallel r_{b'e}] \cdot C'_\pi} \end{aligned}$$

其中

$$-\frac{r_{b'e}}{R_b + r_{be}} \cdot g_m \cdot R'_L = A_{um}$$

而 $[(R_b + r_{bb'}) \parallel r_{b'e}] \cdot C'_\pi$ 就是 C'_π 所在回路的时间常数, 记作 τ_H 。

$$\text{令 } f_H = \frac{\omega_H}{2\pi} = \frac{1}{2\pi \cdot \tau_H} = \frac{1}{2\pi [(R_b + r_{bb'}) \parallel r_{b'e}] \cdot C'_\pi} \quad (2-62)$$

代入上式则有

$$A_{uh} = \frac{A_{um}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_H}} = \frac{A_{um}}{1 + j\frac{f}{f_H}} \quad (2-63)$$

这是只含一个 RC 回路的低通电路的频率响应,可按以前的方法画出与图 2-43 相类似的波特图。它的幅频特性和相频特性的表达式分别为

$$\begin{cases} 20\lg |A_{uh}| = 20\lg \frac{|A_{um}|}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_H}\right)^2}} & (2-64a) \\ \phi = -180^\circ - \operatorname{tg}^{-1}\left(\frac{f}{f_H}\right) & (2-64b) \end{cases}$$

由于本电路的中频电压放大倍数是负值,即相移为 -180° ,所以高频时放大倍数的相移是以 -180° 为基准的,因此式(2-64b)前面加了一个常数。可以认为由于存在电抗元件,在信号频率改变时,产生了附加相移。对于只含一个电容器的电路,其最大附加相移为 90° 。

四、低频电压放大倍数 A_{ul}

低频信号作用时的等效电路如图 2-54 所示,电压放大倍数用 A_{ul} 表示。

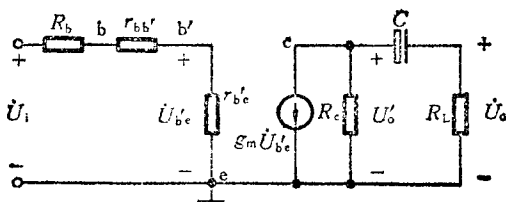


图 2-54 低频等效电路

$$A_{ul} = \frac{U_o}{U_i} = \frac{U_{b'e}}{U_i} \cdot \frac{U_o'}{U_{b'e}} \cdot \frac{U_o}{U_o'}$$

$$= -\frac{r_{b'e}}{R_b + r_{be}} g_m R_c \frac{R_L}{R_c + R_L + \frac{1}{j\omega C}}$$

对此式进行整理,得

$$\dot{A}_{u1} = -\frac{r_{b'e}}{R_b + r_{be}} \cdot g_m \cdot R'_L \cdot \frac{j\omega(R_c + R_L) \cdot C}{1 + j\omega(R_c + R_L) \cdot C}$$

其中 $-\frac{r_{b'e}}{R_b + r_{be}} \cdot g_m \cdot R'_L = A_{um}$, 而 $(R_c + R_L) \cdot C$ 就是电容 C 所在回路的时间常数, 记作 τ_L 。

$$\text{令 } f_L = \frac{\omega_L}{2\pi} = \frac{1}{2\pi\tau_L} = \frac{1}{2\pi(R_c + R_L) \cdot C} \quad (2-65)$$

则原式变为

$$\dot{A}_{u1} = A_{um} \frac{j\frac{\omega}{\omega_L}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_L}} = A_{um} \cdot \frac{j\frac{f}{f_L}}{1 + j\frac{f}{f_L}} \quad (2-66)$$

此式与式(2-49)形式一样, 只差一个常数倍。所以它是只含一个 RC 回路的高通电路, 波特图形式与图 2-45 类似。其幅频特性和相频特性方程分别为

$$\begin{cases} 20\lg|\dot{A}_{u1}| = 20\lg|A_{um}| + 20\lg\frac{\frac{f}{f_L}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_L}\right)^2}} \end{cases} \quad (2-67a)$$

$$\begin{cases} \phi = -180^\circ + \left[90^\circ - \operatorname{tg}^{-1}\left(\frac{f}{f_L}\right) \right] = -90^\circ - \operatorname{tg}^{-1}\left(\frac{f}{f_L}\right) \end{cases} \quad (2-67b)$$

与高频段类似, 低频段的相移也是以 -180° 为起点的。

五、完整的频率响应

前面我们分别讨论了电压放大倍数在中频段、低频段和高频段的情况, 把它们合起来, 就组成了电压放大倍数的完整的频率响应。

我们把放大倍数的三个表达式合在一起, 就得到了放大倍数

A_u 的近似式:

$$A_u \approx A_{um} \frac{j \frac{f}{f_L}}{\left(1 + j \frac{f}{f_L}\right) \left(1 + j \frac{f}{f_H}\right)} \quad (2-68)$$

当 $f_L \ll f \ll f_H$ 时, $\frac{f}{f_L} \rightarrow \infty$, $\frac{f}{f_H} \rightarrow 0$, 则上式变为 $A_u = A_{um}$, 就是中频时的电压放大倍数; 当 f 接近 f_L 时 (当然一定有 $f \ll f_H$), 则 $\frac{f}{f_H} \rightarrow 0$, 上

式变为 $A_u = A_{um} \frac{j \frac{f}{f_L}}{1 + j \frac{f}{f_L}}$ 就是低频段的放大倍数; 当 f 接近 f_H 时 (有

$f \gg f_L$), 则 $\frac{f}{f_L} \rightarrow \infty$, 上式变为 $A_u = A_{um} \frac{1}{1 + j \frac{f}{f_H}}$ 。所以式(2-68)可以

表示放大倍数在不同频段的情况。

根据式(2-68)可以画出完整的波特图, 如图 2-55 所示。

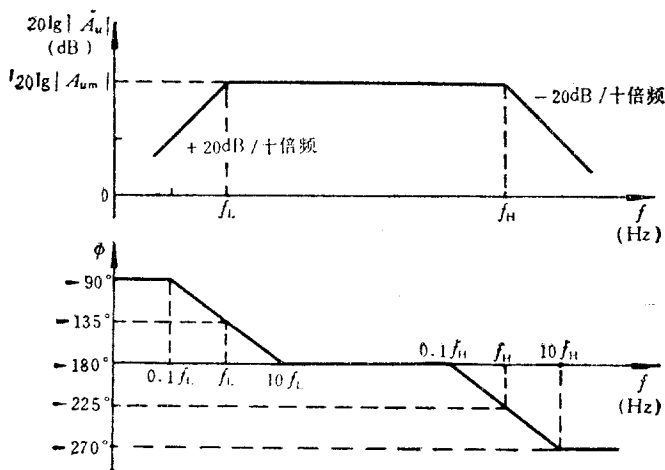


图 2-55 完整的波特图

在分析放大电路的频率响应时，若在高频段只考虑一个电容的作用，低频段也只考虑一个电容的作用，则电压放大倍数的近似表达式就是式(2-68)。只是对于不同的电路， A_{um} 不同， f_L 和 f_H 数值不同。因此，这种电路的波特图也就和图2-55类同。

计算电路的上、下限截止频率 f_H 和 f_L 时，只须分别计算出两个电容各自的回路时间常数 τ_H 和 τ_L ，利用式 $f_H = \frac{1}{2\pi\tau_H}$ 和 $f_L = \frac{1}{2\pi\tau_L}$ ，即可求出。我们也把这种方法称为时间常数法。

〔例2-10〕放大电路如图2-51，其中 $V_{EB}=1.0\text{ V}$ ， $R_b=7.5\text{ k}\Omega$ ， $V_{CC}=12\text{ V}$ ， $R_c=R_L=3.3\text{ k}\Omega$ ， $C=10\text{ }\mu\text{F}$ 。晶体管的 $U_{on}\approx 0.7\text{ V}$ ， $r_{bb'}=100\text{ }\Omega$ ， $\beta_{210}=50$ ， $f_T=100\text{ MHz}$ ， $C_{ob}=5\text{ pF}$ 。试计算电路的截止频率 f_H 和 f_L ，并画出 A_u 的波特图。

解：先计算Q点：

$$I_{BQ} = \frac{V_{CC} - U_{on}}{R_b} = \frac{1.0 - 0.7}{7.5} = 0.04\text{ mA}$$

$$I_{CQ} = 50 \times 0.04 = 2\text{ mA}$$

$$U_{CEQ} = 12 - 2 \times 3.3 = 5.4\text{ V}$$

$$r_{b'e} = (1 + \beta) \frac{U_T}{I_{EQ}} = \frac{U_T}{I_{BQ}} \approx \frac{26\text{ mV}}{0.04\text{ mA}} = 650\text{ }\Omega$$

$$g_m \approx \frac{\beta_{210}}{r_{b'e}} = \frac{50}{650} \approx 0.077\text{ S}$$

$$C_\pi \approx \frac{\beta_{210}}{2\pi \cdot r_{b'e} \cdot f_T} = \frac{50}{2\pi \times 650 \times 100 \times 10^6} \approx 122 \times 10^{-12}\text{ F}$$

$$= 122\text{ pF}$$

$$K = \frac{U_{ce}}{U_{b'e}} = -g_m \cdot R'_L = -0.077 \times 1650 \approx -127$$

$$C'_\pi = C_\pi + (1 - K)C_\mu \approx C_\pi + (1 + K)C_{ob} \approx 122 + 128 \times 5 = 762\text{ pF}$$

$$A_{um} = -\frac{r_{b'e}}{R_b + r_{bb'} + r_{b'e}} \cdot g_m \cdot R'_L$$

$$= \frac{650}{7500 + 100 + 650} \times 0.077 \times 1650 \approx -10$$

C' 所在回路的等效电阻为 $R' = r_{b'e} \parallel (R_b + r_{bb'}) \approx 600 \Omega$

$$\tau_H = R' \cdot C'_\pi \approx 4.6 \times 10^{-7} \text{ s}$$

$$f_H = \frac{1}{2\pi\tau_H} = \frac{1}{2\pi \times 4.6 \times 10^{-7}} \approx 3.5 \times 10^5 \text{ Hz}$$

耦合电容 C 所在回路的时间常数为

$$\tau_L = (R_c + R_L) \cdot C = (3.3 + 3.3) \times 10^3 \times 10 \times 10^{-9} = 6.6 \times 10^{-5} \text{ s}$$

$$f_L = \frac{1}{2\pi\tau_L} = \frac{1}{2\pi \times 6.6 \times 10^{-5}} \approx 2.4 \text{ Hz}$$

$$\begin{aligned} A_u &= A_{um} \cdot \frac{j \frac{f}{f_L}}{\left(1 + j \frac{f}{f_L}\right) \left(1 + j \frac{f}{f_H}\right)} \\ &= -10 \times \frac{j \frac{f}{2.4}}{\left(1 + j \frac{f}{2.4}\right) \left(1 + j \frac{f}{3.5 \times 10^5}\right)} \end{aligned}$$

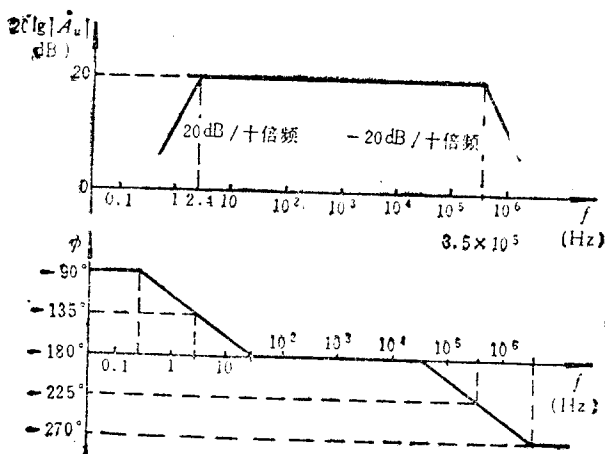


图 2-56 A_u 的波特图

在画波特图时,还需计算出 $20\lg|A_{um}|$ 的值。

$$20\lg|A_{um}| = 20\lg|-10| = 20\text{dB}$$

中频时电压放大倍数相移为 -180° 。根据以上条件可画出波特图,见图 2-56。

共集放大电路和共基放大电路的频率响应其分析方法与此类似。共基电路中,由于 C_u 不用折合,所以等效的输入电容小得多,使 f_H 比共射电路要高得多。这里不再详细分析。①

2.6.4 MOS场效应管的高频等效模型

由MOS 场效应管组成的放大电路的放大倍数同样也是频率的函数。原因在于场效应管也存在极间电容,它的高频响应与晶体管的类似。要分析计算电路的频率响应,方法同晶体管放大电路,只是场效应管的等效模型与晶体管不一样。我们只要有了场效应管的等效模型,就能分析电路的频率响应了。

根据场效应管的结构,得到了如图 2-57 的高频等效模型。对于大多数场效应管来说,它们的参数范围如表2-2所示。

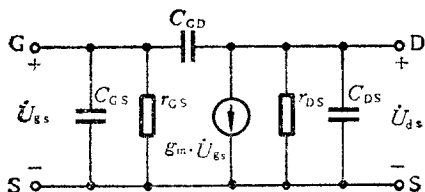


图 2-57 场效应管高频等效模型

从表中可以看到, r_{DS} 和 r_{GS} 比一般的外电路电阻大得多,在要求不高时可以忽略。而跨接在G-D之间的电容 C_{GD} 则可利用密勒

① 利用混合 π 等效电路分析共基和共集电路的高频响应可见 [2-8] 212~226 页。

表 2-2 场效应管主要参数

管子 类型	参数 (单位)	g_m (mA/V)	r_{DS} (Ω)	r_{GS} (Ω)	C_{GS} (pF)	C_{GD} (pF)	C_{DS} (pF)
结 型		0.1~10	10^5	$>10^7$	1~10	1~10	0.1~1
绝缘栅型		0.1~20	10^4	$>10^8$	1~10	1~10	0.1~1

定理进行折合。设 $K = \frac{U_{ds}}{U_{gs}}$ ，则折合到输入回路后的等效电容为

$C'_{GS} = C_{GS} + (1 - K) \cdot C_{GD}$ ；折合到输出回路后的等效电容为 $C'_{DS} =$

$$C_{DS} + \frac{K - 1}{K} C_{GD}。$$

由于输出回路的时间常数常比输入回路的小得多，故计算时可以忽略 C'_{DS} 。这样处理后，就得到一个简化的单向化模型，见图 2-

58。

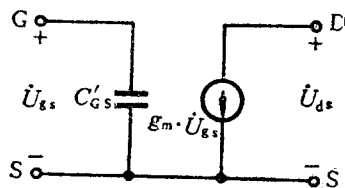


图 2-58 简化模型

有了场效应管的高频等效模型，就可按与前述相同的方法计算场效应管及由它组成的放大电路的频率响应了。

2.6.5 放大电路频率响应的改善和增益带宽积

在 2.1.2 节中提出的放大电路的通频带 f_{bw} 是指上、下限截止频率之间的频率范围，这个范围越宽，对信号频率的适应能力越强。那么，怎样才能展宽频带呢？

改善低频响应，就是要使 f_L 变小，则应使耦合电容 C （或其他在低频时起作用的电容）所在回路的时间常数取值大。一方面是回路电阻要大，另一方面是电容值大。然而这种改善是有限的，最好的办法是不用电容进行耦合，则放大电路的 f_L 为零，即直流量的变化也能放大。这个问题将在后面具体讨论。

改善高频响应,就是使 f_H 变大,也就是使 C'_π 所在回路的时间常数小。因为 $C'_\pi = C_\pi + (1-K)C_\mu = C_\pi + (1+g_m \cdot R'_L)C_\mu$,在一般情况下, $C_\pi \gg C_\mu$,但 $g_m \cdot R'_L \cdot C_\mu \gg C_\pi$, (见[例3-8])。因此,若要提高 f_H 就应使 $g_m \cdot R'_L$ 值减小,但又会使 A_{um} 下降[见式(2-61)],于是形成了带宽和增益(A_{um})的矛盾。合理的解决办法是综合考虑。我们用一个综合指标来进行衡量,称为增益带宽积,是增益和带宽(近似为 f_H)的乘积。

由式(2-61)和(2-62)

$$A_{um} = -\frac{r_{be}'}{R_b + r_{be}} g_m \cdot R'_L$$

$$f_H \approx \frac{1}{2\pi\tau_H} = \frac{1}{2\pi[(R_b + r_{bb}') \parallel r_{be}'] \cdot C'_\pi}$$

则

$$|A_{um} \cdot f_H| = \frac{g_m \cdot R'_L}{2\pi(R_b + r_{bb}') \cdot C'_\pi}$$

假定 $(1 + g_m \cdot R'_L) \cdot C_\mu \gg C_\pi$, 则

$$C'_\pi \approx (1 + g_m \cdot R'_L) \cdot C_\mu \approx g_m \cdot R'_L \cdot C_\mu$$

代入上式

$$|A_{um} \cdot f_H| \approx \frac{1}{2\pi(R_b + r_{bb}') \cdot C_\pi} \quad (2-69)$$

这个表达式虽然很不严格,但它表明,当晶体管选定之后,(即 r_{bb}' 和 C_μ (近似为 C_{ob})已确定),放大电路的放大倍数与带宽的乘积大体上就确定了。即放大倍数增大多少倍,带宽也几乎会变窄同样的倍数。因此,放大电路高频性能的改善,首要的就是选 r_{bb}' 和 C_{ob} 小的晶体管,同时使输入回路的电阻 R_b 尽可能小。①

① 若要求较高,则可通过改变组态(如采用共基电路等)来改善高频响应。

2.7 放大电路的级间耦合 及多级放大电路

前面我们介绍了几种由一个管子组成的基本放大电路，它的放大倍数一般可达几十倍。但在实际应用中，则常发现可能放大倍数不够大，或性能不够稳定，或某些指标达不到要求等等。所以实际电路一般多是由几级基本电路及它们的改进型组合而成。既然如此，则级与级之间就存在一个如何连接的问题。实际上单级放大电路也存在与信号源及负载的连接问题。这类问题统称为耦合问题。

本节对几种常用的耦合方式进行分析，讨论各自的特点、适用的场合及由此组成的多级放大电路。

2.7.1 直接耦合式放大电路^①

级与级之间的连接方式中最简单的就是将它们直接连在一起。一个放大电路的输出端与另一个放大电路的输入端直接连接的耦合方式称为直接耦合。那么在连接过程中应遵循什么样的原则呢？连接后的性能又是如何呢？下面将就此加以说明。

一、电路的构成

前面我们总结过放大电路的组成原则，简单地说就是：静态时要保证晶体管有合适的工作点；动态时要使信号能通过晶体管实现不失真的放大。单管放大电路是这样，多级放大电路也是这样。我们以图 2-5 的单管共射电路为例，分析在连接时应如何考虑。

图 2-59 画出了两个同样的共射基本电路。要将它们连在一起，怎么办？按第一条原则，这两个单级电路各自都可以得到合适

^① 又称直流放大电路。

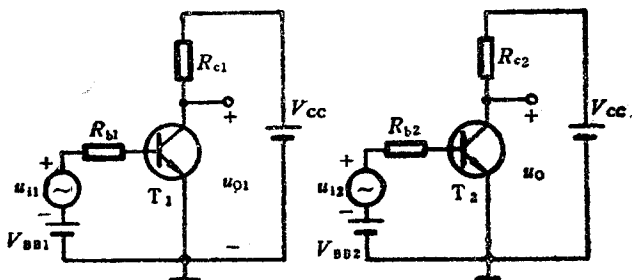


图 2-59 两个共射基本放大电路

的工作点。现在的问题是如何将二者连接起来。为此目的我们先分析前一级的输出情况。设 T_1 工作在输出特性为水平(即为理想的恒流源)的区域。当只考虑直流电源作用时,从输出端看进去就是一个直流电压源 U'_{CEQ1} (即 Q 点的数值),内阻为 R_{c1} , [如图 2-60(a)]; 当只考虑交流信号源作用时,从输出端看进去就是一个交流电压源 U'_{o1} (即 $A'_u \cdot U_i$),内阻也是 R_{c1} , [如图 2-60(b)]。所以总的效果如图 2-60(c) 所示: 第一级的输出包含直流(可提供静

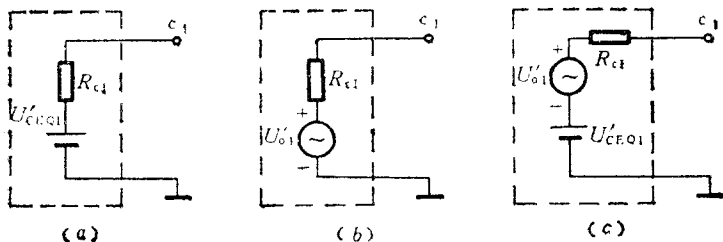


图 2-60 第一级输出等效电路

(a) 直流等效电路 (b) 交流等效电路 (c) 交直流等效电路

态电流)和交流(即经过放大的信号)成分。这与第二级输入回路的 V_{BE2} 、 U_{i2} 和 R_{b2} 形式是一样的,故可以代替这一部分。所以可将

V_{BB2} 、 U_{i2} 和 R_{b2} 去掉而将 b_2 与 c_1 连在一起, 如图 2-61 所示。^① 但是连接之后还存在一些具体问题。

首先 U_{CEQ1} 将下降到接近 0.7V, 对于第一级来说, U_{CEQ1} 比较小, 已进入临界饱和状态, 限制了 U_{o1} 的变化幅值。其次, U_{CEQ1} 降低之后, 流过 R_{c1} 的电流将要增加, 而这增加的电流都将流入 T_2 的基极。如果参数配合不当, 容易使

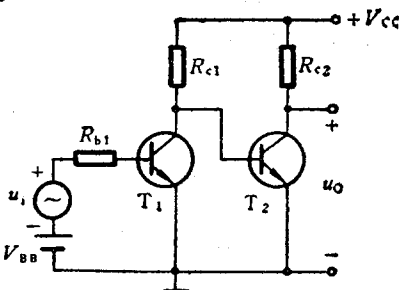


图 2-61 两级直接耦合电路

T_2 饱和。针对这两个问题, 需要对电路进行调整。最简单的办法是在 c_1 - b_2 之间串接一个电阻 R_{b2} , 利用它两端的压降来提高 U_{CEQ1} 和调节 I_{B2} , 如图 2-62 所示。但是这样做对于第二级来说, 基极回路的电阻增大了, 则第二级的放大倍数会下降[参考式(2-23)]。另一种办法是只添一个电压源, 而不增大电阻, 这样 U_{CEQ1} 可以提高, I_{B2} 也可以比较合适, 同时第二级的放大倍数损失较少。这个电压源可由稳压管实现, 如图中的虚线所示。当然还有别的连接方式, 将在下一章介绍。这种为了实现直流电平之间的配合而设置的电路称为电平偏移电路。

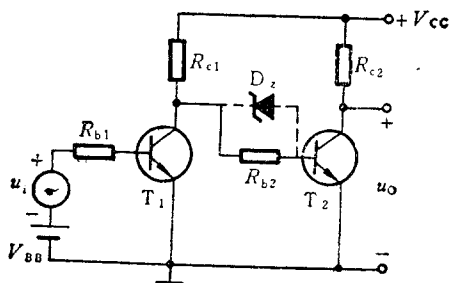


图 2-62 直接耦合的连接方式

① 为了作图的方便, 今后将以 $+V_{CC}$ 和地来代替电源 V_{CC} 及其连线。

二、静态工作点的计算

计算静态工作点时,先画出各级的直流等效电路,其中晶体管用简化直流模型代替,如图 2-63 所示。

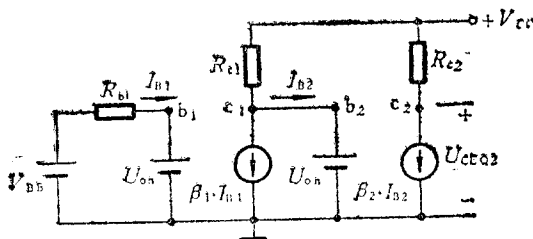


图 2-63 直流等效电路

根据等效电路可以列出回路方程:

$$\begin{cases} V_{BB} = I_{B1} \cdot R_{b1} + U_{on} & (2-70a) \end{cases}$$

$$\begin{cases} V_{CC} = (\beta_1 \cdot I_{B1} + I_{B2}) \cdot R_{c1} + U_{on} & (2-70b) \end{cases}$$

$$\begin{cases} V_{CC} = \beta_2 \cdot I_{B2} \cdot R_{c2} + U_{CEQ2} & (2-70c) \end{cases}$$

三个方程解三个未知数,就能解出它们的数值,并通过它们得到 Q_1 和 Q_2 的全部数值。从这里也可见,两级的直流量(静态工作点)之间是互相影响的。

三、交流性能的计算

交流信号是逐级被放大的,即第一级的输出电压 U_{o1} 就是第二级的输入电压 U_{i2} 。我们只需画出电路的交流等效电路就可以看清它们之间的关系了。等效电路如图 2-64。

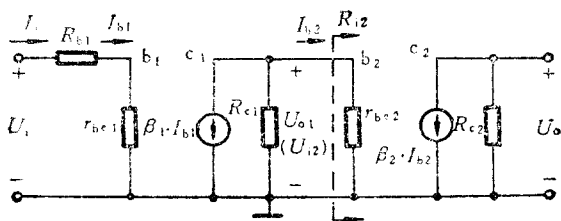


图 2-64 交流等效电路

计算 A_u 时, 要注意两级之间的相互影响。为此, 在计算第一级的 A_{u1} 时, 要将后一级的输入电阻当做第一级的负载来考虑。 A_{u1} 是有负载时的放大倍数。再以 U_{o1} 作为第二级的输入信号 U_{i2} 进行同样的计算, ①即

$$\begin{aligned} A_u &= \frac{U_o}{U_i} = \frac{U_{o1}}{U_i} \cdot \frac{U_o}{U_{o1}} \\ &= \frac{-\beta_1 \cdot I_{b1} \cdot (R_{c1} \parallel R_{i2})}{I_{b1}(R_{b1} + r_{be1})} \cdot \frac{-\beta_2 \cdot I_{b2} \cdot R_{c2}}{I_{b2} \cdot r_{be2}} \\ &= \frac{\beta_1(R_{c1} \parallel R_{i2})}{R_b + r_{be1}} \cdot \frac{\beta_2 \cdot R_{c2}}{r_{be2}} \quad (2-71) \end{aligned}$$

两级共射电路的 A_u 是正值, 表示经过两级反相, 输出信号与输入信号是同相位的。

电路总的输入电阻 R_i 就是第一级的 R_{i1} 。

$$R_i = \frac{U_i}{I_i} = \frac{U_i}{I_{b1}} = R_{b1} + r_{be1}$$

电路总的输出电阻就是第二级的输出电阻。

$$R_o = R_{c2}$$

[例 2-11] 图 2-61 的电路中, 设 $V_{CC}=12\text{V}$, $V_{BB}=1.0\text{V}$, $R_{b1}=7.5\text{k}\Omega$, $R_{c1}=R_{c2}=3\text{k}\Omega$ 。两个晶体管参数相同, $U_{on}=0.7\text{V}$, $r_{bb'}=100\Omega$, $\beta_1=\beta_2=50$ 。试计算 I_{CQ1} 、 U_{CEQ1} 、 I_{BQ2} 和 U_{CEQ2} 以及 A_{u1} 、 A_{u2} 和 A_u 的数值。如 Q_2 不合适应如何调整?

解: 根据电路得到直流等效电路如图 2-63。将电路的方程列出来, 如式 (2-70) 并将题中给的数值代入各式, 解得:

$$\begin{cases} I_{BQ1} \approx 0.04 \text{ mA} \\ I_{CQ1} \approx 2 \text{ mA} \\ U_{CEQ1} \approx 0.7 \text{ V} \\ I_{BQ2} \approx 1.77 \text{ mA} \end{cases}$$

① 也可以先计算第一级不带负载时的 A_{u1} , 然后将第一级的输出进行等效变换, 成为一个带内阻的交流电源, 如图 2-60(b) 示。将它做为第二级的信号源再计算 A_{u1} 。这种方法同样也可以求出 A_u 的数值。

很显然,这么大的 I_{BQ2} 已使 T_2 进入饱和区,则 $U_{CEQ2} < 0.3 \text{ V}$ 。

如何调整 Q_2 呢,若想使 $U_{CEQ2} = 6 \text{ V}$, 一种办法是在 c_1 和 b_2 之间串联一个电阻 R_{b2} , 但这样要牺牲放大倍数。另一种办法是增加 R_{c1} 的数值。现在我们采用后一种办法。设调整后的 $U_{CEQ2} = 6 \text{ V}$, 则 $I_{CQ2} = 2 \text{ mA}$, $I_{BQ2} = 0.04 \text{ mA}$ 。

$$R_{c1} = \frac{V_{CC} - U_{on}}{\beta_1 \cdot I_{BQ1} + I_{BQ2}} = \frac{12 - 0.7}{2 + 0.04} \approx 5.54 \text{ k}\Omega$$

计算此时的 A_{u1} 、 A_{u2} 和 A_u 。由于只改变了 R_{c1} 的数值,故交流等效电路仍可表示为图 2-64 的形式。先计算 r_{be} 及 R_{i2} 的数值。因为 $I_{CQ1} = I_{CQ2}$ 故

$$r_{be1} = r_{be2} = r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{U_T}{I_{EQ}} \approx 100 + (1 + 50) \frac{26}{2} \approx 750 \Omega$$

$$R_{i2} = r_{be2} = 750 \Omega$$

$$A_{u1} = -\frac{\beta_1 \cdot (R_{c1} \parallel R_{i2})}{R_{b1} + r_{be1}} = -\frac{50 \times (3 \parallel 0.75)}{7.5 + 0.75} \approx -4$$

$$A_{u2} = -\frac{\beta_2 \cdot R_{c2}}{r_{be2}} = -\frac{50 \times 3}{0.75} = -200$$

$$A_u = A_{u1} \cdot A_{u2} = 800$$

若用其他的方法进行 Q_2 的调整,则最后的结果会不一样的。

四、电路的特点

直接耦合放大电路有以下几个特点:

1. 由于级间是直接耦合,所以电路对于低频信号甚至于直流信号(即直流成分的变化)都能放大。电路的频率响应呈现出低通电路的特点。由于它的低频特性好,能放大缓慢变化的信号,所以应用很广泛。

2. 由于电路中只有晶体管和电阻,没有大电容,所以易于将全部元器件及连线制作在一片硅片上,成为集成化器件。

3. 直接耦合使得各级 Q 点互相影响。若前级 Q 点发生变化则会影响到后面各级的 Q 点。而且由于各级的放大作用,第一级 Q 点的微弱变化将在多级放大电路的输出端产生很大的变化。最常见的是由于环境温度的变化而引起工作点的漂移,通称为温

漂。它对直接耦合放大电路的影响是比较严重的，下面就针对这个问题加以说明。

五、直接耦合放大电路的温漂

1. 温漂的现象

如果我们将图 2-61 的电路的输入信号短路(即 $U_i = 0$)，在输出端接一个电压表。从理论上说，电压表的指针应该保持在某一个固定位置(即 U_{CEQ2})，然而实际上，它却是忽大忽小，忽快忽慢地不规则摆动着，如图 2-65 所示。如果不说明输入信号为零，就

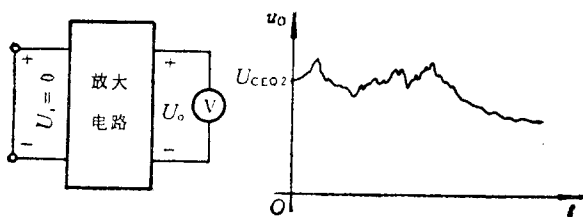


图 2-65 温漂的现象

会使人认为输出的这种变化是由输入信号引起的，从而造成混淆。这就是温漂现象。放大电路的放大倍数越大，在输出端的漂移现象越严重。所以我们衡量一个放大电路的温漂大小，不能只看输出端电压漂移的程度，还要看放大倍数是多大。因此，一般都是将输出端的温漂值折合到输入端来衡量，即用 $\frac{\Delta U_o}{A_u}$ 来进行比较(ΔU_o 是温漂的大小)。严重的是，如果此值比要放大的信号还大，则输出将以温漂为主，也就是说信号被温漂淹没了。这时要分辨出哪些是放大的信号，是很困难的。

2. 温漂产生的原因

环境温度的变化是产生温漂的外部因素，而晶体管参数受温度影响所产生的变化则是内在的原因。第一章里介绍过，晶体管

的 I_{CBO} 和 β 均随温度的升高而增大, U_{BE} 则随温度的升高而减小。这样当温度变化时就会引起 Q 点的变化, 如图 2-66 所示。设在 20°C 时, 原电路的 Q 点如图所示, 但当温度升到 50°C 时, 由于 U_{BE} 变小, 使 I_{BQ} 增大, 同时 β 也变大, 使静态工作点移到 Q' 点。静态工作点的变化还会影响电路的交流性能, 使放大倍数不稳定。

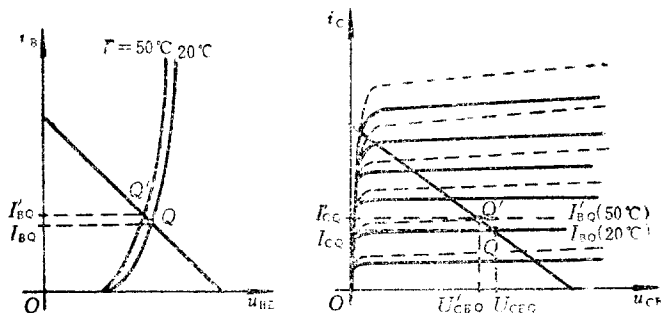


图 2-66 Q 点随温度的变化

3. 抑制温漂的措施

既然找到了产生温漂的外因和内因, 解决的办法也就从这两方面入手。

从消除温度变化的影响方面来看, 可以将电路(或其中受温度影响大的一部分)置于恒温系统(如杜瓦瓶)中。这样处理代价较高, 在一些特殊要求的场合才采用。

对于晶体管的参数变化可以通过在电路形式上进行改进而加以抑制。本书将分别介绍以下几个常用的方法。

(1) 采用温度补偿的办法。用另一个具有相同温度系数的器件去抵消晶体管参数受温度的影响, 而使 Q 点基本保持不变。

(2) 采用负反馈的方法来稳定工作点。

(3) 采取其他耦合方式。在实现放大的前提下, 使各级 Q 点之间相互独立, 则前级的 Q 点变化不能传到后级, 电路中只存在各

级本身的温漂，它的影响就不会很大了。下面要介绍的耦合方式就是最常用的一种。

2.7.2 阻容耦合式放大电路

一、基本放大电路

1. 电路的构成

在没有讨论这种耦合方式之前，让我们先回顾一下前面介绍的基本共射电路(图 2-5)有什么缺点。首先，它用两个电源 V_{BB} 和 V_{CC} ，既不经济也不方便。其次， R_b 用来保证有合适的基极电流使管子工作在放大区，但它的数值如果太大，则将使放大倍数下降[见式(2-23)]。还有就是接成多级放大电路之后出现的温漂问题。现在我们来分析如何解决这些问题。

我们再来看一下图 2-61所示的直接耦合式两级放大电路。对于第二级来说，它的静态电流 I_B 是 V_{CC} 通过 R_{c1} 提供的。这就给我们一个启示，能不能只用一个电源供电，而不要象图 2-5 中那样既有 V_{CC} 还需 V_{BB} 。于是就得到图 2-67(b)的电路。我们只要选择合适的 R_b 数值就能获得合适的静态工作点(由于 V_{BB} 和 V_{CC} 值不一定相同，所以图 2-67(a)和(b)中的 R_b 值也不一定相同)。

工作点设置好了，交流信号怎么输入和输出呢？若象图 2-67(c)所示，将b极直接与交流信号源相连，则 $u_{BE} = u_i$ ，不仅由 R_b 供给的电流全都流向信号源，而且当 u_i 是正弦电压并处于负半周时，晶体管肯定不能正常工作。怎么办呢？我们想到电容器具有隔直流通交流的性能，如果在b极与信号源之间加上一个电容器(见图 2-67(d))，就能既保证由 V_{CC} 和 R_b 确定的 Q 点不受影响，同时又能使信号更好地送入放大电路。因为从交流通路可知信号是直接接在管子的b-e极，不再经过串联电阻，所以放大倍数大了。同理，在输出端我们也希望不因为接入负载而改变 Q 点，所以也接上

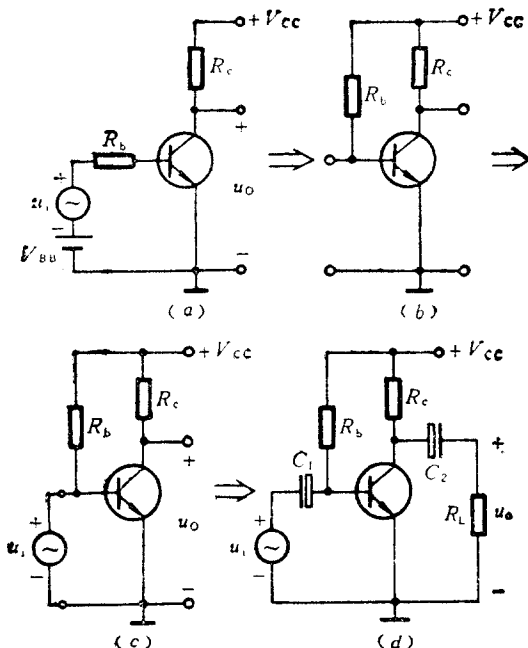


图 2-67 阻容耦合放大电路

(a) 共射电路 (b) 单电源供电 (c) 拟接输入信号 (d) 阻容耦合电路

一个电容器。这样构成的放大电路称为阻容耦合式放大电路，见图 2-67(d)。正是由于电容器的隔直作用，使变化缓慢的电压漂移也基本上被隔离，而不能传到下一级。

2. 性能分析

根据图 2-67(d) 可画出其直流通路，并将晶体管用简化直流模型代替，如图 2-68(a) 所示。由图可列方程求出 Q 点的数值： $I_{BQ} = \frac{V_{CC} - U_{on}}{R_b}$, $I_{CQ} = \beta \cdot I_{BQ}$, $U_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} \cdot R_c$ 。

此电路的交流等效电路如图 2-68(b) 所示。据此可得：

$$A_u = -\frac{\beta \cdot R'_L}{r_{be}} \quad (2-72)$$

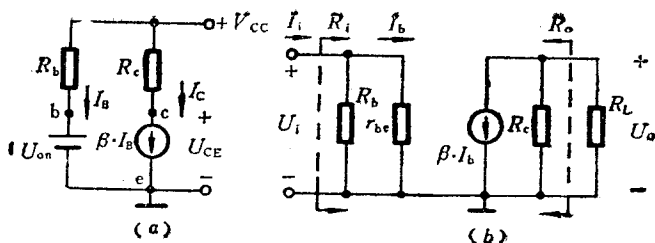


图 2-68 性能分析

(a) 直流等效电路 (b) 交流等效电路

其中 $R_L' = R_c \parallel R_L$ 。由于 R_b 改串联为并联，因此 A_u 比直接耦合式电路的要大。同时可得电路的输入电阻为 $R_i = R_b \parallel r_{be}$ ；输出电阻为 $R_o = R_c$ 。

3. 交流负载线和直流负载线

当我们要分析大信号的输出波形时，应采用图解法。由于耦合方式的不同，在分析时要考虑电容器 C_1 和 C_2 的作用。图 2-69(a) 示出了 C_1 和 C_2 在静态时（输入端接地）的电压值分别为 U_{BEQ} 和 U_{CEQ} 。假设输入信号的频率足够高，使其容抗值很小，当 i_B 、 i_C 变化时 C_1 和 C_2 两端的电压基本保持不变，则可将输出回路进行等效变换，如图 2-69(b) 所示。其中 $R_L' = R_c \parallel R_L$ ， $V_{CC}' = U_{CEQ} + I_{CQ} \cdot R_L'$ 。据此可得外电路 i_C 和 u_{CE} 的关系

$$u_{CE} = V_{CC}' - i_C \cdot R_L' = U_{CEQ}' + I_{CQ} \cdot R_L' - i_C \cdot R_L' \quad (2-73)$$

由上式可在输出特性曲线上画出由交流通路得出的负载线，称为交流负载线，如图 2-69(c) 所示。它的斜率为 $-1/R_L'$ 。可以看出，在上式中当 $i_C = I_{CQ}$ 时， $u_{CE} = U_{CEQ}$ ，即交流负载线通过 Q 点①。当输入信号变化时，工作点将以 Q 点为中心，沿此交流负载线上下移动。故分析输出最大幅值及波形失真等问题时，应以此负载线为准。

① 条件是有交流信号输入时 $u_{CE} = U_{CEQ}$ 的值不变。

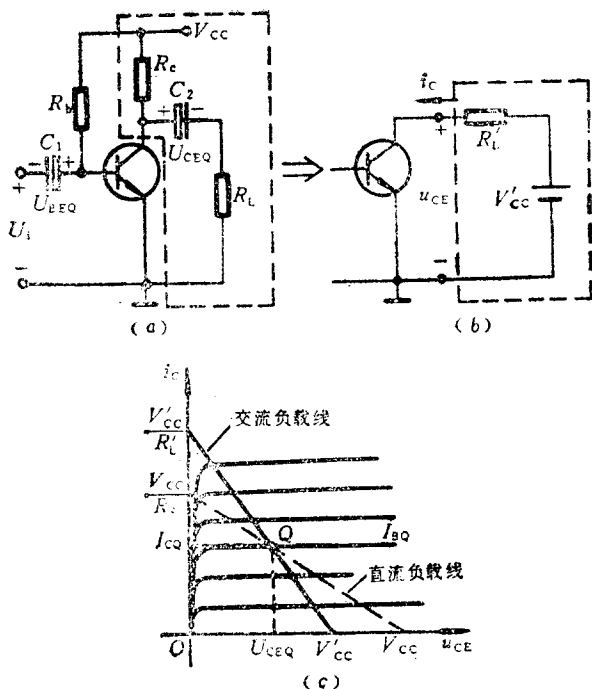


图2-69 图解法分析

(a) 原电路 (b) 输出等效电路 (c) 交直流负载线

要能画出交流负载线必须先求出 I_{CQ} 和 U_{CEQ} 的值。我们可以利用直流模型求出,也可利用图解法来求。静态时,从图2-68(a)可得到 $U_{CE} = V_{CC} - i_C \cdot R_c$,它在特性曲线上表示的也是一条直线,和图2-8完全一致。由于这是只考虑直流通路时所作出的负载线,故称为直流负载线。利用这条线就可以求出 Q 点,然后通过 Q 点作斜率为 $-1/R_L$ 的直线即为交流负载线。具体作法可见例题。

在图2-69(c)中还可以看到,由于 $R_L < R_c$,故交流负载线比直流负载线陡,它们相交于 Q 点。直接耦合式电路的交直流负载线是同一条直线,故不加以区别。

[例 2-12] 电路如图 2-67(d) 所示。其中 $V_{CC}=12\text{ V}$, $R_b=280\text{ k}\Omega$, $R_c=3\text{ k}\Omega$, $R_L=3\text{ k}\Omega$, $C_1=C_2=10\text{ }\mu\text{F}$, 在讨论的信号频率下, 它们的阻抗值可以忽略。晶体管的 $r_{bb'}=100\text{ }\Omega$, $\beta=50$, 特性曲线如图 2-70 所示。

(1) 定出 Q 点, 并计算 A_u , R_i 和 R_o ;

(2) 在输出特性曲线上画出交直流负载线, 并分析此电路最大不失真输出电压约为多大。

解: (1) 利用图 2-68(a) 可解得

$$I_{BQ} = \frac{V_{CC} - U_{BE}}{R_b} = \frac{12 - 0.7}{280} \approx 0.04\text{ mA}$$

$$I_{CQ} = \beta \cdot I_{BQ} = 50 \times 0.04 = 2\text{ mA}$$

$$U_{CEQ} = V_{CC} - I_{CQ} \cdot R_c = 12 - 2 \times 3 = 6\text{ V}$$

利用图 2-68(b) 进行计算。先求出

$$r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{U_T}{I_{EQ}} \approx 100 + (1 + 50) \frac{26}{2} \approx 750\text{ }\Omega$$

$$\text{则 } A_u = -\frac{\beta \cdot R'_L}{r_{be}} = -\frac{50 \times (3 \parallel 3)}{0.75} = -100$$

$$R_i = R_b \parallel r_{be} \approx 750\text{ }\Omega$$

$$R_o \approx R_c = 3\text{ k}\Omega$$

(2) 在特性曲线上先画出直流负载线, 找到 Q 点, 如图 2-70 所示。计算出 $I_{CQ} \cdot R'_L = 2 \times 1.5 = 3\text{ V}$, 则 $V'_{CC} = U_{CEQ} + I_{CQ} \cdot R'_L = 9\text{ V}$ 。将此点与 Q 点相连, 即为交流负载线, 如图示。

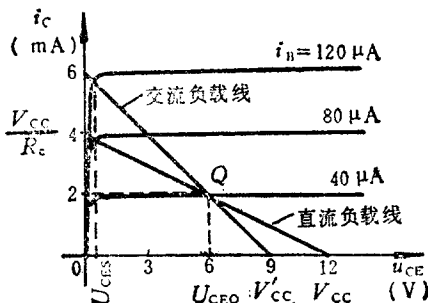


图 2-70 特性曲线

从图上可以看出, Q 点虽然在直流负载线上处于中间的位置, 但在交流

负载线上却偏于下方。因此当输入信号幅度逐渐增加时,将首先出现截止失真,使输出最大不失真时的幅值(峰值)限制为 $V'_{CC} - U_{CEQ} = 3\text{ V}$, 或有效值为 $3/\sqrt{2} \approx 2.1\text{ V}$

二、阻容耦合多级放大电路

由于阻容耦合式放大电路的静态工作点是独立的,即与前级(或信号源)和后级(或负载电阻)无关,所以很自然就得到了多级阻容耦合放大电路的连接形式,如图 2-71 所示。在计算时,求静态值的方法和求单管电路的相同;分析交流性能时,各级间是互相关联的,可画出交流等效电路来进行计算,方法和直接耦合式多级电路相同。

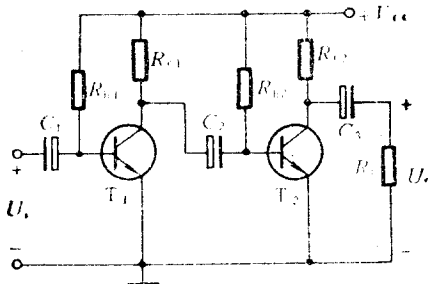


图 2-71 两级阻容耦合放大电路

由于电容的隔直作用,前一级的温漂基本上不会传到下一级逐级放大,所以整个电路输出端的温漂就很小了。

【例 2-13】 两级参数相同的阻容耦合放大电路如图 2-71 所示,各参数值与【例 2-12】相同,求 A_{u2} 。

解: 由于参数值相同,故两级的静态值及 r_{be} 均与【例 2-12】相同。

先计算第一级的放大倍数 A_{u1} 。此时 $R'_{L1} = R_{c1} \parallel R_{12}$, $R_{12} = R_{b2} \parallel r_{be2} \approx 750\ \Omega$, 则 $R'_{L1} = 3 \parallel 0.75 = 0.6\text{ k}\Omega$, 代入式 (2-72)

$$A_{u1} = -\frac{\beta_1 \cdot R'_{L1}}{r_{be1}} = -\frac{50 \times 0.6}{0.75} = -40$$

第二级的情况和【例 2-12】完全相同,即 $A_{u2} = -100$, 故

$$A_u = A_{u1} \cdot A_{u2} = -40 \times (-100) = 4000$$

三、工作点稳定电路

阻容耦合方式隔离了各级静态之间的相互影响,使得电路总的温漂不会太大,然而各级的温漂仍然存在。 Q 点变化会引起交流性能的变化,这是我们不希望的,所以我们要想办法使每一单级的温漂减小。经过研究得到了这样一种电路,称为工作点稳定电路。

1. 电路的构成

由图 2-66,我们看到温度的变化最后导致了 I_C 的变化,流过 R_c 后使 U_{CE} 也变化。所以我们在抑制温度对工作点的影响时,与其花很大精力去抑制 U_{BE} 、 I_{CBO} 、和 β 的变化(例如恒温),不如集中力量使 I_C 能基本上不随温度变化,这样就能起到较好的效果。我们设想,若能在 I_C 增大时(由温度升高而引起的),想办法使 U_{BE} 、 I_B 因之而减小,就会限制 I_C 的增大,使它不致变化太多。这个设想见图 2-72(a),即在发射极到地之间加一个可变的电压源 U_E ,使 I_C 增大时, U_E 也增大,则 I_B 随之减小, I_C 也因之下降,就能达到目的了。要实现 U_E 与 I_C 成正比,只须在发射极串接一个电阻即可,如图 2-72(b)所示。当 I_C 增大时, R_e 上电压变大,就相当于 U_E 增大。进一步改进的措施是将 R_e 改为两个电阻 R_{e1} 和 R_{e2} 的串联,利用它们的分压作用,将 U_B 基本上稳定在某一数值,则 R_e 两端的电压变化即为 U_{BE} 的变化,效果更好。剩下的问题是, R_e 的存在使 U_i 不能全部加在 b、e 两端,造成了 A_u 的减小^①。所以在 R_e 两端用一个电容 C_e 和它并联,如图 2-72(c)所示。选择合适的电容值,使在信号的最低频率下 C_e 两端的电压基本恒定,从交流通路来看,发射极和地之间接近短路。(这种措施称为旁路, C_e 称为旁路电容),则放大倍数不受损失。这个电路通称为分压式工作点稳定电路^②。

① 见[2-4]114页式(2-28),在本书第四章中还有深入的分析。

② 这种电路的参数选择和其他形式的工作点稳定电路可见[2-2]125~134页。

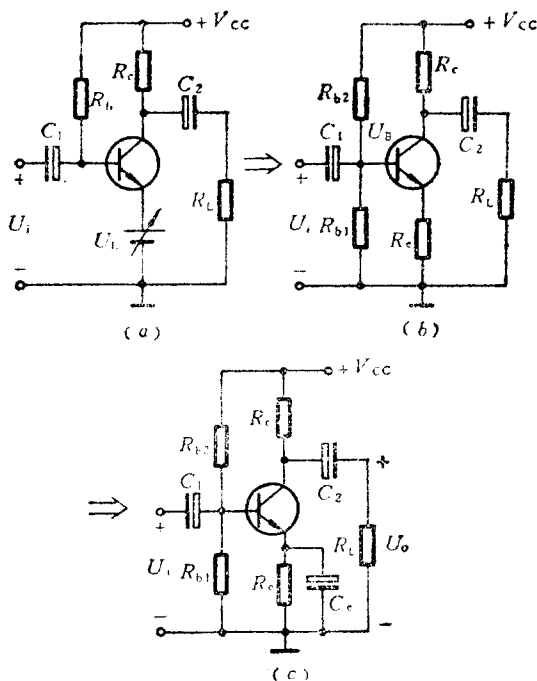


图2-72 工作点稳定电路

(a) 初步设想 (b) 实现设想 (c) 工作点稳定电路

下面对它的性能进行具体分析。

2. 静态工作点的分析

在分析图 2-72(c) 电路的静态工作点时，仍利用它的直流等效电路进行。此时电容均可视为开路，故直流等效电路如图 2-73 所示。

在计算中我们作一些合理的近似。若 $I_1 \gg I_B$ (大 5 倍以上)，

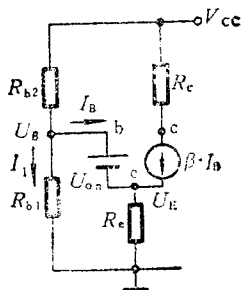


图 2-73 直流等效电路

则 I_B 基本上不会影响 U_B 的数值。所以

$$U_B \approx V_{CC} \cdot \frac{R_{b1}}{R_{b1} + R_{b2}} \quad (2-74)$$

$$U_E \approx U_B - U_{on}$$

$$I_E = \frac{U_E}{R_e} \approx \frac{U_B - U_{on}}{R_e} \quad (2-75)$$

求出 I_E (则 $I_{CQ} \approx I_E$) 后, I_{BQ} 、 $U_{CEQ} \approx V_{CC} - I_{CQ} \cdot (R_c + R_e)$ 都可以求出来了。若不用近似的方法, 用列方程组, 或利用等效电源定理都可以求解, 这里不再详述。

我们来分析这个结果。式(2-75)表明, 静态工作点 I_{CQ} 近似地只和 U_B (基本是稳定不变的)、b-e 的直流电压值 (近似为 U_{on}) 及 R_e 有关。这三个量都不会有太大的变化, 所以 I_C 的值基本稳定。尤其当 $U_B \gg U_{on}$ 时, 温度变化引起的 U_{BE} 的变化 (每度约减小 2mV) 更可忽略不计, 则 I_{CQ} 基本上可不受温度和 β 值变化的影响了。

3. 交流性能的分析

此电路的交流性能分析比较简单, 先画出它的交流等效电路。由于在一般情况下耦合电容和旁路电容在中频段都可视为短路, 于是得到了图 2-74 的等效电路。不难看出, 这个电路和图 2-68(b) 基本一致, 因此 A_u 、 R_o 的表达式也与其相同, 只不过此电路的 R_i 为 $R_{b1} \parallel R_{b2} \parallel r_{be}$ 。

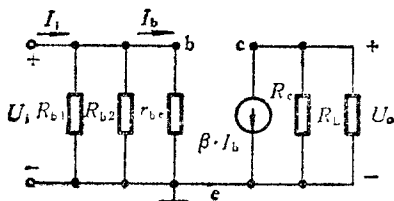


图 2-74 交流等效电路

四、阻容耦合电路的特点

1. 由于各级间用电容器连接,故各级的静态工作点相互独立,使整个电路的温漂不会很大。

2. 由于用电容耦合和旁路,使电路的低频特性变差,故只能放大交流信号,不能放大直流信号或缓慢变化的信号。这种电路有时也称为交流放大电路。

3. 由于半导体硅片中不易制作几十皮法以上的电容器,故这种形式的电路不易于集成化。

4. 阻容耦合式电路也有三种组态:共射、共集和共基接法。这里不再介绍^①。

2.7.3 变压器耦合式放大电路

一、电路的构成

阻容耦合式电路的特点是能隔离直流成分以抑制温漂并且放大交流信号,但是在耦合过程中,只能起到信号的连接而不能改变参数的数值。为了克服这种局限性,我们可以利用电路原理中学过的变压器来构成变压器耦合的放大电路。以工作点稳定电路为基础的变压器耦合电路示于图 2-75。由图可见,变压器的初级绕

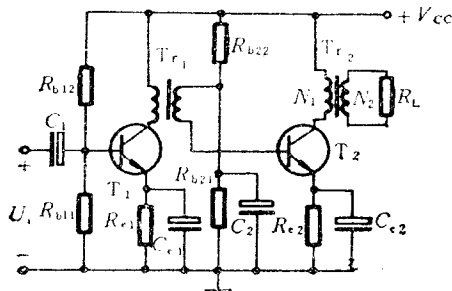


图 2-75 变压器耦合式放大电路

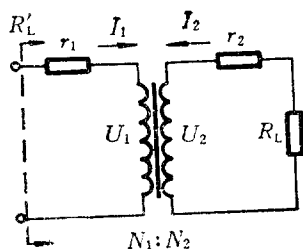


图 2-76 变压器的等效电路

^① 三种电路形式和性能比较可见[2-3]200~207页。

组代替了 R_c ，交流信号由 Tr_1 的次级绕组加到 T_2 的基极回路，经 T_2 放大后再由 Tr_2 传到负载 R_L 。这种耦合方式有哪些特点呢？让我们来进行分析。

二、变压器的性能

我们先复习一下变压器中各电量的关系。在图 2-76 中，若用 U_1 、 U_2 和 I_1 、 I_2 分别表示变压器初级和次级的电压与电流；初、次级匝数比 $n=N_1/N_2$ ； r_1 和 r_2 分别表示绕组的电阻； R_L 表示负载电阻。根据变压器的工作原理：

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{N_1}{N_2} = n, \quad \frac{I_1}{I_2} = \frac{N_2}{N_1} = \frac{1}{n}$$

则

$$\frac{U_1}{I_1} = n^2 \frac{U_2}{I_2} = n^2 (R_L + r_2)$$

这时从变压器初级看过去的等效交流电阻 R'_L 是

$$R'_L = r_1 + n^2 (R_L + r_2) \quad (2-76)$$

由于大多数情况下有 $r_1 \ll n^2 (R_L + r_2)$ 和 $r_2 \ll R_L$ ，所以上式可近似表示为 $R'_L \approx n^2 R_L$ (2-77)

因此，只要改动变压器的变比，就可以得到不同的等效电阻值以满足不同的要求。

三、应用举例

图 2-75 示出的是晶体管收音机的输出级电路，其中 U_1 是接收来的广播电台信号， R_L 是扬声器。为了使 R_L 得到尽可能大的电压变化和电流变化以发出尽可能强的声音， Tr_2 的初级（也就是 T_2 的c-e之间）必须有尽可能大的电压变化和电流变化。从而要求在 T_2 的输出特性上，交流负载线的斜率必须为此提供合适的变化范围，这就要求 Tr_2 有一个合适的匝数比。下面用一例题来说明。

【例 2-14】 图 2-75 中， $V_{CC}=6V$ ， $R_{b21}=200\Omega$ ， $R_{b22}=510\Omega$ ， $R_{e2}=51\Omega$ ， $R_L=8\Omega$ ； Tr_2 的匝数比 $N_1:N_2=5.6$ ； T_2 管的特性曲线如图 2-77 所示。在输

出特性上定出 Q 点,画出直流、交流负载线,并求当 i_{B2} 从 $0\mu\text{A}$ 变到 $1000\mu\text{A}$ 时,对应的 $\Delta i_{C2}=?$ $\Delta u_{CE2}=?$

解: 计算 Q 点可利用第二级的直流通路列方程求解。

$$U_{B2} \approx V_{CC} \cdot \frac{R_{b21}}{R_{b21} + R_{b22}} \approx 1.7\text{ V}$$

$$U_{E2} \approx U_{B2} - 0.7 \approx 1\text{ V}$$

$$I_{CQ} \approx I_{EQ} = \frac{U_{E2}}{R_{e2}} = \frac{1}{0.051} \approx 20\text{ mA}$$

据此在输出特性曲线上做直流负载线。因为变压器绕组的直流电阻很小,可忽略,所以直流负载线方程为:

$$u_{CE} = V_{CC} - i_C \cdot R_e = 6 - 0.051 \times i_C$$

按此方程画出直流负载线与 $I_{CQ} = 20\text{ mA}$ 交于 Q 点,同时可求出 $U_{CEQ} = 5\text{ V}$,见图 2-77。

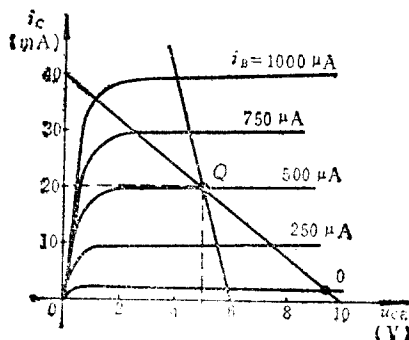


图 2-77 图解法求解

由于 $N_1:N_2=5.6$, $R_L=8\Omega$, 所以从 Tr_2 初级看进去的等效负载 $R'_L=n^2R_L\approx 250\Omega$ 。对于交流信号 C_{e2} 可视为短路。交流负载电阻就是 R'_L 。则可在图上过 Q 点做斜率为 $-1/R'_L$ 的直线 (连接 Q 点和在 u_{CE} 轴上 $U_{CEQ} + I_{CQ} \cdot R'_L \approx 10\text{V}$ 的点) 即为交流负载线, 如图示。

当 i_B 从 $0\mu\text{A}$ 变到 $1000\mu\text{A}$ 时, 从交流负载线可求出: $\Delta i_C \approx$

$36 - 2 = 34 \text{ mA}$, $\Delta u_{CE} \approx 1 - 9.5 = -8.5 \text{ V}$ 二者乘积的绝对值约为 289 mW 。

读者可自行证明, 如果变压器 Tr_2 的匝数比和 5.6 相差较多时, 在保证波形基本上不失真的情况下 $|\Delta U_{CE} \cdot \Delta i_c|$ 将达不到上述的数值①。

四、变压器耦合电路的特点

1. 由式(2-77)可知通过选择变压器的变比 n 就能实现阻抗的变换, 将实际的负载电阻 R_L 变为合适数值的等效电阻 R'_L , 以便使电路的性能更好。[例2-12]中, 若不用变压器而采取阻容耦合的方式, 则同样的管子, 同样的 V_{CC} 和 Δi_B , 在 8Ω 负载上得到的变化电压和变化电流的乘积要小得多, 输出功率就小得多。又如晶体管收音机的中频放大级也采用变压器耦合实现阻抗变换。

2. 变压器耦合电路能实现交流信号的耦合, 它对直流信号起到隔离的作用, 故基本上没有温漂现象, 但低频特性差。

3. 制作变压器要消耗铜和磁性元件, 体积大、费用高, 本身又消耗能量且不能集成化, 故只在一些有特殊要求的场合采用。

除了这三种耦合方式外, 还有光电耦合②等方式, 这里就不再介绍了。

2.7.4 多级放大电路的频率响应

前面我们分析了单管放大电路的频率响应。但无论在高频还是低频段, 都是在只考虑一个电容起作用而且两个时间常数相差比较多的情况下进行的。它们的近似波特图的幅频特性在高频段和低频段都是只有一个拐点, 拐点的频率就是截止频率。

在多级放大电路中, 包含有多个晶体管, 则高频等效电路中包

① 可参考[2-5]890~903页。

② 见[2-4]590~591页。

含有多个电容回路，波特图中高频段应有多个拐点。若是阻容耦合的多级电路，则低频段也应有多个拐点。那么做为一个多级电路来说，如何确定它的截止频率呢？与每个单级截止频率之间的关系又是如何呢？

设电路总的电压放大倍数为 \dot{A}_u ，而每一级的电压放大倍数为 $\dot{A}_{u1}, \dot{A}_{u2}, \dots, \dot{A}_{un}$ ，则

$$\dot{A}_u = \dot{A}_{u1} \cdot \dot{A}_{u2} \cdots \dot{A}_{un} = \prod_{k=1}^n \dot{A}_{uk} \quad (2-78)$$

可以分别用幅频和相频关系来讨论：

$$\left\{ \begin{aligned} 20\lg |\dot{A}_u| &= 20\lg |\dot{A}_{u1}| + 20\lg |\dot{A}_{u2}| + \cdots + 20\lg |\dot{A}_{un}| \\ &= \sum_{k=1}^n 20\lg |\dot{A}_{uk}| \quad (2-79a) \\ \phi &= \phi_1 + \phi_2 + \cdots + \phi_n = \sum_{k=1}^n \phi_k \quad (2-79b) \end{aligned} \right.$$

此式表明多级放大电路的对数幅频特性等于各级对数幅频特性的代数和；相频特性也是各级相频特性的代数和。这样，若我们把各级的频率特性曲线在同一横坐标下的纵坐标值叠加起来，就得到了电路的总频率特性曲线。

例如，若已知单级放大电路的频率特性曲线如图 2-78 所示。具有相同参数的两级放大电路的频率特性曲线就是将单级频率特性曲线的每点纵坐标值增加一倍。从图上可以看到，对应于 f_{L1} 和 f_{H1} 的两级放大倍数 $|\dot{A}_u|$ 与中频时的 $|\dot{A}_{um}|$ 相比，下降了不是 3dB，而是 6dB。

截止频率的定义是下降为中频放大倍数的 0.707 (即 -3dB) 时的频率。所以两级放大电路的下限截止频率 $f_L > f_{L1}$ ，而上限截止频率 $f_H < f_{H1}$ 。总的频带宽度比单级的要窄。多级放大电路的截止

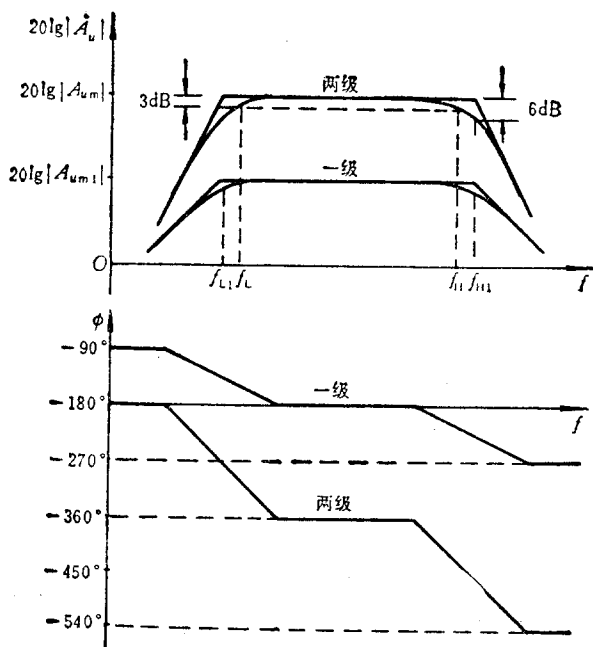


图 2-78 两级放大电路的波特图

频率与每级截止频率的具体关系如下。

一、上限截止频率 f_H

将式(2-78)中的 \dot{A}_{uk} 用高频时的计算公式代入并取模:

$$|\dot{A}_{uh}| = \prod_{k=1}^n \frac{A_{umk}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{Hk}}\right)^2}} \quad (2-80)$$

令

$$A_{um} = \prod_{k=1}^n A_{umk}$$

则

$$\left| \frac{\dot{A}_{uh}}{A_{um}} \right| = \prod_{k=1}^n \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{Hk}}\right)^2}} \quad (2-81)$$

当 $f = f_H$ 时, $\left| \frac{A_{uh}}{A_{um}} \right| = \frac{1}{\sqrt{2}},$

$$\prod_{k=1}^n \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_H}{f_{Hk}} \right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

即 $\prod_{k=1}^n \left[1 + \left(\frac{f_H}{f_{Hk}} \right)^2 \right] = 2$

或者

$$\left(\frac{f_H}{f_{H1}} \right)^2 + \left(\frac{f_H}{f_{H2}} \right)^2 + \cdots + \left(\frac{f_H}{f_{Hn}} \right)^2 + \text{高次项} = 1$$

上式中由于 f_H/f_{Hk} 总是小于 1 的, 所以可以忽略高次项, 得到近似公式:

$$\frac{1}{f_H} \approx \sqrt{\frac{1}{f_{H1}^2} + \frac{1}{f_{H2}^2} + \cdots + \frac{1}{f_{Hn}^2}} \quad (2-82)$$

如果希望结果准确一些, 可以在等式右边乘以 1.1 的修正系数①:

$$\frac{1}{f_H} \approx 1.1 \sqrt{\frac{1}{f_{H1}^2} + \frac{1}{f_{H2}^2} + \cdots + \frac{1}{f_{Hn}^2}} \quad (2-83)$$

二、下限截止频率 f_L

若用低频时放大倍数的表达式代入式(2-78)并取模:

$$\left| \frac{A_{ul}}{A_{um}} \right| = \prod_{k=1}^n \frac{\frac{f}{f_{Lk}}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_{Lk}} \right)^2}} = \prod_{k=1}^n \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_{Lk}}{f} \right)^2}} \quad (2-84)$$

则电路的下限截止频率 f_L 为

$$\prod_{k=1}^n \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{f_{Lk}}{f_L} \right)^2}} = \frac{1}{\sqrt{2}}$$

① 见[2-6]中册, 111~112页。

$$\prod_{k=1}^n \left[1 + \left(\frac{f_{Lk}}{f_L} \right)^2 \right] = 2$$

即

$$\left(\frac{f_{L1}}{f_L} \right)^2 + \left(\frac{f_{L2}}{f_L} \right)^2 + \cdots + \left(\frac{f_{Ln}}{f_L} \right)^2 + \text{高次项} = 1$$

同样有 f_{Lk}/f_L 总是小于 1, 可将高次项略掉, 得

$$f_L \approx \sqrt{f_{L1}^2 + f_{L2}^2 + \cdots + f_{Ln}^2} \quad (2-85)$$

或者

$$f_L \approx 1.1 \sqrt{f_{L1}^2 + f_{L2}^2 + \cdots + f_{Ln}^2} \quad (2-86)$$

通过上面的分析, 我们知道多级放大电路与单级放大电路之间频率特性的关系。作为特例, 设三级放大电路具有相同的 f_{L1} 和 f_{H1} , 则由式(2-83)可得

$$\frac{1}{f_H} \approx 1.1 \sqrt{\frac{3}{f_{H1}^2}}$$

$$f_H \approx 0.52 f_{H1} \approx 0.5 f_{H1}$$

同理可得 $f_L \approx 1.1 \sqrt{3} f_{L1} \approx 1.91 f_{L1} \approx 2 f_{L1}$

即上限截止频率约为单级的一半, 下限截止频率约为单级的两倍。当各级时间常数不相同, 可找出起主要作用的一个(其他时间常数与之相差至少 5 倍以上), 则可用此时间常数来确定电路的截止频率。计算公式就是

$$f \approx \frac{1}{2\pi\tau}$$

如果几个时间常数相差不大, 则用式 (2-83) 和 (2-86) 来计算截止频率。

关于其他形式(共射-共基、共集-共射、场效应管等)多级放大电路的频率响应和设计举例可见参考文献①。

① 例如[2-9]351~391页。

本章小结

本章作为后面各章的基础，主要讨论了以下几个问题：什么是放大；如何实现放大；如何衡量放大电路的性能；计算放大性能的方法；介绍几种基本放大电路。

一、什么是放大

放大体现了信号对能量的控制作用。所放大的信号是变化量。放大电路的负载所获得的随着信号变化的能量，要比信号所给出的能量大得多。这个多出来的能量是由电源供给的。

二、如何实现放大

1. 要有有源器件，如晶体管、场效应管等。
2. 要保证有源器件能正常工作，即要有合适的静态工作点，又要使变化的信号能输入、能放大、能输出并且基本不失真。

三、如何衡量放大性能(性能指标)

静态工作点 Q —— 输入变化量幅值为零时放大管的工作状态值，反映在特性曲线上是一个点，是分析变化量的基础。

放大倍数 A —— 输出变化量幅值与输入变化量幅值之比，是衡量放大能力的指标。

输入电阻 R_i —— 从输入端看进去的等效电阻，反映了放大电路向信号源取多大电流的指标。

输出电阻 R_o —— 从输出端看进去的等效电阻，是反映放大电路带负载能力的指标。

上、下限截止频率 f_H 和 f_L —— 当放大倍数下降为中频时的 0.707 倍所对应的高频和低频信号的频率，是反映放大电路对信号频率适应能力的指标。

通带宽度 f_{bw} —— f_L 到 f_H 之间的频带宽度

最大不失真输出幅值 U_{om} —— 未产生明显的非线性失真时的

输出信号的正弦有效值(或峰值)。

最大输出功率 P_{om} 和效率 η ——是衡量负载能从放大电路获得多大功率和电源为此须给出多少功率的指标(见第十章)。

非线性失真系数 D ——是衡量放大电路对输入信号保真程度的指标(未具体讨论)。

四、计算放大性能的方法

静态, 利用直流模型的直流等效电路或图解法计算静态工作点。

动态, 利用 h 参数模型的等效电路计算小信号输入时的 A 、 R_i 和 R_o , 分析频率特性(必要时用混合 π 等效电路计算 f_H), 利用图解法分析 U_{om} 和输出波形的失真问题。

五、介绍几种基本放大电路

1. 单管放大电路

晶体管组成的共射(包括工作点稳定电路)、共集、共基放大电路。共射电路具有较大的电压放大倍数, 适中的输入和输出电阻, 适用于一般放大; 共集电路的输入电阻大、输出电阻小、电压放大倍数接近 1, 适用于信号的跟随; 共基电路的输入电阻小, 适用于高频放大。

场效应管组成的共源、共漏放大电路, 与晶体管共射、共集电路对应。它们的输入电阻高, 噪声系数低, 输入方式灵活, 但电压放大倍数比相应的晶体管电路小, 还要防止栅源极击穿。

2. 多级放大电路

直接耦合式电路: 有温漂问题但便于集成化, 从而使体积缩小、可靠性提高、性能改善、价格便宜, 是今后主要的发展方向。

阻容耦合式电路: 能克服温漂, 但低频响应差, 不便于集成化。

变压器耦合式电路: 低频响应差, 只用于特殊要求的场合, 例如使信号与负载间有较好的配合。

六、放大电路的频率响应

1. 放大电路的频率响应描述方法通常有波特图和用复数表示的放大倍数表达式。

2. 一般的说,放大电路的放大倍数在高频段下降的主要原因是晶体管的极间电容和实际连线间的分布电容;在低频段下降的主要原因是耦合电容和旁路电容。

3. 本章分析了高低频段都只考虑一个电容起作用的放大电路的频率响应并画出了波特图。故若遇到各频段只含一个电容的电路,或只考虑一个电容的作用其他电容可以忽略的情况时,其波特图的形式与此相同。不同的只是 f_H 和 f_L 的具体数值及 A_{um} 的数值和相位。所以,对于这类放大电路只须算出上述三个参数即可画出波特图。多级放大电路的波特图是各级波特图(考虑互影响)的代数和。

4. 截止频率的计算方法是时间常数法。即求出该电容所在回路的时间常数 τ ,则截止频率 $f=1/(2\pi\tau)$ 。在一般情况下, $f_H \gg f_L$,因此可找出有关回路分别计算。

若电路中每个频段起作用的电容不止一个,则可先分别计算出每个电容起主要作用时的回路时间常数。计算时,将其他电容的作用忽略,求出等效的回路时间常数的近似值。将求出的几个时间常数进行比较,找出其中起主要作用的时间常数,即最小的低频回路时间常数和最大的高频回路时间常数。若其他的时间常数与之相差 5 倍,就可以近似地将它们忽略,只考虑那个主要的时间常数,并可利用它来估计电路的截止频率。

若几个时间常数值很接近,甚至相同,则可用近似公式计算。

学完本章后希望能达到以下要求:

一、掌握有关的定义,如放大倍数、输入电阻、输出电阻等。同

时掌握一些基本概念,如静态与动态、直流通路与交流通路、频率特性、温度漂移及非线性失真等。

二、能正确运用等效电路法计算电路的性能指标;用图解法确定工作点及输出波形失真情况。学会在实际计算时结合具体电路进行合理近似的估算方法。

三、在掌握放大电路组成原则及以上要求的基础上,熟练掌握共射(包括工作点稳定电路)、共集和共源放大电路的工作原理, $A_u(A_v)$ 、 R_i 和 R_o 的计算, Q 点的计算以及交直流负载线的画法;了解共基、共漏电路的工作原理;会计算只含一个时间常数时电路的 f_L 和 f_H ,并画出波特图;定性了解多级放大电路频带宽度与单级的关系;要会熟练地掌握直接耦合式多级放大电路的工作原理和 A_u 的计算方法,正确理解阻容耦合放大电路的工作原理和 A_u 的计算方法,一般了解变压器耦合式电路的工作原理。

四、能正确理解上述单管放大电路的性能并进行比较,能根据功能需要合理选择电路类型和耦合方式。

本章附录

2A 利用密勒定理实现混合 π 模型的单向化

密勒定理^①给出了电路网络的一种等效变换关系,有关内容简述如下。对于一个含有 N 个节点的任意电路,如图2A-1(a)所示,记每个节点的电压为 $\dot{U}_1, \dot{U}_2, \dots, \dot{U}_N$,其中设 $\dot{U}_N=0$,即节点 N 为公共端;若节点1和2之间有一阻抗 Z 相连接,流过的电流分别记为 I_1 和 $I_2(I_1=-I_2)$,若已知 $\frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1}=\dot{K}$,则原电路可以用图2A-1(b)的电路代替,而保持节点1和2的电流关系不变(其他节点的电压电流关系也不变)。其条件推导如下:

① 这部分内容可见[2-6]中册,296~297页。

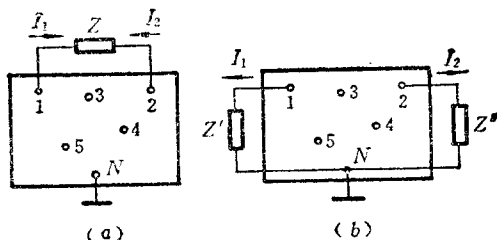


图 2A-1 密勒变换的说明
(a) 原电路 (b) 等效变换后的电路

由图可见, 原来连接在节点 1 和 2 之间的阻抗 Z 现在分别被接在节点 1 和 2 与公共端之间的等效阻抗 Z' 和 Z'' 所代替, 其值分别为

$$Z' = \frac{\dot{U}_1}{I_1} = \frac{\dot{U}_1}{\frac{\dot{U}_1 - \dot{U}_2}{Z}} = \frac{\dot{U}_1}{(1-K) \frac{\dot{U}_1}{Z}} = \frac{Z}{1-K} \quad (2A-1)$$

和

$$Z'' = \frac{\dot{U}_2}{I_2} = \frac{\dot{U}_2}{\frac{\dot{U}_2 - \dot{U}_1}{Z_1}} = \frac{K}{K-1} Z \quad (2A-2)$$

要注意的是, 只有 K 能独立求出或取近似值时, 此方法才有用。

据此, 可将混合 π 模型中跨接在 $b'-c$ 两端的电容 C_μ 分别由只接在 $b'-e$ 和 $c-e$ 的电容代替, 见图 2A-2。设 $\frac{U_{ce}}{U_{b'e}} = K$ ①, 则原阻抗 $Z = \frac{1}{j\omega C_\mu}$ 折合成 $Z' =$

$\frac{Z}{1-K} = \frac{1}{j\omega[(1-K)C_\mu]}$, 相当于接在 b' 与 e 之间的是一个容值为 $(1-K)C_\mu$ 的

电容器。同样, 折合成 $Z'' = \frac{K}{1-K} \cdot \frac{1}{j\omega C_\mu} = \frac{1}{j\omega \left[\frac{K-1}{K} C_\mu \right]}$, 也就是在 $c-e$

间相当于一个容值为 $\frac{K-1}{K} C_\mu$ 的电容器, 见图 2A-2(b)。这种将 cb' 间的联系断开的措施称为单向化。

① 为了便于估算, 这里的 K 通常取中频时的值 (此时为负实数)。

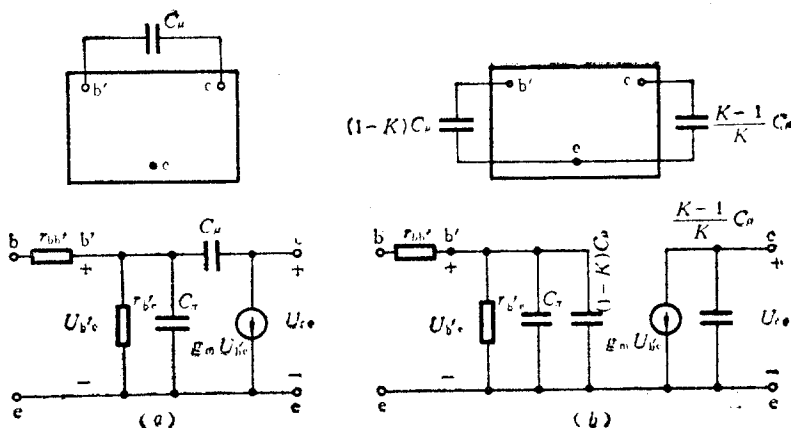


图 2A-2 混合 π 模型的等效变换
(a) 混合 π 模型 (b) 单向往化模型

2 B 双极型晶体管的 Ebers-Moll 模型

由于晶体管是一个非线性器件,为了简化计算过程通常都做了一定的合理近似。比如用折线近似表示曲线,用固定电阻近似表示一个非线性电阻等。但这种近似所得到模型在信号大幅度变化的情况下以及用于多个晶体管组成的电路中就会造成很大的误差。随着计算工具的发展(可利用计算机),直接考虑晶体管的非线性关系甚至工作在反接(即发射极和集电极对换)的情况进行计算已成为可能。目前用的比较多的是 Ebers-Moll 模型,或简称为 EM 模型。

EM 模型是贝尔实验室的 J·J·Ebers 和 J·L·Moll 在 1954 年首次提出的^①。其中晶体管电压与电流的关系是用数学公式表示的,所以是一个数学模型。器件的非线性关系在形式上用一个非线性元件——二极管表示。最简单的 EM 模型如图 2B-1 所示。这是一个 NPN 型晶体管的模型,它表示为两个背靠背的二极管和两个反映晶体管电流相互关系的电流源。^②

① 见 J. J. Ebers and J. L. Moll: Large-Signal Behavior of Junction Transistors, *Proceedings of the Institute of Radio Eng.* 42(12)1954.

② 不同文献所取的电流正方向和变量关系不尽相同。

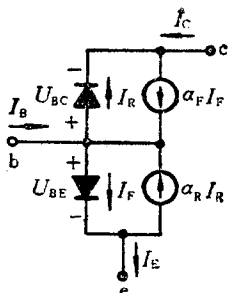


图 2B-1 EM 模型

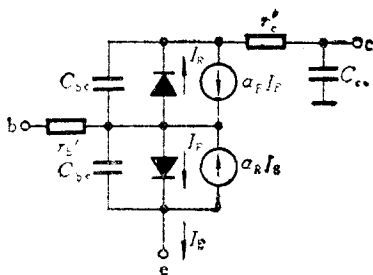


图 2B-2 改进的 EM 模型

图中 I_R 和 I_F 分别表示流过两个 PN 结的电流。

$$I_F = I_{ES} \left[\exp\left(\frac{qU_{BE}}{kT}\right) - 1 \right] \quad (2B-1)$$

$$I_R = I_{CS} \left[\exp\left(\frac{qU_{BC}}{kT}\right) - 1 \right] \quad (2B-2)$$

I_{ES} 和 I_{CS} 分别是发射结和集电结的饱和电流。

同时从图中可以看到

$$I_E = I_F - \alpha_R I_R \quad (2B-3)$$

$$I_C = \alpha_F I_F - I_R \quad (2B-4)$$

将式(2B-1)和(2B-2)代入上两式,可得

$$I_E = I_{ES} \left[\exp\left(\frac{qU_{BE}}{kT}\right) - 1 \right] - \alpha_R I_{CS} \left[\exp\left(\frac{qU_{BC}}{kT}\right) - 1 \right] \quad (2B-5)$$

$$I_C = \alpha_F I_{ES} \left[\exp\left(\frac{qU_{BE}}{kT}\right) - 1 \right] - I_{CS} \left[\exp\left(\frac{qU_{BC}}{kT}\right) - 1 \right] \quad (2B-6)$$

其中 $\alpha_R I_{CS} = \alpha_F I_{ES} = I_S$ 。

这两个方程表示了晶体管端电压与电流的关系,也就是 Ebers-Moll 方程,或者说是 EM 的数学模型。

这个模型适用于任何双极型晶体管,适用于任何接法,其中的电压和电流可以是直流量同时也允许直流量中含有一定的变化。因此这个模型被称为直流模型。若只考虑其中的变化量则可以得到相应的模型。所以 EM 模型广泛应用于计算机辅助分析和设计。若要考虑到晶体管三个区的体电阻和极间电容的影响,则可以采用更精密的 EM 模型,如图 2B-2 所示。

这个模型与前一个模型相比,增加了三个电阻和极间电容。 C_{bc} 、 C_{be} 中包括结电容和扩散电容。在分析高频信号的作用时就可以此模型为基础进行。

我们仍以第一个模型为基础,分析处于放大状态时的情况,此时 $U_{BC} < 0$, 即 $\exp\left(\frac{qU_{BC}}{kT}\right) \ll 1$ 。因此,式(2B-5)和(2B-6)可近似为

$$I_E = I_{ES} \left[\exp\left(\frac{qU_{BE}}{kT}\right) - 1 \right] + \alpha_R \cdot I_{CS} \quad (2B-7)$$

$$I_C = \alpha_F \cdot I_{ES} \left[\exp\left(\frac{qU_{BE}}{kT}\right) - 1 \right] + I_{CS} \quad (2B-8)$$

由上两式可得到

$$I_C = \alpha_F \cdot I_E + (1 - \alpha_R \cdot \alpha_F) I_{CS} \quad (2B-9)$$

将此式与式(1-11)相比可知

$$\alpha_F = \bar{\alpha} \quad (2B-10)$$

$$I_{CBO} = (1 - \alpha_R \cdot \alpha_F) I_{CS} \quad (2B-11)$$

一般情况下 $I_{CBO} \ll \alpha_F \cdot I_E$, $\alpha_R \ll 1$, 则此时的关系可近似为

$$I_C = \alpha_F \cdot I_E \quad (2B-12)$$

和

$$I_E = I_{ES} \left[\exp\left(\frac{qU_{BE}}{kT}\right) - 1 \right] \quad (2B-13)$$

将这两个关系式表示成等效电路,如图 2B-3(a)。

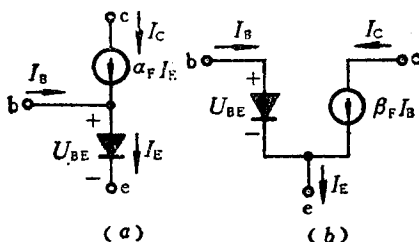


图 2B-3 晶体管处于放大区的简化 EM 模型

(a) 简化模型 (b) 共射模型

若将流过 PN 结的电流用 I_B 来表示, 则

$$I_B = I_E - I_C \approx I_E - \alpha_F \cdot I_E$$

$$= (1 - \alpha_F) \cdot I_{ES} \left[\exp\left(\frac{qU_{BE}}{kT}\right) - 1 \right] \quad (2B-14)$$

$$I_C = I_E - I_B \approx \frac{I_B}{1 - \alpha_F} - I_B = \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F} \cdot I_B$$

$$\text{记 } \frac{\alpha_F}{1 - \alpha_F} = \beta_F, \text{ 则 } I_C = \beta_F \cdot I_B \quad (2B-15)$$

由式(2B-14)和(2B-15)得到了另一种形式的模型,如图2B-3(b)所示。由这个模型就可以得到第二章里用的直流和 h 参数简化模型。

有关EM模型的详细内容可见参考文献[2-7]。

参 考 文 献

- [2-1] 西安交通大学电子学教研室编,沈尚贤主编:《电子技术导论》上册,高等教育出版社,北京,1985年
- [2-2] 华中工学院工业电子学教研室编,康华光主编:《电子技术基础》上册,人民教育出版社,北京,1982年第二版
- [2-3] 王筱颖编:《模拟电路导论》,高等教育出版社,北京,1986年
- [2-4] 清华大学电子学教研组编,童诗白主编:《模拟电子技术基础》,上册,人民教育出版社,北京,1980年
- [2-5] 清华大学黄昌宁、夏莹改编:《晶体管电路》下册,第二版,科学出版社,北京,1984年
- [2-6] J·米尔曼著,清华大学电子学教研组译:《微电子学:数字和模拟电路及系统》,人民教育出版社,北京,1981年
- [2-7] Lan E·格特鲁著,周宁华、陈幼松译:《双极型晶体管模型》,科学出版社,北京,1981年
- [2-8] James G. Gottling: *Electronics Models, Analysis, and Systems*, Marcel Dekker, 1982
- [2-9] Mohammed S. Ghausi: *Electronic Devices and Circuits; Discrete and Integrated*, Holt, Rinehart and Winston, 1985

自我检验题

题2-1 判断下面提法是否正确,用✓或×表示在括号内。

(1) 有人说既然要放大,那么放大电路的电压放大倍数和电流放大倍数

一定都大于1。()

(2) 由于放大的是变化量,所以输入直流信号时,任何放大电路的输出量都没有变化。()

(3) 下列元、器件中有源器件是:① 电阻器(),② 电容器(),③ 变压器(),④ 普通二极管(),⑤ 电池(),⑥ 晶体管(),⑦ 场效应管()。

(4) 放大电路中输出的电压和电流是有源器件提供的。()

(5) 用无源元件也能将电压或电流的幅度放大(例如 LC 谐振电路),因此也能组成放大电路。()

(6) 放大倍数也可以定义为输出量的瞬时值和输入量的瞬时值之比。()

题 2-2 选择合适的答案填空。

(1) 某个处于放大状态的电路,当输入电压为 10 mV 时,输出电压为 7 V ;输入电压为 15 mV 时,输出电压为 6.5 V 。(以上均为直流电压)。它的电压放大倍数为____。(700, 100, -100)

(2) 有两个 $A_u=100$ 的放大电路 I 和 II 分别对同一个具有内阻的电压信号进行放大时得到 $U_{o1}=4.85\text{ V}$, $U_{o2}=4.95\text{ V}$ 。由此可知放大电路____(I, II)比较好,因为它的____。(a. 放大倍数大, b. 输入电阻大, c. 输出电阻小)

(3) 有两个放大电路 I 和 II 分别对同一个电压信号进行放大。当输出端开路时输出电压同是 5 V ;都接入 $2\text{ k}\Omega$ 负载后, U_{o1} 下降为 2.5 V , U_{o2} 下降为 4 V 。这说明放大电路 I 的输出电阻约为____,放大电路 II 的输出电阻约为____。($2\text{ k}\Omega$, $0.5\text{ k}\Omega$, $10\text{ k}\Omega$)

题 2-3 判断正确(✓)与错误(×)。

电路的静态是指:

(1) 输入交流信号幅值不变时的电路状态。()

(2) 输入交流信号频率不变时的电路状态。()

(3) 输入交流信号且幅值为零时的状态。()

(4) 输入端开路时的状态。()

(5) 输入直流信号时的状态。()

题 2-4 判断正确(✓)与错误(×)。

(1) 分析放大电路时常常采用交直流分开分析的方法。这是因为:① 晶

极管是非线性器件, () ②电路中存在电容, () ③电路中既有交流成分又有直流成分, () ④交流成分与直流成分变化规律不同, () ⑤在一定条件下电路可视为线性电路, 因此可用叠加定理。 ()

(2) 在直流通路中只考虑: ①直流输入信号的作用, () ②直流电源的作用。 ()

(3) 在交流通路中只考虑: ①直流输入信号的作用, () ②直流输入信号中变化量的作用, () ③交流信号的作用。 ()

(4) 电路中各电量的交流成分是由交流信号源提供的。 ()

题 2-5 判断下面的提法属正确(√)或错误(×)。

(1) 图解法较适于解决的问题是: ①输入输出均为小信号时电路的交流性能, () ②输入正弦波信号时的输出波形, () ③输出为大信号时的幅值与波形, () ④输入为高频信号时的情况, () ⑤静态工作点的设置情况, () ⑥输入为低频信号时的情况。 ()

(2) h 参数等效电路法较适于解决的问题是: ①输入输出均为小信号时电路的交流性能, () ②输入正弦波信号时的输出波形, () ③输出为大信号时的幅值与波形, () ④输入为高频信号时的情况, () ⑤静态工作点的设置情况, () ⑥输入为低频信号时的情况。 ()

题 2-6 将场效应管组成的放大电路与晶体管放大电路作一比较, 有以下说法。用√或×表示同意或反对。

(1) 两种电路的组成原则: ①相同。即需要电源, 设置合适的工作点, 交流信号能被放大且不失真, () ②不相同。因为 $I_G \approx 0$ 而 $I_B \neq 0$ 。 ()

(2) 两种电路的分析方法: ①相同。都有图解法、等效电路法, () ②不相同。因为场效应管没有输入特性只有转移特性, 且管子的方程也不同。 ()

题 2-7 选择合适的答案填空。

(1) 电路的频率响应是指对于不同频率的输入信号放大倍数的变化情况。高频时放大倍数下降, 主要是因为____的影响; 低频时放大倍数下降, 主要是因为____的影响。(a. 耦合电容和旁路电容, b. 晶体管的非线性特性, c. 晶体管的极间电容和分布电容)

(2) 当输入信号频率为 f_L 或 f_H 时, 放大倍数的幅值约下降为中频时的____(0.5, 0.7, 0.9), 或者说是下降了____(3 dB, 5 dB, 7 dB)。此时与中频时相比, 放大倍数的附加相移约为____(45°, 90°, 180°)。

(3) 多级放大电路与单管放大电路相比, 频带____(变宽, 变窄, 差不多); 高频时附加相移____(变大, 变小, 基本不变)。

题 2-8 选择填空。

- (1) 直接耦合放大电路能放大____, 阻容耦合放大电路能放大____。
 (a. 直流信号, b. 交流信号, c. 交直流信号)
- (2) 阻容耦合与直接耦合的多级放大电路之间的主要不同点是____。
 (a. 所放大的信号不同, b. 交流通路不同, c. 直流通路不同)
- (3) 因为阻容耦合电路____ (a₁. 各级 Q 点相互独立, b₁. Q 点互相影响, c₁. 各级 A_u 互不影响, d₁. A_u 互相影响), 所以这类电路____ (a₂. 温漂小, b₂. 能放大直流信号, c₂. 放大倍数稳定), 但是____ (a₃. 温漂大, b₃. 不能放大直流信号, c₃. 放大倍数不稳定)。

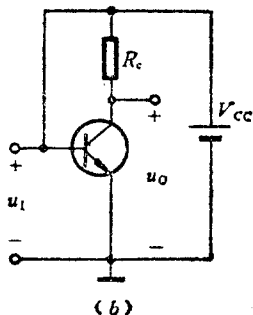
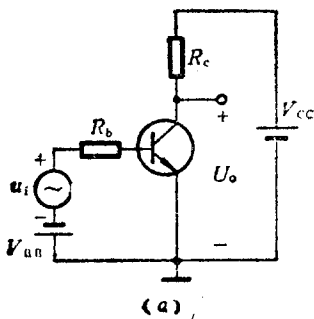
思考题和习题

题 2-9 按下表的要求填入合适的内容

电路名称	连接方式			性能比较(大, 小, 中)				
	公共极	输入极	输出极	A_u	A_i	R_i	R_o	其他
共射电路								
共集电路								
共基电路								

题 2-10 试说明为什么常选用正弦波信号做为放大电路的实验测试信号。

题 2-11 试分析图 P2-11 所示各电路能否正常放大, 并说明理由。



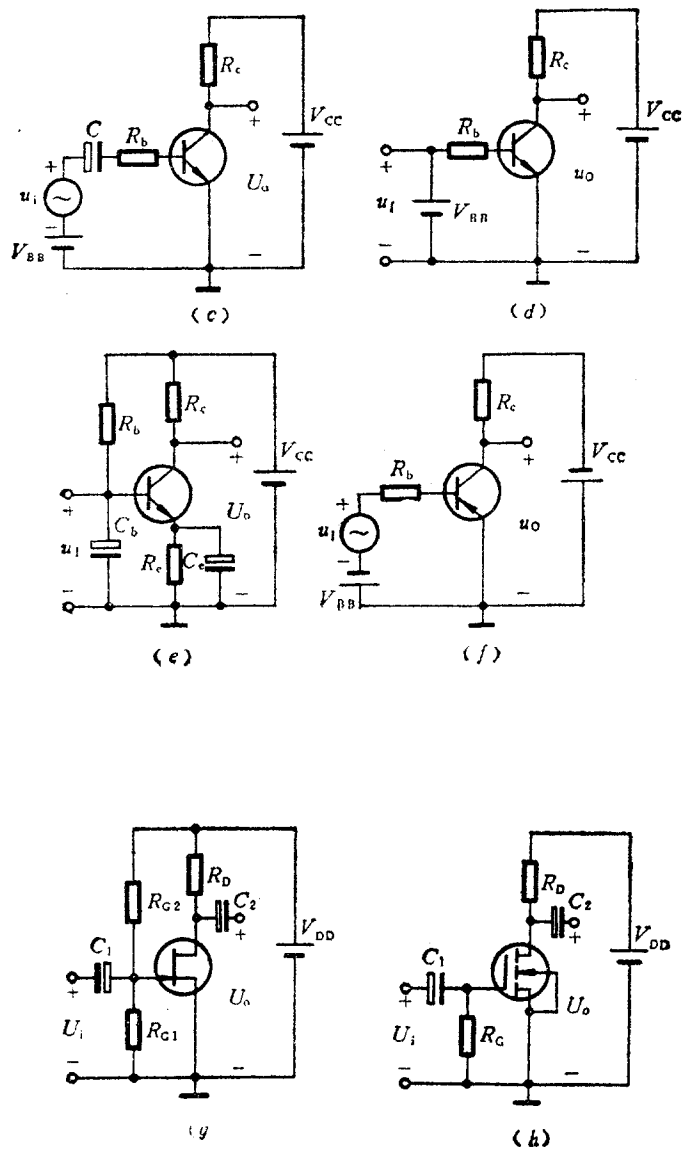


图 P 2-11

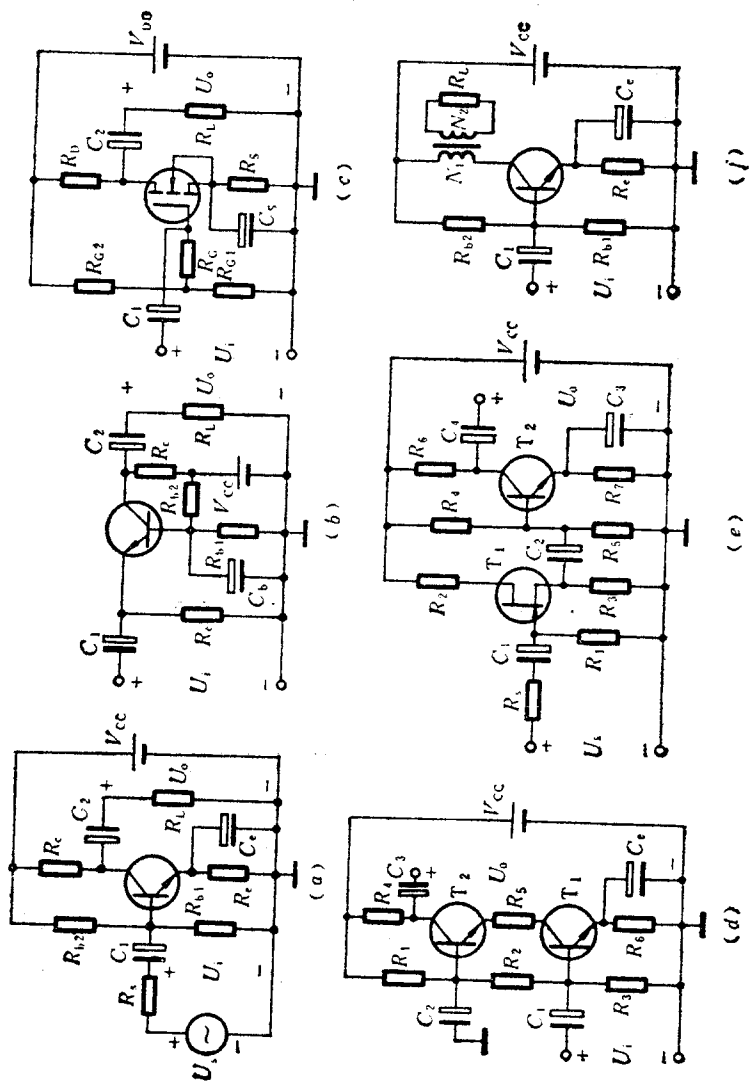


图 P 2-12

题 2-12 分别画出图 P 2-12 中各电路的直流通路和交流通路。

题 2-13 某放大电路的一部分如图 P 2-13(a) 所示, 晶体管特性如图 (b)、(c) 所示。当 R_b 分别为 $10\text{ M}\Omega$, $560\text{ k}\Omega$ 和 $150\text{ k}\Omega$ 时, 试分析

(1) 晶体管分别处于什么状态, 在图 (c) 中标出 Q 点的位置和数值。

(2) 当 $R_b = 560\text{ k}\Omega$, R_c 改为 $20\text{ k}\Omega$ 时, Q 点发生什么样的变化(左移或右移)? 晶体管的状态有无改变(饱和或截止)?

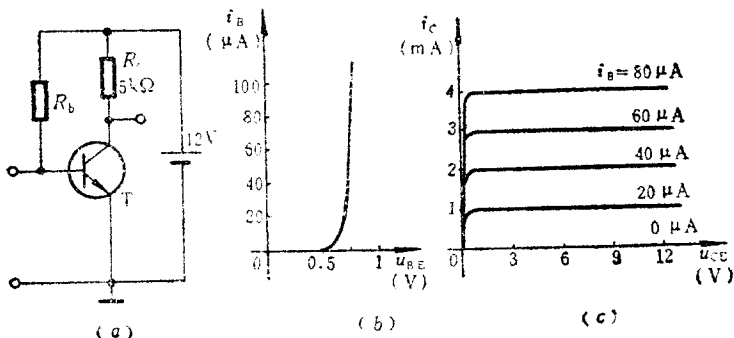


图 P 2-13

题 2-14 有两个参数不同的电路, 形式都如图 2-5 所示。

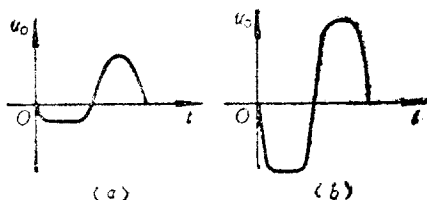


图 P 2-14

在输入正弦波信号时, 输出波形分别如图 P 2-14(a)、(b) 所示。说明它们各属于什么性质的失真(饱和、截止)? 怎样才能消除失真? 如果放大管是 PNP 型呢?

题 2-15 利用简化直流模型计算题 2-13 中 $R_b = 560\text{ k}\Omega$ 时 Q 点的数值。晶体管特性仍如图 P 2-13(b)、(c) 所示。

题 2-16 共射放大电路如图 2-5。 $V_{CC} = 12\text{ V}$, $V_{BB} = 0.8\text{ V}$, $R_c = 5\text{ k}\Omega$,

晶体管的 $\beta=50$, $r_{bb'}=200\ \Omega$ 。

(1) 设 $U_{on}=0.7\text{ V}$, 若想使静态时 $U_{CEQ}=5.5\text{ V}$, R_b 应选多大?

(2) R_b 为上述所选数值。画出简化 h 参数等效电路, 并计算出 A_u 、 R_i 和 R_o 的值。

(3) 画出此电路的电压传输特性, u_i 从 $-0.2\sim+0.2\text{ V}$ 。(要标出转折点的值)。

题 2-17 图 P 2-17 所示电路中, 晶体管的 $\beta=100$, $r_{bb'}=100\ \Omega$ 。

(1) 试计算 Q 点的数值。($u_s=0$, $U_{on}=0.7\text{ V}$)

(2) 画出交流等效电路, 计算 A_u 、 R_i 和 R_o 。

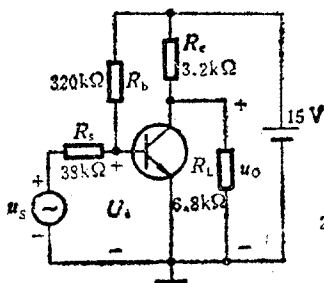


图 P2-17

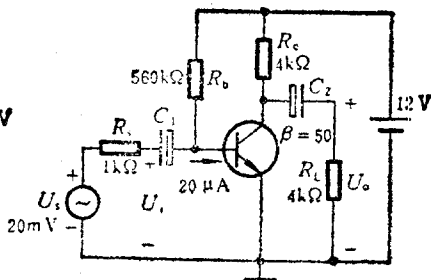


图 P2-18

题 2-18 电路如图 P2-18 所示。你认为下面结论正确吗? 用 \checkmark 或 \times 在括号内注出。

(1) 用直流电压表测出 $U_{CE}=8\text{ V}$, $U_{BE}=0.7\text{ V}$, $I_B=20\ \mu\text{A}$ 。所以 $A_u = \frac{8}{0.7} \approx 11.4$ ()

(2) 输入电阻 $R_i = \frac{20\text{ mV}}{20\ \mu\text{A}} = 10^3\ \Omega = 1\text{ k}\Omega$ ()

(3) $A_{us} = -\frac{50 \times 4}{1} = -200$ ()

(4) $R_o = 4 \parallel 4 = 2\text{ k}\Omega$ ()

题 2-19 在上题中若电路其他参数不变, 只是将原来 $\beta=50$ 的管子换成 $\beta=100$ 的管子。 A_u 是否增大了一倍? 为什么? 若换成 $\beta=150$ 的管子呢?

题 2-20 电路形式如图 P2-18所示。其中 $V_{CC}=15\text{ V}$, $R_b=1.1\text{ M}\Omega$, $R_e=5.1\text{ k}\Omega$, $R_L=5.1\text{ k}\Omega$, $R_s=1\text{ k}\Omega$ 。晶体管的 $\beta=100$, $r_{bb'}=100\ \Omega$ 。试计算 Q 点的数值, A_u , A_{us} , R_i 和 R_o 的值。

题 2-21 共集电路如图 2-28 所示。 $V_{CC}=12\text{ V}$, $V_{BB}=7.3\text{ V}$, $R_b=3.8\text{ k}\Omega$, $R_e=5\text{ k}\Omega$ 。晶体管的 $\beta=50$, $r_{bb'}=200\ \Omega$ 。

(1) 试计算 Q 点的数值。

(2) 画出交流等效电路, 计算 A_u , R_i 和 R_o 。

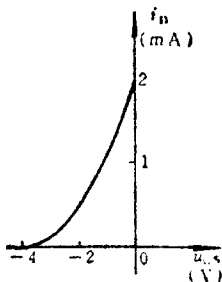
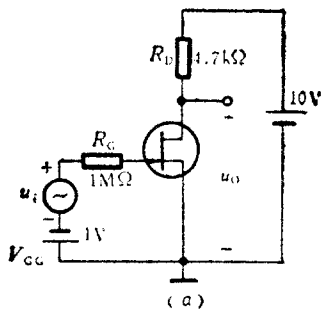
(3) 画出电压传输特性, u_i 从 $-10\sim+10\text{ V}$ 。并与题 2-16(3) 的结果进行比较。

题 2-22 上题中若晶体管的输出特性曲线如图 P 2-13(c) 所示。

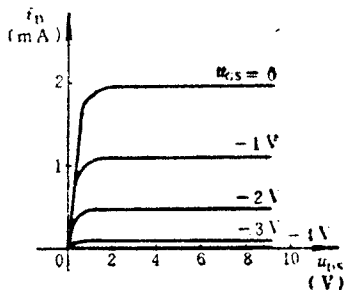
(1) 在图中画出负载线, 标出 Q 点及数值。

(2) 若输入正弦波信号时, 输出波形出现底部失真, 是什么失真(饱和、截止)? 应如何消除?

题 2-23 图 2-31(a) 所示的共基电路中 $V_{CC}=12\text{ V}$, $V_{BB}=0.8\text{ V}$, R_e



(b)



(c)

图 P 2-24

$\approx 77 \Omega$, $R_c = 5 \text{ k}\Omega$ 。晶体管 $\beta = 50$, $r_{bb'} = 100 \Omega$ 。

(1) 计算电路 U_{CQ} 、 U_{EQ} 和 I_{CQ} 的值 ($U_{on} = 0.7$)。

(2) 画出交流等效电路计算 A_u 、 R_i 和 R_o 。

题 2-24 共源放大电路如图 P 2-24(a) 所示。其中结型场效应管的特性如图 (b)、(c) 所示。

(1) 在特性曲线上用图解法求出 Q 点的数值, 并计算出此时的 g_m 。

(2) 画出交流等效电路, 求出 A_u 。

题 2-25 电路如图 P 2-25(a), MOS 管特性如图 (b)、(c) 示。

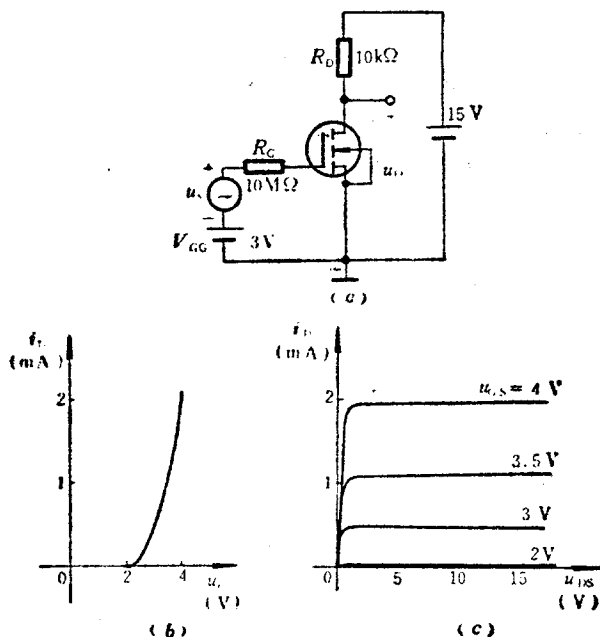


图 P 2-25

(1) 用图解法求出 Q 点的数值。

(2) 画出等效电路, 计算 A_u 和 R_o 。

题 2-26 由题 2-25 中的 MOS 管组成的共漏放大电路如图 2-39 所示。其中 $V_{GQ} = 8.5 \text{ V}$, $V_{DD} = 10 \text{ V}$, $R_G = 10 \text{ M}\Omega$, $R_S = 5 \text{ k}\Omega$ 。

(1) 计算 Q 点的数值。

(2) 画出交流等效电路计算 A_u 和 R_o 。

题 2-27 有 A 、 B 两个晶体管。 A 管的 $h_{21e}=100$, $f_T=1\text{ MHz}$; B 管的 $h_{21e}=150$; $f_T=100\text{ kHz}$ 。分别画出两管 β 的波特图, 并分析哪一个管子的高频特性好一些。

题 2-28 题 2-16 的电路中, 若晶体管的 $C_u=4\text{ pF}$, $f_T=50\text{ MHz}$ 。试计算这个电路的截止频率, 写出 A_u 的表达式, 并画出波特图。

题 2-29 某放大电路的电压放大倍数为

$$A_u = - \frac{150 \left(j \frac{f}{50} \right)}{\left(1 + j \frac{f}{50} \right) \left(1 + j \frac{f}{10^5} \right)}$$

f 的单位为赫。它的中频放大倍数 A_{um} 是多大? 电路的上下限截止频率 f_H 和 f_L 各是多大? 试画出 A_u 的波特图。

题 2-30 某放大电路 A_u 的波特图如图 P 2-30。写出 A_u 的表达式。

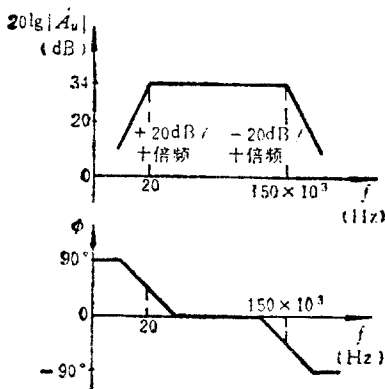


图 P 2-30

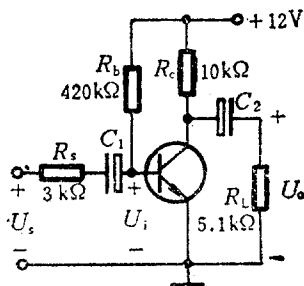


图 P 2-32

题 2-31 对图 2-51 所示电路进行分析并证明当 $f_H \gg f_L$ 时

$$\frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} \approx - \frac{r_{be}}{R_b + r_{be}} \cdot g_m \cdot R_L' \cdot \frac{j \frac{f}{f_L}}{\left(1 + j \frac{f}{f_L} \right) \left(1 + j \frac{f}{f_H} \right)}$$

题 2-32 阻容耦合共射电路如图 P2-32 所示。设晶体管的 $\beta=30$, $r_{be}=100$, $U_{CES} \approx 0.3\text{ V}$ 。

(1) 计算 Q 点的数值, 并分析此时的最大不失真输出幅值 U_{om} (峰值) 是多大 (C_1 、 C_2 的容抗很小, 可忽略)。

(2) 若想获得最大的不失真输出幅值, R_b 约为多大?

(3) 在上述情况下所需的 U_s (有效值) 约为多大?

题 2-33 工作点稳定电路如图 P 2-12(a) 所示。 $V_{CC}=15\text{ V}$, $R_{b1}=5.6\text{ k}\Omega$, $R_{b2}=40\text{ k}\Omega$, $R_c=5.1\text{ k}\Omega$, $R_e=1.1\text{ k}\Omega$, $R_L=5.1\text{ k}\Omega$, $R_s=0$ 。在下面两种情况下, 分别计算 Q 点的数值以及 A_u 、 R_i 和 R_o , 并进行比较且说明原因。

(1) 晶体管的 $\beta=100$, $r_{bb'}=100\ \Omega$ 。

(2) 晶体管的 $\beta=50$, $r_{bb'}=100\ \Omega$ 。

题 2-34 题 2-33(1) 中, 若信号源内阻 $R_s=1\text{ k}\Omega$; C_1 和 C_2 可视为很大。希望 f_L 不低于 50 Hz , 则 C_e 的值应选多大?

题 2-35 实验电路如图 P 2-12(a) 所示。其中 $V_{CC}=12\text{ V}$, $R_{b1}=15\text{ k}\Omega$, $R_{b2}=105\text{ k}\Omega$, $R_c=5\text{ k}\Omega$, $R_e=1\text{ k}\Omega$, $R_L=5\text{ k}\Omega$ 。有六组同学按此图接线。接入电源后用直流电压表测出晶体管各极的电压分别如表 P 2-35 所示。说明各组电路的工作状态是否合适。若不合适, 试分析可能出现了什么问题 (例如某元件开路或短路等)。

表 P2-35

组 号	$U_B(\text{V})$	$U_E(\text{V})$	$U_C(\text{V})$
1	0	0	0
2	0.75	0	0.3
3	1.4	0.7	8.5
4	0	0	12
5	1.5	0	12
6	1.4	0.7	4.3

题 2-36 图 P-36 所示电路中, 晶体管的 $\beta=100$, $r_{bb'}=100\ \Omega$, $R_s=0$ 。计算 Q 、 A_u 、 R_i 和 R_o , 并与题 2-33(1) 的结果进行比较。

题 2-37 上题电路中, 若 $R_s=1\text{ k}\Omega$, C_1 、 C_2 可视为很大。希望 f_L 不低于 50 Hz , C_e 应选多大? 与题 2-34 的结果进行比较。

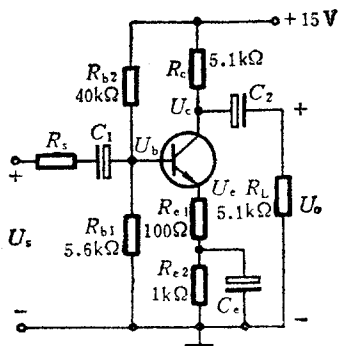


图 P 2-36

题 2-38 实验电路如图 P 2-36 所示。其中 $R_s = 1 \text{ k}\Omega$, C_1 、 C_2 、 C_e 的容抗均很小, 其他参数不变。有六组同学按此图接线, 接入电源 V_{CC} 和信号源 $U_s = 20 \text{ mV}$ 后, 用交流电压表量出的 U_b 、 U_e 、 U_o 的值列于表 P 2-38。试分析哪些组测试数据有误, 并指出是什么故障(元件的开路或短路)。

表 P 2-38

组 号	$U_b(\text{mV})$	$U_e(\text{mV})$	$U_c(\text{mV})$	$U_o(\text{mV})$
1	0	0	0	0
2	15.6	12.3	620	0
3	15.6	12.3	620	620
4	16.5	16.1	37.3	37.3
5	15.6	12.3	310	310
6	20	15.7	400	400

题 2-39 阻容耦合共源电路如图 P 2-12(c) 所示。MOS 管的特性如图 P 2-39(a)、(b) 所示。 $V_{DD} = 15 \text{ V}$, $R_{G1} = 100 \text{ k}\Omega$, $R_{G2} = 150 \text{ k}\Omega$, $R_G = 10 \text{ M}\Omega$, $R_D = 10 \text{ k}\Omega$, $R_s = 5 \text{ k}\Omega$, $R_L = 10 \text{ k}\Omega$ 。

(1) 用图解法计算 Q 点的数值。

(2) 画出交流等效电路, 计算 A_u 、 R_i 和 R_o 。

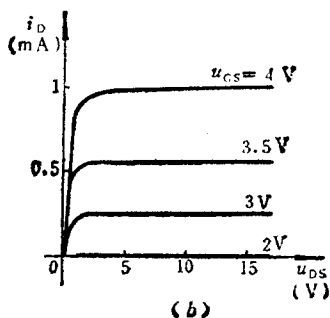
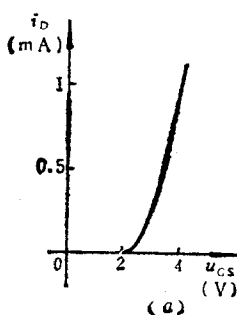


图 P 2-39

题 2-40 指出在下列情况时, 应选哪一种电路较为合适。可选电路有:

⑦图 P 2-25(a), ⑧题 2-26 电路, ⑨图 P 2-32, ⑩题 2-21 中电路。

(1) $P_i > 1 \text{ M}\Omega$, () (2) $R_o < 100 \Omega$, () (3) $|A_u| > 100$, ()

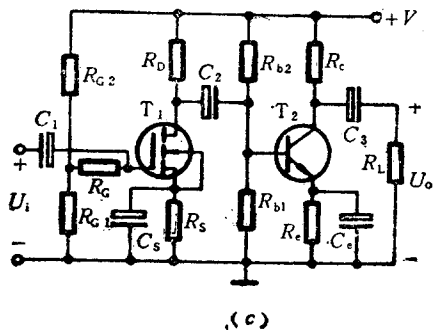
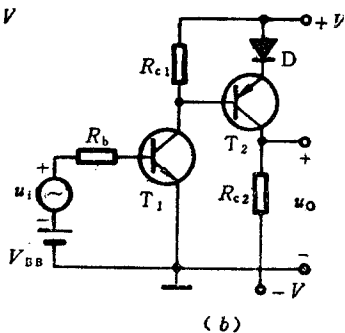
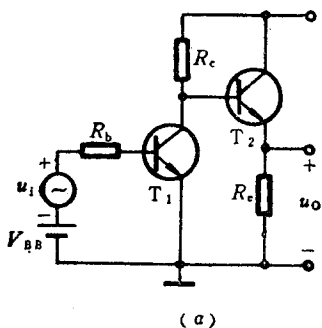


图 P 2-41

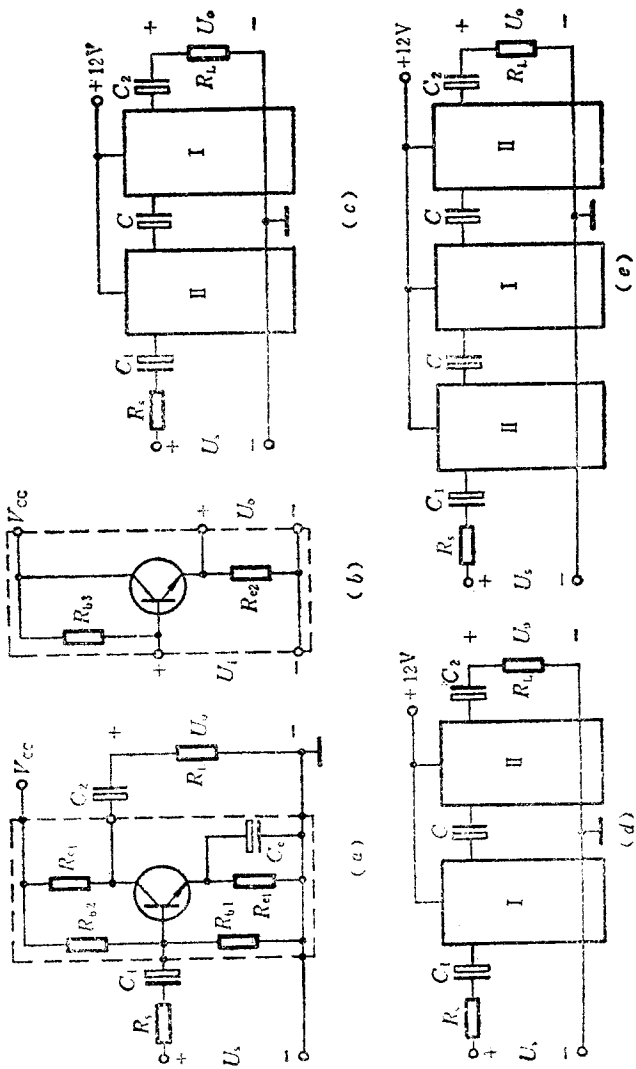


图 P 2-42

题 2-41 两级放大电路如图 P 2-41 所示。画出它们的交流等效电路，并写出 A_u 、 R_i 和 R_o 的表达式。所有电容器的容抗均可忽略。

题 2-42 有两个放大电路如图 P 2-42(a)、(b)所示，令(a)图为放大电路 I，(b)图为放大电路 II，由它们组成的多级放大电路，如图(c)、(d)、(e)所示。在典型参数值范围内试说明：

- (1) 哪一个(或几个)电路的 R_i 比较大。
- (2) 哪一个(或几个)电路的 R_o 比较小。
- (3) 哪一个电路的 $|A_u|$ 值最大。

题 2-43 图 P 2-42 中晶体管的 $\beta=100$ ， $r_{bb'}=200\ \Omega$ ， $R_s=2\ \text{k}\Omega$ ， $R_L=5.6\ \text{k}\Omega$ 。电路 I 中 $R_{b1}=16\ \text{k}\Omega$ ， $R_{b2}=84\ \text{k}\Omega$ ， $R_e=5.6\ \text{k}\Omega$ ， $R_{e1}=1.2\ \text{k}\Omega$ ；电路 II 中 $R_{b3}=570\ \text{k}\Omega$ ， $R_{e2}=5.6\ \text{k}\Omega$ 。试计算 P 2-42(a)、(c)、(d)、(e)各电路的 A_u 、 A_{us} 、 A_{uo} (R_L 开路时 A_u)， R_i 和 R_o ，并进行比较，说明共集电路的作用。

题 2-44 某电路 $A_u = \frac{0.3f^2}{\left(1+j\frac{f}{5}\right)\left(1+j\frac{f}{40}\right)\left(1+j\frac{f}{10^5}\right)}$ ， f 的单位为赫。画

出它的波特图，并求出 f_L 和 f_H 的近似值。

题 2-45 有一个两级放大电路，每一级电压放大倍数的波特图都与图 P 2-30 所示相同。试画出这个放大电路 A_u 的波特图，写出 A_u 的表达式。并计算出 f_L 和 f_H 的近似值。

*题 2-46 放大电路如图 P 2-12(d) 所示。试写出 A_u 、 R_i 和 R_o 的表达式。

*题 2-47 试分析图 P 2-47 中的几个电路，计算各电路的 A_u 、 R_i 和 R_o 的值。图(a)中结型场效应管的 $g_m=2\ \text{mA/V}$ ；图(b)中两管的 $\beta_1=\beta_2=54$ ， $r_{be1}=r_{be2}=1.5\ \text{k}\Omega$ ；图(c)中两管 $\beta_1=\beta_2=100$ ， $r_{be1}=2\ \text{k}\Omega$ ， $r_{be2}=1\ \text{k}\Omega$ 。

*题 2-48 某个由 NPN 型晶体管组成的单管放大电路的传输特性如图 P 2-48(a) 所示。它的 $A_u=?$ 你估计是哪种接法的电路？是什么耦合方式？当输入正弦波信号时，输出的最大不失真信号的有效值是多大？图(b)和图(c)也做同样的分析。

*题 2-49 将图 P 2-47(b)、(c)两个电路改成场效应管放大电路。要求电源极性不变，接法对应(如共源对应共射)，耦合方式不变。定性画出改后电路。

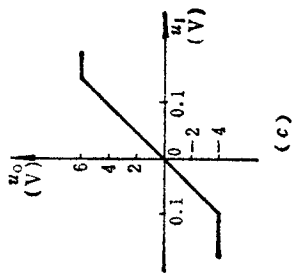
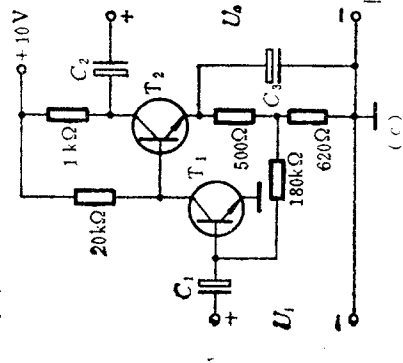
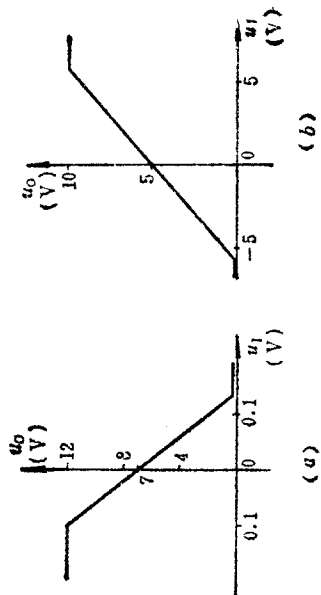
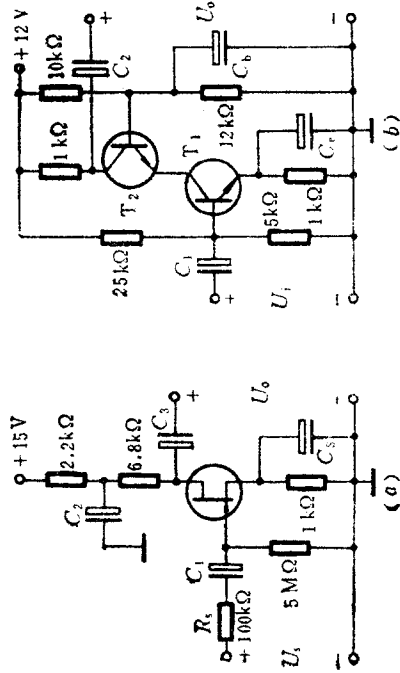


图 P 2-47

图 P 2-48

***题 2-50**

(1) 将题 2-26 电路中的场效应管改成晶体管。要求 $V_{CC}=V_{DD}$, $I_{CQ}=I_{DQ}$, $U_{BQ}=U_{SQ}$, 给定 $V_{BB}=6\text{ V}$, 晶体管 $\beta=50$ 。画出整个电路, 标出各元件的数值。

(2) 将图 P2-47(a) 电路中的场效应管改成晶体管。要求同题 2-49。

第三章 集成运算放大电路

随着半导体技术的飞速发展，在六十年代初期就开始将电子电路中的元器件集成化，也就是在第一章中所介绍的，将晶体管（或场效应管）、二极管、电阻等元器件及连线全部制造在一块半导体基片上。它本身可以是一个完整的电路，所以通称集成电路。

集成电路一般可分为线性集成电路和数字集成电路两大类。线性集成电路可按其特点分为运算放大电路、集成稳压电路、集成功率放大电路以及其他一些种类的集成电路。也可以将几个集成电路和一些元件组合成具有一定功能的模块。

线性集成电路中，发展最早、应用最广的是集成运算放大电路（简称集成运放或运放）。这是一种高放大倍数的直接耦合放大电路。由于最初是用于数值运算，所以称为运算放大电路。它的用途很广泛，早已不再限于运算，但人们至今沿用这个称呼。

本章结合运放的内部电路，介绍它的工作原理、主要性能指标及等效模型。

3.1 集成电路的特点

第一章中介绍了集成电路中的元器件，工艺剖面图、性能指标等。我们知道，由集成工艺制造出来的元器件其参数分散性大，然而相邻元器件的参数对称性却比较好。此外，几百千欧以上的电阻器，几十皮法以上的电容器，在制造上都不经济，所以一般尽量不用，对电感器尤其是这样。因此集成电路在结构上的特点是：

一、由于集成块中不能制做大容量的电容器，所以电路结构

只能采用直接耦合的方式。

二、为克服直接耦合电路的温漂,采用了温度补偿的手段。典型的补偿型电路是差动放大电路。它是利用两个晶体管参数的对称性来抑制温漂的。

三、大量采用晶体管或场效应管构成恒流源,代替大阻值的电阻,或者用来设置电路的静态电流。

四、采用复合管的接法以改进单管的性能。

3.2 集成运放的基本单元电路

图 3-1 是典型集成运放的简化原理框图,它由三级放大环节组成。输入级的作用是提供与输出端成同相关系和反相关系的两个输入端,并尽量减小温漂;中间级的作用是提供较高的电压放大倍数;输出级的作用是提供一定的电压变化(例如 $\pm 14\text{ V}$, 即对地的电压极性可正可负)和电流变化(例如 $\pm 10\text{ mA}$)。除此之外还有一些辅助环节,例如偏置电路是提供各级静态工作电流的;电平偏移电路是调节各级的电压配合的,使输入端对地电压为零时,输出端对地电压也为零;短路保护(或过流保护)电路是防止输出端对地(或其他电源)短路时损坏内部管子的;等等。

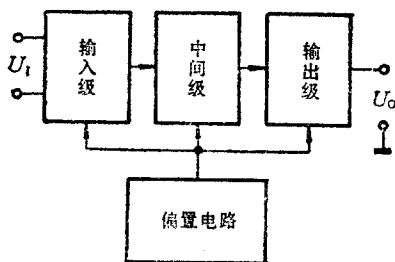


图 3-1 集成运放原理框图

下面结合这几部分介绍一些集成运放中的基本单元电路。

3.2.1 差动放大电路

在分析直接耦合式放大电路的温漂时说过,抑制温漂可以采取补偿的方法。这里介绍最典型的电路即差动放大电路。

一、电路的组成

前面我们分析过,温度的变化将引起晶体管参数的变化,而使 Q 点发生变化。减小 Q 点的变化可以从稳定 i_C 入手,从这个思想出发得到了第二章中所提出的工作点稳定电路,如图3-2(a)所示^①(原电路中的 C_e 因在直流放大状态不起旁路作用故略去,只画出了直流通路)。为了进一步减小漂移,设想在输出端加一可控电压 U ,令 $U=u_C$,如图3-2(b)所示。当 u_C 增大时, U 也增大,则接在 u_C 和 U 之间的电压 $u_O=u_C-U=0$ 。即不仅直流分量被抵消掉,漂移量也被抵消了。怎样才能使 U 与 u_C 同方向、同幅值地随温度变化呢?最好是选用性能和 T_1 一样的另一只晶体管 T_2 ,接成和 T_1 相同的形式,并选 $R_{b1}=R_{b2}$, $R_{c1}=R_{c2}$, $R_{e1}=R_{e2}$,见图3-2(c)。这样,当温度变化时, u_{C1} 和 u_{C2} 的变化一致,即输出端电压 u_O 保持不变。需要注意的是,这样做虽然初步解决了抑制温漂的问题,但输入信号不能被充分放大并出现在输出端。为此,在图3-2(d)中将 u_I 以相反的极性分别接到 T_1 和 T_2 组成的电路,这样 u_{C1} 若下降则 u_{C2} 上升, u_O 将为每管变化量的两倍。与此同时可将两个 V_{BB} 合并为一个电源。但即使这样,由于 R_{e1} 和 R_{e2} 的存在,放大倍数仍然受到相当程度的损失。解决的办法是将两个射极电阻 R_{e1} 和 R_{e2} 合并为一个电阻 R_e 。这样,在所示的 u_I 极性下,将有 i_{B1} 增加, i_{E1} 增加; i_{B2} 减少, i_{E2} 减少。同时由于对称的缘故, i_{E1} 增加的量与 i_{E2} 减少的量相等,故二者之和不变,即流过 R_e 的电流不变,则 R_e 两端的电压也不变, e 点的交流电位和地端相同。所以在交流通路中 R_e 等于短路,有利于提高放大倍数。为了使电源和信号能“共地”以减少干扰,将 V 的负端和 V_{BB} 的正端以及 u_I 的共同端接在一起作为地端。并根据这种接法将 $V-V_{BB}$

^① 在今后集成电路中,晶体管外面将不画圈以示区别。

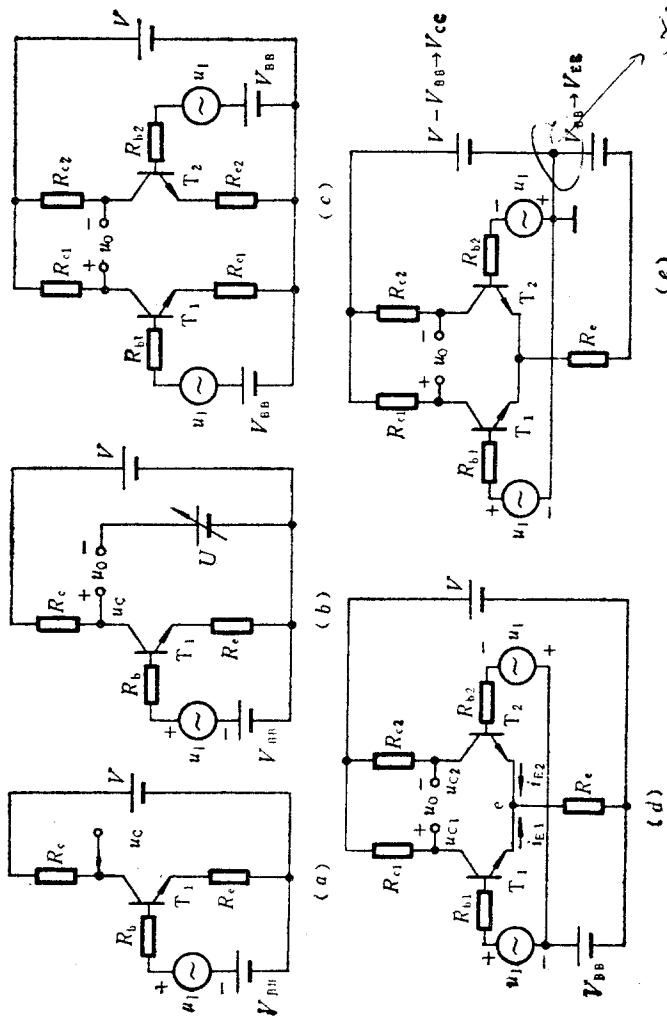


图 3-2 差动放大电路的组成

(a) 工作点稳定电路的直流通路 (b) 用可变电压 U 抵消 u_c 的漂移 (c) 用对称元件实现漂移量的抵消 (d) R_e 及 V_{BB} 合并, 信号以相反的极性分别输入 T_1 和 T_2 (e) 典型的差动放大电路

改称为 V_{CC} , V_{BB} 改称为 V_{EE} (因其负端接到发射极), 如图 3-2(e) 所示。这就是典型的差动放大电路。所谓“差动”, 就是两个输入端之间有差别, 输出端才有变动的意思。这种接法称为双端输入双端输出电路, 除此之外还有其他方式, 将在本节第七部分中介绍。

二、静态工作点的分析

现根据图 3-2(e) 的电路来计算 Q 点, 可利用其直流等效电路列出方程式: (由于电路对称, 故流过 R_e 的电流为两倍的 I_{EQ})

$$0 - (-V_{EE}) = I_{BQ} \cdot R_b + U_{on} + 2 \times (1 + \beta) \cdot I_{BQ} \cdot R_e \quad (3-1)$$

得

$$I_{BQ} = \frac{V_{EE} - U_{on}}{R_b + 2(1 + \beta) \cdot R_e} \quad (3-2)$$

一般多有 $2(1 + \beta) \cdot R_e \gg R_b$, 故 $I_{BQ} \approx \frac{V_{EE} - U_{on}}{2(1 + \beta) \cdot R_e}$

则

$$I_{EQ} \approx \frac{V_{EE} - U_{on}}{2R_e} \approx I_{CQ} \quad (3-3)$$

式 (3-3) 表明在 $2(1 + \beta) \cdot R_e \gg R_b$ 的条件下, 计算 Q 点可以按以下的思路进行: 设 $U_B \approx 0$ V, 则 $U_E \approx -U_{on}$ 。算出 R_e 上的电流 $\frac{U_E - (-V_{EE})}{R_e}$, 即为 2 倍的 I_{EQ} , 近似为 2 倍的 I_{CQ} 。从此式也可以看出, 当 $V_{EE} \gg |U_{on}|$ (硅管约为 0.7 V) 时, 温度的变化对 I_{EQ} (I_{CQ}) 的影响是很小的, Q 点基本是稳定的。

由于两边电路对称, 故 $U_{CQ1} = U_{CQ2}$ (对地), $U_O = U_{CQ1} - U_{CQ2} = 0$

三、交流性能的分析

从图 3-2(e) 中看到信号源是从两个输入端与地之间输入的。

这种极性相反、幅值相同的信号称为差模信号，用 ΔU_{Id} 表示①。

每半边电路的信号为 $\frac{1}{2}\Delta U_{Id}$ ，如图 3-3(a) 所示。

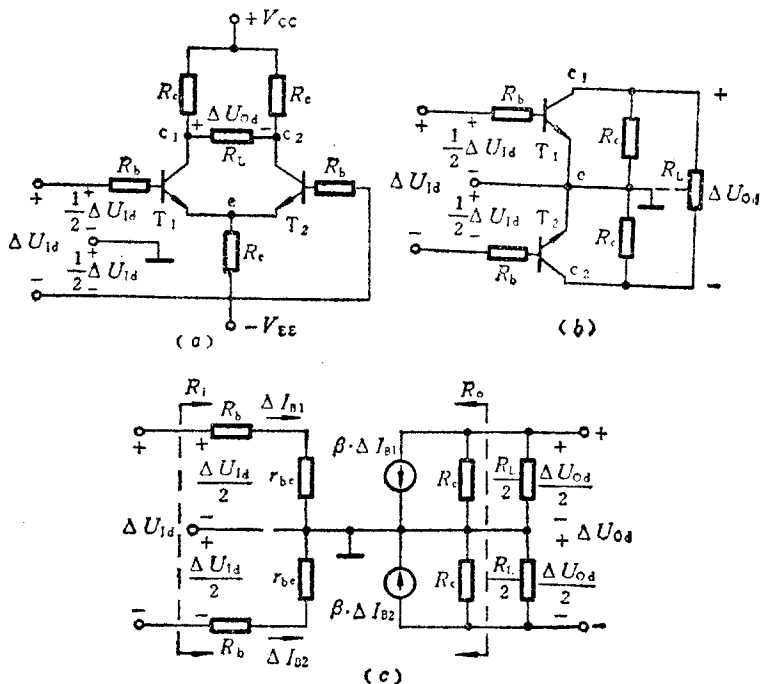


图 3-3 差放电路的交流性能分析

(a) 差放电路 (b) 输入差模信号时的交流通路 (c) 差模等效电路

前面已经提到 U_E 在输入差模信号后数值保持不变，则这一点对于差模输入信号来说相当于接地端。此时电路的交流通路和低频等效电路分别如图 3-3(b)、(c) 所示。由于负载电阻的中点电压不变，也相当于公共端，故将 R_L 分为两个相等的部分。

输入差模信号时的放大倍数称为差模放大倍数，记作 A_d

① 在测试时可用正弦波作为差模信号，这里为了和后面取得一致，用变化量表示。脚注 d 是 differential 的字头。

$$A_d = \frac{\Delta U_{Od}}{\Delta U_{Id}} \quad (3-4)$$

ΔU_{Od} 是在输入差模信号时的输出电压。从图 3-3(c) 可得

$$A_d = \frac{\Delta U_{Od}}{\Delta U_{Id}} = \frac{\frac{1}{2} \Delta U_{Od}}{\frac{1}{2} \Delta U_{Id}} = \frac{\beta \left(R_c \parallel \frac{R_L}{2} \right)}{R_b + r_{be}} = \frac{\beta \cdot R'_L}{R_b + r_{be}} \quad (3-5)$$

其中 $R'_L = R_c \parallel \frac{R_L}{2}$ 。这个数值就是半边等效电路的电压放大倍数。

由此可见,用两个晶体管组成的双端输入双端输出差动放大电路,其放大倍数和单管的放大倍数相同,实际上是通过牺牲一个管子的放大倍数去换取低温漂的效果。

电路的输入电阻则是从两个输入端看进去的等效电阻。从图(c)可很容易得出结果

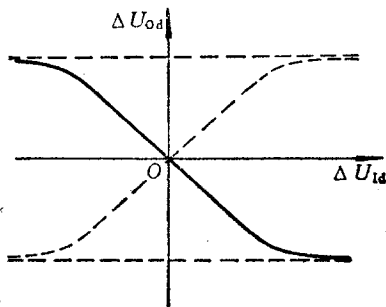
$$R_i = 2(R_b + r_{be}) \quad (3-6)$$

是单管放大电路的两倍。

$$\text{电路的输出电阻为} \quad R_o = 2R_c \quad (3-7)$$

四、输入输出关系

当我们将输入信号 ΔU_{Id} 按图 3-3 所示的极性接到输入端并令其幅值由零逐渐增大时,输出端的 ΔU_{Od} 也出现相应的变化。二者的关系如图 3-4 中的实线所示。若改变 ΔU_{Id} 的极性就得到另一条用虚线表示的对称的曲线关系。从图中可以看到,它们只有中间的一段是线性的,斜率就是由式



(3-5) 所表示的放大倍数。当信号幅值过大,输出就会产生失真,再加大 ΔU_{Id} 则 ΔU_{Od} 趋于恒定,

其数值由电源电压决定。^①

五、抑制温漂的性能指标及衡量的办法

分析电路组成时，已介绍过这个电路抑制温漂的原理。在理想情况下温漂应为零。但实际上电路的器件和元件的参数很难完全对称，因此就达不到预期的效果。如何衡量实际的效果呢？一是从理论上来分析^②，再就是可通过实际测试的办法来定出一个指标。它的出发点是这样的：由于温漂的变化是同时作用于这个电路的两部分，所以 T_1 和 T_2 的 i_c 变化情况相同。这种作用，可以看成是在两个输入端同时输入一对同极性、同幅值的信号的结果。这种信号称为共模信号，用 ΔU_{Ic} 表示^③。若电路对称性好，则对应于共模信号输入时的输出电压 ΔU_{Oc} 将很小，也就是温漂小。所以我们作出下列定义来衡量放大电路抑制温漂的能力。即

$$A_c = \frac{\Delta U_{Oc}}{\Delta U_{Ic}} \quad (3-8)$$

A_c 称为共模电压放大倍数。 A_c 越小表示电路抑制温漂的能力越强。

六、共模抑制比 K_{CMR}

由上述分析可知，差动放大电路的 A_d 是有用信号的放大倍数，当然大一些好； A_c 表明温漂的程度，应该越小越好。但一般 A_d 大，容易使 A_c 也大，所以通常用一个综合指标来衡量：即共模抑制比，记作 K_{CMR} 。它定义为

$$K_{CMR} = \left| \frac{A_d}{A_c} \right| \quad (3-9)$$

这个值越大，表明电路抑制共模信号的性能越好。

① 图中的曲线可由 $\Delta U_{Od} = R_c \cdot I_c \cdot \text{th} \left(-\frac{\Delta U_{Id}}{2U_T} \right)$ 表示，见[3-5]425~427页。

② 可参阅[3-5]第6.3节。

③ 脚注 c 是 common 的字头。

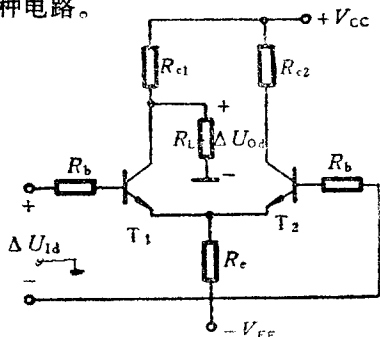
七、四种接法

差动放大电路有两个输入端和两个输出端。在前面介绍的图 3-3 所示双端输入双端输出电路中, 输入信号和输出信号的两端均不接地, 是悬空的, 它对于某些信号源来说是合适的, 如输入端接热电偶, 输出端接电压表等。但很多信号源的一个输入端是接地的, 这就要求放大电路相应的输入端也要接地, 于是形成了差动放大电路的另一种输入连接方式, 称为单端输入方式。同样, 输出端要接负载, 而负载则往往是有一端接地的, 所以输出也分双端输出和单端输出两种方式。组合起来就有四种连接方式: 双端输入双端输出; 双端输入单端输出; 单端输入双端输出和单端输入单端输出。

下面我们简单介绍其中另两种电路。

1. 双端输入单端输出电路

图 3-5 所示电路只在输出端与前面不同。它的负载电阻是接在 c_1 极到地之间的, 实际上可以将 R_L 看作第二级放大电路的输入等效电阻。



当 $\Delta U_{Id} = 0$ 时 (两个输入端都接地), 由于两半边电路的输入回路对称, 故仍有 $I_{CQ1} = I_{CQ2} \approx \frac{1}{2} I_{Re}$, 可利用式 (3-3) 计算出 I_{CQ} 的数值。并由此得到

$$U_{C1} = \frac{R_L}{R_{c1} + R_L} \cdot V_{CC} - I_{CQ} \cdot \frac{R_{c1} \cdot R_L}{R_{c1} + R_L} \quad (3-10)$$

在计算差模放大倍数时, 可先将原电路与图 3-3 相比较。因为 T_2 管的存在, 在输入差模信号时, U_E 保持不变, 所以 e 点仍为交流接地点, 只是输出电压从半边电路输出。因此放大倍数将为

双端输出电路的一半,即

$$A_d = \frac{\Delta U_{Od}}{\Delta U_{Id}} = -\frac{1}{2} \cdot \frac{\beta \cdot R'_L}{R_b + r_{be}} \quad (3-11)$$

其中 $R'_L = R_c \parallel R_L$, 负号表示输出与输入反相。

电路的输入回路没有变,所以输入电阻 R_i 仍为 $2(R_b + r_{be})$ 。

电路的输出电阻为 $R_o = R_{c10}$ 。

最后我们来看看这种电路的温漂情况。

如前所述,它可由共模放大倍数来表示。当输入共模信号时,由于两半边电路输入的是同极性、同幅值的信号,所以在 R_c 上得到的是二倍的 ΔI_E , 即 $\Delta U_{R_c} = 2\Delta I_E \cdot R_{c0}$ 。对于每个管子来说,也可以认为是 ΔI_E 流过阻值为 $2R_c$ 的电阻造成的,如图 3-6(a) 所示。 T_2 的半边电路与计算 ΔU_{Oc} 无关,故图 3-6(b) 只画出了与 T_1 有关的等效电路。从图上可求出

$$A_c = \frac{\Delta U_{Oc}}{\Delta U_{Ic}} = -\frac{\beta \cdot R'_L}{R_b + r_{be} + (1 + \beta) \times 2R_c} \quad (3-12)$$

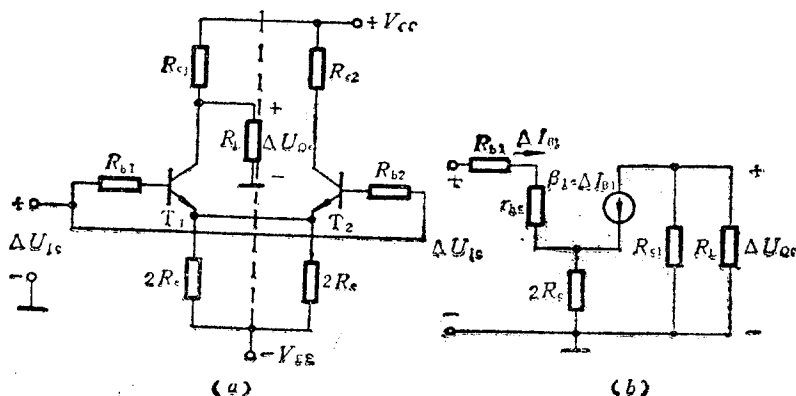


图 3-6 电路的共模分析

(a) 输入共模信号时的电路 (b) T_1 的共模等效电路

由于 $(1 + \beta) \times 2R_c$ 一般很大,故单端输出的温漂也不很大,比起共

射基本电路要小得多。还可以求出共模抑制比

$$\begin{aligned} K_{\text{CMR}} &= \left| \frac{A_d}{A_c} \right| = \frac{R_b + r_{be} + (1 + \beta) \times 2R_e}{2(R_b + r_{be})} \\ &= \frac{1}{2} + \frac{(1 + \beta)R_e}{R_b + r_{be}} \end{aligned} \quad (3-13)$$

由上两式可见, R_e 加大对减小共模放大倍数和提高共模抑制比都有好处。为了突出这一点, 通常把具有 R_e 的差动放大电路称为“长尾”式差放电路, R_e 好比是一对管子的尾巴, 越长对抑制温漂越有利。

对于单端输出电路来说, 如果输入差模信号的极性不变, 而输出信号是从 T_2 管的集电极输出, 则输出将与输入同相。读者可自行加以证明。

2. 单端输入双端输出电路

所谓单端输入, 是指将输入端中一端接地, 如图 3-7(a) 所示。对于这种输入方式, 我们可以将它进行等效变换, 把原来的信号分成一个共模信号和一对差模信号, 如图 3-7(b) 所示。不难看出 T_1 得到的信号仍为 $\frac{\Delta U_I}{2} + \frac{\Delta U_I}{2} = \Delta U_I$, 而 T_2 输入仍如同接地: $\frac{\Delta U_I}{2} - \frac{\Delta U_I}{2} = 0$ 。进行这样的变换后, 电路又可按以前的方式分析。

由于输入信号中有差模和共模信号两部分, 则输出信号也由两部分组成

$$\Delta U_O = \Delta U_{Id} \cdot A_d + \Delta U_{Ic} \cdot A_c = \Delta U_I \cdot A_d + \frac{\Delta U_I}{2} \cdot A_c \quad (3-14)$$

前面我们已计算过双端输入双端输出的共模电压放大倍数在理论上等于零, 而差模放大倍数如式(3-5), 则

$$\Delta U_O = -\Delta U_I \cdot \frac{\beta \cdot R'_L}{R_b + r_{be}}$$

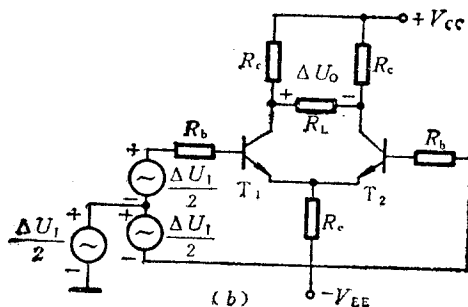
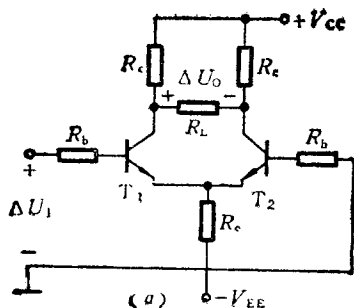


图3-7 单端输入双端输出的差放电路
(a) 差放电路 (b) 对信号源进行等效变换

电路的输入电阻可从式(2-29)得出

$$R_i = R_b + r_{be1} + (1 + \beta_1) \cdot R'_e \quad (3-15)$$

其中 R'_e 是从 T_1 射极向右看过去的等效电阻。由式(2-30)可知

$R'_e = R_e \parallel \frac{R_b + r_{be}}{1 + \beta_2}$ 。一般有 $\frac{R_b + r_{be}}{1 + \beta_2} \ll R_e$, 和 $\beta_1 = \beta_2$, 则可得近似

关系

$$R_i \approx 2(R_b + r_{be}) \quad (3-16)$$

电路的输出电阻为 $R_o = 2R_{ce}$ 。

单端输入单端输出电路和上面所述电路的区别只在于输出取

自图 3-7 电路中 T_1 (或 T_2) 的集电极, 具体指标不再分析。结论是: 差模电压放大倍数同双端输入单端输出电路; 输入电阻同单端输入双端输出电路; 输出电阻同单端输出电路。读者可自行证明, 并总结上述四种接法的差模和共模放大倍数以及输入输出电阻和输入输出的相位关系①。

八、改进型差动放大电路

通过前面的分析, 我们知道这种长尾式差放电路能比较有效地抑制温漂, 而且 R_e 越大抑制能力越强。尤其对于单端输出电路来说 (这种输出方式用得非常广泛), 增大 R_e 来抑制温漂更为重要, 见式 (3-14)。但是 R_e 的增大是有限的, 一是当电源 V_{EE} 已选定后, R_e 太大会使 I_{CQ} 下降太多, 影响放大倍数; 二是在集成电路中不易制做大阻值的电阻。为此, 我们希望得到这样一种器件: 它的交流等效电阻很大, 直流压降却不太大。恒流源具有这种性能。

回想晶体管的输出特性, 在放大区的很大范围内 i_c 基本上取

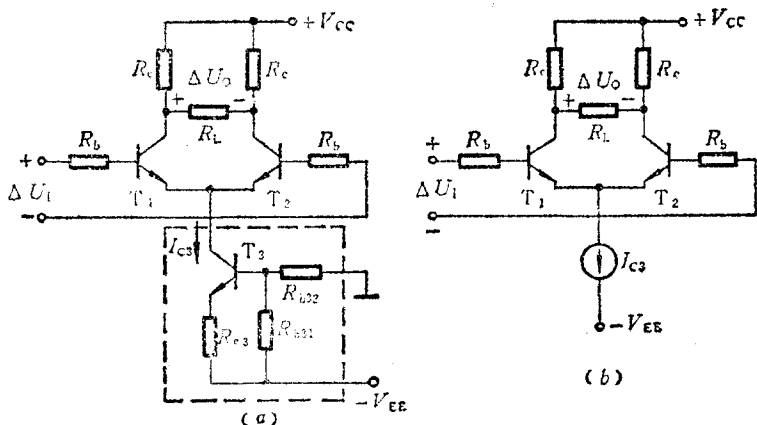


图 3-8 具有恒流源的差放电路

(a) 用恒流源代替 R_e 的差放电路 (b) 电路的简化表示

① 可参阅[3-1]222~223页。

决于 i_B 的值而与 u_{CE} 的大小无关。这相当于一个内阻很大的电流源。要实现这种恒流特性，可利用工作点稳定电路来代替 R_{e0} 。这样，我们得到了如图 3-8(a) 所示电路。图中 I_{C3} 的计算方法同前。将电流源简化示于图 3-8(b)。

由于 $I_{C1} + I_{C2} \approx I_{C3}$ ，若 I_{C3} 为恒定值，则 I_{C1} 和 I_{C2} 也基本上为恒定。所以由这种方式组成的四种差动放大电路温漂都会更小。

实际电路的元器件不可能完全对称，会造成无输入电压 ($U_I = 0$) 时， $U_O \neq 0$ 。解决的办法是在电路中用一个电位器进行调节，如图 3-9(a)、(b) 所示。使 $U_I = 0$ 时， $I_{C1} \cdot R_{c1} = I_{C2} \cdot R_{c2}$ ，则 $U_O = 0$ 。当然这种调节只能在两边电路性能差别不太大的情况下才适用。若差别太大，说明参数失调比较严重，由前面的分析可知，温漂也将加大，即使调节 R_W 使 $U_O = 0$ ，也不能解决温漂问题，应更换器件。

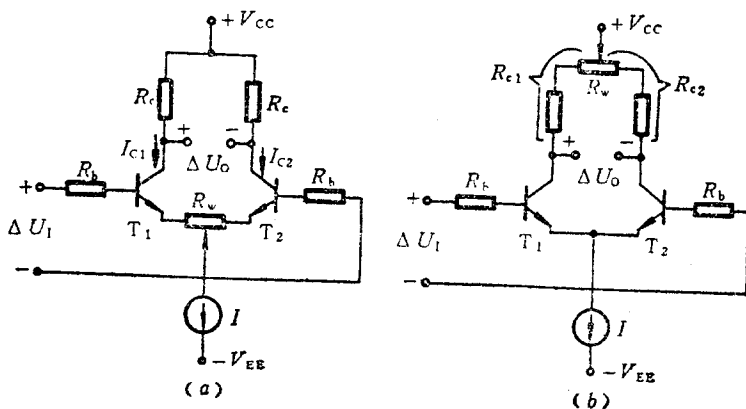


图 3-9 带调零措施的差放电路

(a) 调节 I_C 的电路 (b) 调节 R_C 的电路

九、场效应管组成的差动放大电路

由场效应管组成的差动放大电路在结构形式、性能等方面均与双极型晶体管的差动电路类似。通过这两种管子的对应关系,读者很容易得到四种连接方式的差放电路,并计算出各自的性能。图 3-10 示出了一个典型的电路,是恒流源差放电路。场效应管差放电路的主要特点是输入电阻高于晶体管差放电路,但温漂较大。①

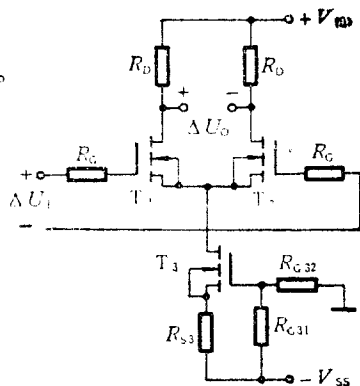


图 3-10 场效应管差放电路

[例 3-1] (1) 差放电路如图 3-3(a) 所示。其中 $R_b = 1 \text{ k}\Omega$, $R_c = 5.1 \text{ k}\Omega$, $R_L = 10 \text{ k}\Omega$, $R_e = 7.1 \text{ k}\Omega$, $V_{CC} = 15 \text{ V}$, $-V_{EE} = -15 \text{ V}$ 。晶体管的 $r_{bb'}$ = 100Ω , $\beta = 50$ 。计算电路 Q 点的数值及 A_u ③、 R_i 和 R_o 。

(2) 将上题电路中的 R_e 用恒流源代替, 电路如图 3-8(a) 所示, 其他参数均不变。 T_3 与 T_1 、 T_2 性能相同。选择 R_{b31} 、 R_{b32} 和 R_{e3} 的阻值。要求阻值在 $30 \text{ k}\Omega$ 以下, $U_{CE3} > 3 \text{ V}$ 。

解: (1) 先计算 Q 点的数值。利用式 (3-3) 得

$$I_{CQ} \approx \frac{V_{EE} - U_{BE}}{2R_e} = \frac{15 - 0.7}{2 \times 7.1} \approx 1 \text{ mA}$$

$$U_{C1} = U_{C2} = V_{CC} - I_{CQ} \cdot R_c = 15 - 1 \times 5.1 = 9.9 \text{ V}$$

$$\text{根据式 (3-5) 可得 } A_u = \frac{\Delta U_o}{\Delta U_i} = - \frac{\beta \cdot R'_L}{R_b + r_{be}}$$

$$\text{其中 } r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta) \cdot \frac{U_T}{I_{EQ}} \approx 100 + (1 + 50) \cdot \frac{26}{1} \approx 1400 \Omega = 1.4 \text{ k}\Omega$$

$$R'_L = R_c \parallel \frac{R_L}{2} = 5.1 \parallel \frac{10}{2} \approx 2.5 \text{ k}\Omega$$

① 见 [3-8] 2.2 节。

② 由于讨论的是有用信号, 即差模信号, 故在未加特别说明时, 输入信号指差模信号, A_u 指差模放大倍数。

所以

$$A_u = -\frac{50 \times 2.5}{1 + 1.4} \approx -52$$

$$R_i = 2(R_b + r_{be}) = 2 \times (1 + 1.4) = 4.8 \text{ k}\Omega$$

$$R_o = 2R_c = 2 \times 5.1 = 10.2 \text{ k}\Omega$$

(2) 由于 $U_{C_3} \approx -0.7 \text{ V}$, 且要求 $U_{CE_3} > 3 \text{ V}$, 即 $U_{E_3} < -3.7 \text{ V}$, 取 $U_{E_3} = -5 \text{ V}$ 。

再由 $I_{E_3} = 2 \text{ mA}$, 可求出 $R_{e_3} \approx \frac{U_{E_3} - (-V_{EE})}{I_{E_3}} = \frac{-5 - (-15)}{2} = 5 \text{ k}\Omega$, 取 $R_{e_3} = 5.1 \text{ k}\Omega$ 。

由 U_{E_3} 可知 $U_{B_3} \approx U_{E_3} + 0.7 = -5 + 0.7 = -4.3 \text{ V}$

为满足流过 $R_{b_{32}}$ 的电流 $I \gg I_{B_3}$, 设 $R_{b_{32}} + R_{b_{31}} = 30 \text{ k}\Omega$, 即 $I = \frac{V_{EE}}{R_{b_{32}} + R_{b_{31}}} = 0.5 \text{ mA}$ 。比 $I_{B_3} = \frac{I_{E_3}}{\beta} = \frac{2}{50} = 0.04 \text{ mA}$ 大得多。则

$$R_{b_{32}} = \frac{0 - U_{B_3}}{I} = \frac{4.3}{0.5} = 8.6 \text{ k}\Omega, \text{ 选为 } 8.2 \text{ k}\Omega。$$

$$R_{b_{31}} = \frac{U_{B_3} - (-V_{EE})}{I} = 21.4 \text{ k}\Omega, \text{ 选为 } 22 \text{ k}\Omega。$$

由于 I_{CQ} 与题(1)相同, 其他参数也相同, 所以 Q 点、 A_u 、 R_i 和 R_o 均与题(1)相同。

3.2.2 电流源电路

前面我们用一个恒流源代替 R_e , 使电路性能大大改善。同时也看到恒流源电路还有两方面的问题: 一是电路中用了三个电阻, 但在集成工艺中则希望电阻越少越好; 二是由于作为恒流源的管子, 它的 U_{BE} 还要受温度变化的影响, 因此抑制温漂还不理想。下面我们介绍在集成电路中常用的恒流源电路的形式。

一、镜象电流源电路

针对上面的分析, 我们设想在图 3-8(a) 的恒流源电路中, 用另外一个和 T_3 同样的管子来取代 $R_{b_{31}}$, 并取消 R_{e_3} , 如图 3-11 所示。其中 T_1 相当于图 3-8 中的 T_3 , T_0 的 be 端代替了原来的

R_{B1} 。由图可见, 当温度升高使 U_{BE1} 变小、 I_{C1} 增加的同时, 温度升高使 T_0 的 U_{BE} 也变小, 这样就削弱了 I_{B1} 的增加, 从而抑制了 I_{C1} 的增大。根据方程 $I_E = I_S(e^{U_{BE}/U_T} - 1)$, 由于两个晶体管的 b、c 结连在一起, U_{BE} 相同, I_S 相同, 则 I_E 、 I_C 也相同。 T_1 的集电极电流

$$I_{C1} = I_R - (I_{B0} + I_{B1}) = I_R - 2I_{B1} = I_R - 2\frac{I_{C1}}{\beta_1}$$

由此可得
$$I_{C1} = \frac{\beta_1}{\beta_1 + 2} \cdot I_R \quad (3-17)$$

如果 $\beta_1 \gg 1$, 则有 $I_{C1} \approx I_R$ 。因此, 只要 I_R 确定 $\left(= \frac{V - U_{CE}}{R_0} \right)$ 则 I_{C1} 就确定了。

这种电路称为镜象电流源电路。因为只要 T_0 和 T_1 的构造相同, U_{BE} 相同, I_C 就相同。好比镜中的影象和原物体的形象一致。它的优点是结构简单, 两管参数对称符合集成电路的特点; 缺点是, I_{C1} 的数值仍受电源电压、 R_0 和 U_{BE} 的影响。同时若想得到小电流(如微安量级), 则 R_0 必须很大, 又遇到了老问题。

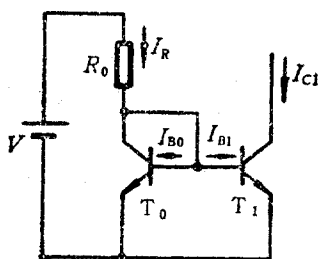


图 3-11 镜象电流源电路

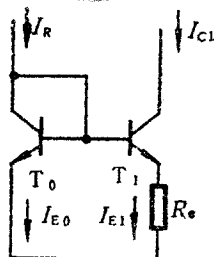


图 3-12 微电流源电路

二、微电流源

若想获得小电流的同时仍保持 R_0 阻值不太大, 则应使 $I_{C1} < I_R$ 。为此可将 T_1 的发射极电阻 R_e 保留, 如图 3-12 所示。则

$U_{BE1} < U_{BE0}$, 可知 $I_{C1} < I_R$ 。下面具体分析它们的关系。

因为两管参数相同, 所以都符合同一方程 $i_E = I_S(e^{U_{BE}/U_T} - 1)$ 。当 $U_{BE} \gg U_T$ 时, $I_{E0} \approx I_S \cdot e^{U_{BE0}/U_T}$, $I_{E1} \approx I_S \cdot e^{U_{BE1}/U_T}$ 。

$$\frac{I_{E0}}{I_{E1}} \approx e^{(U_{BE0} - U_{BE1})/U_T} \quad (3-18)$$

或
$$U_{BE0} - U_{BE1} \approx U_T \cdot \ln \frac{I_{E0}}{I_{E1}} \quad (3-19)$$

又知
$$U_{BE0} - U_{BE1} \approx I_{E1} \cdot R_e$$

则

$$I_{E1} \cdot R_e \approx U_T \cdot \ln \frac{I_{E0}}{I_{E1}}$$

利用近似关系 $I_{E0} \approx I_R$, $I_{E1} \approx I_{C1}$, 代入上式得

$$I_{C1} \cdot R_e \approx U_T \cdot \ln \frac{I_R}{I_{C1}} \quad (3-20)$$

这是一个超越方程, 一般可用图解法或累试法来解^①, 但在设计中一般是先确定 I_R 和 I_{C1} 的数值, 再去确定 R_e 的值, 则是很容易求的。

三、多路电流源电路

前面讨论的电流源都是用一个参考电流去获得另一个固定电流。我们可以推广一下, 用一个参考电流去获得多个电流, 而且各个电流的数值可以不相同。

图 3-13 就是在镜象电流源和微电流源的基础上得到的多路电流源电路。其中 T_0 构成参考电流源, $T_1 \sim T_3$ 相当于原来的 T_1 。则

$$U_{BE0} + I_{E0} \cdot R_0 = U_{BE1} + I_{E1} \cdot R_1 = U_{BE2} + I_{E2} \cdot R_2 = U_{BE3} + I_{E3} \cdot R_3$$

由于这几个管子的 U_{BE} 数值大致相同, 因此, 有以下近似关系

^① 可见[3-5]第 495~499 页。

$$I_{E0} \cdot R_0 \approx I_{E1} \cdot R_1 \approx I_{E2} \cdot R_2 \approx I_{E3} \cdot R_3 \quad (3-21)$$

当 I_{E0} 确定后, 可以通过选择合适的电阻, 以获得不同数值的电流。

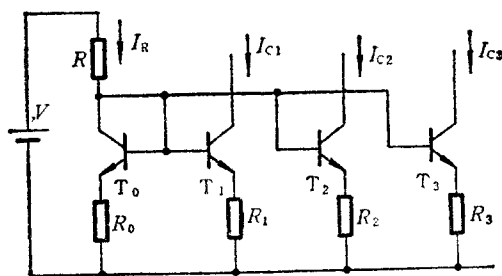


图 3-13 多路电流源电路

由场效应管同样也能组成上述几种电流源电路。图 3-14 是多路电流源电路。 $T_0 \sim T_3$ 都是 N 沟道增强型 MOS 管, I_R 确定后, 其他几个电流可通过以下关系确定。

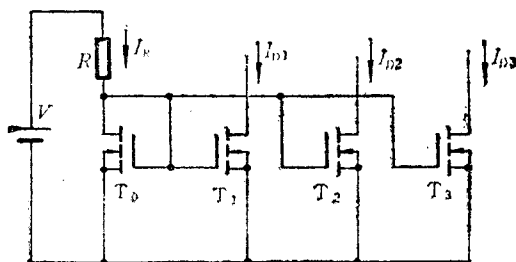


图 3-14 MOS 管多路电流源电路

$$\text{根据场效应管的特性} \quad i_D = \frac{\mu C_0 W}{2L} (u_{GS} - U_{GS(th)})^2$$

式中 μ : 多数载流子的迁移率

C_0 : 单位面积的栅极电容

L : 沟道长度

W : 沟道宽度(垂直于 L)

当几个管子的 $U_{GS(th)}$ 等参数相同时, 在相同的 u_{GS} 条件下, i_D 正比于沟道的宽长比。记 $W/L = S$, 则

$$\frac{I_{D1}}{I_{D0}} = \frac{\frac{W_1}{L_1}}{\frac{W_2}{L_2}} = \frac{S_1}{S_0}, \quad \frac{I_{D2}}{I_{D0}} = \frac{S_2}{S_0}, \quad \frac{I_{D3}}{I_{D0}} = \frac{S_3}{S_0} \quad (3-22)$$

这样我们就能很方便地通过改变场效应管的几何尺寸来获得各种数值的电流。

所有的电流源电路中, 想要获得恒定的电流, 其关键是参考电流要恒定。我们这里介绍的是一般电路, 若要求更高的话, 经过改进可得到更稳定的参考电流源①。

[例 3-2] 图 3-15 是集成运放 F007 中的一部分电路, 它们组成电流源电路。(各元器件的编号均与后面 F007 电路图上的编号相同。) 试计算各个管子的电流。其中 T_{12} 和 T_{13} 是横向 PNP 管, $\beta_{12} = \beta_{13} = 2$ 。 T_{10} 和 T_{11} 是 NPN 型管。

解: 从图中很容易看出流过 R_5 的电流就是参考电流 I_R 。在求出 I_R 后,

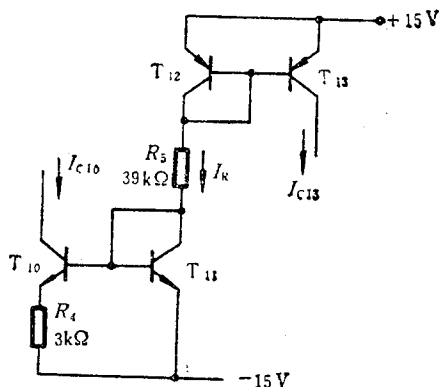


图 3-15 F007 中的电流源电路

① 见[3-5]499~500 页或附录 11 A。

就可以利用前面的分析求出 I_{C13} 和 I_{C16} 了。

$$I_R = \frac{15 - (-15) - U_{BE12} - U_{BE11}}{R_s} \approx \frac{28.6}{39} \approx 0.73 \text{ mA}$$

T_{10} 与 T_{11} 构成微电流源, 根据式(3-20)得

$$I_{C10} \cdot R_4 \approx U_T \cdot \ln \frac{I_R}{I_{C10}}$$

即 $3I_{C10} = 26 \cdot \ln \frac{730}{I_{C10}}$, I_{C10} 的单位为 μA 。利用图解法或累试法求出 $I_{C10} \approx 28 \mu\text{A}$ 。

T_{12} 与 T_{13} 组成镜像电流源。由于它们的 β 很小, 故基极电流不能忽略, 则利用式(3-17)得

$$I_{C12} = \frac{\beta_{12}}{\beta_{12} + 2} \cdot I_R = \frac{2}{2 + 2} \times 0.73 = 0.365 \text{ mA} = I_{C12}$$

四、作为有源负载的电流源电路

恒流源在集成电路中除了设置偏置电流外还可以作为放大电路的有源负载, 以提高放大倍数。我们先看一个简单的例子。

图 3-16(a) 是带负载电阻 R_L 的基本共射放大电路, 在负载电阻已定的情况下, 若 R_c 越大则 A_v 越大。我们用一个恒流源 I 代替 R_c , 如图 3-16(b) 所示, 则交流等效电路如图 3-16(c) 所示。由于恒流源的等效内阻为无穷大, 可视为开路, 即变化的电流 βI_b 全部流向 R_L , 所以提高了放大倍数。图 3-16(d) 是用前面介绍的镜像电流源组成的电路, 图 3-16(e) 是它的交流等效电路。其中 T_2 等效为一个内阻 r_{ce2} 。在要求精度比较高或者 R_L 的数值与 r_{ce} 可以相比的情况时, 也应该考虑 T_1 管等效模型中的 r_{ce1} 的影响。这样得到的电压放大倍数

$$A_v = - \frac{\beta(r_{ce1} // r_{ce2} // R_L)}{R_b + r_{be}} \quad (3-23)$$

晶体管是有源器件, 用晶体管作为 T_1 的负载就称为有源负载。

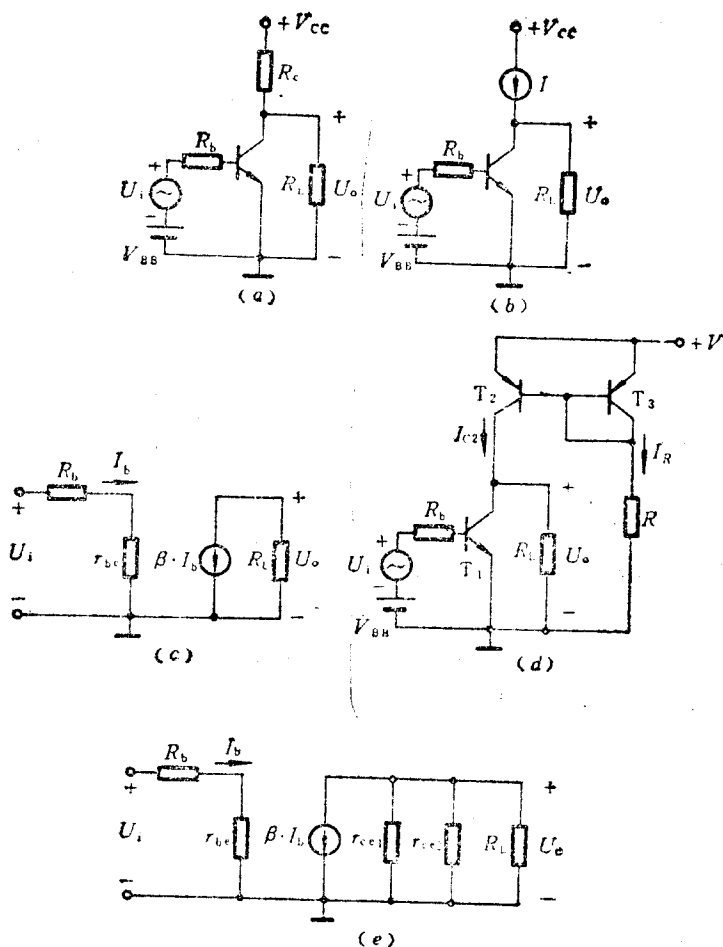


图3-16 有源负载共射放大电路

(a) 基本共射电路 (b) 恒流源负载电路 (c) 交流等效电路
 (d) 实际有源负载电路 (e) 交流等效电路

利用镜象电流源还可以使单端输出的差动放大电路的电压放大倍数提高近一倍，接近双端输出时的放大倍数。常见的电路形式如图 3-17 所示。 T_1 、 T_2 组成共射接法的差动放大电路， T_3 、 T_4

(PNP 型管) 组成镜像电流源作有源负载。若 b_3 通过电阻接地, 则 I_{C3} 和 I_{C4} 均为恒定值, 由 ΔU_1 引起的 ΔI_{C1} 和 ΔI_{C2} 只有后者与 ΔI_O 有联系, 因此放大倍数为双端输出的一半。若通过 b_3 (亦为 b_4) 与 c_1 的连线将 ΔI_{C1} 引到 T_3 和 T_4 的基极, 从而产生 ΔI_{C3} 和 ΔI_{C4} , 且 ΔI_{C4} 的方向与 ΔI_{C2} 相反, 即

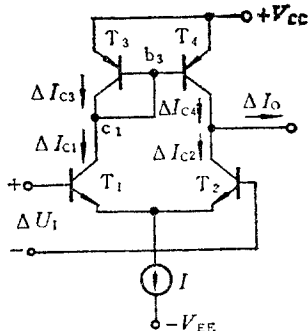


图 3-17 有源负载差放电路

I_{C2} 增加时 I_{C4} 减小, 则 ΔI_O 将近似为原来的两倍。具体分析如下。

当输入信号为零时, $I_{C1} = I_{C2} = I/2$ 。若 $\beta_3 \gg 1, \beta_4 \gg 1$, 则 $I_{C3} \approx I_{C1}, I_{C4} \approx I_{C3}, I_{C4} \approx I_{C2}$ 。所以静态时输出电流 $I_O = I_{C4} - I_{C2} = 0$ 。当输入差模信号 ΔU_1 时, i_{C1} 从 $I_{C1} \rightarrow I_{C1} + \Delta I_{C1}$, i_{C2} 从 $I_{C2} \rightarrow I_{C2} + \Delta I_{C2}$, 而 $\Delta I_{C2} = -\Delta I_{C1}$ 。又因为电流镜的缘故使 $\Delta I_{C4} = \Delta I_{C3}$, 而 $\Delta I_{C3} \approx \Delta I_{C1}$, 则 $\Delta I_{C4} \approx \Delta I_{C1}$ 。 $\Delta I_O = \Delta I_{C4} - \Delta I_{C2} = \Delta I_{C1} - (-\Delta I_{C1}) = 2\Delta I_{C1}$ 。既然输出电流比单端输出时大了一倍, 则放大倍数也就大了一倍。已知 $\Delta I_{C1} = \beta_1 \cdot \Delta I_{B1} = \beta_1 \cdot \frac{\Delta U_1}{2r_{be1}}$ 则

$$A_{iu} = \frac{\Delta I_O}{\Delta U_1} = 2 \cdot \frac{\Delta I_{C1}}{\Delta U_1} = \frac{\beta_1}{r_{be1}} \approx g_{m1} \quad (3-24)$$

〔例 3-3〕 图 3-18 是集成运放 F007 的输入级电路。其中几个 PNP 管的 β 均为 40。 $\beta_1 = \beta_2 = 150$ 。 $I_{EQ1} \approx 16 \mu A$ 。试计算这一级的放大倍数 A_{iu} 及电路的输入电阻 R_i 。

解: 从图上可清楚地看出这个电路是有源负载的差动放大电路。 $T_1 \sim T_4$ 组成共集-共基组态的差动放大。 T_5 和 T_6 是它们的有源负载。 T_7 代替了图 3-17 中由 c_1 至 b_3 的连线, 同样地使输出变化电流加倍, 且进一步使 ΔI_{C5} 更接近 ΔI_{C3} 。根据前面的分析, 则 $\Delta I_{O1} = 2\Delta I_{C4}$ 。

$$\Delta I_{C4} = \frac{\beta_4}{1+\beta_4} \cdot \Delta I_{E4} = \frac{\beta_4}{1+\beta_4} \cdot \Delta I_{E2} = \frac{\beta_4}{1+\beta_4} (1+\beta_2) \cdot \Delta I_{B2}$$

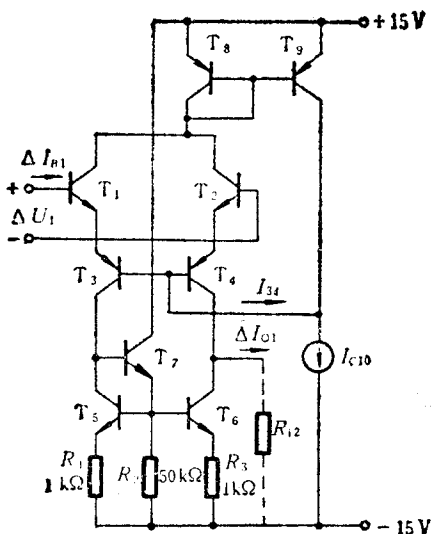


图 3-18 F007 的输入级电路

$$\beta_1 = \beta_2, \beta_3 = \beta_4, \Delta I_{B2} = -\Delta I_{B1}$$

$$\Delta I_{O1} = -2 \cdot \frac{\beta_3(1+\beta_1)}{1+\beta_3} \cdot \Delta I_{B1}$$

从输入回路看，接在 T_1 发射极的等效电阻 R'_e 是 T_3 的输入电阻。 T_3 和 T_4 组成差动式共基电路（因 I_{E3} 增加时 I_{E4} 减少而 I_{34} 不变），它的输入电阻为 $r_{be3}/(1+\beta_3)$ 。故电路的输入电阻为

$$R_i = 2[r_{be1} + (1+\beta_1) \cdot R'_e] = 2 \left[r_{be1} + (1+\beta_1) \frac{r_{be3}}{1+\beta_3} \right]$$

$$\text{而} \quad r_{be1} \approx (1+\beta_1) \frac{U_T}{I_{EQ1}}, \quad r_{be3} \approx (1+\beta_3) \frac{U_T}{I_{EQ3}}$$

$$\text{又} \quad I_{EQ1} = I_{EQ3}$$

$$\text{所以} \quad R_i \approx 2 \left[(1+\beta_1) \frac{U_T}{I_{EQ1}} + (1+\beta_1) \frac{U_T}{I_{EQ3}} \right]$$

$$= 4(1+\beta_1) \frac{U_T}{I_{EQ1}}$$

$$\Delta U_1 = 4(1+\beta_1) \cdot \frac{U_T}{I_{EQ1}} \cdot \Delta I_{B1}$$

$$A_{iu} = \frac{\Delta I_{O1}}{\Delta U_1} = - \frac{2 \cdot \frac{\beta_3(1+\beta_1)}{1+\beta_3} \cdot \Delta I_{B1}}{4(1+\beta_1) \cdot \frac{U_T}{I_{EQ1}} \cdot \Delta I_{B1}} = - \frac{\frac{\beta_3}{1+\beta_3}}{2 \cdot \frac{U_T}{I_{EQ1}}}$$

将题中的数值代入此式,得

$$A_{iu} = - \frac{\frac{4}{5}}{2 \times \frac{26}{0.016}} \approx -2.46 \times 10^{-4} \text{ S}$$

同时可得到 $R_i \approx 4 \times 150 \times \frac{26}{0.016} \approx 975 \times 10^3 \Omega = 975 \text{ k}\Omega$

3.2.3 复合管结构

如前所述,为了提高前一级的放大倍数,作为它的负载的第二级必须具有较高的输入电阻。我们知道,晶体管在共射接法下,它的输入电阻是 r_{be} ,通常只有几千欧,比 r_{ce} (通常为几百千欧)小得多。因此,若前级放大采用有源负载而后级是共射组态,则根据式(3-23),总的负载将近似等于第二级的输入电阻 r_{be} ,使有源负载提高放大倍数的优点不能充分地得到发挥。为此,希望能采取某些措施提高后一级的输入电阻。比如设法提高 β 值(如从几十变到几千甚至一万倍以上)。则在 I_E 相同的情况下, r_{be}' 大大增加,同时可使低于 1 mA 的电流变化控制几个安培的电流变化,这对于功率输出级来说也是需要的。此外,在电路结构方面有时需要利用晶体管中 NPN 型、PNP 型和场效应管等各自的特点来组成一个综合型的器件。上述要求都涉及到如何将两个以上的管子连接在一起组成所谓复合管^①,以及复合管的性能如何等问题。

我们先看利用两个晶体管组成复合管的情况。要实现 β 值的大幅度增加,可按多级电流放大的思想提出必须遵循的两条原则:第一,要使总的 β 是两管 β 值的乘积,必须将前一个管子 T_1 的基

^① 又称为达林顿接法,是由 Darlington 首先提出的。

极 b_1 作为输入, 将它的集电极 c_1 (或发射极 e_1) 接到下一个管子 T_2 的基极 b_2 , 而以 c_2 或 e_2 作为输出; 第二, 要保证两个管子都工作在放大区。按照上述原则接成的复合管示于图3-19。从图中还可以看出, 当这种类型的管子复合时, 复合管的类型和前面管子的类型相同。

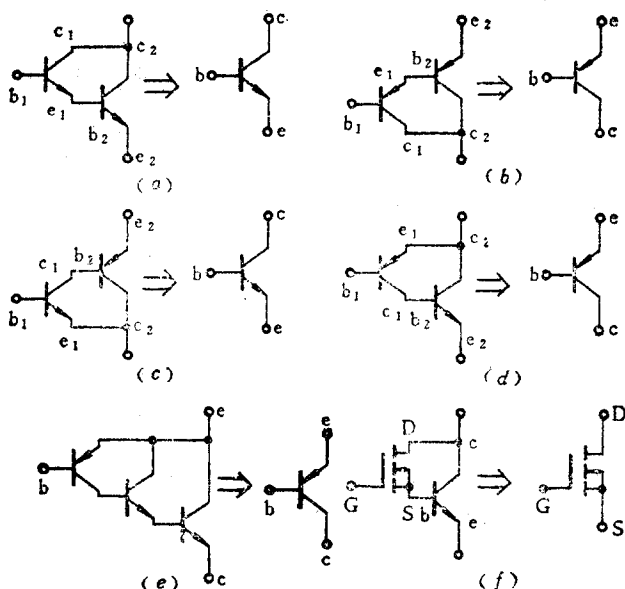


图3-19 复合管结构

(a) $\text{NPN} + \text{NPN} = \text{NPN}$

(b) $\text{PNP} + \text{PNP} = \text{PNP}$

(c) $\text{NPN} + \text{PNP} = \text{NPN}$

(d) $\text{PNP} + \text{NPN} = \text{PNP}$

(e) 多管复合结构

(f) 场效应管复合结构

组成复合管不仅用两个晶体管, 需要时可由多个晶体管进行复合, 如图3-19(e)所示。

只要遵循上述两条原则, 场效应管也能和晶体管复合, 如图3-19(f)所示。只不过其目的不是为了提高 β 值, 而是提高输入电阻并将等效跨导提高 $(1 + \beta)$ 倍。当然还有其他形式的复合管。

3.2.4 输出级电路

作为放大电路的输出级,我们总希望带负载能力强一些,从指标来说,就是电路的输出电阻要小。共集(或共漏)放大电路的输出电阻是三种接法中最小的,所以输出级多采用这种形式。下面加以具体说明。

一、电阻负载跟随电路

第二章介绍过的共集电路(见图 2-27),其缺点是,静态时, $u_O \neq 0$ 。在接入负载电阻后,静态工作点会发生变化。为了不让负载的接入影响电路的工作状态,常采用图 3-20 的方法,用正负两组电源,同时调整电路参数,使得静态时, $u_O = 0$ 。例如设 $V_{EE} \cong 15\text{ V}$, $I_{EQ} = 5\text{ mA}$,则 R_e 为 $3\text{ k}\Omega$ 即可使 $u_O = 0$ 。

这个电路的缺点是正负向跟随性能不一致。当 $u_I > 0$ 时, u_O 能跟随 u_I ,输出电压的最大值可达到 $V_{CC} - U_{CES}$ 。当 $u_I < 0$ 时, u_O 只能低到 $-V_{EE} \cdot \frac{R_L}{R_e + R_L}$,此时晶体管已处于截止状态。由于一般选用 $|V_{CC}| = |V_{EE}|$,所以这个电路输出电压的范围正负向是不对称的。如果 R_e 很小,可以扩大负向跟随,但要以增大静态电流为代价,既不经济,也不能保证输出正负向完全对称。因此要继续改进。

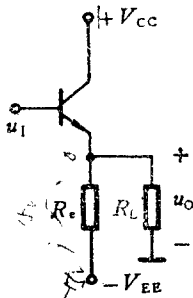


图 3-20 双电源共集放大电路

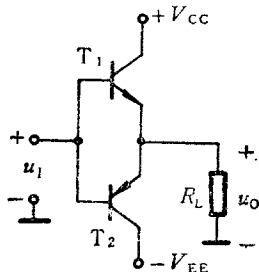


图 3-21 互补电路

二、互补电路

在图 3-20 的基础上, 按照负向也有一个跟随器起作用的原则, 将 R_e 换成一个 PNP 型晶体管, 就形成一个双向跟随电路, 如图 3-21 所示。在 $u_i = 0$ 时, 要使 $u_o = 0$, 且正负向性能对称, 则 T_1 与 T_2 的参数特性必须对称。

在有正信号电压输入时, 只有 T_1 管是导通的, T_2 管处于截止状态; 而电压为负值时, 则是 T_2 导通, T_1 截止。若输入信号为正弦波形, 则 T_1 只放大正半周信号, T_2 只放大负半周信号, 在负载上合成一个完整的波形。所以称这种电路为互补式电路。

图 3-21 所示电路的输出电压跟随范围正负对称, 最大值都是 $|V - U_{CES}|$, 而且正负向的输出电阻都很小, 这是它的优点。但是这个电路只是原理性电路。实际上, 若 T_1 、 T_2 都是硅管, 则当 $|u_i| < 0.5 \text{ V}$ 时, 它们均不导通, 只有当 $|u_i| > 0.5 \text{ V}$ 后, 才有输出的跟随效果。这样, 当输入正弦波形时, 输出波形一般不连续, 如图 3-22 所示。这种失真称为交越失真。解决的办法是提高 Q 点, 使管子处于临界导通状态, 即 $U_{BEQ} \approx 0.5 \text{ V}$, 而 $I_{CQ} \approx 0$ 。图 3-23 是利用二极管的压降 ($\approx 0.5 \text{ V}$) 来设置 Q 点的电路。

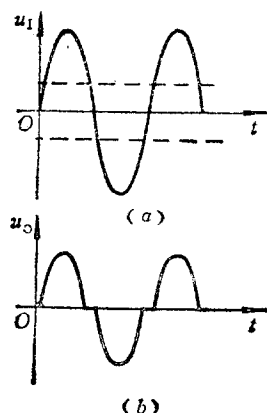


图 3-22 交越失真波形

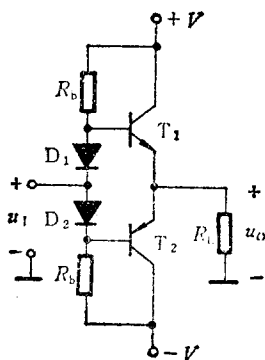


图 3-23 克服交越失真的互补电路

对于这个电路,当 $u_i = 0$ 时,晶体管基本上不导通,有输入信号后,晶体管才开始轮流导通,这样既减少了能量的消耗,又改善了输出波形。

图 3-23 中的 D_1 和 D_2 的设置克服了交越失真,但要使 U_{BEQ} 设置合适,通过 D_1 、 D_2 的电流必须仔细调节,这就给集成电路的制造带来不便。进一步改善的方案是采用 U_{BE} 倍增电路,如图 3-24 所示。它的工作原理如下:当流过 R_1 的电流 $I \gg I_B$ 时, $U \approx U_{BE} \cdot \frac{R_1 + R_2}{R_2}$ 。只需选择合适的阻值,就可以得到 U_{BE} 的任意倍数的直流电压,以适应不同的电路要求。这个电路同时也获得了一个 PN 结的任意倍数的温度系数,可以用来进行温度补偿。

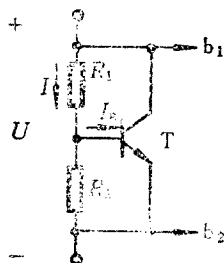


图 3-24 U_{BE} 倍增电路

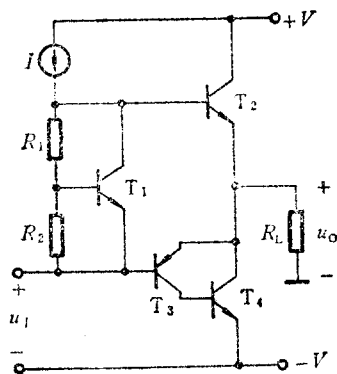


图 3-25 准互补电路

三、准互补电路

在集成电路中制作性能相同的互补对管(NPN 和 PNP)很不容易,所以希望输出管都是同一类型,但又要起到互补的作用。为此可以利用上一小节介绍的复合管结构,即将图 3-23 中的 PNP 管换成 PNP 与 NPN 的复合管,如图 3-25 中的 T_3 和 T_4 。这样, T_3 和 T_4 可以制作成相同类型的管子,其特性容易做到对称。

本节中介绍的这些电路形式,不仅用于集成电路,在分立元件组成的电路中也常采用。

3.3 集成运放电路简介

如前所述,集成运放电路是一种高放大倍数、高输入电阻、低输出电阻的直接耦合放大电路。由于直接耦合式电路存在的温漂问题,所以对温漂影响最大的第一级电路几乎毫无例外地采用了差动放大形式。为了得到高放大倍数,中间级大多采用了共射(共源)放大电路,并常常设计成有源负载以获得更高的放大倍数。同时为了提高带负载能力,多采用互补型跟随式输出级电路。运放电路一般多由二至三级放大环节组成,这是因为级数越多,输出与输入信号之间相移越大,引入负反馈以后,越容易产生自激振荡,使得电路无法正常工作。级数少一级,则比较容易采取简单的方法消除可能产生的自激振荡^①。

下面我们主要介绍两种型号的集成运放电路。一种是由双极型晶体管组成的集成运放——F007;另一种是由场效应管组成的集成运放——C14573。

3.3.1 F007^②双极型集成运放

F007是目前国内比较通用的集成运放。我们准备简单介绍它的原理电路图、工作原理、分析计算它的电压放大倍数、输入输出电阻等项性能。它的原理图如图3-26所示。图中各引出端所标数字为组件的管脚编号。

① 有关自激振荡的问题,请见本书4.6节。

② F007与国际通用的741型集成运放在电路形式和参数方面基本相同。后者的电路原理图、芯片图形和具体参数可见[3-9]351~353及366页,或[3-10]76~77页、56~57页、60页,亦可见习题3-32。

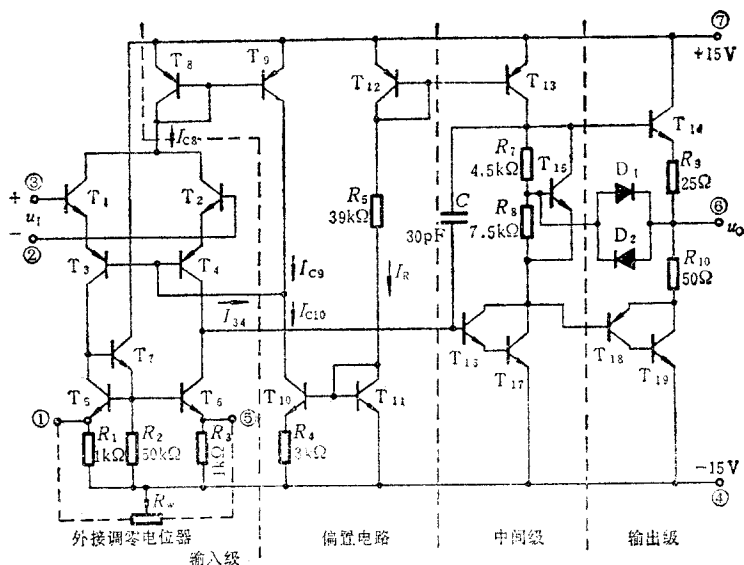


图 3-2b F007 的电路原理图

一、电路组成

F007 的组成框图如图 3-1 所示,由三级放大环节和偏置电路等组成。下面分别进行介绍。

输入级已在图 3-18 中示出。 $T_1 \sim T_4$ 组成共集-共基组态的差动放大电路, $T_5 \sim T_7$ 组成有源负载。 T_8 、 T_9 电流源提供 T_1 、 T_2 的偏置电流 I_{C8} , 另一路 I_{C9} 与 T_{10} 、 T_{11} 组成的微电流源 I_{C10} 配合为 T_3 、 T_4 提供偏置电流 I_{S4} 。这样做的目的是为了抑制温度漂移。其过程是: 当温度升高使 I_{C1} 、 I_{C2} 增加从而使 I_{C8} 、 I_{C9} 增加时, 由于 I_{C10} 基本恒定, 则 I_{S4} 减少, 使 I_{B3} 、 I_{B4} 减少, 将 I_{E1} 、 I_{E2} 及 I_{C1} 、 I_{C2} 的增加降下来, 使它们基本稳定。输入级是双端输入 (b_1 、 b_2) 单端输出 (c_4) 形式。

中间级由 T_{16} 、 T_{17} 复合管组成的带有源负载 (T_{13}) 的共射电压放大电路。

输出级是由 T_{14} 和 T_{18} 、 T_{19} 复合管组成的准互补电路。 T_{15} 和 R_7 、 R_8 构成 U_{BE} 倍增电路, 设置静态偏置, 以克服交越失真。 D_1 和 D_2 起过流保护作用, 其原理如下: 当输出信号为正且输出电流在额定值以内时, D_1 管不导通; 若输出电流过大, 则 R_9 上压降变大, 使 D_1 管两端电压上升而导通, 造成对 i_{B14} 的分流, 则限制了 i_{E14} 的增大。 D_2 的作用与 D_1 一样, 它是在信号为负值时起保护作用。由于 T_{14} 和 T_{18} 的特性不同, 所以 R_9 和 R_{10} 也不相等。

基准电流 I_R 由 T_{11} 、 T_{12} 和 R_5 确定, 然后通过镜象电流等关系确定其他支路的偏置电流。外接电位器 R_w 起调零作用, 如图 3-9 中的 R_w 。

二、工作原理

1. 静态分析^①

静态分析时先抓住基准电流 I_R , 然后再求其他支路的电流。

我们在[例 3-2]中已计算出 $I_R \approx 0.73 \text{ mA}$, $I_{C10} \approx 28 \mu\text{A}$, $I_{C12} = I_{C13} \approx 0.365 \text{ mA}$ 。

由 I_{C10} 可求出 I_{C8} 、 I_{E1} 等电流。这个关系比较复杂, 因为它们互相影响, 我们可以联立方程求解。根据厂家提供的硅 PNP 管的 β 值 $\beta_P = 4$, 可求出 $I_{C8} \approx 21.6 \mu\text{A}$ 。则 $I_{E1} = \frac{1}{2} \left(I_{C8} + \frac{2 \times I_{C8}}{\beta_P} \right) \approx 16.2 \mu\text{A}$ 。设 $\beta_1 = 150$, 则 $I_{B1} \approx 100 \text{ nA}$ 。

其他支路的电流就不再列出数值了。

2. 交流性能分析

输入级的计算如[例 3-3], 得 $A_{iu} \approx -2.46 \times 10^{-4} \text{ S}$, $R_i \approx 975 \text{ k}\Omega$ 。

第二、三级的等效电路如图 3-27 所示。我们设外接负载电阻包括 R_9 (或 R_{10}) 在内为 $2 \text{ k}\Omega$ 。厂家提供 $\beta_{16} = 100$, $\beta_{17} = \beta_{14} =$

^① 本书只作简单分析, 较详细的计算见[3-5]516~519页。

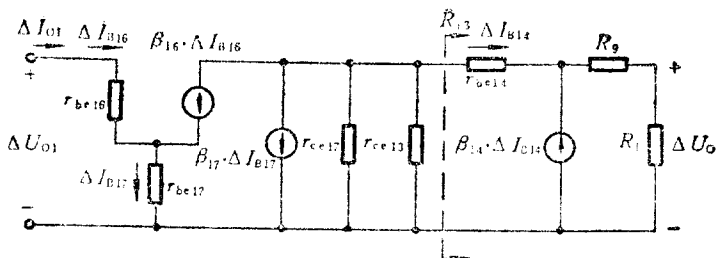


图 3-27 F007 II 三级等效电路

150,

则 $R_{13} \approx (1 + \beta_{14}) \cdot (R_L + R_9) \approx 300 \text{ k}\Omega$,

根据计算, $r_{ce17} \approx r_{ce13} \approx 274 \text{ k}\Omega$ ①

$$\begin{aligned} \Delta U_{O2} &\approx -\Delta I_{O1} \cdot \beta_{16} \cdot \beta_{17} (r_{ce17} \parallel r_{ce13} \parallel R_{13}) \\ &\approx -\Delta I_{O1} \times 100 \times 150 \times (274 \parallel 274 \parallel 300) \times 10^3 \\ &\approx -1.41 \times 10^9 \cdot \Delta I_{O1} \end{aligned}$$

$$A_{u2} \approx -1.41 \times 10^9$$

设输出级电压放大倍数接近 1, 则总的电压放大倍数 A_u 为

$$\begin{aligned} A_u &= \frac{\Delta U_{O1}}{\Delta U_i} = \frac{\Delta I_{O1}}{\Delta U_i} \cdot \frac{\Delta U_{O2}}{\Delta I_{O1}} \cdot \frac{\Delta U_O}{\Delta U_{O2}} \\ &\approx A_{iu} \cdot A_{u2} \times 1 \\ &\approx -2.46 \times 10^{-4} \times (-1.41 \times 10^9) \\ &\approx 3.5 \times 10^5 \approx 110 \text{ dB} \end{aligned}$$

按照图 3-26 所标的电压极性, A_u 为正值, 则“+”端(即③端)为同相输入端, 表示它的极性与输出端极性相同; “-”端(即②端)为反相输入端, 表示与输出端极性相反。

电路的输入电阻即第一级的输入电阻, $R_i \approx 975 \text{ k}\Omega \approx 1 \text{ M}\Omega$ 。

$$\text{电路的输出电阻 } R_o \approx R_9 + \frac{r_{be14} + (r_{ce13} \parallel r_{ce17})}{1 + \beta_{14}} \approx \frac{r_{ce13} \parallel r_{ce17}}{\beta_{14}}$$

① 见[3-5]第 520 页。

$$\approx \frac{137}{150} \approx 1 \text{ k}\Omega。$$

电容 C 是相位补偿电容，约 30 pF。它的作用是消除自激振荡，其工作原理将在后面介绍①。

F007 的各项性能指标见附录 3 D。

3.3.2 C14573 CMOS 型集成运放

C14573 是由场效应管组成的集成运放电路。由于采用 N 沟道与 P 沟道互补的场效应管，故称为 CMOS (即互补 MOS) 型。与双极型晶体管组成的集成运放相比，CMOS 集成运放具有输入电阻高、集成度高、电源适用范围宽等特点。C14573 是四个运放制作在同一块基片上并封装成一个器件的，它们具有相同的温度系数，可以很方便地进行补偿而组成性能较好的电路。

图 3-28 所示的是 C14573 中一个运放的原理电路。下面结合此电路图进行分析。

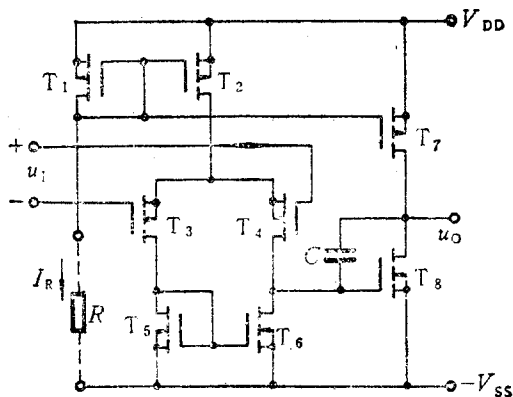


图 3-28 C14573 电路原理图

一、电路组成

① 见本书第四章 4.6.4 节。

根据与晶体管对应的关系可看出,这是两级放大电路,全部是增强型 MOS 管。

第一级是由 T_3 、 T_4 (P 沟道管)组成的共源差动放大电路。 T_5 和 T_6 (N 沟道管) 构成镜象电流源做为有源负载。 T_2 作为电流源提供偏置电流。

第二级是由 T_8 组成的带有源负载(T_7)的共源放大电路。

T_2 和 T_7 的电流由 T_1 确定,这是一个多路电流源电路, T_1 的电流大小是通过外接电阻 R 确定的。

电容 C 与 F007 中的 C 作用一样,也是起相位补偿作用的。

V_{DD} 与 V_{SS} 为直流电源,它们的差值要求不大于 15 V,不小于 5V。可以是单电源供电(正或负),也可以正负电源不对称。但要注意,输出电压的范围将随电源的选择而改变。

二、工作原理

确定电路的静态电流只须先确定流过 T_1 的电流 I_R , 其他电流则可随之而定了。设 T_1 的开启电压为 $U_{GS(th)}$, 则 $I_R \approx (V_{DD} + V_{SS} - U_{GS(th)})/R$ 。 I_R 一般多选为 $20 \sim 200 \mu A$ 。

下面分析交流性能。

第一级的电路与图 3-17 所示电路原理是一样的。我们可以直接求出 A_{iu} 。设 T_3 、 T_4 参数相同, T_5 、 T_6 参数相同,则

$$A_{iu} = \frac{\Delta I_{O1}}{\Delta U_1} = \frac{-2\Delta I_{D1}}{\Delta U_1} = -\frac{\Delta I_{D1}}{\frac{1}{2}\Delta U_1} = -g_{m1}$$

由于第二级是接在 T_8 管的栅源之间, R_{i2} 很大,而第一级的输出电阻是 $r_{DS4} \parallel r_{DS6}$, 所以第一级的电压放大倍数

$$A_{u1} \approx -g_{m1} \cdot (r_{DS4} \parallel r_{DS6})$$

第二级为有源负载共源放大电路,很容易求出在负载开路时的电压放大倍数为

$$A_{u2} \approx -g_{m8} \cdot (r_{DS7} // r_{DS8})$$

$$A_u = A_{u1} \cdot A_{u2} \approx g_{m4} \cdot g_{m8} \cdot (r_{DS4} // r_{DS6}) \cdot (r_{DS7} // r_{DS8})$$

此电路输出开路时的电压放大倍数可达 10^4 (即 80 dB) 以上。由于它的输出电阻比较大, 故带负载能力较差。但它多用于场效应管为负载的电路或负载电阻较高的场合, 故作为电压放大电路还是很好的。

以图 3-28 所示的电压极性, 得到 A_u 为正值, 则标“+”为同相输入端, 标“-”为反相输入端。

C14573 输入电阻很高, 输入的静态电流约为 1 nA。

由于 V_{DD} 和 V_{SS} 可在一定范围内选择数值, 所以输出电压范围可变, 一般为: 下限值 $\approx -V_{SS} + 1.05 \text{ V}$, 上限值 $\approx V_{DD} - 2 \text{ V}$ 。

3.4 集成运放的性能指标及低频等效电路

3.4.1 性能指标

前面分析两种电路时, 只简单计算了 A_u 和 R_i 、 R_o 。下面介绍集成运放的其他主要性能指标。

一、开环差模电压放大倍数 A_{od}

这是指运放在无外加反馈回路的情况下的差模放大倍数, $A_{od} = \frac{\Delta U_{Od}}{\Delta U_{Id}}$ 。也就是我们前面计算的 A_u 。用分贝表示则是 $20 \lg |A_{od}|$ 。

性能较好的运放其 A_{od} 可达 140 dB 以上。理想运放的 A_{od} 为无穷大。

二、共模抑制比 K_{CMR}

它的定义在前面已经给出了, $K_{CMR} = \left| \frac{A_{od}}{A_{oc}} \right|$, 也常用分贝表示, 即为 $20 \lg K_{CMR}$ 。理想运放的 $K_{CMR} = \infty$ 。

三、差模输入电阻 r_{id}

就是指输入差模信号时运放的输入电阻。 r_{id} 越大,对信号源的影响越小,理想运放的 $r_{id} = \infty$ 。

四、输入失调电压 U_{IO}

它是指为了使输出电压为零而在输入端加的补偿电压 (在去掉外接调零电位器作用时)。它反映了运放本身输入级差放管 U_{BE} (或 U_{GS}) 的失配程度。实际电路中,一般当 $u_I = 0$ 时, $u_O \neq 0$ 。我们设想在输入端人为地加一个电压 U_{IO} ,使 $u_O = 0$ 。那么 U_{IO} 实际上是 $u_I = 0$ 时的输出电压折合到输入端电压的负值。 $U_{IO} = -\frac{U_O|_{u_I=0}}{A_{od}}$ 。 U_{IO} 越小表明电路匹配越好。理想运放的 $U_{IO} = 0$ 。

五、输入失调电压的温漂 $\frac{dU_{IO}}{dT}$

U_{IO} 可以通过调零电位器进行补偿。但是 U_{IO} 也是随温度而变化的, $\frac{dU_{IO}}{dT}$ 就是 U_{IO} 的温度系数,是衡量运放温漂的重要指标。用电位器不能使 $\frac{dU_{IO}}{dT} = 0$,甚至不一定能使它下降。 $\frac{dU_{IO}}{dT}$ 越小表明运放温漂越小,理想运放的 $\frac{dU_{IO}}{dT} = 0$ 。

六、输入失调电流 I_{IO}

这是反映差放管输入电流不对称程度的参数。以 $I_{IO} = |I_{B1} - I_{B2}|$ 表示。 I_{IO} 越小越好,理想运放 $I_{IO} = 0$ 。

七、输入失调电流的温漂 $\frac{dI_{IO}}{dT}$

其意义与 $\frac{dU_{IO}}{dT}$ 类似,它是 I_{IO} 的温度系数。对于理想的运放 $\frac{dI_{IO}}{dT} = 0$ 。

八、输入偏置电流 I_{IB}

这是指输入差放管的基极(栅极)偏置电流,以 $I_{IB} = \frac{1}{2}(I_{B1} + I_{B2})$ 来表示。 I_{IB} 大,则信号源内阻不同时,对运放静态工作点影响大;同时 I_{IB} 大,则 I_{IO} 也容易大。 I_{IB} 会影响温漂和运算精度(以后会看到有关的分析)。理想运放的 $I_{B1} = I_{B2} = 0$ 。

九、最大共模输入电压 U_{ICMAX}

运放在工作时,常会遇到输入信号中既有差模成分又有共模成分的情况。如果共模成分超过一定限度,运放就不能正常工作。这个极限就定义为 U_{ICMAX} 。在使用中一般不能超过此值。

十、最大差模输入电压 U_{IDMAX}

从运放输入端看进去,一般都有两个(或多于两个)串接在输入回路的 PN 结,有正有反。若输入端的差模电压过高,会使反向 PN 结击穿。 U_{IDMAX} 就是所允许的最大差模输入电压值。NPN 硅管 PN 结的反向耐压较低只有几伏,PNP 横向管则耐压可达几十伏。

十一、-3dB 带宽 f_H

这就是以前定义过的截止频率。理想运放的 $f_H = \infty$ 。

十二、单位增益带宽 f_C

与晶体管的特征频率 f_T 类似。这是指 A_{od} 下降到零分贝(即 $A_{od} = 1$)时的信号频率。是放大器的品质因数——增益带宽积的体现。若运放在 $f < f_C$ 范围内只有一个拐点,则可根据 f_C 和 A_{od} 推算出小于 f_C 的任一频率下的 A_{od} 。

十三、转换速率 S_R ①

这个指标是反映运放对于高速变化的输入信号的响应情况。定义为 $S_R = \left| \frac{du_o}{dt} \right|_{\max}$ 。也就是说,只有当输入信号变化斜

① S_R 是 Slew Rate 的缩写,也称为“压摆率”。

率的绝对值小于 S_R 时, 输出才能按线性化的规律变化。 S_R 越大表明运放的高频性能越好。

还有其他一些指标, 这里不一一介绍了。比如输出电阻, 定义很明确, r_o 越小, 带负载能力越强。理想运放的 $r_o=0$ 。

3.4.2 低频等效电路

在我们进行电路计算时, 是将运放作为一个完整的独立器件来对待的。因此在计算时常常是用一个等效电路来代替各种型号的运放。(当然由于各种运放的性能不同, 反映在等效电路中的参数不同)。由于运放大多用于频率不很高的场合, 所以我们给出低频时的等效电路, 如图 3-29 所示。

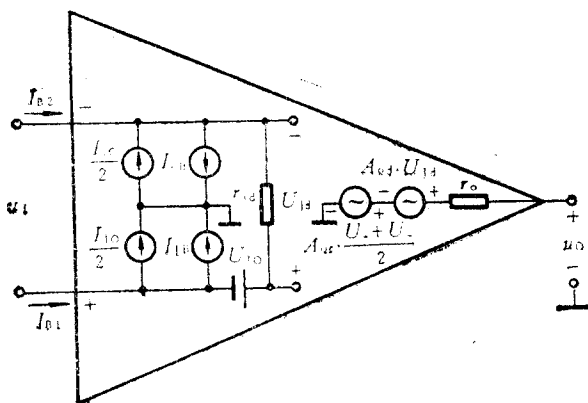


图 3-29 运放低频等效电路

因为运放的信号输入端有两个, 输出端是一个, 故图中只画出了这三端。用一个三角形表示运放。两个输入端中, 标“+”的为同相输入端; 标“-”的为反相输入端。输入回路中既考虑了 I_{IB} , 也考虑了 I_{IO} ; 同时也考虑了 U_{IO} ^① 及差模输入电阻 r_{id} 。在 r_{id} 上

① U_{IO} 的极性设为 $u_i=0$ 时使 u_o 为正值, 实际上它是随机的。

的电压就是差模电压 U_{Id} 。从输出端看进去是考虑差模放大倍数的等效电压源 $A_{od} \cdot U_{Id}$ 和考虑共模放大倍数的等效电压源 $A_{oc} \cdot \frac{U_+ + U_-}{2}$ 及输出电阻 r_o (U_+ 和 U_- 分别表示同相端和反相端的电压)。

当我们只讨论信号的放大时 (即不讨论 I_{IB} 、 I_{IO} 及 U_{IO} 的影响), 输入回路中可以只留下 r_{id} ; 由于 $A_{oc} \ll A_{od}$, 所以常将 A_{oc} 的影响忽略。这样得到一个简化的运放等效电路, 如图 3-30 所示。今后常用图 3-31 所示的符号来代表运放。为简便起见, 电源、调零端和为消除自激振荡而设的外接补偿电容端均予省略, 在有必要时再画出。

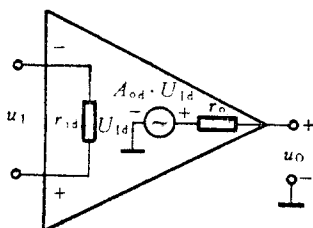


图 3-30 简化运放等效电路

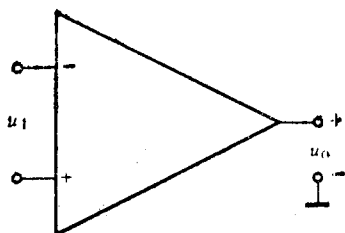


图 3-31 运放符号

3.5 集成运放的使用注意事项

集成电路在使用中还有一些具体的问题应该注意。本节准备作一简单的介绍：如何看产品手册中的接线图；如何采取措施以防器件损坏；如何进行性能的扩展以及在使用中容易出现什么样的故障，如何消除等。

3.5.1 使用前的准备工作

当我们根据工作的需要选择了合适型号的集成电路后，下一步就需要知道集成电路各个管脚的作用以便正确接线。下面我们

介绍如何看产品手册中的管脚接线图(或称顶视图)。

一、集成电路的封装及外引线图

目前线性集成运放常见的两种封装方式是金属壳封装和双列直插式塑料封装,外观分别如图 3-32(a)、(b)所示。金属壳封装有 8、10、12 管脚等种类;双列直插式有 8、10、12、14、16 管脚等种类。虽然集成电路外引线排列有标准化的趋势,但各制造厂仍有自己的规范。这里结合具体电路来介绍。

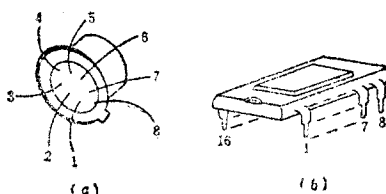


图 3-32 集成运放的两种封装

(a) 金属壳封装 (b) 双列直插式塑料封装

图 3-33(a)是 F007 的顶视图。金属壳封装的电路,管脚编号从顶视图中均是逆时针排列的,标记点左边的第一个管脚为 1,顺序排列。图 3-33(b) 是 F007 的外引线连接示意图。它表明了各

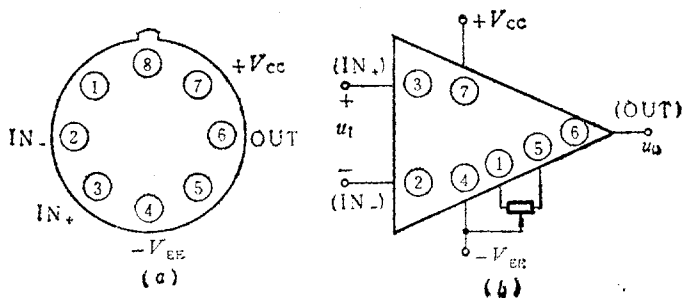


图 3-33 F007 外引线图

(a) F007 顶视图 (b) F007 接线图

管脚的具体连接方法。将这两个图一对照就能正确地接线了。同理,图 3-34 是 C14573 的外引线排列顶视图。双列直插式的管脚编号顺序如图示,注意标记缺口的方向(有的产品是以商标方向来标记的)。每两个运放共用一个偏置电阻(即接图中 I_R 端);四个运放共用 V_{DD} 和 V_{SS} 端。

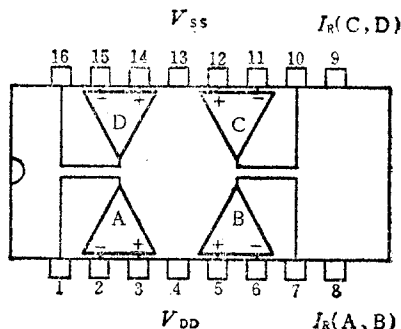


图 3-34 C14573 外引线排列图

除这两种封装方式外,还有扁平陶瓷封装等。接线的表示方法大同小异。

二、参数测量

在使用前可先用集成运放参数测试仪测量一下性能,或者用简易的办法判断它是否已经损坏。例如用万用表对照电路原理图,测正、负电源端对输出端是否短路,或 PN 结是否被击穿等。这只能得出很粗略的结果。注意万用表的档位不要用 $\times 1 \Omega$ 档(电流比较大)或 $\times 10 \text{ k}\Omega$ 档(电压比较高)。

对集成电路参数进行简易测试的方法和电路可见参考文献①。

① 如[3-3]84~89页,[3-5]555~564页,[3-6]547~550页,[3-7]163~166页。

3.5.2 保护措施

集成电路在使用中若不注意,可能会使它损坏。比如:电源电压极性接反或电压太高;输出端对地短路或接到另一电源造成电流过大;输入信号过大,超过额定值等等。针对以上情况,通常可采取下面的保护措施。

一、输入保护

输入级的损坏是因为输入的差模或共模信号过大而造成的。可采取图 3-35 所示利用二极管和电阻构成的限幅电路(见图 1-18)来进行保护。

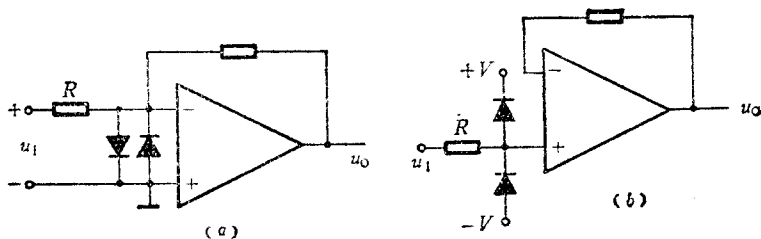


图 3-35 输入保护

(a) 反相端输入 (b) 同相端输入

二、输出保护

对于输出端对地短路的保护,采取了限制电源电流的方法,如图 3-36 所示。当电路正常工作在额定的 I_B 和 I_C 值时,使 T_1 、 T_3 工作在饱和区, U_{CES} 很小[如图 3-36(b) 中 A 点],则集成电路相当于直接连在电源端。当 I_B 不变而 I_C 增大超过额定值时, T_1 、 T_3 将进入放大区,处于恒流状态[如图 3-36(b) 中 B、C、D 点],则保护了集成电路。

针对输出端可能接到外部电压而过流或击穿的情况,可在输

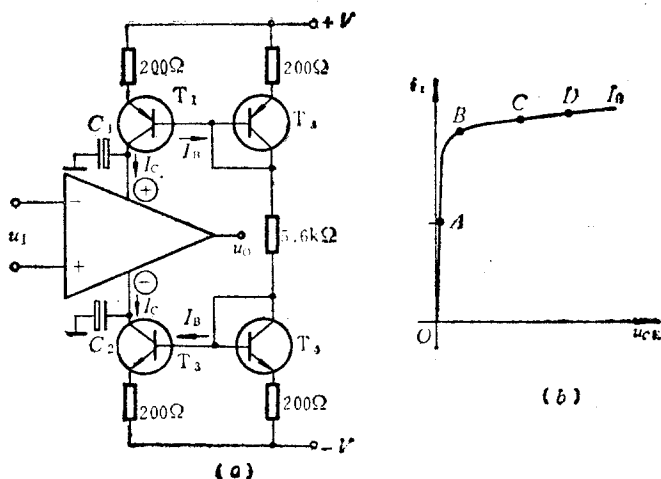


图 3-36 限流保护

(a) 限流保护电路 (b) 保护管的工作状态

出端接上稳压管, 如图 3-37 所示。这样输出电压值不会超过稳压值, 起到保护作用。

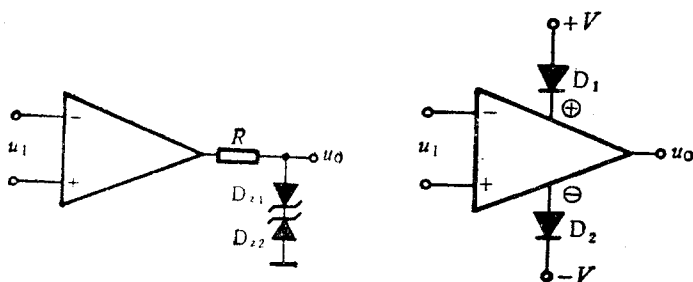


图 3-37 输出保护电路

图 3-38 电源端保护

三、电源端保护

为了防止电源极性接反, 可利用二极管单向导电性, 在电源连接线中串接二极管来实现保护, 如图 3-38 所示。

有关集成运放的保护措施还可参考其他文献^①。

3.5.3 输出电流和输出电压的扩展

一般通用型运放输出电流多为十几毫安,输出电压范围在电源范围之内(如电源为 $\pm 15\text{V}$,则输出电压大致为 $\pm 13\text{V}$)。我们可以通过简单的方法扩大输出电流和电压的范围。

一、扩大输出电流

扩大集成运放输出电流,可利用晶体管的电流放大作用来实现。为了使电路的输出电阻小,正负半周信号对称,可以采用互补式电路。其原理电路如 3-39 所示。这个电路的工作原理很清楚,这里不多说了。

由于输出电流范围扩大了,使输出功率范围也扩大了^②。所以外接电路中,应选用大功率晶体管。若推动电流不够,可采用复合管。

二、扩大输出电压范围

扩大输出电压的范围必然要提高电源电压,然而运放的电源又不能改变,因此图 3-39 的电路不能提高输出电压的幅值。为此,有的电路采用在运放的输出端再接一级高电压电源供电的放大电路的方法。图 3-40 示出了一种扩大输出电压范围的电路。若原运放电源为 $\pm 15\text{V}$,现在的电源是 $\pm 30\text{V}$,可选 $R_1=R_2=R_3=R_4$ 。这样在静态时, $U_{B1}=15\text{V}$, $U_{B2}=-15\text{V}$,若忽略两管的 U_{BE} ,则运放的电源端仍近似为 $\pm 15\text{V}$ 。

$$\text{当有输出信号时, } U_{B1} = \frac{1}{2}(V - u_O) + u_O = \frac{V}{2} + \frac{u_O}{2}$$

$$U_{B2} = \frac{1}{2}(-V - u_O) + u_O = -\frac{V}{2} + \frac{u_O}{2}$$

① 如[3-2]558~561页,[3-5]578~581页。

② 有关输出功率的问题,见第十章。

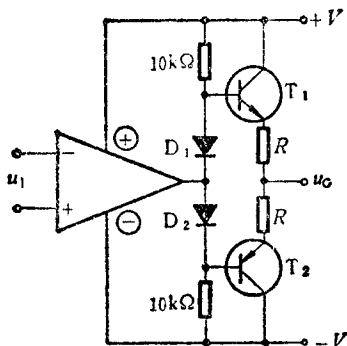


图 3-39 扩大输出电流范围的措施

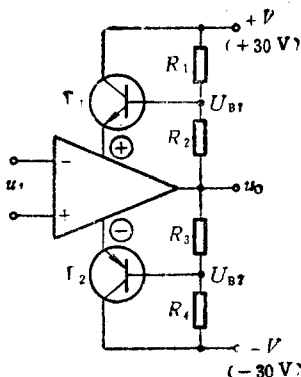


图 3-40 扩大输出电压范围的措施

而运放两个电源端的压差约为 $U_{B1} - U_{B2} = V = 30\text{V}$ 与无信号时一样。但输出电压的范围变大了。考虑到 T_1 和 T_2 的饱和压降等项因素, 此电路的输出电压可达 $\pm 24\text{V}$ 。

要注意的是, 当输出电压变化时, 运放电源端的电压值也随之变化(由前面的表达式可知)。比如, 当 $u_O = +24\text{V}$ 时, 正电源端约为 $+27\text{V}$, 负电源端约为 -3V 。因此利用这种形式来扩大输出电压范围将受到运放本身性能参数的限制。

有关进一步扩大集成运放输出电流、电压或输出功率的原理及电路, 将在第十章中介绍。

3.5.4 使用中常出现的问题

在使用中, 有时会出现集成电路本身并没有损坏却不能正常工作的情况。比如, 集成运放的输出电压始终偏向电源的一端, 既无法调零也无法工作; 或输出端出现高频的干扰信号(实际是产生自激振荡)等现象。

对于无法调零的情况, 有以下几种可能。可能是连接有错误,

或有虚焊点,使集成电路处于开环状态^①;或者由于输入信号超过额定值使电路出现“堵塞”^②现象。此时可采取前面讲的输入保护措施。

若产生自激振荡则需要进行补偿,方法见第 4.6 节。

还有其他一些情况,这里不再介绍了。

本章小结

在第二章的基础上,我们讨论了一种集成化的高放大倍数直接耦合多级放大电路——集成运算放大电路。分析了通用型的电路结构,工作原理和性能参数。

电路结构的特点是:由于集成化和反映直流成分变化的需要而采用直接耦合式;为了抑制直接耦合电路的温漂而采用差动放大输入级;为了提高放大倍数而采用恒流源负载;为了增强带负载能力且输出正负方向对称而采用互补跟随电路作输出级;为了便于相位补偿只采用二或三级放大环节等。

在考虑集成运放的性能时,主要的是高放大倍数和低温漂。此外,高输入电阻、低输出电阻、高共模抑制比、低失调电压和失调电流以及较宽的通频带也都是很重要的。在应用时要根据具体情况合理地选择。

学完本章后,应能掌握零点漂移、差模与共模、恒流源等概念。双端输入式差动放大电路(长尾式和恒流源)的静态工作点和放大倍数的计算,以及输入输出的相位关系;正确理解单端输入式差动放大电路的静态工作点和放大倍数的计算以及输入输出相位关系;了解共模抑制比的含意和计算方法;掌握复合管和互补输出电路的正确接法和输入输出关系;了解镜像电流源的工作原理

① 有关“开环”的概念,见第四章。

② 见[3-5]第 492~493 页。

理;了解 F007或 C14573的各个组成部分和工作原理;正确理解集成运放组件的主要参数和使用注意事项。

本章附录

3A 集成运放的各种类型

下面我们从两个方面介绍一下集成运放的各种类型。一是从其发展的情况来介绍,二是从各种不同性能的分类来介绍。

3A.1 集成运放的四代产品

集成运放按其发展可分为以下四个阶段,通常称为四代。各代产品均有自己的特点。

第一代产品基本上是按分立元件电路的设计思想制造的,但在开环增益、输入电阻、失调电压及温漂等项指标方面有所改善。国产的 FC3、5G23 等产品可以代表这一代产品的特点。

第二代产品的特点是普遍采用有源负载。比如 F007、BG305 等均属第二代产品。比起第一代产品来说,在开环增益等方面又有提高。由于电路比较简单、性能指标尚可,所以这一类产品为通用型产品,得到广泛地应用。

第三代产品的主要特点是采用超 β 管(β 值可高达 1000~5000)作为输入级,并在版图设计中考虑热效应的影响。因此在失调电压、失调电流、开环增益、共模抑制比和温漂等方面都又有改善。国内产品 F030,国外的 AD508 等产品属于这一代。

第四代产品是以 HA2900 为代表的。它的特点是电路中包含有斩波自动稳零放大电路^①。它已进入大规模线性集成电路的行列。如果说前三代产品都必须外接调零电位器才能调零的话,那么第四代产品的最大特点是不用调零。它能达到 $U_{IO} < 50 \mu V$, $dU_{IO}/dT < 0.2 \mu V/^{\circ}C$ 等高性能指标。近年发展的场效应管运放也已制做出第四代产品 C7650^②, 它的 U_{IO} 可小于 $5 \mu V$, $dU_{IO}/dT < 0.05 \mu V/^{\circ}C$ 。

① 见[3-5]第 528~536 页。

② C7650 的内容见附录 6 A,与它相应的国外产品是 ICL7650。

前三代运放通称为参数补偿式运放,第四代称为斩波稳零式运放。工作原理不一样,但在具体使用上却没有太大的区别。

3A.2 按其他类型分类的集成运放

由于种种原因,想要得到各项指标都很理想的集成运放不容易,所以除了通用型运放(如前面介绍的 F007 等)外,又设计制造出在某一方面指标上有所侧重的产品,于是形成了特殊类型的集成运放系列。下面作一简单介绍。

1. 高速型

在对信号进行测量或处理时,有时需要放大电路的反应速度快,以保证精度。为此,在集成电路的设计中采取一定的措施(如加大电流)以提高转换速率。这种电路常用于模数转换等电路。

国产的 3554 是超高速运放,它的转换速率可达 $1000 \text{ V}/\mu\text{s}$,建立时间为 150 ns (0.1%精度),单位增益带宽为 90 MHz ,失调电压温漂为 $\pm 20 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 。国外的 AM-500GC 的转换速率亦为 $1000 \text{ V}/\mu\text{s}$,单位增益带宽为 100 MHz ,失调电压温漂为 $5 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 。

2. 高阻型

在量测电路中往往需要高输入电阻或低输入电流的集成电路。这可通过输入级采用超 β 管或场效应管等措施来实现。

国产高阻型电路如 F3140,它的 r_{id} 为 $1.5 \text{ T}\Omega$ ^①,它的 I_{IB} 为 10 pA ,开环增益为 100 dB 。国外这类产品有 ICH 8500 A,它的 I_{IB} 为 10^{-14} A ,开环增益为 86 dB 。

3. 高压型

在有些场合需要集成电路有较高的输出电压(比如 100 V 以上),则电源电压必然随之提高。比如国外的超高压型集成电路 3583,它的电源电压最高允许为 $\pm 150 \text{ V}$ 。在电源电压为 $\pm 150 \text{ V}$ 时,输出电压峰值为 $\pm 140 \text{ V}$ ($R_L = 2 \text{ k}\Omega$),共模输入电压范围 $\pm 140 \text{ V}$,开环增益为 106 dB ,失调电压为 3 mV 。

4. 大功率型

随着集成工艺的不断发展,集成电路的输出功率范围逐渐扩大,已有输出十几瓦功率的集成电路。比如国产的 FX0021,在电源电压为 $\pm 15 \text{ V}$ 时,最大输出电流可达 1.2 A ,最大输出电压幅值为 $\pm 12 \text{ V}$ 。它相当于 LH0021。

① 国际制冠词 T(tera-)表示 10^{12} 。

MCE165 在 18V 电压下可输出 3.5 A。

5. 低功耗型

在空间技术和军事科学等领域中,常常需要集成电路能在电源电压较低(如 1~2 V) 时工作,或者只取很微弱的电流(如 10~100 μA)。国产的 F3078I,在电源电压为 $\pm 6\text{V}$ 时,电源电流是 20 μA ,静态功耗是 240 μW , (相当于 CA 3078)。

6. 高精度型

高精度是指低失调、低温漂、低噪声等。国产的超低噪声高精度运放 F5037(对应于 CAW 5037),它的失调电压为 10 μV ,失调电流为 7.0 nA,失调电压的温漂为 0.2 $\mu\text{V}/^\circ\text{C}$,等效输入噪声电压密度约为 3.5 nV/ $\sqrt{\text{Hz}}$,等效输入噪声电流密度约为 1.7 pA/ $\sqrt{\text{Hz}}$,开环增益约为 105 dB。又如 CF725(对应于 μA 725)也属于高精度运放。

有关的器件参数可见附录 3 C。还有其他一些类型的集成运放,这里不再一一介绍了。^①

3B 集成运放以外的线性集成电路

线性集成电路除了集成运放外,还有不少专用或其他种类的集成电路,简介如下。

1. 线性集成乘法器(又称模拟乘法器)。它也可以认为是运算电路,但不是通用型的运算电路。它能实现两个输入量相乘的函数关系。这种电路不仅实现相乘、相除、开方等项运算,还能用于波形变换、相位检波、倍频及无线电技术中的调制等电路。如国产的 F1495/F1595(与 MC 1495/MC 1595 相对应),它的工作原理可参阅第五章。

2. 集成比较器。这种电路是将模拟信号转换成数字信号的电路。从电路形式上看,它与运放差不多,故早期就用运放来充当比较器。但它本身有一些特殊要求,比如工作在开环状态,故补偿问题不大,但要求转换速率高,以及输出电压值如何与数字电路相配合等。产品如 SF311 等(见第八章)。

3. 集成稳压电路。这种电路能提供稳定的直流电压和电流。它也可认

^① 可见[3-1]246~247页,表 3.3.2, [3-6]3~11章, [3-10]248~249页附录 D。“全国集成电路标准化委员会”提出优选集成运放产品型号见《电子科学技术》1987年第3期封3。

3C 部分国产集

品 种 类 型			通 用 型			高
			I	II	III	
参 数 名 称	国内外类似型号 符号及单位		CF702 (F002) (μ A702)	CF709 (F005) (μ A709)	CF741 (F007) (μ A741)	CF725 (μ A725)
输入失调电压	U_{I0}	mV	0.5	1.0	1.0	0.5
输入失调电流	I_{I0}	nA	180	50	20	2.0
输入偏置电流	I_{Ib}	nA	2000	200	80	42
U_{I0} 的温漂	$\frac{dU_{I0}}{dT}$	$\mu V/^{\circ}C$	2.5	3.0		2.0
I_{I0} 的温漂	$\frac{dI_{I0}}{dT}$	nA/ $^{\circ}C$	1.0			35×10^{-3}
差模开环增益	A_{od}	dB	70	93	106	130
共模抑制比	K_{CMR}	dB	100	90	90	120
输入共模电压范围	U_{Icm}	V	+0.5 -4.0	± 10	± 13	± 14
输入差模电压范围	U_{Idm}	V	± 5	± 5.0	± 30	± 5
差模输入电阻	r_{id}	M Ω	0.04	0.4	2.0	1.5
最大输出电压	U_{Opp}	V		± 13	± 14	± 13.5
-3dB带宽 单位增益带宽	f_H f_c	Hz MHz			10 1	
静态功耗 静态电流	P I	mW mA	96 5.0	80	50 1.7	80
转换速率	S_R	V/ μ s			0.5	
电源电压	V	V	+12 -6	± 15	± 15	± 15

①还可参阅[3-1]246~247页,[3-2]248~249页,[3-3]57页,[3-4]382~383页,

成运放参数表^①

精 度	高 速	高 阻	低功耗	高 压	大功率	宽 带
C7650 (ICL7650)	CF715 (μ A715)	F3140 (CA3140)	F3078 (CA3078)	F143 (LM143)	FX0121 (LH0021)	F507
5×10^{-3}	2.0	5	0.7	2.0	1.0	1.8
	70	5.0×10^{-4}	0.5	1.0	30	15
	400	1.0×10^{-2}	7	8.0	100	15
0.01		8	6		3	8
			0.07		0.1	0.2
120	90	100	100	105	106	103
120	92	90	115	90	90	100
	± 12	+12.5 -14.5	+5.8 -5.5	26		± 11
	± 15	± 8	± 6	80		± 12
10^6	1.0	1.5×10^6	0.87		1.0	300
± 4.8	± 13	+13 -14.4	± 5.3	± 25	± 12	± 12
2		4.5	2×10^3	1.0	(输出短 路电流 1.2A)	35
3.5	165 5.5	120 4	0.24 0.02	2.0	75 2.5	3
2	100 (反相, $A_v=1$)	9	1.5	2.5		35
± 5	± 15	± 15	± 6	± 28	+12 -10	± 15

[3-5]542~543页,[3-6]2~6页。

是为大功率集成电路中的一类。按输出电压的方式,可分为固定式和可调式。输出电压为固定值的产品如 W7800 系列等;输出电压可调的如 W 117 等^①。按工作方式可分为线性方式和开关方式两种。

4. 其他

还有很多种线性集成电路,如对数放大器(SL 501、SL 502);锁相环电路(L562、L565);压控振荡器(L566)以及收音机、录音机、电视机等专用电路,这里不再介绍了。

参 考 文 献

[3-1] 浙江大学电子学教研室编,邓汉馨主编:《模拟电子技术基本教程》,高等教育出版社,北京,1986 年

[3-2] 华中工学院工业电子学教研室编,康华光主编:《电子技术基础》,上册,第二版,人民教育出版社,北京,1982 年。

[3-3] 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,高等教育出版社,北京,1985 年

[3-4] 秦世才、王朝英编著:《集成运算放大器应用原理》,天津科学技术出版社,天津,新一版,1983 年

[3-5] 清华大学电子学教研组编,童诗白主编:《模拟电子技术基础》,下册,人民教育出版社,北京,1981 年

[3-6] 赵保经主编:《中国集成电路大全》集成运算放大器部分,国防工业出版社,北京,1985 年

[3-7] J·米尔曼著,清华大学电子学教研组译:《微电子学:数字和模拟电路及系统》中册,人民教育出版社,北京,1981 年

[3-8] J·G·格雷姆等著,何同杰等译:《运算放大器设计和应用》,科学出版社,北京,1978 年

[3-9] Alan B·Grebene: *Bipolar and MOS Integrated Circuit Design*, John Wiley and Sons, 1984

① 可见本书第十一章附录。

[3-10] Robert G. Seippel: *Operational Amplifiers*, Reston Publishing Co. Inc., 1983

自我检验题

题 3-1 选择正确的答案填空。(只填 a, b, \dots)。

(1) 由于不易制做大容量电容器,所以集成电路采用____ (a_1 . 直接耦合, b_1 . 阻容耦合) 电路, 因此____。 (a_2 . 低频性能好, 但存在温漂问题, b_2 . 无温漂但只能放大交流信号)

(2) 集成电路制造工艺可使半导体管和电阻器的参数____, (a . 很准确, b . 一致性较好, c . 范围很广) 因此性能较高。

题 3-2 选择填空

(1) 差动放大电路是为了____ (a_1 . 稳定放大倍数, b_1 . 提高输入电阻, c_1 . 克服温漂, d_1 . 扩展频带) 而设置的, 这主要是通过____ (a_2 . 增加一级放大电路, b_2 . 采取两个输入端, c_2 . 利用参数对称的对管) 来实现的。

(2) 从输入和输出的关系来看, 差动放大电路可有____ 种连接方式。
(4, 5, 6, 7, 8, 9)

题 3-3 选择填空。

(1) 差模输入信号是两个输入端信号的____, 共模输入信号是两个输入端信号的____。 (a . 差, b . 和, c . 比值, d . 平均值)

(2) 差模放大倍数 A_d 是____之比, 共模放大倍数 A_c 是____之比。
(a . 输出的变化量与输入变化量, b . 输出差模量与输入差模量, c . 输出共模量与输入共模量, d . 输出直流流量与输入直流流量)。

(3) 电路的 A_d 越大表示____, A_c 越大表示____。 (a . 温漂越大, b . 有用信号的放大倍数越大, c . 抑制温漂能力越强)。

题 3-4 选择填空

(1) 共模抑制比 K_{CMR} 是____之比, (a_1 . 差模输入信号与共模输入信号, b_1 . 输出量中差模成分与共模成分, c_1 . 差模放大倍数与共模放大倍数, d_1 . 交流放大倍数与直流放大倍数)。因此 K_{CMR} 越大表明电路____ (a_2 . 放大倍数越稳定, b_2 . 交流放大倍数越大, c_2 . 抑制温漂能力越强, d_2 . 输入信号中差模成分越大)。

(2) 长尾式差放电路中, R_e 越大则____ (a_1 . A_d 越大, b_1 . A_d 越小, c_1 .

A_c 越大, d_1 、 A_c 越小), K_{CMR} 也____ (a_2 越大, b_2 越小)。用恒流源代替 R_e 后使电路____ (a_3 、 A_d 更大, b_3 、 A_d 更小, c_3 、 A_c 更大, d_3 、 A_c 更小), 理想时 K_{CMR} 为____ (a_4 无穷大, b_4 零)。

题 3-5 选择填空

(1) 由于电流源中流过的电流恒定, 因此等效的交流电阻____ (a_1 很大, b_1 很小), 而等效的直流电阻____ (a_2 很大, b_2 不太大, c_2 等于零)。

(2) 电流源常用于放大电路, 作为____ (a_1 有源负载, b_1 电源, c_1 信号源), 使得放大倍数____ (a_2 提高, b_2 稳定)。

题 3-6 判断答案是否正确, 用√或×表示在括号内。

(1) 组成互补电路的是: ①两个同类型半导体管(); ②两个不同类型半导体管(); ③复合管()。

(2) 做为输出级的互补电路常采用的接法是: ①共射或共源(); ②共集或共漏(); ③共基或共栅()。

(3) 互补电路也可认为是有源负载电路()。

(4) 差动电路也可认为是有源负载电路()。

题 3-7 判断是非, 用√、×号表示在括号内。

(1) 复合管组成的电路是: ①多级电压放大电路, () ②有源负载电路。()。

(2) 复合管组成的电路可以: ① 展宽频带(), ② 提高电流放大系数(), ③改变管子类型(), ④减小温漂(), ⑤减小输出电阻()。

题 3-8 选择填空。

(1) 为了提高 r_i , 减小温漂, 通用型集成运放的输入级大多采用____ 电路, 为了减小 r_o , 输出级大多采用____ 电路。(a. 共射或共源, b. 共集或共漏, c. 差动放大, d. 电流源, e. 互补或准互补跟随)

(2) 集成运放的两个输入端分别为____ (a_1 差模与共模, b_1 同相与反相)。表明前者的极性与输出端____ (a_2 相反, b_2 相同), 后者的极性与输出端____ (a_3 相反, b_3 相同)。

题 3-9 判断下面答案是否正确, 用√、×表示。

(1) 输入失调电压 U_{IO} 是: ①两个输入端电压之差(), ②输入端都为零时的输出电压(), ③输出端为零时输入端的等效补偿电压()。

(2) U_{IO} 越大表示运放: ①放大倍数越大(), ②输入差放级 U_{BE} 的失配越严重(), ③温漂越大()。

(3) 输入失调电流 I_{10} 是: ①两个输入端信号电流之差(), ②输入电流为零时的输出电流(), ③两个输入端静态电流之差()。

思考题和习题

题 3-10 图 P3-10 中用虚线框出的部分是一个压力传感器的原理图。当压力为零时 $R_1=R_2=R_3=R_4=R$, 则 $u_1=0$ 。这种情况称为静态。加压力后, $R_1=R_4=R+\Delta R$, $R_2=R_3=R-\Delta R$, 则有信号 u_1 通过等效电阻加到输入端。在以下的习题中 u_1 均可认为是由这种传感器产生的。对于差动放大电路(虚框以外部分)试计算:

(1) 静态时的 I_{C1} , I_{C2} , U_{C1} 和 U_{C2} 。设 $U_{BE} \approx 0.7 \text{ V}$ 。

(2) 画出差模等效电路, 计算 A_d , R_i 和 R_o 。设 $\beta_1=\beta_2=60$, $r_{bb'}=200 \Omega$ 。

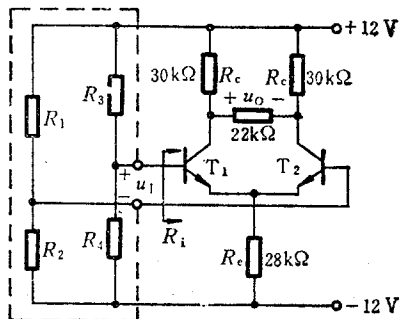


图 P3-10

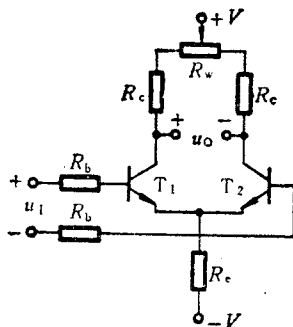


图 P3-11

题 3-11 图 P3-11 所示电路是对称的, $\beta_1=\beta_2=\beta$, $r_{be1}=r_{be2}=r_{be}$ 。

(1) 写出 R_w 动端在中点时 A_d 的表达式。

(2) 当 R_w 动端在最右端时, 写出 A_d 的表达式。比较两个结果有什么不同。

题 3-12 题 3-11 中记 T_1 的等效负载为 R_{c1} , T_2 的为 R_{c2} 。

证明:

$$K_{CMR} = \frac{R_{c1} + R_{c2}}{|R_{c1} - R_{c2}|} \left[\frac{1}{2} + \frac{(1+\beta) \cdot R_e}{R_b + r_{be}} \right]$$

题 3-13 差放电路如图 P3-13 所示。晶体管的 $\beta=50$, $r_{bb'}=100 \Omega$ 。

(1) 计算静态时的 I_{C1} , I_{C2} , U_{C1} 和 U_{C2} 。设 R_b 的压降可忽略, $U_{BE} \approx 0.7 \text{ V}$ 。

(2) 计算 A_d , R_i 和 R_o 。

(3) 当 $U_o = 0.8 \text{ V}$ 时(直流), $U_1 = ?$

(4) 当 $U_1 = -1 \text{ V}$ 时(直流), $U_o = ?$

题 3-14 题 3-13 中的电路并不完全对称, 是否有抑制温漂的作用(与 $R_e = 0$ 时相比), 说明理由。

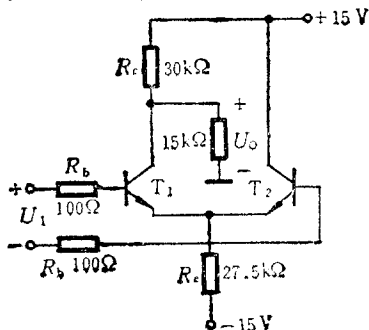


图 P3-13

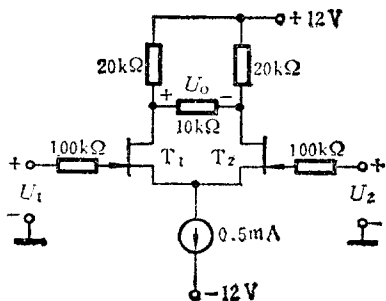


图 P3-15

题 3-15 图 P3-15 所示电路中, 结型场效应管的 $g_m = 2.5 \text{ mA/V}$ 。试计算电路的差模放大倍数 $\frac{U_o}{U_1 - U_2}$ 。

题 3-16 图 P3-16 所示电路中, 静态时 $U_o = 0$ 。晶体管都为硅管, $U_{BE} \approx 0.7 \text{ V}$, $\beta = 100$, $r_{bb'} = 100 \Omega$ 。试计算 R_c 的值。并算出这时电路的放大倍数。

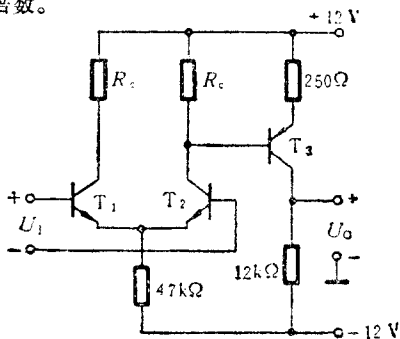


图 P3-16

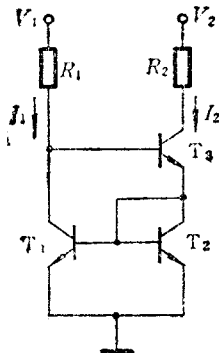


图 P3-17

题 3-17 图 P3-17 是一种电流源电路。试分析:

- (1) 当 V_1, R_1, R_2 分别单独发生变化时, I_1 是否会随之变化。
- (2) 当 V_2, R_2, R_1 分别单独发生变化时, I_2 是否会随之变化。
- (3) 这个电流源输出的稳定电流是哪一个? 和图 3-11 的电流源相比, 它有什么优点?

题 3-18 题 3-17 中, 若三个晶体管参数相同, $\beta_1 = \beta_2 = \beta_3 = \beta$, 试写出两个电流 I_1, I_2 间的关系式。

题 3-19 若图 P3-16 中用恒流源代替 $47\text{ k}\Omega$ 电阻, 仍保持原静态电流不变, 试画出这部分的电路, 并计算相应元件的数值。

题 3-20 图 P3-20 中, 哪些复合接法是合理的? 标出等效的管子类型 (NPN, PNP……) 及管脚。

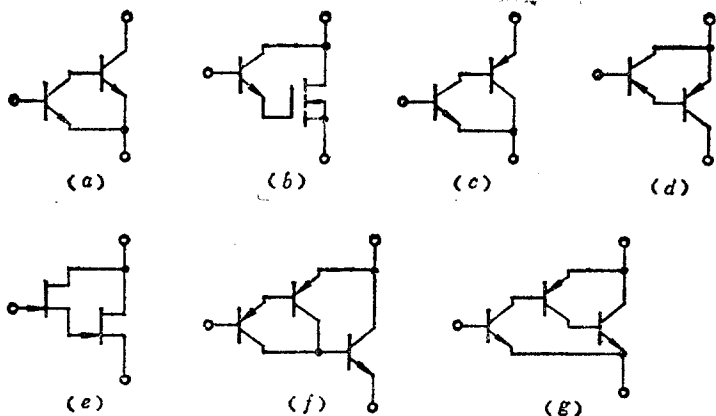


图 P 3-20

题 3-21 图 P 3-21 所示电路中, 所有晶体管均为硅管, $\beta = 100$, $r_{bb'} = 100\ \Omega$, $r_{ce} \approx \infty$ 。静态时 $U_0 = 0$ 。

- (1) 计算静态时的 I_{C1}, I_{C2} 和 I_{C5} 。设 $U_{BE} \approx 0.7\text{ V}$ 。
- (2) 计算电压放大倍数 A_u 。
- (3) 若电源电压改为 $\pm 20\text{ V}$, I_{C1}, I_{C5} 和 A_u 有什么变化? 为什么?

题 3-22 图 P3-22 电路中, T_4 为结型场效应管, $I_{DSS} = 1.6\text{ mA}$, $U_{GS(off)} = -1.6\text{ V}$, $r_{DS} \approx \infty$ 。其余均为硅晶体管, $\beta = 100$, $r_{bb'} = 100\ \Omega$, $r_{ce} \approx \infty$ 。静

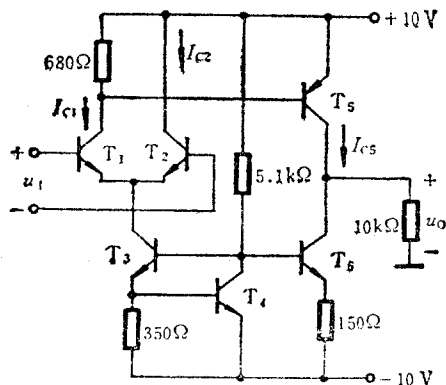


图 P 3-21

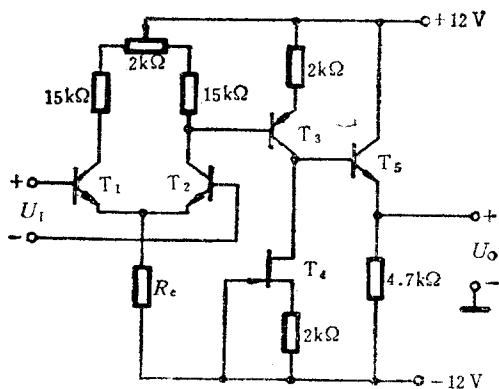


图 P 3-22

态时 $U_o = 0$, $U_{BE} \approx 0.7 \text{ V}$ 。

- (1) 试计算 R_e 的值, 并计算出各管的静态电流 I_c 、 I_D 的值。
- (2) 计算电压放大倍数 A_u 。

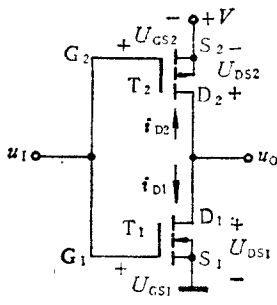
题 3-23 在图 P3-22 所示电路中, 若输入为零时, 输出电压接近 -12 V , 调零电位器不起作用。你认为有哪些元件可能出现故障(开路或短路)?

题 3-24 题 3-22 中,

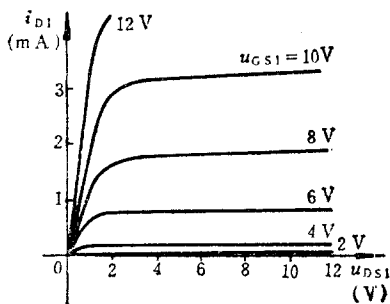
(1) 若输出端接入 $4.7 \text{ k}\Omega$ 的负载电阻器, 输出电压的正负最大幅值各是多大?

(2) 若将输出级改为互补式电路, 应采取什么措施? 画出从 T_3 集电极到输出端这一部分电路, 并考虑如何消除交越失真。

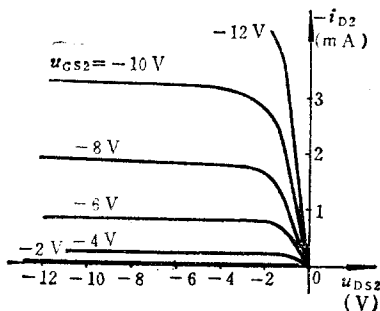
*题 3-25 T_1 和 T_2 为参数对称的 MOS 管, 它们的特性分别如图 P 3-25(b)、(c) 所示。由它们组成的电路如图 P 3-25(a) 所示。设 $V = +12 \text{ V}$, 试以 T_2 作为 T_1 的负载在图 P 3-25(b) 上作出负载线, 并画出电压传输特性曲线, $u_{I1}: 0 \sim 12 \text{ V}$ 。



(a)



(b)



(c)

图 P 3-25

提示: 可利用 $u_{I1} = u_{GS1}$, $u_{GS1} + (-u_{GS2}) = V$, $u_{DS1} + (-u_{DS2}) = V$ 和 $i_{D1} = -i_{D2}$ 等关系。

*题 3-26 图 P 3-26 中, 试证明 $U_O = R_c(I_{C1} + I_{C2}) \text{th}\left(-\frac{U_{I1}}{2U_T}\right)$ 并画出此

电路的电压传输特性 $U_O = f(U_I)$ 。 $U_I = U_1 - U_2$ 。

提示：可利用 PN 结方程 $I_C \approx I_S (e^{U_{BE}/U_T} - 1)$ 先求出 I_{C1} 、 I_{C2} 与 U_1 的关系。

*题 3-27 试画出一个全由 NPN 管组成的运算放大电路：要求两个输入端对地电压为零时输出端对地电压也为零；所有管子 and 电阻的数目最好均小于 5；空载时的开环增益在 50 dB 左右。

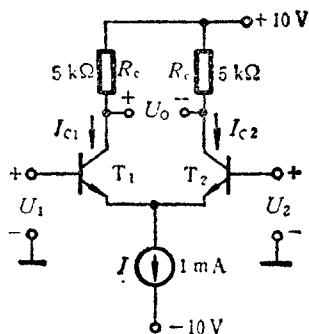


图 P 3-26

*题 3-28 试画出一个由场效应对管作为输入级，其他均为 NPN 管的运算放大电路。电路中可以有二极管、稳压管和电阻。标出每个元器件的作用。

*题 3-29 图 P3-29 是集成功放 F 001 的电路原理图。试说明各晶体管的作用，并指出哪一个输入端是同相输入端。

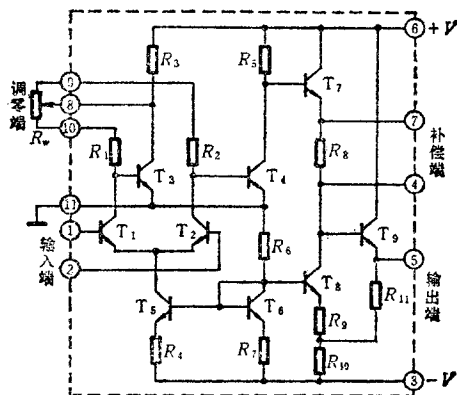


图 P 3-29

*题 3-30 图 P 3-30 是 CH 3130 集成运放的内部电路原理图。其中 $D_5 \sim D_8$ 组成防止栅极氧化层不致因过压而击穿的保护电路。试说明：

- (1) 主要的偏置电路由哪些元器件组成？
- (2) 有几级放大？
- (3) 哪些是放大管，哪些是有源负载？

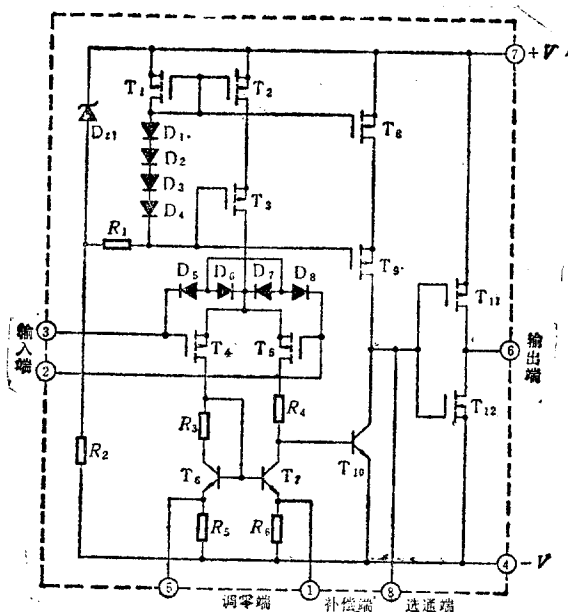


图 P 3-30

(4) 若将选通端与④端相连,输出电压将接近什么数值?

题 3-31 试说明在下列情况下,应选用附录 3 C 中所示的哪一种运放为合适:

(1) 作为一般的交流放大。
(2) 作为数据采集的放大环节,由一个数据转到另一个数据的时间为 $1\mu\text{s}$ 。

- (3) 作为弱信号($1\mu\text{V}$)的放大。
(4) 作为宽频带的放大($0\sim 100\text{MHz}$)。
(5) 作为大信号输出($U_{om}\approx \pm 24\text{V}$)。
(6) 作为高阻信号源($R_s=10\text{M}\Omega$)的放大。
(7) 作为宇航仪器中的放大。

题 3-32 图 P3-32 是 CF741(F007 改进型)的电路原理图。试分析与 F007 相比有哪些改动。具体分析 T_{23} 、 T_{15} 的作用; T_{14} 的作用以及 T_{20} 、 T_{21} 、 T_{22} 是如何起作用的; T_{24} 的 e_2 又起什么作用。

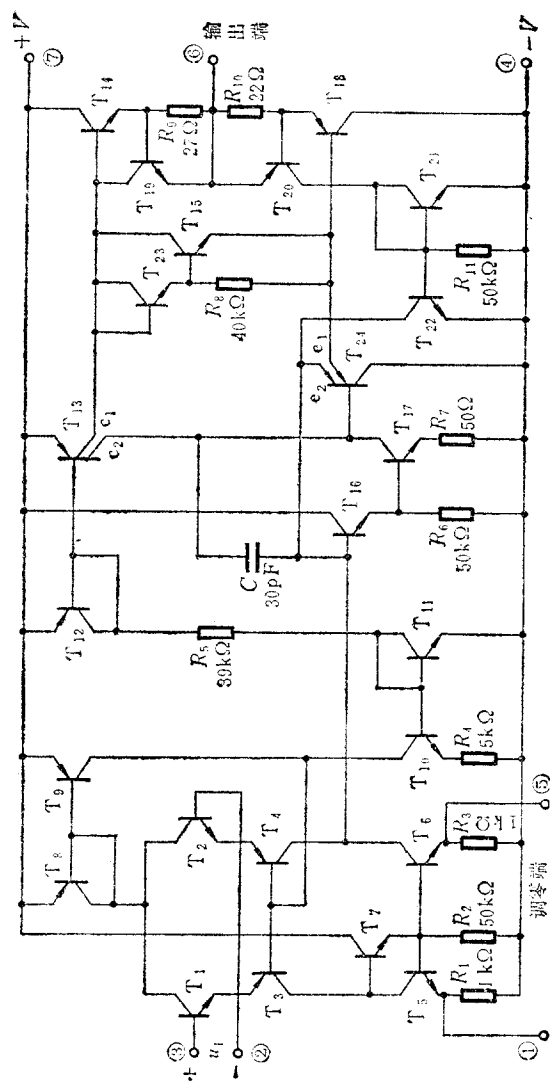


图 P 3-32

第四章 放大电路中的反馈

反馈在电子电路中得到非常广泛地应用。放大电路中引入负反馈可以改善放大性能,比如第二章所介绍过的工作点稳定电路就是引入了负反馈的结果,此外还可以改变输入、输出电阻,稳定放大倍数,扩展频带等。因此几乎所有的实用放大电路都是带反馈的电路。本章以反馈的概念为基础,介绍负反馈放大电路的分析方法和性能改善的情况以及为达到此目的而引入负反馈的一般原则,为今后选择合适的反馈电路做准备。最后指出引入负反馈后所产生的不利因素即自激振荡,并介绍消除它的措施。

4.1 反馈的基本概念

说到反馈,需要弄清楚以下几个问题:什么是反馈,反馈有哪几种形式,它们各自的特点是什么,如何对具有不同形式的反馈放大电路进行分析等。下面逐个介绍。

4.1.1 什么是反馈

本章中所讨论的反馈是指将输出量(电压或电流)的一部分或全部,按一定的方式送回到输入回路,来影响输入量(电压或电流)的一种连接方式。

这里有两种不同的信号流通方向,一个是从输入到输出的信号(放大)流向,一个是从输出到输入的信号(反馈)流向。例如在第二章的 h 参数等效模型中, h_{21e} 代表从输入到输出的信号流向, h_{12e} 代表从输出到输入的信号流向,这属于内部反馈,或称之为寄

生反馈。通常所说的反馈多是指人为的有意识的通过外部元件组成的反馈,例如工作点稳定电路中所引入的电阻器 R_e 。

反馈并不只是在电子电路中采用,在很多自然科学和社会科学领域中都存在或用到反馈,比如自动控制系统和产品的销售信息反馈等。它们在形式上要复杂得多,但基本原则是一致的。

4.1.2 电路中的反馈形式

由于有没有反馈和不同的反馈形式对于放大电路性能的影响是很不相同的,因此,在进行具体分析之前,首先要弄清楚这个电路是不是含有反馈?反馈量是什么?反馈量使输入量的作用是加强了还是削弱了?这几个问题属于反馈电路的定性分析。

为了说明问题方便起见,在本章中,有时将一个一般的放大器,(例如具有差动输入单端输出的分立元件放大器)也借用运放的符号(图 3-31 所示)来表示。这只在本章中用这种通用的表示方法,其他章中该符号仍只表示运放。

一、反馈与反馈通路

从前面的论述中我们可以发现,如果在电路中存在有信号反向流通的渠道(通常称为反馈通路)的话,在输出量发生变化时,就能通过反馈通路送到输入回路中,形成反馈;若无反馈通路,则不能形成反馈,所以,我们判断一个电路是否有反馈,是通过分析它是否存在反馈通路而进行的。下面我们通过图 4-1 来说明。

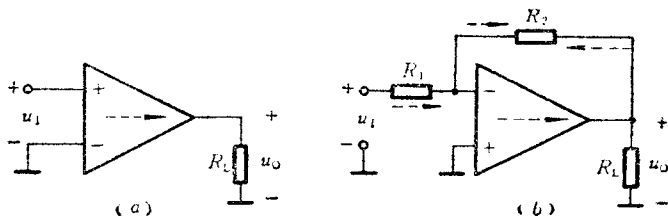


图 4-1 判断有否反馈的例子

图 4-1(a)中, 信号从输入端进入放大电路, 经放大后从输出端输出。信号只有一个流向(在图中用虚线箭头表示): 从输入到输出, 不存在其他的信号流通途径^①(或通路), 也就是不存在反馈。这种情况称为开环。

图 4-1(b)中, 除了放大电路外, 还有一个由 R_2 连接的通路接在输入和输出之间。输入信号能通过它传到输出端, 输出信号也能通过它传到输入端(电阻网络具有双向传递作用)。但由于输出信号通常比输入信号要大得多(被放大了), 所以通过 R_2 的主要成分是从输出端反馈到输入端的信号, 即形成反馈通路。这种情况称为闭环。这个电路就是带反馈的放大电路, 简称为反馈放大电路。

下面再看几个例子。图 4-2 的几个电路中, 除放大通路外还有反馈通路, 故都是反馈放大电路。图 4-2(a)和图 4-2(b)中, 各

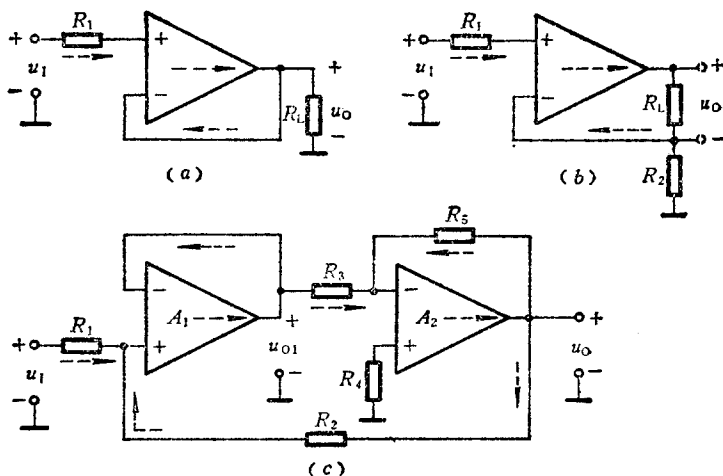


图 4-2 几个放大电路

① 在这里我们只考虑放大电路的正向放大作用, 而它的内部反馈作用暂不考虑。

自只有一条反馈通路。图 4-2(c)中,每一级①放大电路有一条反馈通路,而且从电路的输出到输入还有一条反馈通路。我们通常称每级各自的反馈为本级(或局部)反馈,如图 4-2(c)中 u_{O1} 到 A_1 反相输入端的连线和输出端通过 R_5 到 A_2 反相输入端的连线 而跨级经 R_2 的反馈称为级间反馈。

二、正反馈与负反馈

反馈放大电路中,由于将输出量送回到输入回路影响输入量,这必定会使输出量也受到影响。这个影响的结果有两种可能②:一种是在输入量不变时经过反馈后,输出量比没有反馈时变大了,这种情况称为正反馈;一种是使输出量比没有反馈时变小了,这种情况称为负反馈。由于它们的效果不同,所以在进一步分析反馈电路前要先分清是正反馈还是负反馈,或者说反馈的极性是正还是负。

区别正、负反馈的思路如下。为了将有反馈与无反馈时的情况加以比较,我们先假定将反馈通路在适当的地方断开(一般在反馈通路与输入回路的连接处断开),即由闭环变为开环,再假定输入信号瞬时值有一个变化量,然后分析这个变化量经过放大再反馈回来将对原来的输入量产生什么样的影响。若其趋势使输入量变化的趋势得到加强则为正反馈;反之,使输入量变化的趋势受到削弱则为负反馈。

现以图 4-3(a)所示电路为例。我们在 K 点处将反馈通路与放大电路的输入端之间断开(用“×”表示),并假设输入信号的瞬时值对地有一个正向的变化,在图中用“(+)”表示。这个变化通

① 为了叙述方便,在这里我们把一个运放符号所代表的放大电路称为一级,实际上的一级应以前面讲的为准。

② 还有一种情况,即在某一固定频率下引回的反馈使输出量无变化,此处不予讨论。

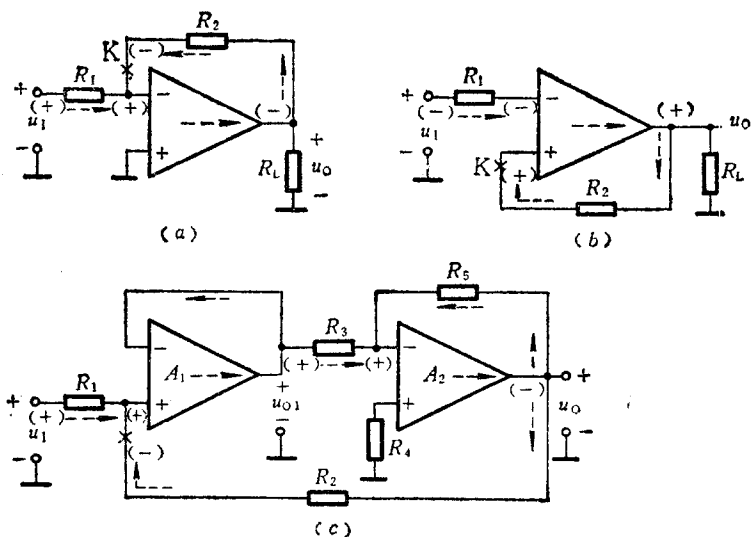
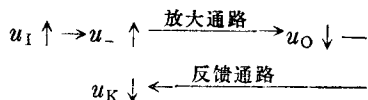


图 4-3 用瞬时极性法判断反馈极性的几个例子

过 R_1 使得反相输入端的电压 u_- 瞬时值也产生一个正向变化。由于反相输入端与端出端的信号变化是相反的，所以此时输出电压的瞬时值 u_o 应该产生负向变化，故标“(-)”。输出的这个变化通过反馈通路 R_2 传到断点处，也是负向变化。所以若将反馈联上，则会使得 u_- 向正向变化的幅值减小，则输出变化的幅值也会减小，因此这个电路的反馈是负反馈。在叙述时，我们通常用“↑”表示瞬时值的正向变化，用“↓”表示负向变化。则上述过程可表示为：



读者可自行分析若 u_1 有一负向变化时其结论是否仍是负反馈。

图 4-3(b) 的电路也是这样分析。在 K 点处断开反馈通路后，
 $u_I \downarrow \rightarrow u_- \downarrow \rightarrow u_O \uparrow$ [图上用 (+) 和 (-) 表示这个过程]。因
 $u_K \uparrow \leftarrow$

$u_{Id} = u_+ - u_-$ 。无反馈时 $u'_{Id} = u_+ - u_- \downarrow$ ；反馈接通时，($u_+ = u_K$)
 $u''_{Id} = u_+ \uparrow - u_- \downarrow$ 。可以看出 u''_{Id} 的变化幅值要比 u'_{Id} 大，则输出
 变化幅值也增大，所以是正反馈。

通过以上的分析可以得出如下结论：对于如图所示的电路，
判断本级反馈的极性时，若反馈通路接回到反相输入端则为负反
馈；接回到同相端则为正反馈。

同理，我们可以判断出图 4-3(c) 的两个本级反馈是负反馈，
 然而级间反馈虽然接回到同相端但也是负反馈，因此反馈的极性
 不能单纯地以反馈到哪一个输入端为准。

还要注意一点，尽管电路已引入反馈（正反馈或负反馈），但并
 没有改变放大电路本身的极性，所以反相输入端仍是与本级的输
 出反相，同相亦然。

这种判断反馈极性的方法由于是以信号的瞬时变化来分析
的，故称为瞬时极性法^①。

三、交流反馈与直流反馈

我们在前面说过，在放大电路中存在着直流分量和交流分量，
 反馈信号也是如此。若反馈回来的信号是交流量，则对输入信号
 中的交流成分有影响，总的来说是会影响电路的交流性能；若反馈
 信号是直流量，则会影响电路的直流性能，如静态工作点等。若放
 大电路是由运放或其他形式的直接耦合电路组成，则在放大和反
 馈通路都能同时通过交流和直流信号的情况下，反馈对电路的交
 流性能和直流性能都有影响。

① 在分析信号瞬时效应的变化时，应不考虑耦合元件产生的附加效应。即应认
 为串联电容为短路，并联电容为开路，串联电感为开路，并联电感为短路。

例如图 4-4(a)所示的电路中,有两条反馈通路。一条是从输出端到反相输入端的反馈通路,很容易分析出这是交直流都有的负反馈。另一条由 C_2 、 R_1 、 R_2 形成的反馈通路是正反馈。由于 C_2 的隔直作用,这个反馈只是交流反馈。从电路的交、直流通路中可以看得更清楚,如图 4-4(b)、(c)所示。

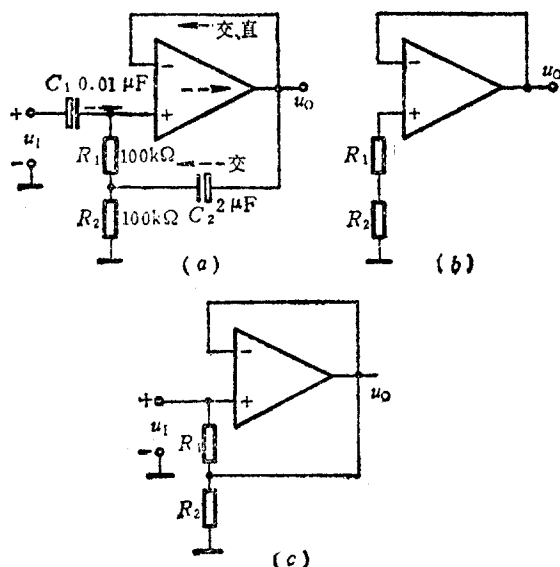


图 4-4 具有不同反馈的电路

(a) 原电路 (b) 直流通路 (c) 交流通路

[例 4-1] 判断图 4-5 所示电路中是否有反馈, 是哪种反馈 (交流还是直流)? 是正反馈还是负反馈?

解: 图 4-5(a)所示电路中,除放大电路外,输出与输入间通过 R_L 与 R_2 共地。因此没有输出量传送到输入端,电路无反馈。

图 4-5(b)所示电路中,有反馈通路: R_2 和 C 组成的通路。利用瞬时极性法可判断出这是负反馈。直流信号能反馈回来,交流信号被电容器 C 接地了 (设在 u_1 的频率, C 的容抗接近于零),所以只有直流负反馈。

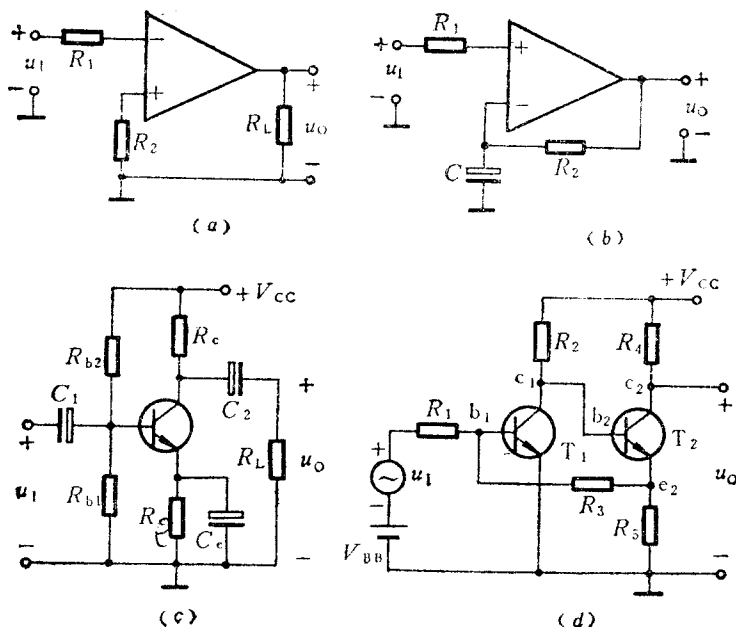


图 4-5 电路的定性分析

图 4-5(c) 所示的是工作点稳定电路。这个电路的输入量是 i_B 和 u_{BE} ，输出量是 i_C 和 u_{CE} 。当温度升高时引起 i_B 的增加从而有以下的反应过程：

$$i_B \uparrow \rightarrow i_C \uparrow \rightarrow i_E \uparrow \xrightarrow{R_e} u_E \uparrow \rightarrow u_{EB} \downarrow$$

$$i_B \downarrow \leftarrow$$

即输出量 i_C 的变化通过 R_e 变成了输入量 u_{BE} 的变化，使 i_B 减小形成负反馈。当考虑交流信号 u_i 的影响时，由于 C_e 并接在 R_e 两端，当它的容抗足够小时，交流成分基本上被短路了，所以这个电路只有直流负反馈。

图 4-5(d) 所示电路是两级直接耦合放大电路。要判断是否有反馈，就要弄清楚了信号放大通路外是否还有反馈通路。信号放大的路径是：通过 R_1 到 b_1 ，经过 T_1 放大到 c_1 端输出，通过 b_2 经 T_2 在 c_2 端输出。除此通路外，在输出与输入之间还有由 R_3 连接的一个支路，即从 c_2 到 b_1 ，这是反馈通路。我们利用瞬时极性法来判断反馈极性。将反馈通路与 b_1 的连接处断开，如图 4-6 中 K 点所示。设输入信号的瞬时值有一正向变化，则

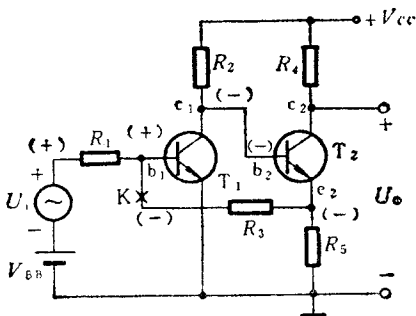
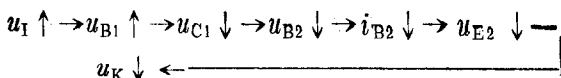


图 4-6 反馈极性的判断

由上述过程及图中标信号的瞬时极性可看出，这是一个负反馈电路，而且是交直流负反馈。同时我们还可以看到 R_5 形成第二级本级的交直流负反馈。

4.2 负反馈放大电路的组态

从上面所举的例子中，我们可以发现，即使同是负反馈，但反馈的连接方式也各有不同。从输入端看，有的反馈通路与输入信号连于同一节点，如图 4-1(b)，有的则引回到不同的节点，如图 4-2(b)；从输出端看，有的反馈通路直接从输出端引回来，如图 4-1(b)，有的则不然，如图 4-5(d)。不同的连接方式对于电路的影响是不一样的，研究各种不同的连接方式所起的作用，才能进一步掌握负反馈电路性能的特点，为今后在实际工作中正确选择负反馈电路或根据需要引入合理的负反馈打下基础。

为了弄清它们的连接关系，我们从网络的连接方式来分析。分析是针对变化量进行的。

当我们只考虑一个反馈通路的作用时^①，我们把这个反馈通路看成一个双口网络，把其余的放大电路看成另一个双口网络，它们的连接方式如图 4-7 所示。

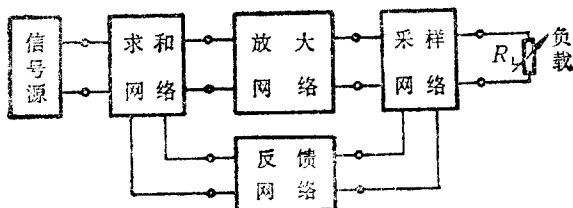


图 4-7 反馈放大电路的连接示意图

反馈网络通过采样网络与放大电路的输出回路连接。常见的采样网络有两种：一种是并联连接，一种是串联连接。反馈网络通过求和网络与放大电路的输入回路连接，常见的连接也有并联和串联两种方式。还有较复杂的采样网络或求和网络，这里只讨论上述这四种连接方式。下面依次进行分析。

4.2.1 电压并联负反馈电路

一、连接方式

电压并联负反馈的连接方式和实际电路分别如图 4-8(a)、(b) [同图 4-1(b)] 所示。其中 A 表示放大电路的放大倍数， F 表示反馈网络的反馈系数^②。具体的含义在后面介绍。采样网络是并联方式，又称为电压采样；求和网络也是并联连接，所以通称这种接法为电压并联式。下面分别讨论电压采样和并联求和的特点。

① 对于复杂反馈电路的分析可参阅[4-7]7.2节。

② 在一般情况下，考虑频率特性， A 和 F 均应为复数。本小节为了便于讨论反馈组态及其特点，暂设二者均为实数。

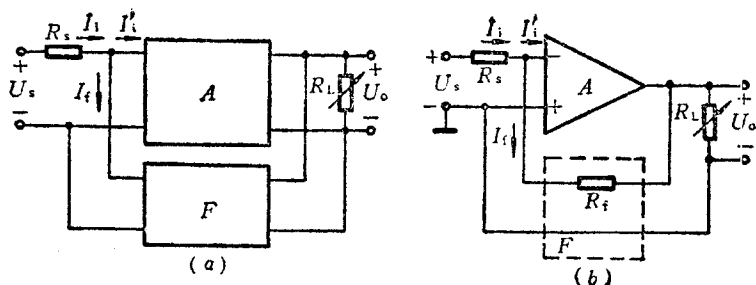


图 4-8 电压并联负反馈电路

(a) 连接方式 (b) 实际电路

二、电压负反馈电路的特点

负反馈电路中,若采样网络是电压采样方式,通称为电压负反馈电路。它的特点就是反馈信号与输出电压成比例,也可以说电压反馈是将输出电压的一部分或全部按一定方式反馈到输入回路。

既然反馈量与输出电压成比例,那么我们可以利用这个特点来判断一个负反馈电路是不是电压负反馈电路。对于电压负反馈来说,若输出电压变化为零,则反馈量也为零,即没有反馈了。因此我们可以假设 $U_o = 0$, 看反馈是否还存在,若此时反馈不存在了,则是电压负反馈。从图 4-8(b) 也可以看出,若输出短路则反馈电流 I_f 与输出无关,即反馈不存在了,所以是电压负反馈电路。

三、并联负反馈电路的特点

并联负反馈是指求和网络为并联方式的负反馈。从图 4-8 中可以看到并联反馈适于用电流求和的方式来反映反馈对输入信号的影响。我们记输入电流为 I_i , 放大电路的输入电流为 I_i' (通称净输入电流), 反馈网络的电流为 I_f (通称反馈电流), 电流的方向如图示。可以得到这三个电流之间的关系是

$$I_i' = I_i - I_f \quad (4-1)$$

此式说明,当输入电流一定时,反馈电流越大(反馈越强),则放大电路得到的净输入电流越小。

从图 4-8 中还可以发现,若信号源是一个恒压源(即图中的 $R_s=0$),则 I_i' 与 I_t 无关,反馈信号将不起作用;而信号源若是一个恒流源(即图中的 I_i),则反馈的影响最大。换句话说,信号源内阻越大,并联反馈的作用越强。

在前面举例的电路中,属于并联负反馈电路的有图 4-2(c)所示电路中的第二级本级反馈和级间反馈。

四、电压并联负反馈电路中的各个参量

根据前面的分析,电压并联负反馈电路中,与采样相联系的输出量用电压表示,输入量及反馈量用电流表示。因此,我们定义此时的放大倍数为

$$A_{ui} = \frac{U_o}{I_i'} \quad (4-2)$$

$$\text{反馈系数为} \quad F_{iu} = \frac{I_t}{U_o} \quad (4-3)$$

F 越大表示反馈越强。 A_{ui} 是电阻量纲, F_{iu} 是电导量纲。

4.2.2 电压串联负反馈电路

一、连接方式

电压串联负反馈电路的连接方式和实际电路分别如图 4-9(a)、(b)所示。采样网络仍为并联的电压采样,求和网络为串联连接方式。电压采样的特点在前面已分析过了,这里再讨论一下串联求和电路的特点。

二、串联负反馈电路的特点

串联负反馈是指求和网络为串联方式的负反馈。从图 4-9 中可以看到串联反馈适于用电压求和的方式来反映反馈对输入信号

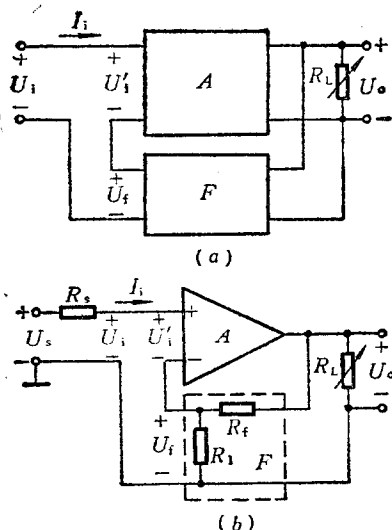


图 4-9 电压串联负反馈电路
(a) 连接方式 (b) 实际电路

的影响。我们记输入电压为 U_i ，放大电路的净输入电压为 U'_i ，反馈电压为 U_f ，电压极性如图示。可以得到它们的关系是

$$U'_i = U_i - U_f \quad (4-4)$$

当 U_i 一定时， U_f 越大(反馈越强)，则 U'_i 越小。

与并联反馈类似，我们可以看到，若信号源是内阻 R_s 很大的电压源 U_s ，则净输入电压 U'_i 不仅与反馈电压 U_f 有关，而且与 R_s 、 I_i 有关，当 R_s 很大时(即接近恒流)，反馈部分的影响将不显著。反之，当信号源内阻越小时，串联负反馈的效果越明显。

三、电压串联负反馈电路中的各个参量

电压串联负反馈电路的输出量、输入量和反馈量都是电压。所以定义放大倍数为

$$A_{uu} = \frac{U_o}{U'_i} \quad (4-5)$$

反馈系数为

$$F_{uu} = \frac{U_f}{U_o} \quad (4-6)$$

这两个量都是无量纲的。

4.2.3 电流并联负反馈电路

一、连接方式

电流并联负反馈电路的连接方式和实际电路分别如图 4-10 (a)、(b) 所示。采样网络是串联采样方式，也称为电流采样；求和网络是并联连接方式。并联求和电路的特点前面已介绍了，这里讨论电流采样电路的特点。

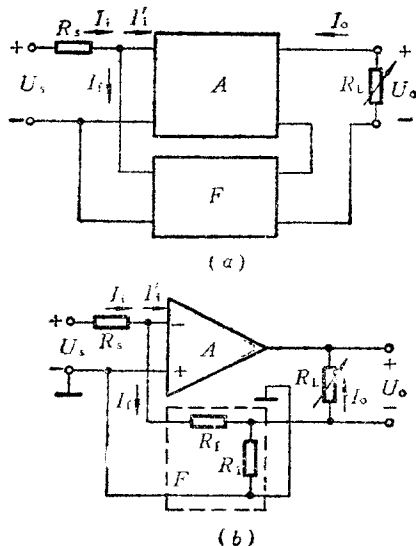


图 4-10 电流并联负反馈电路
(a) 连接方式 (b) 实际电路

二、电流负反馈电路的特点

采样网络为串联电流采样的负反馈电路，也称为电流负反馈电路。它的特点是反馈信号与输出电流成比例。也可以说电流反

馈是将输出电流 I_o 的一部分或全部按一定方式反馈到输入回路。

以图 4-10(b) 所示电路为例, 当我们设 $U_o = 0$ (即将 R_L 短路) 时, 反馈依然存在; 而若设 $I_o = 0$ (即将 R_L 开路), 则没有反馈了。可见这个电路的反馈是电流反馈。

三、电流并联负反馈电路的各个参量

电流并联负反馈电路中与采样相联系的输出量及净输入量和反馈量都是电流。所以放大倍数为

$$A_{ii} = \frac{I_o}{I_i} \quad (4-7)$$

反馈系数为
$$F_{ii} = \frac{I_f}{I_o} \quad (4-8)$$

这两个量都是无量纲的。

4.2.4 电流串联负反馈电路

电流串联负反馈电路的连接方式和实际电路分别如图 4-11 (a)、(b) 所示。采样网络为电流串联采样, 求和网络为串联连接方式。它们各自的特点在前面都已经介绍过了。同理, 电流串联负反馈电路中与采样相联系的输出量是电流, 输入量和反馈量是电压。所以放大倍数为

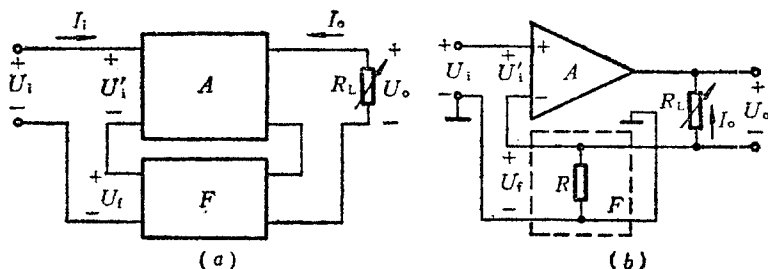


图 4-11 电流串联负反馈电路
(a) 连接方式 (b) 实际电路

$$A_{iv} = \frac{I_o}{U_i} \quad (4-9)$$

$$\text{反馈系数为} \quad F_{ui} = \frac{U_f}{I_o} \quad (4-10)$$

它们分别是电导量纲和电阻量纲。

以上我们分析了负反馈放大电路中常见的四种组态（即四种不同的连接方式）。由于组态不同，输出量、输入量和反馈量可以是电压或电流，因此放大倍数和反馈系数也随之改变。在以后的分析中要注意这一情况。

4.3 反馈的表示方法

如前所述，虽然负反馈放大电路有不同的组态，并由此产生了各种不同的参量，但是有一些规律是相同的。比如，净输入量等于输入量与反馈量之差，[见式(4-1)和式(4-4)]；放大倍数等于输出量与净输入量之比；反馈系数等于反馈量与输出量之比等。下面我们将这些关系用方块图抽象地表示出来，以便研究一些共同的规律。

4.3.1 方块图表示法

方块图是由一些对信号进行单向运算的方块和一些带箭头的连线组成的，它们表明了信号流动的方向以及对信号变量所作的运算。虽然有些信号(如电压)需要两个端点，但为了直观，我们只用一根线来表示信号的流向。一个负反馈系统的方块图如图4-12(a)所示。其中各信号变量均用它们的拉氏变换式表示，则方块图中的运算关系就是传递函数。图中画出了采样和求和的关系。按图中标的极性，表示了它们之间的关系是 $X_i'(s) = X_i(s) - X_f(s)$ ，这表示是按负反馈的极性连接。同时信号正向流动只通过 $A(s)$ ，反向流动只通过 $F(s)$ 。

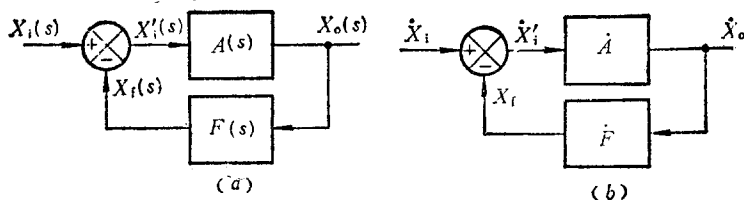


图 4-12 负反馈电路的方块图表示法

(a) 负反馈的拉氏变换表示 (b) 正弦信号的复数表示

我们在分析放大电路时,常常用正弦信号的响应来分析。所以借用方块图的形式,将信号用复数来表示,如图4-12(b)所示。其中 \dot{X}_i 为输入量, \dot{X}'_i 为净输入量, \dot{X}_f 为反馈量, \dot{X}_o 为输出量。根据反馈的组态不同,这些信号可为电压或电流量。我们定义

$$\dot{A} = \frac{\dot{X}_o}{\dot{X}'_i} \quad (4-11)$$

为反馈放大电路中无反馈时的放大倍数,有时称为开环放大倍数。对于不同的组态, \dot{A} 可以是 \dot{A}_{uu} 、 \dot{A}_{ui} 、 \dot{A}_{iu} 或 \dot{A}_{ii} 。定义

$$\dot{F} = \frac{\dot{X}_f}{\dot{X}_o} \quad (4-12)$$

为反馈系数。同样,在不同的组态中, \dot{F} 可以是 \dot{F}_{uu} 、 \dot{F}_{iu} 、 \dot{F}_{ui} 或 \dot{F}_{ii} 。定义

$$\dot{A}_f = \frac{\dot{X}_o}{\dot{X}_i} \quad (4-13)$$

为反馈放大电路的闭环放大倍数^①。它也有四种表示形式。

4.3.2 负反馈放大电路的一般表达式

根据图4-12(b)及前面的几个定义,可有以下的关系

$$\dot{X}'_i = \dot{X}_i - \dot{X}_f \quad (4-14)$$

^① 下角注 f 代表有反馈时的量,用以与无反馈时的量相区分。适用于 \dot{A}_{uu} 、 \dot{A}_{ui} 、 \dot{A}_{iu} 、 \dot{A}_{ii} 及 R_i 和 R_o 等。在一般讨论负反馈性能时可不加 f。

$$\text{和} \quad \dot{X}_f = \dot{F} \cdot \dot{X}_o = A\dot{F} \cdot \dot{X}_f' \quad (4-15)$$

$A\dot{F}$ 通称为回路增益。由于 \dot{X}_f 和 \dot{X}_f' 的量纲总是一样的, 故 $A\dot{F}$ 必定是无量纲的。

$$\dot{A}_f = \frac{\dot{X}_o}{\dot{X}_i} = \frac{\dot{X}_o}{\dot{X}_i' + \dot{X}_f} = \frac{\dot{X}_o}{\dot{X}_i' + A\dot{F} \cdot \dot{X}_i'} = \frac{\frac{\dot{X}_o}{\dot{X}_i'}}{1 + A\dot{F}}$$

$$\dot{A}_f = \frac{A}{1 + A\dot{F}}$$

(4-16)

式(4-16)表明, 接入负反馈以后, 放大电路的放大倍数是不带反馈时放大倍数的 $\frac{1}{1 + A\dot{F}}$ 。在后面的讨论中, 我们还会发现, 负反馈放大电路性能的改善程度多与 $1 + A\dot{F}$ 有关。所以常常把 $|1 + A\dot{F}|$ 称为反馈深度^①。

当我们只考虑放大倍数的幅值时, 对式(4-16)取模。则

$$|\dot{A}_f| = \frac{|\dot{A}|}{|1 + A\dot{F}|} \quad (4-17)$$

从式(4-17)可得出以下的结论。

当 $|1 + A\dot{F}| > 1$ 时, $|\dot{A}_f| < |\dot{A}|$, 也就是说当引入负反馈以后, 放大倍数下降了。

当 $|1 + A\dot{F}| \gg 1$ 时,

$$|\dot{A}_f| = \left| \frac{A}{1 + A\dot{F}} \right| \approx \frac{1}{|\dot{F}|}$$

(4-18)

上式表明此时负反馈放大电路的放大倍数几乎只取决于反馈系数, 而与开环放大倍数的具体数值无关。因反馈网络多是无源网络, 反馈系数只与网络中元件的数值有关, 是比较稳定的, 所以 $|\dot{A}_f|$ 也

① 也有把 $\frac{1}{|1 + A\dot{F}|}$ 作为反馈深度的。

是比较稳定的。可以说 $|A|$ 越大,越容易满足上面的条件。这就是我们总希望运放的 A_{od} 很大(具体数值不一定很准确),甚至提出理想运放的 $A_{od}=\infty$ 的原因。满足 $|1+A\dot{F}|\gg 1$ 条件的负反馈,称为深度负反馈。

当 $|1+A\dot{F}|<1$ 时, $|\dot{A}_f|>|A|$,这在实质上是正反馈了。若原来在中频时是接成负反馈的,则在低频或高频时可能满足上述条件,即附加相移接近 180° ,反馈量的极性已和原来相反,因此从原来的负反馈变成了正反馈^①。

当 $|1+A\dot{F}|=0$ 时, $|\dot{A}_f|=\infty$ 。即在没有输入信号时,也会有输出信号。这种现象称为自激振荡。对于负反馈放大电路来说,自激振荡破坏了正常的工作状态,是应该避免的。当然有时是有意地利用正反馈来产生信号,则又另当别论。这个问题将在第九章中加以讨论。

4.4 负反馈放大电路的计算

前面我们对负反馈放大电路作了大量的定性分析,下面则要进行定量的计算了。计算的内容主要是放大倍数、输入电阻和输出电阻,并从中得出一些规律性的结论。

4.4.1 简单负反馈电路的计算

有些简单的负反馈放大电路用我们以前学过的知识也能很方便地进行分析计算。比如图4-13(a)所示的工作点稳定电路(只不过有一部分射极电阻被电容 C_e 旁路)中,我们知道, R_{e1} 和 R_{e2} 组

① 在这一点上自动控制理论的看法与此不同。他们认为反馈一旦连好,极性就确定了(与规定正方向类似),而我们则是从实际效果出发来定义的。这里就出现了这样的情况:一个具体反馈放大电路在中频时其性质是负反馈而到高频可能变成正反馈。

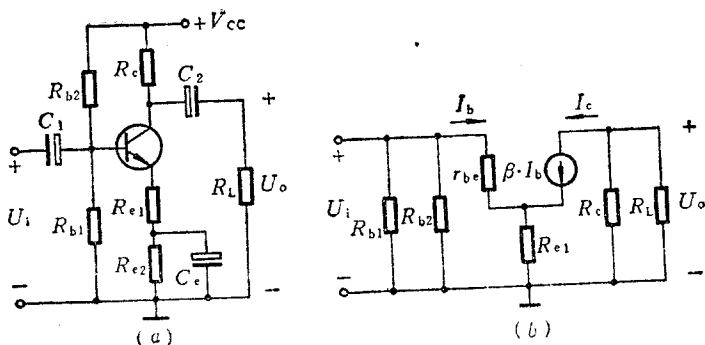


图 4-13 简单负反馈电路的计算
(a) 工作点稳定电路 (b) 交流等效电路

成了直流负反馈，它的作用是使静态工作点稳定。同时 R_{e1} 又是交流负反馈，它的组态是电流串联负反馈（因将 R_L 短路后反馈仍存在）。在计算时，我们利用它的 h 参数等效电路进行，如图 4-13(b) 所示。

根据图 4-13(b) 可得

$$A_u = \frac{U_o}{U_i} = \frac{-I_c \cdot R'_L}{I_b \cdot r_{be} + I_e \cdot R_{e1}} = -\frac{\beta \cdot R'_L}{r_{be} + (1 + \beta) R_{e1}} \quad (4-19)$$

上式中若满足 $(1 + \beta) R_{e1} \gg r_{be}$ ，同时 $\beta \gg 1$ ，则

$$A_u = -\frac{\beta \cdot R'_L}{r_{be} + (1 + \beta) \cdot R_{e1}} \approx -\frac{\beta \cdot R'_L}{(1 + \beta) \cdot R_{e1}} \approx -\frac{R'_L}{R_{e1}} \quad (4-20)$$

式(4-20)表明，当满足一定条件时（实际就是满足深度负反馈的条件，只是我们现在并没有求出 \dot{A} 和 \dot{F} 各自的具体数值），这个放大倍数近似等于两个电阻之比，而与电路的其他参数（如 β 等）基本无关；温度对静态工作点的影响由于直流负反馈的存在也变得小了。同时可以发现，在一定范围内，能够很方便地通过改变电阻来获得不同的放大倍数。

电路的输入电阻和输出电阻，读者可以用同样方法求出。这里不多说了。

从这个电路的计算中，我们可以知道，利用前面所学的知识是能够计算负反馈放大电路的。但是，可以想象，当电路比较复杂时，计算会变得很复杂。然而目前我们遇到的常常是深度负反馈的电路，所以可以利用它的特点来进行近似计算，使计算过程大大简化。

4.4.2 具有深度负反馈的放大电路计算

一、深度负反馈的特点

根据前面得出的关系，我们已经知道在深度负反馈情况下 $|A_f| \approx \frac{1}{|F|}$ ，现在进一步研究此时各电量之间的关系。我们将负反馈放大电路中的各个电量都用净输入量 \dot{X}_i' 表示。

$$\begin{cases} \dot{X}_o = A\dot{X}_i' \\ \dot{X}_f = F \cdot \dot{X}_o = AF \cdot \dot{X}_i' \\ \dot{X}_i = (1 + AF)\dot{X}_i' \end{cases}$$

并将它们标在图 4-14(a) 中。图 4-14(b) 是以 \dot{X}_i' 为 1 个单位所得到各量的关系。

从图 4-14(b) 可以看出，当 $|1 + AF| \gg 1$ 时，则 $|1 + AF| \approx |AF|$ ，即输入量近似等于反馈量。也就是

$$\boxed{\dot{X}_i \approx \dot{X}_f} \quad (4-21)$$

而净输入量与它们相比可以忽略

$$\boxed{\dot{X}_i' \approx 0} \quad (4-22)$$

须注意这是在深度负反馈的条件下推导出来的关系。 \dot{X}_i' 近

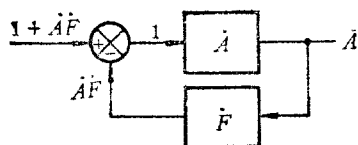
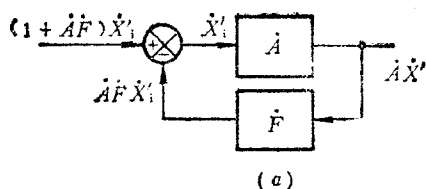


图 4-14 负反馈中各量的关系
(a) 用 \dot{X}'_i 表示各量的关系 (b) 各量的关系

似为零但不等于零,若 $\dot{X}'_i = 0$, 则 $\dot{X}_o = 0$, 也就没有反馈了。

下面我们利用这些特点来分析具有深度负反馈的放大电路。在分析时设工作频率不是很高,除运放本身的相移外,其他相移都可以忽略。所以下面除特殊情况外,将不用复数的记号。

二、电压串联负反馈电路

最典型的电压串联负反馈电路已示于图 4-9(b), 现将它的简化等效电路按图 3-30 的规定重画在图 4-15。其中输入量为 U_i ,

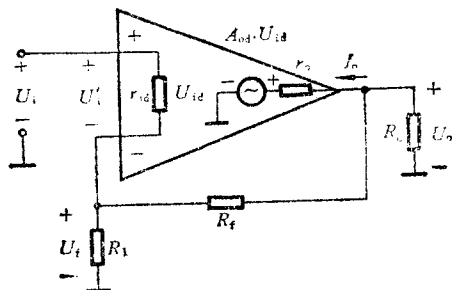


图 4-15 电压串联负反馈电路

输出量为 U_o ，反馈量为 U_f 。净输入量 U_i' 就是运放的差模输入电压 U_{id} 。当忽略流入反相输入端的电流时

$$U_f \approx \frac{R_1}{R_1 + R_f} \cdot U_o \quad (4-23)$$

也就是

$$F = \frac{U_f}{U_o} = \frac{R_1}{R_1 + R_f} \quad (4-24)$$

若 $A_{od} = 10^4$, $R_f = 100R_1$, 即 $F \approx 10^{-2}$, 则 $AF \approx 10^2$, 仍比 1 大得多, 满足深度负反馈的条件。

根据式(4-18), 则此时的电压放大倍数 A_u 为

$$A_u \approx \frac{1}{F} = \frac{R_1 + R_f}{R_1} = 1 + \frac{R_f}{R_1} \quad (4-25)$$

上式再一次表明, 引入深度负反馈以后使放大倍数基本与放大电路的内部参数及负载无关(只要负载不使 A_{od} 下降太多)。

也可以利用 $U_i' \approx 0$ 的条件求 A_u 。在这个电路中就是 $U_i' \approx 0$, 即 $U_{id} \approx 0$ 。由此可有 $U_i \approx U_f \approx \frac{R_1}{R_1 + R_f} U_o$, 亦得出与式(4-25)相同的结论。此外, 由于 $U_{id} = U_+ - U_-$, 所以也可以表示为

$$U_+ \approx U_- \quad (4-26)$$

我们可以大致估算一下这个近似的程度。如果运放处于线性放大范围, 则电路的输出电压变化幅度最大不超过电压源。设 $U_{om} = \pm 15 \text{ V}$, 若 $A_{od} = 3 \times 10^5$, 则 $|U_{id}| < \frac{15}{3 \times 10^5} = 0.05 \text{ mV}$ 。它比起要放大的信号来常常是小得多的。若 A_{od} 更大, 则 $|U_{id}|$ 更小。所以式(4-26)的近似关系是成立的。

在第三章中我们介绍过, 集成运放的输入电阻 r_{id} 很大(如 $1 \text{ M}\Omega$), 在 $|U_{id}| < 0.05 \text{ mV}$ 的情况下, 运放的输入电流 $I_i <$

$$\frac{0.05 \times 10^{-3}}{10^6} = 0.05 \times 10^{-9} = 0.05 \text{ nA}。 (这是指动态电流, F 007 的$$

静态电流也只有 100 nA)。我们记同相输入端的电流为 I_+ , 反相输入端的为 I_- , 则可得

$$I_+ \approx I_- \approx 0 \quad (4-27)$$

那么 R_i 上的电压 U_i 就可以认为只是 U_o 的分压值了, 也就是说反馈网络基本上没有信号的正向传递, 而只有反馈信号的反向传递。

下面我们来计算电路的输入电阻 R_{if} ①。

$$R_{if} = \frac{U_i}{I_i} = \frac{U_i' + U_f}{I_i} = \frac{U_i' + AF \cdot U_i'}{I_i} = (1 + AF) \frac{U_i'}{I_i}$$

即

$$R_{if} = (1 + AF) r_{id} \quad (4-28)$$

(式中的 A 是考虑了带负载以后的 U_o 与 U_{id} 之比。由于运放的 r_o 比外电路电阻一般要小, 所以 A 和 A_{od} 相差不大)。式(4-28)表明, 由于引入串联负反馈, 使电路的输入电阻比无反馈时增大了 $1 + AF$ 倍。

电路的输出电阻 R_{of} 可根据定义来计算。图 4-15 中无反馈

的放大电路的输出电阻 r_o 是 $r_o = \left. \frac{U_o}{I_o} \right|_{u_{id}=0}$, 引入负反馈后, 当 $U_i = 0$ 时,

$$U_{id} = -U_f, \text{ 所以 } I_o = \frac{U_o - A \cdot U_{id}}{r_o} = \frac{U_o + A \cdot U_f}{r_o} = \frac{U_o + AF U_o}{r_o} = (1 +$$

$AF) \frac{U_o}{r_o}$, 其中 $A = A_{od}$ (不考虑 R_L 并忽略 R_f 支路的影响)。

$$R_{of} = \frac{U_o}{I_o} = \frac{r_o}{1 + AF} \quad (4-29)$$

① 在本小节中, 输入、输出电阻的计算均为近似的, 然而有反馈后比无反馈时的数值变化了 $1 + AF$ 倍的关系是准确的。

此式表明,引入电压负反馈以后,输出电阻比无反馈时小了 $1+AF$ 倍。若 $r_o=1\text{ k}\Omega$, $|1+AF|\approx 10^2$,则连成电压负反馈后电路的输出电阻 $R_{of}\approx 10\Omega$ 。输出电阻越小,表明带负载能力越强,越接近恒压源。这说明对于电压负反馈电路,在输入信号幅值不变的情况下,即使负载变化,但输出电压幅值基本上保持稳定,通常说电压负反馈能稳定输出电压就是这个含义。

三、电压并联负反馈电路

电压并联负反馈的典型电路已示于图4-8(b),现将其简化等效电路示于图4-16。图中的输入量为 I_i ,输出量为 U_o ,反馈量为

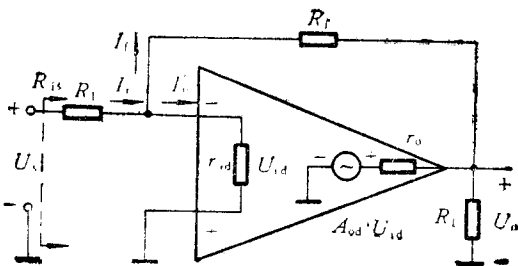


图 4-16 电压并联负反馈电路

I_f 。一般来说,这个电路仍能满足深度负反馈的条件。我们先验证一下 $|1+AF|$ 是否远大于1。设 $A_{od}=10^6$, $r_{id}=10^6\Omega$, $R_f=10^4\Omega$ 则

$$|1+AF| = |1+A_{ui}F_{iu}| = \left| 1+A_{od}\cdot r_{id}\cdot \frac{1}{R_f} \right| \approx 10^6 \gg 1$$

$$I_i' \approx 0 \quad (4-30)$$

即

$$I_i \approx I_f \quad (4-31)$$

且因 $U_- = I_i' \cdot r_{id}$,所以 $U_- \approx 0$

从反馈的组态来看,电压并联负反馈的放大倍数应是 A_{uif} 。

利用式(4-18)
$$A_{uif} = \frac{U_o}{I_i} \approx \frac{1}{F_{iu}}$$

而
$$F_{iu} = \frac{I_f}{U_o} = -\frac{1}{R_f}$$

故
$$A_{uif} = -R_f$$

实际上我们经常关心的是 U_o 与 U_s 的关系。由 $I_i \approx \frac{U_s}{R_1}$ 可得

$$A_{us} = \frac{U_o}{U_s} = \frac{U_o}{I_i} \cdot \frac{I_i}{U_s} = A_{uif} \cdot \frac{1}{R_1} = -\frac{R_f}{R_1} \quad (4-32)$$

读者还可从 $I_i \approx I_f$ 和 $U_- \approx 0$ 两个近似条件得出 同样的结论。

我们来计算电路的输入电阻 R_{if} 。

$$R_{if} = \frac{U_i}{I_i} = \frac{U_i}{I_i' + I_f} = \frac{U_i}{I_i' \left(1 + \frac{U_o}{I_i'} \cdot \frac{I_f}{U_o} \right)} = \frac{\frac{U_i}{I_i'}}{1 + AF}$$

$$R_{if} = \frac{r_{id}}{1 + AF}$$

(4-33)

上式表明, 由于引入并联负反馈使输入电阻减小为原来的 $\frac{1}{1+AF}$ 。

我们将从信号源看过去的等效电阻记为 R_{is} 。

由于 $U_- \approx 0$, 所以

$$R_{is} \approx R_1 \quad (4-34)$$

由于是电压负反馈, 因此仍有 $R_{of} = \frac{r_o}{1+AF}$ 的关系。这一点读

者可利用推导式(4-29)的方法自行证明。

【例 4-2】 由运放组成的负反馈电路如图 4-17 所示。设 $A_{od} \rightarrow \infty$, 试计算各个电路的电压放大倍数。

解: 由于 $A_{od} \rightarrow \infty$, 而反馈系数都是有限值, 所以都满足深负反馈条件, 可利用式(4-18)、(4-21)的关系来计算。

图 4-17(a) 所示为电压串联负反馈电路。根据式(4-21)有 $U_i \approx U_f$, 而 U_f

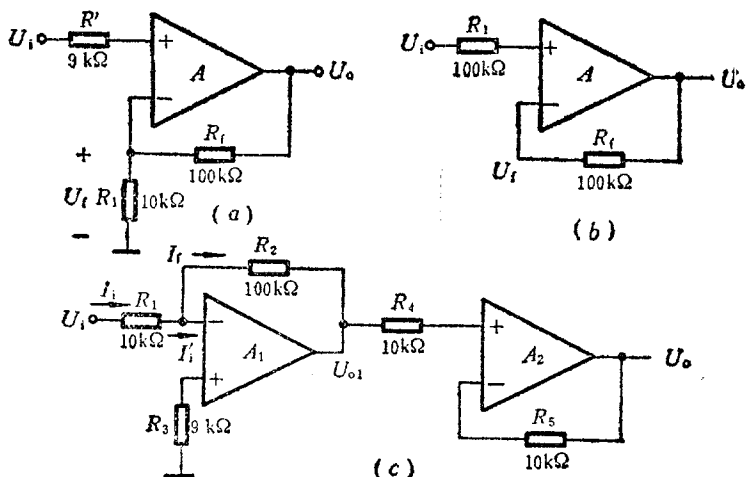


图4-17 深负反馈电路计算的几个例子

$$= \frac{R_1}{R_1 + R_f} U_o, \text{ 即 } F_{uu} = \frac{R_1}{R_1 + R_f} = \frac{1}{11}, \text{ 所以 } A_{uuf} = \frac{U_o}{U_i} \approx \frac{1}{F_{uu}} = 11。$$

图 4-17(b) 所示也是电压串联负反馈电路, 只是此电路中 $U_f = U_o$, 即 $F_{uu} = 1$, 所以 $A_{uuf} = \frac{U_o}{U_i} \approx \frac{1}{F_{uu}} = 1。$

结果表明这是一个电压跟随电路。因为放大环节是一个运放, 则由于它的 A_{od} 非常大, 而 $F=1$, 因此属于强负反馈。它的性能要比简单的射极跟随电路好得多。

图 4-17(c) 所示的电路是由图 4-16 和图 4-17(b) 的电路串接而成的。由于前者的输出电阻很小而后者的输入电阻很大, 所以在连接时可不考虑相互影响。即

$$A_u = A_{u1} \cdot A_{u2} = -\frac{R_2}{R_1} \times 1 = -10$$

四、电流串联负反馈电路

一个基本的电流串联负反馈电路已示于图 4-11(b), 它的简化等效电路如图 4-18(a) 所示。图中输入量为 U_i , 输出量为 I_1 (正

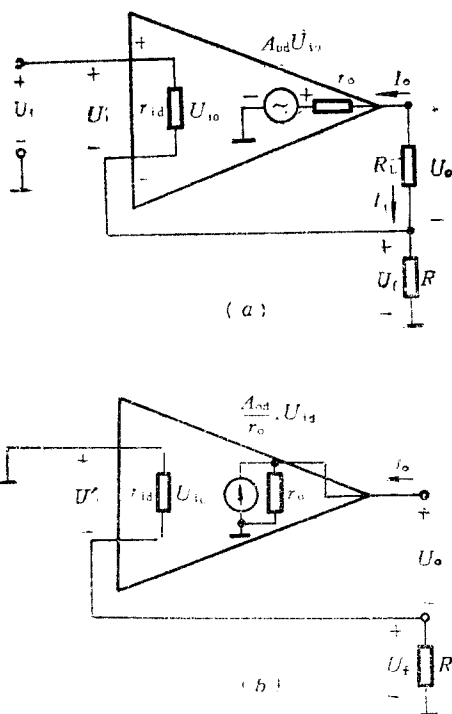


图 4-18 电流串联负反馈电路

(a) 简化等效电路 (b) 求 R_{of} 时的电路

方向如图所标), 反馈量为 U_f , 放大倍数是 A_{iuf} , 即 I_1 与 U_i 之比。

由于是串联负反馈, 所以有 $U_i' = U_{id} \approx 0$, 即 $U_i \approx U_f$ 。

$$U_f \approx I_1 \cdot R, \text{ 即 } F_{ui} = \frac{U_f}{I_1} \approx R$$

$$A_{iuf} = \frac{I_1}{U_i} \approx \frac{1}{F_{ui}} = \frac{1}{R} \quad (4-35)$$

此式表明它的放大倍数也基本上与 A_{od} 及 R_L 等参数无关。即当输入信号 U_i 稳定而 R_L 变化时, 输出电流只由 U_i 和 R 决定。

这个电路的

$$A_u = \frac{U_o}{U_i} = \frac{I_1}{U_i} \cdot R_L = A_{iu} \cdot R_L = \frac{R_L}{R} \quad (4-36)$$

上式表明,若负载电阻 R_L 亦为固定值时,输出电压也是稳定的。

电路的输入电阻仍可用串联负反馈的关系计算出来

$$R_{if} = (1 + AF) \cdot r_{id}$$

在计算输出电阻时,假设将输入端短路(即 $U_i = 0$),在输出端加电压 U_o ,如图 4-18(b)所示。通过计算 I_o 求 R_{of} 。

$$U_o + U_f = \left(\frac{A_{od}}{r_o} U_{id} + I_o \right) \cdot r_o$$

因为 $U_f = -U_{id} \big|_{U_i=0}$

所以 $U_o = \left(\frac{A_{od} + 1}{r_o} U_{id} + I_o \right) r_o \approx \left(\frac{A_{od}}{r_o} U_{id} + I_o \right) \cdot r_o$

因为 $\frac{A_{od}}{r_o} = A_{iu}$, $U_{id} = I_o \cdot R = F_{ui} \cdot I_o$

所以 $U_o = (A_{iu} \cdot F_{ui} \cdot I_o + I_o) \cdot r_o$

即

$$R_{of} = \frac{U_o}{I_o} = (1 + A \cdot F) r_o \quad (4-37)$$

这个结果表明,由于引入电流负反馈,使电路的输出电阻增大了 $1 + AF$ 倍。输出电阻越大,则输出越接近恒流源,即电流负反馈在负载电阻变化时能稳定输出电流。

五、电流并联负反馈电路

图 4-19 所示的是一个电流并联负反馈电路。图中的输入量为 I_i , 输出量为 I_1 , 反馈量为 I_f , 放大倍数是 A_{if} , 即 I_1 与 I_i 之比。

我们仍利用前面的条件来计算。

$$I_i \approx I_f, \quad U_- = I_f R_f + (I_f + I_1) R_2 \approx 0$$

所以

$$-I_f = \frac{R_2}{R_f + R_2} \cdot I_1$$

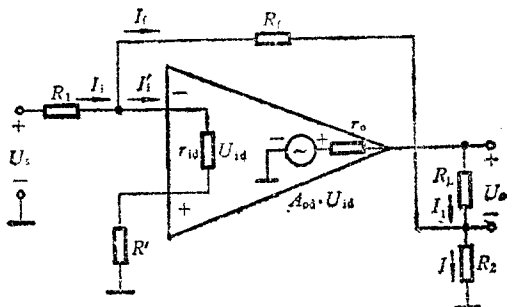


图 4-19 电流并联负反馈电路

$$F_{if} = \frac{I_f}{I_i} = -\frac{R_2}{R_f + R_2} \quad (4-38)$$

$$A_{iif} = \frac{I_i}{I_i} \approx \frac{1}{F_{if}} = -\frac{R_f + R_2}{R_2} \quad (4-39)$$

与前三种负反馈放大电路一样，它的放大倍数也基本上只取决于电阻之比。

这个电路的电压放大倍数

$$A_{us} = \frac{U_o}{U_s} = \frac{I_i \cdot R_L}{I_i \cdot R_1} = A_{iif} \cdot \frac{R_L}{R_1} = -\left(1 + \frac{R_f}{R_2}\right) \cdot \frac{R_L}{R_1} \quad (4-40)$$

由于是并联负反馈，可得 $R_{if} = \frac{r_{id}}{1 + AF}$ ，而 $R_{is} \approx R_1$ 。

同前面的电路，电流负反馈的 $R_{of} = (1 + AF)r_o$ 。

以上结合四种组态的深负反馈电路分析计算了它们各自的主要性能。如果负反馈不够深，或需要做进一步的分析，可参阅本章附录 4A 及其他参考文献^①。

4.5 负反馈对放大电路性能的影响

本节讨论负反馈对放大电路几方面性能的改善。如提高放大

^① 如[4-5]第五章第三节，[4-7]第四、五、七章。

倍数的稳定性、减小非线性失真、展宽频带等。下面分别加以讨论。

4.5.1 提高放大倍数的稳定性

前面分析时总提到,负反馈能使放大倍数稳定,但与无反馈时相比到底改善了多少并没有计算过,我们来分析这个问题。

式(4-16)指出 $A_f = \frac{A}{1+AF}$, 它表明引入负反馈前后放大倍数的关系。我们利用这个关系分析当参数变化引起放大倍数 A 的变化时,引入负反馈后是否能得到改善。

分析前先作一点说明,设信号频率为中频,放大倍数是实数,记作 A ; 反馈网络是电阻网络,则反馈系数也是实数,记作 F 。那么闭环放大倍数也是实数,记作 A_f 。式(4-16)在这个条件下写成

$$A_f = \frac{A}{1+AF} \quad (4-41)$$

$$\text{对此式求微分得 } dA_f = \frac{(1+AF) \cdot dA - AF \cdot dA}{(1+AF)^2} = \frac{dA}{(1+AF)^2}$$

$$\text{两边同除以 } A_f, \text{ 则 } \frac{dA_f}{A_f} = \frac{dA}{(1+AF)^2 A_f} = \frac{dA}{(1+AF)A}$$

即

$$\frac{dA_f}{A_f} = \frac{\frac{dA}{A}}{1+AF} \quad (4-42)$$

上式表明,引入负反馈以后,放大倍数的相对变化量 $\frac{dA_f}{A_f}$ 比无反馈

时放大倍数的相对变化量 $\frac{dA}{A}$ 减小了,是原来的 $\frac{1}{1+AF}$ 。比如,

$A = 1000 \pm 10\%$, 即从 900~1100, 则 $\frac{dA}{A} = \pm 0.1$ 。设 $1+AF = 100$,

则 $A_f = 10$, 而 $\frac{dA_f}{A_f} = \pm \frac{0.1}{100} = \pm 10^{-3}$, 即 $A_f = 10 \pm 0.1\%$, 或 A_f 是

9.99~10.01。很显然,引入负反馈后,使得由于各种原因而引起的放大倍数的变化程度变小了,比如负载的变化、温度的变化、器件参数的变化或更换器件等。但这是靠牺牲放大倍数获得的。

4.5.2 减小非线性失真及抑制干扰噪声

由于电路中存在非线性器件, 所以即使输入信号 \dot{X}_i 为纯正弦波, 输出也不是正弦波, 而会有一定的非线性失真。引入负反馈以后, 会减小非线性失真。我们先作定性分析。

设图 4-20(a) 所示的一个无反馈的放大电路在输入正弦信号时, 输出产生了失真: 正半周幅值大, 负半周幅值小。引入负反馈以后[见图 4-20(b)], 送到求和点的反馈信号波形与输出波形相似, 也是上大下小。则经过求和网络后的净输入信号将变成上小下大。这样的信号经过放大, 其输出波形的失真程度势必得到一定的改善。

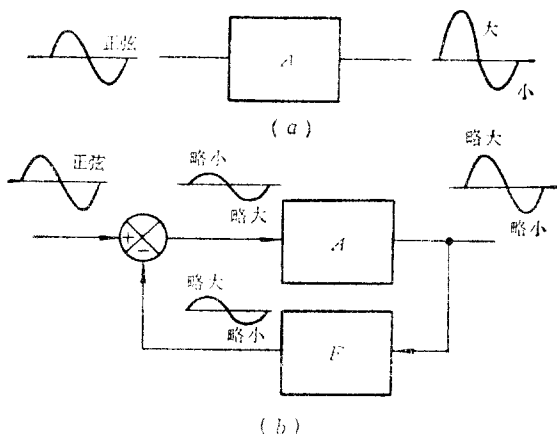


图 4-20 非线性失真的改善

(a) 无反馈时的信号波形 (b) 有负反馈后的信号波形

我们也可以将失真的成分看作是由 A 的非线性所产生的, 如

图4-21所示, X 表示失真信号。由于非线性失真是与信号幅值大小有关的, 信号幅值比较大时, 失真比较明显, 所以失真多产生在后级放大电路, 而前级放大电路一般由于信号比较小, 可视为线性放大。因此失真信号加在 A_1 与 A_2 之间。令 A_1 、 A_2 的乘积为 A , 这样输出信号为

$$X_o = A_1 \cdot A_2 \cdot X'_1 + A_2 \cdot X = A \cdot X'_1 + A_2 \cdot X \quad (4-43)$$

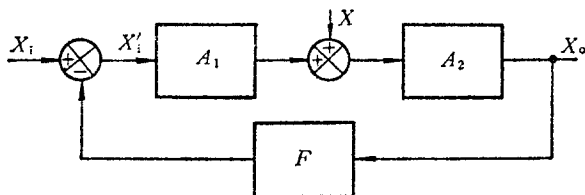


图 4-21 非线性失真分析

当反馈回路闭合后, 则

$$X_o = \frac{A}{1 + AF} \cdot X'_1 + \frac{A_2}{1 + AF} \cdot X \quad (4-44)$$

我们看到信号的两种成分都减小了 $\frac{1}{1 + AF}$ 。但如前所述, 非线性失真与信号幅值有关, 为了进行比较, 失真信号 X 在引入反馈前后必须为同一数值, 即 X_o 须为同一数值。为此, 我们须增大输入信号 X'_1 , 使式(4-44)中的前一项增大到与无反馈时的幅值相同, 以产生与式(4-43)中相同的 X 。则相比之下后一项就相当于减小了 $\frac{1}{1 + AF}$ 。

例如某放大电路的 $A_1 = 100$, $A_2 = 10$, 在输出电压为 10 V 时, 失真系数 D 为 10%, 即 $X = \frac{D \cdot X_o}{A_2} = 0.1 \text{ V}$ 。此时的输入电压为 $X'_1 = \frac{X_o}{A_1 \cdot A_2} = 10 \text{ mV}$ 。现接入反馈系数为 $F = 1/10$ 的负反馈, 则

$A_1 \approx \frac{1}{F} = 10$ 。若仍保持输出为 10V ，使 X 仍为 0.1V ，则此时 $X_1 = \frac{10}{10} = 1\text{V}$ 。输出中的失真成分为 $\frac{A_2}{1+AF} X \approx \frac{10}{100} \times 0.1 = 0.01\text{V}$ ，则引入负反馈后的失真系数 $D' \approx \frac{0.01}{10} = 0.1\%$ 。

若是以输出信号中的各高次谐波反映失真时，即二次以上谐波为 $B'_2 = \frac{B_2}{1+AF}$ ， $B'_3 = \frac{B_3}{1+AF}$ ，……

则

$$D' = \sqrt{\left(\frac{B'_2}{B_1}\right)^2 + \left(\frac{B'_3}{B_1}\right)^2 + \cdots} = \frac{D}{1+AF} \quad (4-45)$$

要注意的是非线性失真的改善是与增大输入信号相配合的。信号的幅值要能调节到在引入负反馈后仍能使输出达到产生非线性失真的额定值，而且本身不能有非线性失真。对于改善输入信号本身存在的失真，负反馈将无能为力。此外，上述分析只是在非线性失真不太严重时（例如 $D < 10\%$ ）才近似正确，如输出波形有严重削波现象，则定量关系不能作为依据。

引入负反馈减小干扰（包括噪声）的原理与此相同。即引入负反馈后信号和干扰均减小了 $\frac{1}{1+AF}$ 倍，但是如果信号能提高 $1+AF$ 倍，则在同样的输出情况下，信号与干扰噪声的比值将增大 $1+AF$ 倍。条件是，信号的幅值具有提高的潜力而且干扰信号只局限于由系统内部产生的，不能是混在输入信号中的。对于混在输入信号中的干扰信号，利用负反馈虽然能减小幅值，但信噪比没变，只能通过其他的手段如屏蔽（见第六章）和滤波（见第七章）等方法来削弱①。

① 可见[4-5]第398~399页。

4.5.3 扩展频带

根据负反馈对放大倍数稳定的改善,很容易得出负反馈能使放大电路的频带展宽的结论。因为对于使放大倍数变化的不同频率的信号而言,它的作用和其他参数变化所造成的影响是一致的,因此式(4-42)所表示的关系同样适用。即原来使放大倍数下降3 dB时的频率,加负反馈后下降不到3 dB了,也就是频带展宽了。

下面进行定量分析。设无反馈时的中频放大倍数为 A_{um} , 上下限截止频率分别为 f_H 和 f_L 。根据式(2-63)

$$\dot{A}_{uh} = \frac{A_{um}}{1 + j \frac{f}{f_H}}$$

则引入负反馈后

$$\begin{aligned} A_{uhf} &= \frac{\dot{A}}{1 + \dot{A}\dot{F}} = \frac{\frac{A_{um}}{1 + j \frac{f}{f_H}}}{1 + \frac{A_{um}}{1 + j \frac{f}{f_H}} \cdot \dot{F}} = \frac{A_{um}}{1 + A_{um} \cdot \dot{F} + j \frac{f}{f_H}} \\ &= \frac{\frac{A_{um}}{1 + A_{um} \cdot \dot{F}}}{1 + j \frac{f}{(1 + A_{um} \cdot \dot{F})f_H}} = \frac{A_{um} f}{1 + j \frac{f}{(1 + A_{um} \dot{F})f_H}} \end{aligned} \quad (4-46)$$

将此式与式(2-63)相比,就有

$$f_{Hf} = (1 + A_{um} \cdot \dot{F}) \cdot f_H \quad (4-47)$$

即引入负反馈后使电路的上限截止频率增大了 $|1 + \dot{A}\dot{F}|$ 倍。

同理,由式(2-66)

$$\begin{aligned}
A_{uf} &= A_{um} \cdot \frac{j \frac{f}{f_L}}{1 + j \frac{f}{f_L}} \\
A_{uf} &= \frac{A}{1 + A\dot{F}} = \frac{A_{um} \frac{j \frac{f}{f_L}}{1 + j \frac{f}{f_L}}}{1 + A_{um} \frac{j \frac{f}{f_L}}{1 + j \frac{f}{f_L}} \cdot \dot{F}} = \frac{A_{um} \cdot j \frac{f}{f_L}}{1 + j \frac{f}{f_L} + A_{um} \cdot \dot{F} \cdot j \frac{f}{f_L}} \\
&= \frac{\frac{A_{um}}{1 + A_{um} \cdot \dot{F}} \cdot j \frac{(1 + A_{um} \cdot \dot{F}) f}{f_L}}{1 + j \frac{(1 + A_{um} \cdot \dot{F}) f}{f_L}} = \frac{A_{uf} \cdot j \frac{f}{f_L}}{1 + j \frac{f}{f_L} \frac{1}{1 + A_{um} \cdot \dot{F}}} \quad (4-48)
\end{aligned}$$

与式(2-66)相比,有

$$f_{Lf} = \frac{f_L}{1 + A_{um} \cdot \dot{F}} \quad (4-49)$$

即负反馈使放大电路的下限截止频率减小为 $\left| \frac{1}{1 + A\dot{F}} \right| f_L$ 。

在我们讨论的范围内,一般有 $f_H \gg f_L$,

$$\begin{aligned}
f_{bw} &\approx f_H, f_{bwf} \approx f_{Hf} \\
f_{bwf} &\approx (|1 + A\dot{F}|) f_{bw} \quad (4-50)
\end{aligned}$$

即负反馈使放大电路的频带展宽了约 $|1 + A\dot{F}|$ 倍^①。这与第二章所说的,增益带宽积基本为一常数的说法是符合的,即负反馈放大电路频带的展宽是以牺牲放大倍数为代价的。

① 这个结论是有条件的,它是在回路增益 $A\dot{F}$ 的频率特性只有一个拐点的情况下推导出来的,同时认为在反馈环以外的电抗元件对频率响应的影响不起作用。

4.5.4 为改善性能而引入负反馈的一般原则

以上分析了放大电路引入负反馈后对性能的改善及影响。那么,为了得到某些性能指标高的放大电路应如何引入负反馈呢?这里作一些原则性的提示。

- 一、想要稳定直流量(如静态工作点),应该引入直流负反馈。
- 二、想要稳定交流性能,应引入交流负反馈。
- 三、想稳定输出电压^①,应引电压负反馈;想稳定输出电流,应引电流负反馈。
- 四、想提高输入电阻,应引串联负反馈;想减小输入电阻,应引并联负反馈。

这只是一般原则。要注意的是,性能的改善或改变都与反馈深度 $|1 + \dot{A}\dot{F}|$ 有关,但对于反馈回路未包括的部分将不适用,如图4-16中的 R_i 并未因是并联负反馈而减小。此外反馈深度并不是越大越好。由于 \dot{A} 是频率的函数,故 $\dot{A}\dot{F}$ 也是频率的函数。对于某些电路来说,在一些频率下产生的附加相移可能使原来的负反馈变成了正反馈,更甚者会造成自激振荡,使放大电路无法正常进行放大。这就完全失去了改善的意义了。

值得指出的是,改善放大电路的性能有时也可以通过加正反馈来实现。比如早期的再生式、来复式收音机等就是利用正反馈提高放大倍数的。正反馈还可以提高输入电阻和减小输出电阻等(例如电流负反馈能提高输出电阻,而电流正反馈能减小输出电阻),但这是以牺牲性能稳定为代价的。

关于负反馈对放大电路性能的影响还可见其他参考文献^②。

① 这里所说的稳定输出电压和输出电流是指当负载变化时,或由温度等原因引起的放大电路性能变化时,输出电压(或电流)对输入信号的放大倍数基本不变。

② 例如[4-1]339页,表5.3.1; [4-6]中册,64页,表12-3。

4.6 负反馈放大电路的自激振荡及消除方法

负反馈使放大电路的性能得到改善,但处理不得当,会产生自激振荡,使电路不能正常放大。下面分析产生的原因及消除的一般原则和方法。

4.6.1 产生自激振荡的原因及条件

在对式(4-16)的讨论中,我们提到,当 $|1 + \dot{A}\dot{F}| = 0$ 时, $|\dot{A}_f| = \infty$ 。即没有输入信号,也会有输出波形,这种情况就称为自激振荡。

我们对于产生自激振荡的原因先做定性分析。在第二章分析多级放大电路的频率响应时我们知道,含有多个 RC 回路的放大电路,它的相频特性的最大附加相移是随 RC 回路个数的增多而变大的。每增加一个 RC 回路,最大相移增加 90° (或 -90°)。我们所说的负反馈,是指在中频信号输入时,反馈信号与输入信号极性相反,削弱了净输入信号。然而由于信号频率变高或变低后,经过回路的反馈信号会产生一定的附加相移。若附加相移达到 180° , 则反馈信号与输入信号从反相变成了同相,即从相减变成了相加,不是削弱而是增强了净输入信号,变成了正反馈。同时,如果反馈很强,以至于反馈信号的幅值等于或大于净输入信号的幅值时,就能不需要输入信号而有一定的输出了。从分析中可知,产生自激振荡的关键有两条:一是由于附加相移使反馈的极性由负变正;二是反馈信号要足够大。下面进行定量分析。

式(4-16)中, $1 + \dot{A}\dot{F} = 0$ 也可以写成

$$\dot{A}\dot{F} = -1 \quad (4-51)$$

它包括幅值与相位两个关系

$$\begin{cases} |A\dot{F}| = 1 & (4-52a) \\ \arg A\dot{F} = \pm(2n+1)\pi \quad (n \text{ 为整数}) & (4-52b) \end{cases}$$

从图 4-14(b)中可以看到, $|A\dot{F}| = 1$ 就是指反馈量的幅值等于净输入量;而相位关系则表示求和点的极性从(-)变为(+).

由式(4-52)的条件是否满足出发,我们可以根据一个负反馈放大电路的回路增益 $A\dot{F}$ 的频率响应来判断它是否稳定(即会不会产生自激振荡)。下面就利用表示频率响应的一种方法——波特图进行分析。

4.6.2 利用波特图分析能否产生自激振荡

在作出 $A\dot{F}$ 的波特图之前,我们先做一些定性分析。如果其中的 \dot{F} 是实数,则 $A\dot{F}$ 的相频特性只取决于 A 。而幅频特性只与 A 的幅频特性差一常数倍 F 。由于反馈网络多是电阻网络,上述设想可以满足。因此,我们先讨论 A 的频率响应,然后再将 F 的因素加进去一起考虑。

我们知道,单管放大电路的高、低频段都只有一个电容起主要作用,故 A 的最大附加相移是 $\pm 90^\circ$ 。两级放大电路(每个单级都同前所述)的 A 的最大附加相移是 $\pm 180^\circ$,然而当相移为 $\pm 180^\circ$ 时, $|A|$ 已趋近于零。因此,当这两种电路接入电阻网络负反馈 ($|F| \leq 1$) 后,一般不会产生自激振荡^①。当放大电路为三级或多于三级时,则 A 的最大附加相移将大于 $\pm 180^\circ$,而且在附加相移为 $\pm 180^\circ$ 时, $|A|$ 还可能比较大,以至引入负反馈后,使 $|A\dot{F}| \geq 1$ 而产生自激振荡。

下面我们看一个三级放大电路的放大倍数的频率响应。放大倍数的表达式为

^① 由于每一级实际上有两个极间电容(见图 2-49),因此两级放大在高频时的附加相移可能超过 180° ,即在 180° 时 $|A|$ 值将不为零,故不排斥产生自激振荡的可能性。

$$A = \frac{-10^5}{\left(1 + j\frac{f}{0.2}\right)\left(1 + j\frac{f}{1}\right)\left(1 + j\frac{f}{5}\right)}$$

其中 f 的单位是 MHz。根据这个表达式可画出相应的波特图。如图 4-22 所示。

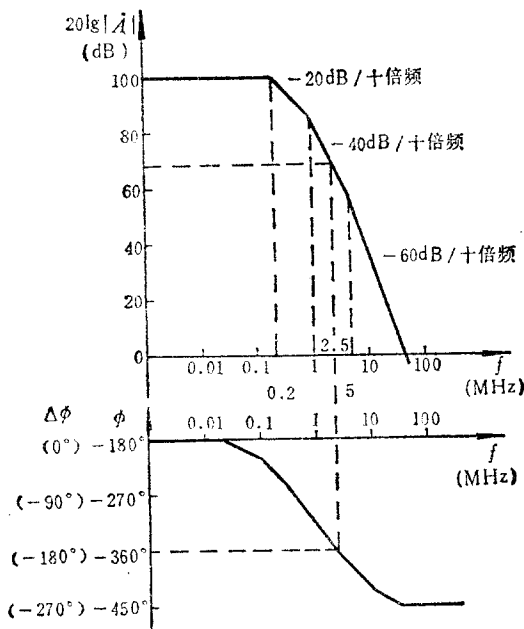


图 4-22 三级放大电路的频率特性

从相频特性中可以看到当信号频率约为 2.5MHz 时，输入与输出的相移是 -360° ，或者说附加相移是 -180° 。而在与它对应的幅频特性中，放大倍数约为 68.5 dB，即 2661 倍左右。那么，若 $F \geq \frac{1}{2661}$ ，则能满足 $|AF| \geq 1$ 。这样对于 2.5 MHz 的信号就满足了自激振荡的条件，会产生振荡。比如，若某运放的频率响应如上所述，则由它组成如图 4-17(a) 所示的负反馈电路就会产生自激振荡。

荡,因为那里的 $F = \frac{R_1}{R_1 + R_f} = \frac{1}{11}$ 。 $AF = 2661 \times \frac{1}{11} \approx 242 \gg 1$ 。

根据这个分析,我们可以看到,若放大器放大倍数的附加相移为 $\pm 180^\circ$ 时,所对应的 $20 \lg |A|$ 值在 0 dB 以上,则引入电阻网络负反馈时,有可能会产生自激振荡;若所对应的幅值在 0 dB 以下,则不会产生自激振荡。若反馈系数已确定,那么更直观的方法是利用 AF 的波特图来进行判断。比如,放大电路的波特图仍如图 4-22 所示,而反馈系数 $F = 10^{-4}$ 。则只须将幅频特性中的横坐标轴向上移 80 dB,原幅频特性就变成了 AF 的幅频特性,而相频特性则不变。由此可很直观地发现,对应于 -360° 时的幅值约为 -11.5 dB,即 $|AF| < 1$,故不会产生自激振荡^①。

从以上分析也可以得出这样一个结论,对于具有图 4-22 的频率特性的放大器,在组成负反馈电路时,反馈系数 F 越小越可能不产生自激振荡。换句话说, F 越大,产生自激振荡的可能性越大。对于电阻反馈网络, F 的最大值是 1。如果一个放大电路在 $F = 1$ 时没有产生自激振荡,那么对于其他的电阻反馈电路也都不会产生自激振荡。 $F = 1$ 的典型电路就是电压跟随电路,电路形式如图 4-17(b) 所示。所以在工作中,常常将运放接成跟随器的形式进行测试(或进行补偿),若不自激再接入实际电路中。

4.6.3 负反馈放大电路的稳定裕度

如前所述,在 AF 的波特图中,只要对应附加相移为 $\pm 180^\circ$ 的 AF 幅值小于 0 dB,就不会产生自激振荡。然而一般在使用时都要有一定的裕度(这也是衡量一个放大电路稳定的指标)。可以从两方面衡量:一是以附加相移为 $\pm 180^\circ$ 为基准,看此时的幅值;

① 判断能否产生自激振荡的方法很多,这里只介绍这一种。有关内容可见 [4-5] 第 442~450 页。

一是以幅值为 0 dB 为基准,看此时的附加相移。这就是下面要介绍的幅值裕度和相位裕度。

一、幅值裕度 G_m

我们用 $\dot{A}\dot{F}$ 的附加相移为 $\pm 180^\circ$ 时所对应的幅值来定义 G_m 。若此时的频率记作 f_0 , 则

$$G_m = 20 \lg |\dot{A}\dot{F}|_{f=f_0} \quad (4-53)$$

如图 4-23 所示。

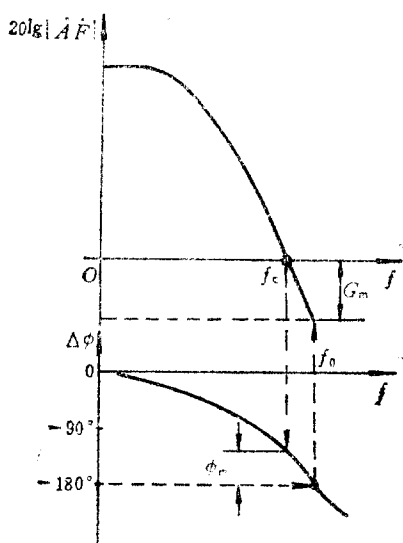


图 4-23 稳定裕度示意图

稳定的负反馈电路其 G_m 为负值,而且绝对值越大表明电路越稳定。一般要求 $G_m \leq -10$ dB 即可。

二、相位裕度 ϕ_m

若 $20 \lg |\dot{A}\dot{F}|$ 为 0 dB 时所对应的频率为 f_c , 则

$$\phi_m = 180^\circ - |\phi(f_c)| \quad (4-54)$$

如图 4-23 所示。

稳定的负反馈电路 ϕ_m 为正值, 而且 ϕ_m 越大表明电路越稳定。一般要求 $\phi_m \geq 45^\circ$ 。

4.6.4 常用的消振方法

前面利用波特图分析了具有什么样特性的电路会产生自激振荡, 具有什么样特性的电路则是稳定的。从分析中可以看出, 负反馈愈强(即 F 值愈大), 愈容易产生自激振荡; 但为了使放大电路稳定而减小 F 值, 则反馈深度又不够, 以致对性能的改善不利。能否在一定程度上加强负反馈却又保证有一定的幅值裕度和相位裕度呢? 常用的办法是相位补偿法。

相位补偿的根本思想就是通过增加一些元件改变电路参数而使频率特性发生变化, 破坏自激振荡的条件。下面介绍几种典型的措施。

一、滞后补偿

由于反馈网络常常是电阻网络, 则可采取对放大电路进行相位补偿的方法。

根据前面的分析和稳定裕度的要求, 我们来看这样的一种频率响应。若 AF 幅频特性在 0 dB 以上只有一个拐点, 且下降斜率为 -20 dB/十倍频, 则属于只有一个 RC 回路的频率响应, 最大相移不超过 $\pm 90^\circ$ 。若第二个拐点频率对应的幅值为 0 dB, 则此时的最大附加相移可为 -135° , 还有 45° 相位裕度。这样的放大电路接入电阻负反馈网络后是稳定的, 因此常常按此标准进行补偿。所用的方法如下。

1. 电容滞后补偿①

这种补偿是在放大电路中时间常数最大的回路里并接电容,

① 这种方法通常称为主极点补偿。因为起主要作用的拐点频率对应于 A 的拉氏表达式中的主极点。

使它的时间常数更大(即所对应的拐点频率变低),使高频放大倍数下降更多,以至在相移 180° 时,幅值下降到 0 dB 以下。由于这样补偿使这段频率所对应的相位滞后,因此,属滞后补偿。其连线及等效电路如图 4-24 所示。补偿电容 C 接在两级放大电路之间。假设未补偿前这个回路所对应的频率

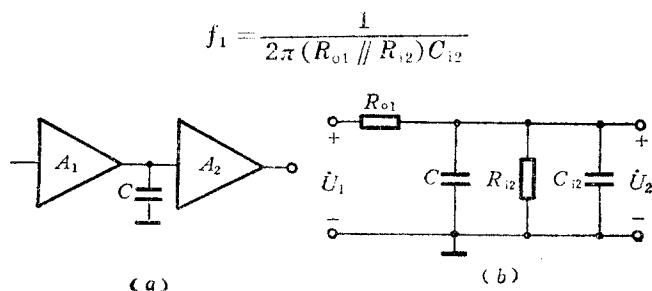


图 4-24 电容滞后补偿
(a) 补偿电路 (b) 等效电路

是起主要作用的拐点频率,那么补偿以后变成

$$f'_1 = \frac{1}{2\pi(R_{o1} \parallel R_{i2})(C + C_{i2})} \quad (4-55)$$

选择合适的 C ,使得幅频特性中 -20 dB/十倍频段加长,直至与原来的 f_2 (次小的拐点频率)相交于幅值为 0 dB,如图 4-25 所示。这样做的结果使 0 dB 点以上只存在一个拐点。同时,对应 f_2 时的附加相移约为 $-90^\circ + (-45^\circ) = -135^\circ$,尚有 45° 的相位裕度。

我们以图 4-22 所示的频率特性为例。根据上述原则, $f_2 = 10^8$ Hz,在图 4-25 中按 -20 dB/十倍频的斜率上推交幅频特性的平坦部分于 $f = 10$ Hz,即为 f'_1 的值,由式(4-55)即可定出 C 。此时放大倍数为

$$\dot{A} = \frac{-10^5}{\left(1 + j\frac{f}{10}\right)\left(1 + j\frac{f}{10^8}\right)\left(1 + j\frac{f}{5 \times 10^6}\right)}$$

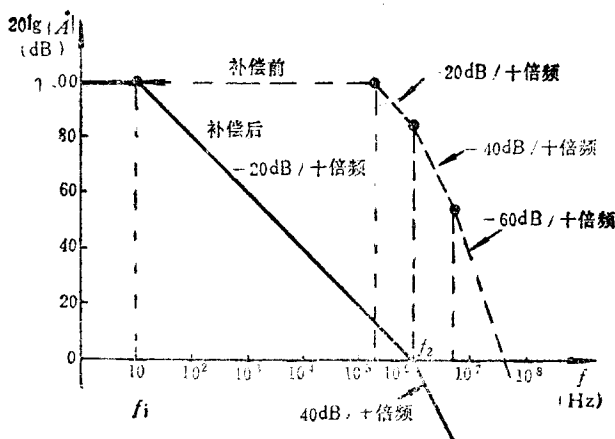


图 4-25 补偿前后的幅频特性

虽然还有三个拐点，但 0 dB 以上只有一个拐点。因此，在接成跟随器时电路是稳定的①。

这种方法简易可行，然而却使得放大电路的频带变窄了，对反映快速变化不利。下面介绍一种改进电路。

2. RC 滞后补偿②

RC 滞后补偿的思路仍以滞后补偿为主，但设法在 \dot{A} 的表达式的分子中引入一个零点，与其分母中的一个极点相消，从而使频带尽量宽一些。我们来看图 4-26(a) 所示电路，它与图 4-24 相比，用 RC 代替 C 构成了补偿电路。它的等效电路如图 4-26(b) 所示。

注意到图中只有 R、C 两个元件值待定，因此只需要两个条件就能唯一地定出，即一个与零点对应的频率相联系，另一个与主极点对应的 f_1' 相联系。为此，可选 $C \gg C_{i2}$, $R \ll (R_{o1} \parallel R_{i2})$ ，则可得出

① 这里是以接成跟随器 ($F=1$) 为目标进行补偿的 (即此时 $\dot{A}\dot{F}=\dot{A}$)。若 $F \neq 1$ ，则应以 $\dot{A}\dot{F}$ 的频率特性来进行补偿分析，以下分析同此。

② 通称为极点-零点补偿。

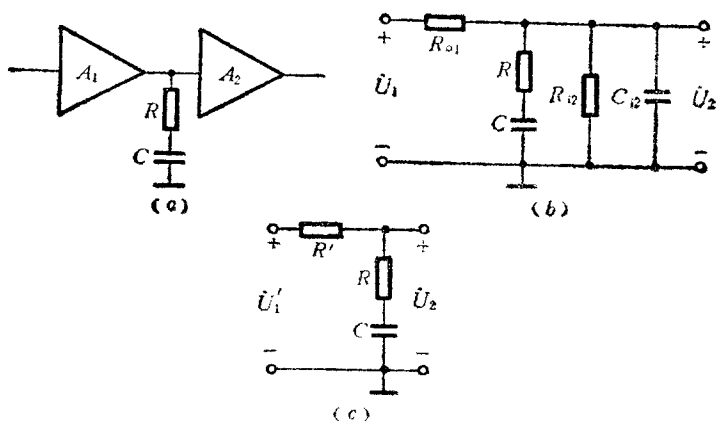


图 4-26 RC 滞后补偿

(a) 补偿电路 (b) 等效电路 (c) 简化电路

图 4-26(c) 所示的简化电路, 其中 $\dot{U}'_1 = \frac{R_{i2}}{R_{o1} + R_{i2}} \dot{U}_1$, $R' = R_{o1} \parallel R_{i2}$,

$$\dot{A}_{RC} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}'_1} \approx \frac{R + \frac{1}{j\omega C}}{R' + R + \frac{1}{j\omega C}} = \frac{1 + j\omega RC}{1 + j\omega(R' + R)C}$$

记 $f'_1 = \frac{1}{2\pi(R' + R)C}$, $f'_2 = \frac{1}{2\pi RC}$, 则上式变成

$$\dot{A}_{RC} = \frac{1 + j\frac{f}{f'_2}}{1 + j\frac{f}{f'_1}}$$

设未经补偿的放大电路其放大倍数表达式为

$$\dot{A} = \frac{A_{um}}{\left(1 + j\frac{f}{f_1}\right)\left(1 + j\frac{f}{f_2}\right)\left(1 + j\frac{f}{f_3}\right)}$$

由于加入补偿电路使主极点由对应于 f_1 改为 f'_1 并引入一零点, 其对应的频率为 f'_2 , 则

$$A' = \frac{A_{um} \left(1 + j \frac{f}{f_2'} \right)}{\left(1 + j \frac{f}{f_1'} \right) \left(1 + j \frac{f}{f_2} \right) \left(1 + j \frac{f}{f_3} \right)}$$

如果选择合适的 RC , 使 $f_2' = f_2$, 可将式中含 f_2 的因式消去, 代替 f_2 的是比它大的 f_3 。因此, 选择 f_1' 进行补偿时, 是以 f_3 所对应的幅值下降到 0 dB 为准。这样就使带宽有所改善。(由于 $f_1' < f_2'$, 这是可能实现的)。我们仍以前面的例子来说明。若 $f_2' = f_2 = 1\text{MHz}$, 则在图 4-27 中, 由 $f_3 = 5 \times 10^6 \text{ Hz}$ 与 0 dB 的交点按 -20 dB/十倍频 的斜率向上与 100 dB 相交在 50 Hz, 即为 f_1' 。此时 A 的表达式为

$$\dot{A} = \frac{-10^5}{\left(1 + j \frac{f}{50} \right) \left(1 + j \frac{f}{5 \times 10^6} \right)}$$

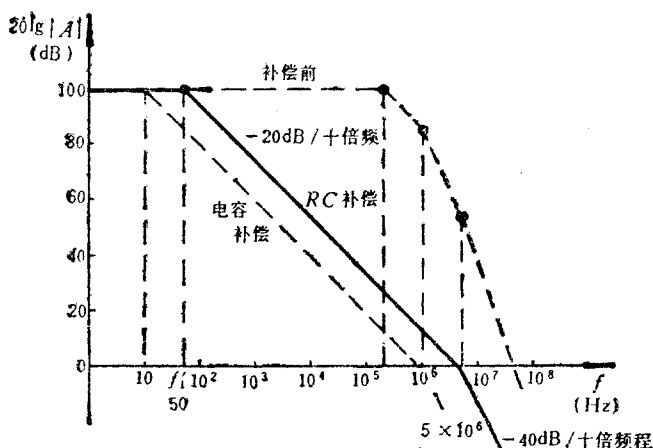


图 4-27 RC 补偿前后的幅频特性

可见比单纯用电容进行滞后补偿的方式在频宽方面有所改善。①

① 这里的推导是做了近似处理的。实际校正后 \dot{A} 的幅频特性具有三个拐点, 但第三个拐点的频率 f_3' 很高, 约为 $\frac{1}{2\pi RC_{12}}$ (此例中 $f_3' \approx 159 \text{ MHz}$), 对于我们在这里讨论的校正来说可以将其影响忽略。

在实际工作中, 应先从运放的幅频特性中找出第二个拐点频率 f_2 , 然后选 $RC = \frac{1}{2\pi f_2}$, 并在满足 $C \gg C_{i2}$ 和 $R \ll (R_{o1} // R_{i2})$ 的条件下, 分别定出 R 、 C 的值。由上述关系还可看出, 加入 RC 滞后补偿的地方应选择前级的输出电阻和下一级的输入电阻都比较大, 而极间电容比较小的节点, 则 R 、 C 的数值比较容易选定。

3. 密勒效应补偿

前面两种补偿电路所需的电容、电阻都会比较大, 对集成化带来一些不便。怎样才能用一个较小的电容器来达到同样的效果呢? 我们可以利用密勒效应, 将补偿电路跨接在放大电路中, 如图 4-28 所示。这样折合到 A_2 输入端的等效阻抗就会减小约 A_2 倍, 即实

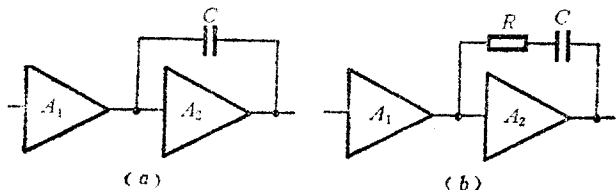


图 4-28 密勒效应补偿电路

际所需的电容值就可大大减小。比如 F 007 中的相位补偿就是采取这种方式, 在第二级跨接一个 30 pF 左右的电容器。若 $|A_2| \approx 1000$, 则相当于在第二级的输入端对地之间并联一个 30000 pF 的电容器, 于是就能很好地进行补偿了。集成运放有时需要外接补偿电路(有引出的补偿端), 可根据以上原则进行补偿。生产厂一般会提供补偿电路的型式及 RC 数值选择范围。

二、超前补偿

既然我们最终的目的是改变 $A\dot{F}$ 的频率特性, 那么通过改变反馈网络的频率特性来进行补偿也是可行的。这时的补偿思想是设法将 0 dB 点的相位向前移(超前), 使它不满足 -180° 的条件,

这种做法称为超前补偿。电路如图 4-29 所示,即在 R_f 两端并接补偿电容器 C 。此时反馈系数 \dot{F} 的表达式为

$$\dot{F} = \frac{R_1}{R_1 + \left(R_f \parallel \frac{1}{j\omega C} \right)} = \frac{R_1}{R_1 + R_f} \cdot \frac{1 + j\omega R_f C}{1 + j\omega R' C}$$

其中 $R' = R_1 \parallel R_f$ 。记 $\frac{R_1}{R_1 + R_f} = F_0$ (即未补偿前的反馈系数), $f_1 = \frac{1}{2\pi R_f C}$, $f_2 = \frac{1}{2\pi R' C}$ 。则上式变成

$$\dot{F} = F_0 \cdot \frac{1 + j\frac{f}{f_1}}{1 + j\frac{f}{f_2}} \quad \text{且 } f_1 < f_2$$

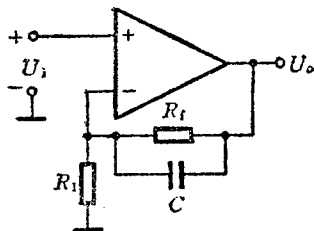


图 4-29 超前补偿电路

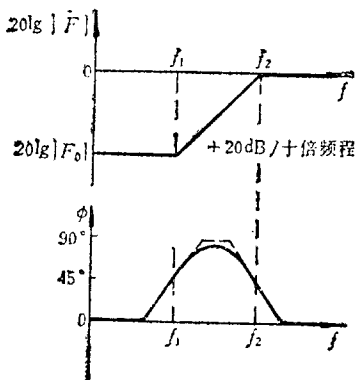


图 4-30 反馈系数的频率特性

我们画出 \dot{F} 的波特图,如图 4-30 所示。相频特性表明它具有相位超前的性质,最大超前相位为 $+90^\circ$ 。如果 $\dot{A}\dot{F}$ 的幅频特性中 0 dB 点所对应的相移处于临界状态 (-180° 左右),则可通过选择合适的 f_1 和 f_2 (在 0 dB 点左右),改变 0 dB 点所对应的相移值,使电路稳定。图 4-31 示出了超前补偿的情况。未补偿前 0 dB 点相移约为 -162° ,补偿后约为 -119° 。

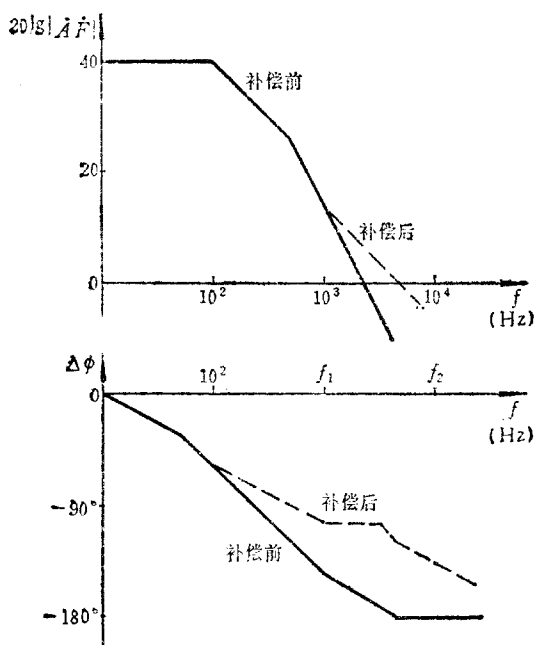


图 4-31 超前补偿的频率特性

实现相位补偿的方法很多,这里只做了简单的介绍,有关电路及参数选择举例可见参考文献^①。

本章小结

本章从反馈的概念出发,提出了什么是反馈、为什么引入反馈、反馈有哪些形式、不同形式的反馈对放大性能有哪些影响、如何定量计算反馈放大电路的主要性能以及如何防止因引入过强的反馈而产生自激振荡的措施。

一、反馈是将输出中的一部分或全部按一定的方式送到输入

^① 可见[4-1]410~421页,[4-3]75~79页,[4-5]455~467页。

回路并影响输入量的连接方式。若反馈量削弱了输入量则为负反馈;反之为正反馈。有目的地引入负反馈可以稳定放大倍数、提高输入电阻、降低输出电阻、展宽频带、改善非线性失真和信噪比。改善的程度和反馈深度有紧密的联系。一般说来,放大倍数损失多少倍,性能也提高同样的倍数。

二、反馈的判断

1. 若电路中除放大通路外还存在有信号反向传输的通路,则为反馈放大电路(闭环);反之则否(开环)。

2. 通过瞬时极性法,若判断出反馈信号的变化趋势是减弱输入信号的变化趋势,则为负反馈;反之为正反馈。

3. 若反馈量中包含交流成分则为交流反馈;包含直流成分则为直流反馈。

三、交流负反馈常有四种连接方式(组态):

1. 电压串联负反馈。其反馈量与输出电压成比例,与输入量的连接采用电压求和方式。

2. 电压并联负反馈。其反馈量与输出电压成比例,与输入量的连接采用电流求和方式。

3. 电流串联负反馈。其反馈量与输出电流成比例,与输入量的连接采用电压求和方式。

4. 电流并联负反馈。其反馈量与输出电流成比例,与输入量的连接采用电流求和方式。

四、负反馈放大电路的定量计算:

1. 对于简单的负反馈电路,可直接利用等效电路分析计算。

2. 对深度负反馈电路可利用 $A_f \approx \frac{1}{F}$ 的关系,通过计算 F 来获得 A_f 的值。在计算中可利用 $X_i \approx X_f$ 等近似关系。

3. 对于电路复杂又不属深负反馈的电路,可利用方块图法分

析计算。(见附录 4 A)。

五、须根据不同情况选择合适的负反馈电路形式:

1. 要稳定直流流量(如 Q 点),应引入直流负反馈。
2. 要改善交流性能(如稳定 A 、展宽频带、减小失真等),应引入交流负反馈。
3. 在负载变化时,若想使 U_o 稳定,应引入电压负反馈;若想使 I_o 稳定,应引入电流负反馈。
4. 若想提高电路的 R_{i1} ,应引入串联负反馈;若想减小电路的 R_{i1} ,应引入并联负反馈。

六、引入负反馈虽然可以改善电路的性能,然而若处理不当则电路将产生自激振荡,使改善性能的愿望落空。为了实现既改善性能又避免自激振荡的目的,应采用相位补偿技术,常用的是滞后补偿。

学完本章后,应掌握有关反馈的概念:如开环与闭环、正反馈与负反馈、直流反馈与交流反馈、电压反馈与电流反馈、串联反馈与并联反馈以及自激振荡的概念。

会正确运用瞬时极性法判断反馈的极性;在分清反馈组态的基础上,会利用 $A_f \approx \frac{1}{F}$ 估算深负反馈电路的输入输出关系;熟练掌握四种不同组态电路的特点以及对电路性能产生的不同影响;能根据需要在电路中引入合理的反馈,或选择合适的负反馈放大电路。

能正确理解 $A_f = \frac{A}{1 + AF}$ 公式的意义;弄清负反馈电路产生自激振荡的原因;会利用波特图判断一个负反馈电路是否会产生自激振荡;了解消除自激振荡的基本方法。

本章附录

4A 负反馈放大电路的一般分析方法

在正文中我们主要对具有深度负反馈的放大电路进行了近似分析。为了进一步探讨反馈网络 F 和基本放大电路 A 之间的相互影响和由此产生的分析误差,现介绍几种分析方法。

4A.1 负反馈放大电路的解析法

具有反馈的放大电路可以通过电路的电压、电流关系列出一组方程式,然后根据需要从中找到相应的关系。下面通过一个例子来说明(为突出交流性能的计算,我们选了一个阻容耦合电路)。

图 4A-1(a)是一个两级负反馈放大电路,图 4A-1(b)是它的交流等效电路。其中做了一些简化处理: $R_b = R_1 \parallel R_2$, $R'_{L1} = R_3 \parallel R_6 \parallel R_7$, $R'_L = R_5 \parallel R_{L0}$ 。下面根据图 4A-1(b)列出方程。为简明计,各量均不用复数符号。这里是以 A_{uf} 的计算为例。

$$\begin{cases} U_i = I_{b1} \cdot r_{be1} + U_{e1} & (4A-1) \end{cases}$$

$$\begin{cases} U_{e1} = \left[(1 + \beta_1) \cdot I_{b1} + \frac{U_o - U_{e1}}{R_8} \right] \cdot R_5 & (4A-2) \end{cases}$$

$$\begin{cases} I_{b2} = -\beta_1 \cdot I_{b1} \cdot \frac{R'_{L1}}{R'_{L1} + r_{be2}} & (4A-3) \end{cases}$$

$$\begin{cases} I_1 = -\beta_2 \cdot I_{b2} - \frac{U_o - U_{e1}}{R_8} & (4A-4) \end{cases}$$

$$\begin{cases} U_o = I_1 \cdot R'_L & (4A-5) \end{cases}$$

在这五个独立方程中有六个变量,则可用其中一个变量去表示另外的变量。比如可求出 U_o 与 U_i 的关系 $A_{uf} = \frac{U_o}{U_i}$ 。由于分子分母均为代数式,则一定可以表示成如下的形式

$$A_{uf} = \frac{U_o}{U_i} = \frac{B}{C + D} \quad (4A-6)$$

其中

$$B = \frac{\beta_1 \cdot \beta_2 \cdot R'_{L1} \cdot R'_L}{R'_{L1} + r_{be2}} + \frac{(1 + \beta_1) R_5 \cdot R'_L}{R_5 + R_8} \quad (4A-7)$$

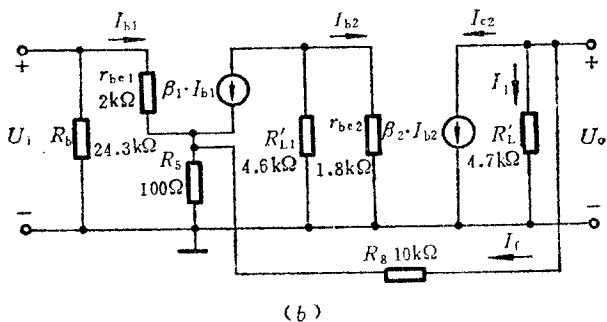
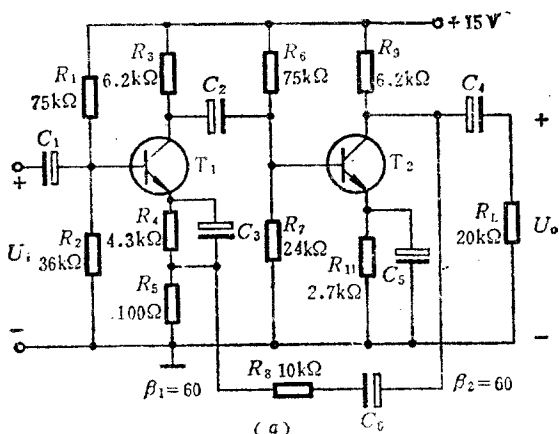


图 4A-1 负反馈电路的计算

(a) 负反馈电路 (b) 交流等效电路

$$C = \frac{R_5 + R_8 + R'_L}{R_5 + R_8} [r_{be1} + (1 + \beta_1)(R_8 \parallel R'_L)] \quad (4A-8)$$

$$D = \frac{R_5}{R_5 + R_8} \left[\frac{\beta_1 \cdot \beta_2 \cdot R'_{L1} \cdot R'_L}{R'_{L1} + r_{be2}} + \frac{(1 + \beta_1) R_5 \cdot R'_L}{R_5 + R_8} \right] \quad (4A-9)$$

进一步变换可得

$$A_{vuf} = \frac{B}{C + D} = \frac{\frac{B}{C}}{1 + \frac{D}{C}} = \frac{\frac{B}{C}}{1 + \frac{B}{C} \cdot \frac{D}{B}} = \frac{A}{1 + AF} \quad (4A-10)$$

其中 $A = \frac{B}{C}$, $F = \frac{D}{B}$ 。将电路参数代入上式, 可得 $A \approx 1040$, $F = 1/101$, $A_{uf} \approx 92.1$ 。

上式是在简化晶体管模型的基础上导出的, 在推导过程中并没有做任何近似, 因此可以认为是精确的表达式。同理, 任何复杂的反馈放大电路在建立合理的器件模型和线性化之后, 都可以得到 $A_f = \frac{A}{1+AF}$ 的形式。

这种方法的缺点是: 运算复杂(除非用计算机辅助分析的手段)而且各量之间的物理概念不清楚, 不利于指导处理具体问题。

4 A.2 方块图法

在用 $A_f = \frac{A}{1+AF}$ 公式来求反馈放大电路的放大倍数时, 要求 A 只包含正向传递的部分, F 只包含反向传递的部分, 然而实际电路几乎都很难将二者截然划分开。例如在图 4A-1(a) 中, 既有由输出端传到 e_1 的反馈通路, 也有由输入端经 e_1 、 R_3 、 C_5 传到输出端的信号通路, 而这是与规定不符的。如果简单地以 R_3 、 C_5 取出后的电路中的 U_o 与 U_i 之比作为 A , 再以 R_3 与 R_5 的分压比作为 F 来计算 A_f , 将产生一定的误差。本节提出的方块图法, 其指导思想是把一个反馈放大电路分成两个双口网络, 一个记作 A , 一个记作 F ; 它们之间的联系, 可根据引入反馈的形式而定。然后再根据网络参数的性质, 进行一定的简化, 最终实现单向化。由于网络参数可以明确地定出, 所以用这种方法所得到的结果, 其近似程度是比较好的。下面仍以图 4A-1 所示的电压串联负反馈电路为例进行分析。

由于输入为串联, 输出为并联连接, 因此用 h 参数表示比较合适, 如图 4A-2(a) 所示。由图可知 A' 的输入电压是 $U_i - U'_i = U''$, 输出电压是 U_o ; 同理, F' 的输入电压是 U_o , 输出电压是 U'_i 。从实际电路中可知, 放大电路的内部反馈系数 $h_{12A} = \frac{U'_i}{U_o} \Big|_{I_i=0}$ (远小于 10^{-6}) 比反馈网络的 $h_{12F} = \frac{U'_i}{U_o} \Big|_{I_i=0}$ (一般大于 10^{-3}) 小得多, 故可忽略; 反馈网络中的 $h_{21F} = \frac{I_{oF}}{I_i} \Big|_{U_o=0}$ (总是小于 1) 与放大网络中的 $h_{21A} = \frac{I_{oA}}{I_i} \Big|_{U_o=0}$ (一般大于 10^2) 相比也可忽略。这样两个网络都成了单向化的网络, 如图 4A-2(b) 所示。在图中将反馈网络中的实体部分

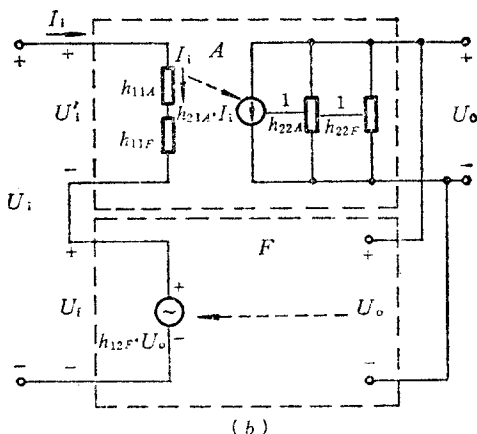
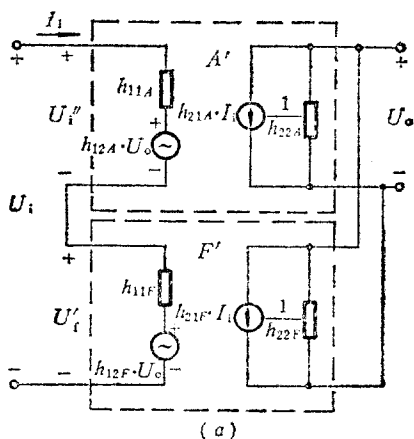


图 4A-2 电压串联负反馈电路的分析

(a) 用两个网络表示的电路 (b) 简化的单向化网络表示

移入放大网络内,表示这时的放大网络是已经考虑了反馈网络的负载效应后的部分。经过这样处理后的网络就近似满足方块图表示时的条件了。此时的放大网络输入为 U'_i , 输出为 U_o , $A = \frac{U_o}{U'_i}$; 反馈网络输入为 U_o , 输出为 U_f , $F = \frac{U_f}{U_o}$ 。且 $U'_i = U_i - U_f$ 。

现在来看这个放大网络 A 的实际情况。其输入回路是 $h_{11A} + h_{11F}$, 即输出短路时的输入电阻; 其输出回路是 $\frac{1}{h_{22A}} \parallel \frac{1}{h_{22F}}$, 即输入开路时的输出电阻。因此, 将一个实际的电压串联负反馈电路分成 A (称为无反馈的基本放大电路) 时, 其输入、输出回路必须满足上述关系。为此, 在构造基本放大电路时, 其输入回路是原电路在输出短路 (即 $U_o = 0$) 时的输入回路; 其输出回路是在输入开路 (即 $I_i = 0$) 时的输出回路。

根据图 4A-1(b) 的等效电路, 令 $U_o = 0$, 则从输入端看进去时 R_s 的另一端接地, 与 R_5 并联; 再令 I_i 即 $I_{b1} = 0$, 则 $I_{e1} = 0$, 从输出端看进去时 R_s 只与 R_5 串联而与 T_1 管的 e 极断开, 即 $R_s + R_5$ 与负载电阻并联。将上述两种情况综合起来, 即得到单向化的基本放大电路, 如图 4A-3 所示。由此可以计算出基本放大电路的各项性能 (如放大倍数、输入电阻、输出电阻、截止频率等), 然后利用 $1 + AF$ 倍的关系得到负反馈电路的相应值。

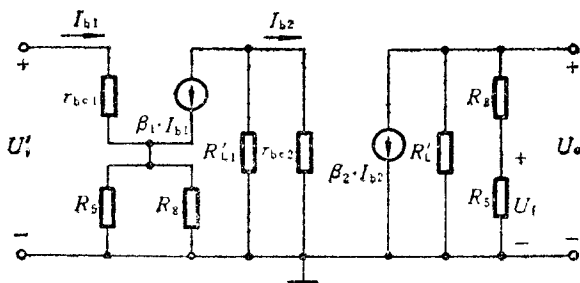


图 4A-3 基本放大电路的等效电路

为了与实际电路相区别, 基本放大电路的 A 的下角, 用双字母注出。由图 4A-3 可得

$$A_{uu} = \frac{U_o}{U_i} = \frac{-\beta_1 \cdot (R'_{L1} \parallel r_{be2})}{r_{be1} + (1 + \beta_1)(R_5 \parallel R_8)} \cdot \frac{-\beta_2 \cdot [R'_L \parallel (R_s + R_5)]}{r_{be2}} \quad (4A-11)$$

将各数值代入上式可得 $A_{uu} \approx 1038$, 而 $F_{uu} = \frac{R_s}{R_s + R_3} = \frac{1}{101}$, 则 $1 + A_{uu} \cdot F_{uu} = 1 + \frac{1038}{101} \approx 11.28$ 。再利用式(4-16)可得

$$A_{uuf} = \frac{U_o}{U_i} = \frac{A_{uu}}{1 + A_{uu} \cdot F_{uu}} = \frac{1038}{11.28} \approx 92$$

与前面所得结果基本一致,说明这种方法是相当准确的。而如按深负反馈的近似关系得出 $A_{uf} \approx \frac{1}{F} = 101$, 则有约 10% 的误差(因为 $1 + AF$ 不算太大)。

基本放大电路的输入电阻为 $R_i' = r_{be1} + (1 + \beta_1)(R_5 \parallel R_6) = 8.04 \text{ k}\Omega$ 。接负反馈后, 不考虑 R_1 、 R_2 时的 $R_{if}' = (1 + A_{uu} \cdot F_{uu}) \cdot R_i' = 11.28 \times 8.04 = 90.7 \text{ k}\Omega$ 。考虑 R_1 与 R_2 的并联效应后 $R_i = R_1 \parallel R_2 \parallel R_{if}' = 19.2 \text{ k}\Omega$ 。

同理, 基本放大电路的 $R_o' = R_3 \parallel (R_4 + R_5) = 6.2 \parallel 10.1 = 3.84 \text{ k}\Omega$ (不考虑 R_L)。接入负反馈后 $R_{of} = \frac{R_o'}{1 + A_{uu0} \cdot F_{uu}}$, A_{uu0} 是取走 R_L 后的 A_{uu} 值。

$$A_{uu0} = A_{uu} \cdot \frac{R_3 \parallel (R_4 + R_5)}{R_L \parallel (R_4 + R_5)} = 1038 \times \frac{3.84}{3.21} = 1242$$

$$R_{of} = \frac{3.84}{1 + 1242 \times \frac{1}{101}} = 0.289 \text{ k}\Omega = 289 \Omega$$

根据上述原则, 其他三种组态的负反馈电路也可用类似的方法构成基本放大电路, 然后按通用公式求 A_f 、 R_{if} 和 R_{of} 等。构成方法见下表:

反馈组态	电压串联	电压并联	电流串联	电流并联
基本放大电路				
输入回路	令 $U_o = 0$	令 $U_o = 0$	令 $I_o = 0$	令 $I_o = 0$
输出回路	令 $I_i = 0$	令 $U_i = 0$	令 $I_i = 0$	令 $U_i = 0$

值得注意的是对于不同的组态 A 是不同的, 比如电压并联负反馈电路中放大倍数应是 A_{ui} 和 A_{uif} 。若需要计算 A_{uf} 时须利用 A_{uif} 来推导关系。具体做法可参考有关文献^①。

这种方法的缺点是考虑反馈网络对基本放大电路的影响时, 要根据反馈的组态进行。比较烦琐, 但物理意义是清楚的。

4A.3 回路增益法

如果我们只需要知道反馈深度 $1 + \dot{A}\dot{F}$ 有多大, 从而估计出引入反馈后对放大性能的影响程度, 那么就可以直接求 $\dot{A}\dot{F}$ 的乘积(即回路增益)而不必

① 例如[4-2]322~337页, [4-4]277~298页。

分别求 A 和 F 。方法是在合适的地方(通常是反馈引回的地方)将反馈回路断开,并将断开处的输入阻抗作为 \dot{F} 的负载。在断开处加电压或电流,同时令 $X_i=0$,即可得到 $\dot{A}\dot{F}$ 。如图 4A-4 所示。

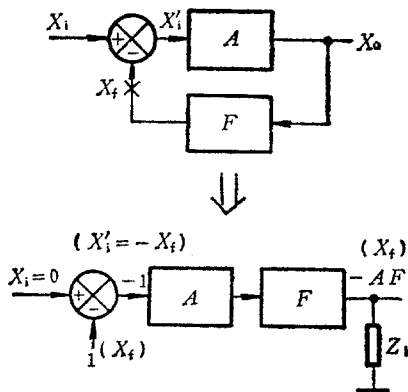


图 4A-4 回路增益法示意图

再以图 4A-1 为例,仍考虑信号在中频,取消复数符号。可在 T_1 的发射极处断开,并以 $r_{be1}/(1+\beta_1)$ 作为断开处的输入电阻与 R_5 并联再与 R_8 串联当做电路的负载 Z_i ,见图 4A-5。计算出此电路的放大倍数即为 $-AF$ ①。

$$A_{uu} \cdot F_{uu} = \frac{\beta_1 \beta_2}{r_{be1}} \cdot \frac{R'_{L1}}{R'_{L1} + r_{be2}} \cdot \frac{R'_L \cdot \left(R_5 \parallel \frac{r_{be1}}{1+\beta_1} \right)}{R'_L + R_8 + \left(R_5 \parallel \frac{r_{be1}}{1+\beta_1} \right)} \quad (4A-12)$$

将电路参数代入上式得 $A_{uu} \cdot F_{uu} \approx 10.35$, 则反馈深度 $1+AF \approx 11.35$ 。用方块图法得到的 $1+AF \approx 11.28$ 。

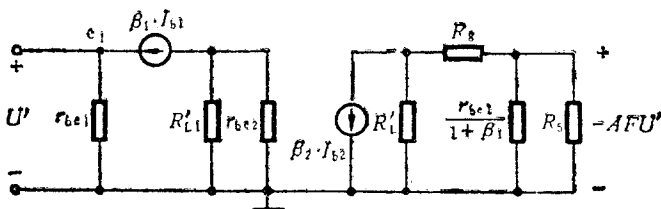


图 4A-5 回路等效电路

① 这里的负号就反映了是负反馈。

最后要提醒读者注意:在使用这种方法计算回路增益时,须令原信号源为零,即电压源短路,电流源开路。^①

参 考 文 献

[4-1] 浙江大学电子学教研室编,邓汉馨主编:《模拟电子技术基础教程》,高等教育出版社,北京,1986年

[4-2] 华中工学院工业电子学教研室编,康华光主编:《电子技术基础》上册,人民教育出版社,北京,1982年第二版

[4-3] 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,高等教育出版社,北京,1986年

[4-4] 清华大学电子学教研组编,童诗白主编:《模拟电子技术基础》上册,人民教育出版社,北京,1980年

[4-5] 清华大学黄昌宁、夏莹改编:《晶体管电路》上册,第二版,科学出版社,北京,1983年

[4-6] J·米尔曼著,清华大学电子学教研组译:《微电子学:数字和模拟电路及系统》,人民教育出版社,北京,1981年

[4-7] Wai-Kai Chen: *Active Network and Feedback Amplifier Theory*, Mc Graw-Hill Book Company, 1980

自我检验题

题 4-1 下面说法是否正确,用 \checkmark 或 \times 表示在括号内。

- (1) 任何实际放大电路严格说都存在某种反馈。()
- (2) 所有放大电路都必须接入反馈,否则无法正常工作。()
- (3) 具有下列情况的就一定是反馈放大电路:①输出与输入之间有信号通路,() ②电路中存在反向传输的信号通路,() ③除放大电路以外还有信号通路。()
- (4) 反馈通路可由下列元、器件组成:①电阻器、电容器、电感器等无源元件() ②晶体管、运放等有源器件()。
- (5) 共集(或共源)放大电路由于 $A_v < 1$,故没有反馈。()

① 可参考[4-5]409~410页。

(6) 所谓开环是指具有以下主要特点的电路:①无信号源()②无反馈通路()③无电源()④无负载()。

(7) 所谓闭环是指:①考虑信号源内阻()②有反馈通路()③接入电源()④接入负载()。

题 4-2 判断对错,用√或×表示。

(1) ①若放大电路的 $A < 0$, 则接入的反馈一定是负反馈()②若 $A > 0$, 则接入的一定是正反馈()③由于接入负反馈, 则反馈放大电路的 A 一定是负值()④接入正反馈后 A 一定是正值()。

(2) 若接入反馈后与未接反馈时相比有以下情况者为负反馈, 反之为正反馈:①净输入量增大()②净输入量减小()③输出量变大()④输出量变小()⑤ A 的绝对值变大()⑥ A 的绝对值变小()。

(3) ①对于负反馈电路, 由于负反馈作用使输出量变小, 则输入量变小, 又使输出量更小, ……最后就使输出为零, 无法放大()②对于正反馈电路则恰恰相反, 信号越来越大, 最后必然使输出量接近无穷大。()

题 4-3 判断对错,用√×号表示。

(1) 直流负反馈是指:①只存在于直接耦合电路, 而阻容耦合电路中不存在的反馈()②直流通路中的负反馈()③只在放大直流信号时才有的反馈()。

(2) 交流负反馈是指:①只存在于阻容耦合电路而直接耦合电路中不存在的反馈()②交流通路中的负反馈(), ③只在放大正弦波信号时才有的反馈()。

题 4-4 选择合适的答案填空。

为了实现以下目的, 应引入: *a.* 直流负反馈, *b.* 交流负反馈。(1) 为了稳定静态工作点____, (2) 为稳定放大倍数____, (3) 为扩展频带, ____ (4) 为改变输入或输出电阻____, (5) 为抑制温漂____。

题 4-5 判断对错,用√或×号表示。

(1) 反馈量是指:①反馈网络从放大电路输出回路中取出的信号()②反馈到输入回路的信号()③前面两信号之比()。

(2) 反馈量越大则表示:①反馈越强()②反馈越弱()。

(3) 既然深负反馈能稳定放大倍数, 则电路所用的各个元器件都不必选用性能稳定的()。

题 4-6 对于下面的要求分别应选: *a.* 电压串联, *b.* 电压并联, *c.* 电流串

联, d . 电流并联的负反馈形式, 将它填入空白中。

(1) 某仪表放大电路, 要求 R_i 大, 输出电流稳定, 应选_____。

(2) 某传感器产生的是电压信号(几乎不能提供电流), 经放大后希望输出电压与信号成正比, 这放大电路应选_____。

(3) 要得到一个由电流控制的电流源, 应选_____。

(4) 要得到一个由电流控制的电压源, 应选_____。

(5) 需要一个阻抗变换电路, R_i 大, R_o 小, 应选_____。

(6) 要得到一个阻抗变换电路, R_i 小, R_o 大, 应选_____。

题 4-7 判断正误, 用 \checkmark / \times 号表示在括号内。

(1) 一个放大电路只要接成负反馈, 就一定能改善性能。()

(2) 负反馈放大电路只须满足下面条件就会产生自激振荡: ①反馈量与净输入量幅值相等() ②在某一段频率变成正反馈() ③反馈量与输入量同极性() ④ $\dot{X}_f = -\dot{X}_i$ ()。

(3) 由于放大倍数 A 越大, 引入负反馈后反馈越强。所以反馈通路跨过的级数越多越好。()

(4) 对于一个负反馈放大电路, F 越大越容易产生自激振荡()

(5) 电压跟随器电路的 A_f 最小(≈ 1), 故最不容易产生自激振荡。()

思考题和习题

题 4-8 按以电压串联为例的方式将合适的内容填入下表。

负反馈组态	X_i	X'_i	X_f	X_o	A	F	A_f	性能的变化			
	(电压或电流)				(量纲)			R_i	R_o	带宽	dA/A
电压串联	U_i	U'_i	U_f	U_o	A_{uu}	F_{uu}	A_{uuf}	增大	减小	展宽	变小
电压并联											
电流串联											
电流并联											

题 4-9 在图 P4-9 的电路中, 哪些元器件组成了放大通路哪些组成了反馈通路? 是正反馈还是负反馈? 是直流反馈还是交流反馈? (图中 R_L 代表阻值变化的负载)。

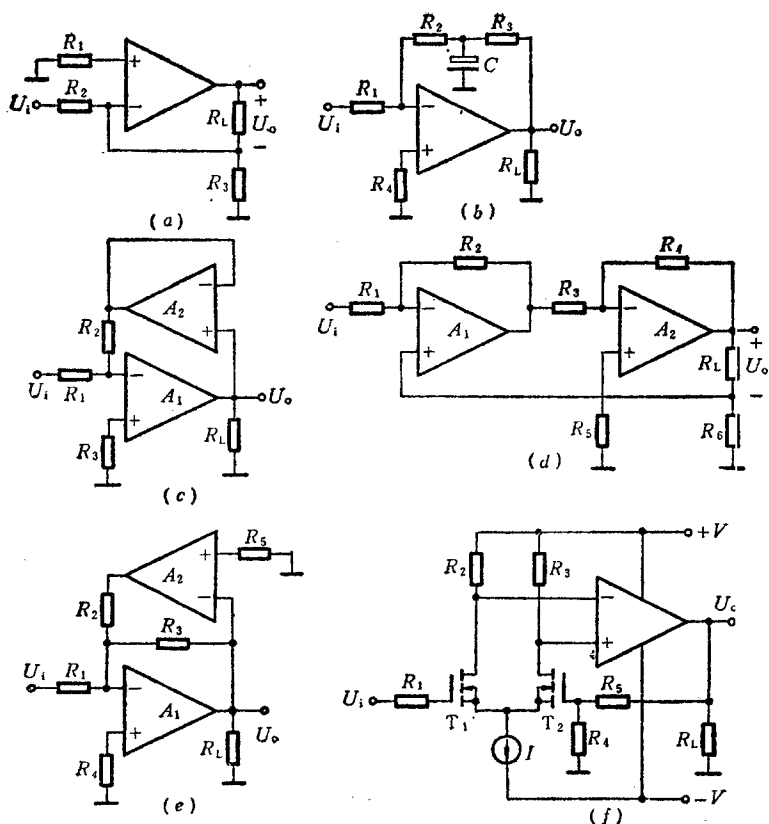


图 P 4-9

- 题 4-10 电路如图 P 4-10 所示,要求同上题。
- 题 4-11 电路如图 P 4-11,要求同题 4-9。
- 题 4-12 写出图 P4-9 所示电路中各交流负反馈分别是什么组态。
- 题 4-13 判断图 P-10 所示电路中各交流负反馈的组态。
- 题 4-14 电路如图 P4-9(a)、(c)、(f)所示。试计算各电路的电压放大倍数 A_u 。
- 题 4-15 试计算图 P4-10(a)、(c)、(f)所示各电路的电压放大倍数。根据具体情况选择合适的分析方法。

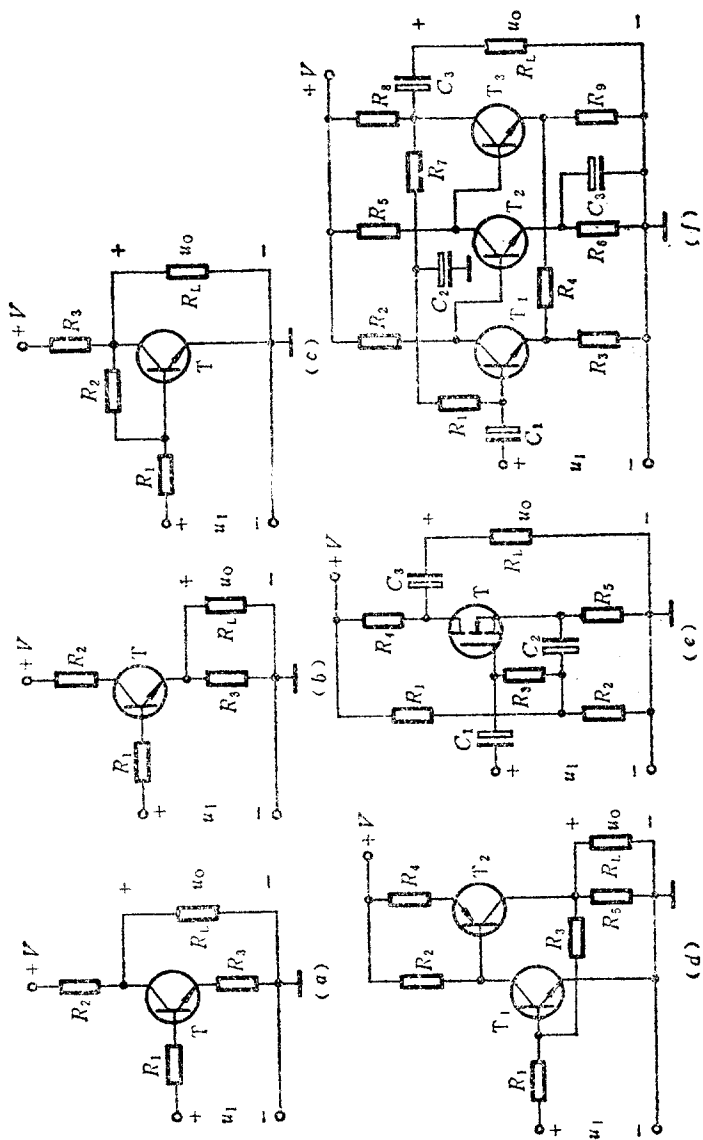


图 P 4-10

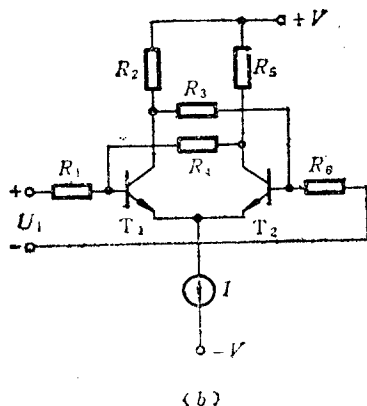
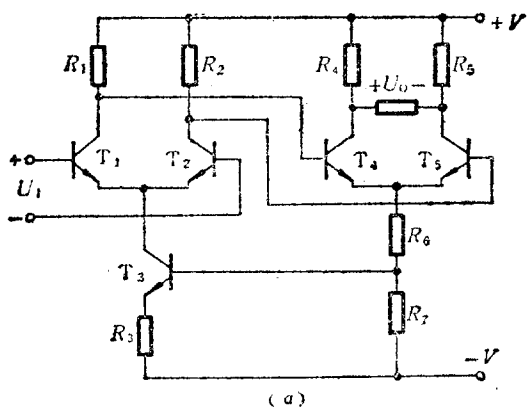


图 P 4-11

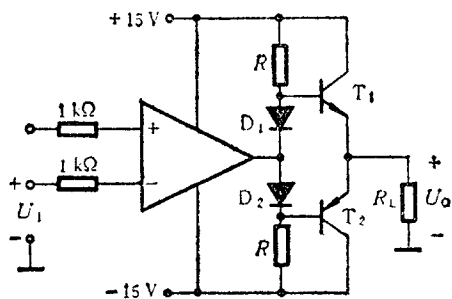


图 P 4-16

题 4-16 由运放组成的某放大电路如图 P4-16 所示。

为了使 A_u 稳定, R_o 小, 应引入什么样的反馈(在图中画出)。若要求 $|A_u| = 20$, 所选的元件数值应为多大?

题 4-17 为了得到一个 $|A_u| = 100$ 的放大电路有以下方案, 试比较哪一个性能好一些, 为什么?

(1) 由一个无反馈的放大电路组成, $|A| = 100$ 。(比如两级放大电路)。

(2) 由如(1)所说的两个两级放大电路串联, $|A| = 10^4$, 并引入负反馈 $F = 0.01$ 。

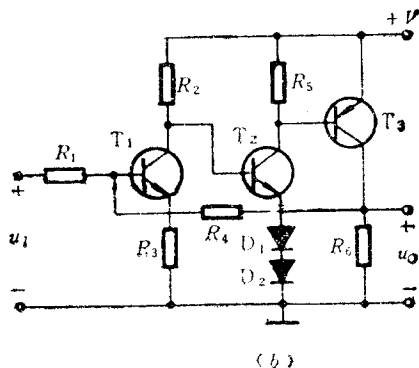
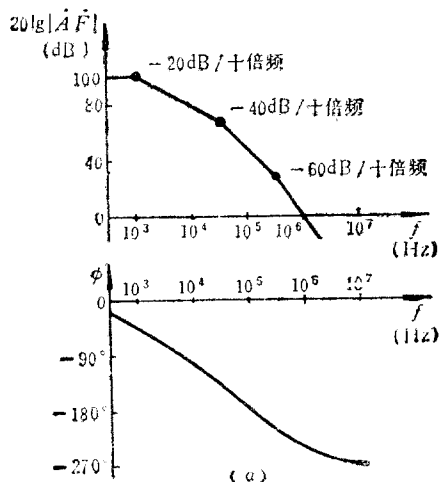


图 P4-20

(3) 由一个有两级放大 $A_{od}=10^5$ 的运放接入 $F=0.01$ 的负反馈组成。

题 4-18 利用运放 F007(参数见第三章附录 3C, $r_o \approx 1 \text{ k}\Omega$), 设计一个阻抗变换电路。要求 $R_i > 10 \text{ M}\Omega$, $R_o < 10 \Omega$, $A_u = 1$ 。画出电路, 标出各元件数值。

题 4-19 利用 F007 设计一个电流放大电路, 被测信号为 $10 \mu\text{A}$ 级的电流, 带动一个满量程为 1 mA 的电流表, 表头内阻约 $1 \sim 2 \text{ k}\Omega$ 。

题 4-20 某放大电路 A_F 的波特图如图 P4-20 所示。此电路是否会产生自激振荡? 若电路形式如图 P4-20(b) 所示, 要消除振荡的话可采取什么措施? 在图上定性画出来。

题 4-21 图 P4-21 所示几个电路都有由电容器 C 和其他元件组成的自

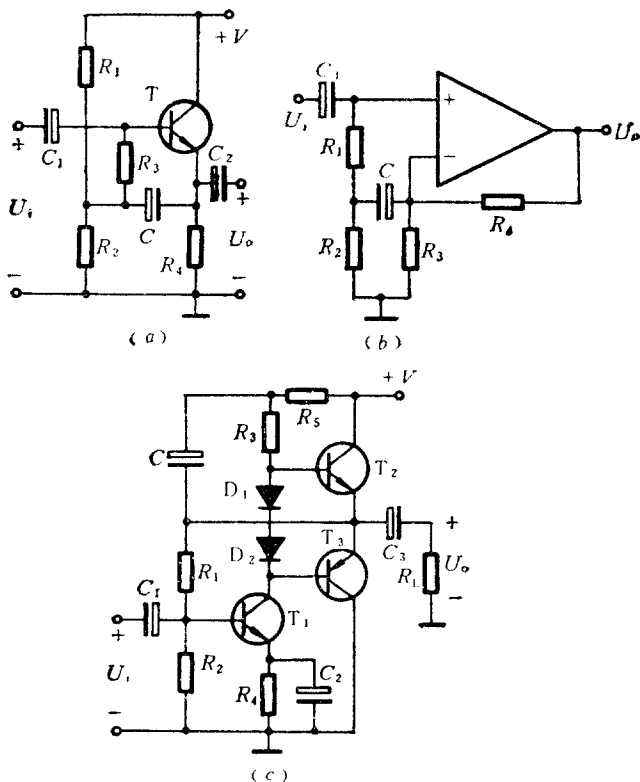


图 P4-21

举电路。试用反馈的理论分析是什么反馈,各起了什么作用。

*题 4-22 图 P4-22 所示为几个负反馈放大电路。

(a) 中 $r_{be1}=1\text{k}\Omega$, $\beta=100$; (b) 中 $r_{be1}=2\text{k}\Omega$, $r_{be2}=1.5\text{k}\Omega$, $\beta_1=\beta_2=60$; (c) 中 $r_{be1}=2\text{k}\Omega$, $r_{be2}=1\text{k}\Omega$, $\beta_1=\beta_2=50$ 。

(1) 根据方块图法画出各自的基本放大电路,并标出反馈量(极性或方向)。

(2) 根据(1)的电路计算出负反馈电路的 A_f , 及 A_u 和 R_{if} , R_{of} 。

(3) 若有的电路可视为深度负反馈,用近似法估算 A_u 的值并与(2)的结果相比较。

(4) 利用回路增益法直接计算出反馈深度 $1+AF$ 的值,并与(2)中算出的值相比较。

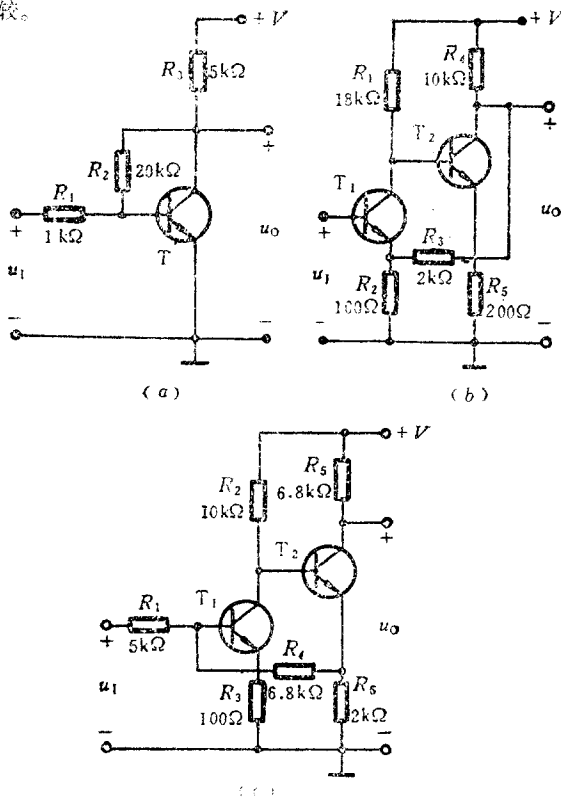
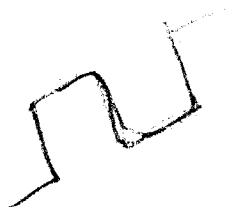


图 P4-22

第五章 运算电路



运算电路是以后几章的基础。本章介绍由集成运放和电阻、电容、二极管等构成的比例、加减、积分、微分、对数、指数、乘除等模拟量运算电路。在分析它们的输出电压与输入电压的函数关系时，考虑运放处于线性工作范围，一般情况下我们将它视为理想器件，并引出“虚短”和“虚断”的概念。

5.1 比例电路

将信号按比例放大的电路，简称为比例电路或比例运算电路，它是常遇到的基本电路。由第四章中对深度负反馈电路的分析已知可由集成运放和电阻构成比例电路。它有反相输入和同相输入两种不同形式，下面分别介绍。

5.1.1 反比例电路

一、电路的构成

我们知道电压并联深度负反馈电路的输出电压与输入电压之比的绝对值基本上等于反馈电阻与信号源内阻之比。因此可用图 5-1 所示电路实现比例运算。图中的电阻 R_1 与信号源相串联，其作用与信号源内阻 R_s 类似。由于这个电路的输入信号从集成运放的反相输入端引入，因而称为反比例电路。

图 5-1 电路中集成运放的同相输入端接有电阻 R' ，这是因为集成运放输入级是由差动放大电路组成，它要求两边的输入回路参数对称，即从集成运放反相输入端和地两点向外看的等效电阻

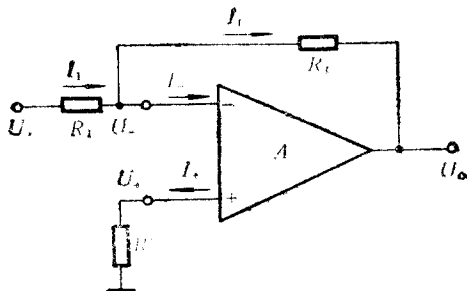


图 5-1 反相比例电路

R_n 应当等于从集成运放同相输入端和地两点向外看的等效电阻 R_p , 即

$$R_n = R_p \quad (5-1)$$

上述对称条件, 对于各种双极型晶体管集成运放构成的运算电路和放大电路是普遍适用的。但有时(例如集成运放是高阻型, I_{IB} 很小)对此要求并不严格。

对于图 5-1 电路, 设输入信号源的内阻为零, 或者把信号源内阻计算到电阻 R_i 中去, 则

$$R_n = R_i \parallel R_f$$

$$R_p = R'$$

若 $R_i = 20\text{k}\Omega$, $R_f = 200\text{k}\Omega$, 则 R' 应为 $R_i \parallel R_f = 18.2\text{k}\Omega$, 可取 $R' = 18\text{k}\Omega$

二、函数关系

设图 5-1 电路的各参数合适, 集成运放工作在线性放大状态, 且负反馈深度很大, 那么它具有以下两个特点:

1. 集成运放两个输入端之间的电压通常非常接近于零, 即 $U_+ \approx U_-$, 但不是短路, 故简称为“虚短”。

2. 流入集成运放两个输入端的电流通常可视为零,即 $I_- \approx 0$, $I_+ \approx 0$ 。但不是断开,故简称为“虚断”。

虚短和虚断的情况如图 5-2 所示。以后分析时经常用到。由于集成运放性能好,利用虚短和虚断概念求解运算电路的函数关系时所产生的误差,通常可忽略不计,因此我们可将 $U_+ \approx U_-$ 写成 $U_+ = U_-$,也可将 $I_+ \approx 0$ 和 $I_- \approx 0$ 。分别写成 $I_+ = 0$ 和 $I_- = 0$ 。

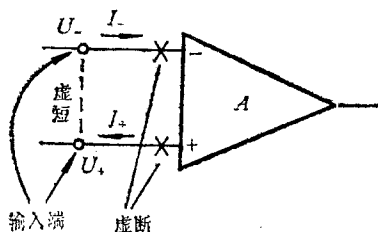


图 5-2 “虚短”和“虚断”示意图

根据以上概念可知图 5-1 电路中集成运放的反相输入端与地端等电位,即 $U_- = 0$,故在这种情况下运放的反相输入端又称为虚地点,因此

$$I_1 = \frac{\text{虚地 } U_i}{R_1} \quad (5-2)$$

$$I_f = \frac{\text{虚地}}{R_f} = \frac{U_o}{R_f} \quad (5-3)$$

再由 $I_1 \stackrel{\text{虚断}}{=} I_f$, 则可得反相比例电路输出电压与输入电压的函数关系是

$$U_o = -\frac{R_f}{R_1} U_i \quad (5-4)$$

可见 U_o 与 U_i 符合比例关系。式中的负号表示输出电压与输入电压的变化方向相反。对于正弦信号,二者相位相反;对于直流信号,二者的正、负极性相反(设 $U_i = 0$ 时 $U_o = 0$)。

为了说明虚短和虚断概念对于实际集成运放构成的反相比例电路是否适用,下面举例。

【例 5-1】 设图 5-1 电路中的电阻 $R_1 = 10\text{k}\Omega$, $R' = R_1 \parallel R_f$, 且在 $U_i = 0$ 时通过调零使 $U_o = 0$ 。试求下面两种情况下运放两个输入端的电流和它们

之间电压的变化量,并说明虚短和虚断的概念是否适用(为了简便,不考虑输入偏置电流、失调及漂移等)。

(1) $R_f=100\text{k}\Omega$,运放的 $A_{od}=2\times 10^5$, $r_{id}=1\text{M}\Omega$ 。直流输入电压由零变为 1V 。

(2) $R_f=5\text{M}\Omega$,运放的 $A_{od}=2000$, $r_{id}=5\text{k}\Omega$ 。直流输入电压由零变为 20mV 。

解: (1)由式 (5-4) 和题中参数可知 U_i 由零变为 1V 时, U_o 由零变为 -10V 。运放两个输入端之间电压的变化量是

$$\Delta U_d = \Delta(U_- - U_+) = -\frac{\Delta U_o}{A_{od}} = -\frac{-10}{2\times 10^5} = 5\times 10^{-5}\text{V} = 0.05\text{mV}$$

与 $\Delta U_i = 1\text{V}$ 相比, ΔU_d 很小,通常可忽略不计。因此在第一种情况下,虚短概念是适用的。

运放反相输入端和同相输入端电流的变化量是

$$\Delta I_- = \Delta I_+ = \frac{\Delta U_d}{r_{id}} = \frac{5\times 10^{-5}}{1\times 10^6} = 50\times 10^{-12}\text{A} = 50\text{pA}$$

而按理想情况估算,输入电流的变化量是

$$\Delta I_1 = \frac{\Delta U_1}{R_1} = \frac{1}{10} = 0.1\text{mA}$$

可见与 ΔI_1 相比, ΔI_- 和 ΔI_+ 很小,可忽略不计。因此在第一种情况下虚断概念也是适用的。

(2) 在第二种情况下,若仍利用虚短和虚断的概念,则

$$\Delta U_o = -\frac{R_f}{R_1}\Delta U_1 = -\frac{5\times 10^6}{10^4}\times 20\times 10^{-3} = -10\text{V}$$

$$\Delta U_d = -\frac{\Delta U_o}{A_{od}} = -\frac{-10}{2000} = 5\times 10^{-3} = 5\text{mV}$$

$$\Delta I_- = \frac{\Delta U_d}{r_{id}} = \frac{5\times 10^{-3}}{5\times 10^3} = 10^{-6}\text{A} = 1\mu\text{A}$$

$$\Delta I_1 = \frac{\Delta U_1}{R_1} = \frac{20\times 10^{-3}}{10^4} = 2\times 10^{-6} = 2\mu\text{A}$$

可见 ΔI_- 只比 ΔI_1 小一半, ΔU_d 只比 ΔU_1 小 $\frac{3}{4}$, 因此 ΔU_d 和 ΔI_- 不能忽略不计,即在第二种情况下,虚短和虚断的概念不适用。读者可自行计算,在题中(2)的条件下实际的输出电压将变为多大。

三、主要特点

反相比例电路的主要特点如下:

1. 集成运放的反相输入端为虚地点, 它的共模输入电压可视为零。因此对运放的共模抑制比要求低。
2. 由于电压负反馈的作用, 输出电阻小, 通常可将 R_o 视为零。因此带负载能力强。
3. 由于并联负反馈的作用, 输入电阻小, 通常可认为 $R_i = R_1$ 。因此对输入电流有一定的要求。

四、T 形反馈网络

上面提到反相比例电路的输入电阻基本上等于 R_1 , 若希望 $R_i = 100\text{k}\Omega$, 则 R_1 应取 $10\text{k}\Omega$ 。如果要求电压放大倍数 $A_u = -100$, 则由式 (5-4) 可知反馈电阻 R_f 应为 $10\text{M}\Omega$ 。但是由于工艺上的原因, 阻值高达 $10\text{M}\Omega$ 的电阻器稳定性差。怎样才能实现上述要求, 同时反馈电阻值又不能过大呢? 我们设想, 若使流过反馈电阻的电流远大于 I_1 , 就能选用较低的阻值产生同样大的输出电压。为此可将反馈电阻一分为二, 即用两个电阻 R_2 和 R_4 相串联 (设中间结点为 M) 代替 R_f (如图 5-3 所示), 则由于通过电阻 R_3 向 M 点引入了另一电流 I_3 , 就能使 $I_4 \gg I_1$ 。

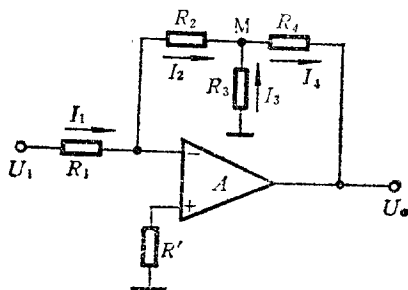


图 5-3 采用 T 形反馈网络的反相比例电路

由前面对反相比例电路的分析可知, 图 5-3 电路中运放反相输入端为虚地点, 再运用虚断概念, 则有

$$I_2 = I_1 = \frac{U_i}{R_1} \quad (5-5)$$

$$U_M = 0 - R_2 I_2 = -\frac{R_2}{R_1} U_i \quad (5-6)$$

$$I_3 = \frac{0 - U_M}{R_3} = \frac{R_2}{R_3} \cdot \frac{U_i}{R_1}$$

可见当 $R_3 \ll R_2$ 时, $I_3 \gg I_1$, 因而 $I_4 = (I_2 + I_3)$ 比 I_1 大得多, 所以电阻 R_4 和 R_2 、 R_3 的阻值均可比较小。下面求解这个电路的电压放大倍数。

$$\begin{aligned} U_o &= -R_2 I_2 - R_4 (I_2 + I_3) = -(R_2 + R_4) I_2 - R_4 I_3 \\ &= -(R_2 + R_4) \frac{U_i}{R_1} - \frac{R_4 R_2}{R_3} \cdot \frac{U_i}{R_1} \end{aligned}$$

$$\text{即 } A_u = \frac{U_o}{U_i} = -\frac{R_2 + R_4}{R_1} \left(1 + \frac{R_2 \parallel R_4}{R_3} \right) \quad (5-7)$$

式中括号内的 $\frac{R_2 \parallel R_4}{R_3}$ 代表引入电阻 R_3 后对放大倍数的影响。若取 $R_2 = R_4 = R_1 = 100\text{k}\Omega$, 并将前面的要求 $A_u = -100$ 代入上式, 可得 $R_3 = 1.020\text{k}\Omega$ 。可见避免了阻值过大的缺点。

图 5-3 电路中电阻 R_2 、 R_3 和 R_4 构成的反馈网络形如英文字母 T, 故称为 T 形电阻网络。采用这种反馈网络, 需要多用两只电阻, 而且电阻 R_3 的引入使负反馈减弱, 故对运放的性能 (例如开环电压放大倍数, 失调及其温漂等) 要求更高了。因此一般只在要求放大倍数较大、输入电阻较高和避免阻值过高时才采用。

5.1.2 同相比例电路

一、电路的构成

前面提到反相比例电路的输入电阻小, 如果希望输入电阻大, 且 U_o 与 U_i 按一定比例同方向变化, 那么可将信号接到运放的同相输入端, 并在反相输入端引入负反馈, 如图 5-4 所示。图中的 R'

的作用是使 $R_p = R_n$, 因此 $R' = R_i \parallel R_f$ 。此外, 在意外情况下, 当 U_i 太大, 使运放不再处于线性工作范围时, R' 可起限制输入电流的作用。

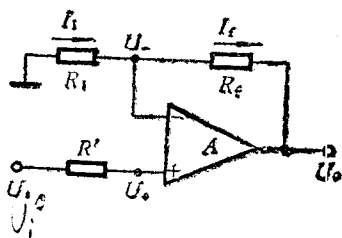


图 5-4 同相比比例电路

二、函数关系

在分析时要注意, 图 5-4 电路中运放同相端不是处于地电位, 而是 $U_+ \stackrel{\text{虚断}}{=} U_i$ 。因此不能用虚地概念, 只能用虚短和虚断的概念, 故由图 5-4 可得

$$U_o = U_- - R_f I_f \stackrel{\text{虚断}}{=} U_- - R_f I_i \stackrel{\text{虚断}}{=} U_- - R_f \cdot \frac{0 - U_-}{R_i}$$

$$\stackrel{\text{虚短}}{=} \left(1 + \frac{R_f}{R_i}\right) U_+ \quad \text{即} \quad U_o = \left(1 + \frac{R_f}{R_i}\right) U_i$$

即

$$U_o = \left(1 + \frac{R_f}{R_i}\right) U_i \quad (5-8)$$

或

$$A_v = \frac{U_o}{U_i} = \left(1 + \frac{R_f}{R_i}\right) \quad (5-9)$$

三、主要特点

同相比比例电路的主要特点是:

1. 由于引入的负反馈属于电压串联的形式, 所以能使输入电阻大 $(1 + AF)$ 倍, 可高达 $1000\text{M}\Omega$ 以上。

2. 同理输出电阻也减小到 $\frac{1}{1 + AF}$, 一般可视为零。

3. 由于 $U_- = U_+ = U_i$, 即同相比比例电路中集成运放的共模电压等于输入电压, 因此对集成运放的共模抑制比要求较高。这是它的缺点。

四、电压跟随器

如果希望 $U_o \approx U_i$ ，可将同相比例电路中的电阻 R_1 开路，即接成电压跟随器形式。此电路已在第四章中出现过，现重画在图 5-5 中。图中的电阻 R_f 和 R' 起限

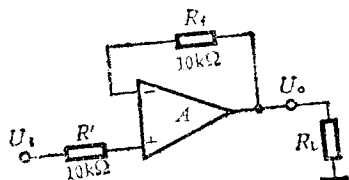


图 5-5 电压跟随器

流作用，防止因意外造成过大的电流。根据虚短和虚断概念可知

$$U_o \xrightarrow{\text{虚断}} U_- \xrightarrow{\text{虚短}} U_+ \xrightarrow{\text{虚断}} U_i$$

由于集成运放性能优良，所以由它构成的电压跟随器不仅精度高，而且输入电阻大，输出电阻小。例如当运放的 $A_{od} = 10^6$ ， $r_{id} = 1\text{M}\Omega$ ， $r_o = 1\text{k}\Omega$ 时，在不考虑失调及漂移等前提下，读者可自行证明，电压跟随器的输出电压与输入电压之比是

$$\frac{U_o}{U_i} = \frac{1}{1 + 10^{-6}} \approx 1 - 10^{-6}$$

即跟随误差约为百万分之一，输出电阻可降为 $10^{-3}\Omega$ 。且理论上输入电阻可高达 $10^{12}\Omega$ ，所以它能真实地将输入信号传给负载，而向信号源索取的电流极小。

值得注意的是，电压跟随器的反馈系数等于 1，所以它的反馈深度很大。对于有的器件（例如 725 型运放）而言，如果外接的相位补偿网络参数不合适，极易引起自激振荡。

5.2 加减运算电路

输出电压与若干个输入电压之和或差成比例关系的电路称为加减运算电路。它不仅是模拟计算机的基本单元，而且在测量和控制系统中经常用到。下面先介绍求和电路，然后介绍加减运算电路。

5.2.1 求和电路

集成运放可与电阻构成求和电路,它有反相输入和同相输入两种接法。

一、反相求和电路

前面介绍的反比例电路中集成运放的反相输入端为虚地点,反馈电流等于输入电流,而且这个电流与输入电压成正比,因此可利用虚地的概念,实现电流相加,从而得出求和电路。即可在反比例电路的虚地点再接几个电阻,它们的另一端各接一个信号电压,如图 5-6 所示(图中画了三个输入端,实际应用时可根据需要增减输入端的数量)。其中电阻 R' 应等于集成运放反相输入端所接的各电阻相并联的阻值,即

$$R' = R_1 \parallel R_2 \parallel R_3 \parallel R_f$$

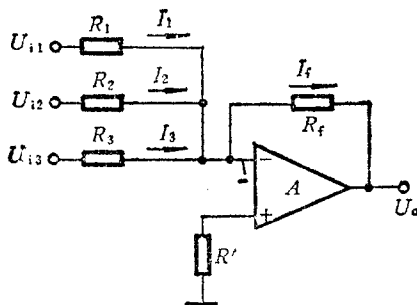


图 5-6 反相求和电路

运用虚短和虚断的概念,由图 5-6 电路可得

$$I_f \approx I_1 + I_2 + I_3$$

即

$$\frac{0 - U_o}{R_f} \approx \frac{U_{i1}}{R_1} + \frac{U_{i2}}{R_2} + \frac{U_{i3}}{R_3}$$

因此,图 5-6 电路输出电压与输入电压的函数关系是

$$U_o = -R_f \left(\frac{U_{i1}}{R_1} + \frac{U_{i2}}{R_2} + \frac{U_{i3}}{R_3} \right) \quad (5-10)$$

反相求和电路的主要特点与反比例电路类似。值得指出的是：调节反相求和电路某一路信号的输入电阻(R_1 或 R_2 、 R_3)的阻值不影响其他输入电压与输出电压的比例关系，因而调节方便。

二、同相求和电路

如果把各输入电压加到集成运放的同相输入端，如图 5-7 所示(图中画出了三个输入端，实际应用时可酌情增减)，是否也可以实现同相求和呢？下面求它的函数关系。

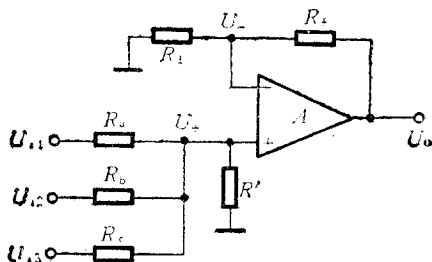


图 5-7 同相求和电路

将这个电路与同比例电路(图 5-4)进行比较可知，它们的输出电压与集成运放同相输入端电位 U_+ 的关系相同，即

$$U_o = \left(1 + \frac{R_f}{R_1} \right) U_+ \quad (5-11)$$

而 U_+ 可由下式求出

$$\frac{U_{i1} - U_+}{R_a} + \frac{U_{i2} - U_+}{R_b} + \frac{U_{i3} - U_+}{R_c} = \frac{U_+}{R'}$$

$$\text{即 } U_+ = R_p \left(\frac{U_{i1}}{R_a} + \frac{U_{i2}}{R_b} + \frac{U_{i3}}{R_c} \right) \quad (5-12)$$

其中 $R_p = R_a \parallel R_b \parallel R_c \parallel R'$

将式(5-12)代入式(5-11),得

$$U_o = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) R_p \left(\frac{U_{i1}}{R_a} + \frac{U_{i2}}{R_b} + \frac{U_{i3}}{R_c}\right)$$

由于 $R_n = R_1 \parallel R_f$, 即 $1 + \frac{R_f}{R_1} = \frac{R_f}{R_n}$, 因此上式可化为

$$U_o = \frac{R_p R_f}{R_n} \left(\frac{U_{i1}}{R_a} + \frac{U_{i2}}{R_b} + \frac{U_{i3}}{R_c}\right) \quad (5-13)$$

所以在 R_p 与 R_n 精确相等的条件下, 图 5-7 电路输出电压与输入电压的函数关系是

$$U_o = R_f \left(\frac{U_{i1}}{R_a} + \frac{U_{i2}}{R_b} + \frac{U_{i3}}{R_c}\right) \quad (5-14)$$

上式与式(5-10)只差一个负号。值得指出是, 上式仅在 R_n 严格等于 R_p 的条件下才是正确的。因此如果调整某一路信号的电阻 (R_a 、 R_b 或 R_c) 的阻值, 则必须改变电阻 R' 的阻值, 使 R_p 严格等于 R_n , 所以不如反相求和电路调节方便。此外同相输入求和电路中集成运放的共模输入电压较高, 这也是它的缺点。

5.2.2 单运放加减运算电路

一、电路的构成

前面介绍的求和电路可对同极性的信号进行加法运算, 如果希望对同极性的信号电压进行加减运算, 怎样才能实现呢? 我们知道, 反相求和电路的输出电压与各输入电压之和的极性相反, 而同相求和电路的输出电压与各输入电压之和的极性相同, 因此可将反相求和电路与同相求和电路合并构成加减运算电路, 如

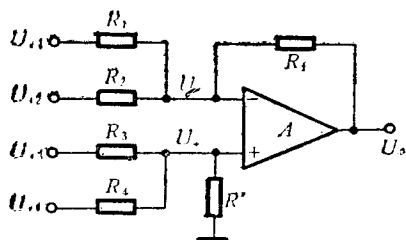


图 5-8 单运放加减运算电路

图5-8所示。它是一个可接四个输入信号的加减运算电路，实际应用时，可适当增加或减少输入端的个数，以适应各种不同的需要。

二、函数关系

下面用叠加原理求图 5-8 电路输出电压和各输入电压的函数关系。

1. 令同相端输入信号 U_{i3} 和 U_{i4} 均为零。反相端输入信号 U_{i1} 和 U_{i2} 共同作用。此时集成运放反相输入端为虚地点，这种情况下的图 5-8 电路相当于反相求和电路，所以此时的输出电压（用 U_{o1} 表示）与式 (5-10) 类似，即

$$U_{o1} = -R_f \left(\frac{U_{i1}}{R_1} + \frac{U_{i2}}{R_2} \right) \quad (5-15)$$

2. 令反相端输入信号 U_{i1} 和 U_{i2} 为零，同相端输入信号 U_{i3} 和 U_{i4} 共同作用时，图 5-8 电路相当于同相求和电路，所以此时的输出电压（用 U_{o2} 表示）的表达式与式 (5-13) 类似，即

$$U_{o2} = \frac{R_p R_f}{R_n} \left(\frac{U_{i3}}{R_3} + \frac{U_{i4}}{R_4} \right) \quad (5-16)$$

其中 $R_p = R_3 \parallel R_4 \parallel R_f$

$$R_n = R_1 \parallel R_2 \parallel R_f$$

根据平衡条件，取 $R_n = R_p$ 。因此由叠加原理可得

$$U_o = U_{o1} + U_{o2} = R_f \left(\frac{U_{i3}}{R_3} + \frac{U_{i4}}{R_4} - \frac{U_{i1}}{R_1} - \frac{U_{i2}}{R_2} \right) \quad (5-17)$$

三、设计举例

加减运算电路的设计步骤是：先根据函数关系画出电路，然后计算参数，下面举例说明。

【例 5-2】试设计一个加减运算电路，使 $U_o = 10U_{i1} + 8U_{i2} - 20U_{i3}$ 。

解：（1）画出电路

由于 U_{i3} 的系数是负数，因此它应当从反相端输入。而系数为正数的 U_{i1} 和 U_{i2} 应从同相端输入，即如图 5-9 所示。

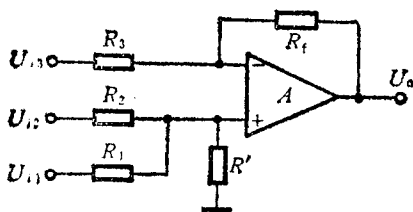


图 5-9 [例 5-2] 的电路

(2) 求各电阻值

图 5-9 电路中运放输入端外接电阻的平衡条件是

$$R_3 \parallel R_f = R_1 \parallel R_2 \parallel R' \quad (5-18)$$

在此条件下图 5-9 电路 U_o 与各输入电压的函数关系与式 (5-17) 类似, 即

$$U_o = \frac{R_f}{R_1} U_{11} + \frac{R_f}{R_2} U_{12} - \frac{R_f}{R_3} U_{13} \quad (5-19)$$

将上式与题中所给函数关系式比较, 并取反馈电阻 $R_f = 240\text{k}\Omega$ (R_f 的阻值不宜太大也不宜太小^①, 一般可在几千欧至 1 兆欧范围内选择), 则可得 $R_1 = 24\text{k}\Omega$, $R_2 = 30\text{k}\Omega$, $R_3 = 12\text{k}\Omega$ 。将它们和 R_f 的阻值代入式 (5-18), 可得 $R' = 80\text{k}\Omega$ 。

四、缺点及改进措施

上面介绍的单运放加减运算电路只需要一只运放, 因而元件少、成本低。但它的电阻值计算和调整不方便。解决的措施之一是用两级反相求和电路构成加减运算电路。

5.2.3 双运放加减运算电路

一、电路的构成

反相求和电路中集成运放的反相输入端为虚地点, 各电阻值容易计算和调整, 而且对集成运放的共模抑制比要求低。这些突出

^① 由于集成运放的最大输出电流有限, 且运放的输出电流较大时将使它的温升较高, 导致漂移增大, 因此 R_f 的阻值不宜太小。而阻值太大的电阻器制作较困难, 且存在稳定性差和噪声大等缺点, 故 R_f 的阻值也不宜太大。

的优点使得人们在设计模拟运算电路时尽可能采用反相求和电路。因此常用两个反相求和电路构成双运放加减运算电路，图 5-10 电路便是一例。下面求这个电路输出电压与各输入电压的函数关系。

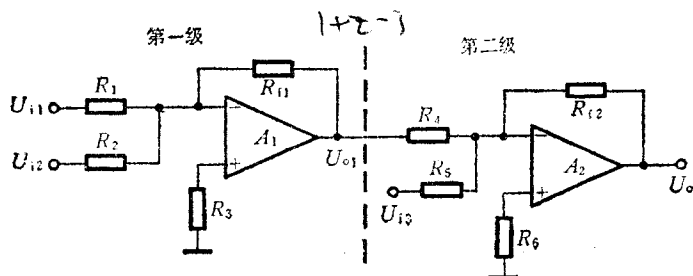


图 5-10 双运放加减运算电路

二、函数关系的求解方法

图 5-10 电路由两级组成，即以图中的虚线为界，它可分为第一级和第二级。由于第一级具有很强的电压负反馈，其输出电阻可视作零，因此它的第二级可等效为图 5-11(b)，第一级的等效电路如图 5-11(a) 所示。

根据反相求和电路输出与输入的函数关系，由图 5-11 等效电路可得下面两个方程

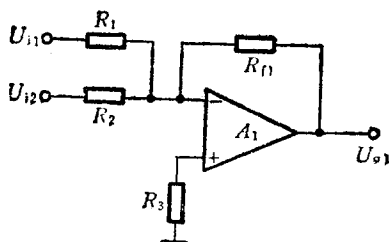
$$U_{o1} = -R_{f1} \left(\frac{U_{i1}}{R_1} + \frac{U_{i2}}{R_2} \right)$$

$$U_o = -R_{f2} \left(\frac{U_{o1}}{R_4} + \frac{U_{i3}}{R_5} \right)$$

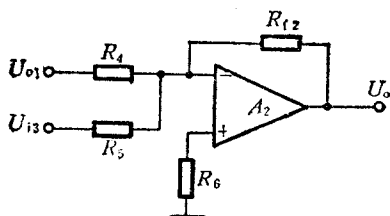
将前者代入后者，得图 5-10 电路输出电压与各输入电压的函数关系如下

$$U_o = R_{f2} \left[\frac{R_{f1}}{R_4} \left(\frac{U_{i1}}{R_1} + \frac{U_{i2}}{R_2} \right) - \frac{U_{i3}}{R_5} \right] \quad (5-20)$$

若取 $R_{f1} = R_4$ ，则上式可化简为



(a)



(b)

图 5-11 图 5-10 电路的等效电路

(a) 第一级等效电路

(b) 第二级等效电路

$$U_o = R_{f2} \left(\frac{U_{i1}}{R_1} + \frac{U_{i2}}{R_2} - \frac{U_{i3}}{R_5} \right) \quad (5-21)$$

5.3 积分电路和微分电路

5.3.1 积分电路

积分电路是模拟计算机及积分型模数转换等电路的基本单元之一, 它可以实现积分运算, 或起延迟作用及产生三角波等。下面介绍基本的积分电路。

一、基本积分电路的构成

积分电路的输出电压与输入电压成积分关系。怎样才能构成这种电路呢? 我们知道电容两端的电压与它的电流成积分关系, 而

反比例电路中流过反馈电阻的电流与输入电压成正比, 因此只要将反比例电路中的反馈电阻换成电容, 就构成了基本的积分电路, 如图 5-12 所示。

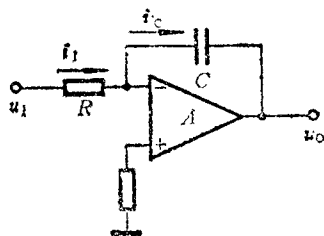


图 5-12 基本积分电路

二、函数关系

运用虚短和虚断概念。由图 5-12 电路可知, 运放反相输入端为虚地点, 流过电容 C 的电流与流过电阻 R 的电流可视为相等, 输出电压等于电容两端的电压, 因此在理想情况下, 输出电压是

$$u_o = -\frac{1}{C} \int_{t_1}^{t_2} i_c dt + u_c \Big|_{t_1}$$

将 $i_c = i_i = \frac{u_i}{R}$ 代入上式, 得

$$U_o = -\frac{1}{RC} \int_{t_1}^{t_2} u_i dt + u_c \Big|_{t_1} \quad (5-22)$$

其中 $u_c \Big|_{t_1}$ 是 t_1 时刻电容两端的电压值, 即初始值。

三、积分电路的主要用途

1. 延迟

若将图 5-12 电路的输出电压作为电子开关的输入电压, 那么积分电路可起延迟作用。例如, 设图 5-12 电路中的电阻 $R = 10\text{k}\Omega$, $C = 0.05\mu\text{F}$, 在 $t = 0$ 时刻电容两端的电压为零。输出端接一个电子开关, 当 u_o 经过 $+6\text{V}$ 时电子开关动作。若输入电压在 $t = 0$ 时刻由零跳变到 -3V , 则输出电压将随时间线性上升, 如图 5-13 (a) 中的波形所示。设 u_o 上升到 $+6\text{V}$ 时所对应的时间为 T , 再将前面所给条件代入式 (5-22), 则

$$+6 = \frac{-1}{10^4 \times 0.05 \times 10^{-6}} \int_0^T (-3) dt + 0$$

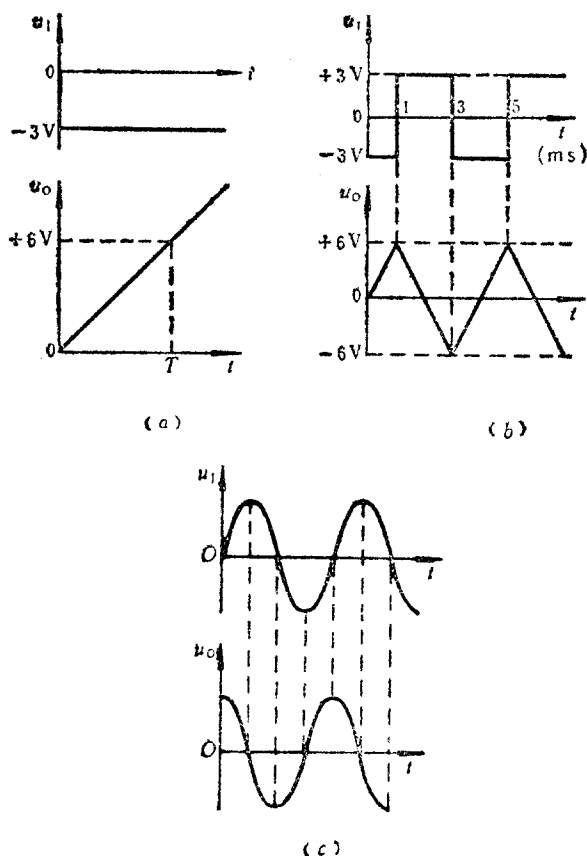


图 5-13 基本积分电路 u_1 和 u_o 的波形

(a) 阶跃输入情况, (b) 方波输入情况 (c) 正弦波输入情况

解之, 得 $T = 1\text{ms}$, 即延迟时间为 1ms 。

2. 将方波变换为三角波

如果图 5-12 电路的输入信号是方波[如图 5-13(b) 中所示 u_1 的波形], 电路参数与前面叙述“延迟”时相同, 那么根据式(5-22)可画出 u_o 的波形如图 5-13(b) 中所示。可见积分电路能将方波变

换为三角波。

3. 移相 90°

如果图 5-12 所示积分电路的输入信号是正弦波, 并设运放处于线性工作范围, 那么输出电压相量与输入电压相量的关系是

$$\dot{U}_o = -\frac{1}{j\omega C R} \dot{U}_i$$

即
$$\dot{U}_o = -\frac{j}{\omega C R} \dot{U}_i \quad (5-23)$$

因此在正弦稳态条件下, 输出电压的相位比输入电压领先 90° , 如图 5-13(c) 中所示, 且这个相位差与频率无关(集成运放按理想情况考虑)。但输出电压的幅值随频率升高而下降。

4. 在模数转换器中将电压量转换为时间量

图 5-14 是将电压量转换为时间量的原理框图。它的工作过程和基本原理如下:

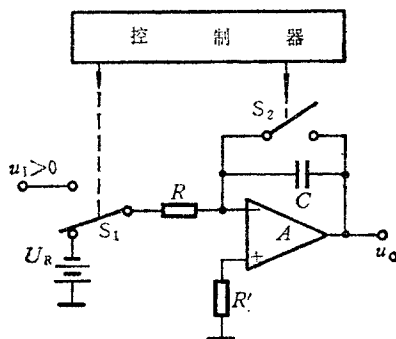


图 5-14 $V-T$ 转换原理示意图

(1) 控制器先发出信号, 将开关 S_2 闭合, 使电容 C 放电, 以保证它两端的电压初始值为零。

(2) 控制器发出信号(设此时时刻为 $t = 0$)使开关 S_2 断开, 开关

S_1 合到输入电压 u_1 (设 $u_1 > 0$) 一侧, 对 u_1 进行积分, 直至 t_1 时刻为止。在 $t = t_1$ 时刻 u_o 的值是

$$u_o(t_1) = \frac{-1}{RC} \int_0^{t_1} u_1 dt \quad (5-24)$$

令 u_1 在零到 t_1 时间内的平均值 $U_{I(AV)} = \frac{1}{t_1} \int_0^{t_1} u_1 dt$, 则上式

可化简为

$$u_o(t_1) = \frac{-t_1}{RC} U_{I(AV)} \quad (5-25)$$

(3) 在 $t = t_1$ 时刻控制器发出信号, 使开关 S_1 合到参考电压 U_R 一侧(开关 S_2 仍断开)。即接负电压, 电容 C 放电, 直到 $u_o = 0$ 为止。设 u_o 变化到零的时刻为 t_2 , 则 t_2 可由下式求出

$$\frac{-1}{RC} \int_{t_1}^{t_2} U_R dt + U_o(t_1) = 0$$

其中 U_R 为常值, 因此

$$U_o(t_1) = \frac{U_R}{RC} (t_2 - t_1) \quad (5-26)$$

将式(5-25)代入上式, 可得:

$$\Delta t = t_2 - t_1 = \frac{t_1}{-U_R} \cdot U_{I(AV)} \quad (5-27)$$

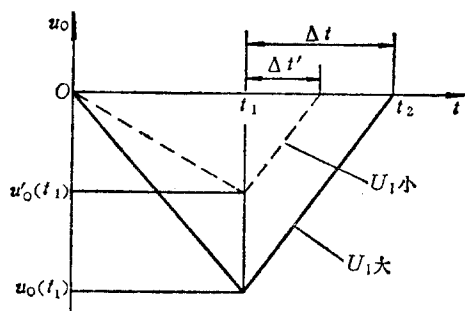


图 5-15 图 5-14 中 u_o 的波形图

可见只要时间 t_1 和参考电压 U_R 为常值,则在理想情况下时间 Δt 与输入电压的平均值成正比。

如果输入电压是直流电压(应为正值),则可画出 U_1 大小不同两种情况下 u_o 的波形,如图 5-15 中所示,它表明时间 Δt 与直流输入电压的大小成正比。

四、实际积分电路存在的问题

前面所述积分电路的性能,都是指理想情况而言。实际的积分电路不可能是理想的,其主要原因是实际集成运放的偏置电流、失调电压、失调电流及其温漂不等于零,开环电压放大倍数、输入电阻及带宽不是无穷大,实际的电容器存在吸附效应和漏电阻等,因此实际积分电路的输出电压与输入电压的函数关系与理想情况相比存在误差,情况严重时甚至不能正常工作。在实际应用积分电路时,对上述问题切不可轻视。本章附录 5A 中介绍了一些解决措施,可供读者参考。读者也可参阅参考文献①。

关于其他积分电路(例如同相积分、差动积分、求和积分、比例积分、重积分、PID 等),读者可通过作本章习题了解,也可参阅参考文献②。

5.3.2 微分电路

一、基本微分电路的构成和函数关系

微分是积分的逆运算,即输出电压与输入电压成微分关系。利用 $i_C = C \frac{du_C}{dt}$ 的规律,只要将图 5-12 中的电容 C 和电阻 R 的位置交换,就得到了基本微分电路,如图 5-16 所示。在理想情况下,它的输出电压与输入电压的函数关系是

① 如[5-2]259~266页,[5-3]222~230页和[5-4]601~603页。

② 如[5-1]118~129页,[5-2]267~269页,[5-3]220~222页,[5-8]297页。

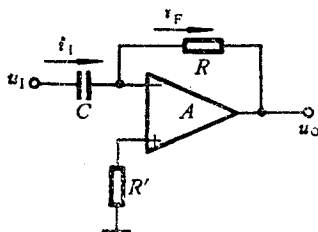


图 5-16 基本微分电路

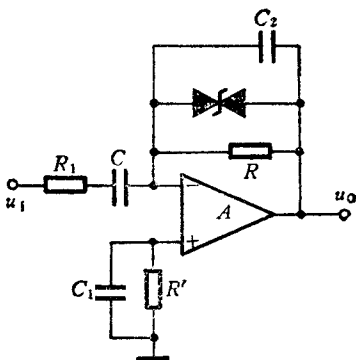


图 5-17 实用的微分电路

$$u_O = -Ri_F = -Ri_I = -R C \frac{du_I}{dt} \quad (5-28)$$

可见 u_O 与 u_I 的微分成正比。

二、基本微分电路存在的问题

基本微分电路存在以下问题：

1. 由于输出电压与输入电压的变化率成正比， u_O 对 u_I 的变化非常敏感，因此基本微分电路的抗干扰性能差。
2. 基本微分电路的 RC 环节对于反馈信号具有滞后作用，它和集成运放内部电路的滞后作用合在一起，可能引起自激振荡。
3. 当输出电压发生突变时，输入电流（一般情况下可认为它等于反馈电流）与反馈电阻的乘积可能超过集成运放的最大输出电压，严重时将使微分电路不能正常工作。

三、改进措施

解决上述问题的方法之一是：加一个小电阻与微分电容串联，以限制输入电流；在反馈电阻两端并联稳压管，限制输出幅度；在电阻 R' 和反馈电阻两端各并联一只小电容器 C_1 和 C_2 ，起相位补偿作用。实现上述意图的电路如图 5-17 所示。实际上它是近似微分电路。

解决微分电路存在问题的其它方法,读者可参阅参考文献^①

5.4 对数和指数运算电路

对数运算电路、指数运算电路和加减、比例等运算电路相配合,能实现乘除、不同阶次的幂等非线性函数的运算。在用分贝表示增益的测量装置中也需要采用对数电路,因此用途较广泛。下面分别介绍。

5.4.1 对数运算电路

一、基本对数运算电路的构成和函数关系

对数运算电路的输出电压是输入电压的对数函数,也可以说它的输入电压是输出电压的指数函数。我们知道,二极管的电流 i_D 与它两端的电压 u_D 在一定条件下成指数关系。如果能使 i_D 与输入电压 u_I 成正比,那么 u_I 将是 u_D 的指数函数。或者说 u_D 是 u_I 的对数函数。我们知道,反相比拟电路(图 5-1)中反馈电阻 R_f 的电流等于输入电流,与输入电压成正比,且反馈电阻两端的电压就是输出电压,因此只要将反相比拟电路中的反馈电阻换成二极管,就构成了基本的对数运算电路,如图 5-18 所示。下面求它的输出电压与输入电压的函数关系。

当图 5-18 中的 u_I 为正值、二极管导通时,可得

$$i_D = i_I = \frac{u_I}{R} \quad (5-29)$$

$$u_D = -u_O \quad (5-30)$$

而 i_D 和 u_D 符合 PN 结方程,即

$$i_D = I_S (e^{\frac{u_D}{U_T}} - 1) \quad (5-31)$$

^① 如[5-3]238页和[5-4]606~607页。

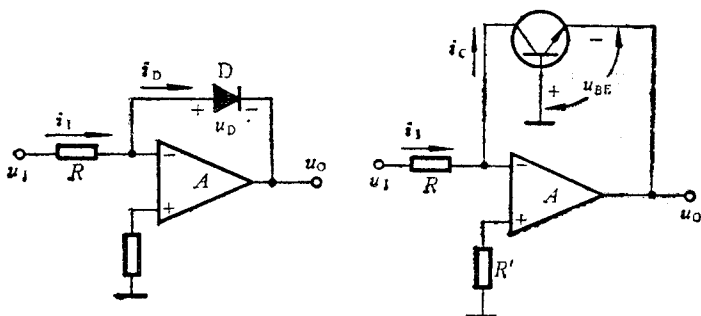


图 5-18 基本的对数运算电路 图 5-19 用三极管代替二极管的对数运算电路

当 $u_D \gg U_T$ 时上式可近似为

$$i_D \approx I_S e^{\frac{u_D}{U_T}} \quad (5-32)$$

将式(5-29)和式(5-30)代入上式,再两边取对数,化简可得

$$u_o \approx -U_T \ln \frac{u_i}{R I_S} \quad (5-33)$$

可见在一定条件下,能实现对数运算。

二、基本对数运算电路的缺点

图 5-18 所示基本对数运算电路存在以下缺点:

1. 由于 U_T 和 I_S 是温度的函数,因此运算精度受温度的影响。
2. 小信号时 $e^{\frac{u_D}{U_T}}$ 和 1 相差不是很多,因而误差大。
3. 二极管在电流较大时其伏安特性与 PN 结方程差别较大,因此仅在一定的电流范围内误差较小。

三、改进措施

为了克服以上缺点,可采取以下措施:

1. 用双极型三极管(接成二极管形式)代替二极管(如图 5-19 所示),以获得较大的工作范围。由简化的三极管模型(见第二章附录 2 B),可知

$$i_C \approx \alpha_F I_{ES} \left[\exp\left(\frac{q u_{BE}}{kT}\right) - 1 \right] \approx I_S \exp\left(\frac{u_{BE}}{U_T}\right)$$

将上式两边取对数, 可得

$$u_{BE} \approx U_T \ln \frac{i_C}{I_S}$$

将 $i_C = i_I = \frac{u_I}{R}$ 和 $u_O = -u_{BE}$ 代入上式, 则

$$u_O \approx -U_T \ln \frac{u_I}{R I_S}$$

此式与式(5-33)相同。

2. 根据差放电路概念可利用参数相同的对管抵消温度对 I_S 的影响, 如图 5-20 所示。图中三极管 T_1 和 T_2 是封装在同一管壳内、参数相同的对管, A_1 和 A_2 是在同一组件内的集成运放。在 $u_I > 0$ 的条件下, 可运用虚短和虚断概念由图 5-20 电路得出下面的方程组

$$\begin{cases} u_{O1} = -U_T \ln \frac{u_I}{R I_S} \\ u_{O2} = -U_T \ln \frac{U_R}{R I_S} \\ u_O = \frac{R_f}{R_1} (u_{O2} - u_{O1}) \end{cases} \quad (5-34)$$

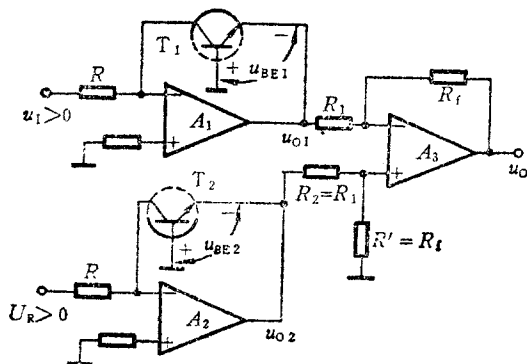


图 5-20 具有温度补偿的对数运算电路

解之可得

$$u_O = \frac{R_1}{R_2} U_T \ln \frac{u_I}{U_R} \quad (5-35)$$

可见在理想对称条件下,可消除因 I_S 受温度影响产生的误差。

3. 利用热敏电阻补偿温度对 U_T 的影响。例如,若图 5-20 电路中的电阻 R_1 和 R_2 (或 R_1 和 R') 为热敏电阻,只要参数合适,原则上可消除因 U_T 受温度影响而产生的误差。

图 5-20 电路虽然可实现温度补偿,但所用元件较多(需要三只运放和两只热敏电阻)。能否简化呢?我们再看式(5-34)和图 5-20,其中的 $(u_{O2} - u_{O1})$ 实际上是三极管 T_1 的 u_{BE1} 与 T_2 的 u_{BE2} 之差 (u_{BE1} 和 u_{BE2} 分别与输入电压和参考电压成对数关系),因此可把三极管 T_1 的发射极改接到 T_2 的发射极,而把 T_2 的基极与地断开,经分压电阻接到集成运放 A_1 的输出,如图 5-21 所示(图中的 T_1 和 T_2 为参数相同的对管,所加电阻 R_3 起保护作用)。由此图可知, M 点对地的电压为 $u_{BE2} - u_{BE1}$, 因此 A_1 的输出电压(即 u_O) 与两只三极管的 u_{BE} 之差成正比。所以图 5-21 电路和图 5-20 电路一样可实

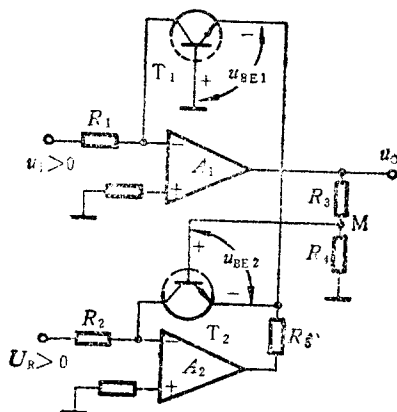


图 5-21 实用的对数运算电路

现对数运算，而所用元件较少。下面求它的输出电压与输入电压的函数关系。

设图 5-21 电路中三极管 T_2 的基极电流可忽略，则 M 点的电位与输出电压、三极管 T_1 、 T_2 发射结正向压降的关系是

$$u_M = \frac{R_4}{R_3 + R_4} u_O \quad (5-36)$$

$$u_M = u_{BE2} - u_{BE1} \quad (5-37)$$

由式(5-33)可知 u_{BE1} 与 u_1 、 u_{BE2} 与 U_R 的函数关系分别是

$$u_{BE1} = U_T \ln \frac{u_1}{R_1 I_S} \quad (5-38)$$

$$u_{BE2} = U_T \ln \frac{U_R}{R_2 I_S} \quad (5-39)$$

将以上两式代入式(5-37)，然后再代入式(5-36)，可得

$$u_O = - \left(1 + \frac{R_3}{R_4} \right) U_T \ln \left(\frac{R_2}{R_1 U_R} \cdot u_1 \right) \quad (5-40)$$

若取 $R_2 = R_1$ ，并令 $K = \left(1 + \frac{R_3}{R_4} \right) U_T \cdot (\lg e)^{-1}$ ，则式(5-40)可化为常用对数的一般形式，即

$$u_O = -K \lg \frac{u_1}{U_R} \quad (5-41)$$

四、应用举例

[例5-4] 利用对数运算电路可以测量直流放大电路的增益，试画出其原理示意图，并简要说明原理。

解：实用的对数运算电路(图 5-21 电路)的输出电压与输入电压及参考电压的函数关系是式(5-41) 因此只要将直流放大电路的输入电压和输出电压(设均为正值)作为对数运算电路的 U_R 和 U_1 ，那么对数运算电路的输出电压将与被测放大电路的电压放大倍数之对数成正比。

图 5-22 画出了用指针式电压表测量直流放大电路的电压增益(以分贝表示)的原理示意图。由于被测的直流放大电路的输入电压较小(否则当放大倍数较大时，放大电路将出现饱和或截止现象)，而对数运算电路的参考电

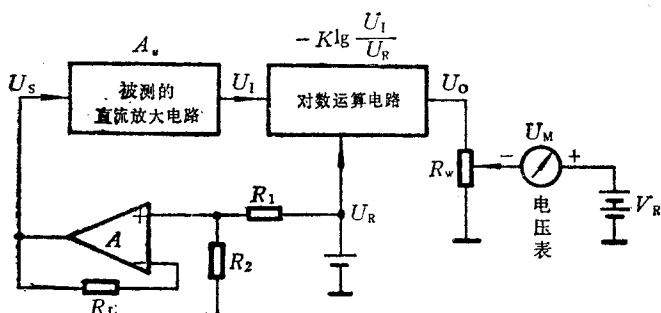


图 5-22 放大电路电压增益测量原理示意图

压不能太小,因此图中加了电阻 R_1 、 R_2 和运放 A 。若取 $R_1=99\text{k}\Omega$, $R_2=1\text{k}\Omega$, 则 $U_s=0.01U_R$, 对数运算电路的输入电压和输出电压分别是

$$U_I = A_u U_s = 0.01 A_u U_R \quad (5-42)$$

$$U_O = -K \lg \frac{U_I}{U_R} = K(2 - \lg A_u) \quad (5-43)$$

为了使 $A_u=1$ 时电压表两端的电压 U_M 等于零,图中加了电源 V_R 。调节电位器 R_w 和 V_R 可使 $U_M=4\lg A_u$, 单位为伏特。若在电压表上标出 5dB/V 的增益刻度,则可直接读出被测电路的增益。例如 $A_u=100$ 时,读数应为 40dB 。

5.4.2 指数运算电路

一、基本指数运算电路的构成和函数关系

指数运算是对数运算的逆运算。因此只要将基本对数运算电路中的二极管和电阻 R 的位置对调,便是基本指数运算电路,如图 5-23 所示。下面求 u_O 与 u_I 的函数关系。

设图 5-23 中的 $u_I \gg u_T$, 则

$$i_D \approx I_S e^{\frac{u_I}{U_T}}$$

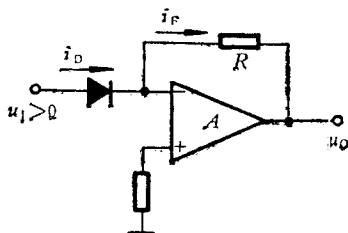


图 5-23 基本的指数运算电路

且

$$i_D = i_F - \frac{u_O}{R} \quad (5-44)$$

由以上两式可得

$$u_O = -RI_S e^{\frac{u_I}{U_T}} \quad (5-45)$$

象基本对数运算电路一样，基本指数运算电路也存在温度影响等问题，读者若有兴趣可参阅参考文献①。实用的指数运算电路可由对数模块和集成运放构成，下面介绍这种反函数型指数运算电路。

二、反函数型指数运算电路

我们设想，如果将反相比例电路的输出电压 u_O 作为对数运算电路的输入电压，并设法使对数运算电路的输出电压与反相比例电路的输入电压 u_I 成正比，那么 u_O 将与 u_I 成指数关系。实现上述意图的电路如图 5-24 所示。下面分析这个电路正常工作的条件和输出电压与输入电压的函数关系。

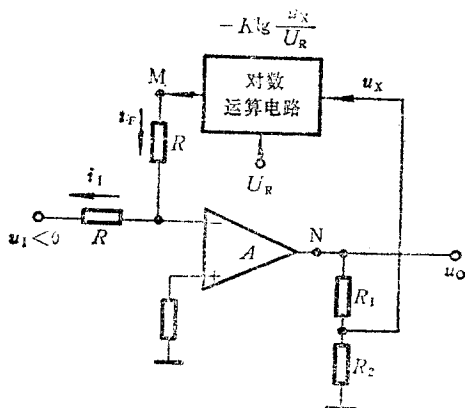


图 5-24 反函数型指数运算电路

① 如[5-3]243~245页,[5-4]611页和[5-9]158~159页。

1. 正常工作条件

图 5-24 中的反馈必须为负, 电路才能正常工作, 因此正常工作条件是

$$-K \lg \frac{u_X}{U_R} > 0 \quad (5-46)$$

即
$$0 < \frac{u_X}{U_R} < 1 \quad (5-47)$$

而 u_X 与 u_O 的关系是

$$u_X = \frac{R_2}{R_1 + R_2} u_O$$

将上式代入式(5-47), 得

$$0 < \frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{u_O}{U_R} < 1 \quad (5-48)$$

因此在参考电压 U_R 为正值的条件下, 输入电压必须为负值(u_O 与 u_I 的极性相反), 且电阻 R_1 和 R_2 的阻值应恰当, 才能使式(5-48)成立, 满足负反馈条件。

2. u_O 与 u_I 的函数关系

由于集成运放的 A_{od} 很大, 所以只要 u_X 与 U_R 之比不超过一定的值(显然这个值应小于 1), 例如 0.9, 图 5-24 电路便可满足深负反馈条件。在此条件下可运用虚短和虚断概念。因此 M 点电位与输入电压的关系是

$$u_M = Ri_F = R \cdot \frac{-u_I}{R} = -u_I \quad (5-49)$$

而 u_M 与 u_O 的关系是

$$u_M = -K \lg \frac{u_X}{U_R} = -K \lg \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} \cdot \frac{u_O}{U_R} \right) \quad (5-50)$$

由以上两式可得

$$u_O = \left(1 + \frac{R_1}{R_2} \right) U_R \cdot 10^{\frac{1}{K} u_I}$$

可见 u_O 是 u_I 的指数函数。

为了避免因输入电压的极性接错而使集成运放出现自锁现象,可在图 5-24 电路的 N 点串入一个二极管(其极性请读者考虑)。若出现自激振荡,可在集成运放的输出端和反相输入端之间接一个 $10 \sim 100 \text{ pF}$ 的电容器。

5.5 乘除运算电路

乘除运算电路包括模拟乘法运算电路和模拟除法运算电路。前者输出电压与两个模拟输入电压的乘积成正比,后者输出电压与两个模拟输入电压相除之商成正比。

集成运放和集成模拟乘法器功能强、价格较低、使用方便,因而使模拟乘法电路(包括平方电路)、除法电路(包括平方根电路)的应用日益广泛。下面分别介绍模拟乘法电路和除法电路。

5.5.1 乘法运算电路

模拟乘法运算电路简称为模拟乘法器,它有同相模拟乘法器和反相模拟乘法器两种。它们的输出电压与输入电压的函数关系分别是

$$u_O = Ku_X u_Y$$

$$u_O = -Ku_X u_Y$$

其中 K 为正数。

有的乘法电路的两个输入电压都可以为正,也可以为负,或者正负交替,这种乘法电路称为四象限乘法电路。两象限乘法电路只允许两个电压之一可以为正,也可以为负,另一个输入电压只能是单极性的。单象限乘法电路的两个输入电压均限定于某一种极性。

乘法电路的种类较多。本节主要介绍对数式乘法电路和变跨

导式乘法电路。至于其它类型的乘法电路，读者可参阅参考文献①。

一、对数式乘法运算电路

根据对数的性质，可将两个电压 u_X 和 u_Y 分别作为两个对数运算电路的输入电压，然后把它们的输出电压送给反相求和电路。再把求和电路的输出电压送给指数运算电路，即进行反对数运算，那么得到的输出电压将是 u_X 和 u_Y 的乘积，或与之成正比。上述意图可用图 5-25 表示。

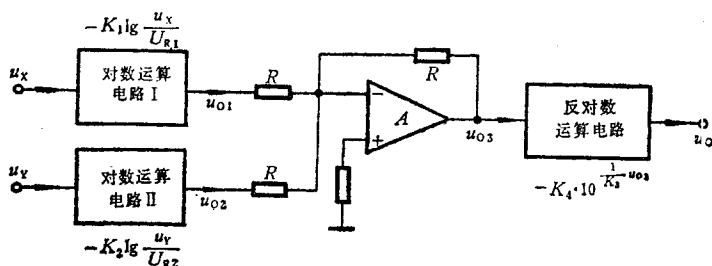


图 5-25 对数式乘法运算电路原理示意图

由前面所述的函数关系和图 5-25 可知

$$u_{O1} = -K_1 \lg \frac{u_X}{U_{R1}}$$

$$u_{O2} = -K_2 \lg \frac{u_Y}{U_{R2}}$$

$$\begin{aligned} u_{O3} &= -(u_{O1} + u_{O2}) = \lg \left(\frac{u_X}{U_{R1}} \right)^{K_1} \\ &\quad + \lg \left(\frac{u_Y}{U_{R2}} \right)^{K_2} = \lg \left[\left(\frac{u_X}{U_{R1}} \right)^{K_1} \left(\frac{u_Y}{U_{R2}} \right)^{K_2} \right] \end{aligned}$$

$$u_O = -K_4 \cdot 10^{\frac{1}{K_3} u_{O3}} = -K_4 \cdot \left(\frac{u_X}{U_{R1}} \right)^{\frac{K_1}{K_3}} \left(\frac{u_Y}{U_{R2}} \right)^{\frac{K_2}{K_3}}$$

① 见[5-2]291~303页。

因为上面式中 $K_1, K_2, K_3, K_4, U_{R1}$ 和 U_{R2} 的值不变, 故该式可写成下面的形式:

$$u_O = -\alpha \cdot u_X^{\frac{K_1}{K_3}} \cdot u_Y^{\frac{K_2}{K_4}}$$

其中 α 为常数, 它与 $U_{R1}, U_{R2}, K_1, K_2, K_3$ 和 K_4 等参数有关。

由上式可知图 5-25 电路的输出电压是两个输入电压任意次方的乘积。

由于对数和指数运算电路一般要求输入信号是单极性的, 因此上述对数式乘法运算电路是单象限, 而且电路较复杂不便于集成化。下面介绍的变跨导式乘法电路可以克服这些缺点。

二、变跨导式乘法运算电路的构成和函数关系

变跨导式乘法运算电路是在差动放大电路的基础上发展起来的。下面我们从差动放大电路谈起, 简要说明变跨导式乘法运算电路的基本原理。

图 5-26(a) 是一个最简单的恒流源式差动放大电路, 设它的输入电压 $u_X = 0$ 时输出电压 $u_O = 0$, 则 u_O 与 u_X 的关系是

$$u_O = \frac{-\beta \left(R_c \parallel \frac{1}{2} R_L \right)}{r_{be}} \cdot u_X \quad (5-51)$$

$$\text{其中} \quad r_{be} = r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{U_T}{I_E} \quad (5-52)$$

上式中的 I_E 是每个三极管射极电流的静态值, 在理想对称情况下 $I_E = \frac{1}{2} I_0$ 。当 I_E 的值较小 (例如 $100 \mu A$ 以下) 时 $r_{bb'}$ 可以忽略不计, 因此式 (5-52) 可近似化简为

$$r_{be} \approx 2(1 + \beta) \frac{U_T}{I}$$

将上式代入式 (5-51), 可知图 5-26(a) 电路的输出电压与输入电压和恒流源 I 的乘积成正比, 即

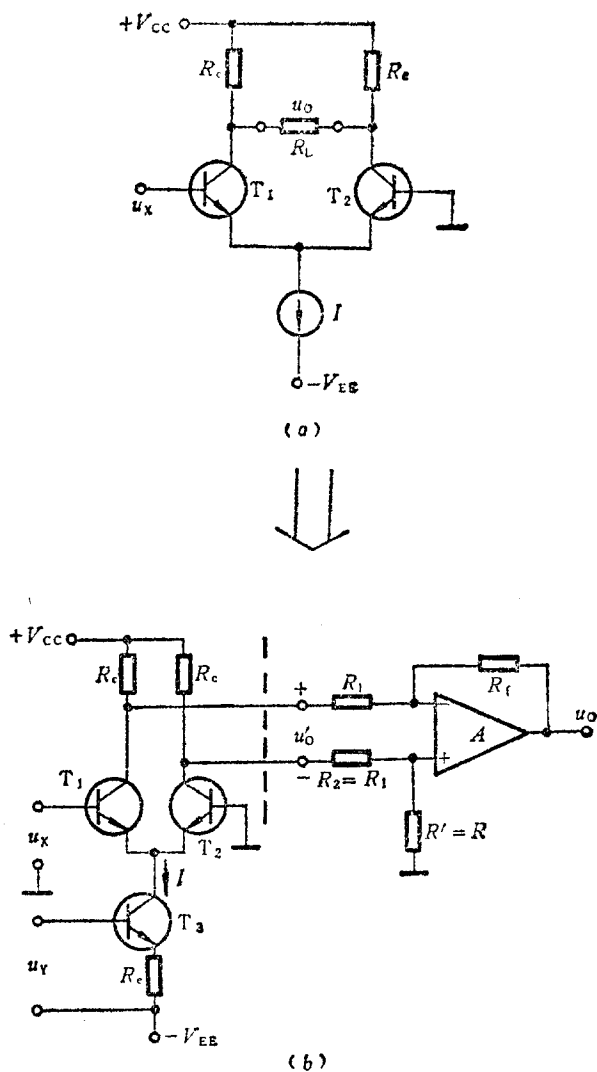


图 5-26 变跨导式乘法运算电路的演变示意图

(a) 恒流源式差放电路

(b) 变跨导式乘法运算电路原理示意图

$$u_o = A \cdot u_x I \quad (5-53)$$

其中

$$A = - \frac{\beta \left(R_c \parallel \frac{1}{2} R_L \right)}{2(1 + \beta) U_T}$$

如果图 5-26(a) 中的电流源是一个压控电流源, 即 I 与另一个输入电压 u_Y 成正比, 那么差放电路的输出电压将与 u_X 和 u_Y 的乘积成正比。实现上述意图的电路如图 5-26(b) 所示, 图中的三极管 T_3 和电阻 R_e 组成压控电流源。当 $u_Y \gg U_{BE3}$ 时, 则

$$I \approx \frac{u_Y}{R_e} \quad (5-54)$$

将上式代入式(5-53), 可知图 5-26(b) 中的 u'_o [它与图 5-26(a) 的 u_o 对应] 与 u_X 和 u_Y 的乘积成正比。

图 5-26(b) 中虚线右边的电路是一个双端输入减法运算电路, 它的作用是将差放电路的双端输出电压转换成单端输出电压, 且可起放大作用。根据前面对单运放加减电路的分析可知 u_o 与 u'_o 成正比。因此 u_o 与 u_X 和 u_Y 的乘积成正比。

由于图 5-26(b) 中差动放大电路的放大倍数随恒流源 I 的大小改变, 而 I 又随其中一个输入电压值变化, 二者的比值属于电导的量纲, 因此这种电路被称为变跨导式乘法运算电路。

上面介绍的乘法运算电路不仅精度差 (u_Y 幅度小时误差很大), 而且它的一个输入电压 u_Y 只能为正值, 所以图 5-26 电路还不符合实用要求。怎样解决这些问题呢? 我们知道, 双电源恒流源式差放电路的输入信号可以为正, 也可以为负, 因此我们可以用对管和恒流源分别代替图 5-26(b) 中的三极管 T_3 和电阻 R_e , 即如图 5-27 中三极管 T_5 、 T_6 和与其射极相接的恒流源所示。与此同时, 还要加三极管 T_3 、 T_4 与 T_6 配合。它们的接法要保证输出电压 $u_z = K u_X u_X$, 且不包括静态成份, 即 $u_X = 0$ 或 $u_Y = 0$ 时 u_z 应等于零。为此三极管 T_3 、 T_4 的输入端接法应与 T_1 、 T_2 的接入端接法相反,

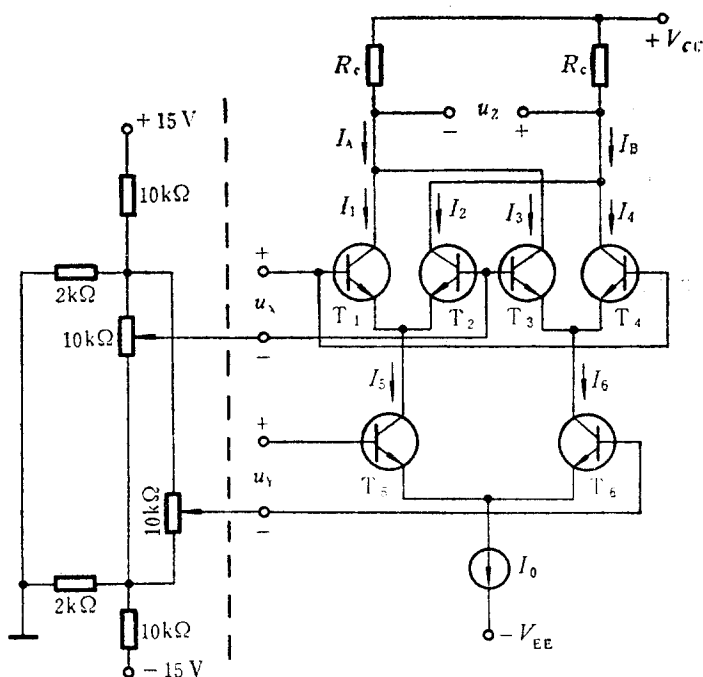


图 5-27 双平衡式模拟乘法电路

如图 5-27 中所示。图中虚线左边示出了输入信号的一种简单接法(也可以接成其他形式)。

分析图 5-27 电路中三极管 T_5 和 T_6 组成的差放电路可知

$$I_5 + I_6 = I_0$$

$$u_Y = u_{BE5} - u_{BE6} \quad (5-55)$$

而在正常工作情况下三极管的集电极电流和 u_{BE} 近似成指数关系, 即

$$I_5 \approx I_{Se} e^{\frac{u_{BE5}}{U_T}}$$

$$I_6 \approx I_{Se} e^{\frac{u_{BE6}}{U_T}}$$

上面两式两边相除,并将式(5-55)代入可得

$$\frac{I_5}{I_6} = e^{\frac{u_Y}{U_T}} \quad (5-56)$$

将上式和 $I_0 = I_5 + I_6$ 联立求解,可得

$$I_5 = \frac{e^{\frac{u_Y}{U_T}}}{1 + e^{\frac{u_Y}{U_T}}} \cdot I_0, \text{ 即 } I_5 = \frac{I_0}{2} \left[1 + \operatorname{th} \frac{u_Y}{2U_T} \right] \quad (5-57)$$

同理可得

$$I_6 = \frac{I_0}{2} \left[1 - \operatorname{th} \frac{u_Y}{2U_T} \right] \quad (5-58)$$

$$I_1 = \frac{I_5}{2} \left[1 + \operatorname{th} \frac{u_X}{2U_T} \right] \quad (5-59)$$

$$I_2 = \frac{I_5}{2} \left[1 - \operatorname{th} \frac{u_X}{2U_T} \right] \quad (5-60)$$

$$I_3 = \frac{I_6}{2} \left[1 - \operatorname{th} \frac{u_X}{2U_T} \right] \quad (5-61)$$

$$I_4 = \frac{I_6}{2} \left[1 + \operatorname{th} \frac{u_X}{2U_T} \right] \quad (5-62)$$

而输出电压与上述各电流的关系是

$$\begin{aligned} u_Z &= [V_{CC} - R_c(I_2 + I_4)] - [V_{CC} - R_c(I_1 + I_3)] \\ &= R_c[(I_1 - I_2) + (I_3 - I_4)] \end{aligned}$$

将式(5-59)至式(5-62)代入上式,得

$$u_Z = R_c(I_5 - I_6) \operatorname{th} \frac{u_X}{2U_T}$$

将式(5-57)和式(5-58)代入上式,得

$$u_Z = R_c I_0 \operatorname{th} \frac{u_X}{2U_T} \operatorname{th} \frac{u_Y}{2U_T} \quad (5-63)$$

根据 $|x| \ll 1$ 时 $\operatorname{th} x \approx x$ 的性质, 在 $|u_X|$ 和 $|u_Y|$ 均比 $2U_T$ 小得多的条件下, 上式可近似化简为

$$u_Z = K u_X u_Y \quad (5-64)$$

其中

$$K = \frac{R_c I_0}{4U_T^2} \quad (5-65)$$

而且它的输入电压 u_x 和 u_y 均可为正或负值, 即图 5-27 电路是一种四象限模拟乘法器。但它仍有缺点(例如它的输出电压与两个输入电压之积成线性关系的范围小), 需进一步改进, 读者可参阅参考文献 ①。

三、功能符号和应用举例

常用的模拟乘法器功能符号如图 5-28 所示, 其中 K 为正数。图 5-28(a) 代表同相乘法器, 图 5-28(b) 代表反相乘法器。通常认为它们是四象限的乘法器。

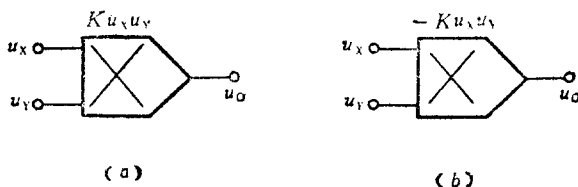


图 5-28 模拟乘法器功能符号

(a) 同相乘法器

(b) 反相乘法器

模拟乘法器的应用很广泛, 下面仅举几例说明。

1. 平方运算

模拟乘法器很容易接成平方运算电路, 如图 5-29 所示。显然它的输出电压与输入电压的函数关系是

$$u_o = K(u_i)^2$$



图 5-29 平方运算电路

2. 正弦波倍频

如果平方运算电路的输入电压是正弦信号, 即

$$u_i = U_{im} \sin \omega t$$

① 见[5-5]第六章、[5-7]第二章、[5-8]第八章和[5-10]459~466页。

那么平方运算电路的输出电压将是

$$u_O = K(U_{1m} \sin \omega t)^2$$

上式可以化为

$$u_O = \frac{1}{2} K U_{1m}^2 (1 - \cos 2\omega t)$$

因此只要在平方运算电路的输出端加一个隔直电容,便可得到频率是正弦输入信号频率两倍的正弦波,即实现正弦信号的二倍频。

3. 调制

如果乘法器的两个输入端分别接载波信号和调制信号,那么它的输出将是调幅波。由于乘法器的工作频率不能太高,因此用乘法器作为调制器一般只能获得频率较低的调幅波。

4. 压控增益

如果乘法器的一个输入端接直流控制电压,另一个输入端接信号输入电压,那么乘法器的输出电压与输入电压之比(即放大倍数)与控制电压成正比,即可用电压的大小控制放大倍数的大小。

5. 测量电功率

如果乘法器的两个输入电压分别与被测电路的电压、电流成正比,那么乘法器的输出电压将与功率成正比。

关于乘法器的其它应用,读者可参阅参考文献①。

5.5.2 除法运算电路

模拟除法运算电路简称为除法电路,它的输出电压和它的两个输入电压之商成正比。除法电路与乘法电路一样,也有单象限、两象限和四象限三种。它的类型较多,下面介绍两种。

一、对数式除法电路

① 如[5-5]163~186页、[5-8]503~518页和张草迦:“集成模拟乘法器的原理与应用”,《电子技术应用》,1985年第9期。

它与对数式乘法电路差别不大,只要将图 5-25 所示对数式乘法电路中的求和电路改为双端输入减法运算电路即可,读者可自行画出具体电路。

二、反函数式除法运算电路

除法运算是乘法运算的逆运算, 它的输出与输入的函数关系可表示为

$$u_O = \frac{1}{K} \frac{u_{I1}}{u_{I2}}$$

又可写成

$$K u_O u_{I2} = u_{I1}$$

因此我们可用与前面所述构成反函数式指数运算电路类似的方法, 构成除法运算电路, 即以 u_{I2} 和运放的输出电压 u_O 作为模拟乘法器的两个输入电压, 并通过运放的虚短和虚地概念, 设法使乘法器的输出电压与 u_{I1} 成比例或二者的绝对值相等, 便可实现除法运算。实现上述意图的电路如图 5-30 所示。由此图可知, 当 $R_1 = R^f$ 时, 则有

$$u_M = -u_{I1}$$

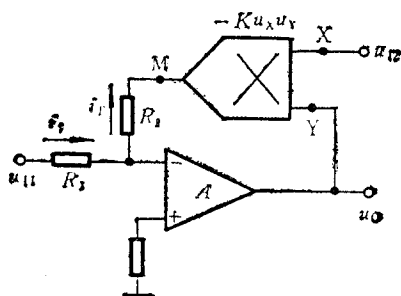


图 5-30 反函数式除法电路

而 u_M 与 u_{I2} 、 u_O 的函数关系是

$$u_M = -K u_O u_{I2}$$

由以上两式可得

$$u_O = -\frac{1}{K} \frac{u_{I1}}{u_{I2}} \quad (5-66)$$

可见其输出电压与两个输入电压之商成正比。但必须指出,图 5-30 电路正常工作的条件是它的反馈极性为负。由于图中电路采用反相乘法器,因此 u_{I2} 必须为负值。否则将由于反馈极性为正而不能正常工作。当然 u_{I1} 的极性可以任意。若将图 5-30 电路中的反相乘法器换成同相乘法器,则 u_{I2} 必须为正值。

如果希望图 5-30 所示除法运算电路是四象限的,则可在图中 X 点接入一个绝对值电路,即全波精密整流电路(将在第八章中介绍,也可参阅参考文献①)。

三、应用举例

利用除法电路可实现开平方运算。从式(5-66)可以看出。若 $u_{I2} = u_O$, 则 u_O 与 u_{I1} 的平方根成正比,故将图 5-30 电路中乘法器接 u_{I2} 的输入端改接到集成运放的输出端,并将反相乘法器换成

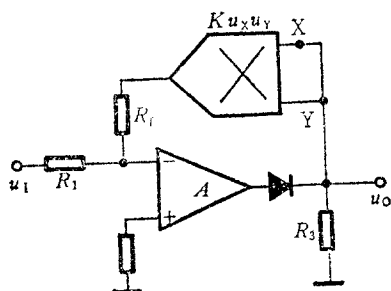


图 5-31 平方根电路

同相乘法器(否则反馈极性为正,不能正常工作)。就得到了平方根电路,如图 5-31 所示。图中的输入电压 u_i 必须为负值,才能满足负反馈条件。

图中为什么要加二极管呢?这是因为如果没有二极管,当 u_i 因受干扰等原因变为正值时,电路将出现锁定现象,即使 u_i 再变为负值,电路也不能恢复正常工作。有了图中的二极管,即可避免上述现象的发生。

读者可自行证明,在深负反馈条件下,图中输出电压与输入电压的函数关系是

① 如[5-6]86~88页。

$$u_o = \sqrt{\frac{1}{K} \frac{R_f}{R_i}} (-u_i)$$

其条件是 $u_i < 0$ 。

本章小结

本章介绍了比例、加减、积分、微分、对数、指数和乘除等模拟运算电路，它们的共同特点是集成运放接成负反馈形式，工作在线性放大状态，运放两个输入端之间的电压几乎等于零，称为虚短（若有一端为地电位，则又称为虚地）；运放两个输入端的电流几乎等于零，称为虚断。虚短和虚断是两个十分重要的概念，在分析或设计由集成运放（工作在线性状态）组成的电路时，经常用到这两个概念，因此必须熟练掌握。

比例电路是各种运算电路的基础。反比例电路的主要特点是：其反馈属于电压并联负反馈的形式，在深度负反馈和理想情况下，运放的反相输入端为虚地点，它的输入电阻等于 R_i ，输出电阻等于零，流过反馈电阻的电流等于输入电流，电压放大倍数是 $-\frac{R_f}{R_i}$ 。同比例电路的反馈则属于电压串联负反馈的形式，在深度负反馈和理想情况下，运放两个输入端的对地电压等于输入电压，输入电阻为无穷大，电压放大倍数是 $1 + \frac{R_f}{R_i}$ ，输出电阻等于零。

求解运算电路输出与输入函数关系的一般方法是：

1. 首先判断运放是否工作在线性放大状态。通常检查是否存在足够强的负反馈以及运放输出是否处于极限状态。
2. 除考虑运算电路的误差外，一般可将运算电路中的集成运放视为理想运放。
3. 在运算电路具有深度负反馈的前提下，可运用虚短和虚断概念，求解输出与输入的函数关系。

4. 对于积分器等含有电容的运算电路,必要时可运用拉氏变换(电容 C 的运算阻抗是 $\frac{1}{sC}$),先求出运算电路的传递函数或输出电压的象函数,再进行拉氏反变换,得出输出与输入的函数关系。

5. 对于多级运算电路(如图 5-10 中所示),可抓住它们具有电压深度负反馈、输出电阻可视为零的特点,一般可不考虑后级输入电阻对前级的影响,分别列出各级输出与输入的函数关系,再联立求解,得出输出电压与各输入信号的函数关系。

关于实际积分电路存在的问题及改进措施,可参阅本章附录 5A。

学完本章后应能运用虚短和虚断概念分析各种运算电路输出电压与输入电压的函数关系,掌握比例、求和、积分电路的工作原理和输出与输入的函数关系,了解微分电路、对数运算电路、模拟乘法器的工作原理和输出与输入的函数关系,并能根据实际需要合理选择上述有关电路。

本章附录

5A 实际积分电路存在的问题及改进措施

前面 5.3.1 节中提到实际积分电路存在一些问题,其现象有爬行、非线性、泄漏、吸附和滞后等。下面将分析产生这些现象的原因,然后介绍一些改进措施。

5A.1 爬行现象

当输入电压为零时,理想积分电路的输出电压保持不变。但实际积分电路在输入端接地时输出电压仍会变化。这种变化通常是缓慢的,因此称为爬行现象。如果积分时间短,爬行现象所造成的影响可以忽略。但当积分时间长时,它所造成的误差就不能忽略。

一、产生爬行现象的原因

我们知道,实际集成运放存在输入偏置电流、失调电压和失调电流,因此即使 $u_i=0$, I_{IB} 、 U_{IO} 和 I_{IO} 将作为等效输入信号被积分,使输出电压随时间不断地向一个方向变化(增加或减小),使 u_o 产生爬行现象。这种现象在有的文献中称为“积分漂移”。

二、解决措施

减小积分漂移的常用措施有:

1. 积分漂移所产生的输出电压变化通常是缓慢的,因此在设计积分电路时,在条件许可的情况下,积分时间应适当取短些,以减小积分漂移所造成的影响。
2. 在每次积分起始时刻前,应设法将积分电容两端短路,使 u_o 的初始值为零,以消除积分起始时刻前因积分漂移所造成的影响。
3. 选择输入偏置电流小,失调电压和失调电流及其温漂小的集成运放(可参阅第六章表 6-1 中的精密运放)构成积分电路。
4. 积分电路中的集成运放应仔细调零。
5. 积分电容的容量应适当取大些。

5A.2 非线性误差

理想的反相输入积分电路在负的单位阶跃输入电压作用下,输出电压应随时间线性上升,如图 5A-1 中的虚线所示。但实际积分电路的 u_o 并不是

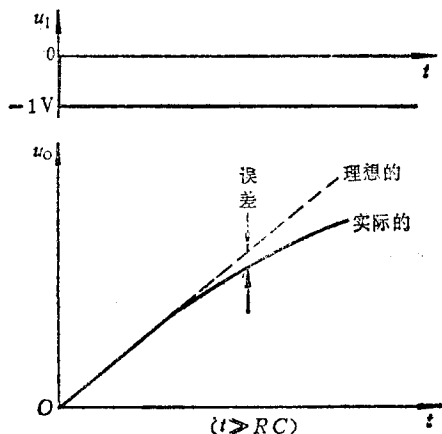


图 5A-1 积分电路的非线性误差示意图

线性上升，而是象图 5A-1 中的实线所示，即存在非线性误差。产生非线性误差的主要原因是积分电路的元器件性能不理想，即：

1. 集成运放的开环电压放大倍数和输入电阻不是无穷大。
2. 集成运放的失调电压、失调电流及其温漂不等于零。
3. 积分电容器漏电，并存在介质损耗和吸附效应。

下面将逐一介绍它们与误差的函数关系。

一、有限 A_{od} 和 r_{id} 与非线性误差的关系

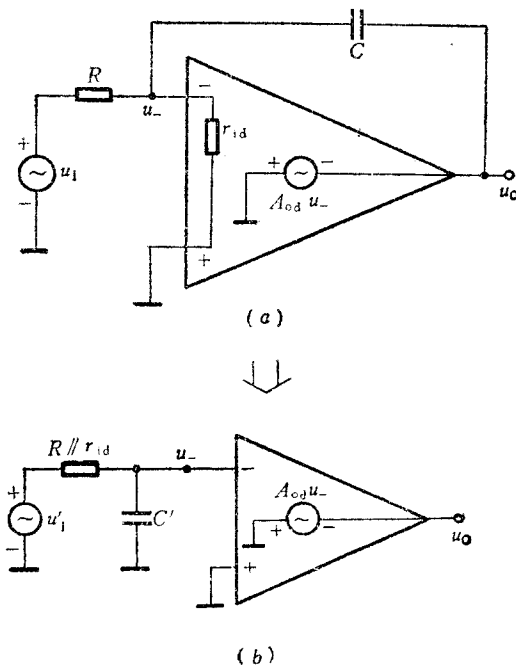


图 5A-2 分析 A_{od} 和 r_{id} 造成非线性误差的等效电路

(a) 考虑 r_{id} 和 A_{od} 为有限值时的积分电路模型 (b) 等效电路

为了简便，除考虑 A_{od} 和 r_{id} 的实际值外，集成运放的其他参数和积分电容均按理想情况考虑，并设基本积分电路的 $R' = 0$ 。在这些条件下的基本积分电路如图 5A-2(a) 所示。设图中 u_i 为负的单位阶跃信号，且 u_o 的初始值为零，则根据戴维南定理和密勒定理，图 5A-2(a) 可简化为图 5A-2(b)，其中

$$u_1' = \frac{r_{id}}{r_{id} + R} u_I \quad (5A-1)$$

$$C' = (1 + A_{od})C \approx A_{od}C \quad (5A-2)$$

由图 5A-2(b) 的等效电路可得

$$u_- = u_1' \left[1 - \exp \frac{-t}{(R \parallel r_{id})C'} \right]$$

由上式、式(5A-1)、(5A-2)和 $u_I = -1V$ 、 $u_O = -A_{od} \cdot u_-$ 可得

$$u_O = \frac{A_{od}(R \parallel r_{id})}{R} \left[1 - \exp \frac{-t}{A_{od}(R \parallel r_{id})C} \right]$$

当 $\frac{t}{A_{od}(R \parallel r_{id})C} \ll 1$ 时, 根据 $e^x \approx 1 + x + \frac{x^2}{2}$, 上式可化为 $u_O \approx \frac{t}{RC}$

$$- \frac{t^2}{2A_{od}(R \parallel r_{id})RC^2} \quad (5A-3)$$

而在同样条件下, 理想积分电路的输出电压是

$$u_O' = -\frac{t}{RC}$$

将上式与式(5A-3)进行比较, 可知误差是

$$\Delta u_O = u_O - u_O' = \frac{-t^2}{2A_{od}(R \parallel r_{id})RC^2} \quad (5A-4)$$

相对误差是

$$\delta_{Ar} = \frac{\Delta u_O}{u_O'} = \frac{-t}{2A_{od}(R \parallel r_{id})C} \quad (5A-5)$$

可见 A_{od} 的值越小, 积分时间越长, 误差越大。若 $A_{od} = 10^5$, $R = 100k\Omega$, $r_{id} = 2M\Omega$, $C = 0.5\mu F$, 则由式(5A-5)可以求出 $t = 10$ 秒和 100 秒时的相对误差之绝对值分别约为 0.1% 和 1% 。

由式(5A-5)可知, 当 $t < (R \parallel r_{id})C$ 时, A_{od} 和 r_{id} 所引起的误差很小 ($\delta_{Ar} < \frac{1}{2A_{od}}$), 一般可忽略。

二、失调及温漂与非线性误差的关系

积分电路在正常工作时, 由于 I_{IB} 、 U_{IO} 和 I_{IO} 的存在, 它们与 u_I 一起参与积分运算, 从而造成误差。显然, 我们应当通过仔细调零, 减小它们所造成的误差, 但温度和电源电压等变化所产生的 ΔU_{IO} 和 ΔI_{IO} 难以通过调零消除。因此我们着重考虑它们的影响, 其他因素按理想情况考虑。在此条件下, 基本积分电路中的集成运放可用理想运放及 ΔU_{IO} 和 ΔI_{IO} 来等效, 如图

5A-3中所示^①。将图中理想运放两个输入端之间的电压及其电流视为零,由图 5A-3 可得(设 u_o 的初始值为零)

$$u_o = \frac{-1}{C} \int_0^t \left(\frac{u_i + \Delta U_{I0}}{R} + \Delta I_{I0} \right) dt \quad (5A-6)$$

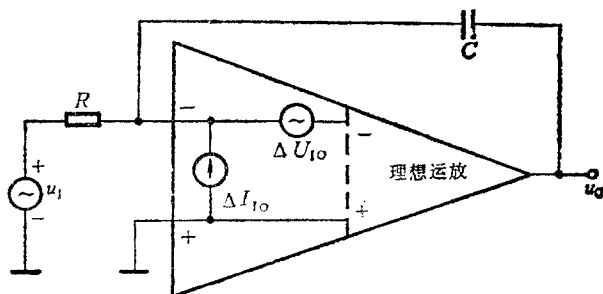


图 5A-3 分析失调漂移与非线性误差关系的等效电路

设输入电压为常值 U_i , 且不等于零, 并将 ΔU_{I0} 和 ΔI_{I0} 也视为常值(实际计算时,可按它们的最大值估算出最大误差值),则将式 (5A-6) 与理想情况的 $u_o' = \frac{-1}{RC} U_i t$ 相比,可得出相对误差是

$$\delta_{\Delta I0} = \frac{\Delta U_{I0} + R \Delta I_{I0}}{U_i} \quad (5A-7)$$

其绝对值的最大值是

$$|\delta_{\Delta I0}|_{\max} = \frac{|\Delta U_{I0}| + R \cdot |\Delta I_{I0}|}{|U_i|} \quad (5A-8)$$

上式表明失调漂移所引起的相对误差不仅与 ΔU_{I0} 、 ΔI_{I0} 及 R 的阻值有关,而且随输入电压幅值减小而增大。例如,若基本积分电路中的 $R=10\text{k}\Omega$,集成运放为 F741(它的 $\frac{dU_{I0}}{dT}$ 和 $\frac{dI_{I0}}{dT}$ 分别可按 $10\mu\text{V}/^\circ\text{C}$ 和 $0.5\text{nA}/^\circ\text{C}$ 估算),那么当温度变化 20°C 、 $U_i=1\text{V}$ 时,由式 (5A-8) 可求出相对误差是 0.03%。如果输入电压减小到 1mV ,在其他条件不变的情况下,相对误差将增加到 30%。因此应尽可能避免输入信号的幅值过小。此外,选用输入级为场效应管的集成运放,可使失调电流漂移的影响大为减小,但这类器件的失

① 我们着重分析漂移量的绝对值与误差的关系,故可不考虑 ΔU_{I0} 的极性。

调电压漂移可能稍大一些。

三、积分电容器所产生的非线性误差

实际电容器存在漏电、介质损耗和吸附效应，它们也使积分电路产生非线性误差。现分别阐述如下：

1. 电容器漏电及介质损耗的影响

电容器存在漏电和介质损耗，因此实际的电容器相当于一个理想电容与一个等效电阻（设它为 R_d ）相并联，如图 5A-4 中所示。如果不考虑其他因素，则这种情况下积分电路的传递函数是

$$\frac{U_O(s)}{U_I(s)} = \frac{-R_d}{R} \cdot \frac{1}{sCR_d + 1}$$

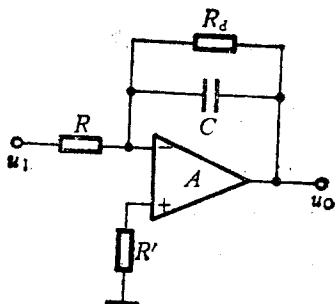


图 5A-4 分析实际电容器影响的等效电路

利用拉氏反变换，并与理想积分电路相比较，可求出在负的单位阶跃输入信号作用下因积分电容器漏电、介质损耗所引起的非线性相对误差之绝对值是

$$\delta_c = \frac{t}{2R_d C} \quad (5A-9)$$

2. 吸附效应

当电容器被充电或放电时，由于它的介质内分子运动具有粘滞性而使介质极化不能立即完成，即需要一定的时间才能达到平衡，因此当充电或放电被突然停止（例如充、放电回路突然断开）时，电容器两端的电压仍继续略有上升或下降。甚至将已经充电的电容器两端短路后再将它开路，它的两端仍然有残余电压存在。这种现象称为吸附效应或吸收效应。显然这种吸附效应也会引起积分误差。

四、减小非线性误差的措施

减小积分电路的非线性误差的常用措施是:

1. 选择优质运放。前面所述表明,应当选择 A_{od} 和 τ_{id} 大, I_{IB} , U_{IO} 和 I_{IO} 及其温漂小的集成运放构成积分电路。

2. 选择优质电容器。应当选择漏电小、损耗小的电容器作为积分电容,而且还要求积分电容器的介质吸收系数小。通常可用聚苯乙烯电容器作为积分电容^①。

3. 加前置放大电路

式(5A-8)表明,输入信号的幅值越大,运放失调漂移所产生的积分误差之相对值越小。因此当输入信号太弱时,可考虑加前置电压放大电路。当然前置电压放大电路本身的漂移应当足够小,而且应满足一定的精度要求。读者可参阅下一章(精密放大电路)中的有关内容。

4. 改善工作环境

式(5A-8)表明, ΔU_{IO} 和 ΔI_{IO} 越小,积分误差越小。因此除了选择 $\frac{dU_{IO}}{dT}$ 小、 $\frac{dI_{IO}}{dT}$ 小的集成运放外,减小温度的变化范围和提高运放电源电压的稳定度,也可达到提高积分精度的目的。

值得指出的是,如果积分电路中集成运放的负载电流太大,因本身功耗产生温升使漂移增大,也是不可忽视的。

5. 合理设计积分电路的参数值

式(5A-5)和式(5A-8)表明,积分时间(或称为积分周期) t 的大小、积分电容 C 和电阻 R 的大小影响积分误差,因此在设计积分电路时,应合理选择这些参数值,即

(1) 在条件允许的情况下,积分周期不要太长。如果积分电容 $C = 0.1\mu\text{F}$, $R = 10\text{k}\Omega$, 集成运放的 $A_{od} = 10^5$, 要求积分误差 $\leq 0.1\%$, 则由式(5A-5)可以得出(设 $\tau_{id} \gg R$), 积分时间应不超过 2 秒钟。

(2) 式(5A-5)表明, R 的阻值应取大些,而式(5A-8)却要求 R 的阻值取小些,二者有矛盾。但在选用输入级为场效应管的集成运放情况下, R 的阻值可适当取大些。例如用高阻型集成运放 F3140 或 C7650(它们的失调电流之典型值为 0.5pA , 按温度每升高 10°C 失调电流增加一倍估算, $\frac{dI_{IO}}{dT}$ 约为

① 关于精密电容器,可参阅参考文献[5-2]中 263~264 页。

$0.05\text{pA}/^{\circ}\text{C}$), 即使 R 取 $100\text{k}\Omega$, 温度变化 20°C , $R\Delta I_{\text{IO}}$ 也仅 $0.1\mu\text{V}$, 一般可忽略。

(3) 式 (5A-5) 和式 (5A-9) 表明, 积分电容的容量越大, 非线性误差越小, 因此 C 的容量应适当取大些。但漏电小、损耗小、吸附效应小的电容器一般不超过 $1\mu\text{F}$, 这对于那些要求积分时间长的场合可能是不够的。读者如果遇到这种问题, 可参阅本章习题中的图 P5-31。

5A.3 高频误差

前面分析了低频情况下积分电路的误差, 高频(对应于突然的变化)时因集成运放的带宽有限, 积分电路也将产生误差。积分时间越短, 高频误差越明显。图 5A-5 示出了基本积分电路的短时间积分特性^①。为了减小高频误

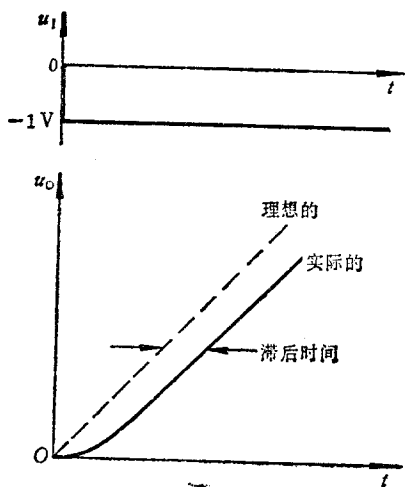


图 5A-5 基本积分电路短时间积分特性示意图

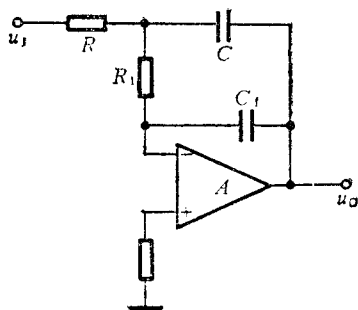


图 5A-6 快速积分电路

① 当考虑运放的带宽, 并用 $\dot{A} = \frac{A_{u0}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_0}}$ 来表示运放的放大倍数时, 基本积分电

路的输出电压可表示为

$$u_o = \frac{U_i}{RC} \left[t - T_1 \left(1 - e^{-\frac{t}{T_1}} \right) \right]$$

其中 $T_1 = \frac{1}{\omega_0 A_{u0}}$, 读者可参阅参考文献[5-8]中 289~293 页。

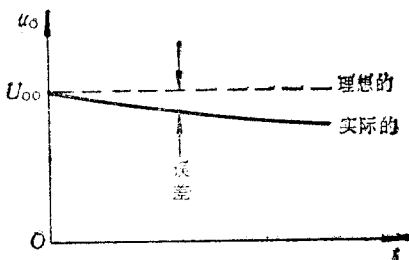
差,一般可采取以下措施:

1. 尽可能使积分时间不要太短。
2. 选用 f_o 大的集成运放。但宽带集成运放的价格较贵。
3. 采用快速积分电路

图 5A-5 所示滞后现象产生的误差,可以通过引入一个小时间常数的环节使之减小。具体电路如图 5A-6 所示。图中的电阻 R_1 可选 $5k\Omega$ 左右, C_1 可选 $10pF$ 左右,它们构成小时间常数。在积分刚开始时按 R, R_1, C_1 回路积分,可使 u_o 的响应较快,减小高频误差^①。

5A.4 泄漏现象

由于集成运放的 r_{id} 和 A_{od} 不是无穷大及积分电容漏电等原因,给积分电容上的电荷提供了放电通路,因此 $u_i = 0$ 时实际积分电路的输出电压不是保持不变,而是随时间减小(设在 u_i 变为零以前, u_o 已达到一定的值,且为正值),如图 5A-7 所示。



5A-7 积分电路泄漏现象示意图

减小泄漏的常用措施如下:

1. 尽可能使保持时间短一些。
2. 积分电容器的容量不宜太小。
3. 选择漏电小的电容器(例如聚苯乙烯电容器)作为积分电容。
4. 选择 A_{od} 和 r_{id} 大的集成运放构成积分电路。

关于实际积分电路存在的问题、误差分析和改进措施,读者可参阅参考文献^②。

① 见参考文献[5-8]293~294页。

② 如[5-2]239~266页、[5-8]232~230页和[5-8]289~299页。

参 考 文 献

- [5-1] 华中工学院工业电子学教研室编, 康华光主编:《电子技术基础》(中册), 人民教育出版社, 北京, 1979 年
- [5-2] 张郁弘、庄灿涛编著:《晶体管运算放大器及其应用》, 国防工业出版社, 北京, 1978 年
- [5-3] 李清泉、黄昌宁编著:《集成运算放大器原理与应用》, 科学出版社, 北京, 1980 年
- [5-4] 清华大学电子教研组编, 童诗白主编:《模拟电子技术基础》(下册), 人民教育出版社, 北京, 1981 年
- [5-5] 张联铎、王金荣编著:《模拟集成电路原理及其应用》, 黑龙江科学技术出版社, 黑龙江, 哈尔滨, 1983 年
- [5-6] 谢沅清编著:《模拟集成电路应用》, 人民邮电出版社, 北京, 1984 年
- [5-7] 周子文编:《模拟相乘器及其应用》, 高等教育出版社, 北京, 1983 年
- [5-8] [匈] M·赫彼著, 谢瑞和译:《模拟集成电路》, 高等教育出版社, 北京, 1984 年
- [5-9] [日] 横井与次郎著, 陈挺译:《线性集成电路实用电路手册》, 国防工业出版社, 北京, 1984 年
- [5-10] Alan B. Grebene *Bipolar and MOS Analog Integrated Circuit Design*, John Wiley and Sons, 1984

自我检验题

题 5-1 从下面各小题后面的括号中选择合适的词填空。

(1) 为了抑制漂移, 集成运放的输入级一般是____放大电路, 因此对于由双极型三极管构成输入级的集成运放, 两个输入端的外接电阻应____。

(a. 共射, b. 差动, c. 较大, d. 对称, e. 较小)

(2) 当集成运放处于____状态时, 可运用____和____概念。

(a. 线性放大, b. 开环, c. 深负反馈, d. 虚短, e. 虚断)

(3) ____是____的特殊情况。

(*a.* 虚短, *b.* 虚地, *c.* 虚断)

题 5-2 分别从“同相、反相”中选择一词, 填以下各空白。

(1) ____ 比例电路中集成运放反相输入端为虚地点, 而 ____ 比例电路中集成运放两个输入端对地的电压基本上等于输入电压。

(2) ____ 比例电路的输入电阻大, ____ 比例电路的输入电阻小, 基本上等于 R_{i1} 。

(3) ____ 比例电路的输入电流基本上等于流过反馈电阻的电流, 而 ____ 比例电路的输入电流几乎等于零。

(4) ____ 比例电路的电压放大倍数是 $-\frac{R_f}{R_1}$, ____ 比例电路的电压放大倍数是 $1 + \frac{R_f}{R_1}$ 。

题 5-3 分别判断下面的各种说法是否正确 (在各小题后面的括号中打 \checkmark 或 \times)。

(1) 反相求和电路中集成运放的反相输入端为虚地点, 流过反馈电阻的电流等于各输入电流之代数和。 ()

(2) 同相求和电路跟同相比例电路一样, 各输入信号的电流几乎等于零。 ()

(3) 由于比例或求和运算电路的电压负反馈很强, 输出电阻几乎等于零, 因此在计算如图 5-10 所示双运放加减运算电路的前级输出电压时, 一般可以不考虑后级输入电阻对前级的影响。 ()

题 5-4 从下面各小题后面的括号中选择合适的数值填空。

(1) 理想运放的 $A_{od} = \underline{\hspace{1cm}}$, $r_{id} = \underline{\hspace{1cm}}$, $I_{IB} = \underline{\hspace{1cm}}$, $r_o = \underline{\hspace{1cm}}$ 。 (0, ∞)

(2) 若图 5-8 电路中的 $R_1 = R_3 = 10\text{k}\Omega$, $R_2 = R' = 20\text{k}\Omega$, $R_f = R_4 = 100\text{k}\Omega$ 。各输入电压均为 $+1\text{V}$, 则 $U_o = \underline{\hspace{1cm}}\text{V}$ 。 (-4, +5, +9)

(3) 若图 5-10 中的 $R_1 = R_2 = R_4 = R_5 = 10\text{k}\Omega$, $R_{f1} = R_{f2} = 20\text{k}\Omega$, 各输入电压均为 $+1\text{V}$, 则 $U_o = \underline{\hspace{1cm}}\text{V}$ 。 (-6, +6, -10, 2)

题 5-5 归纳、比较基本积分电路和基本微分电路的特点, 然后选择“*a.* 积分”或“*b.* 微分”填以下各空:

(1) 在基本 ____ 电路中, 电容接在集成运放的负反馈支路中, 而在基本 ____ 电路中负反馈元件是电阻。

(2) 若输入电压保持不变, 但不等于零, 则 ____ 电路的输出电压将随时间上升或下降, 直至 $u_o = +U_{OM}$ 或 $u_o = -U_{OM}$ 为止, 而 ____ 电路的输出电压

等于零。

(3) _____ 电路可将方波变换为三角波, 而 _____ 电路可将三角波变换为方波。

(4) 当输入电压为正弦信号时, 在稳态情况下基本 _____ 电路 \dot{U}_o 比 \dot{U}_i 领先 90° , 而基本 _____ 电路的 \dot{U}_o 比 \dot{U}_i 滞后 90° 。

题 5-6 分别从下面各小题后的括号中选择适当的词填空:

(1) 若将基本 _____ 电路中接在集成运放负反馈支路的电容换成二极管, 便可得到基本的 _____ 运算电路, 而将基本 _____ 电路中接在输入回路的电容换成二极管, 便可得到基本的 _____ 运算电路。

(a. 积分, b. 微分, c. 对数, d. 指数)

(2) 如果图 5-18 所示基本对数运算电路的 u_i 在正常工作范围内增加到原来的 10 倍, 那么它的输出电压将 _____。

(a. 减小到原来的 $\frac{1}{10}$, b. 增加到原来的 10 倍, c. 减小约 60 mV)

(3) 如果图 5-23 基本的指数运算电路中 u_i 在 0.6V 的基础上增加 10%, 那么它的输出电压之绝对值将 _____。

(a. 增加 10%, b. 减小约 10%, c. 增加到原来的 10 倍, d. 增加 1 倍)

题 5-7 分别从本题后面的括号中选择适当的词, 给以下各小题填空。

(1) 希望运算电路的函数关系是 $y = a_1x_1 + a_2x_2 + a_3x_3$ (其中 a_1 、 a_2 和 a_3 是常数, 且均为负值), 应该选用 _____。

(2) 希望运算电路的函数关系是 $y = b_1x_1 + b_2x_2 - b_3x_3$ (其中 b_1 、 b_2 和 b_3 是常数, 且均为正值), 应该选用 _____。

(3) 希望接通电源后, 输出电压随时间线性上升, 应选用 _____。

(4) 希望能反映某电阻所得到的功率, 应选用 _____。

(5) 希望用一个 0~10V 的指针式电压表反映在 100 μ V 到 10V 范围内变化的音响信号之强弱, 应选用 _____。

(a. 比例电路, b. 反相求和电路, c. 加减运算电路, d. 模拟乘法器, e. 对数运算电路, f. 积分电路, g. 微分电路, h. 指数运算电路)

思考题和习题

题 5-8 什么叫“虚断”? 什么叫“虚短”? 什么叫“虚地”? 哪些运算电路中集成运放的反相输入端为虚地?

题 5-9 设反相比例电路(图 5-1)中的 $R_1=10\text{k}\Omega$, $R_f=30\text{k}\Omega$, 试估算它的电压放大倍数和输入电阻, 并估算 R' 应取多大?

题 5-10 设图 5-3 电路中的 $R_2=R_4=36\text{k}\Omega$, $R_1=18\text{k}\Omega$, $R_3=750\Omega$, 试估算它的电压放大倍数。

题 5-11 设同相比例电路(图 5-4)中 $R_1=3\text{k}\Omega$, 若希望它的电压放大倍数等于 5, 试估算电阻 R_f 和 R' 各应取多大?

题 5-12 设图 5-4 电路中集成运放的最大输出电压为 $\pm 12\text{V}$, 电阻 $R_1=10\text{k}\Omega$, $R_f=390\text{k}\Omega$, $R'=R_1 \parallel R_f$, 输入电压等于 0.2V 不变, 试求下列各种情况下的输出电压值。

- (1) 正常。
- (2) 电阻 R_1 因虚焊造成开路。
- (3) 电阻 R_f 因虚焊造成开路。

题 5-13 分别按下列要求各设计一个比例放大电路(要求画出电路, 并标出各电阻值):

- (1) 电压放大倍数等于 -5 , 输入电阻约为 $20\text{k}\Omega$ 。
- (2) 电压放大倍数等于 $+5$, 且当 $u_i=0.75\text{V}$ 时反馈电阻 R_f 中的电流等于 0.1mA 。

题 5-14 用三只电阻($10\text{k}\Omega$ 、 $11\text{k}\Omega$ 、 $110\text{k}\Omega$)和一只集成运放可构成反相比例电路或同相比例电路, 试分别画出电路图, 标出各参数值(要求 $R_p=R_n$), 并分别求出它们的电压放大倍数。

题 5-15 图 P5-15 中两个电路均可将输入电流转换为输出电压。试分别估算它们在 $i_i=5\mu\text{A}$ 时的输出电压。若将图 P5-15(b) 中 $1\text{k}\Omega$ 电阻接地

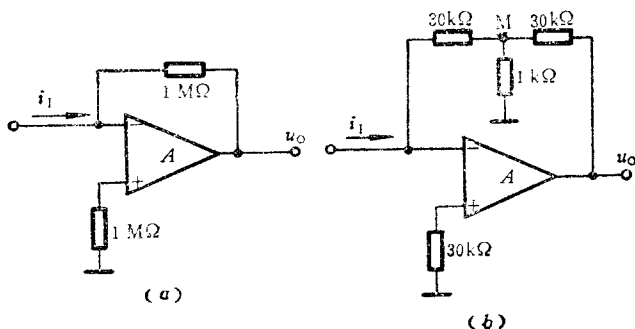


图 P5-15

的一端改接到虚地点(运放的反相输入端), 即将 $1\text{k}\Omega$ 电阻与 $30\text{k}\Omega$ 电阻并联, 输出电压值是否变化? 为什么?

题 5-16 图 P 5-16 是一种恒流源电路。试分析它的工作原理, 并写出负载电流 I_L 的表达式。

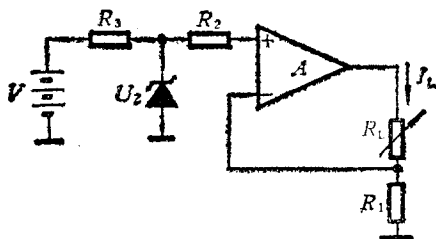


图 P5-16

题 5-17 图 P5-17 是一种电压-电流转换型恒流源电路。只要三极管 T_2 的参数允许, 且加足够大的散热器, 这种电路可输出 1A 以上的稳定电流。试求它的负载电流 I_L 与输入电压的函数关系。

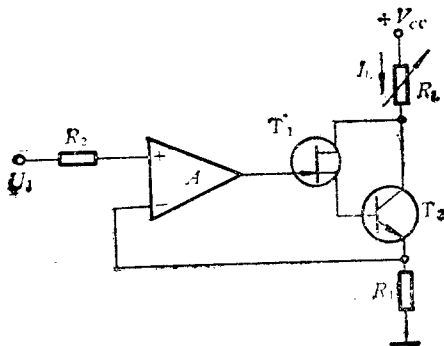


图 P5-17

题 5-18 设图 P5-18 各电路中的集成运放是理想的, 试分别求出它们的输出电压与输入电压的函数关系式, 并指出哪个电路对运放的共模抑制比要求不高? 为什么?

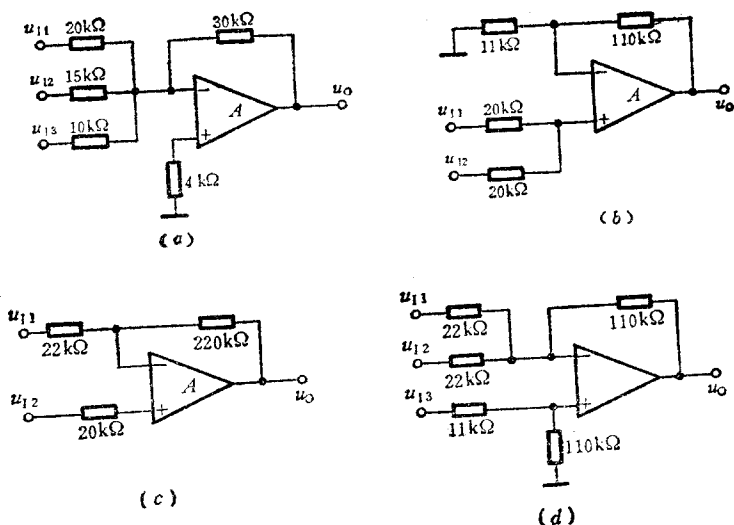


图 P5-18

题 5-19 设下页图 P5-19 各电路中集成运放是理想的, 试分别求出它们的输出电压与输入电压的函数关系, 并指出哪些电路中集成运放的输入端为虚地点, 哪些电路的各输入端的输入电阻大于 $50\text{k}\Omega$? 哪些电路的各输入端的输入电阻大于 $1\text{M}\Omega$?

题 5-20 设计一个加减运算电路, 使 $u_o = 12u_{i1} + 6u_{i2} - 8u_{i3}$ 。

* 题 5-21 用一只运放和若干电阻构成一个加减运算电路, 使 $u_o = 10u_{i1} + 5u_{i2} - 4u_{i3}$ (各输入信号的负端是固定接地、不能改变的)。

题 5-22 图 P5-22 所示的差动放大电路的增益可通过电位器 R_w 调节。

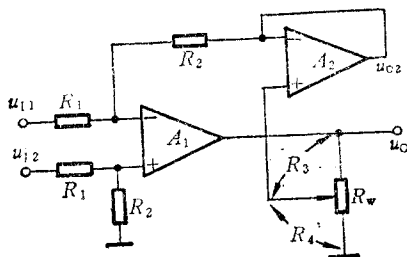


图 P5-22

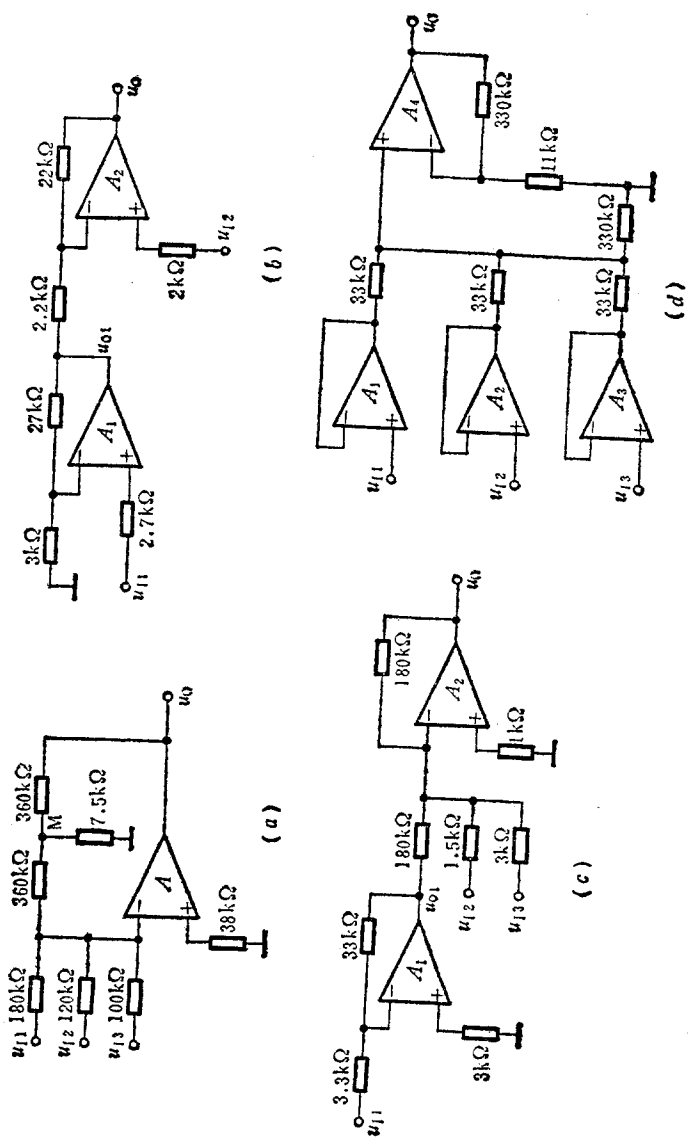


图 P3-19

试指出运放 A_2 引回的反馈极性, 并求出它的输出电压与输入电压的函数关系。

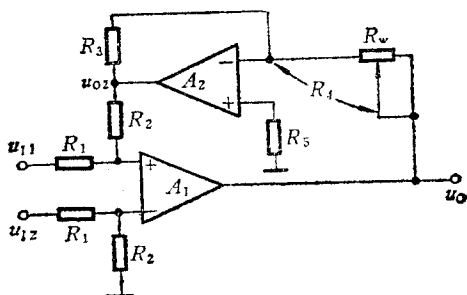


图 P5-23

题 5-23 试指出图 P5-23 电路中运放 A_2 引回的反馈极性, 求出它的输出电压与输入电压的函数关系, 并分析调节电位器 R_w 时, 运放 A_1 两个输入端的外接电阻值 R_p 和 R_n 是否改变?

题 5-24 图 P5-24(a) 电路中输入电压的波形如图 P5-24(b) 所示, 且 $t=0$ 时 $u_o=0$, 试画出理想情况下输出电压的波形, 并标出其幅值。

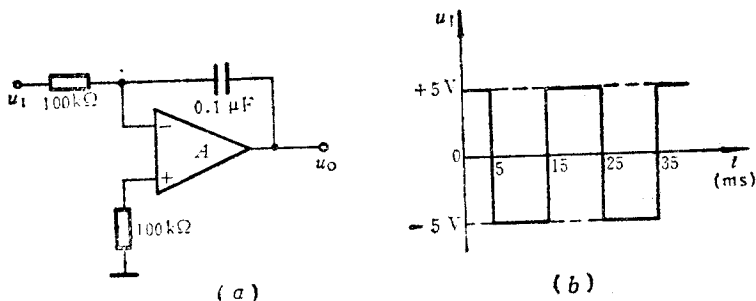
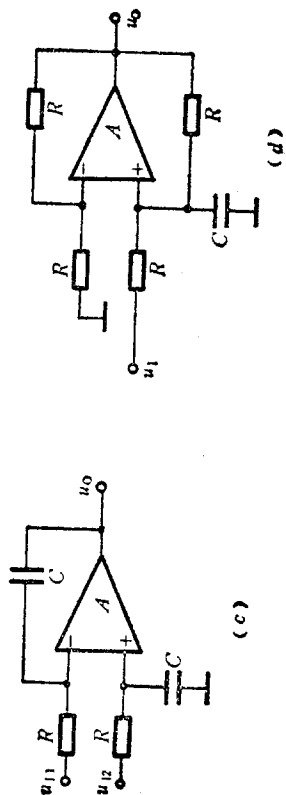
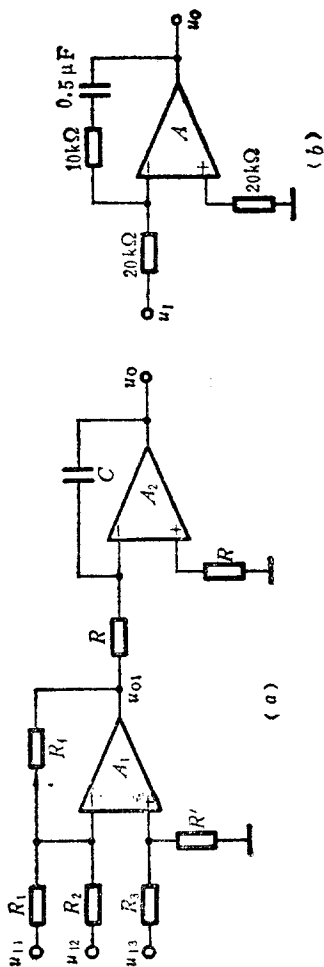


图 P5-24

题 5-25 设图 P5-24(a) 输入电压为正弦信号, 它的频率为 80 Hz , 峰值为 5 V 。若希望稳态时输出电压的峰值也等于 5 V , 试按理想情况估算图中电阻 R 的阻值应改为多大? 并画出表示 u_o 与 u_1 相位关系的波形图。

* 题 5-26 试求图 P5-26 中各电路在理想情况下输出电压与输入电压的函数关系 [图 P5-26(a) 中的电阻 $R_1 \parallel R_2 \parallel R_f = R_3 \parallel R'$]



* 题 5-27 试证明图 P5-27 电路在理想情况下可实现二重积分运算。

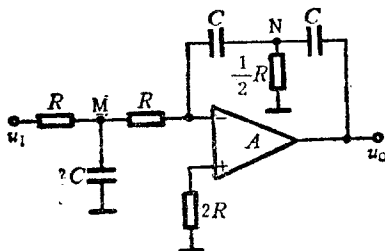


图 P5-27

题 5-28 设图 5-16 所示基本微分电路中的电容 $C=0.02\mu\text{F}$, 电阻 $R=30\text{k}\Omega$, 输入电压的波形如图 P5-28 所示, 试画出理想情况下输出电压的波形。

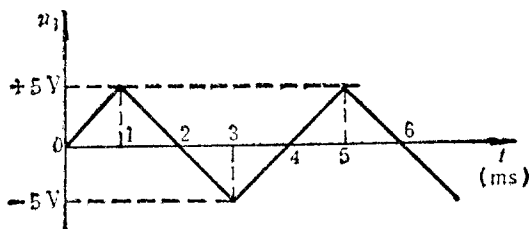


图 P5-28

* 题 5-29 设图 P5-29 电路的参数满足下面的条件:

$R_1 C \frac{du_{o1}}{dt} \ll u_{o1}$ 。试证明这个电路可实现近似微分运算。

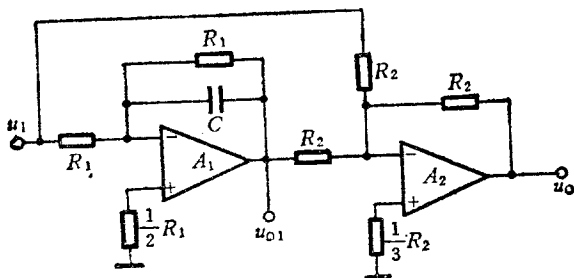


图 P5-29

* 题 5-30 设图 P5-30 电路中各电容两端的电压在 $t=0$ 时刻均为零, 试分别求出理想情况下各电路输出电压与输入电压的函数关系。

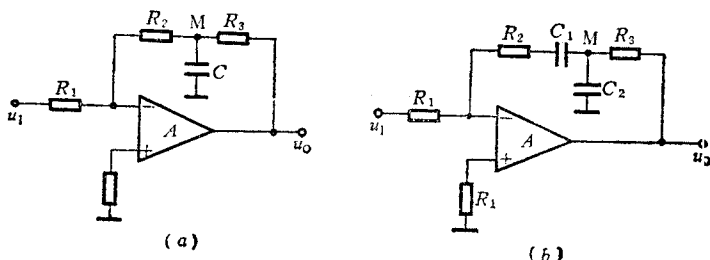


图 P5-30

题 5-31 设图 P5-31 电路中的运放和电容是理想的, 电阻 $R_1=R'=R=100\text{k}\Omega$, $R_2=R_f=100\Omega$, 电容 $C=1\mu\text{F}$ 。若输入电压在 $t=0$ 时刻由零跳变到 -1V , 试求输出电压由零上升到 $+6\text{V}$ 所需要的时间 (设 $t=0$ 时 $u_o=0$), 并说明运放 A_1 和 A_2 各起什么作用。

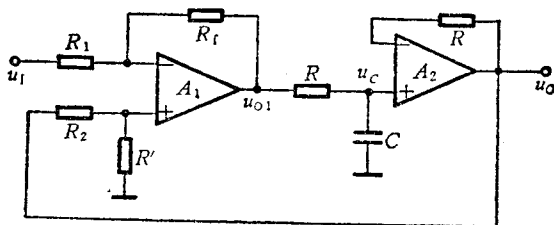


图 P5-31

题 5-32 基本对数运算电路和基本指数运算电路的电路结构有哪些共同特点和区别? 如果希望输入电压为负值时它们能正常工作, 图 5-18 和图 5-23 电路各应如何改动?

题 5-33 利用图 5-23 所示的指数运算电路、集成运放及电阻可构成对数运算电路, 试画出它的原理电路, 并指出正常工作条件。

题 5-34 利用比例电路、对数运算电路和指数运算电路可实现乘方运算, 使 $u_o=(u_1)^m$ (m 为正有理数)。试画出其原理框图。

题 5-35 利用减法运算电路、对数运算电路和指数运算电路可实现除法运算, 试画出其原理框图。

题 5-36 试用同相乘法器[见图 5-28(a)]构成立方运算电路, 使 u_o 与

$(u_I)^3$ 成正比。

题 5-37 若图 5-30 所示反函数式除法电路中的反相乘法器改为同相乘法器, 试分析该除法电路的正常工作条件。

题 5-38 图 P5-38 所示是同相输入除法运算电路, 试分析它的正常工作条件, 求出输出电压与输入电压的函数关系, 并与图 5-30 比较, 说明它有什么特点。

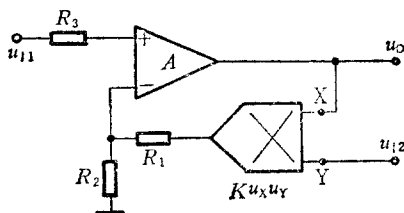


图 P5-38

题 5-39 图 P5-39 是一个多变量的运算电路, 试分析它的正常工作条件, 并求输出电压与输入电压的函数关系。

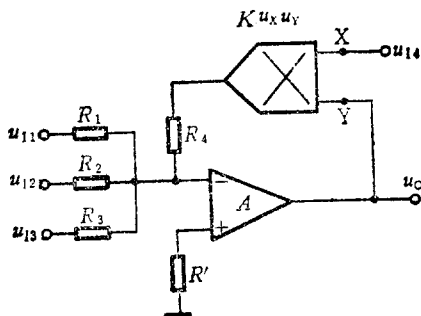


图 P5-39

题 5-40 试用同相乘法器[见图 5-28(a)] 和集成运放及电阻等构成一个立方根运算电路, 使 u_O 与 $\sqrt[3]{u_I}$ 成正比。

* 题 5-41 试求[例 5-1]中第(2)种情况下输出电压的实际值。

* 题 5-42 设[例 5-2]中图 5-9 电路的电阻 R' 由 $80\text{k}\Omega$ 改为 $20\text{k}\Omega$, 其他参数不变(见例 5-2 的末尾), 试求输出电压与各输入电压的函数关系。

* 题 5-43 试设计一个电路, 希望它的输出电压能以每分钟减小 1V 的速率线性地下降, 其条件是直流输入电压为 $+1\text{V}$, 且要求各电阻值不超过 $1\text{M}\Omega$, 电容量不超过 $1\mu\text{F}$ 。

第六章 精密放大电路

我们知道,很多场合都用到放大电路。有的场合对放大电路的性能要求不高,例如音响设备中的放大电路,如果它的放大倍数的实际值与设计值相差10%,或者随温度等因素变化10%,一般问题不大。而在另外一些场合,则对放大电路的要求较高,例如在数据采集系统(如图6-1所示)^①中需要把较小的(有时甚至是微弱的)信号按一定的倍数精确地放大,它不仅要求放大电路误差小、稳定性好,而且希望抗干扰性能好、噪声小。这样的放大电路称为精密放大电路。

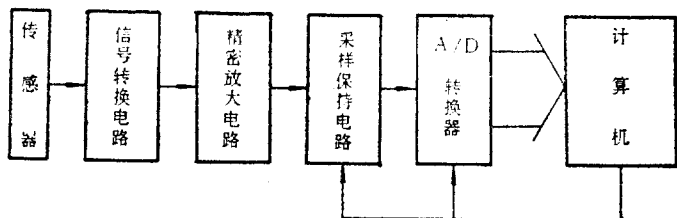


图 6-1 数据采集系统示意图

放大电路的误差与哪些因素有关,如何提高精度,怎样抑制干扰和噪声等是精密放大电路的主要问题,本章将着重讨论这些问题。

我们知道,就性能价格比而言,除频率太高或要求噪声很低等特殊场合外,集成运放与分立元件相比占有明显的优势,因此本章将针对由集成运放组成的放大电路进行讨论。

^① 图中的信号转换电路可参阅[6-9]。

6.1 比例放大电路的误差分析

如果前面第五章中图 5-1 所示反相比例电路中的电阻 $R_f = 100\text{k}\Omega$, $R_1 = 1\text{k}\Omega$, 输入信号 $U_i = 10\text{mV}$, 那么按理想情况考虑, 它的输出电压应当精确地等于 -1V 。但是, 如果用一个精度足够高的数字电压表测量它的输出电压, 我们会发现, U_o 实际值的绝对值也许不到 0.999V 或超过 1.001V 。可见实际比例电路的输出电压值 U_o (简称为实际值) 与按理想情况计算所得出的输出电压值 U'_o (简称为理想值) 相比存在误差, 它是

$$\Delta U_o = |U_o| - |U'_o| \quad (6-1)$$

工程上常用相对误差表示, 即

$$\delta = \frac{\Delta U_o}{|U'_o|} \times 100\%$$

或者
$$\delta = \frac{|U_o| - |U'_o|}{|U'_o|} \times 100\% \quad (6-2)$$

式中的 $U'_o \neq 0$ 。

读者不禁要问, 放大电路的误差究竟有多大? 要回答这个问题, 首先应了解产生误差的原因是什么。

6.1.1 产生误差的原因

放大电路产生误差的原因, 一是内因, 二是外因。前者是指构成放大电路的元器件性能不理想, 后者是指放大电路的工作条件不理想, 具体情况如下:

一、元器件性能方面

1. 集成运放。理想运放的开环电压放大倍数、输入电阻、共模抑制比、带宽或最大转换速率等均为无穷大, 而实际运放的这些参数值总是有限值。理想运放的输入偏置电流、失调电压和失调

电流及其温漂、输出电阻、附加相移及噪声等均为零，而实际集成运放的这些参数值虽然接近于零，但几乎不可能真正等于零。

2. 电阻器。电阻器的实际阻值与它的标称值相比存在误差，而且随温度变化。有些电阻器存在电感效应和电容效应，当信号频率高到一定程度后，其影响不能忽略。

二、工作条件及其他原因

1. 电源和信号源。电源电压的变化(受电网电压、温度和负载电流等变化的影响)以及信号源内阻的大小，都会使放大电路产生误差。

2. 电路的连线及绝缘。这方面的原因主要是：

(1) 实际放大电路各元器件的连接导线(包括印刷电路板上的连线)存在电阻，其阻值虽然很小(一般在 1Ω 以下)，但对于精密放大电路，有时不能轻易忽略。

(2) 线间电容效应、互感效应和引线的电感效应。

(3) 绝缘介质(例如印刷电路板)存在损耗或漏电。

(4) 焊点的热电势及尖端放电。

3. 环境温度和大气湿度。

4. 干扰和噪声。

下面将对上述各种产生误差的主要原因逐一进行讨论。

6.1.2 运放参数值与误差的关系

在低频($f \ll f_h$)情况下，可以只考虑 A_{od} 、 r_{id} 、 K_{CMR} 、 I_{IB} 、 U_{IO} 和 I_{IO} 及其温漂的影响，用图 6-2 中大三角形内的电路来等效实际集成运放。图中有两个输入信号，令其中一个为零，则可得反相比例放大电路或同相比例放大电路的低频等效电路。

我们知道，运用电路网络理论，由图 6-2 等效电路可求出 U_O

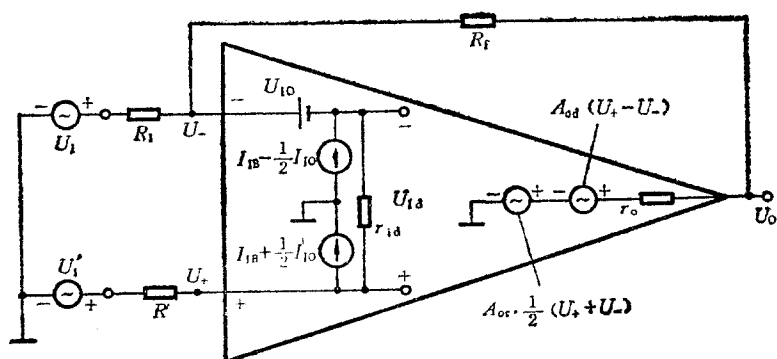


图 6-2 实际集成运放的低频等效电路 (大三角形内的电路)

与输入信号及图中实际集成运放各参数的函数关系，再与理想情况的输出电压相比，即可得出误差的一般表达式，但计算相当复杂。为了简便，我们可以分别单独考虑某几个参数或某一个参数的影响(其他参数按理想情况考虑)所产生的误差，然后把各项误差综合起来①。

一、 A_{od} 和 r_{id} 的影响

如果只考虑 A_{od} 和 r_{id} 为有限值所造成的影响，其他参数按理想情况考虑，则图 6-2 可以化简为图 6-3，其中输出电压是

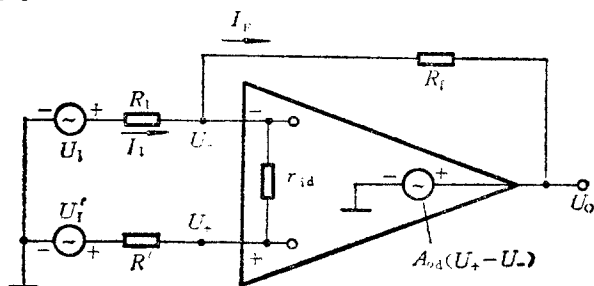


图 6-3 分析 A_{od} 、 r_{id} 与误差关系的等效电路

① 应用这种方法的条件是：各项误差中有一项误差是主要的(即其他各项误差的绝对值比主要误差的绝对值小得多)，或者各项误差的绝对值都很小。

$$U_O = A_{od}(U_+ - U_-) \quad (6-3)$$

由图 6-3 可列出以下方程组

$$\begin{cases} U_+ = U_I' + (I_1 - I_F)R' \\ U_- = U_I - I_1 R_1 \\ U_O = A_{od}(U_+ - U_-) \\ U_- - U_+ = (I_1 - I_F)r_{id} \\ U_- - U_O = I_F R_f \end{cases}$$

解之, 可得

$$U_O = \frac{R_f}{1 + \frac{R_f(R_1' R_1' + R' + r_{id})}{A_{od} r_{id} R_1'}} \left(\frac{U_I'}{R_1'} - \frac{U_I}{R_1} \right) \quad (6-4)$$

其中 $R_1 = R_1 \parallel R_f = \frac{R_1 R_f}{R_1 + R_f} \quad (6-5)$

1. 对于反相比例电路, $U_I' = 0$ 。按理想情况考虑, 它的输出电压是

$$U_O' = -\frac{R_f}{R_1} U_I \quad (6-6)$$

将上式和式(6-4)代入式(6-2), 并令 $U_I' = 0$, 可得 A_{od} 和 r_{id} 单独影响造成的相对误差是

$$\delta_{Ar} = \frac{1}{1 + \frac{R_f(R_1' + R' + r_{id})}{A_{od} r_{id} R_1'}} - 1 \quad (6-7)$$

利用式(6-5)和反馈系数 $F = \frac{R_1}{R_1 + R_f}$ ①, 上式可化简为

$$\delta_{Ar} = \frac{1}{1 + \frac{R_1' R_1' + R' + r_{id}}{A_{od} F r_{id}}} - 1 \quad (6-8)$$

① 按第四章中所述, 电压并联负反馈的反馈系数应为 $F_{v0} = \frac{1}{R_f}$, 此处因需利用 A_{od} 作为主要参数, 故采用同相比例电路(电压串联负反馈电路)的参数, 即 $A_{v0} = A_{od}$, $F = \frac{R_1}{R_1 + R_f}$ 。

通常 $A_{od}Fr_{id} \gg (R'_1 + R' + r_{id})$, 因此利用近似公式 ($|x| \ll 1$ 时,

$\frac{1}{1+x} \approx 1-x$) 上式可化简为

$$\delta_{Ar} \approx -\frac{R'_1 + R' + r_{id}}{A_{od}Fr_{id}}$$

即

$$\delta_{Ar} \approx \frac{-1}{A_{od}F} \left(1 + \frac{R'_1 + R'}{r_{id}} \right) \quad (6-9)$$

2. 同理, 只要令式(6-4)中的 $U_I = 0$, 可得出在只考虑 A_{od} 和 r_{id} 为有限值条件下同相比比例电路的误差, 它也是式(6-9), 即与反相比比例电路的误差相同。

3. 由式(6-9)可知, 在只考虑 A_{od} 和 r_{id} 的影响条件下, A_{od} 、 r_{id} 和反馈系数越大, 比例电路的误差越小。此外, $\delta_{Ar} < 0$ 说明, 如果其他因素可以忽略的话, 输出电压的实际值一定小于理想值(指绝对值而言)。否则, 应当考虑造成误差的其他原因。

二、共模抑制比的影响

由于反相比比例电路的共模输入电压几乎等于零, 共模抑制比为有限值对反相比比例电路误差的影响可以忽略, 因此我们只讨论它对同相比比例电路误差的影响。

由于共模抑制比是 A_{od} 与 A_{oc} 之商, 因此我们同时考虑 A_{od} 也是有限值, 其他参数按理想情况考虑。在此条件下, 由图 6-2 可知同相比比例电路可用图 6-4 电路等效, 其中

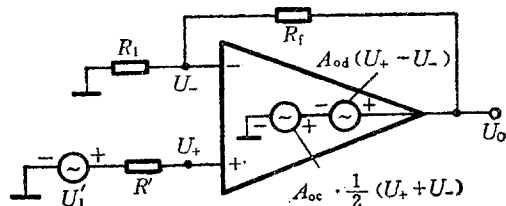


图 6-4 分析 K_{CMR} 与误差关系的等效电路

$$A_{oc} = \frac{A_{od}}{K_{CMR}} \quad (6-10)$$

由图 6-4 可列出下面的方程组

$$\begin{cases} U_O = A_{od}(U_+ - U_-) + A_{oc} \cdot \frac{1}{2}(U_+ + U_-) \\ U_+ = U'_I \\ U_- = FU_O \end{cases}$$

其中 $F = \frac{R_1}{R_1 + R_f}$

将式(6-10)代入上面的方程组,并解之,可得

$$U_O = \frac{1}{F} \frac{1 + \frac{1}{2K_{CMR}}}{1 + \frac{1}{A_{od}F} - \frac{1}{2K_{CMR}}} U'_I$$

与理想情况 $U'_O = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) U'_I = \frac{1}{F} U'_I$ 相比,相对误差是

$$\delta = \frac{1 + \frac{1}{2K_{CMR}}}{1 + \frac{1}{A_{od}F} - \frac{1}{2K_{CMR}}} - 1 = \frac{\frac{1}{K_{CMR}} - \frac{1}{A_{od}F}}{1 + \frac{1}{A_{od}F} - \frac{1}{2K_{CMR}}} \quad (6-11)$$

通常 $\frac{1}{A_{od}F} \ll 1, \frac{1}{2K_{CMR}} \ll 1$, 因此上式可化简为

$$\delta \approx \frac{1}{K_{CMR}} - \frac{1}{A_{od}F} \quad (6-12)$$

若只考虑共模抑制比单独影响所产生的误差,则

$$\delta_K \approx \frac{1}{K_{CMR}} \quad (6-13)$$

可见,为了减小同相比电路的误差,应采用共模抑制比大的集成运放。

① A_{oc} 可能为正值,也可能为负值,详见[6-15]中 251 页。

三、 I_{IB} 、 U_{IO} 、 I_{IO} 和 K_{SVR} ① 的影响

如果只考虑输入偏置电流、失调电压、失调电流和电源电压抑制比对误差的影响,其他参数按理想情况考虑,则图 6-2 可简化为图 6-5。

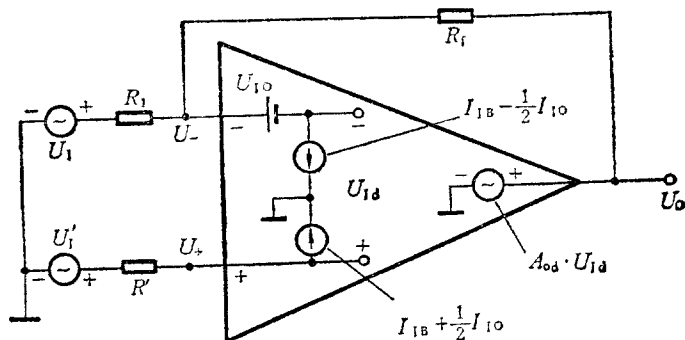


图 6-5 分析 I_{IB} 、 U_{IO} 和 I_{IO} 对误差影响的等效电路

当两个输入信号都为零时,在 U_{IO} 、 $(I_{IB} + \frac{1}{2}I_{IO})$ 和 $(I_{IB} - \frac{1}{2}I_{IO})$ 共同作用下所产生的输出电压就是 U_O 的实际值与理想值之差 ΔU_O 。在 $U_1=0$ 、 $U_1'=0$,且 A_{od} 按无穷大考虑, U_{id} 视为零的条件下,由图 6-5 可列出下面的方程组

$$\begin{cases} U_- = U_{IO} - R' \left(I_{IB} + \frac{1}{2} I_{IO} \right) & (6-14) \end{cases}$$

$$\begin{cases} \frac{U_-}{R_1} + I_{IB} - \frac{1}{2} I_{IO} = \frac{\Delta U_O - U_-}{R_f} & (6-15) \end{cases}$$

① K_{SVR} 是衡量电源电压波动对集成运放输出有多大影响的参数,称为电源电压抑制比。通常将电源电压变化 1V 所引起的运放输出电压变化量折算为等效输入电压的变化量来衡量,且常用分贝(dB)数表示,即 $K_{SVR}(\text{dB}) = 20 \lg \left| \frac{A_{od} \cdot \Delta V_s}{\Delta U_O} \right|$ (dB)。有时也用 $K'_{SVR} = \left| \frac{\Delta U_O}{A_{od} \cdot \Delta V_s} \right|$ 来表示,其单位为 $\mu\text{V/V}$ 。

解之可得

$$\Delta U_O = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) \left[(R'_1 - R') I_{IB} - \frac{1}{2} (R'_1 + R') I_{IO} + U_{IO} \right] \quad (6-16)$$

其中 $R'_1 = R_1 \parallel R_f$ 。

上式表明,只要 $R' = R'_1$,则 I_{IB} 的影响可以不考虑。

如果温度和电源电压等条件不变, U_{IO} 和 I_{IO} 的影响可通过调零消除。但温度和电源电压等条件变化所引起的 $\Delta U'_{IO}$ 和 ΔI_{IO} 的影响难以通过调零消除,因此我们应当着重考虑 $\Delta U'_{IO}$ 和 ΔI_{IO} 与误差的关系。

在 $R' = R'_1$ 和只考虑失调漂移的情况下,式(6-16)可以改写为

$$\Delta U'_O = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) (\Delta U'_{IO} - R'_1 \cdot \Delta I_{IO}) \quad (6-17)$$

$$\text{式中} \quad \Delta I_{IO} = \frac{dI_{IO}}{dT} \cdot \Delta T \quad (6-18)$$

$$\Delta U'_{IO} = \frac{dU_{IO}}{dT} \cdot \Delta T + \Delta V_S \cdot K'_{SVR} \quad (6-19)$$

其中 ΔT 是温度变化量, $\frac{dU_{IO}}{dT}$ 和 $\frac{dI_{IO}}{dT}$ 分别是集成运放失调电压和失调电流的温漂系数。 ΔV_S 是集成运放电源电压的变化量(一般按最不利的情况考虑,即将 V_{CC} 和 V_{EE} 的变化量绝对值之和作为 ΔV_S),而 $K'_{SVR} = \frac{\Delta U_O}{A_{od} \cdot \Delta V_S}$, 因此 $\Delta V_S \cdot K'_{SVR} = \frac{\Delta U_O}{A_{od}}$ 。由于它的性质和 ΔU_{IO} 相同,故将它和失调电压温漂加在一起。

由式(6-17)和式(6-2)可求出比例放大电路因失调漂移所产生的相对误差绝对值是

$$|\delta_{IO}| = \left| \frac{\Delta U'_O}{A_u U_I} \right| = \left| \frac{\Delta U'_{IO} - R'_1 \cdot \Delta I_{IO}}{A_u F U_I} \right| \quad (6-20)$$

其中 A_u 是反相比比例电路或同相比比例电路在理想情况下的电压放

大倍数, F 是反馈系数, 即 $F = \frac{R_1}{R_1 + R_f}$ 。

对于同相比例电路, $A_u = 1 + \frac{R_f}{R_1}$, 即 $A_u F = 1$, 因此同相比例电路因失调漂移所产生的相对误差绝对值是

$$|\delta_{I_{IO}+}| = \left| \frac{\Delta U'_{IO} - R'_1 \cdot \Delta I_{IO}}{U_I} \right| \quad (6-21)$$

对于反相比例电路, $|A_u| = \frac{R_f}{R_1}$ 。将它和反馈系数 $F = \frac{R_1}{R_1 + R_f}$ 代入式(6-20), 可得反相比例电路因失调漂移所产生的相对误差绝对值是

$$|\delta_{I_{IO}-}| = \left(1 + \frac{R_1}{R_f} \right) \left| \frac{\Delta U'_{IO} - R'_1 \cdot \Delta I_{IO}}{U_I} \right| \quad (6-22)$$

综上所述, 我们可以得出以下结论:

1. 应当取 $R' = R'_1 = (R_1 \parallel R_f)$ 。上面的式(6-21)和式(6-22)都是在此条件下得出的。

2. 在适当的条件下仔细调零^①, 可减小误差。

3. 输入信号的幅值越大, 相对误差的绝对值越小。

4. 为了提高放大电路的稳定度和精度, 应选择 $\frac{dU_{IO}}{dT}$ 和 $\frac{dI_{IO}}{dT}$

小的集成运放, 电阻 R_1 、 R_f 和 R' 的阻值应适当取小些, 并应设法提高运放电源的稳定度。此外, 若能减小温度的变化量, 也可以提高放大电路的稳定度和精度。

四、带宽的影响

设集成运放的传递函数只有一个极点起主导作用, 则它的开环电压放大倍数的复数形式是

^① 可参阅[6-11]中163~171页。

$$A'_{od} \approx -\frac{A_{od}}{1 + j\frac{f}{f_H}} \quad (6-23)$$

其中 f_H 是集成运放的上限截止频率。

上式两边取模,得

$$|A'_{od}| = \frac{A_{od}}{\sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_H}\right)^2}} \quad (6-24)$$

将 $|A'_{od}|$ 代替式(6-9)中的 A_{od} , 可得

$$\delta_{A_{rf}} = -\frac{1}{A_{od}F} \cdot \left(1 + \frac{R'_1 + R'_t}{r_{id}}\right) \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{f}{f_H}\right)^2} \quad (6-25)$$

可见信号频率与集成运放参数 f_H 之比越大,误差越大。

五、估算综合误差

以上我们分别讨论了集成运放参数对误差的影响,那么怎样估算综合误差呢?现举例说明。

[例 6-1] 设反相比例放大电路(如图 5-1 所示)中的电阻 $R_1 = 1\text{k}\Omega$, $R_f = 100\text{k}\Omega$, $R' = (1 \parallel 100)\text{k}\Omega$ 。集成运放为 F741, 设其参数为: $A_{od} = 10^5$, $r_{id} = 1\text{M}\Omega$, $f_H = 7\text{Hz}$, $K_{CMR} = 10^4$, $\frac{dU_{10}}{dT} = 15 \mu\text{V}/^\circ\text{C}$, 电源电压抑制比为 $100\mu\text{V}/\text{V}$ 。输入信号是频率为 100Hz 、有效值为 10mV 的正弦电压。若在温度为 20°C 、电网电压为 220V 时通过调零使 $u_i = 0$ 时 $u_o = 0$, 且失调电流温漂可忽略不计。试估算这个比例电路所产生的误差(设温度变化 10°C , 电网电压波动使运放的电源电压变化 0.1V)。

解: 先分别考虑某几个参数的影响,求出各部分的误差,然后估算出综合误差。

1. 将题中所给有关参数代入式(6-25),得 A_{od} 、 r_{id} 和 f_H 所产生的相对误差是

$$\delta_{A_{rf}} = \frac{-1}{10^5 \times \frac{1}{1+100}} \times \left[1 + \frac{(1 \parallel 100) + (1 \parallel 100)}{1000}\right] \times$$

$$\times \sqrt{1 + \left(\frac{100}{7}\right)^2} \times 100\% \approx -1.4\%$$

2. 对于反相比例电路,共模抑制比的影响可忽略不计。

3. 据题意 ΔI_{IO} 可忽略,而 $\Delta U'_{IO}$ 是

$$\Delta U'_{IO} = 15\mu\text{V}/^\circ\text{C} \times 10^\circ\text{C} + 0.1\text{V} \times 100\mu\text{V}/\text{V} = 160\mu\text{V}$$

因此由式(6-22)可得

$$|\delta_{IO-}| = \left(1 + \frac{1}{100}\right) \times \frac{160\mu\text{V}}{10\text{mV}} \approx 1.6\%$$

4. 综合误差在最不利的情况下是各项相对误差的绝对值之和,即

$$|\delta| \leq |\delta_{A+}| + |\delta_{IO-}| = 1.4\% + 1.6\% = 3\% \quad (6-26)$$

在上面的例子中,尚未考虑电阻器所引起的误差,下面讨论这个问题。

6.1.3 电阻器所引起的误差

电阻器的实际阻值与它的标称值相比存在误差,而且实际阻值的大小与温度有关[例如常用的金属膜电阻器的误差等级有 $\pm 0.1\%$ 、 $\pm 0.2\%$ 、 $\pm 0.5\%$ 、 $\pm 1\%$ 、 $\pm 5\%$,其电阻温度系数的范围是 $(-0.03 \sim +0.03)\%/^\circ\text{C}$],它们也会使比例放大电路产生误差。

一、对反相比例电路的影响

设反相比例电路(如图 5-1 所示)中电阻 R_1 和 R_f 的实际阻值分别是 $R_1(1 + \delta'_1)$ 和 $R_f(1 + \delta'_f)$,其中 R_1 和 R_f 是标称值, δ'_1 和 δ'_f 是电阻器在特定温度(一般是 20°C)下的误差和电阻温度系数 α 与温度变量 ΔT 之乘积的和,即

$$\delta'_1 = \delta_1 + \alpha_1 \cdot \Delta T \quad (6-27)$$

$$\delta'_f = \delta_f + \alpha_f \cdot \Delta T \quad (6-28)$$

式中 δ_1 、 δ_f 和 α_1 、 α_f 分别是电阻器 R_1 、 R_f 的相对误差和温度系数,它们可能为正值,也可能为负值。

如果只考虑电阻器误差的影响,其他因素(包括集成运放参数)都按理想情况考虑,那么反相比例电路的输出电压是

$$U_o = -\frac{R_f(1+\delta'_f)}{R_1(1+\delta'_1)} \cdot U_i \quad (6-29)$$

将上式与反相比比例电路输出电压的理想值 $U_o = -\frac{R_f}{R_1} U_i$ 代入式 (6-2), 可得相对误差是

$$\delta_{R-} = \frac{1+\delta'_f}{1+\delta'_1} - 1 \quad (6-30)$$

由于 δ'_1 和 δ'_f 都比 1 小得多, 因此上式可近似化简为

$$\delta_{R-} \approx (1+\delta'_f)(1-\delta'_1) - 1 \approx \delta'_f - \delta'_1$$

将式(6-27)和式(6-28)代入上式, 得

$$\delta_{R-} \approx (\delta_f - \delta_1) + (\alpha_f - \alpha_1) \Delta T \quad (6-31)$$

若按最不利的情况考虑, 则

$$|\delta_{R-}| \leq |\delta_f| + |\delta_1| + (|\alpha_f| + |\alpha_1|) \cdot |\Delta T| \quad (6-32)$$

二、对同相比比例电路的影响

同理, 可求出因电阻器误差所产生的同相比比例电路相对误差是

$$\delta_{R+} \approx \frac{R_f}{R_1 + R_f} [(\delta_f - \delta_1) + (\alpha_f - \alpha_1) \Delta T] \quad (6-33)$$

$$\text{或者 } |\delta_{R+}| \leq \frac{R_f}{R_1 + R_f} [|\delta_f| + |\delta_1| + (|\alpha_f| + |\alpha_1|) |\Delta T|] \quad (6-34)$$

值得注意的是, 式(6-31)和式(6-33)表明, 电阻器 R_1 和 R_f 的相对误差、温度系数越接近, 它们对比例电路所产生的误差越小。

6.1.4 提高精度的一般方法

通过以上分析, 我们得出提高放大电路精度的一般方法是:

1. 合理选择元器件。
2. 精心设计放大电路(包括原理设计和工艺设计), 以充分发挥元器件的性能, 并设法弥补某些不足。

3. 改善放大电路的工作环境,例如减小温度的变化,提高电源电压的稳定度等。

4. 抑制干扰和噪声。

5. 精心安装、焊接和调试。

下面先讨论如何选择元器件。

6.2 元器件的选择

构成比例放大电路的元器件主要是集成运放和电阻器,它们的种类和型号较多。前面的误差分析说明,若元器件的质量太差,则即使电路先进、反复调试,也不能满足要求。但也不是元器件越高级越好,这是因为高级元器件的价格一般比较贵,而且有的高级元器件的体积较大,外接元件较多(例如集成运放 C7650)。因此合理选择元器件十分重要。

6.2.1 选择元器件的一般方法

选择元器件的一般原则是,在保证满足要求和条件的前提下,尽可能选择价格低、安装调试方便、货源充足的元器件。具体方法是:

1. 详细了解、分析对放大电路的要求和给定的条件,例如输入信号的频率、幅度各多大,要求放大多少倍,要求输入电阻多大,允许多大误差,温度变化范围多大等。

2. 根据要求和条件选择放大电路的形式(反相或同相比例放大电路)。若基本的比例放大电路不能满足要求,应另行设计,这一点将在 6.3 节中介绍。

3. 估算出对元器件性能的要求。具体估算时,应注意以下两点:

(1) 若考虑批量生产,一般应按最不利的情况考虑,即各项

误差的绝对值之和应小于所允许的总误差,且应留有适当裕量。

(2) 考虑误差分配有两种方式,一种是平均分配,另一种是分清主次,重点考虑某一、两项误差,而忽略其他误差(能否忽略尚需在元器件初步选定后进行校核证实)。

4. 根据估算结果,选择元器件。我们将在 6.2.2 和 6.2.3 节中介绍一些精密集成运放和精密电阻器,供读者参考。

5. 满足性能要求的元器件一般不止一种,而且按不同的误差分配方式考虑所选出的元器件往往是不同的。这时我们再考虑元器件允许的工作条件(例如温度等)、价格、体积、货源和安装、调试是否方便等,权衡利弊,作出选择。

6. 初步确定元器件的种类和型号后,再把它们的具体参数值代入各误差表达式,按最不利的情况求出总的误差,看是否满足要求。若不满足要求,则应重新选择别的元器件。

6.2.2 精密集成运放

温漂和噪声小、增益和共模抑制比高的集成运放称为精密集成运放,表 6-1 中列出了几种精密集成运放的主要参数,其中超低漂移的大规模 CMOS 集成运放 C7650 的工作原理将在附录 6A 中介绍。

6.2.3 精密电阻器

常用的精密电阻器有精密金属膜电阻器、精密线绕电阻器和精密合金箔电阻器。表 6-2 中列出了它们的一些型号、主要参数和特点。

表 6-1 部分精集成运放主要参数^①

参数值 参数符号及单位		型号	F725	F714	F313B	C5037	C7650	说明
失调电压 U_{IO}	μV		≤ 1000	≤ 25	≤ 75	≤ 25	≤ 5	
失调电压温漂系数 $\frac{dU_{IO}}{dT}$	$\mu\text{V}/^\circ\text{C}$		≤ 5	≤ 0.6	≤ 2	≤ 0.6	≤ 0.05	
输入偏置电流 I_{IB}	nA		≤ 100	≤ 2	≤ 15	≤ 40	≤ 0.01	
失调电流 I_{IO}	nA		≤ 20	≤ 2	≤ 3	≤ 35	0.5pA	
失调电流温漂系数 $\frac{dI_{IO}}{dT}$	$\text{nA}/^\circ\text{C}$		≤ 150	≤ 25	≤ 50			
差模输入电阻 r_{id}	$\text{M}\Omega$		≥ 1.5	≥ 30		≥ 1.5	10^6	
开环差模电压增益 A_{od}	dB		≥ 120	≥ 110	≥ 120	≥ 120	≥ 120	
共模抑制比 K_{CMR}	dB		≥ 110	≥ 110	≥ 120	≥ 114	≥ 120	
电源电压抑制比 K_{SVR}	dB		≥ 100	≥ 100	≥ 110	≥ 100	≥ 120	
单位增益带宽 f_u	MHz			1.2	1.2	≥ 1.5	2	
最大转换速率 S_R	$\text{V}/\mu\text{S}$			0.25	0.25	≥ 11	2.5	
等效输入噪声	电压密度	$\frac{\text{nV}}{\sqrt{\text{Hz}}}$	8		≤ 45	≤ 3.8		条件: $f=1\text{kHz}$
	电压(峰-峰值)	μV		≤ 0.6			2	条件: $f=$ $0.1\sim 10\text{Hz}$
	电流密度	$\frac{\text{pA}}{\sqrt{\text{Hz}}}$	0.15		≤ 1	≤ 0.6	0.01	条件: $f=1\text{kHz}$
	电流(峰-峰值)	pA		≤ 30				条件: $f=$ $0.1\sim 10\text{Hz}$

① 摘自参考文献 [6-10] 和《半导体集成电路产品性能汇编》，电子工业部，1985年。

表 6-2 部分精密电阻器的主要性能

种 类	型 号	精 度 (%)	温度系数 (0.0001%/°C)	阻值范围 (Ω)	主 要 特 点
金属膜	RJ74	$\pm 0.5, \pm 0.2$ ± 0.1	正温: ± 25 负温: ± 80	50~1M	优点: 1. 电感和电容效应小, 工作频率范围大。 2. 体积较小, 价格较低。 缺点: 精度不太高, 温度系数较大。
电阻器	RJ76	± 0.1 ± 0.05	正温: ± 15 负温: ± 80	1k~1M	
线 绕 电阻器	RX70	± 0.1	± 20	100~10M	优点: 精度高, 温度系数小, 噪声小 缺点: 1. 电感和电容效应较大, 工作频率一般不宜超过 20kHz。 2. 价格较贵, 体积较大。
		$\pm 0.05,$ $\pm 0.02, \pm 0.01$	± 10		
	RX73	± 0.005	± 5	100~1M	
合金箔 电阻器	RJ711	$\pm 0.1,$ ± 0.05 ± 0.02 ± 0.01	$\pm 20, \pm 15$ $\pm 10, \pm 5$	5~20k	优点: 1. 精度高、温度系数较小。 2. 电感和电容效应小。 缺点: 电阻值低、价格较贵。

6.3 精密差动放大电路和低温漂放大电路

选择优质元器件构成同相或反相比例放大电路, 虽然可以达到较高的精度, 但有时仍不能满足某些特殊要求。例如, 在测量技术中常需要把桥路的双端输出差模小信号放大并把它转换成单端输出信号, 而且要求对共模信号具有相当强的抑制能力。这种情况下, 需采用精密差动放大电路, 并应设法减小温漂, 下面介绍这方面的内容。

6.3.1 精密差动放大电路

图 6-6 是差动放大电路与桥路相配合的示意图。图中虚线的右边是差动放大电路, 虚线的左边是桥路, 其中的 $R(1+\delta)$ 是电阻

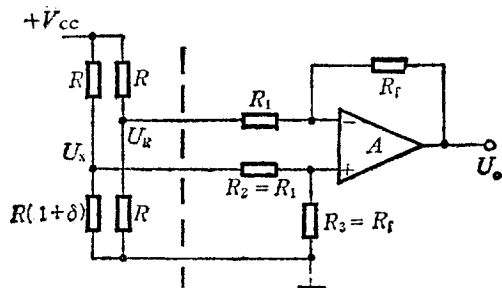


图 6-6 简单差动放大电路

型传感器①的等效电阻，它的阻值(或者说 δ) 随被测物理量的大小变化，因而 U_x 也随之改变。 U_x 和参考电压 U_R 分别送到差动放大电路的两个输入端。这个电路虽然可将双端输入信号转换成单端输出信号，但它的精度低。为了减小误差，需要解决以下问题：

1. 传感器的等效电阻是变化的，即对于差动放大电路来说，信号源内阻是变化的。由 $A_{us} = \frac{R_i}{R_s + R_i} A_u$ 可知，差动放大电路的输入电阻比信号源内阻大得越多，误差越小。例如传感器的等效电阻在 $10\text{k}\Omega$ 的基础上变化 $1\text{k}\Omega$ ，若差放电路的输入电阻分别为 $100\text{k}\Omega$ 和 $1\text{M}\Omega$ ，那么误差分别约为 0.9% 和 0.1% 。因此差放电路的输入电阻应当足够大。

2. 差放电路的输入信号既含有差模成份，也含有共模成份，②而且后者往往大于前者，甚至大得多。因此差放电路的共模抑制比必须足够大，才能把误差减小到足够小的程度。

① 例如热敏电阻和压敏电阻，它们的等效电阻分别随温度的高低和压力的大小变化。

② 这个共模成份既来源于桥路的电源电压，也来源于桥路和放大器的接地回路。当二者距离远、连线长(有时可能长达 100米 以上)时，接地回路的影响更加显著。

图 6-6 虚线右边所示差放电路的输入电阻[对 U_x 而言, 输入电阻是 $(R_2 + R_3)$]往往不够大, 而且该电路要求 $\frac{R_f}{R_1}$ 精确等于 $\frac{R_3}{R_2}$ 。否则, 共模抑制比就会急剧下降。如何克服这些缺点呢? 下面介绍解决措施。

一、三运放差动放大电路

我们知道, 用高阻型集成运放构成电压跟随器, 可获得很高的输入电阻。因此只要在差放电路的两个输入端各加一个电压跟随器(如图 6-7 所示), 便可克服图 6-6 中差放电路输入电阻不够大的缺点。但是这种电路的共模抑制比仍然不高, 主要是图中的电阻 R_1 、 R_f 、 R_2 和 R_3 的匹配精度难以做得很高, 要使 $\frac{R_f}{R_1}$ 与 $\frac{R_3}{R_2}$ 之差优于 0.005% 是困难的。其原因是电阻器不仅存在误差, 而且阻值随温度变化。

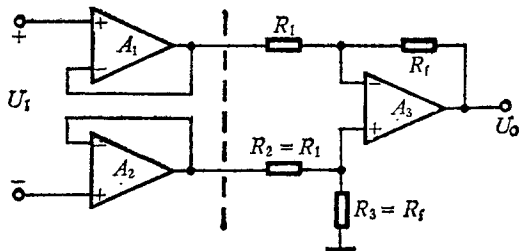


图 6-7 带电压跟随器的差动放大电路

是否可以设法改进呢? 我们设想, 如果图 6-7 中虚线左边的电路可将差模输入信号放大若干倍(例如 1000 倍), 而对共模输入信号只起跟随作用, 那么送到后级的差模信号与共模信号的幅值之比将得到提高, 因此可降低对后级电阻匹配精度和运放 A_3 的共模抑制比及温漂等参数的要求。实现上述意图的电路如图 6-8 所示。由此图可以看出, 电阻 R_1 中的电流是

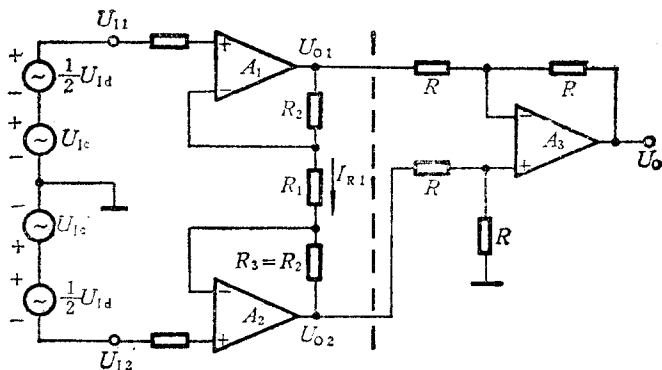


图 6-8 常用的三运放差动放大电路

$$I_{R1} = \frac{U_{11} - U_{12}}{R_1} \quad (6-35)$$

运放 A_1 与 A_2 的输出电压之差是

$$U_{12} = U_{O1} - U_{O2} = (R_1 + 2R_2) I_{R1} \quad (6-36)$$

将式(6-35)和 $U_{1d} = U_{11} - U_{12}$ 代入上式, 可得

$$U_{12} = \left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right) U_{1d} \quad (6-37)$$

若取 $\left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right) = 1000$, 则 $U_{12} = 1000U_{1d}$, 即可将差模信号放大了 1000 倍。而对于共模信号, 即当 $U_{1d} = 0$, $U_{11} = U_{12} = U_{1c}$ 时, 电阻 R_1 中的电流等于零(设 A_1 和 A_2 的特性一致), 因此

$$U_{O1} = U_{O2} = U_{1c}$$

上式和式(6-37)表明, 前级将差模信号与共模信号之比提高了 $\frac{2R_2}{R_1}$ 倍, 因而即使后级运放 A_3 的 K_{CMR} 只有 10^4 , 电阻的匹配精度只有 0.01% 左右, 整个电路的共模抑制比仍然可能达到 10^6 水平, 其条件是: 前级的差模电压放大倍数足够大, 且前级运放 A_1 和 A_2 的 K_{CMR} 所产生的误差应比 0.0001% 低一个数量级。前者

一般没有多大问题^①(例如取 $R_1=100\Omega$, $R_2=R_3=50\text{k}\Omega$, 则可使前级的差模电压放大倍数等于 1001 倍), 然而后者却难以实现。能否采取其他措施呢? 下面介绍一种方法。

二、带自举电源的差放电路

我们设想, 如果运放 A_1 和 A_2 的正电源与负电源的公共端不接地, 而把它接到与共模输入电压等电位的一点, 那么对于运放 A_1 和 A_2 来说, 共模信号将是零。 这样, 即使运放 A_1 和 A_2 的 K_{CMR} 不是很高, 也可以有效地消除共模信号所引起的误差。

怎样才能实现上述意图呢? 首先需要一组浮置(不共地)的正、负电源, 然后把该正、负电源的公共端接到与 U_{I1} 和 U_{I2} 平均值等电位的一点。显然, 该点不能设置在输入回路, 否则将造成输入电阻下降。前面提到, 当 $U_{\text{Id}}=0$ 时图 6-8 电路中 $U_{O1}=U_{O2}=U_{\text{Ic}}$, 因此可在运放 A_1 的输出端与 A_2 的输出端之间加两个阻值相同的分压电阻(如图 6-9 中的 R_4 和 R_5 所示), 那么它们的接点 M 的电位是

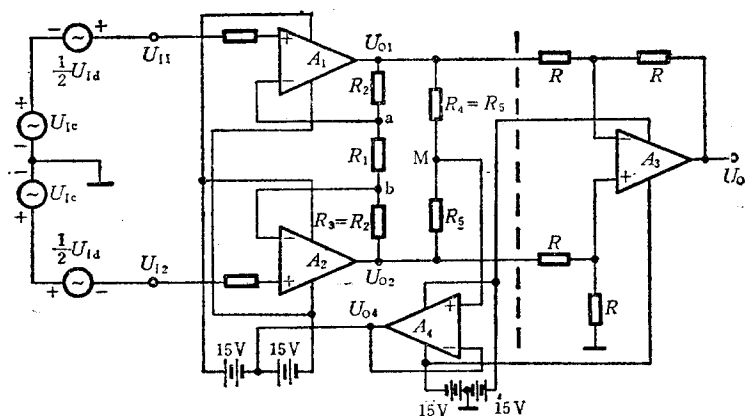


图 6-9 带自举电源的差动放大电路

① 需选用低漂移的精密集成运放。

$$U_M = \frac{1}{2}(U_{O1} + U_{O2}) = \frac{1}{2}(U_{I1} + U_{I2})$$

即 $U_{Id} = 0$ 时 $U_M = U_{Ic}$ 。再把 U_M 送给电压跟随器(见图 6-9 中的 A_4), 然后把它的输出接运放 A_1 和 A_2 的正、负电源公共端, 如图 6-9 中所示。图中集成运放 A_3 和 A_4 则由另一组共地电源供电。

由此图可知, 当共模信号单独作用(即 $U_{Id} = 0$, $U_{I1} = U_{I2} = U_{Ic}$)时, 电阻 R_1 中的电流几乎等于零, 由虚短和虚断概念可知,

表 6-3 仪用放大器组件

性能 \ 型号		LH 0036	3630 B
特 点		低功耗	高精度
电源电压(V)		2~36	10~40
电源电流(mA)		≤ 0.6	≤ 14
增益(G)可调范围(V/V)		1~1000	1~1000
非线性误差		$\leq 0.1\%$	0.002%
输入失调电压(mV)		1	0.025
输入失调电压温漂($\mu V/^{\circ}C$)		10	0.75
输入失调电流(nA)		40	50
差模输入电阻(Ω)		3×10^8	10^{10}
差模输入电容(pF)			3
共模抑制比	条件	$G = 1000$, 直流	同左
	参数值	10^5	3×10^5
-3dB带宽(KHz)	$G = 1$	350	150
	$G = 1000$	0.35	2.5
输入噪声电压(μV) (10Hz~1kHz)		5	1

$U_{O1}=U_{I1}=U_{Ic}$, $U_{O2}=U_{I2}=U_{Ic}$, $U_{O4}=U_M=U_{Ic}$, 即运放 A_1 和 A_2 的正电源与负电源的公共端的电位等于共模输入电压, 因此对于运放 A_1 和 A_2 来说, 共模信号相当于零, 从而有效地消除了共模信号所产生的误差。这种带自举电源的差放电路的共模抑制比可高达 10^3 以上, 而对每个运放的 K_{CMR} 及电阻的匹配精度并无苛刻要求。

三、仪用放大器

一些厂家将前面介绍的差动放大电路加以改进和完善, 做成组件或模块, 称为仪用放大器。除了一个用来设置增益大小的电阻(它相当于图 6-8 中的 R_1)以外, 所有元件都在内部, 因此使用方便。表 6-3 中列出了两种仪用放大器, 其中 LH 0036 是低功耗型, 3630 是高精度型。

6.3.2 减小温漂的放大电路

前面的讨论解决了提高输入电阻和共模抑制比的问题, 但有些场合(例如遥感遥测)中放大电路的输入信号往往是很弱的, 可能不到 1 mV , 甚至可能低到 $1\text{ }\mu\text{V}$ 数量级。要放大这样微弱的信号, 如何抑制漂移, 是我们经常遇到的难题。深入探讨这个难题, 超出了本课程的范围, 因此我们只介绍一些一般方法。除了选择漂移小, 电源电压抑制比大的集成运放和提高运放电源电压稳定度以外, 抑制温漂常用的方法有: 采用阻容耦合放大电路、调制-解调电路及温度补偿电路等, 现分别介绍如下。

一、阻容耦合电路

我们知道, 漂移是缓慢的。如果信号的频率不太低(例如 1 kHz), 可利用电容的隔直作用, 使运放的直流放大倍数趋于零, 阻止漂移量传给负载, 这样可以只放大交流信号。实现上述意图的电路如图 6-10 所示。显然图中电容 C_1 和 C_2 的容量应足够大, 即对于输入信号的频率而言, C_1 和 C_2 的容抗应分别比电阻 R_1 和

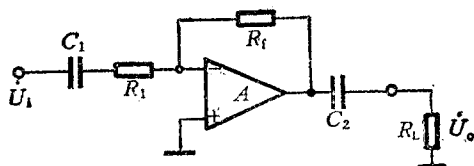


图 6-10 交流放大电路

R_L 的阻值小得多(具体数值与对精度的要求等因素有关),而且 C_1 和 C_2 的漏电应当很小。在这些条件下,图 6-10 的交流电压放大倍数是 $-\frac{R_f}{R_1}$ 。

二、调制-解调电路

上面介绍的阻容耦合放大电路,虽然能抑制漂移,但不能用来放大直流信号或缓慢变化的信号。我们设想,如果能将直流信号(或缓慢变化的信号)转换成交流信号(它的幅值与直流信号的幅值成正比),然后用交流放大电路放大,再把它复原为直流信号,便可以较好地解决抑制漂移和放大微弱直流信号的矛盾。将直流信号转换成交流信号的电路称为调制电路或斩波电路,把经过调制和交流放大以后的信号复原为直流信号的电路称为解调电路。

实现上述意图的原理框图如图 6-11 所示。图中的调制器可

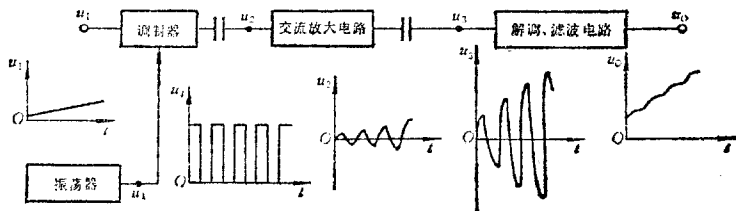


图 6-11 调制、解调原理示意图

由开关和电阻、电容组成,如图 6-12 所示。图中的开关 S 在振荡

器输出的方波(如图中的 u_1 所示)

控制下周期性地动作, 由于电容 C 的充放电作用, 使 u_2 成为交流信号, 它的幅值与输入信号的幅值成正比。关于调制和解调的具体电路, 读者可参阅参考文献①。

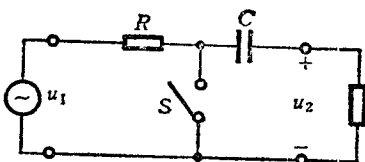


图 6-12 简单的调制器原理示意图

三、温度补偿电路

我们知道, 由于 $\frac{dU_{IO}}{dT}$ 和 $\frac{dI_{IO}}{dT}$ 的影响, 集成运放的输出电压将随温度变化。如果设法另外给运放加一个同样随温度变化的电压和电流, 使它对运放输出电压的影响分别与 $\frac{dU_{IO}}{dT}$ 和 $\frac{dI_{IO}}{dT}$ 的影响极性相反, 且大小相同, 那么漂移将被抵消, 达到抑制温漂的目的。这种方法称为补偿。用补偿抑制温漂的具体电路较多, 下面介绍两种。

1. 根据差动放大电路的概念可知, 如果两只集成运放的 U_{IO} 和 $\frac{dU_{IO}}{dT}$ 相同, 那么可以让它们相互抵消。图 6-13 所示电路便是一例。图中虚线框内的电路可等效为一只运放, 它的等效失调电压是 U_{IO1} 与 U_{IO2} 之差。若二者很接近, 则等效失调电压将比 U_{IO1}

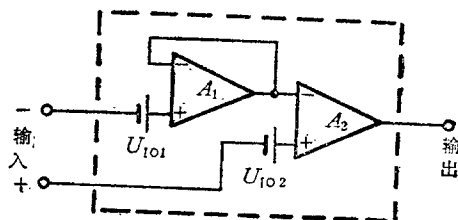


图 6-13 利用相同运放补偿失调电压示意图

① 见[6-5]的第六章。

或 U_{IO2} 小得多。

上述方案的缺点是需要多用一只运放，且要求两只运放的失调电压和失调电压温漂相同。一般可采用制做在同一硅片上的双运放组件(例如 F 1558 和 F 4558)。但集成双运放的参数一般与通用型运放差不多，它的 U_{IO} 和 $\frac{dU_{IO}}{dT}$ 比低漂移型集成运放大得多，而从一批低漂移型集成运放中挑选两只 U_{IO} 和 $\frac{dU_{IO}}{dT}$ 都非常接近的器件，工作量大，因此这种方法有一定局限性。

2. 利用 PN 结正向压降的负温度系数(约 $-2\text{mV}/^\circ\text{C}$)可补偿集成运放的失调电流温漂系数 $\frac{dI_{IO}}{dT}$ ，具体电路如图 6-14 所示。其中图 6-14(a)的 I_{co} 随温度上升而减小，而图 6-14(b)中的 I_{co} 随温度上升而增加，因此应根据实际集成运放 $\frac{dI_{IO}}{dT}$ 对输出电压影响的极性，选择电路(a)或电路(b)。

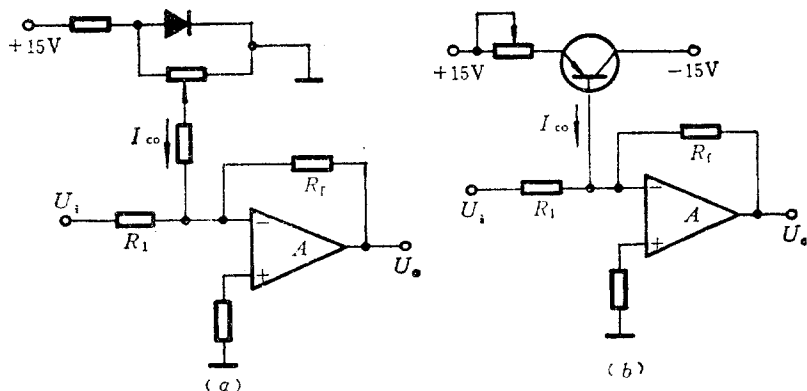


图 6-14 利用 PN 结的温度系数补偿 $\frac{dI_{IO}}{dT}$ 的示意图

上述方案同样存在挑选器件（主要是要求补偿电流随温度变

化的曲线与 $-\frac{dI_{10}}{dT}$ 一致)和调试工作量较大等缺点。

关于其他补偿措施,读者可参阅参考文献①。

随着微电子技术的不断发展,低漂移集成运放不断出现。有些低漂移集成运放的性能比上述三种电路性能好,而且价格不断下降。因此在设计低漂移放大电路时,首先应当考虑采用低漂移集成运放。前面介绍三种低漂移电路的目的是提出解决问题的指导思想,而这些思想也被有些低漂移集成运放所采用。

还要指出的是,如果能把精密放大电路放在恒温装置中,那么放大电路的漂移可大大减小。例如,若大气温度在 $0^{\circ}\text{C}\sim 40^{\circ}\text{C}$ 范围内变化时,恒温装置内的温度只变化 0.4°C (可以做得更小),那么恒温装置内放大电路的温漂只有不加恒温装置时的百分之一。

恒温是减小温漂的有效方法之一,但存在体积较大,成本较高等缺点,因此一般只用于某些特殊场合。

此外,在数据采集系统中可以利用微型计算机或单片机的存储和运算等功能来消除放大电路零点漂移的影响。这方面的内容已超出本课程的范围,读者可参阅参考文献②。

6.4 干扰和噪声及抑制措施

在解决元器件和精密放大电路类型的选择问题以后,还需要解决抑制干扰和噪声的问题。我们知道,抗干扰能力和信号噪声比是放大电路的性能指标之一。放大电路的信号越弱,干扰和噪声的影响越大,严重时甚至使放大电路无法正常工作。那么什么是干扰,什么是噪声呢?怎样才能减小它们的影响呢?下面分别讨论。

① 见[6-4]565~569页和[6-11]163~171页。

② 见[6-7]389~390页。

6.4.1 干扰及抑制措施

我们周围有高压电网、电台、电视台、电焊机、电机等设备，自然界存在雷电等自然现象，它们所产生的电磁波和尖峰脉冲通过磁耦合、线间电容或电源线等进入放大电路，形成了所谓的干扰。下面介绍几种常用的抑制干扰措施。

一、避开干扰源

应当尽量远离高压电网、电台、电视台、电焊机、电力变压器、电机、交流接触器、晶闸管装置等干扰源。

二、屏蔽

由于各种原因。有些干扰源往往难以避开，这就需要采取措施，设法阻止干扰进入放大电路。对于通过不同途径进入的干扰，应当采取不同的措施。

对于以电场或磁场形式进入放大电路的干扰，可利用屏蔽使之削弱，即将放大电路放在金属罩里。金属罩由导电性好的材料（例如铜皮或密铜丝网）做成，并将它接地。但铜质屏蔽罩对低频磁场的屏蔽效果差，因此有时还需要加高导磁材料屏蔽。关于屏蔽，读者可参阅参考文献①。

三、滤波

对于通过放大电路输入线或电源线进入的干扰，加滤波可有效地削弱干扰。常用的措施如下：

1. 如果信号的频率较低，可加低通滤波电路。如果信号的频率基本不变，可加带通滤波电路，而当信号的频率较高时，可加高通滤波电路。如果干扰源的频率基本不变（例如交流电源所引起的 50 Hz 干扰），可加带阻滤波电路。关于滤波电路，将在下一章

① 见[6-3]，[6-14]及[6-13]中 307~313 页。

中介绍。

2. 对于通过电源线进入的干扰和整流电路产生的高次谐波干扰,可采取以下措施抑制:

(1) 在交流电源的进线和电源变压器之间加电源滤波器,一般由电感和电容构成。

(2) 采用隔离变压器。

(3) 稳压电路的输入、输出应加足够大的电解电容和独石电容(常用 $0.01 \sim 0.1 \mu\text{F}$)滤波。

(4) 每个运放接电源的引脚处尚需加钽电容(一般用 $10 \sim 30 \mu\text{F}$)和独石电容(常用 $0.01 \sim 0.1 \mu\text{F}$)滤波。

第十一章将介绍整流滤波和稳压电路。

以上讨论了如何抑制外部干扰源对放大电路的影响。值得注意的是,如果放大电路本身布线不合理,也会引起干扰,甚至自激振荡。因此精密放大电路的布线十分重要。

6.4.2 噪声及抑制措施

在制做、调试放大电路时,可能发生这样的现象:无论怎样屏蔽、也不管电源和输入信号的滤波多么完善,布线多么巧妙,即使输入信号为零,在放大电路的输出端仍然可以观察到一种没有规律的波形,如图 6-15 所示。这就是所谓的噪声。

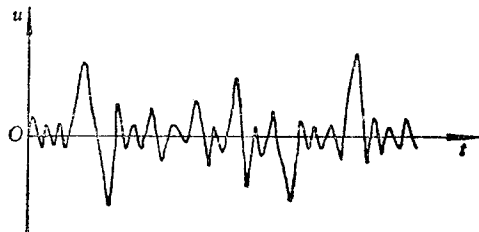


图 6-15 噪声电压波形示意图

虽然噪声很弱,但当有用信号也很弱时,放大电路输出信号的质量就会严重下降,甚至完全被噪声所淹没,而无法辨认出来。有时虽然信号不弱,但噪声的存在限制了测量精度。因此对于精密放大电路来说,如何提高信号与噪声的比值(简称信噪比)是至关重要的。下面简要介绍噪声的起源、种类、特点和提高信噪比的措施。

一、噪声的种类和特点

1. 热噪声

由于电子的运动是杂乱无章的,因此处于绝对零度以上的各种导体的两端都存在噪声电压,它的大小与温度有关,故称为热噪声。

理论和实践证明,一个阻值为 R 的电阻器(例如实际的电阻器,双极型三极管的体电阻、场效应管的沟道电阻)未接入电路时在频带宽度为 Δf 的范围内所产生的热噪声电压均方值(即有效值的平方)是

$$U_n^2 = 4kTR \cdot \Delta f \quad (6-38)$$

其中 T 是电阻的绝对温度, k 为玻耳兹曼常数,即 $k = 1.37 \times 10^{-23}$ (J/K)

式(6-38)可以改写成功率或电压的形式,即

$$P_n = \frac{U_n^2}{R} = 4kT\Delta f \quad (6-39)$$

或

$$U_n = \sqrt{4kTR\Delta f} \quad (6-40)$$

可见电阻的热噪声具有以下特点:

(1) 热噪声电压的有效值与温度、电阻值、所考虑的频带宽度三者的乘积之平方根成正比。例如 20°C 时 $1\text{ k}\Omega$ 的电阻器在 1 kHz 范围内热噪声电压有效值是

$$U_n = 2\sqrt{1.37 \times 10^{-23} \times (20 + 273) \times 10^3 \times 10^3}$$

$$=1.27 \times 10^{-7} \text{V} = 0.127 \mu\text{V}.$$

而 100°C 时 $1 \text{ M}\Omega$ 的电阻器在 1 MHz 带宽范围内的噪声电压是

$$\begin{aligned} U_n &= 2\sqrt{1.37 \times 10^{-23} \times (100 + 273) \times 10^6 \times 10^6} \\ &= 1.43 \times 10^{-4} \text{V} = 143 \mu\text{V}. \end{aligned}$$

它比上一种情况的噪声电压有效值大一千多倍。

(2) 由式(6-39)可得

$$\frac{P_n}{\Delta f} = 4kT \quad (6-41)$$

可见热噪声的功率频谱密度曲线是平坦的, 即热噪声均匀地包含各种频率的成份, 这与白色光包含了所有波长的可见光的情况类似, 因此人们将这种具有均匀频谱的噪声称为白噪声。

(3) 式(6-40)可改写成

$$\frac{U_n}{\sqrt{\Delta f}} = 2\sqrt{kTR} \quad (6-42)$$

因此热噪声电压密度的单位是 $\text{V}/\sqrt{\text{Hz}}$ 。由于它的值一般相当小, 故常用的单位是 $\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$ 。

(4) 双极型三极管的发射区、集电区和基区都存在体电阻, 它们也产生热噪声。由于 r_e 和 r_c 比 $r_{bb'}$ 少得多, 因此 $r_{bb'}$ 的热噪声是主要的。场效应管存在沟道电阻, 它也产生热噪声。

2. 散弹噪声

在第一章中我们讨论了载流子(空穴和电子)的扩散和漂移, 以及它们通过 PN 结的情况。那时我们着重看宏观情况。从微观看来, 每个载流子通过 PN 结的运动是随机的, 因此即使各种条件不变, 单位时间内通过的载流子个数并不是完全相等的。即通过 PN 结的正向电流的瞬时值是在它的平均值上下不规则地起伏变化, 因而产生噪声电流。人们将这种噪声比拟成打靶时射出的大量子弹对靶心的偏离, 故称为散弹噪声。

散弹噪声电流与电流平均值 I_{AV} 、频带宽度 Δf 的函数关系是

$$I_n = \sqrt{2qI_{AV}\Delta f} \quad (6-43)$$

其中 q 是每个载流子所带电荷量的绝对值, 即 $1.6 \times 10^{-19} \text{ C}$ 。由上式可知散弹噪声的功率频谱密度是

$$\frac{P_n}{\Delta f} = \frac{I_n^2 R}{\Delta f} = 2qI_{AV}R \quad (6-44)$$

散弹噪声的基本特点是:

(1) 式(6-44)表明, 散弹噪声与热噪声类似, 其功率频谱密度曲线是平坦的, 因此散弹噪声也属于白噪声。

(2) 散弹噪声与热噪声的区别之一是: 热噪声随温度升高而增加, 而散弹噪声与温度无关(在电流平均值保持不变的条件下)。

(3) 散弹噪声与热噪声的另一个区别是: 热噪声的大小与通过电阻的电流无关。即使电流减小到零, 电阻热噪声的功率频谱密度也不变。而式(6-44)表明, 散弹噪声的功率频谱密度与电流的平均值成正比。

(4) 由双极型三极管和场效应管的工作原理可知, 只有前者产生散弹噪声, 后者不产生散弹噪声。

3. 分配噪声

我们知道, 在正常放大工作条件下, 双极型三极管发射区的多子通过发射结进入基区后, 小部分在基区内被复合, 大部分被集电极收集。在各种条件不变的情况下, 这两部分之比的平均值不变, 即集电极电流和基极电流的平均值不变。由于空穴-电子对在基区内复合具有随机性, 造成集电极电流和基极电流的瞬时值在它们各自的平均值上下不规律地起伏变化, 产生噪声。这种噪声称为分配噪声。它在本质上与散弹噪声类似, 也属于均匀频谱的白噪声。

显然, 场效应管不产生分配噪声。前面已经提到, 它也不产生

散弹噪声,仅产生热噪声。因此场效应管的噪声一般比双极型三极管的噪声小。

4. $\frac{1}{f}$ 噪声

以上介绍的热噪声、散弹噪声和分配噪声都属于白噪声,它们的功率频谱密度是均匀的。实践证明还有一种噪声,其特点是在低频段(约 1 kHz 以下)较显著,且随频率降低而增大。因此这种噪声称为 $\frac{1}{f}$ 噪声或低频噪声。产生 $\frac{1}{f}$ 噪声的原因至今还不十分清楚,一般认为与器件材料本身及工艺水平有关。

$\frac{1}{f}$ 噪声是一种基本的噪声源,它不仅存在于双极型三极管、场效应管中,而且存在于电阻器、电子管等其他元器件中。

值得注意的是,虽然在相同条件下(阻值、温度、频带宽度相同)各种不同类型电阻器的热噪声相同,但由于它们存在 $\frac{1}{f}$ 噪声,且当频率低到一定程度时, $\frac{1}{f}$ 噪声比热噪声大,甚至大得多,因此不同类型电阻器的噪声是不同的,低频时较明显。一般在相同条件下,碳膜电阻器的噪声最大,线绕电阻器的噪声最小。

我们常用的集成运放内部电路由二极管、三极管和电阻器等组成,它们不可避免地产生前面所提到的各种噪声,而且还存在别的噪声。关于集成运放的噪声,读者可参阅参考文献①。

二、放大电路的噪声指标

放大电路噪声性能的好坏,可以用等效输入噪声电压密度 U_n 和等效输入噪声电流密度 I_n 来表示,也可以用放大电路输入端的

① 见[6-11]183~189页, [6-12]66~67页, [6-14]239~243页和[6-15]第十二章。

信号噪声比与它的输出端信号噪声比之商来评价。这个商称为噪声系数,用符号 N_F 来表示,其定义是

$$N_F = 10 \lg \frac{P_{si}/P_{ni}}{P_{so}/P_{no}} \text{ (dB)} \quad (6-45)$$

其中 P_{si} 和 P_{so} 分别代表放大电路输入和输出的信号功率, P_{ni} 是信号源加到放大电路输入端的噪声功率, P_{no} 是放大电路输出的噪声功率,它包括信号源带来的噪声和放大电路元器件所产生的噪声。

如果放大电路没有选频或滤波作用,那么它不仅把信号源带来的全部噪声进行放大,而且放大电路本身也产生噪声,因此放大电路的输出信噪比一定小于输入信噪比,即 N_F 一定大于零分贝。放大电路本身产生的噪声越大, N_F 的数值也越大。

如果放大电路的输入和输出信号电压分别用 U_{si} 和 U_{so} 来表示,输入和输出噪声电压分别用 U_{ni} 和 U_{no} 来表示,则因为 $P = \frac{U^2}{R}$, 式(6-45)可改写为

$$N_F = 20 \lg \frac{U_{si}/U_{ni}}{U_{so}/U_{no}} \quad (6-46)$$

至于放大电路噪声系数的具体计算,读者可参阅参考文献^①。

三、减小噪声的措施

如何减小放大电路的噪声系数是我们最关心的问题之一,下面介绍几种常用的方法。

1. 选用低噪声的元器件,即:

(1) 前面的式(6-40)表明,电阻器的阻值越大,它产生的噪声越大。因此应避免使用高阻值的电阻器。当放大倍数较大时,可采用第五章 5.1 节中的 T 形反馈网络代替比例放大电路中的负

^① 见[6-11]183~189页。

反馈电阻 R_f 。

(2) 为了减小电阻器所产生的 $\frac{1}{f}$ 噪声, 最好选用线绕电阻器, 其次是金属膜电阻器。

(3) 选择噪声小的集成运放, 例如 F5027 和 F5037(国外同类产品的型号有 CAW5027、CAW5037、OP-27 和 OP-37) 在 1kHz 时, 其等效输入噪声电压密度最大为 $3.8\text{nV}/\sqrt{\text{Hz}}$, 等效输入噪声电流密度最大为 $0.6\text{pA}/\sqrt{\text{Hz}}$ 。

2. 加低噪声前置差动放大电路

由于集成运放内部电路复杂, 因此它的噪声较大。即使是那些被称为“极低噪声”或“超低噪声”的集成运放, 也不如某些“噪声极微”的场效应对管或双极型超 β 对管, 所以在要求噪声系数极低的场合, 以挑选噪声极微的对管组成前置差动放大电路为宜。当信号源内阻较大时宜选用场效应对管, 信号源内阻较小时宜选用双极型三极管对管。

此外, 当信号源内阻很小(例如 50Ω)、且信号频率不太低(例如 1 kHz) 时, 可利用升压变压器来提高信号电压幅度和信号源等效阻抗, 减小放大电路的噪声系数。

3. 滤波

前面提到, 白噪声的功率频谱密度是均匀的, 因此放大电路的频带宽度越大, 噪声系数也越大^①。而有用信号的频率往往是在一定范围内, 因此我们可利用滤波电路或在放大电路中加滤波环节来减小噪声。例如, 当有用信号为直流或缓慢变化的信号时, 可在比例放大电路的负反馈电阻两端并联电容器。

4. 数据处理

① 从这个角度来看, 放大电路的频带并不是越宽越好。

以上所说的滤波电路和下一章将要介绍的滤波电路都属于模拟滤波电路,利用这种滤波电路难以将 $\frac{1}{f}$ 噪声减到足够小的程度。而这类噪声及因雷电、电力设备起停等原因造成的偶然性干扰,可能导致数据采集系统获得异常数据(例如采样时刻正好遇到噪声或干扰的峰值)。若不采取措施,将是十分有害的。

利用微型计算机或单片机的存储和运算功能来编制适当的软件,对放大电路的输出电压进行多次采样(例如 1000 次),然后取平均值或加权平均值,或剔除异常数据后再取平均值等。这种数据处理方法可以大大提高测量和控制系统的可靠性^①。

在结束本章之前还要强调一点,那就是:要制做一个实用的、可靠的精密放大电路,必须重视安装(包括布线和印刷电路板的设计)和调试等工艺。经验表明,有一些电子设备之所以达不到设计指标,或者时好时坏,甚至不能使用,其原因往往不是因为元器件和电路不先进,而是由于工艺设计或布线不合理,焊接质量不高,接插件接触不良、环境条件太差等原因所致。

本章小结

本章分析了比例放大电路产生误差的原因及影响误差的主要因素,介绍了提高精度的方法和典型的精密放大电路,并简述了干扰和噪声及抑制措施。虽然本章的绝大部分内容不属于教学基本要求范围,然而它们是在电子工程技术中常遇到的重要基础知识之一。

制做高质量的精密放大电路,并非轻而易举。不仅需要正确设计或选择电路、合理选择元器件,而且应重视抑制干扰和噪声等措施,并精心布线、焊接和调试,才能奏效。

^① 见[6-7]393~398页。

本章附录

6A 集成运放 C7650 简介^①

第四代集成运放 C7650 (国外同类产品的型号有 ICL 7650) 是大规模集成电路, 它是 CMOS 器件, 因而输入偏置电流、输入失调电流都很小, 输入电阻很大。此外, 它的开环差模电压放大倍数和共模抑制比很大, 而输入失调电压及温漂却很小 (详见前面的表 6-1)

一、工作原理

我们设想, 如果能把运放两个输入端短路时或加共模输入信号时的输出

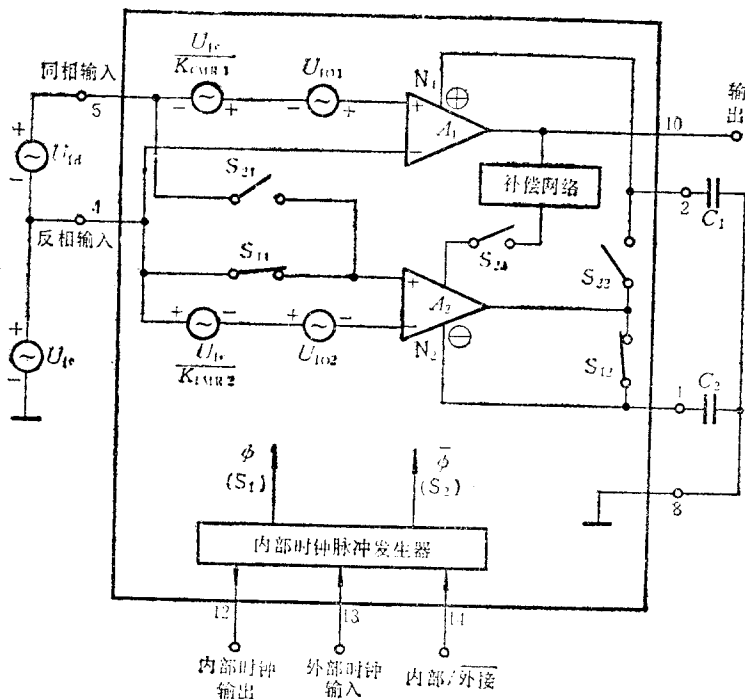


图 6A-1 集成运放 C7650 工作原理示意图

^① 参阅王国定：“第四代集成运放——5G7650 差分式斩波稳零放大器”，《电子科学技术》，1983 年第 11 期。

电压(简称为误差电压)先用电容器寄存起来(将此过程简称为采样),再与运放正常工作时的输出电压相减(将此过程简称为校零),则可有效地减小失调电压、失调电流及温度变化和电源电压波动所引起的漂移,也可有效地抑制共模信号。集成运放 C 7650 就是在这种思想的基础上发展起来的,它的电路原理图如图 6A-1 所示。

图中有两个放大器, A_1 是主放大器, A_2 是校零放大器。它们各有三个输入端,除了象普通运放一样具有反相输入端和同相输入端外,还各有一个校零输入端 N 。 A_1 的 N_1 与输出是同相关系, A_2 的 N_2 与输出是反相关系。此外,为了便于分析,我们在图中画出了它们的失调电压 U_{IO} 和共模信号等效到输入端的电压 $\frac{U_{IC}}{K_{CMR}}$ ^①, 因此可将 A_1 和 A_2 视为无失调、 $K_{CMR}=\infty$ 的运放。

图中的补偿网络,用来减小高频时产生的相移。分析基本工作原理时,可以不考虑它的作用。

图中的内部时钟脉冲发生器控制模拟开关 S_{11} 、 S_{12} 和 S_{21} 、 S_{22} 、 S_{23} , 实现采样阶段和校零阶段交替工作。下面分别介绍这两个阶段的工作情况。

1. 采样阶段

如前所述,在采样阶段,其目的是要将运放 A_2 的误差电压寄存在电容器上。为此将开关 S_{11} 和 S_{12} 接通,并将开关 S_{21} 、 S_{22} 和 S_{23} 断开。此时图 6A-1 可化简为图 6A-2。图中电容器 C_2 与放大器 A_2 的输出端接在一起,因此 C_2

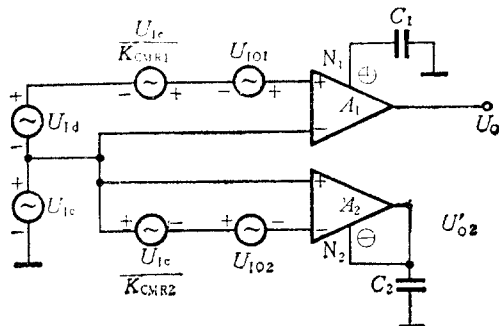


图 6A-2 采样阶段等效电路

① 图中共模信号 U_{IC} 所引起的输出电压变化量是 $U_{0c} = A_{oc} U_{IC}$, 折合到输入端是

$$\frac{U_{0c}}{A_{od}} = \frac{A_{oc}}{A_{od}} U_{IC} = \frac{U_{IC}}{K_{CMR}}.$$

两端的电压将等于误差电压 U'_{02} (设采样阶段时间足够长), 它可由下式求出

$$U'_{02} = A_{02} \left(U_{102} + \frac{U_{1c}}{K_{CMR2}} \right) - A'_{02} U'_{02} \quad (6A-1)$$

即
$$U'_{02} = \frac{A_{02}}{1 + A'_{02}} \left(U_{102} + \frac{U_{1c}}{K_{CMR2}} \right) \quad (6A-2)$$

其中 A_{02} 是放大器 A_2 的开环差模电压放大倍数, A'_{02} 是放大器 A_2 的校零输入端 N_2 到输出端的电压放大倍数。

由于 $A'_{02} \gg 1$, 因此式 (6A-2) 可近似简化为

$$U'_{02} = \frac{A_{02}}{A'_{02}} \left(U_{102} + \frac{U_{1c}}{K_{CMR2}} \right) \quad (6A-3)$$

至于采样阶段放大器 A_1 的工作情况, 将在以后说明。

2. 校零阶段

校零阶段的目的是将采样阶段寄存在电容器 C_2 上的误差电压与放大器 A_2 正常工作时所产生的误差电压相互抵消, 以消除失调及其漂移和共模信号对放大器 A_2 输出的影响, 并将 A_2 的输出送至运放 A_1 的第三输入端 N_1 , 以加强 A_1 的输出信号。为此将图 6A-1 中的开关 S_{11} 和 S_{12} 断开, S_{21} 、 S_{22} 和 S_{23} 接通。在这种情况下, 图 6A-1 可简化为图 6A-3, 图中省略了补偿网络。

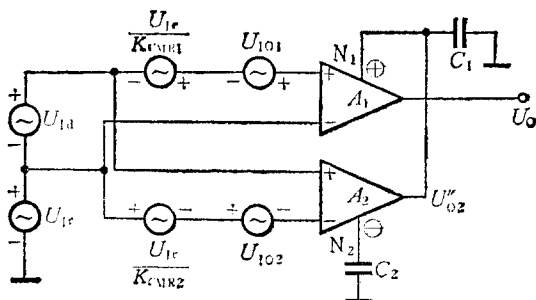


图 6A-3 校零阶段的等效电路

由此图可知, 放大器 A_1 和 A_2 的输入端相互并联, 差模输入信号 U_{1d} 和共模输入信号 U_{1c} 都加到 A_1 和 A_2 的输入端。电容 C_2 接 A_2 的校零输入端 N_2 , 它的输入电阻很大。若 C_2 为高质量的电容器, 其漏电可忽略不计, 则 C_2

保持采样阶段结束时放大器 A_2 的误差电压 U'_{O2} 不变, 即 A_2 校零端 N_2 的输入电压就是前面式 (6A-3) 中的 U'_{O2} 。因此校零阶段放大器 A_2 的输出电压是

$$U''_{O2} = A_{o2} \left(U_{Id} + U_{IO2} + \frac{U_{Ic}}{K_{CMR2}} \right) - A'_{o2} U'_{O2}$$

将式 (6A-3) 代入上式, 可得

$$U''_{O2} = A_{o2} \left(U_{Id} + U_{IO2} + \frac{U_{Ic}}{K_{CMR2}} \right) - A'_{o2} \cdot \frac{A_{o2}}{A'_{o2}} \left(U_{IO2} + \frac{U_{Ic}}{K_{CMR2}} \right)$$

$$\text{即 } U''_{O2} = A_{o2} U_{Id} \quad (6A-4)$$

可见 U_{IO2} 和 $\frac{U_{Ic}}{K_{CMR2}}$ 对放大器 A_2 输出电压的影响被抵消了, 使 U''_{O2} 只与差模输入电压成正比。 U_{Id} 被放大 A_{o2} 倍 (A_{o2} 较大, 约 10^5) 后, 送给放大器 A_1 的校零输入端 N_1 , 因此 A_1 的输出电压是

$$U_O = A_o \left(U_{Id} + U_{IO1} + \frac{U_{Ic}}{K_{CMR1}} \right) + A'_{o1} U''_{O2} \quad (6A-5)$$

其中的 A'_{o1} 是放大器 A_1 的校零输入端 N_1 到输出端的电压放大倍数。

将式 (6A-4) 代入上式, 可得

$$U_O = (A_{o1} + A'_{o1} A_{o2}) U_{Id} + A_{o1} U_{IO1} + \frac{A_{o1}}{K_{CMR1}} U_{Ic} \quad (6A-6)$$

根据上式和差动放大电路概念可知:

(1) 总的开环差模电压放大倍数是

$$A_{od} = A_{o1} + A'_{o1} A_{o2}$$

由于 $A'_{o1} A_{o2} \gg A_{o1}$, 而且通常 $A'_{o1} \approx A_{o1}$, 因此

$$A_{od} \approx A_{o1} A_{o2} \quad (6A-7)$$

(2) 失调电压 U_{IO1} 在放大器 A_1 输出端产生的 $A_{o1} U_{IO1}$ 折合到输入端 (指管脚 4 和 5) 是

$$U_{IO} = \frac{A_{o1} U_{IO1}}{A_{od}} \approx \frac{A_{o1} U_{IO1}}{A_{o1} A_{o2}} = \frac{U_{IO1}}{A_{o2}} \quad (6A-8)$$

由于上式中的 A_{o2} 一般约为 10^5 , 因此即使 U_{IO1} 高达 50mV , 折合到输入端也只有 $0.5\mu\text{V}$ 。但由于电容器 C_1 和 C_2 存在漏电, 介质损耗和吸附效应等原因, 造成采样保持误差, 所以 C7650 实际的失调电压一般比 $0.5\mu\text{V}$ 大一些。在 C_1 和 C_2 采用高质量电容器, 并保证焊接等工艺质量的条件下, C7650 的失调电压不超过 $5\mu\text{V}$ 。它比一般集成运放的失调电压小得多, 因此通常不需要调零。

(3) 式(6A-6)右边第三项与共模输入电压之比就是总的共模电压放大倍数,即

$$A_{oc} = \frac{\frac{A_{o1}}{K_{CMR1}} U_{ic}}{U_{ic}} = \frac{A_{o1}}{K_{CMR1}} \quad (6A-9)$$

由上式和式(6A-7)可知总的共模抑制比是

$$K_{CMR} = \frac{A_{od}}{A_{oc}} = A_{o2} K_{CMR1}$$

可见总的共模抑制比比 A_1 的共模抑制比大 A_{o2} 倍,而 A_{o2} 一般约为 10^6 ,因此 C7650 的共模抑制比高达 10^6 以上。

此外,在校零阶段电容器 C_1 与放大器 A_2 的输出端接在一起,将 U_{o1} 寄存在电容器 C_1 上。当时钟脉冲改变图 6A-1 中各开关的接通、断开状态,使电路进入下一个采样阶段时,由于电容器 C_1 的保持作用,放大器 A_1 的 N_1 端的输入电压仍为 U_{G2} ,使放大器 A_1 的输出电压与 U_{id} 、 U_{ic} 及 U_{IO1} 的函数关系还是式(6A-6)。由于在时钟脉冲的控制下,采样阶段和校零阶段不断交替进行,电容器 C_1 和 C_2 各自寄存放大器 A_2 的信号输出电压和误差电压,并分别送给放大器 A_1 和 A_2 的校零输入端,使失调电压及温漂很小,共模抑制比很大,因此 C7650 是一种高稳定性精密集成运放。

二、注意事项

虽然集成运放 C7650 具有 r_{id} 、 A_{od} 、 K_{CMR} 都很大, I_{IB} 、 I_{IO} 和 U_{IO} 及其温漂都很小等优点,但有以下几点值得注意:

1. 电容器 C_1 和 C_2 的采样保持精度十分重要,因此它们的容量应恰当,一般取 $C_1 = C_2 = 0.1\mu F$,而且应采用漏电小、损耗小、吸附效应小的高质量产品,例如聚苯乙烯电容器。

2. 前面所述工作原理说明,集成运放 C7650 的输出电压含有因模拟开关换向而引起的谐波,因此应当避免输入信号频率与斩波频率相同或接近。必要时可将它的引脚 14 接地,从引脚 13 输入频率合适的外部时钟脉冲。

3. 由于 C7650 是 CMOS 器件,它的最大电源电压为 $\pm 8V$,一般用 $\pm 5V$,因此输出电压的幅度比一般集成运放低。

4. C7650 的带宽较窄,不宜用来放大频率较高的信号。

参 考 文 献

[6-1] 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), 高等教育出版社, 北京, 1986 年

[6-2] 谢嘉奎主编:《电子线路》(线性部分), 高等教育出版社, 北京, 1983 年

[6-3] 雷振烈编:《电子设备的防干扰设计》, 天津科学技术出版社, 天津, 1985 年

[6-4] 清华大学电子学教研组编, 童诗白主编:《模拟电子技术基础》(下册), 人民教育出版社, 北京, 1981 年

[6-5] 清华大学电子工程系、工业自动化系编:《晶体管电路》(第一册), 科学出版社, 北京, 1973 年

[6-6] 张乃国编:《电子测量技术》, 人民邮电出版社, 北京, 1985 年

[6-7] 蒋焕文、孙续编:《电子测量》, 计量出版社, 北京, 1983 年

[6-8] 张郁弘、庄灿涛编著:《晶体管运算放大器及其应用》, 国防工业出版社, 北京, 1978 年

[6-9] 吉林工业大学常健生编:《检测与转换技术》, 机械工业出版社, 北京, 1981 年

[6-10] 赵保经主编:《中国集成电路大全》(集成运算放大器), 国防工业出版社, 北京, 1985 年

[6-11] [匈]M. 赫彼著, 谢瑞和译:《模拟集成电路》, 高等教育出版社, 北京, 1984 年

[6-12] [日]横井与次郎著, 陈挺译:《线性集成电路实用电路手册》, 国防工业出版社, 北京, 1984 年

[6-13] Paul Horowitz and Winfield Hill: *The Art of Electronics*, Cambridge University Press, 1980

[6-14] Henry W. Ott: *Noise Reduction Techniques in Electronic Systems*, John Wiley and Sons, 1976

[6-15] Jiří Dostál: *Operational Amplifiers*, Elsevier Scientific Publishing Company, New York, 1981

思考题和习题

题 6-1 试分别指出下列各种说法是否正确(在各小题之后的括号中打✓或×表示)。

(1) 若信号源内阻的变化范围不超过 $100\Omega \sim 10k\Omega$, 且要求放大电路的误差不超过 $\pm 0.01\%$, 则应采用反比例电路。 ()

(2) 精密放大电路中集成运放的通频带越宽越好。 ()

(3) 如果输入信号是直流电压的变化量, 则应选择通频带窄的集成运放构成放大电路。 ()

(4) 精密放大电路中的集成运放应选择高质量的, 而电阻器可采用一般碳膜电阻器。 ()

(5) 放大电路的干扰有可能完全消除。 ()

(6) 放大电路的噪声有可能完全消除。 ()

(7) 如果放大电路采用干电池供电, 则可完全消除各种干扰。 ()

(8) 精密放大电路都应当由第四代集成运放 C7650 和精密线绕电阻器构成。 ()

题 6-2 分别从下面各小题后面的括号中选择正确的答案填空。

(1) 放大电路工作在____时, 稳定性好。(a. 露天, b. 恒温室内, c. 没有空调设备的房间内)

(2) ____时放大电路的噪声小。(a. 夏天, b. 冬天)

(3) 若不考虑人为因素, 则____时放大电路的干扰小。(a. 夏天, b. 冬天)

(4) 测量精密放大电路的精度时, 最好在____进行。(a. 上午, b. 下午, c. 深夜)

(5) 如果希望放大微弱的声音和图象信号(例如通过人造卫星转播的电视信号), 放大电路必须____。(a. 误差足够小, b. 信噪比足够高)

(6) 由优质元器件构成的放大电路____小。(a. 干扰, b. 噪声)

(7) 输入信号的幅度越大, 放大电路的相对误差越____。(a. 大, b. 小)

题 6-3 比例放大电路产生误差的主要原因是什么? 如何减小误差?

题 6-4 设反比例放大电路(见第五章的图 5-1)中的 R_1 和 R_f 的标称值分别为 $10k\Omega$ 和 $100k\Omega$, 误差等级为 $\pm 0.01\%$, 电阻温度系数的绝对值不超过 $0.001\%/^{\circ}\text{C}$, R_f 的标称值为 $9.1k\Omega$, 误差不超过 $\pm 5\%$ 的金属膜电阻器, 集成运放为 C7650(其参数见表 6-1), 环境温度的变化范围不超过 $(20 \pm 20)^{\circ}\text{C}$, 运放电源电压变化的影响可以忽略, 输入信号是 300mV 的直流电压。试按最不利的情况估算它的相对误差之绝对值。

题 6-5 如果希望将缓慢变化的直流输入电压放大 100 倍, 作为数据采集系统中 A/D 变换器的输入信号, 要求在 $(20 \pm 10)^{\circ}\text{C}$ 范围内和集成运放电

源电压随电网电压波动变化 0.1V 的条件下, $U_i=15\text{mV}$ 时放大电路的相对误差不超过 $\pm 0.1\%$, 输入电阻不低于 $100\text{M}\Omega$ 。试问: 应选择哪种类型的放大电路? 可选择什么型号的集成运放? 并指出所需电阻器的精度和温度系数等级。

题 6-6 设电压跟随器(见第五章的图 5-5)中的 R_f 和 R' 均等于零, 集成运放为 F725(其参数见表 6-1), 环境温度的变化范围为 $10^\circ\text{C}\sim 30^\circ\text{C}$, 运放电源电压变化的影响可忽略, 输入信号是 100mV 的直流电压, 试按最不利的情况分别估算它在下列条件下的相对误差之绝对值。

(1) 不调零。

(2) 在 10°C 条件下调零, 使 $U_i=0$ 时 U_o 的绝对值不超过 $10\mu\text{V}$ 。

(3) 在 20°C 条件下调零, 使 $U_i=0$ 时 U_o 的绝对值不超过 $10\mu\text{V}$ 。

题 6-7 设比例放大电路中集成运放的 $f_H\leq 10\text{Hz}$, 已知当正弦输入信号的频率为 100Hz 、有效值为 300mV 时它的相对误差为 0.1% , 若将输入信号的频率提高到 1kHz , 其幅值不变, 试估算它的相对误差将变为多大?

题 6-8 简述集成运放 7650 的主要优缺点, 并与 F741 相比较。

题 6-9 试求图 6-8 电路输出电压与输入电压 U_{i1} 、 U_{i2} 的函数关系(按理想情况考虑)。

题 6-10 设图 6-9 电路中的 $R_1=100\Omega$, $R_2=10\text{k}\Omega$, $U_{i1}=3.005\text{V}$, $U_{i2}=3.000\text{V}$, 试估算理想情况下它的输出电压值。

题 6-11 如果放大电路的输入端接直流电压时, 它的输出电压含有 50Hz 的交流成份, 问: 这是由于干扰还是由于噪声造成的? 如何抑制?

题 6-12 干扰与噪声有什么区别? 各有哪些常用的抑制措施? 从原则上讲, 哪一种可以完全消除, 哪一种只能抑制不能消除?

第七章 有源滤波电路

在一个实际的电子系统中，它的输入信号往往因受干扰等原因而含有一些不必要的成份，应当设法将它衰减到足够小的程度。在另一些场合，我们需要的信号和别的信号混在一起，应当设法把前者挑选出来。为了解决上述问题，可采用有源滤波电路。本章将先阐述有关滤波电路的基础知识，然后介绍有源低通滤波、有源高通滤波、有源带通滤波、有源带阻滤波、有源全通滤波电路的构成和主要性能。

7.1 滤波电路的基础知识

7.1.1 滤波电路的功能

滤波电路的功能是让指定频段的信号能比较顺利地通过，而对其他频段的信号起衰减作用，例如低通滤波电路使低频信号能顺利通过，而使高频信号受到抑制。图 7-1 是低通滤波电路的幅

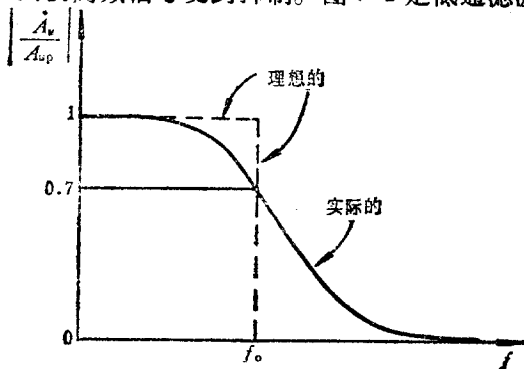


图 7-1 低通滤波电路的幅频特性

频特性示意图。图中的 A_{up} 是通带电压放大倍数。对于低通滤波电路而言, $f=0$ 时输出电压与输入电压之比就是 A_{up} 。当 $|A_u|$ 下降到 $|A_{up}|$ 的 70% 时的频率称为通带截止频率^①, 记为 f_p 。

7.1.2 无源滤波电路和有源滤波电路

我们知道电感的感抗与频率成正比, 电容的容抗与频率成反比, 因此用电感和电容可组成滤波电路, 称为 LC 滤波电路。图 7-2 就是一种简单的低通滤波电路。当信号的频率升高时, 电感的感抗增加, 电容的容抗减少, 它们使负载两端得到的电压幅值下降, 因此高频信号衰减较多。而当频率很低时, 感抗接近于零, 容抗近似于无穷大, 信号基本上不受损失, 所以这种 LC 滤波电路可以有较好的低通滤波特性。但当希望通带截止频率 f_p 很低时, 为了保证滤波性能, 势必要求电感量很大, 致使电感的重量和体积过大, 既不易制做(特别是不便于集成化), 而且成本高, 有时还需要加磁屏蔽, 给制造和安装带来不便。因此除了在大功率电路中有时还必须选用外, 在低频信号传输电路中一般应尽量避免使用电感。

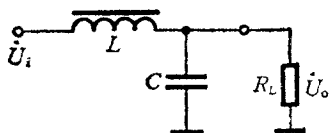


图 7-2 简单的 LC 低通滤波电路

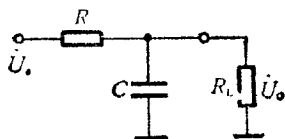


图 7-3 简单的 RC 低通滤波电路

为了克服滤波电路因采用电感而存在的缺点, 可以用电阻和电容组成滤波电路, 称为 RC 滤波电路。将图 7-2 中的电感换成电阻便成了 RC 低通滤波电路, 如图 7-3 所示。这个电路使高频

^① 有些滤波电路的幅值随频率起伏变化, 例如切比雪夫滤波器。只要在通带内幅频特性下降的幅度不超过 3dB(通常如此), 仍可按该定义计算 f_p 。

信号衰减的原理已在第三章的频率特性一节中讨论过, 此处不再重复。 RC 滤波电路和 LC 滤波电路都是由无源元件(电阻、电容和电感)组成, 因此被称为无源滤波电路。

RC 滤波电路虽然没有 LC 滤波电路的那些缺点, 但 RC 滤波电路中的电阻不仅消耗我们希望抑制的那些信号的能量, 而且消耗我们希望顺利通过的信号的能量。所以 RC 滤波电路的性能较差。怎样克服这个缺点呢? 我们知道放大电路能将信号放大, 因此可以设法用放大电路和 RC 网络组成有源滤波电路, 以提高滤波性能。集成运放具有开环电压放大倍数大、输入电阻大、输出电阻小等优点, 因此常用集成运放(工作在线性区)和 RC 网络组成有源滤波电路。

与无源滤波电路相比, 由集成运放和 RC 网络组成的有源滤波电路(以下所用“有源滤波电路”一词一般是指这种有源滤波电路而言)有很多优点, 主要是:

1. 由于不使用电感元件, 因此体积小、重量轻, 也不需要加磁屏蔽。

2. 有源滤波电路中的集成运放可加电压串联负反馈, 使输入阻抗高, 输出阻抗低, 输入与输出之间具有良好的隔离, 因此只要将几个低阶滤波电路串接起来, 就可以得到高阶滤波电路, 一般不需要象 LC 滤波电路那样考虑级间相互影响。

3. 除了起滤波作用外, 还可以将信号放大, 而且放大倍数容易调节。

有源滤波电路的缺点主要有:

1. 由于通用型集成运放的带宽一般较窄, 因此有源滤波电路通常不宜用于高频范围, 一般使用频率在几十千赫以下。不过当频率高于 10 kHz 时, 采用 LC 无源滤波电路可以获得较好的效果。对于带通滤波, 还可以采用陶瓷滤波器和声表面波滤波器等,

读者可参阅参考文献①。

2. 因为采用有源器件, 所以必须设置提供能量的直流电源, 有源滤波电路才能正常工作。它不象无源滤波电路那样容易做成浮置式(即两端都不接地)。

3. 可靠性较差。

4. 不适合在高压或大电流条件下使用。

7.1.3 滤波电路的种类

滤波电路的种类很多, 可以按各种不同的方法分类。

一、滤波电路按所处理的信号是连续变化的还是离散的, 可分为模拟滤波电路和数字滤波电路。本章只讨论模拟滤波电路。关于数字滤波电路, 读者可参阅参考文献②。

二、按是否采用有源元件, 滤波电路可分为无源滤波电路和有源滤波电路。

三、按幅频特性的不同, 滤波电路可分为低通滤波电路(以后简称 LPF③)、高通滤波电路(以后简称 HPF④)、带通滤波电路(以后简称 BPF⑤)、带阻滤波电路(以后简称 BEF⑥)和全通滤波电路(以后简称 APF⑦), 图 7-4 中画出了它们的幅频特性示意图, 从图中可以看出以下几点:

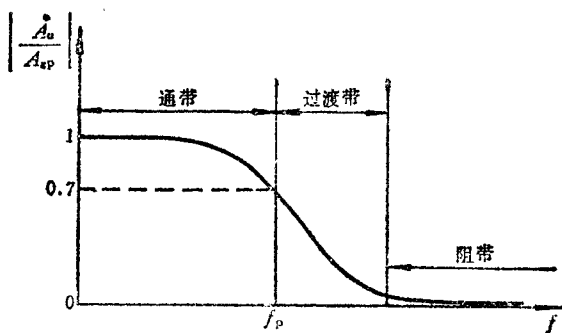
1. 在通带内或阻带内幅频特性基本是水平的, 阻带内的电压放大倍数为零或近似为零。通带电压放大倍数用 A_{up} 表示。

2. 通带截止频率用 f_p 表示, 它的定义与前面第二章中放电路上限截止频率、下限截止频率的定义类似, 即滤波电路输出电

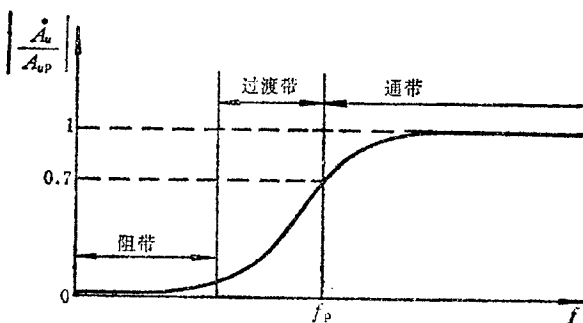
① 见[7-2]528~531页。

② 见[7-8]第11~13章。

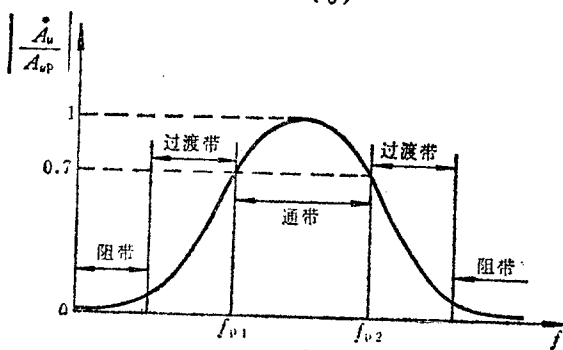
③~⑦ 分别为 Low Pass Filter, High Pass Filter, Band Pass Filter, Band Elimination Filter, All Pass Filter 的缩写。



(a)



(b)



(c)

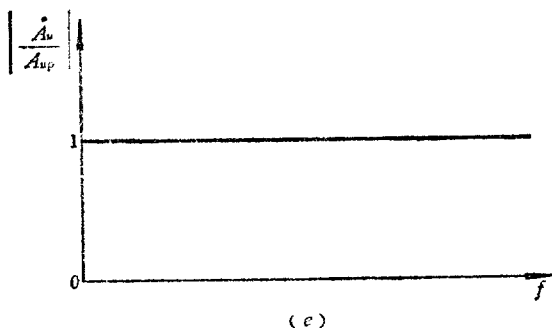
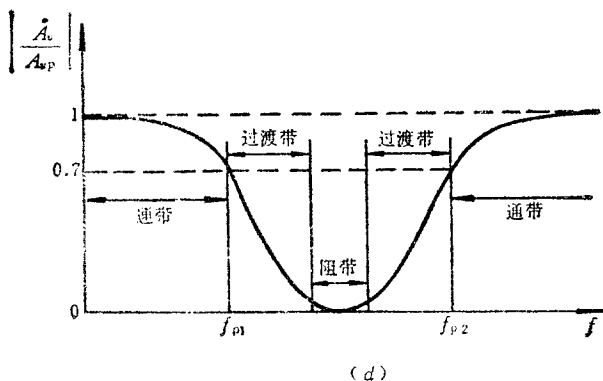


图 7-4 五种滤波电路的幅频特性示意图

- (a) 低通滤波电路幅频特性示意图 (b) 高通滤波电路幅频特性示意图
 (c) 带通滤波电路幅频特性示意图 (d) 带阻滤波电路幅频特性示意图
 (e) 全通滤波电路幅频特性示意图

压与输入电压之比的模随频率变化下降到通带电压放大倍数 A_{vp} 的 70% 时所对应的频率称为 f_p 。

3. 通带与阻带之间的频段称为过渡带, 过渡带越窄说明滤波电路的选择性越好。理想的滤波电路没有过渡带。

4. 全通滤波电路没有阻带和过渡带, 它的通带是从零到无穷大, 但相移的大小随频率改变。

四、按截止频率 f_p 附近幅频特性或相频特性的不同, 滤波电

路又分为巴特沃斯(Butterworth)滤波器、切比雪夫(Chebyshev)滤波器和贝塞耳(Bessel)滤波器等。关于它们的特点可参阅本章附录 7 A。

7.1.4 滤波电路的用途

LPF 主要用在信号处于低频(或直流成份),并且需要削弱高次谐波或频率较高的干扰和噪声等场合。例如整流电路中的滤波环节,广播收音机检波后的滤波环节等都属于 LPF。HPF 主要用在信号处于高频并且需要削弱低频(或直流成份)的场合,最突出的例子是阻容耦合放大电路。BPF 主要用来突出有用频段的信号,削弱其余频段的信号或干扰和噪声,从而提高信噪比,常用在载波通信、弱信号的提取等场合。BEF 主要用来抑制干扰,例如信号中常含有不需要的交流电网频率,可针对该频率加 BEF,使之削弱。在一个较复杂的电子设备中,可能有几种不同的滤波电路。例如无线电接收机(其接收对象是调幅波或调频波信号,它含有低频成分),在它的输入回路可能需要 HPF;在调谐部分可能需要 BPF;在电源和信号放大部分可能需要 LPF 和 BEF。

7.2 低通滤波电路(LPF)

LPF 按其传递函数分母中 s 的最高指数分为一阶 LPF、二阶 LPF 和高阶 LPF,下面分别介绍。

7.2.1 一阶 LPF

一、电路的构成

前面的图 7-3 电路是最简单的 RC 无源低通滤波电路,它的突出缺点是带负载能力差。若图中的电阻 $R=27\text{ k}\Omega$,那么当输出端接 $3\text{ k}\Omega$ 的负载电阻时,则对于直流信号而言,输出电压只有输

入电压的十分之一,而当 R_L 开路时,输出电压等于输入电压。虽然减小 R 的阻值可以提高带负载能力,但必须增大电容的容量才能保证同样的滤波效果。而电容的容量不能太大,否则电容的漏电和体积将成为问题。我们知道,加电压跟随器可以提高带负载能力,因此只要在图 7-3 电路中的 RC 网络与 R_L 之间接入电压跟随器,即象图 7-5 电路那样就可以克服上述缺点。由于集成运放是有源器件,因此图 7-5 电路属于有源低通滤波电路。图中集成运放接成电压跟随器形式,它的直流输入电阻可高达 $1000\text{ M}\Omega$ 以上,输出阻抗可低至 $0.1\text{ }\Omega$ 以下,带负载能力很强。如果图 7-5 电路中的 A 选用输入偏置电流小的高阻型集成运放,还可以根据需要适当加大电阻 R 。

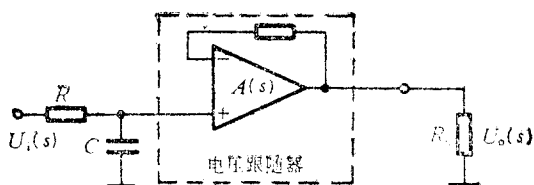


图 7-5 最简单的有源低通滤波电路

如果希望 LPF 不仅具有滤波功能,而且能起放大作用,那么只要将图 7-5 电路中的电压跟随器改为同相比比例电路就可以了,即如图 7-6 所示。下面介绍它的主要性能。

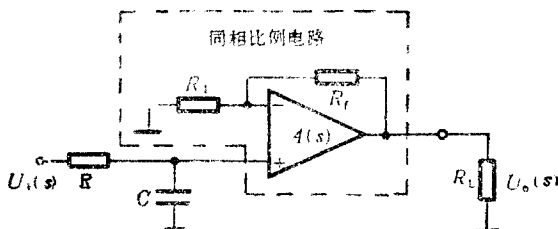


图 7-6 $A_{vo} > 1$ 的一阶 LPF

二、主要性能

1. 通带电压放大倍数

LPF 的通带电压放大倍数就是 $f=0$ 时输出电压与输入电压之比。而对于直流信号而言,图 7-6 电路中的电容相当于开路,因此它的通带电压放大倍数就是同相比例电路的电压放大倍数,即

$$A_{up} = 1 + \frac{R_f}{R_1} \quad (7-1)$$

2. 传递函数

由图 7-6 电路可知,输出电压与运放同相端电位的关系是

$$U_o(s) = A_{up} \cdot U_+(s) \quad (7-2)$$

而 $U_+(s)$ 与输入电压的关系是

$$U_+(s) = \frac{1}{1 + sCR} U_i(s) \quad (7-3)$$

由以上两式可得该电路的传递函数是

$$A_u(s) = \frac{U_o(s)}{U_i(s)} = \frac{1}{1 + sCR} A_{up} \quad (7-4)$$

可见其传递函数是一阶的,因此称为一阶 LPF。

3. 通带截止频率

将式(7-4)中的 s 换成 $j\omega$, 并令 $\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{RC}$ (f_0 与元件参数有关,称为特征频率),则可得

$$A_u = \frac{A_{up}}{1 + j\frac{f}{f_0}} \quad (7-5)$$

由上式可以看出,当 $f=f_0$ 时 $|A_u| = \frac{1}{\sqrt{2}} A_{up}$, 因此通带截止频率是

$$f_p = f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (7-6)$$

由式(7-5)可画出图 7-6 电路的幅频特性如图 7-7 所示, 可见当 $f \gg f_0$ 时, 其衰减斜率为 -20 dB/十倍频 。

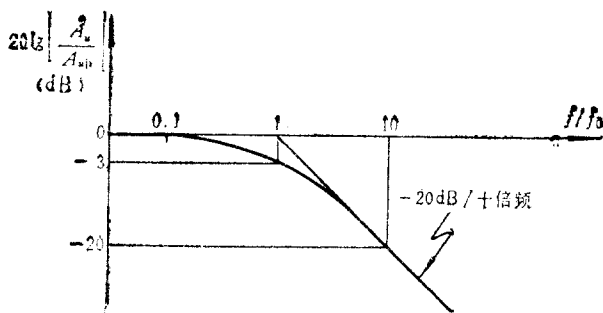


图 7-7 图 7-6 电路的幅频特性

7.2.2 简单的二阶 LPF

一、电路的构成

前面介绍的一阶 LPF 电路结构简单, 但它的幅频特性最大衰减斜率只有 -20 dB/十倍频 , 因此选择性差。怎样改进呢? 只要将 RC 网络由一节改为两节, 即构成如图 7-8 所示简单的二阶 F \odot

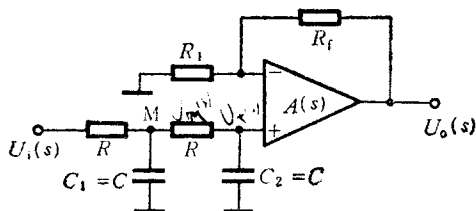


图 7-8 简单的二阶 LPF

LP, 便可加大衰减斜率。下面分析这个电路的主要性能。

二、主要性能

1. 通带电压放大倍数仍为式(7-1)。

2. 传递函数

由图 7-8 电路可列出下面的方程

$$U_o(s) = A_{up} \cdot U_+(s) \quad (7-7)$$

$$U_M(s) = \frac{\frac{1}{sC} \parallel \left(R + \frac{1}{sC} \right)}{R + \left[\frac{1}{sC} \parallel \left(R + \frac{1}{sC} \right) \right]} U_i(s) \quad (7-8)$$

$$U_+(s) = U_M(s) \cdot \frac{1}{1 + sCR} \quad (7-9)$$

解之, 可得图 7-8 电路的传递函数如下

$$A_u(s) = \frac{U_o(s)}{U_i(s)} = \frac{A_{up}}{1 + 3sCR + (sCR)^2} \quad (7-10)$$

可见其传递函数是二阶的。因此图 7-8 电路是二阶 LPF。

3. 通带截止频率

将上面式(7-10)中的 s 换成 $j\omega$, 并令 $\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{RC}$, 则式(7-

10) 可化简为

$$\dot{A}_u = \frac{A_{up}}{1 - \left(\frac{f}{f_0} \right)^2 + j3 \frac{f}{f_0}} \quad (7-11)$$

当 $f = f_p$ 时, 上式右边的分母之模应等于 $\sqrt{2}$, 即

$$\left| 1 - \left(\frac{f_p}{f_0} \right)^2 + j3 \frac{f_p}{f_0} \right| = \sqrt{2}$$

解之可得

$$f_p = \sqrt{\frac{\sqrt{53}-7}{2}} f_0 \approx 0.37 f_0 \quad (7-12)$$

① 二阶滤波器中的两个电容(或两个电阻)不一定要取相同值。我们取它们二者相等, 是为了计算简便。

将 $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$ 代入上式, 得

$$f_p = \frac{0.37}{2\pi RC} \quad (7-13)$$

4. 幅频特性

根据式(7-11) 可画出图 7-8 电路的幅频特性如图 7-9 所示。该图说明二阶 LPF 在 $f \gg f_0$ 时衰减的斜率为 -40 dB/十倍频 , 与一阶 LPF 相比, 其斜率之绝对值大一倍。

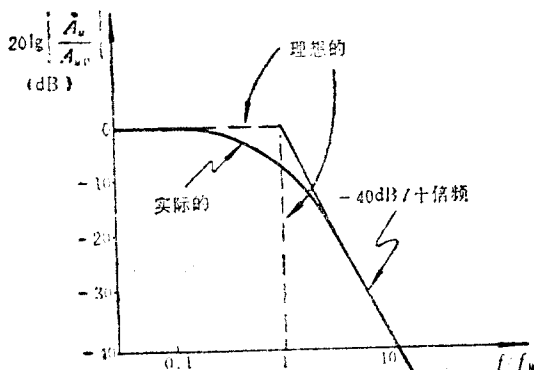


图 7-9 图 7-8 二阶 LPF 的幅频特性

7.2.3 二阶压控电压源 LPF

一、电路的构成

前面介绍的简单二阶 LPF, 虽然在 $f \gg f_0$ 时幅度特性的斜率之绝对值较大, 但在 f_0 附近的幅频特性与理想的 LPF 特性 (如图 7-9 中的虚线所示) 差别较大, 即在 $f < f_0$ 附近, 幅频特性曲线已开始下降, 而在 $f > f_0$ 附近它的下降斜率还不够大 (指绝对值)。我们可以设想, 如果能使 f_0 附近的电压放大倍数之模加大, 则幅频特性可以得到改善。具体的做法是将图 7-8 电路中电容 C_1 的接地

端改接到集成运放的输出端,形成反馈,如图 7-10 所示^①。对于反馈信号而言,电容 C_1 具有超前作用,而电容 C_2 具有滞后作用。因此只要参数合适,可使该电路在 f_0 附近的反馈极性为正,又不致造成自激振荡,从而使 f_0 附近的电压放大倍数得到提高。而当 $f \ll f_0$ 时电容 C_1 的阻抗大,反馈信号较弱,对电压放大倍数影响不大。当 $f \gg f_0$ 时信号被 C_2 衰减,输出电压的幅值小,反馈信号较弱,对电压放大倍数影响也不大。以上粗略的定性分析说明,图 7-8 电路中的电容 C_1 接地的一端改接到运放的输出端,变成图 7-10 电路后,有可能改善 f_0 附近的幅频特性。至于在什么条件下可使幅频特性得到改善,能改善到什么程度,可通过下面的计算得出结论。

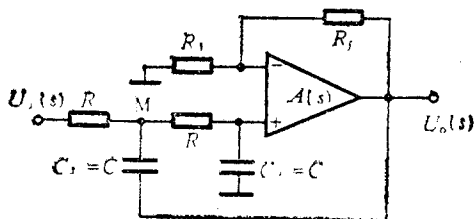


图 7-10 二阶压控电压源 LFF

二、主要性能

1. 通带电压放大倍数与图 7-8 电路一样,仍为式(7-1)所示。

2. 传递函数

集成运放同相输入端的对地电压与输出电压的关系是

$$U_+(s) = \frac{1}{A_{up}} U_o(s) \quad (7-14)$$

$U_+(s)$ 与 M 点电位的关系是

^① 此电路是 Sallen 与 Key 两人于 1955 年提出的,故称为塞伦-凯型 LFF。由于这个电路中的运放和电阻 R_1 、 R_f 组成电压控制的电压源,故它又称为压控电压源 (VCVS) LFF。

$$U_+(s) = \frac{1}{1 + sCR} U_M(s) \quad (7-15)$$

由节点(M点)电流法可得:

$$\frac{U_i(s) - U_M(s)}{R} - [U_M(s) - U_o(s)]sC - \frac{U_M(s) - U_+(s)}{R} = 0 \quad (7-16)$$

将式(7-14)、式(7-15)和式(7-16)联立求解, 可求出图 7-10 电路的传递函数是

$$A_u(s) = \frac{A_{up}}{1 + (3 - A_{up})sCR + (sCR)^2} \quad (7-17)$$

上式表明图7-10电路的通带电压放大倍数应小于3, 否则 $A_u(s)$ 将有极点处于右半 s 平面或虚轴上, 电路不能稳定工作。若希望 $A_{up} > 3$, 可采用二阶无限增益多路反馈 LPF, 读者可参阅本章附录 7B。

3. 频率特性

将式(7-17)中的 s 换成 $j\omega$, 并令 $\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{RC}$, 可得

$$A_u = \frac{A_{up}}{1 - \left(\frac{f}{f_0}\right)^2 + j(3 - A_{up}) \frac{f}{f_0}} \quad (7-18)$$

将上式与式(7-11)进行比较, 可知图 7-8 电路中电容 C_1 接地端改接到运放输出, 变成图 7-10 电路后, 其电压放大倍数的差别仅在于 A_u 的分母中虚部系数不同, 即由 3 变成了 $(3 - A_{up})$ 。当 $f \ll f_0$ 或 $f \gg f_0$ 时, 式(7-11)和式(7-18)近似相等, 说明图 7-10 电路和图 7-8 电路在 $f \ll f_0$ 和 $f \gg f_0$ 两种情况下幅频特性基本相同。仅在 $f \approx f_0$ 的范围内。两个电路的幅频特性差别较大, 因此下面着重分析图 7-10 电路在 $f = f_0$ 时 A_u 的模与通带电压放大倍数的关系。

当 $f = f_0$ 时式(7-18)可化简为

$$\dot{A}_u \Big|_{f=f_0} = \frac{A_{up}}{j(3-A_{up})} \quad (7-19)$$

我们将 $f = f_0$ 时电压放大倍数的模与通带电压放大倍数之比称为 Q 值。对于图 7-10 电路而言,其值是

$$Q = \frac{1}{3-A_{up}} \quad (7-20)$$

将上式代入式(7-19),再两边取模,则

$$|\dot{A}_u|_{f=f_0} = Q A_{up} \quad (7-21)$$

当 $2 < A_{up} < 3$ 时, $Q > 1$, $|\dot{A}_u|_{f=f_0} > A_{up}$ 。而图 7-8 电路在 $f = f_0$ 时 \dot{A}_u 的模只有通带电压放大倍数 A_{up} 的三分之一。可见将电

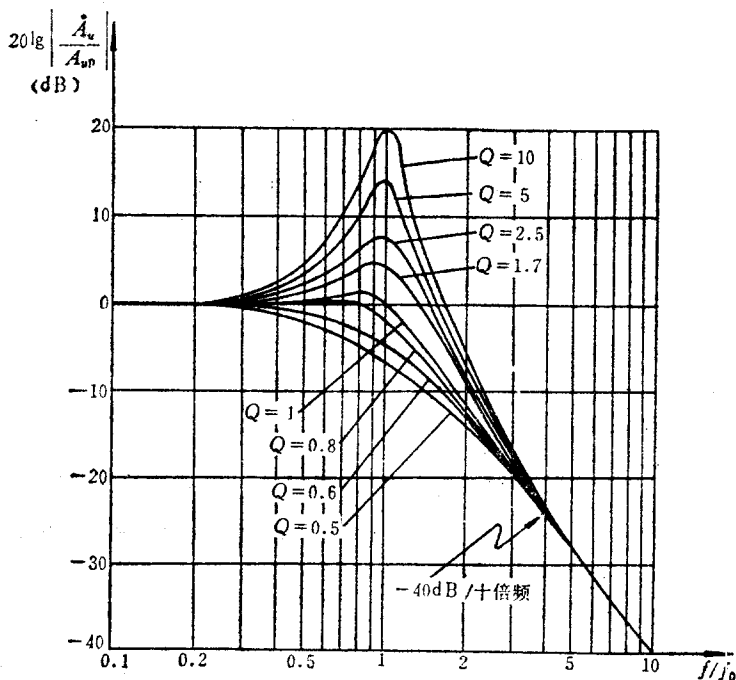


图 7-11 图 7-10 二阶压控电压源 LPF 的幅频特性

容 C_1 接地的一端改接到运放的输出端, 形成反馈后, 可使 \dot{U}_o 的幅值在 $f \approx f_0$ 范围内得到加强, 因此与图 7-8 电路相比较而言, 图 7-10 电路在 Q 值合适的情况下, 其幅频特性比较接近于理想情况。

将式(7-20)代入式(7-18), 可得

$$\dot{A}_u = \frac{A_{up}}{1 - \left(\frac{f}{f_0}\right)^2 + j \frac{1}{Q} \frac{f}{f_0}} \quad (7-22)$$

根据上式可画出 Q 取不同值时的幅频特性, 如图 7-11 所示。可见 Q 值具有重要意义, 不同的 Q 值将使频率特性具有不同的特点。

三、举例

〔例 7-1〕 若要求二阶压控电压源 LPF 的 $f_0 = 400\text{Hz}$, Q 值为 0.7, 试求图 7-10 电路中的各电阻、电容值。

解: 图 7-10 电路中的两个电阻 R 和电容 C 确定特征频率 f_0 的值, 而 Q 值由通带电压放大倍数即电阻 R_1 和 R_f 确定。此外还应符合集成运放两个输入端外接电阻的对称条件 $R_p = R_n$ 。

1. 根据 f_0 的值选择电容 C 的容量, 再求电阻 R 的阻值。

C 的容量应不超过 $1\mu\text{F}$, R 的阻值应在千欧至兆欧范围内选择。

取 $C = 0.1\mu\text{F}$, 则由 $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$ 和题意可得

$$\frac{1}{2\pi R \times 0.1 \times 10^{-6}} = 400$$

即 $R = 3979\Omega$, 可取 $R = 3.9\text{k}\Omega$ 。

2. 根据 Q 值求 R_1 和 R_f

由式(7-20)和题意可知 $\frac{1}{3 - A_{up}} = 0.7$, 即 $A_{up} = 1.57$ 。根据 A_{up} 与 R_1 、

R_f 的关系和集成运放两个输入端外接电阻的对称条件, 可得下面的方程组

$$\begin{cases} 1 + \frac{R_f}{R_1} = 1.57 \\ R_1 \parallel R_f = R + R = 2R \end{cases}$$

解之可得 $R_1 = 5.51 R$, $R_f = 3.14 R$ 。前面已取 $R = 3.9\text{k}\Omega$, 因此 R_1 可取 $21.5\text{k}\Omega$, R_f 可取 $12.2\text{k}\Omega$ 。

7.2.4 高阶 LPF

为了使 LPF 的幅频特性更接近理想情况。可采用高阶 LPF。构成高阶 LPF 有两种方法, 其一是将多个二阶或一阶 LPF 串联起来构成高阶 LPF。例如将两个图 7-10 所示二阶压控电压源 LPF 串联起来, 就是四阶 LPF。当 $f \gg f_0$ 时, 幅频特性的斜率是 -80 dB/十倍频 , 其斜率的绝对值比二阶 LPF 大一倍。

构成高阶 LPF 的另一种方法是用 RC 网络和运放直接组成。这种方法可节省元件, 但设计和计算较复杂, 读者可参阅参考文献①。

7.3 高通滤波电路 (HPF)

HPF 与 LPF 具有对偶关系, 了解这种对偶关系就很容易将 LPF 变换成相应的 HPF, 并得出其传递函数。下面将先阐述这种对偶关系, 再介绍二阶压控电压源 HPF, 然后涉及高阶 HPF。

7.3.1 HPF 与 LPF 的对偶关系

一、幅频特性对偶关系。

如果图 7-4 中 HPF 和 LPF 的通带截止频率相同, 那么 HPF 和 LPF 的幅频特性以垂直线 $f = f_0$ 为对称, 二者随频率的变化是相反的, 即在 f_0 附近, HPF 的 $|A_u|$ 随频率升高而增大。LPF 的 $|A_u|$ 随频率升高而减小

二、传递函数的对偶关系

由 LPF 和 HPF 在幅频特性上的对偶关系可知, 它们的传递函数也有对偶关系, 即如果将 LPF 传递函数中的 s 换成 $\frac{1}{s}$, 并对

① 见 [7-6]16~26 页和 [7-11]108~111 页。

其系数作一些调整,则变成了相应的 HPF 的传递函数。例如,图 7-12(a)所示 LPF 的传递函数是 $A_{uL}(s) = \frac{1}{1 + sCR}$, 将其中的 sCR 换成 $\frac{1}{sCR}$, 即得图 7-12(b) 所示 HPF 的传递函数, 它是

$$A_{uH}(s) = \frac{1}{1 + \frac{1}{sCR}} = \frac{sCR}{1 + sCR}$$

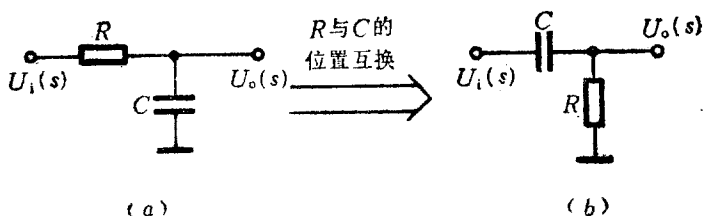


图 7-12 HPF 与 LPF 的对偶关系示意图

(a) LPF

(b) HPF

显然,按上述替换原则所得到的 HPF 与 LPF 的特征频率相同,它们的幅频特性以垂直线 $f = f_0$ 对称。

三、电路结构上的对偶关系

由上述 HPF 与 LPF 的传递函数对偶关系和 RC 电路的性质不难想到 HPF 与 LPF 在电路结构上的对偶关系。即对于图 7-12(a) 所示一阶 LPF 电路而言,将传递函数中的 sCR 换成 $\frac{1}{sCR}$, 意味着将 LPF 传递函数中的 sC 换成 $\frac{1}{R}$ 和将它的 R 换成 $\frac{1}{sC}$, 即将 LPF 电路中起滤波作用的电容换成电阻, 并将起滤波作用的电阻换成电容, 就转换成了相应的 HPF。

7.3.2 二阶压控电压源 HPF

根据上述原则,图 7-10 所示 LPF 可经变换得到图 7-13 所示 HPF,它称为二阶压控电压源 HPF。下面分析它的主要性能。

1. 通带电压放大倍数

当频率足够高时,电容 C_1 和 C_2 可视为短路, 因此图 7-13 所示 HPF 的通带电压放大倍数就是前面的式(7-1)。

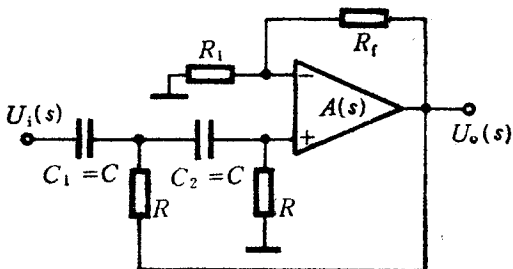


图 7-13 二阶压控电压源 HPF

2. 传递函数

图 7-13 电路与图 7-10 电路是对应的,而图 7-10 电路的传递函数是式(7-17), 根据前面所述 HPF 与 LPF 的传递函数的对偶关系,将式(7-17)中的 sCR 换 $\frac{1}{sCR}$, 则得图 7-13 HPF 的传递函数如下

$$A_u(s) = \frac{A_{up}}{1 + (3 - A_{up}) \frac{1}{sCR} + \left(\frac{1}{sCR}\right)^2} \quad (7-23)$$

即

$$A_u(s) = \frac{(sCR)^2}{1 + (3 - A_{up}) sCR + (sCR)^2} A_{up} \quad (7-24)$$

3. 频率特性

将式(7-23)中的 s 换成 $j\omega$, 并令 $\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{RC}$, 则可得

$$A_u = \frac{A_{up}}{1 - \left(\frac{f_0}{f}\right)^2 - j(3 - A_{up}) \frac{f_0}{f}}$$

令 $Q = \frac{1}{3 - A_{up}}$, 则上式可写成

$$A_u = \frac{A_{up}}{1 - \left(\frac{f_0}{f}\right)^2 - j \frac{1}{Q} \frac{f_0}{f}} \quad (7-25)$$

根据上式可画出图 7-13 电路的幅频特性如图 7-14 所示。由此图和式 (7-24) 可知图 7-13 HPF 具有以下特点:

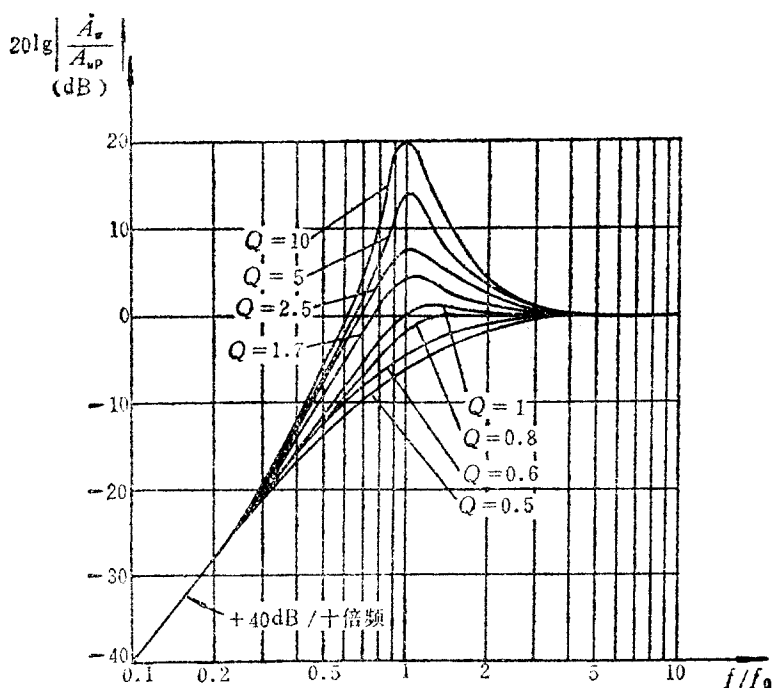


图 7-14 图 7-13 二阶压控电压源 HPF 的幅频特性

1. $f \ll f_0$ 时幅频特性的斜率为 $+40 \text{ dB/十倍频}$ 。
2. 通带电压放大倍数应小于 3, 否则将引起自激振荡。

7.3.3 高阶 HPF

和高阶 LPF 一样,高阶 HPF 也有两种构成方法,其一是由几个低阶的 HPF 串联而成,其二是由 RC 网络和集成运放直接构成。关于前者,将在下面的例 7-2 中说明。至于后者,读者可参阅参考文献①。

〔例 7-2〕 试将两个二阶压控电压源 HPF 串联起来构成四阶 HPF。设它们的特征频率 f_0 均为 500Hz,它们的 Q 值都等于 1。要求画出电路图,求出各电阻、电容值,并画出它的幅频特性,与单级二阶压控电压源 HPF (它的 Q 值也等于 1) 相比较。

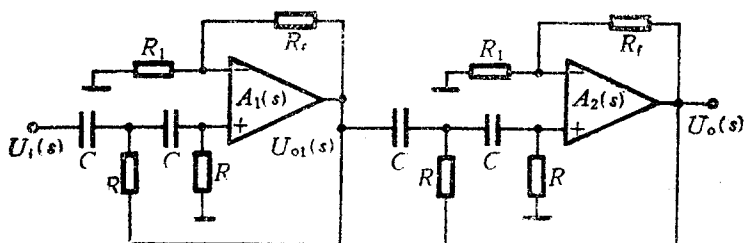
解: 先画出电路,再求电阻、电容的值,然后画幅频特性。

1. 符合题意的四阶 HPF 如图 7-15(a) 所示,它由前、后两级组成,二者参数相同。

2. 选择电容 C , 计算 R 的阻值

取 $C = 0.02\mu\text{F}$, 则由 $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$ 和题意可得

$$\frac{1}{2\pi R \times 0.02 \times 10^{-6}} = 500$$



(a)

① 见[7-6]81~91页和[7-7]234~235页。

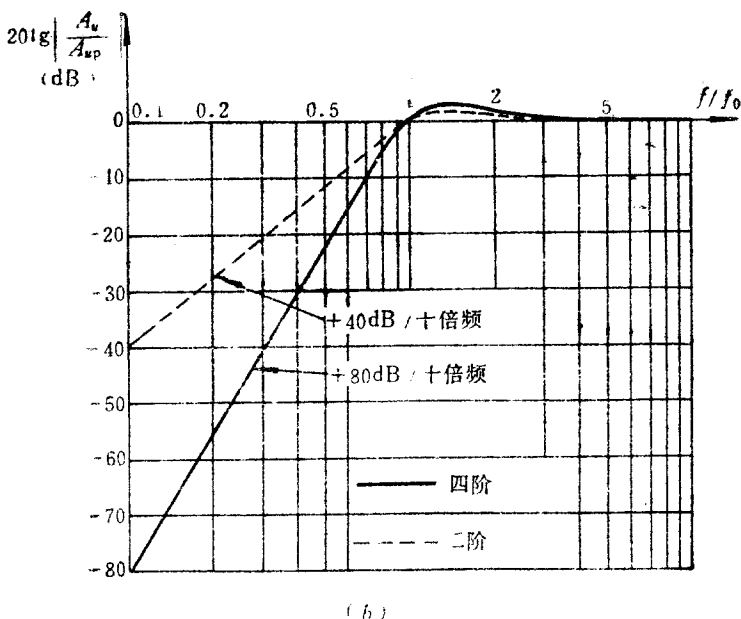


图 7-15 [例 7-2] 的电路和幅频特性

(a) 四阶 HPF (b) 幅频特性

即 $R \approx 16\text{k}\Omega$ 。

3. 求电阻 R_1 和 R_f

由于要求 $Q = \frac{1}{3 - A_{up}} = 1$, 即 $A_{up} = 2$ 。而 $A_{up} = 1 + \frac{R_f}{R_1}$, 因此 R_1 应等于 R_f 。再根据集成运放两个输入端的外接电阻应当对称的条件 (即 $R_1 \parallel R_f = R = 16\text{k}\Omega$), 可求出 $R_1 = R_f = 32\text{k}\Omega$ 。

4. 幅频特性

由于图 7-15(a) 四阶 HPF 是由两个参数相同的图 7-13 所示二阶 HPF 串联而成, 且 $Q = 1$, 因此它的电压放大倍数是

$$A_u = A_{u1} \cdot A_{u2} = (A_{u1})^2 = \left[\frac{A_{up1}}{1 - \left(\frac{f_0}{f}\right)^2 - j\frac{f_0}{f}} \right]^2$$

即
$$\frac{A_u}{A_{up}} = \frac{A_u}{(A_{up1})^2} = \frac{1}{\left[1 - \left(\frac{f_0}{f}\right)^2 - j\frac{f_0}{f}\right]^2}$$

或者
$$20\lg \left| \frac{A_u}{A_{up}} \right| = 20\lg \frac{1}{\left[1 - \left(\frac{f_0}{f}\right)^2\right]^2 + \left(\frac{f_0}{f}\right)^2}$$

据上式画出图 7-15(a) 四阶 HPF 的幅频特性如图 7-15(b) 中的实线所示。为了便于比较, 图中用虚线画出了二阶压控电压源 HPF ($Q=1$) 的幅频特性。由此图可以看出, 四阶 HPF 的滤波效果比二阶 HPF 好。

7.4 带通滤波电路 (BPF)

本节将先介绍 BPF 的一般构成方法, 然后介绍一种典型的 BPF。

7.4.1 BPF 的一般构成方法

将前面图 7-4 中 BPF 的幅频特性与 LPF、HPF 的幅频特性进行比较, 不难发现 LPF 与 HPF 相串联可以构成 BPF①, 其条件是 LPF 的通带截止频率高于 HPF 的通带截止频率。用这种方法构成的 BPF 通带较宽, 而且通带截止频率容易调整, 但所用元器件较多。怎样才能得到比较简单的 BPF 呢? 我们知道二阶 LPF 的 RC 网络由两节组成, 若将其中一阶 RC 电路改为高通接法, 就构成了二阶 BPF。下面将结合具体电路进一步说明。

7.4.2 二阶压控电压源 BPF

一、电路的构成

将前面介绍的图 7-8 所示二阶 LPF 的第二节 RC 电路中电

① BPF 的传递函数也可由一阶 LPF 传递函数中的 s 换成 $K\left(-\frac{s}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{s}\right)$ 得出,

其中 $\omega_0 = \frac{1}{RC}$, K 是与 RC 有关的系数。

容与电阻的位置对调,并在M点和集成运放输出端之间加一个电阻 R_3 ,就构成了二阶压控电压源 BPF,如图 7-16 所示,下面分析它的主要性能。

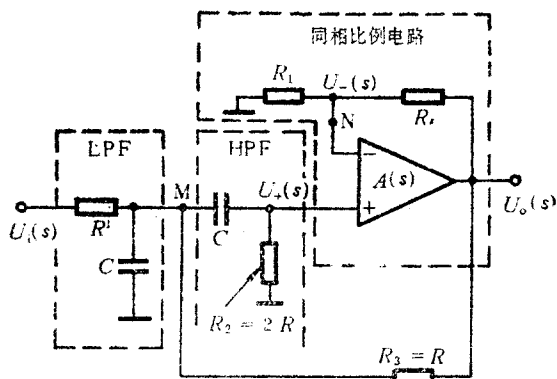


图 7-16 二阶压控电压源 BPF

二、主要性能

1. 传递函数

由图 7-16 电路可得下面的方程组

$$\begin{cases} U_o(s) = \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right) U_+(s) \\ U_+(s) = \frac{sCR_2}{1 + sCR_2} U_M(s) \\ \frac{U_i(s) - U_M(s)}{R} - U_M(s)sC - \frac{U_M(s)}{\frac{1}{sC} + R_2} - \frac{U_M(s) - U_o(s)}{R_3} = 0 \end{cases}$$

为了计算简便,设 $R_2 = 2R$, $R_3 = R$, 则由上面的方程组可求出图 7-16 BPF 的传递函数如下:

$$A_u(s) = \frac{sCR}{1 + (3 - A_{uf})sCR + (sCR)^2} \cdot A_{uf} \quad (7-26)$$

其中 A_{uf} 是同相比例电路的电压放大倍数①, 即

$$A_{uf} = 1 + \frac{R_f}{R_1} \quad (7-27)$$

式(7-26)说明 A_{uf} 应小于 3, 否则电路不能稳定工作。

2. 中心频率和通带电压放大倍数

将式(7-26)中的 s 换成 $j\omega$, 并令 $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$, 则可得

$$A_u = \frac{1}{1 + j \frac{1}{3 - A_{uf}} \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right)} \cdot \frac{A_{uf}}{3 - A_{uf}} \quad (7-28)$$

从上式可以看出, 当 $f = f_0$ 时 A_u 的模最大。我们将 f_0 称为 BPF 的中心频率, 并将 $f = f_0$ 时 A_u 的值称为 BPF 的通带电压放大倍数。将 $f = f_0$ 代入式(7-28), 即得图 7-16 BPF 的通带电压放大倍数是

$$A_{up} = \frac{A_{uf}}{3 - A_{uf}} \quad (7-29)$$

值得指出的是, 式(7-29)表明, 图7-16所示BPF的通带电压放大倍数不等于同相比例电路的电压放大倍数, 这是它与LPF、HPF的区别之一。

3. 通带截止频率

当式(7-28)等号右边的第一项分母的虚部系数之绝对值等于 1 时, $|A_u| = \frac{1}{\sqrt{2}} A_{up}$, 因此通带截止频率 f_p 可由下式求出

$$\left| \frac{1}{3 - A_{uf}} \left(\frac{f_p}{f_0} - \frac{f_0}{f_p} \right) \right| = 1$$

解这个方程, 取正根, 可得图 7-16 所示 BPF 的两个通带截止频率是

① 它与压控电压源 LPF 或 HPF 的通带电压放大倍数表达式相同。

$$f_{p1} = \frac{f_0}{2} \left[\sqrt{(3 - A_{uf})^2 + 4} - (3 - A_{uf}) \right] \quad (7-30)$$

$$f_{p2} = \frac{f_0}{2} \left[\sqrt{(3 - A_{uf})^2 + 4} + (3 - A_{uf}) \right] \quad (7-31)$$

4. 通带宽度 B

BPF 的通带宽度是两个通带截止频率之差, 因此由式 (7-30) 和式 (7-31) 可知图 7-16 所示 BPF 的通带宽度是

$$B = f_{p2} - f_{p1} = (3 - A_{uf}) f_0 \quad (7-32)$$

将式 (7-27) 代入上式, 得

$$B = \left(2 - \frac{R_f}{R_1} \right) f_0$$

上式表明, 改变电阻 R_f 或 R_1 就可以改变通带宽度, 并不影响中心频率, 这是图 7-16 BPF 的优点之一。

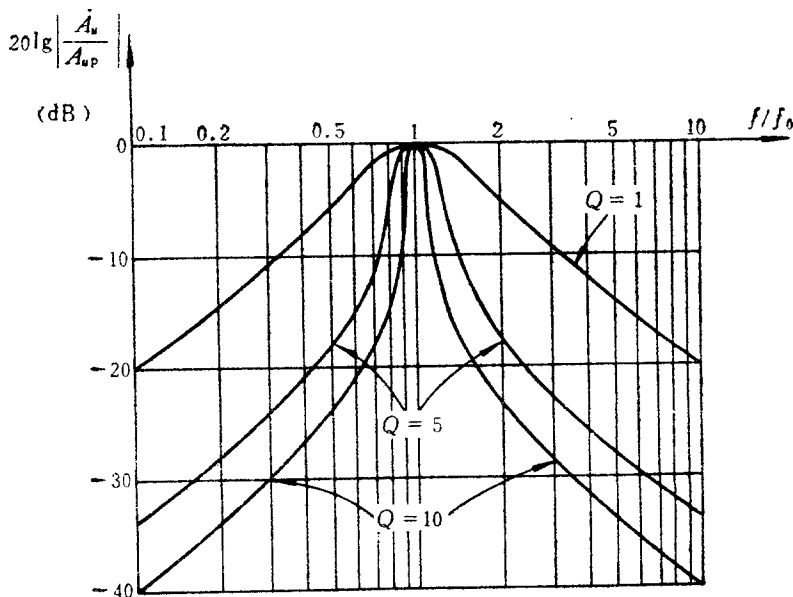


图 7-17 图 7-16 BPF 的幅频特性

5. Q 值

BPF 的 Q 值是中心频率与通带宽度之比, 因此由式(7-32) 可知图 7-16 BPF 的 Q 值是

$$Q = \frac{f_0}{B} = \frac{1}{3 - A_{uf}} \quad (7-33)$$

6. 频率特性

将式(7-29)和式(7-33)代入式(7-28), 可得

$$\frac{A_u}{A_{up}} = \frac{1}{1 + jQ\left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}\right)} \quad (7-34)$$

根据上式可画出不同 Q 值的二阶 BPF 的幅频特性曲线, 如图 7-17 所示。它说明 Q 值越大, BPF 的通带宽度越窄, 选择性越好。

三、举例

[例 7-3] 如果希望图 7-16 电路的中心频率 $f_0 = 400\text{Hz}$, Q 值等于 5, 试求该电路中的电阻、电容值, 并求该电路在上述条件下的通带宽度。

解: 先选择合适的电容值(一般在几百皮法至 $1\mu\text{F}$ 范围内选择, 且应使各电阻值合适), 再求电阻 R , 然后计算电阻 R_i 和 R_f , 最后计算带宽。

1. 选电容 $C = 33000\text{pF}$, 则电阻 R 的值可由下式求出

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R \times 33000 \times 10^{-12}} = 400$$

即

$$R = 12057\Omega, \text{可取 } R = 12\text{k}\Omega$$

2. 计算电阻 R_i 和 R_f

由式(7-33)和题意可知 $\frac{1}{3 - A_{uf}} = 5$, 即 $A_{uf} = 2.8$, 将它代入式(7-27), 得 $R_f = 1.8 R_i$ 。将它和前面求出的 $R = 12\text{k}\Omega$ 代入对称条件 $R_i \parallel R_f = R_2 = 2R$, 可得 $R_i = 37.3\text{k}\Omega$, $R_f = 67.1\text{k}\Omega$ 。它们都不是常用标称值, 可各用两只电阻串联或并联作为 R_i 和 R_f , 也可以选 $R_i = 10\text{k}\Omega$, $R_f = 18\text{k}\Omega$, 再在图 7-16 中的 N 点串入电阻 R' , 以满足对称条件。 R' 的电阻值应为

$$R' = 2R - (R_i \parallel R_f) = 24 - (10 \parallel 18) = 17.57\text{k}\Omega$$

因此可取 $R' = 18\text{k}\Omega$ 。

3. 计算通带宽度

由于 Q 值是中心频率与通带宽度之比, 因此

$$B = \frac{1}{Q} f_0 = \frac{1}{5} \times 400 = 80 \text{ Hz}.$$

此电路的幅频特性如图 7-17 中 $Q=5$ 的曲线所示。

BPF 的种类较多, 读者可参阅参考文献①。

7.5 带阻滤波电路(BEF)

BEF 又称为陷波器, 它的幅频特性已在前面图 7-4(d) 中画出。本节将先阐述 BEF 的构成方法, 然后分析双 T 式 BEF 的性能。

7.5.1 电路的构成

象前面介绍的 LPF、HPF 和 BPF 一样, BEF 也可以用 RC 网络和集成运放构成②。由图 7-4(d) 所示 BEF 的幅频特性可以看出, LPF 和 HPF 相并联可以构成 BEF, 但有源 LPF 与有源 HPF 相并联比较困难, 而且电路元件较多。因此常用两个 RC 网络(即一个无源 LPF 和一个无源 HPF) 相并联构成无源 BEF, 再将它与集成运放构成有源 BEF。

图 7-18(a) 是一个无源 LPF, 图 7-18(b) 是一个无源 HPF, 将它们并联起来, 就得到了无源 BEF, 如图 7-18(c) 所示。图 7-18 中电路(a)和(b)形如字母 T, 因而被称为 T 形网络。图 7-18(c) 是由两个 T 形网络并联而成, 因此被称为双 T 网络。

在双 T 网络的后面加一个同相比比例电路, 就构成了基本的有

① 见[7-4]224~226 页, [7-6]138~148 页和[7-10]365~368 页。

② BEF 的传递函数可由一阶 LPF 的传递函数中的 s 换为 $\left[K \left(\frac{s}{\omega_0} + \frac{\omega_0}{s} \right) \right]^{-1}$

得出, 其中 $\omega_0 = \frac{1}{RC}$, 系数 K 与 RC 的值有关。

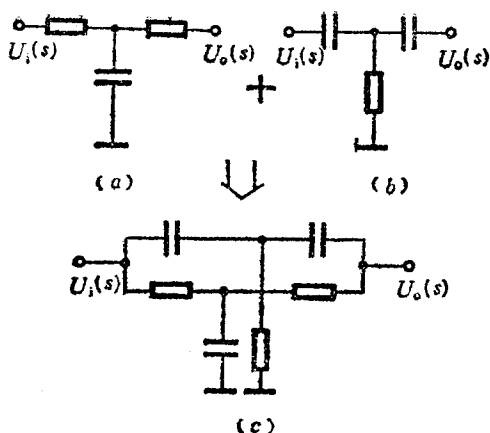


图 7-18 无源滤波电路

(a) 无源 LPF (b) 无源 HPF (c) 无源 BEF (双 T 网络)

源 BEF, 如图 7-19 所示。为了减小阻带宽度, 提高选择性, 应使阻带中心频率 f_0 附近两边的幅值增大, 为此可把图 7-19 中阻值

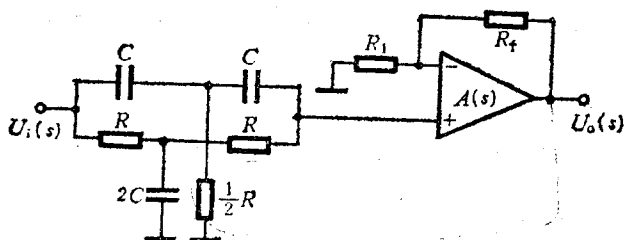


图 7-19 基本的 BEF

为 $\frac{1}{2}R$ 的电阻接地的一端改接到集成运放的输出端, 形成正反馈, 如图 7-20 所示。图中的 $\frac{1}{2}R$ 仅在 f_0 的左右起正反馈作用, 因为对于阻带中心频率 f_0 , \dot{U}_o 的幅值接近于零, 反馈信号趋于零, 而且当 $f=0$ 或 $f \rightarrow \infty$ 时电容 C 可视为开路或短路, $\frac{1}{2}R$ 也不起反馈作

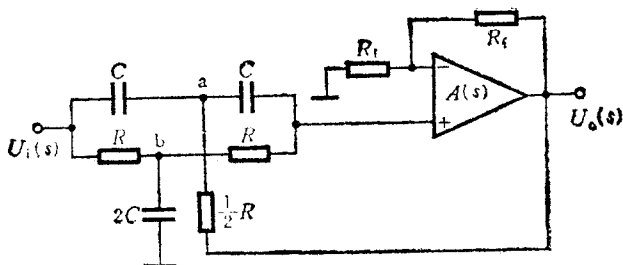


图 7-20 典型的 BEF

用。因此只要参数合适,可提高选择性。

图 7-20 电路是典型的 BEF,下面分析它的性能。

7.5.2 典型的 BEF 性能分析及应用举例

一、主要性能

1. 通带电压放大倍数

$f=0$ 或 $f \rightarrow \infty$ (设集成运放是理想的), BEF 的放大倍数就是通带电压放大倍数。因此图 7-20 所示 BEF 的通带电压放大倍数就是前面的式(7-1)。

2. 传递函数

根据节点(图 7-20 中的 a 点和 b 点)电流法可得

$$[U_i(s) - U_a(s)]sC - \frac{U_a(s) - U_o(s)}{\frac{1}{2}R} - [U_a(s) - U_+(s)]sC = 0 \quad (7-35)$$

$$\frac{U_i(s) - U_b(s)}{R} - U_b(s) \cdot 2sC - \frac{U_b(s) - U_+(s)}{R} = 0 \quad (7-36)$$

由于集成运放输入端的电流可视为零,因此接集成运放同相输入端的电容和电阻中的电流相等,即

$$[U_a(s) - U_+(s)]sC = \frac{U_+(s) - U_b(s)}{R} \quad (7-37)$$

而 $U_+(s)$ 与 $U_o(s)$ 的关系是

$$U_+(s) = \frac{1}{A_{up}} U_o(s) \quad (7-38)$$

将式(7-35)~式(7-38)联立求解,可得图 7-20 电路的传递函数如下

$$A_u(s) = \frac{1 + (sCR)^2}{1 + 2(2 - A_{up})sCR + (sCR)^2} \cdot A_{up} \quad (7-39)$$

3. 中心频率

将上面式(7-39)中的 s 换成 $j\omega$, 并令 $\omega_0 = 2\pi f_0 = \frac{1}{RC}$, 可得

$$A_u = \frac{1 - \left(\frac{f}{f_0}\right)^2}{1 - \left(\frac{f}{f_0}\right)^2 + j2(2 - A_{up})\frac{f}{f_0}} \cdot A_{up} \quad (7-40)$$

可见当 $f = f_0$ 时 A_u 的模最小, 其值等于零。因此图 7-20 所示 BEF 的中心频率就是 f_0 。

4. 通带截止频率及阻带宽度

上面的式(7-40)可以化为

$$A_u = \frac{A_{up}}{1 + j2(2 - A_{up})\frac{ff_0}{f_0^2 - f^2}} \quad (7-41)$$

因此通带截止频率可由下式求出

$$\left| 2(2 - A_{up})\frac{ff_0}{f_0^2 - f^2} \right| = 1 \quad (7-42)$$

解之可得两个正实数根如下

$$f_{p1} = [\sqrt{(2 - A_{up})^2 + 1} - (2 - A_{up})]f_0$$

$$f_{p2} = [\sqrt{(2 - A_{up})^2 + 1} + (2 - A_{up})]f_0$$

由以上两式可知图 7-20 所示 BEF 的阻带宽度是

$$B = f_{p2} - f_{p1} = 2(2 - A_{up})f_0 \quad (7-43)$$

5. Q 值

BEF 的 Q 值等于中心频率与阻带宽度之比, 即

$$Q = \frac{f_0}{B}$$

将式(7-43)代入上式, 可得图 7-20 电路的 Q 值是

$$Q = \frac{1}{2(2 - A_{up})} \quad (7-44)$$

6. 频率特性

将上式代入式(7-41), 可得

$$\frac{\dot{A}_u}{A_{up}} = \frac{1}{1 + j \frac{1}{Q} \cdot \frac{ff_0}{f_0^2 - f^2}} \quad (7-45)$$

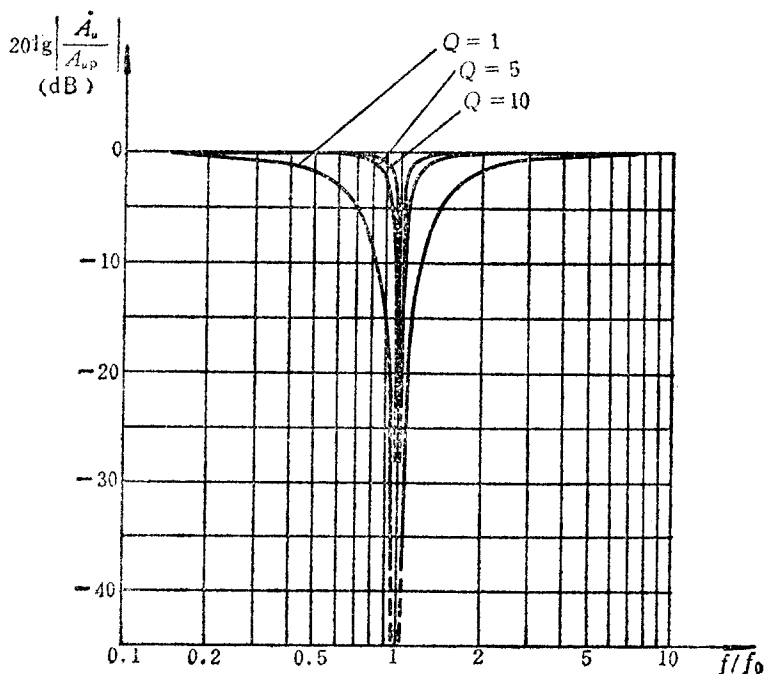


图 7-21 图 7-20 BEF 的幅频特性

根据上式可画出图 7-20 所示 BEF 的幅频特性如图 7-21 所示。

二、应用举例

【例 7-4】在测量、放大等电路中,常存在 50Hz 的交流干扰,如果接入图 7-20 所示 BEF,则可抑制这种干扰。若希望 Q 值等于 5,试求电路中各电阻、电容值。

解: BEF 的中心频率应为 50Hz。选 $C=68000\text{pF}$,则 R 的阻值可由下式求出

$$f_0 = \frac{1}{2\pi R \times 68000 \times 10^{-12}} = 50$$

即 $R=46810\Omega$,可取 $R=47\text{ k}\Omega$ 。 $\frac{1}{2}R$ 可用两只 $47\text{ k}\Omega$ 的电阻并联,电容 $2C$ 也可用两只 68000pF 的电容并联。

由式 (7-44) 和题意可得

$\frac{1}{2(2-A_{up})} = 5$, 即 $A_{up}=1.9$, 代入式 (7-1) 得 $R_f=0.9R_1$, 将它和 $R=47\text{ k}\Omega$ 代入对称条件 $R_1 \parallel R_f = 2R$ 得 $R_1=198.4\text{ k}\Omega$, 故可取 $R_1=200\text{ k}\Omega$, $R_f=180\text{ k}\Omega$ 。

此电路的幅频特性如图 7-21 中 $Q=5$ 的曲线所示。

其它 BEF, 读者可参阅参考文献①。

本章小结

有源滤波电路通常由 RC 网络和集成运放构成, 利用它可以抑制信号中不必要的成份或突出所需要的成份。按幅频特性的不同, 有源滤波电路可分为 LPF、HPF、BPF、BEF 及 APF (将在附录 7C 中介绍)。它们的主要性能指标是通带电压放大倍数 A_{up} 、通带截止频率 f_p 和特征频率 f_0 、通带宽度 B 和 Q 值等。

四种有源滤波电路之间互有联系。将 LPF 中起滤波作用的电阻和电容对调即变成 HPF。将 LPF 和 HPF 串接起来, 如果参数合适可成为 BPF; 将二者并联, 如果参数合适可成为 BEF。

① 见 [7-3]266~269 页和 [7-6]198~201 页。

最常用的有源滤波电路是二阶压控电压源式和无限增益多路反馈式(见附录 7B)两种。前者的反馈引至运放的同相输入端,后者引至运放的反相输入端。它们的传递函数一般表达式为

$$A_v(s) = \frac{A + Bs + Ds^2}{1 + Es + Fs^2} \cdot A_{vp}$$

对于图 7-10 所示 LPF, 则 $A=1, B=0, D=0, E=\left(2-\frac{R_f}{R_1}\right)CR, F=(CR)^2$ 。

对于图 7-13 所示 HPF, 则 $A=0, B=0, D=(CR)^2, E$ 和 F 与上述 LPF 相同。

对于图 7-16 所示 BPF, $A=0, B=CR, D=0, E$ 和 F 与上述 LPF 相同。

对于图 7-20 所示 BEF, $A=1, B=0, D=(CR)^2, E=2\left(1-\frac{R_f}{R_1}\right) \cdot CR, F=(CR)^2$ 。

从以上所述可以看出, 这四种滤波电路的传递函数之分母的基本形式是一致的, 区别仅在于分子部分中 s 的阶次是否为 0、1、2 及其组合。

由于压控电压源滤波电路的反馈引至运放的同相输入端, 如果参数不合适将产生自激振荡, 所以对其中的同相比比例电路的电压放大倍数要有所限制。此外, 参数变化对滤波性能也有较大影响。还应指出, 它们的 Q 值要选得合适。若过高, 则瞬态响应将产生不利的振荡波形。

有源滤波电路的用途很广, 主要用于小信号处理。利用它可以突出有用频率的信号, 抑制干扰、噪声, 或衰减无用频率的信号, 达到提高信噪比或选频的目的。实际应用时, 应根据有用信号和无用信号、干扰、噪声所占频段的具体情况, 合理选择 LPF、HPF、BPF 和 BEF。一个复杂的电子设备可能需要几种不同形式

的有源滤波电路。

学完本章后, 应能正确理解上述四种有源滤波电路的工作原理, 了解它们的主要性能, 并能根据需要合理选择它们。

本章附录

7A 不同类型 LPF 的频率响应^①

前面我们在图 7-11 中画出了图 7-10 所示二阶压控电压源 LPF 的幅频特性, 从图中可以看出, Q 取不同值时, 其频率特性的形状是不同的。根据不同的幅频特性和相频特性, LPF 可分为以下三种:

一、巴特沃斯(Butterworth)滤波器。它的幅频特性是单调的, 且在通

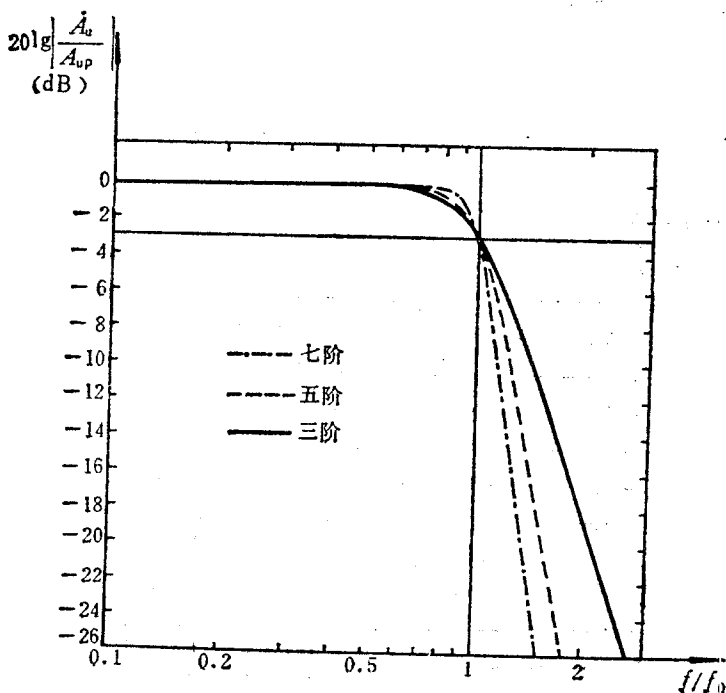


图 7A-1 巴特沃斯 LPF 的幅频特性

① 这部分内容可参阅参考文献[7-11]中 76~90 页。

带内比较平坦。其幅频特性的一般表达式为

$$|A_u| = \frac{A_{up}}{\sqrt{1 + \left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)^{2n}}} \quad (7A-1)$$

其中 $n=1, 2, 3, \dots$

可以证明, 当图 7-10 电路的 Q 值等于 $\frac{1}{\sqrt{2}}$ 时, 它属于巴特沃斯滤波器。图 7A-1 示出了三阶、五阶和七阶三种巴特沃斯滤波器的幅频特性。由此图可以看出, 当 $\omega = \omega_0$ 时, 它们的 $|A_u|$ 均等于 $\frac{1}{\sqrt{2}} A_{up}$ 。高阶巴特沃斯滤波器的幅频特性仍然是单调的, 且在通带内更平坦。

二、切比雪夫(Chebyshev)滤波器。它的幅频特性在一定范围内有起伏, 但在 $\omega > \omega_0$ 且接近 ω_0 的附近下降较陡。其幅频特性的一般表达式为

$$|A_u| = \frac{K A_{yp}}{\sqrt{1 + \left[\varepsilon \cdot C_n\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right) \right]^2}} \quad (7A-2)$$

其中 $n=1, 2, 3, \dots$ 。当 n 为奇数时, 式中的 $K=1$; 当 n 为偶数时, $K = \sqrt{1 + \varepsilon^2}$ 。

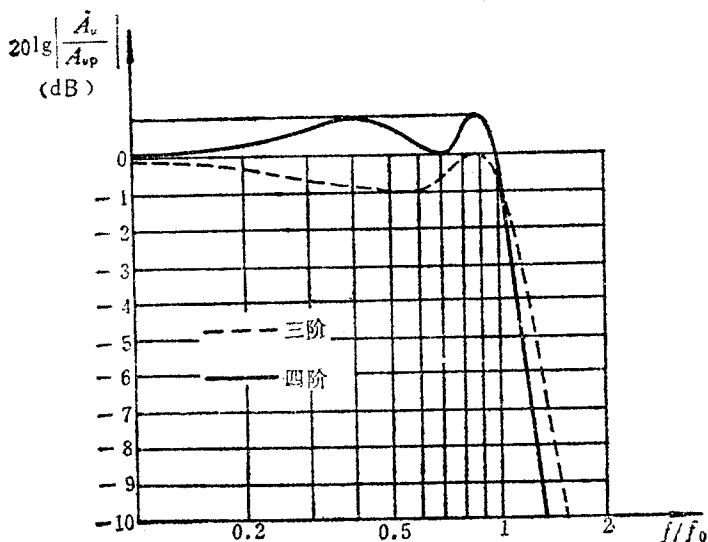


图 7A-2 切比雪夫 LPF 的幅频特性。

ε 与幅频特性在通带内起伏变化的幅度有关, 即 $|A_u|$ 的最大值与最小值之比为 $\sqrt{1+\varepsilon^2}$ 。式中的 $C_n\left(\frac{\omega}{\omega_0}\right)$ 为切比雪夫多项式, 设 $x = \frac{\omega}{\omega_0}$, 则

$$C_n(x) = \begin{cases} \cos(n\cos^{-1}x) & (0 \leq x \leq 1) \\ \cosh(n\cosh^{-1}x) & (x > 1) \end{cases} \quad (7A-3)$$

图 7A-2 分别用虚线和实线示出了三阶和四阶切比雪夫 LPF 的幅频特性。

三、贝塞耳(Bessel)滤波器。贝塞耳 LPF 的特点是相频特性在 $f < f_0$ 的一段频率范围内线性度较好, 且相移比巴特沃斯 LPF 或切比雪夫 LPF 的相移小, 如图 7A-3 所示。一至四阶贝塞耳 LPF 的传递函数分别如下:

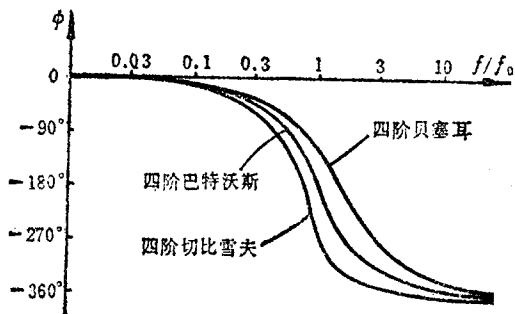


图 7A-3 三种 LPF 的相频特性

$$\text{一阶: } A_{u1}(s) = \frac{A_{up}}{1 + \frac{s}{\omega_0}}$$

$$\text{二阶: } A_{u2}(s) = \frac{A_{up}}{1 + \frac{s}{\omega_0} + \frac{1}{3}\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2}$$

$$\text{三阶: } A_{u3}(s) = \frac{A_{up}}{1 + \frac{s}{\omega_0} + \frac{2}{5}\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + \frac{1}{15}\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^3}$$

$$\text{四阶: } A_{u4}(s) = \frac{A_{up}}{1 + \frac{s}{\omega_0} + \frac{3}{7}\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + \frac{2}{21}\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^3 + \frac{1}{105}\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^4}$$

以上各式中的分母称为贝塞耳多项式。

为了便于比较, 我们在图 7A-4 中示出了三种 LPF (均为三阶) 的幅频特

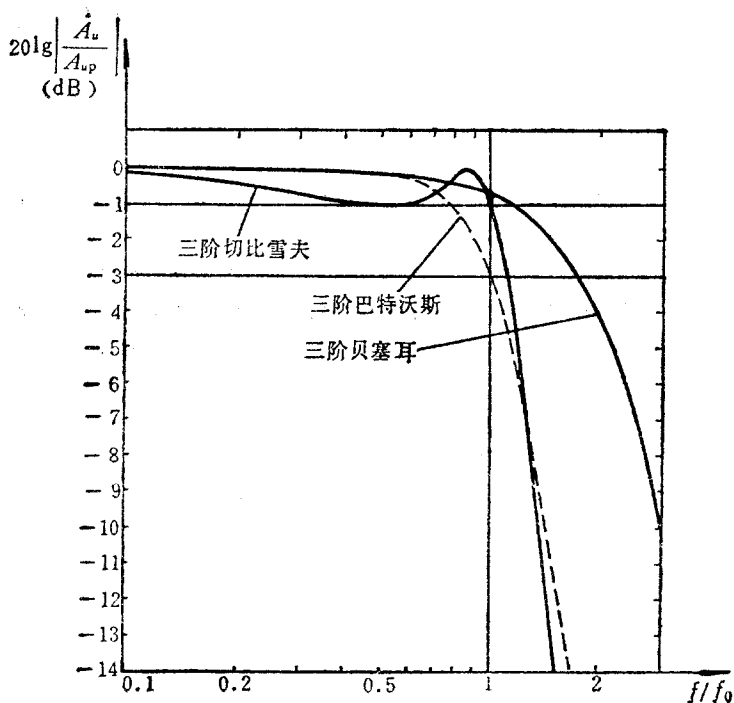


图 7A-4 三种 LPF 的幅频特性

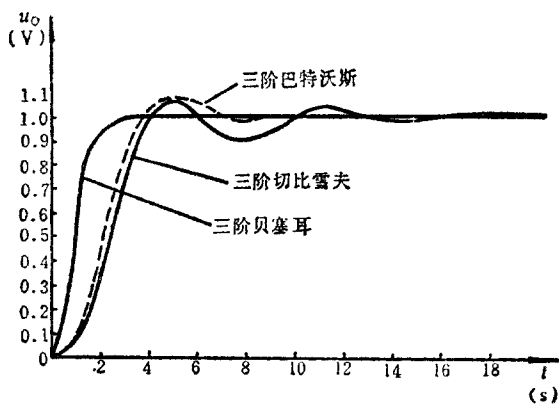


图 7A-5 三种 LPF 的阶跃响应

性，并在图 7A-5 中示出了三种 LPF 的阶跃响应（设输出电压的稳态值为 1V）。由图可知，贝塞耳 LPF 的阶跃响应没有过冲现象，而其他两种 LPF 的阶跃响应均有过冲现象。但贝塞耳 LPF 的幅频特性较差。

综上所述，三种 LPF 各有不同的特点，应根据具体要求酌情选择。如果希望通带幅频特性平坦，对过渡带的陡度要求不太严格，且允许阶跃响应有过冲现象，则应采用巴特沃斯滤波器。如果对过渡带的陡度要求较高，但允许通带幅频特性曲线有波纹，并允许阶跃响应有过冲现象，则可采用切比雪夫滤波器。如果希望阶跃响应没有过冲现象，且在 $f < f_0$ 的一段频带内相频特性较平坦，对过渡带的陡度要求不太严格，则可采用贝塞耳滤波器。

关于巴特沃斯滤波器、切比雪夫滤波器和贝塞耳滤波器，读者可参阅参考文献^①。

7B 二阶无限增益多路反馈滤波电路

前面 7.2~7.5 节中介绍了压控电压源滤波电路，它们的输入信号都是引到集成运放的同相输入端。这种滤波电路的优点是所用元器件较少，性能调节比较方便，输出电阻小等，但电路参数不合适时将产生自激振荡^②。为了克服这种缺点，可将输入信号引至运放的反相输入端。采用这种接法的典型滤波电路是二阶无限增益多路反馈式滤波电路。下面介绍这种类型的 LPF。

一、电路的引出

在反相比例电路的负反馈电阻两端并联电容就构成了反相输入接法的一阶 LPF，如图 7B-1 所示。为了提高滤波性能可将图 7B-1 中的电阻 R_1 改为 T 型低通 RC 网络，构成反相输入接法的简单二阶 LPF，如图 7B-2 所示。为了改善 f_0 附近的幅频特性，可将图 7B-2 电路中反馈电阻 R_f 接集成运放反相输入端的那一端改接到图中的 M 点，即如图 7B-3 所示。若将此图中电阻 R_2 的左端断开，并加一电压 \dot{U}_M ，则 \dot{U} 比 \dot{U}_M 领先 90° ，而 \dot{U} 经 R_f 引回到 M 点后的 \dot{U}_M 滞后 $0 \sim 90^\circ$ ，因此当参数合适时，在 f_0 附近可起正反馈作用，使输出幅值得到提高，从而改善幅频特性。

① 见[7-6]6~11页，219~221页和[7-9]267~270页。

② 为了避免出现自激振荡，集成运放反馈电阻 R_f 与 R_1 之比不能超过一定的值。

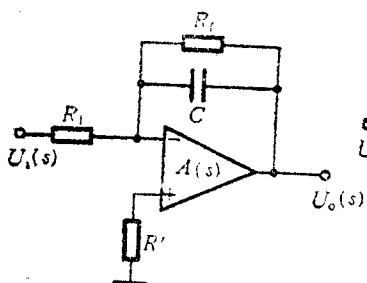


图 7B-1 反相输入的一阶 LPF

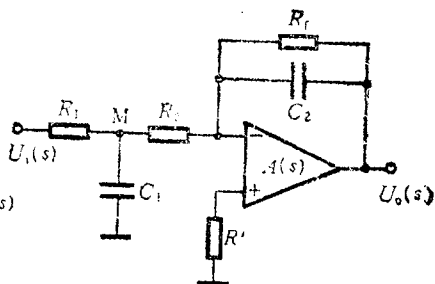


图 7B-2 反相输入的简单二阶 LPF

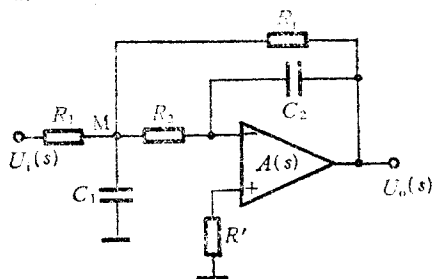


图 7B-3 二阶无限增益多路反馈 LPF

图 7B-3 电路中由电阻 R_f 和电容 C_2 构成两个反馈支路, 其反馈的强弱均与信号的频率有关, 图中的运放可看作无限增益(指理想运放)的放大环节, 因此它被称为无限增益多路反馈滤波电路。下面分析它的主要性能。

二、主要性能

由图 7B-3 电路可知, 输出电压与 M 点电位的关系是

$$U_o(s) = \frac{-1}{sC_2R_2}U_M(s) \quad (7B-1)$$

据节点(M 点)电流法可得

$$\frac{U_i(s) - U_M(s)}{R_1} - U_M(s) sC_1 - \frac{U_M(s)}{R_2} - \frac{U_M(s) - U_o(s)}{R_f} = 0 \quad (7B-2)$$

解以上两式组成的方程组, 可得传递函数如下

$$A_u(s) = \frac{-\frac{R_f}{R_1}}{1 + sC_2R_2R_f\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_f}\right) + s^2C_1C_2R_2R_f} \quad (7B-3)$$

将它与图 7-10 压控电压源 LPF 的传递函数相比,可知这个无限增益多路反馈 LPF 的主要性能是

$$A_{up} = -\frac{R_f}{R_1}$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{C_1 C_2 R_1 R_f}}$$

$$Q = (R_1 \parallel R_2 \parallel R_f) \sqrt{\frac{C_1}{R_2 R_f C_2}}$$

此外,由式(7B-3)可知,这种滤波电路不会因通带电压放大倍数(指绝对值)过大而产生自激振荡,所以性能稳定。至于无限增益多路反馈 HPF、BPF 和 BEF,读者可参阅参考文献^①。

思考

7C 全通滤波电路(APF)

在有的场合我们需要改变正弦信号的相位,而且希望输出电压幅值与输入电压幅值之比为常值(即不随频率变化而改变)。能够实现上述意图的电路是 APF,它又被称为恒增益移相电路,或简称为移相电路。下面介绍这种电路。

我们知道 RC 网络具有移相作用,为了提高带负载能力,并具有一定的电压放大倍数,可将 RC 网络的输出送给同相比比例电路,如图 7C-1 所示。显然当输入信号的频率变化时这个电路 \dot{A}_u 的模不是常值,因此不符合 APF 恒增益的要求。怎样才能实现恒增益、又有移相作用呢?我们设想,如果 \dot{A}_u 的分子和分母互为共轭复数(例如 $\dot{A}_u = \frac{1-jk\omega}{1+jk\omega}$),则 \dot{A}_u 的模与频率无关,而相角是频率的函数。那么怎样改进图 7C-1 电路,达到上述目的呢?我们先求出它的电压放大倍数,即

$$\dot{A}_u = \frac{j\omega RC}{1+j\omega RC} \left(1 + \frac{R_f}{R_1}\right)$$

如果 $R_f = R_1$ 则上式可化为 $\dot{A}_u = \frac{j2\omega RC}{1+j\omega RC}$,将它减去 1 并化简,便可使分子与分母互为共轭复数。根据叠加原理可知,将电阻 R_1 接地的一端也接输入信

① 见[7-6]中 3.3、4.4 和 5.3 节。

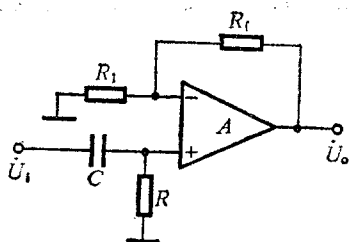


图 7C-1 简单的移相电路

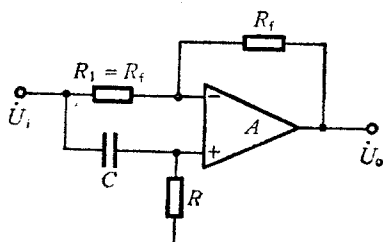


图 7C-2 一阶 APF

号, 便可实现上述意图, 即如图 7C-2 所示, 它就是一阶 APF。输出电压与输入电压之比是

$$A_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = -\frac{1 - j\omega RC}{1 + j\omega RC} \quad (7C-1)$$

因此 A_u 的模恒等于 1, 其相角是

$$\phi = 180^\circ - 2\arctg \frac{f}{f_0}$$

其中 $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$ 。

根据上式可画出图 7C-2 电路的相频特性如图 7C-3 所示。可见其相移

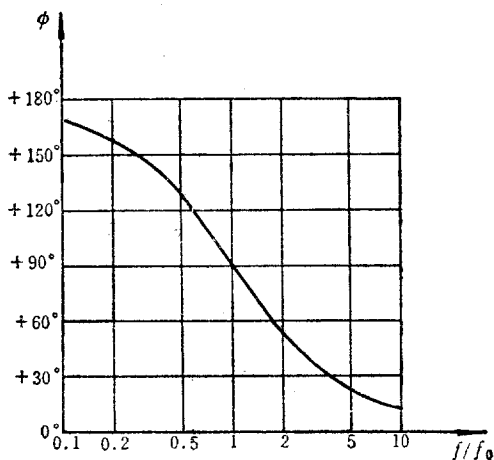


图 7C-3 图 7C-2 一阶 APF 的相频特性

量随频率改变而变化的范围是 $+180^\circ \sim 0^\circ$, 且 $f=f_0$ 时相移为 $+90^\circ$ 。

如果希望进一步提高 APF 的性能, 读者可参阅参考文献^①。

参 考 文 献

[7-1] 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), 高等教育出版社, 北京, 1986 年

[7-2] 谢嘉奎主编: 《电子线路》(线性部分), 高等教育出版社, 北京, 1983 年

[7-3] 李清泉, 黄昌宁编著: 《集成运算放大器原理与应用》, 科学出版社, 北京, 1980 年

[7-4] 谢沅清编著: 《模拟集成电路应用》, 人民邮电出版社, 北京, 1984 年

[7-5] [匈]M·赫彼著, 谢瑞和译: 《模拟集成电路》, 高等教育出版社, 北京, 1984 年

[7-6] [美]D·E·约翰逊、J·L·希尔伯恩著, 潘秋明译: 《有源滤波器的快速实用设计》, 人民邮电出版社, 北京, 1980 年

[7-7] [日]横井与次郎著, 陈挺译: 《线性集成电路实用电路手册》, 国防工业出版社, 北京, 1984 年

[7-8] [美]哈里 Y-F 拉姆著, 冯喬云等译: 《模拟和数字滤波器设计与实现》, 人民邮电出版社, 北京, 1985 年

[7-9] Robert G. Irvine: *Operational Amplifier Characteristics and Applications* Prentice-Hall, 1981

[7-10] Arthur H. Seidman: *Integrated Circuits Applications Handbook*, John Wiley & Sons, 1983

[7-11] U. Tietze·Ch. Schenk: *Advanced Electronic Circuits*, Springer-Verlag, 1978

自我检验题

题 7-1 分别考虑以下各种情况, 从“无源”和“有源”中选择一词, 填以

① 见[7-6]217~224 页。

下各空。

(1) 由于各种原因(例如电机的启停、电焊等)市电 220V 交流电源含有各种干扰。为了抑制这种干扰,可加由电感和电容组成的____滤波电路对交流电源进行滤波。

(2) 若希望滤波电路的输出电阻很小(例如 0.1Ω 以下),则应采用____滤波电路。

(3)____滤波电路通常由集成运放和电阻、电容组成。

(4) 如果滤波电路的输入电压高(例如 200V 以上),则一般应采用____滤波电路。

(5)____滤波电路不会产生自激振荡,而____滤波电路可能会产生自激振荡。

(6) 如果希望滤波电路通过的电流大(例如 1A),则应采用____滤波电路。

题 7-2 试分析下列各种情况(相互独立),各应采用哪种类型的滤波电路,分别从 LPF、HPF、BPF、BEF 中选择一词填在各小题后面的括号中。

(1) 有用信号的频率低于 10Hz。 ()

(2) 有用信号的频率为 1kHz 基本不变。 ()

(3) 希望抑制 50Hz 交流电源的干扰。 ()

题 7-3 分别从 LPF、HPF、BPF 和 BEF 中选择一词填以下各空。

(1)____的直流电压放大倍数就是它的通带电压放大倍数。

(2)____在 $f=0$ 或 $f \rightarrow \infty$ (意即频率足够高)时的电压放大倍数均等于零。

(3) 在理想情况下,____在 $f=0$ 与 $f \rightarrow \infty$ 时的电压放大倍数相等,且不等于零。

(4) 在理想情况下,____在 $f \rightarrow \infty$ 时的电压放大倍数就是它的通带电压放大倍数。

题 7-4 分别从 LPF、HPF、BPF 和 BEF 中选择一词填在下列各滤波电路的传递函数之后。

$$(1) A_u(s) = \frac{A_{up}}{1 + (3 - A_{up})sCR + (sCR)^2} \quad ()$$

$$(2) A_u(s) = \frac{sCR \cdot A_{uf}}{1 + (3 - A_{uf})sCR + (sCR)^2} \quad ()$$

$$(3) A_u(s) = \frac{(sCR)^2 A_{up}}{1 + (3 - A_{up})sCR + (sCR)^2} \quad ()$$

$$(4) A_u(s) = \frac{[1 + (sCR)^2] A_{up}}{1 + 2(2 - A_{up}) sCR + (sCR)^2} \quad ()$$

题 7-5 试判断下面的各种说法是否正确(用✓或×表示在各小题后面的括号中)。

- (1) BPF 的 Q 值越大, 它的通带宽度越窄(设特征频率 f_0 不变)。()
- (2) LPF 的通带截止频率一定低于 HPF 的通带截止频率。()
- (3) 组成 BPF 至少需要两个电容器(设器件的带宽为无穷大)。()
- (4) 各种滤波电路在通带范围内的电压放大倍数之模均不小于 1。()

思考题和习题

题 7-6 什么是无源滤波电路? 什么是有源滤波电路? 各有哪些优缺点?

题 7-7 LPF、HPF、BPF 和 BEF 的幅频特性各有什么特点? 分别画出它们的理想幅频特性。

题 7-8 设一阶 LPF 和二阶 LPF 的通带电压放大倍数相同, 即 $A_{up} = 2$ 。它们的通带截止频率也相同, 即 $f_p = 100\text{Hz}$ 。试在同一图上画出它们的幅频特性, 并估算 $f = 1\text{Hz}$ 和 $f = 10\text{kHz}$ 时它们的电压放大倍数之模。

题 7-9 设二阶 HPF 和二阶 LPF 的通带电压放大倍数都是 2, 通带截止频率都是 100Hz 。试在同一图上画出它们的幅频特性, 并估算 $f = 1\text{Hz}$ 和 $f = 10\text{kHz}$ 时的电压放大倍数之模。

题 7-10 设图 7-10 电路中的 $R_1 = 10\text{k}\Omega$, $R_f = 15\text{k}\Omega$, $R = 10\text{k}\Omega$, $C = 0.01\mu\text{F}$, 试求:

- (1) 通带电压放大倍数。
- (2) Q 值。
- (3) 特征频率 f_0 。
- (4) $f = f_0$ 时的电压放大倍数之模。

题 7-11 设图 7-10 所示 LPF 中的 $R_1 = 10\text{k}\Omega$, $C = 0.1\mu\text{F}$ 。若希望它的特征频率 $f_0 = 40\text{Hz}$, Q 值等于 0.8, 试求电阻 R 和 R_f 的阻值。

题 7-12 用四只 $6.8\text{k}\Omega$ 的电阻器, 两只 $0.047\mu\text{F}$ 的电容器和一只集成运放可组成二阶压控电压源 LPF, 试画出电路, 并求它的通带电压放大倍数、特征频率和 Q 值。

题 7-13 HPF 与 LPF 在电路结构、传递函数和幅频特性等方面各有什

么对偶关系? 试将图 7-15(a) 所示 HPF 改为相应的 LPF。

题 7-14 设图 7-13 所示 HPF 中的 $R_1=10\text{k}\Omega$, $C=0.01\mu\text{F}$ 。若希望它的通带电压放大倍数等于 2, 特征频率 $f_0=1\text{kHz}$, 试求电阻 R 和 R_f 的阻值。

题 7-15 设图 7-13 所示 HPF 中的 $R_1=10\text{k}\Omega$, $R_f=12\text{k}\Omega$, $R=3.6\text{k}\Omega$, $C=0.022\mu\text{F}$, 试求它的通带电压放大倍数、 Q 值和特征频率。

题 7-16 用四只 $10\text{k}\Omega$ 的电阻、两只 $0.015\mu\text{F}$ 的电容和一只集成运放可组成一个二阶压控电压源 HPF, 试画出电路, 并求出它的通带电压放大倍数、 Q 值和特征频率。

*题 7-17 图 P7-17 电路称为二阶无限增益多路反馈 HPF, 试求它的通带电压放大倍数和传递函数。

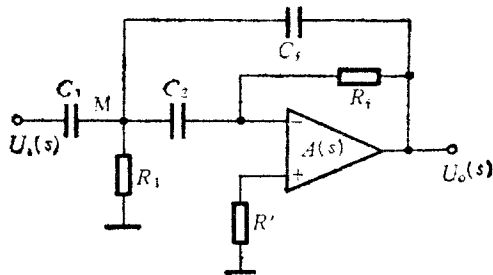


图 P7-17

*题 7-18 试指出图 P7-18(a) 和 (b) 电路各是几阶滤波电路, 各属哪种类型(LPF、HPF、BPF、BEF), 并求出它们的通带电压放大倍数。

题 7-19 设一个 LPF 和另一个 HPF 的通带截止频率分别是 2kHz 和 200Hz , 通带电压放大倍数都等于 2。若将它们串接起来, 可以得到什么类型的滤波电路? 并估算它的通带电压放大倍数和通带宽度。

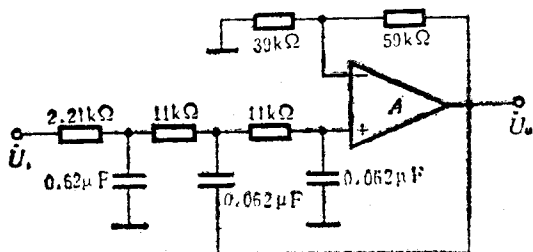
题 7-20 设图 7-16 所示 BPF 中的 $R_1=47\text{k}\Omega$, $R_f=27\text{k}\Omega$, $R=36\text{k}\Omega$, $C=0.022\mu\text{F}$, 试求:

(1) 通带电压放大倍数和 Q 值。

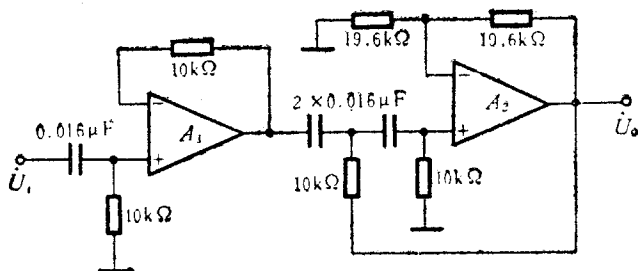
(2) 中心频率。

(3) 画出幅频特性(在中心频率附近应多取些数据)。

*题 7-21 图 P7-21 电路为二阶无限增益多路反馈 BPF, 试求出它的传递函数、通带电压放大倍数、通带宽度和 Q 值。



(a)



(b)

图 P7-18

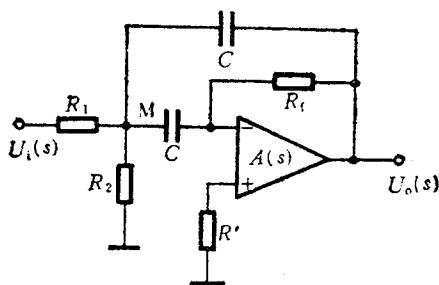


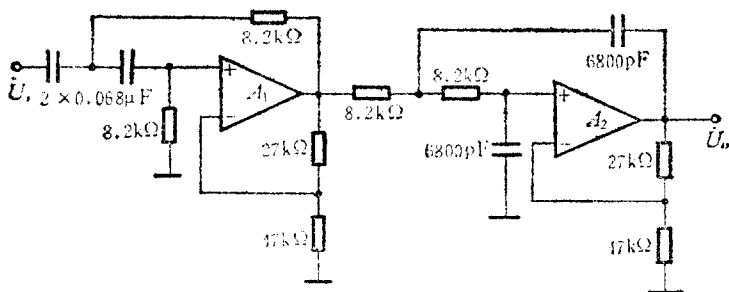
图 P7-21

题 7-22 BEF 与 BPF 是否象 HPF 与 LPF 一样具有对偶关系? 若将 BPF 中起滤波作用的电阻与电容的位置互换, 能得到 BEF 吗?

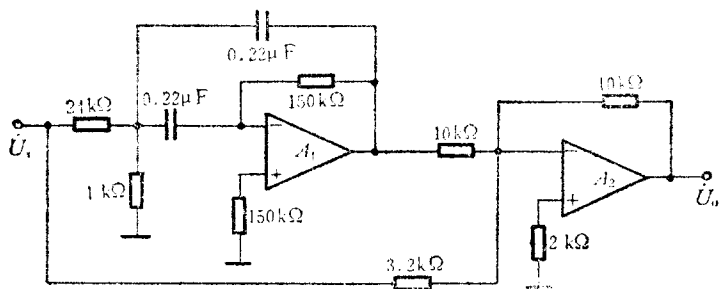
题 7-23 设图 7-20 电路中的 $R_1 = R = 6.2\text{k}\Omega$, $R_f = 5.6\text{k}\Omega$, $C = 0.51\mu\text{F}$, 试求它的通带电压放大倍数、中心频率和阻带宽度。

题 7-24 设计一个 BEF, 要求它的中心频率为 50Hz , 阻带宽度为 5Hz 。试画出电路, 并标出各电阻值和各电容值(希望 $C=0.05\mu\text{F}$)。

*题 7-25 试分析图 P7-25 中各电路分别属于哪种类型 (LPF、HPF、BPF、BEF) 的滤波电路, 并求出它们的通带电压放大倍数。



(a)



(b)

图 P7-25

*题 7-26 用集成模块和电阻组成的“状态变量”滤波电路如图 P7-26 所示。这种电路的特点是除电阻 R_1 、 R_2 、 R_3 和 R_4 外, 其余元器件均已集成为组件, 使用方便, 而且从三个输出端 (\dot{U}_{o1} 、 \dot{U}_{o2} 和 \dot{U}_{o3}) 可分别得到三种不同的滤波特性, 其性能受元件参数变化的影响比较小。试指出图中三个输出端各具有哪种滤波特性 (LPF、HPF、BPF、BEF)。

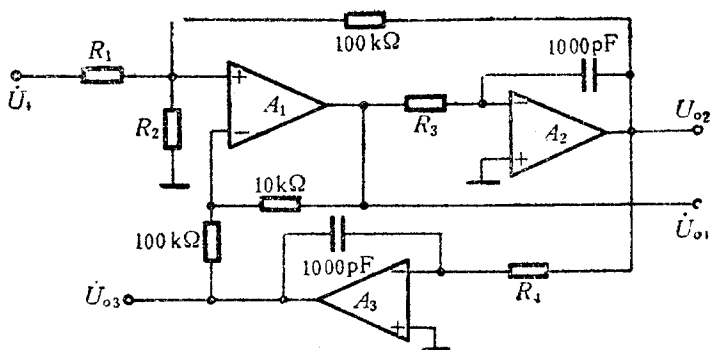


图 P7-26

题 7-27 传感器加到精密放大电路的信号频率范围是 $400 \pm 10 \text{ Hz}$ ，经放大后发现输出波形含有一定程度的噪声和 50 Hz 的干扰。试说明应引入什么形式的滤波电路以改善信号噪声比，并画出相应的电路原理图。

题 7-28 若信号频率范围是 $0 \sim 20 \text{ Hz}$ ，上题要求画出的电路原理图是否需要更改？若是，画出更改的部分。

第八章 电压比较器

电压比较器的功能是比较两个电压值的大小，并可将任意波形转换成矩形波，所以它是测量电路、自动控制系统、信号处理和波形发生等电路中常用的基本单元，我们专设一章作为基础性介绍。电压比较器中的集成运放主要工作在非线性区域，因此虚短、虚断等概念仅在判断临界情况下才适用，学习时应特别注意。

8.1 常用的电压比较器

8.1.1 什么是电压比较器

电压比较器(通常简称为比较器)的功能是比较两个电压的大小，例如将一个信号电压 u_i 和另一个参考电压 U_R 进行比较，在 $u_i > U_R$ 和 $u_i < U_R$ 两种不同情况下，电压比较器输出两个不同的电平，即高电平和低电平。而 u_i 变化经过 U_R 时，比较器的输出将从一个电平跳变到另一个电平。图 8-1 画出了一种简单电压比较器的传输特性，其中 U_{OH} 和 U_{OL} 分别是电压比较器输出的高电平和低电平。

比较器有各种不同的类型。对它的要求是：鉴别要准确，反应要灵敏，动作要迅速，抗干扰能力要强，还应有一定的保护措施，以防止因过电压或过电流而造成器件损坏。下面以简单电压比较

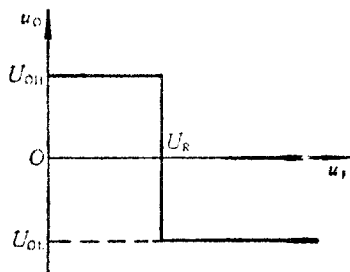


图 8-1 简单电压比较器的传输特性

器为例,阐述比较器的构成和工作原理。

8.1.2 简单电压比较器

一、电路的构成

由于简单电压比较器的输出只需要两种稳定状态,为了提高灵敏度,通常用集成运放构成,并使它工作在开环状态,它的两个

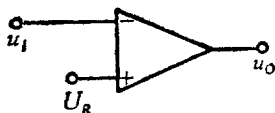


图 8-2 简单电压比较器

输入端分别接输入信号 u_i 和参考电压 U_R , 或者接两个输入信号, 就构成了简单电压比较器, 如图 8-2 所示。

二、基本工作原理

由于高质量集成运放的开环电压放大倍数很大, 输入偏置电流很小, 失调电压也较小, 一般可按理想情况 ($A_{od} = \infty$, $I_{IB} = 0$, $U_{IO} = 0$) 考虑, 因此在开环状态下, 只要反相输入端的电位高于同相输入端的电位即 $u_- > u_+$, 则 u_o 为低电平。反之, 若 $u_+ > u_-$, 则 u_o 为高电平。

三、传输特性和阈值

比较器的输出电压从一个电平跳变到另一个电平的临界条件是集成运放两个输入端的电位相等, 即 $u_+ = u_-$ 。对于图 8-2 电路, $u_- = u_i$, $u_+ = U_R$, 所以该电压比较器的传输特性就是图 8-1 中的曲线。它表明输入电压从低逐渐升高经过 U_R 时, u_o 将从高电平跳变为低电平。相反, 当输入电压从高逐渐降低经过 U_R 时, u_o 将从低电平跳变为高电平。比较器的输出电压从一个电平跳变到另一个电平时对应的输入电压值称为阈值电压或门槛电平, 简称为阈值, 用符号 U_{TH} 表示。对于图 8-2 电路, $U_{TH} = U_R$ 。

四、过零比较器

有时需要将信号电压与零进行比较, 即参考电压等于零, 满

足该要求的电路很简单，只要将前面图 8-2 电路中接参考电压的端点接地就可以了，即如图 8-3(a) 所示(图中加了电阻 R ，以避免因 u_i 过大而损坏器件)。显然在理想情况下，它的阈值是零，也就是说 u_i 变化经过零时输出电压从一个电平跳变到另一个电平，因此称为过零比较器。

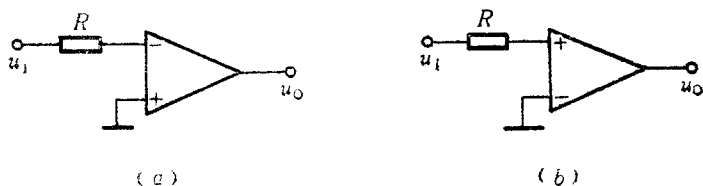


图 8-3 过零比较器

(a) 反相输入过零比较器

(b) 同相输入过零比较器

图 8-3(a) 过零比较器的信号电压接到集成运放的反相输入端，属于反相输入接法。也可以采用同相输入接法，如图 8-3(b) 所示。各种比较器一般都有同相输入和反相输入两种接法，究竟采用哪种接法，视比较器前后电路所需要的电压极性关系而定。

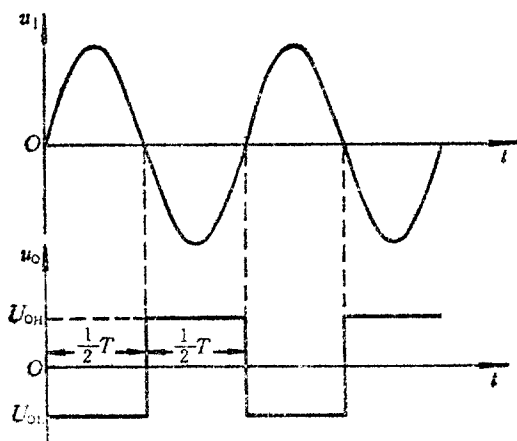


图 8-4 反相过零比较器的 u_i 和 u_o 波形

利用过零比较器可将正弦波变成方波。如果给图 8-3(a) 电路的输入端加正弦信号, 那么它的输出电压波形如图 8-4 中 u_o 的波形所示(这种高、低电平各占周期时间一半的波形称为方波。理想方波的上升时间和下降时间均为零), 其输出幅度与电源电压和运放的最大输出电压值有关。实际电路还包括限幅和保护措施。

五、限幅措施

如果希望减小比较器的输出幅值, 以适应某种需要(例如用来驱动 TTL 器件), 可在比较器的输出回路加限幅电路。图 8-5(a) 和(b) 中右边的电路就是两种利用稳压管的限幅电路, 图 8-5(a) 电路的正向输出幅度与负向输出幅度基本相等。图 8-5(b) 可用来驱动 TTL 数字集成电路, 图中稳压管的稳压值为 $3\sim 4V$, 在它的两端并联锗开关二极管, 是为了使负向输出电压更接近于零。

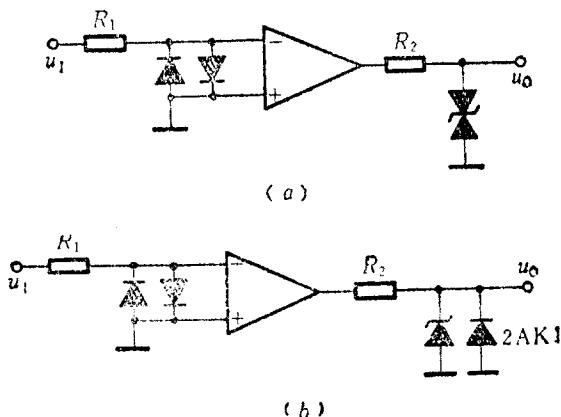


图 8-5 具有输入保护和输出限幅的过零比较器

六、输入过电压保护措施

为了防止输入信号过大损坏集成运放, 除了比较器的输入回路中串接电阻, 还可以在集成运放的两个输入端并联二极管, 如图 8-5(a) 和(b) 中左边的电路所示。

8.1.3 比较器的特点及分析方法

由以上所述可知,比较器与前面第五、六、七章中的放大电路、运算电路、有源滤波电路等相比,它具有一些截然不同的特点。掌握这些特点对于比较器的分析和计算是十分有益的,因此本节将先归纳比较器的特点,然后阐述比较器的一般分析方法。

一、比较器的特点

1. 工作在开环或正反馈状态

放大、运算等电路为了实现性能稳定并满足一定的精度要求,这些电路中的运放均引入深度负反馈;而为了提高比较器的灵敏度和响应速度,它所采用的运放不但没有引入负反馈,有时甚至还加正反馈(例如下面 8.1.4 节中的滞回比较器)。因此比较器的性能和分析方法与放大、运算等电路是不同的。

2. 非线性

由于比较器中运放处于开环或正反馈状态,它的两个输入端之间的电位差与开环电压放大倍数的乘积通常超过最大输出电压,使其内部某些管子进入饱和区或截止区,因此在绝大多数情况下输出与输入不成线性关系,即在放大、运算等电路中常用的虚短等深度反馈概念对于比较器不再适用。

3. 开关特性

比较器的输出通常只有高电平和低电平两个稳定状态^①,因此它相当于一个受输入信号控制的开关(如图 8-6 所示),当输入电压经过阈值时开关动作,使输

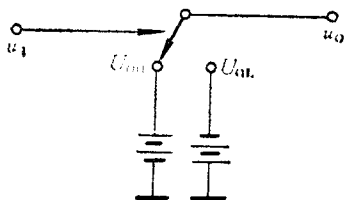


图 8-6 电压比较器的开关特性示意图

^① 三态比较器有高电平、零和低电平三个稳定状态,详见本章附录 8A。

出从一个电平跳变到另一个电平。这种功能将在下一章的非正弦波形发生电路中得到应用。

由于比较器的输入信号是模拟量,而它的输出电平是离散的,因此电压比较器可作为模拟电路与数字电路之间的过渡电路。

二、比较器的分析方法

由于比较器的上述特点,在分析时既不能象对待放大电路那样去计算放大倍数,也不能象分析运算电路那样去求解输出与输入的函数关系,而应当着重抓住比较器的输出从一个电平跳变到另一个电平的临界条件(此时运放两个输入端之间的电压可视为零,两个输入端的电流也可视为零)所对应的输入电压值(即为阈值)来分析输入量与输出量之间的关系。这一点将在下面的滞回比较器一节中详述。

8.1.4 滞回比较器

一、如何提高抗干扰能力

简单电压比较器结构简单,而且灵敏度高,但它的抗干扰能力

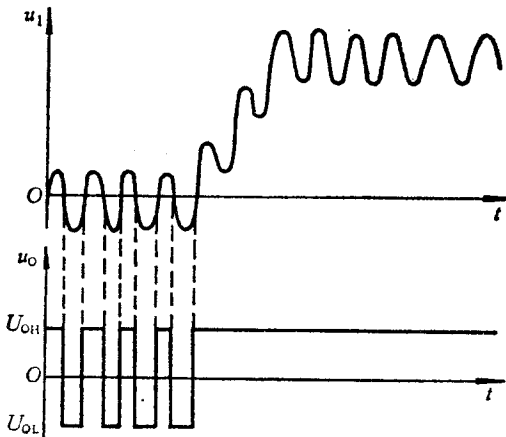


图 8-7 说明过零比较器抗干扰性差的波形图

差,也就是说如果输入信号因受干扰在阈值附近变化,如图 8-7 中 u_i 的波形所示,则过零比较器输出电压就会反复地从一个电平跳变到另一个电平。若过零比较器为同相输入接法,则输出电压如图 8-7 中 u_o 的波形所示。如果用这样的输出电压控制继电器或电机,将出现频繁动作或起停现象。这种情况通常是不允许的。怎样解决这个问题呢?我们设想,如果电压比较器有两个数值不同的阈值,其传输特性如图 8-8(b)所示,即 u_o 由低电平变到高电平的阈值为 U_{TH1} , u_o 由高电平变到低电平的阈值为 U_{TH2} ,那么当输入信号因受干扰或其他原因发生变化时,只要变化量不超过两

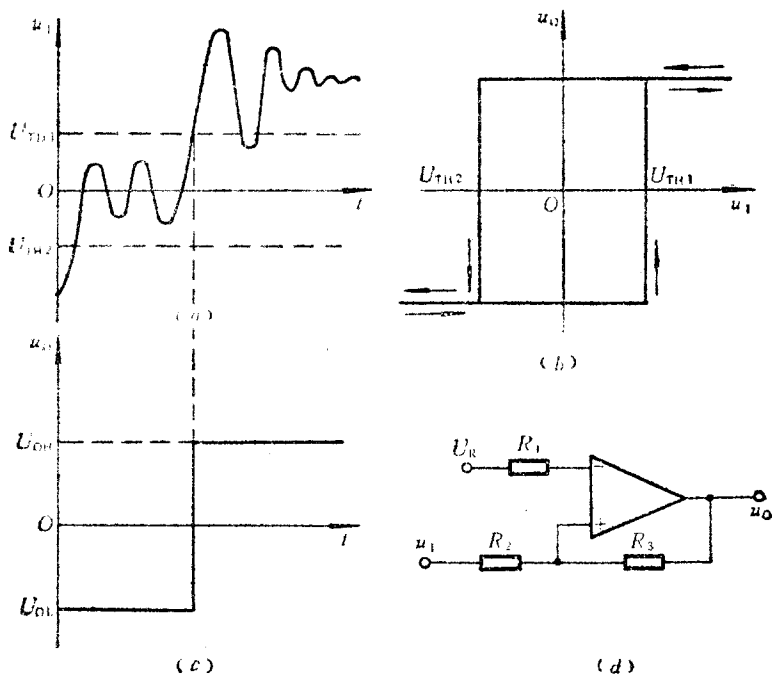


图 8-8 同相滞回比较器

(a) 输入电压的波形

(b) 传输特性

(c) 输出电压的波形

(d) 同相输入滞回比较器

个阈值之差,这种比较器的输出电压就不会来回变化。图 8-8(a)和(c)示出了同相滞回比较器[它的传输特性如图 8-8(b)所示]的输入电压和输出电压的波形,可见后者并不因前者受干扰而变化,所以抗干扰能力强。

图 8-8(b)所示传输特性与磁滞回线类似,因此人们将具有这类传输特性的电压比较器称为滞回比较器或施密特触发器。

二、电路的构成

怎样构成滞回比较器电路呢?观察图 8-8(b)所示传输特性可知,它的两个阈值与输出端在状态转换前是高电平还是低电平有关,因此可在简单电压比较器电路上加正反馈来构成滞回比较器。图 8-8(d)中示出了一种同相输入滞回比较器。读者可自行证明,当 $U_R = 0$ 时它的传输特性与图 8-8(b)中画出的相同。还可以证明,如果加负反馈则得不到滞回特性。

三、估算阈值

下面以图 8-9(a)所示比较器为例说明如何估算阈值。由此图可知,它的输出电压发生跳变的临界条件是集成运放两个输入端之间的电压等于零,即

$$u_- = u_+ \quad (8-1)$$

而在 $u_- \approx u_+$ 时,集成运放两个输入端的电流均可视为零,因此运放反相输入端的电位等于输入电压,即

$$u_- = u_I \quad (8-2)$$

而运放同相输入端的电位是

$$u_+ = U_R - \frac{U_R - u_O}{R_2 + R_3} \cdot R_2 = \frac{R_3 U_R + R_2 u_O}{R_2 + R_3} \quad (8-3)$$

因为 $u_- = u_+$ 时对应的 u_I 值就是阈值,故由式(8-2)和式(8-3)可知,图 8-9(a)电路的阈值是

$$U_{TH} = \frac{R_3 U_R + R_2 u_O}{R_2 + R_3}$$

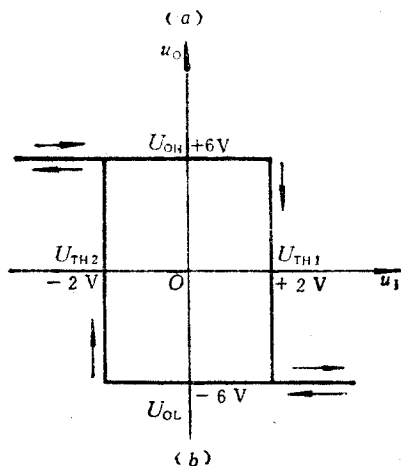
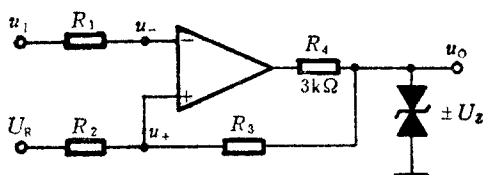


图 8-9 反相滞回比较器

(a) 反相滞回比较器电路

(b) 反相滞回比较器的传输特性

式中 u_o 的值是输出高电平 $(+U_Z)$ 或输出低电平 $(-U_Z)$ ，故将 $u_o = +U_Z$ 和 $u_o = -U_Z$ 分别代入上式。可得两个不同的阈值，它们分别是

$$U_{TH1} = \frac{R_3 U_R + R_2 U_Z}{R_2 + R_3} \quad (8-4)$$

$$U_{TH2} = \frac{R_3 U_R - R_2 U_Z}{R_2 + R_3} \quad (8-5)$$

四、传输特性

下面通过一个例题来说明如何画滞回比较器的传输特性。

〔例 8-1〕 设图 8-9(a) 电路中的电阻 $R_1 = 10\text{k}\Omega$, $R_2 = 15\text{k}\Omega$, $R_3 = 30\text{k}\Omega$, $U_Z = 6\text{V}$, $U_R = 0$ 。试画出其传输特性。

解：我们将传输特性分成正向过程和负向过程两部分来画，即 u_1 从足够低逐渐上升使 u_o 产生跳变，然后再增加到足够高为正向过程； u_1 从足够高逐渐下降使 u_o 产生另一次跳变，然后 u_1 再下降到足够低为负向过程。

1. 正向过程

由于图 8-9(a) 电路为反相输入接法，因此 u_1 足够低时 u_o 为高电平，其值为 $+6V$ 。当 u_1 由足够低逐渐上升使 u_o 由 $+6V$ 跳变为 $-6V$ 的阈值可由式(8-4)求出，即

$$U_{TH1} = \frac{0 + R_2 U_Z}{R_2 + R_3} = \frac{15 \times 6}{15 + 30} = 2V$$

故在 $u_1 < 2V$ 时， $u_o = +6V$ 不变。当 u_1 逐渐上升经过 $+2V$ 时， u_o 由 $+6V$ 跳变为 $-6V$ 。在 $u_1 > 2V$ 以后再继续上升， $u_o = -6V$ 不变。

2. 负向过程

当 u_1 足够高时 u_o 为低电平，其值是 $-6V$ 。 u_1 由足够高逐渐下降使 u_o 由 $-6V$ 跳变为 $+6V$ 的阈值可由式(8-5)求出，即

$$U_{TH2} = \frac{0 - R_2 U_Z}{R_2 + R_3} = \frac{-15 \times 6}{15 + 30} = -2V$$

故在 u_1 高于 $-2V$ 以前 $u_o = -6V$ 不变。当 u_1 逐渐下降经过 $-2V$ 时， u_o 由 $-6V$ 跳变为 $+6V$ 。在 u_1 低于 $-2V$ 以后再下降， $u_o = +6V$ 不变。

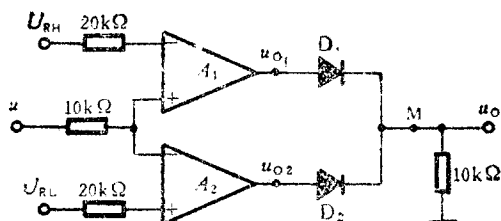
据以上所述，画出图 8-9(a) 电路的传输特性如图 8-9(b) 所示。

8.1.5 窗口比较器

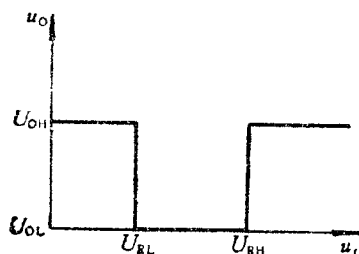
简单比较器和滞回比较器有一个共同的特点，即 u_1 单方向变化时， u_o 只跳变一次，因而只能检查一个电平。如果要判断 u_1 是否在某两个电平之间，则应采用窗口比较器。

一、电路的构成

窗口比较器的主要特点是输入信号单方向变化（例如从足够低单调升高到足够高）可使输出电压跳变两次，其传输特性如图 8-10(b) 所示。它形似窗口，故将具有这类传输特性的比较器，称为窗口比较器。将它与反相简单电压比较器、同相简单电压比较器的传输特性相比较，我们发现，可用两个阈值不同的简单比较器



(a)



(b)

图 8-10 窗口比较器

(a) 窗口比较器电路

(b) 窗口比较器传输特性

构成窗口比较器, 阈值小的简单比较器采用反相输入接法, 阈值大的简单比较器采用同相输入接法, 再用具有单向导电性的二极管将两个简单比较器的输出引到同一点, 作为窗口比较器的输出端。实现上述意图的电路如图 8-10(a) 所示, 图中的参考电压 $U_{RH} > U_{RL}$ 。至于图中各电阻值, 可根据具体情况适当增减。

二. 工作原理

下面按输入电压与参考电压 U_{RH} , U_{RL} 的大小分三种情况分析图 8-10(a) 窗口比较器的工作原理。

1. 当 $u_I > U_{RH}$ 时, u_{O1} 为高电平, 二极管 D_1 导通。由于 $U_{RL} < U_{RH}$, 因此 u_I 也大于 U_{RL} , 但 A_2 采用反相输入接法, 所以 u_{O2} 为

低电平(负值), 二极管 D_2 截止。也就是说在这种情况下的图 8-10(a)窗口比较器相当于同相输入简单比较器, 此时 $u_o \approx u_{o1}$, 为高电平。

2. 当 $u_i < U_{RL}$ 时, u_{o2} 为高电平, 二极管 D_2 导通。由于 $U_{RL} < U_{RH}$, 因此 u_i 也小于 U_{RH} , u_{o1} 为低电平(负值), 二极管 D_1 截止。也就是说这种情况下的图 8-10(a)窗口比较器相当于反相输入简单电压比较器, 此时 $u_o \approx u_{o2}$, 为高电平。

3. 当 $U_{RL} < u_i < U_{RH}$ 时, u_{o1} 和 u_{o2} 均为低电平, 二极管 D_1 和 D_2 都截止, 此时图 8-10(a)中的 M 点相当于开路, 所以 $u_o = 0$, 即窗口比较器输出为低电平。

三、阈值和传输特性

据以上所述可知, 图 8-10(a)窗口比较器有两个阈值, 它们是 U_{RH} 和 U_{RL} 。而且当 $u_i < U_{RL}$ 或 $u_i > U_{RH}$ 时, u_o 均为高电平, 仅当 $U_{RL} < u_i < U_{RH}$ 时 u_o 为低电平, 因此可画出图 8-10(a)窗口比较器的传输特性如图 8-10(b)所示。

窗口比较器的电路较多, 读者可参阅参考文献^①。

窗口比较器提供了两个阈值和两种输出状态, 从检查产品的角度来看, 可区分参数值在一定范围之内和这个范围之外的产品。例如, 利用图 8-11 电路可将三极管按 β 值的大小分为两档, 即 β 值在 50 至 100 之间的为一档, 其他的为另一档。当图中右边的发光二极管为暗状态时, 说明图中左边的被测三极管(硅管) β 值在 50~100 之间。当发光二极管为亮状态时, 说明被测三极管 $\beta < 50$ 或 $\beta > 100$ 。读者可自行检查该电路的正确性。

如果希望将三极管按 β 值的大小分为三档, 例如 β 值在 50 以下的为 A 档, β 值在 50~100 之间的为 B 档, β 值大于 100 的为

① 见[8-5]618~619页, [8-6]311~313页和[8-8]326页。

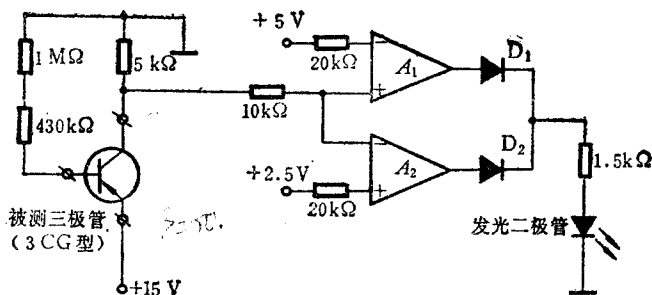


图 8-11 利用窗口比较器区分三极管 β 值的原理电路

C 档,则要求比较器不仅有两个不同阈值,而且要有三种不同状态的输出电平。能实现这种功能的比较器称为三态比较器。本章附录 8A 将介绍它的工作原理。

8.2 电压比较器的灵敏度和响应时间

8.2.1 电压比较器的灵敏度

在前面的分析中,集成运放是按理想情况考虑的。然而实际集成运放不可能是理想的(例如 A_{od} 、 r_{id} 和 S_R 等不是无穷大, I_{IB} 、 U_{IO} 、 I_{IO} 及其温漂不等于零),因此比较器的实际特性与前面按理想情况分析所得出的结论有所差别,具体表现之一是实际比较器的 u_o 从一个电平变到另一个电平时,并不是理想的阶跃。图 8-12 中示出了一个同相输入简单比较器的实际传输特性。

图中 u_o 从一个电平变为另一个电平的区域称为渡越区,渡越区边缘所对应的两个输入电压值 U_{I2} 和 U_{I1} 之差 ΔU_I 称为灵敏度(或渡越电压)。它标志着比较器对输入信号电压的分辨能力。 ΔU_I 越小,比较器的灵敏度越高。

滞回比较器有两个阈值,当输入信号在两个阈值之间变化时,输出电压不变,因此滞回比较器的灵敏度低。

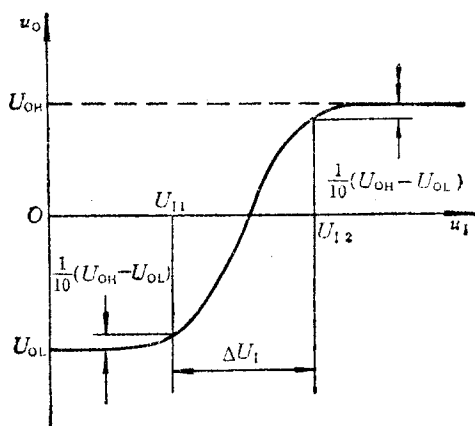


图 8-12 简单电压比较器的实际传输特性示意图

设简单电压比较器中集成运放的最大输出电压是 $\pm 14\text{V}$, $A_{od} = 10^5$, 若不考虑其它因素的影响, 则灵敏度是

$$\Delta U_I = \frac{14 - (-14)}{10^5} = 2.8 \times 10^{-4} = 0.28\text{mV}.$$

可见, 为了提高灵敏度应选择开环电压放大倍数大、温漂小的精密集成运放构成简单电压比较器。

在信号源与运放输入端之间串有电阻的情况下, 运放的输入电阻和静态偏置电流也影响比较器的灵敏度。显然 r_{id} 越大, I_{IB} 越小, 比较器的灵敏度越高。

8.2.2 电压比较器的响应时间

一、基本概念

如果在比较器的输入端加理想阶跃信号, 那么在理想情况下比较器的 u_o 也应当是理想的阶跃电压, 而且没有延迟。但实际集成运放的最大转换速率总是有限的, 因此比较器输出电压的跳变不可能是理想阶跃。图 8-13 示出了简单电压比较器的输出从低

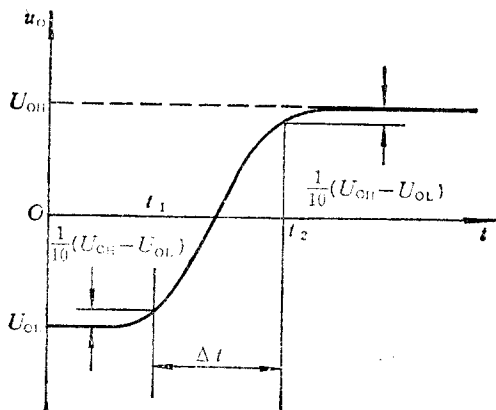


图 8-13 实际比较器的响应时间示意图

电平变为高电平的波形。图中的 Δt 称为响应时间。 Δt 越小，响应速度越快。

二、减小响应时间的方法

减小比较器响应时间的主要方法有：

1. 尽可能使输入信号接近理想情况，使它在阈值附近的变化接近理想阶跃，且幅度足够大。
2. 由于集成电压比较器的响应时间比普通集成运放的响应时间小得多（有的集成电压比较器的响应时间不到 10ns），而高速集成运放一般价格较贵，如果将它作为比较器使用，工作在开环状态，常因内部三极管进入深饱和区使响应速度下降^①。因此在对输入电阻和精度要求不高的情况下，应选用集成电压比较器（将在下一节中介绍），以减小响应时间。
3. 如果选用集成运放构成比较器，为了提高响应速度可加限幅措施，以避免集成运放内部的管子进入深饱和区。具体措施一

^① 见[8-2]130页。

般是在集成运放的两个输入端并联二极管(如图 8-14 所示),或将稳压管接入负反馈支路(如图 8-15 所示)。

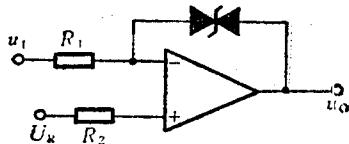
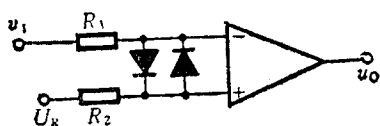


图 8-14 在输入端并联二极管的比较器 图 8-15 接有限幅稳压管的比较器

8.3 集成电压比较器

前面提到电压比较器是模拟电路与数字电路之间的过渡电路,但通用型集成运放构成的电压比较器的高、低电平与数字电路 TTL 器件的高、低电平的数值相差较大,一般需要加限幅电路才能驱动 TTL 器件,因此给使用带来不便。而且通用型集成运放构成的电压比较器响应速度低,采用集成电压比较器可以克服这些缺点。下面介绍它的主要特点、部分集成电压比较器的主要参数、通用型集成电压比较器的内部电路概况和几种常用接法。

一、集成电压比较器的主要特点

集成电压比较器内部电路的结构和工作原理与集成运放十分相似,但由于用途不同,集成电压比较器有其固有的特点,现概述如下:

1. 集成电压比较器一般无需外接元件,就可以直接驱动 TTL 等数字集成电路器件。

2. 与同等价格的集成运放相比,集成电压比较器的响应速度快。

3. 为了提高响应速度,集成电压比较器内部电路的输入级工作电流较大。

4. 有的集成电压比较器具有选通端。

5. 集成电压比较器的开环放大倍数和共模抑制比一般不太高,而且失调电压通常超过 1mV,因此在响应速度要求低、精度要求高时,应选用精密切成运放构成电压比较器。

二、部分集成电压比较器的主要参数

表 8-1 部分集成电压比较器的主要参数

型号	主要特点	电源电压 (V)	A_{od} (V/mV) (典型值)	t_r (ns) (典型值)	I_{IB} (μA) (最大值)	I_{IO} (μA) (最大值)	U_{IO} (mV) (最大值)
CJ0311	通用型(单) ^①	+5~±15	200	200	0.25	0.06	2
CJ1311	FET输入(单)	±15或30	200	200	0.15×10^{-3}	75×10^{-6}	10
CJ0339	低功耗、低失调(四) ^②	±1~±18	200	1.3×10^3	0.25	0.05	5
CJ0393	低功耗、低失调(双) ^③	或5~36					
CJ0361	高速、互补输出(单)	±5~±15 或5	3	12	15	4	4
CJ0119	精密(双)	5 或 ±15	40	80	0.5	0.075	4
J0734	精密(单)	±15	≥25	200	0.15	0.045	7.5
CJ0710	高速(单)	+12和-6	1.5	40	25	5	5
CJ0510	高速(单)	同上	33	30	15	3	2
CJ1414	高速(双)	同上	1.5	30	25	5	4
CJ0514	高速(双)	同上	33	30	15	3	2
CJ0811	高速(双)	同上	17.5	33	20	3	3.5
CJ0306	高速(单)	+12和-3~-12	40	40	25	5	5
Am-685	超高速(单)	+12和-6	1.7	4	10		2

①、②和③:括号中的“单”、“四”和“双”分别表示该器件内有一个、四个和两个电压比较器,分别称为单电压比较器、四电压比较器和双电压比较器。

表 8-1 中列出了部分集成电压比较器的主要参数 (t_r 为响应时间)。其中 Am-685 是超高速集成电压比较器, 它可直接驱动 ECL 器件。除 Am-685 外, 表中其余各种集成电压比较器均为国产型号, 它们均可直接驱动 TTL 器件, 有的 (例如 CJ0311 和 CJ1311) 还可直接驱动 CMOS 器件。

三、通用型集成电压比较器

表 8-1 中的 CJ0311 是通用型集成电压比较器, 国外同类型号有 LM311。它的电源电压允许范围宽, 可用正、负双电源供电, 也可用单电源供电。若用 $\pm 5V$ 单电源供电, 则可直接驱动 TTL 器件; 若用 $+15V$ 单电源供电, 则可直驱动 CMOS 器件 (设电源电压也是 $+15V$), 而且它能输出 $50mA$ 的电流, 因此可直接驱动某些继电器或灯泡。所以这种通用型集成电压比较器用途较广。

CJ0311 的内部电路由差动放大输入级、中间放大级、集电极开路式输出级、恒流源电路和输出过电流保护电路等组成, 如图 8-16 所示。由图可知, 当选通端 (管脚 6) 接地时, 三极管 T_7 饱和导通, T_{11} 、 T_{12} 和 T_{15} 都截止, 不受输入信号的影响。当选通端悬空或接高电平时, 输出状态取决于输入信号, 即实现电压比较器的功能。

图 8-16 表明, 输出级三极管 T_{15} 为集电极开路形式, 而且它的集电极和发射极是单独引出的 (正常工作时三极管 T_{16} 截止), 因此它可接成集电极输出和射极输出两种形式^①, 分别如图 8-17 (a)、(b) 和 (c) 所示。图 (a) 和 (b) 中 R 的阻值, 应根据负载电流的大小 (最大不能超过 $50mA$) 和电源电压的高低选择。电阻 R 也可以是负载, 例如灯泡。

① 接法不同时, 输入与输出的极性关系也不同。若接成集电极输出形式, 则管脚 2 和 3 分别为同相输入端和反相输入端; 若接成射极输出形式, 则管脚 2 为反相输入端, 管脚 3 为同相输入端。

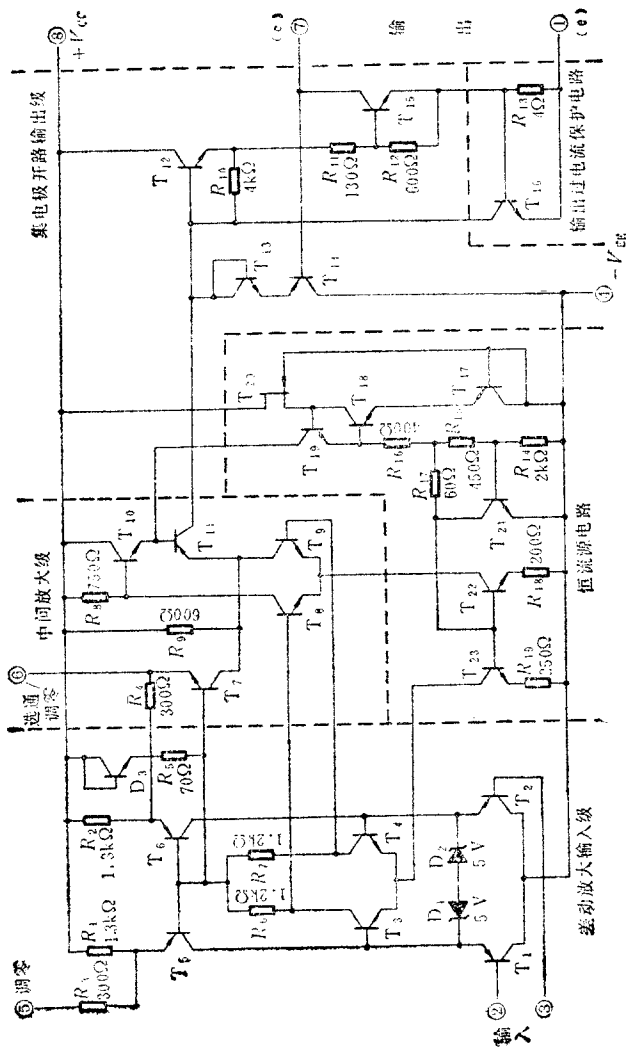


图 8-16 通用型集成电压比较器 CJo311 内部电路

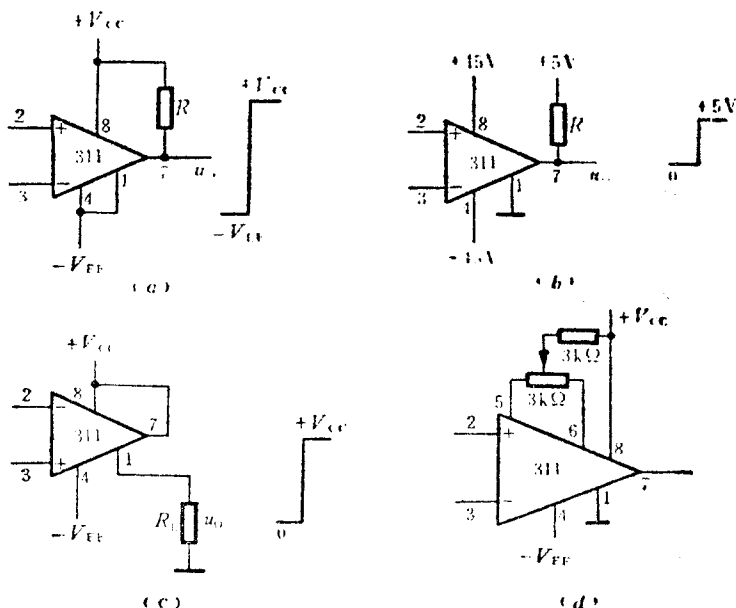


图 8-17 CJ0311 的几种常用接法

(a)、(b)集电极输出接法 (c)射极输出接法 (d)调零电位器的接法

如果希望减小失调电压和失调电流的影响，可外接调零电位器，其接法如图 8-17(d)所示。

表 8-1 中 CJ1311 与 CJ0311 的区别仅在于输入级的管子 T_1 和 T_2 ，后者为双极型三极管，前者为场效应管。因此 CJ1311 的输入偏置电流和失调电流很小，输入电阻很大。但它的输入失调电压和失调电压温漂较大，高温特性也较差。除此以外，CJ1311 与 CJ0311 的性能相同，它们的封装也相同。图 8-18 示出了它们的双列直插式管脚图(顶视图)，图中输入端所标“+”和“-”是指集电极输出接法而言。

关于集成电压比较器的其他内容，读者可参阅参考文献①。

① 见[8-3]的第六章和[8-9]387~393页。

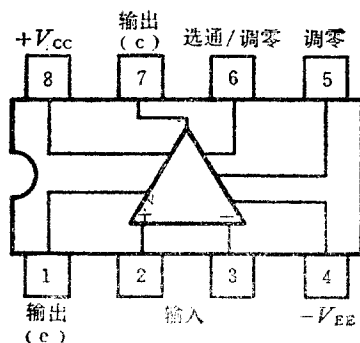


图 8-13 CJO311 和 CJ1311 的管脚图(顶视图)

本章小结

电压比较器的输入电压是模拟量, 输出电压通常只有高电平和低电平两个稳定状态(三态比较器例外), 它可以看成是由输入电压控制的开关, 它可将各种周期性变化的信号转换成矩形波。

本章介绍了简单电压比较器(包括过零比较器)、滞回比较器和窗口比较器。它们的主要性能指标是:

1. 阈值。它是使输出电压发生跳变的输入电压值。简单电压比较器只有一个阈值, 滞回比较器和窗口比较器各有两个阈值。估算阈值主要应抓住输入信号使输出电压发生跳变的临界条件, 此时集成运放或集成电压比较器两个输入端之间的电压等于零, 它们两个输入端的电流也可视为零。

2. 输出高电平和低电平的具体数值。

3. 灵敏度。简单电压比较器的灵敏度高, 抗干扰性差。滞回比较器的灵敏度低, 抗干扰性强。若希望灵敏度高, 且输入电阻大, 工作稳定, 一般应选择高增益、高输入电阻、低失调、低温漂的集成运放构成简单电压比较器。

4. 响应时间。若希望响应时间小,且输出电平与 TTL 器件兼容,组成电路的器件一般应选择集成电压比较器。

比较器的输出电压与输入信号的关系常用传输特性表示。画传输特性的一般步骤是:先求出阈值,再根据电压比较器的具体电路分析在输入电压由最低变到最高和输入电压由最高变到最低两种情况下,输出电压的变化规律,然后画出传输特性。值得注意的是,滞回比较器的正向过程(与 u_I 逐渐上升相对应)和负向过程(与 u_I 逐渐下降相对应)是不同的,即阈值不同。画它的传输特性时,应分清这两个过程中各是哪一个阈值使 u_O 发生跳变。

简单电压比较器和滞回比较器均有同相输入和反相输入两种接法,设计时应根据电压比较器前后电路所要求的电压极性关系合理选择。

学完本章后,应掌握简单电压比较器(包括过零比较器)、滞回比较器和窗口比较器的工作原理、输出电压与输入电压的关系,并熟悉它们的阈值计算方法。

本章附录

8A 三态比较器

三态比较器的输出有三种不同的稳定状态,它们通常是高电平、零和低电平。下面介绍这种电压比较器电路的构成和基本工作原理,并举例说明它的应用。

一、电路的构成

三态比较器有两个阈值 U_{TH1} 和 U_{TH2} (设 $U_{TH1} > U_{TH2}$), 在输入电压 $u_I < U_{TH2}$, $U_{TH2} < u_I < U_{TH1}$ 和 $u_I > U_{TH1}$ 三种不同情况下, 它的输出分别为低电平、零和高电平三种不同状态, 其传输特性如图 8A-1 所示。

由图可以看出, 若以横轴为界将这个三态比较器的传输特性分成上、下两部分, 则可得到两个简单电压比较器的传输特性, 分别如图 8A-2(a) 和 (b) 所示, 它们的阈值是不同的。因此可用两个阈值不同的简单电压比较器构成

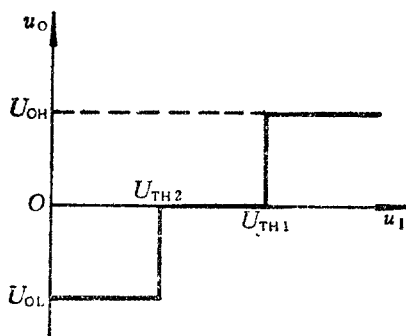


图 8A-1 三态比较器的传输特性

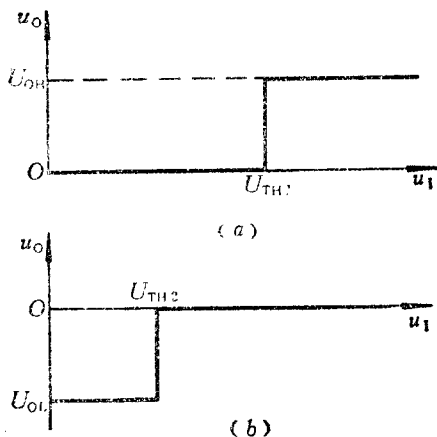


图 8A-2 两个简单电压比较器的传输特性

三态比较器。实现上述意图的电路如图 8A-3 所示。图中的各电阻的阻值，可根据具体情况适当增减。

二、基本原理

图 8A-3 电路中的参考电压 $U_{R2} < U_{R1}$ ，当输入电压取不同值时，将有以下三种不同情况：

1. 当 $u_i < U_{R2}$ 时， u_i 也小于 U_{R1} ，因此 A_1 和 A_2 的输出电压均为 $-U_{OM}$ ，二极管 D_1 截止， D_2 导通， $u_o = -U_Z$ ，即输出为低电平。

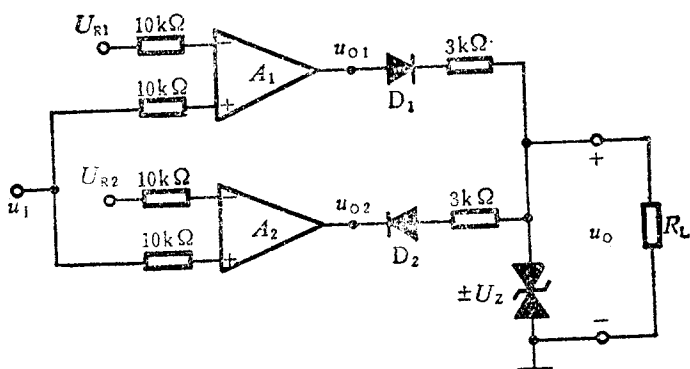


图 8A-3 三态比较器 ($U_{R2} < U_{R1}$)

2. 当 $U_{R2} < u_1 < U_{R1}$ 时, A_1 的输出电压为 $-U_{OM}$, A_2 的输出电压为 $+U_{OM}$, 二极管 D_1 和 D_2 都截止, 因此 $u_O = 0$ 。

3. 当 $u_1 > U_{R1}$ 时, u_1 也大于 U_{R2} , A_1 和 A_2 的输出电压均为 $+U_{OM}$, 二极管 D_1 导通, D_2 截止, $u_O = +U_Z$, 即输出为高电平。

由以上所述可知, 图 8A-3 电路的两个阈值分别是 $U_{TH1} = U_{R1}$ 和 $U_{TH2} = U_{R2}$, 它的传输特性就是图 8A-1 所示曲线。

如果希望三态比较器的传输特性如图 8A-4 所示, 即与图 8A-1 中的传输特性相反, 则应采用反相输入接法。至于具体电路, 请读者自己画出。

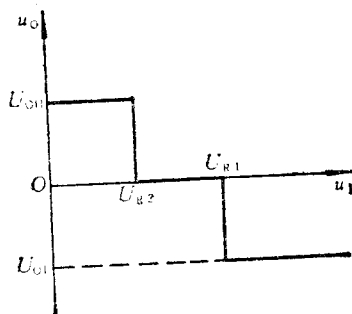


图 8A-4 反相输入三态比较器的传输特性

三、应用举例

利用三态比较器可将产品按某一参数值的大小分为三档。例如,若希望将三极管按 β 值的大小分为 $\beta < 50$ 、 $50 < \beta < 100$ 和 $\beta > 100$ 三档,,则可采用图 8A-5 所示的原理电路。图中虚线左边的 T_x 是被测三极管,它的 β 值越大,集电极对地电压(即三态比较器的输入电压)越低。图中虚线的右边是三态比较器,为了使 T_x 的 β 值足够大时 u_o 为高电平,它采用反相输入接法。图中三个 $1k\Omega$ 的电阻分压产生参考电压 $+5V$ 和 $-5V$ 。

根据前面的分析方法可画出图 8A-5 电路输出电压与被测三极管 β 值的关系曲线,如图 8A-6 所示。

只要在图 8A-5 电路的输出端接一个零位在正中间的指针式电压表,如图中右侧所示,则可根据表针所处的位置(偏向左侧、偏向右侧、处于正中间),判断被测三极管的 β 值是小于 50,大于 100,或在 50 至 100 之间。

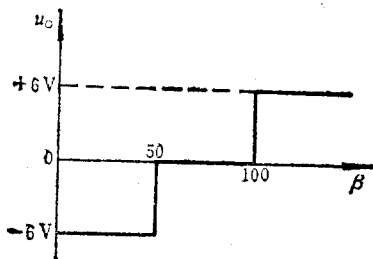


图 8A-6 图 8A-5 电路的 u_o 与三极管 β 值的关系曲线

关于三态比较器和有关电压比较器的其他内容,读者可参阅参考文献^①。

参 考 文 献

[8-1] 应百里编:《集成运算放大器的非线性应用》,高等教育出版社,北京,1983 年

[8-2] 谢沅清编:《模拟集成电路应用》,人民邮电出版社,北京,1984 年

[8-3] 赵保经主编:《中国集成电路大全》(接口集成电路),国防工业出版社,北京,1986 年

① 见[8-1]第三章,[8-4]184~194 页和[8-7]第十五章。

- [8-4] 赵保经编著:《模拟集成电路》,人民邮电出版社,北京,1983年
- [8-5] 清华大学电子学教研组编,童诗白主编:《模拟电子技术基础》(下册),人民教育出版社,北京,1981年
- [8-6] 李清泉、黄昌宁编著:《集成运算放大器原理与应用》,科学出版社,北京,1980年
- [8-7] 张郁弘、庄灿涛编著:《晶体管运算放大器及其应用》,国防工业出版社,北京,1978年
- [8-8] [匈]M·赫波著,谢瑞和译:《模拟集成电路》,高等教育出版社,北京,1984年
- [8-9] Alan B. Grebene: *Bipolar and MOS Analog Integrated Circuit Design*, John Wiley and Sons, New York, 1984

自我检验题

题8-1 从下面各题后面的括号中选择恰当的词填空。

(1) 电压比较器与放大电路、运算电路的主要区别是:电压比较器电路中的集成运放工作在_____或_____,因此它的输出只有_____和_____两个稳定状态(三态比较器除外)。

(a. 高电平, b. 低电平, c. 开环状态, d. 正反馈状态, e. 深负反馈状态, f. 虚短)

(2) 无论是用集成运放还是集成电压比较器构成的电压比较器电路,其输出电压与两个输入端的电位关系相同,即只要反相输入端的电位高于同相输入端的电位,则输出为_____电平。相反,若同相输入端的电位高于反相输入端的电位,则输出为_____电平。(a. 高, b. 低)

(3) _____灵敏度高, _____抗干扰能力强。(a. 滞回比较器, b. 简单电压比较器)

(4) 无论是简单电压比较器还是滞回比较器,均可采用同相输入和反相输入两种接法。若希望 u_i 足够高时输出电压为低电平,则应采用_____输入接法。若希望 u_i 足够低时输出电压为低电平,则应采用_____输入接法。

(a. 同相, b. 反相)

(5) _____和_____各有两个阈值,而_____只有一个阈值。在输入电压从足够低逐渐上升到足够高的过程中,_____

和_____的输出电压各只跳变一次,而_____跳变两次。

(a. 简单电压比较器, b. 滞回比较器, c. 窗口比较器)

(6) _____在 u_I 下降到足够低和 u_I 上升到足够高两种不同情况下的输出电平是相同的。而_____和_____却不同,它们在上述两种不同情况下的输出电平是相反的(指高和低而言)。(a. 简单电压比较器, b. 滞回比较器, c. 窗口比较器)

(7) 在输入电压从足够低逐渐上升到足够高和从足够高逐渐下降到足够低两种不同变化过程中, _____和_____的输出电压随 u_I 变化的曲线是相同的,而_____则不然。(a. 简单电压比较器, b. 滞回比较器, c. 窗口比较器)

(8) 若希望电压比较器的灵敏度高,应选择性能优良的_____构成_____。若希望电压比较器的响应速度快,则应选用_____。(a. 集成运放, b. 集成电压比较器, c. 简单电压比较器, d. 滞回比较器)

题 8-2 试根据下面各小题对电压比较器的要求,分别指出:各应选用哪种电压比较器(a. 简单电压比较器, b. 过零比较器, c. 滞回比较器, d. 窗口比较器)?各应采用哪种接法(e. 同相接法, f. 反相接法)?分别将答案填在各小题后面的括号中。

(1) 要求电压比较器仅在输入电压过零时,输出电压发生跳变。除此以外,输出电压保持不变。并希望 $u_I > 0$ 时 u_O 为高电平。()

(2) 希望电压比较器在 u_I 由 -10V 逐渐升高到 $+10\text{V}$ 的过程中,仅当 u_I 经过 $+1\text{V}$ 时输出电压从高电平跳变为低电平,其他情况下输出电压不变;在 u_I 由 $+10\text{V}$ 逐渐降低到 -10V 的过程中,仅当 u_I 经过 -1V 时输出电压从低电平跳变为高电平,其他情况下输出电压不变。()

(3) 希望电压比较器在 $u_I < +5\text{V}$ 时输出电压为高电平,而在 $u_I > +5\text{V}$ 时输出电压为低电平。()

思考题和习题

题 8-3 设图 8-2 电路中集成运放的最大输出电压是 $\pm 13\text{V}$, 输入信号 u_I 是峰值为 5V 的低频正弦信号,试按理想情况分别画出参考电压 $U_R = +2.5\text{V}$, 0 和 -2.5V 三种情况下输出电压的波形。

题 8-4 设图 P8-4 电路中的 A 是理想集成运放,稳压管的稳压值为 6V ,

二极管是锗开关管，其正向压降可忽略不计。试求这个电压比较器的阈值，并画出它的传输特性曲线。

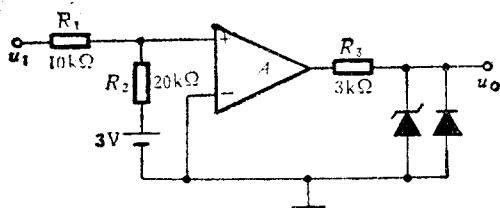


图 P8-4

题 8-5 设计一个简单电压比较器，要求如下：

- (1) 阈值 $U_{TH} = +2V$ 。
- (2) 输出低电平约为 $-6V$ ，输出高电平为 $+0.7V$ 左右。
- (3) 当输入电压大于阈值时，输出为低电平。

*题 8-6 图 P8-6 电路的输出驱动 LED 发光二极管，若希望发光二极

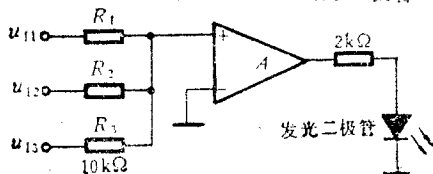
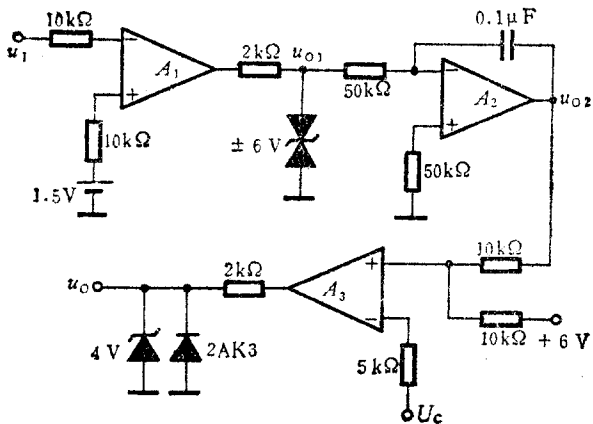
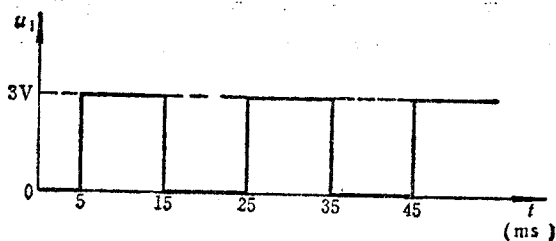


图 P8-6



(a)



(b)

图 P8-7

管亮与暗的临界条件是 $u_{I1} + 2u_{I2} + 3u_{I3} = 0$, 试求电阻 R_1 和 R_2 的阻值。

*题 8-7 设图 P8-7(a) 电路输入电压的波形如图 P8-7(b) 所示, 且 $t=0$ 时集成运放 A_2 的输出电压 $u_{O2}=0$ 。

(1) 设图中的控制电压 $U_C = +4.5V$, 试画出 u_{O1} , u_{O2} 和 u_O 的波形。

(2) 设 u_O 的上升沿相对于 u_1 上升沿的滞后时间为 T_d , 且控制电压 U_C 在 0 到 $+6V$ 范围内, 试求 T_d 与 U_C 的函数关系。

题 8-8 试求图 P8-8 所示电压比较器的阈值, 并画出它的传输特性。

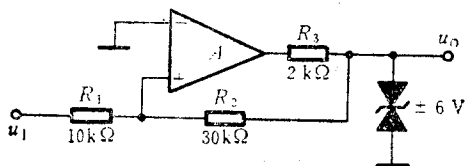
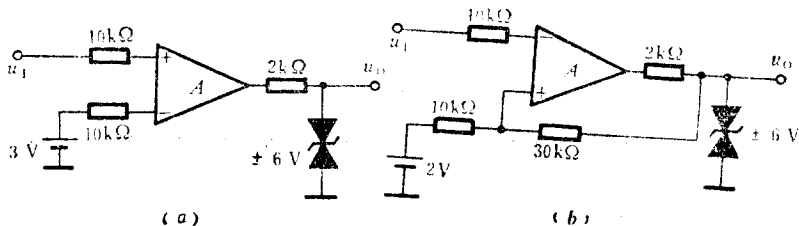


图 P8-8

题 8-9 试求图 P8-9 中各电压比较器的阈值, 并分别画出它们的传输特性。



(a)

(b)

图 P8-9

题 8-10 设图 P8-9 各电路中输入电压 u_I 的波形均如图 P8-10 所示, 试分别画出各电路输出电压的波形 (要求表示出 u_O 与 u_I 在时间上的对应关系)。

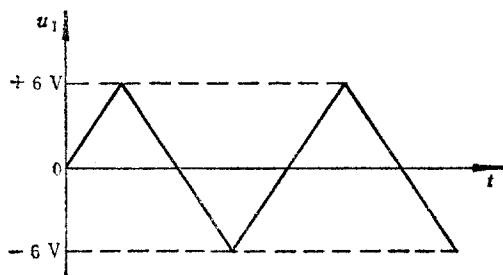


图 P8-10

题 8-11 设同相输入过零比较器[如图 8-3(b)所示]和同相输入滞回比较器[如图 8-8(d)所示, 设它的两个阈值分别是 $+2V$ 和 $-2V$]的输入信号相同, 即如图 P8-11 所示。试按理想情况分别画出这两个比较器输出电压的波形, 并指出哪种电压比较器的抗干扰性能好。

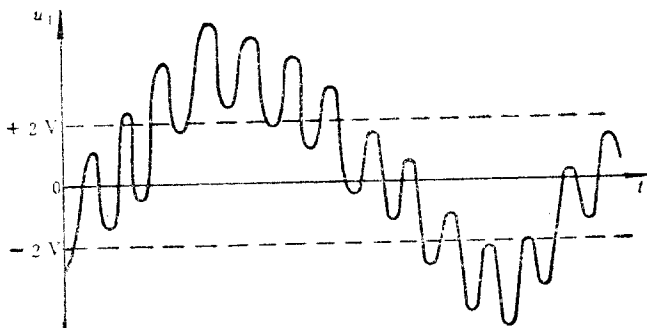
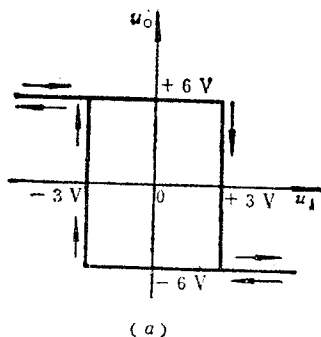


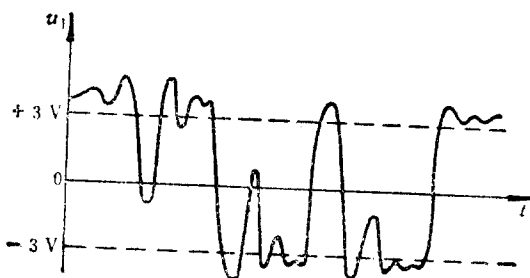
图 P8-11

题 8-12 设滞回比较器的传输特性和输入电压波形分别如图 P8-12(a) 和 (b) 所示, 试画出它的输出电压波形。

*题 8-13 图 P8-13 是光电控制电路的一部分, 它可将连续变化的光电信号转换成只有高电平和低电平两个稳定状态的离散信号, 图中的光电流 I



(a)



(b)

图 P8-12

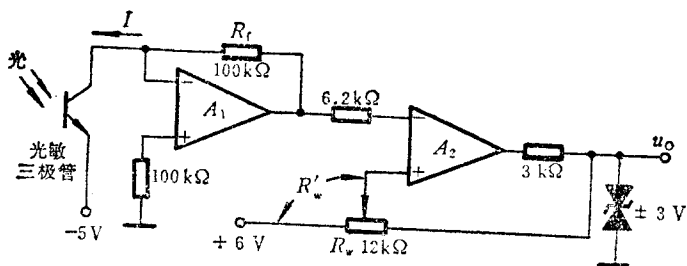


图 P8-13

随光照的强弱变化。试答：

- (1) 集成运放 A_1 和 A_2 各起什么作用？哪个工作在线性放大状态？
- (2) 当电位器 R_w 的动端处于中点位置（即 $R'_w = \frac{1}{2}R_w$ ）时，光电流使输

出电压跳变的两个阈值各是多少？画出表示 u_o 与 I 关系的传输特性。

(3) 若希望两个阈值电流之差的绝对值等于 $24\mu\text{A}$ ，电位器 R_w 的动端应调到什么位置，即 R'_w 应多大？

题 8-14 试求图 P8-14 电压比较器的阈值，并画出它的传输特性。

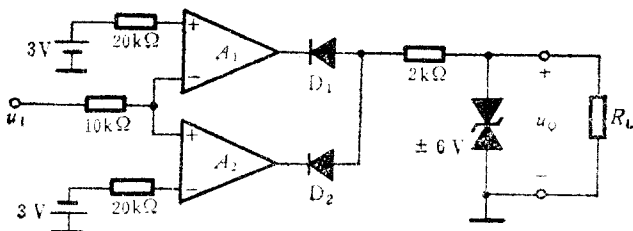


图 P8-14

题 8-15 设图 P8-14 电路输入电压的波形如图 P8-10 所示，试画出输出电压的波形，并表示出 u_o 与 u_i 在时间上的对应关系。

*题 8-16 试设计两个电压比较器，要求它们的传输特性分别如图 P8-16(a)和(b)所示。

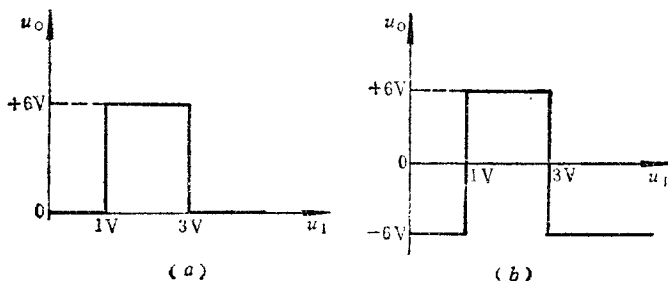


图 P8-16

题 8-17 电压比较器与参量转换电路相配合可用于产品分档，图 P8-17 是示意框图。试指出以下三种情况各应采用哪种类型的电压比较器，并画出电路图。

(1) 设参量转换电路的输出电压 u_s 与二极管的反向漏电流 I_R 成正比，希望 $I_R > 1\mu\text{A}$ 时电压比较器输出高电平，否则输出低电平。

(2) 设 u_s 与电阻值 R 成正比, 希望 R 在 $9.5\text{k}\Omega$ 与 $10.5\text{k}\Omega$ 之间时电压比较器输出低电平, 否则输出高电平。

*(3) 设 u_s 与稳压管的稳压值 U_Z 成正比, 希望电压比较器输出电压与 U_Z 的关系是: $U_Z < 5.5\text{V}$ 时 u_o 为低电平, $5.5\text{V} < U_Z < 6.5\text{V}$ 时 $u_o = 0$, $U_Z > 6.5\text{V}$ 时 u_o 为高电平。

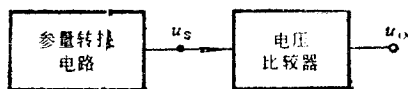


图 P8-17

题 8-18 试分析以下三种情况, 分别指出各应采用哪种器件(集成运放或集成电压比较器)构成电压比较器电路。

- (1) 要求响应时间小于 50ns , 输出电平与 TTL 数字集成电路兼容。
- (2) 要求灵敏度优于 $50\mu\text{V}$, 响应时间不超过 $100\mu\text{s}$ 。
- (3) 要求输入电阻不低于 $10\text{M}\Omega$, 灵敏度不低于 $10\mu\text{V}$, 响应时间不超过 $100\mu\text{s}$ 。

*题 8-19 试画出图 P8-19 电路的传输特性。

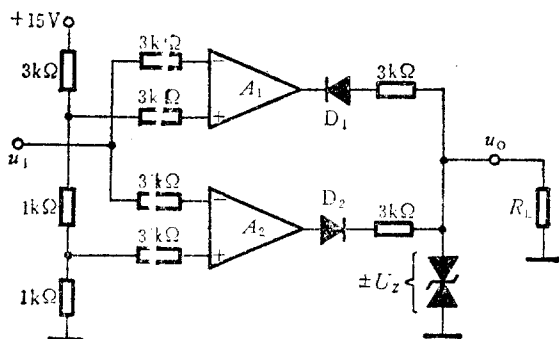


图 P8-19

第九章 波形发生和变换电路

波形发生电路和波形变换电路在量测、自动控制、通信、无线电广播和遥控等许多技术领域中有广泛的应用,甚至在收音机、电视机和电子表等日常生活用品中也离不开它。波形发生电路包括正弦波振荡电路和非正弦波形发生电路,它们不需要输入信号便能产生各种周期性的波形,例如正弦波、方波、三角波和锯齿波等。波形变换电路是将输入信号的波形变换成另一种形状的波形,例如将方波变换成三角波,将三角波变换成锯齿波或正弦波等。本章将逐一介绍这些电路。

9.1 正弦波振荡电路

正弦波振荡电路在达到等幅正弦振荡后,它的输出电压是正弦波,因此可用相量、相角、相频特性、幅频特性等来分析它的相位平衡条件和幅值平衡条件。本节将先阐述正弦波振荡电路的基础知识,然后介绍 RC 、 LC 和石英晶体正弦波振荡电路。

9.1.1 正弦波振荡电路的基础知识

一、振荡条件

在前面第四章负反馈放大电路中谈到了自激振荡,它的现象是:即使放大电路的输入端不加信号,在它的输出端也会出现某种频率和幅度的波形。对于放大电路来说,它是十分有害的,应当设法避免和消除。但是,对于波形发生电路来说,却是应当加以利用的。所以二者的区别在于如何对待自激振荡条件。在放大电路

中,目的在于放大输入信号,不允许有自激振荡,也就是要破坏自激振荡的条件。而在波形发生电路中,目的在于利用自激振荡产生波形,因此应设法满足自激振荡条件。那么自激振荡的条件是什么呢?从本质上讲,正弦波振荡电路的自激振荡条件与负反馈放大电路的自激振荡条件是一致的,但二者的情况不同,因此在表达方式上有所区别。

我们知道负反馈放大电路产生自激振荡的条件是 $\dot{A}\dot{F} = -1$, 它是根据图 9-1(a) 所示方块图得出的。满足自激振荡条件时 $\dot{X}_f = \dot{X}_i$, $\dot{X}_i = 0$ 仍有输出 \dot{X}_o 。从另一方面看,如果电路接成正反馈形式,如图 9-1(b) 所示,则当 $\dot{A}\dot{F} = 1$ 时,也同样满足 $\dot{X}_f = \dot{X}_i$, $\dot{X}_i = 0$ 仍有输出 \dot{X}_o 。在一般情况下,接成正反馈产生正弦波振荡更容易一些,所以本节所讨论的振荡电路都接成正反馈的形式。因

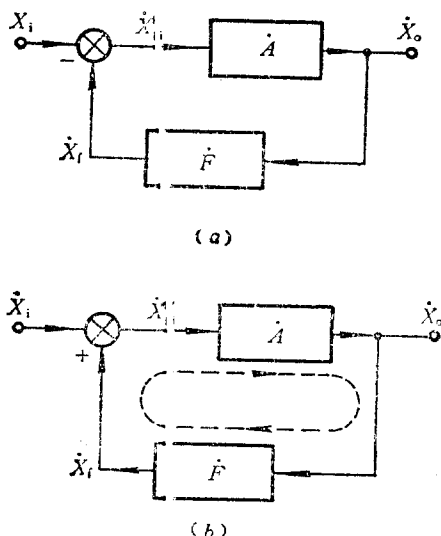


图 9-1 负反馈电路和正反馈电路的方块图

(a) 负反馈放大电路的方块图(当 $\dot{A}\dot{F} = -1$ 时产生自激振荡)

(b) 正反馈电路的方块图(当 $\dot{A}\dot{F} = 1$ 时产生自激振荡)

此在采用图9-1(b)正反馈方块图的条件下产生正弦振荡的条件是

$$\boxed{A\dot{F}=1} \quad (9-1)$$

这个表达式与负反馈放大电路自激振荡条件的表达式($A\dot{F}=-1$)相差一个负号,其原因是二者在方块图中的接法不同,这一点读者务必注意,以免混淆。

关于正反馈电路产生自激振荡与负反馈电路产生自激振荡的区别,还有一点需要说明:即负反馈放大电路产生自激振荡的原因是,放大电路及反馈网络所产生的附加相移使中频情况下放大电路的负反馈作用在高频或低频情况下成为正反馈,因此在分析负反馈放大电路能否产生自激振荡时应考虑放大电路中耦合电容、射极旁路电容、管子极间电容和寄生电容、寄生电感等的影响。而在由正反馈接法产生振荡的电路中,为了突出由正反馈网络实现 \dot{X}_F 与 \dot{X}_i 同相,电路的参数选择一般都使附加相移很小(对振荡频率而言),因而它们的影响可以忽略。

前面所述由正反馈电路产生正弦波振荡的条件是 $A\dot{F}=1$, 具体来说,它包含相位平衡条件和幅值平衡条件,即

1. 相位平衡条件是放大电路的相移与反馈网络的相移之和等于 $2n\pi$,即

$$\boxed{\phi_A + \phi_F = 2n\pi} \quad (9-2)$$

其中 n 是整数。

2. 幅值平衡条件是放大倍数与反馈系数的乘积之模等于1,即

$$\boxed{|A\dot{F}|=1} \quad (9-3)$$

这里所说的幅值平衡条件,是指正弦波已经产生且电路已进

入稳态而言的。如果设计一个正弦波振荡电路,使它的 $|A\dot{F}|$ 恒等于1,则在刚接通电源开始工作时,放大电路的输入信号、输出信号和反馈信号都等于零,由于 $|A\dot{F}|=1$ 条件的限制,这种信号为零的状态将维持不变,因此必须有一个外加信号在输入端激励一下,电路才能正常振荡,这显然是不符合实用要求的。那么在没有外加信号的条件下,怎样才能起振呢?这正是下面所要讨论的问题。

二、起振和稳幅

我们知道,放大电路中存在噪声或瞬态扰动,它的频谱很宽,其中必然包含振荡频率 f_0 的成分。我们可以用选频网络将频率为 f_0 的成分从噪声或瞬态扰动中“挑选”出来,并使 f_0 以外其它频率的成分衰减下去,让它经过图9-1(b)中虚线所示的环路,只要 $|A\dot{F}|>1$,输出信号就会由小逐渐变大,即正弦波振荡电路就会自行起振,或者说能够自激。因此起振的幅值条件是 $|A\dot{F}|>1$ 。要想能自行起振,当然还必须满足相位条件,即 $\phi_A + \phi_F = 2n\pi$ 。

如果正弦波振荡电路满足起振条件,那么在接通电源后,它的输出信号将随时间逐渐增大,当它的幅值增大到一定程度后,正弦波振荡电路放大部分中的管子就会接近甚至进入饱和区或截止区,输出波形就会失真,显然这是应当设法避免的,因此一般还需要有稳幅环节,以达到 $|A\dot{F}|=1$,使输出幅度稳定,波形又基本上不失真的目的。关于这方面的具体措施将在9.1.2节中结合RC串并联式正弦波振荡电路的具体情况作进一步说明。

三、基本组成部分

综上所述,正弦波振荡电路一般应包括以下几个基本组成部分:

1. 放大电路。没有放大,不可能产生正弦波振荡。放大电路不仅必须有供给能量的电源,而且应当结构合理,静态工作点正

确,以保证放大电路具有放大作用。

2. 反馈网络。它的主要作用是形成反馈(主要是正反馈),以满足相位平衡条件。

3. 选频网络。它的主要作用是只让单一频率满足振荡条件,以产生单一频率的正弦波。选频网络所确定的频率一般就是正弦波振荡电路的振荡频率 f_0 。

在很多正弦波振荡电路中,选频网络与反馈网络合在一起,即同一个网络既有选频作用,又起反馈作用。

4. 为了使振荡幅值稳定且波形较好,还需要有稳幅环节。

四、分析方法

熟悉正弦波振荡电路的基本组成部分和正弦波振荡的条件,就不难掌握正弦波振荡电路的分析方法。判断能否产生正弦波振荡的一般方法和步骤是:

1. 检查是否具有正弦波振荡电路的几个基本组成部分,即是否有放大电路、反馈网络和选频网络等。

2. 在合适的地方将振荡电路断开,使之成为放大电路和反馈网络,如图 9-2 所示。其中 \dot{X}_i 可作为输入信号, \dot{X}_f 则为输入信号经放大和反馈网络后的开环输出信号, A 的输入阻抗应作为反馈网络的负载。

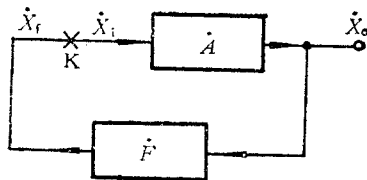


图 9-2 正弦振荡电路的起振条件分析示意图

3. 检查放大电路是否具有放大作用,例如放大电路的结构是否合理、静态工作点是否合适等。

4. 分析是否满足相位条件,即分析是否存在一个频率 f_0 ,使放大电路的相移 ϕ_A 和反馈网络的相移 ϕ_F 相加等于 $2n\pi$ 。若 $\phi_A + \phi_F = 2n\pi$,则满足相位平衡条件。至于是否能产生振荡,还要检查幅值条件。如果在整个频域中不存在任何一个频率能满足相位平衡条件,则不必考虑幅值条件就可以断定不能产生正弦波振荡。

关于相位条件分析,我们将在下一节中结合 RC 串并联式正弦波振荡电路的具体情况详述。

5. 分析是否满足幅值条件。 $|AF|$ 是频率的函数,将它在满足相位平衡条件(即 $f=f_0$)时的值与 1 相比较,有以下三种情况:

(1) 若 $|AF| < 1$,则不可能振荡。

(2) 若 $|AF| \gg 1$,能振荡,但如果没有适当的稳幅措施,则输出波形明显失真。

(3) 若 $|AF|$ 略大于 1,则可产生正弦波振荡。振荡稳定后, $|AF| = 1$ 。实际制作应加稳幅环节,并通过试验调整使之起振容易,振荡稳定,而且输出波形好。

判断一个电路能否产生正弦波振荡,除掌握上述基本概念和一般方法,还必须了解选频网络的频率特性,这一点将在以后详述。

五、分类

正弦波振荡电路按组成选频网络的元件类型不同可分为 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。

9.1.2 RC 正弦波振荡电路

常见的 RC 正弦波振荡电路是 RC 串并联式正弦波振荡电路,在有的文献中称为文氏桥正弦波振荡器。它的主要特点是采用 RC 串并联网络作为选频和反馈网络,因此我们必须先了解它

的频率特性,然后才能分析这种正弦波振荡电路的原理。

一、RC 串并网络的频率特性

RC 串并网络由电阻 R_1 与电容 C_1 相串联、电阻 R_2 与电容 C_2 相并联组成,如图 9-3(a) 所示。我们先定性分析它的频率特性,然后再进行定量计算。

1. 定性分析

为了方便,我们假定在图 9-3(a) 电路的左侧加幅值恒定、频率可调的正弦信号。当信号的频率足够低时, $\frac{1}{\omega C_1} \gg R_1$, $\frac{1}{\omega C_2} \gg$

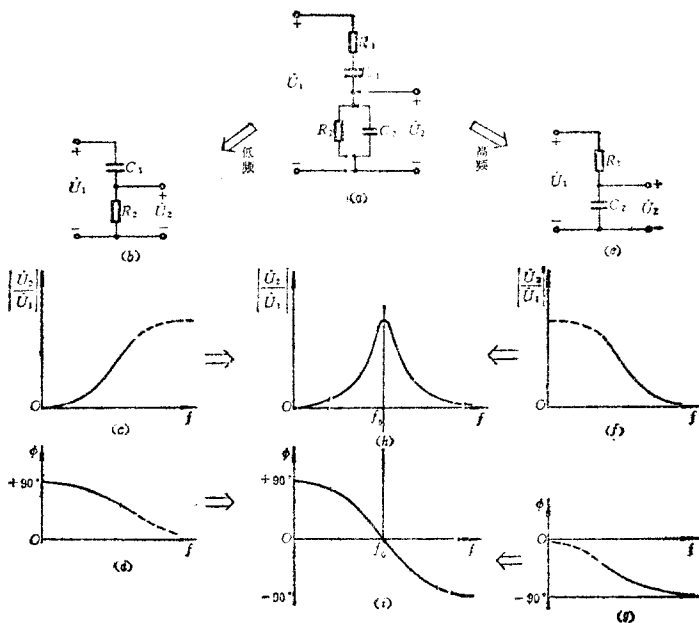


图 9-3 RC 串并网络的频率特性

- | | | |
|-------------|------------|-------------|
| (a) RC 串并网络 | (b) 低频等效电路 | (c) 低频段幅频特性 |
| (d) 低频段相频特性 | (e) 高频等效电路 | (f) 高频段幅频特性 |
| (g) 高频段相频特性 | (h) 幅频特性 | (i) 相频特性 |

R_2 , 因此可得出近似的低频等效电路如图 9-3(b) 所示。据此图可画出低频段的幅频特性和相频特性分别如图 9-3(c) 和 (d) 中的实线所示。

当信号的频率足够高时, $\frac{1}{\omega C_1} \ll R_1$, $\frac{1}{\omega C_2} \ll R_2$, 因此可得近似高频等效电路如图 9-3(e) 所示, 根据它可画出高频段的幅频特性和相频特性分别如图 9-3(f) 和 (g) 中的实线所示。

综合以上两种情况, 可定性画出 RC 串并联网路的幅频特性和相频特性分别如图 9-3 中的 (h) 和 (i) 所示。由图 (i) 可知, 当频率由零升高到无穷大时, 相移由 $+90^\circ$ 连续变化到 -90° , 其中必有一个频率 (设它为 f_0) 使相移等于零。由图 (h) 可知幅频特性具有最大值, 它所对应的频率是否就是 f_0 ? f_0 与电路参数有什么关系? 这就需要通过下面的定量计算来解决。

2. 定量计算

由图 9-3(a) RC 串并联电路可得

$$\frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \frac{R_2 \parallel \frac{1}{j\omega C_2}}{\left(R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}\right) + \left(R_2 \parallel \frac{1}{j\omega C_2}\right)}$$

化简可得

$$\frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \frac{1}{\left(1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1}\right) + j\left(\omega R_1 C_2 - \frac{1}{\omega R_2 C_1}\right)} \quad (9-4)$$

可见当上式分母中虚部系数为零时, RC 串并联网路的相移为零, 满足这个条件的频率 f_0 可由下式求出

$$2\pi f_0 R_1 C_2 = \frac{1}{2\pi f_0 R_2 C_1}$$

即

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} \quad (9-5)$$

为了简便,通常取 $R_1 = R_2 = R, C_1 = C_2 = C$, 在此条件下上式可化简为

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} \quad (9-6)$$

将上式和 $R_1 = R_2 = R, C_1 = C_2 = C$ 代入式(9-4)可得

$$\frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = \frac{1}{3 + j\left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}\right)} \quad (9-7)$$

上式所代表的幅频特性和相频特性可分别用下面两式表示

$$\left| \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} \right| = \frac{1}{\sqrt{3^2 + \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f}\right)^2}} \quad (9-8)$$

$$\phi = -\arctg \frac{1}{3} \left(\frac{f}{f_0} - \frac{f_0}{f} \right) \quad (9-9)$$

由上面两式可知,当 $f = f_0$ 时幅频特性出现峰值,即

$$\left| \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} \right|_{\max} = \frac{1}{3} \quad (9-10)$$

且相移为零。

二、电路的构成

根据前面9.1.1节的分析,正弦波振荡电路必须具有放大电路和反馈网络(包括选频网络),现在反馈网络的频率特性已知,因此根据振荡条件即可定出对放大电路的要求。由于在 $f = f_0$ 时 RC 串并联反馈网络的 $\phi_F = 0^\circ, |\dot{F}| = \frac{1}{3}$, 所以放大电路的输出与输入之间的相位关系应是同相,放大倍数不能小于3,即用放大倍数为

3 (起振时应大于 3) 的同相比比例电路作为放大电路即可。根据这个原则所组成的电路如图 9-4 所示。

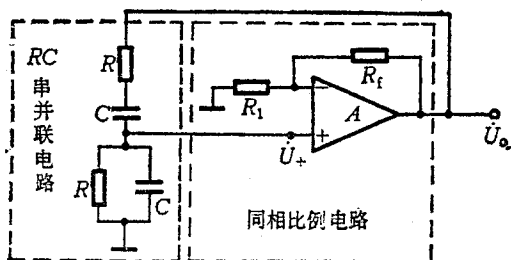


图 9-4 RC 串并联式正弦波振荡电路

三、幅值条件

根据式(9-10)和起振的幅值条件可知, 图 9-4 中右边的同相比比例电路的电压放大倍数应略大于 3, 即 $A_f = 1 + \frac{R_f}{R_1}$ 应略大于 3, 因此 R_f 应略大于 $2R_1$ 。由于电阻器的实际阻值存在误差(与标称值相比), 所以常需通过试验调整。例如取 $R_f = 20 \text{ k}\Omega$, 用 $8.2 \text{ k}\Omega$ 的电阻器和 $4.7 \text{ k}\Omega$ 的电位器(接成可调电阻形式)相串联作为 R_1 , 以便试验时调整, 使之容易起振, 且输出波形较好。

四、估算振荡频率

由于图 9-4 所示 RC 正弦波振荡电路中的放大电路是由集成运放构成的同相比比例电路, 它的输出电阻可视为零, 输入阻抗一般比 RC 串并网络中的阻抗大得多, 可忽略不计, 因此振荡频率即为 RC 串并网络的 $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$ 。例如, $R = 10 \text{ k}\Omega$, $C = 0.1 \text{ }\mu\text{F}$, 则

$$f_0 = \frac{1}{2\pi RC} = \frac{1}{2\pi \times 10^4 \times 10^{-7}} = 159 \text{ Hz}$$

五、稳幅措施

如果我们按图 9-4 接线, 并调整电阻 R_1 或 R_f , 使该电路在输

出端产生非常接近正弦的波形,那么过一段时间之后,就会发现输出波形出现失真或者消失。这是因为当温度、电源电压或元件参数变化时,将会破坏 $|\dot{A}\dot{F}|=1$ 的条件;若 $|\dot{A}\dot{F}|$ 增大,则输出幅度不断增大,使集成运放接近或进入非线性工作状态,造成输出波形失真。若 $|\dot{A}\dot{F}|$ 减小,则不满足振荡条件,输出电压的幅度将衰减到零,使输出波形消失。要解决这个问题,就要设法使输出电压的幅度增大时 $|\dot{A}\dot{F}|$ 适当减小(反之则应增大),以维持 \dot{U}_o 的幅值基本不变。为此图 9-4 电路中的 $\frac{R_f}{R_1}$ 应随输出幅值的增大而减小。如何使 R_f 或 R_1 的阻值随 \dot{U}_o 幅值的大小变化呢?一种办法是采用热敏电阻。例如,选择负温度系数的热敏电阻作为反馈电阻 R_f ,当 \dot{U}_o 的幅值增加使 R_f 的功耗增大时,它的温度上升,其负温度系数使它的阻值下降,于是放大倍数减小,使 \dot{U}_o 的幅值下降。如果参数合适,可使输出电压的幅值基本稳定,且波形失真较小。同理,也可选择正温度系数的热敏电阻作为电阻 R_1 ,实现稳幅。读者可自行分析其工作原理。

稳幅的方法很多,读者可参阅有关参考文献①。

除 RC 串并联式正弦波振荡电路外,还有移相式②和双 T 网络式③等 RC 正弦波振荡电路。只要 RC 选频网络和放大电路的相频特性满足相位平衡条件,且在此条件下放大电路有足够的增益来满足幅值平衡条件,并有适当的稳幅措施,就能产生正弦波振荡。

六、RC 正弦波振荡电路的适用范围

① 利用二极管的非线性实现稳幅的电路,见[9-2]443页、[9-6]149页或本章习题 9-16。利用场效应管稳幅的电路,见[9-3]253页和[9-6]149页。利用稳压管稳幅的电路,见[9-10]342页和本章习题 9-17。

② 见[9-1]145~146页及本章习题中的图 P9-12。

③ 见[9-4]351~355页。

RC 正弦波振荡电路的振荡频率与 R 、 C 的乘积成反比, 如果希望它的振荡频率较高, 势必要减小 R 和 C 的数值。例如, 若 RC 串并联式正弦波振荡电路中的 $R=1\text{ k}\Omega$, $C=200\text{ pF}$, 则振荡频率为 $f_0=796\text{ kHz}$ 。如果希望获得更高的振荡频率, 那么还应再减小 R 和 C , 而减小 R 将使放大电路的负载加重, 减小 C 也不能超过一定的限度, 否则振荡频率将受寄生电容的影响而不稳定。此外, 普通集成运放的带宽较窄, 也限制了振荡频率的提高。因此由集成运放构成的 RC 正弦波振荡电路的振荡频率一般不超过 1 MHz 。如果希望产生更高频率的正弦波, 可采用下面介绍的 LC 正弦波振荡电路。

9.1.3 LC 正弦波振荡电路

LC 正弦波振荡电路可产生频率高达 1000 MHz 以上的正弦波信号。由于普通集成运放的频带较窄, 而高速集成运放比较贵, 所以 LC 正弦波振荡电路一般用分立元件组成。

常见的 LC 正弦波振荡电路有变压器反馈式、电感三点式和电容三点式三种, 我们将逐一介绍。它们的共同特点是用 LC 谐振回路作为选频网络, 而且一般采用 LC 并联回路, 因此我们先简述 LC 并联回路的一些基本特性。

一、 LC 并联回路的基本特性

图 9-5 所示是一个 LC 并联回路, 其中 R 表示电感和回路其他损耗总的等效电阻, i 是输入电流, i_L 是流经 L 、 R 、 C 的回路电流。下面我们分析它的谐振频率、谐振时的输入阻抗以及谐振时回路电流与输入电流之间的关系。

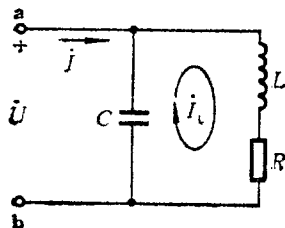


图 9-5 LC 联并回路

1. 谐振频率

从图中 a、b 两点向右看进去的复数导纳是

$$Y = j\omega C + \frac{1}{R + j\omega L} \quad (9-11)$$

即
$$Y = \frac{R}{R^2 + (\omega L)^2} + j \left[\omega C - \frac{\omega L}{R^2 + (\omega L)^2} \right] \quad (9-12)$$

当并联回路导纳的虚部系数等于零时, 电流与电压同相, 发生并联谐振。令并联谐振的角频率为 ω_0 , 则由式(9-12)可得

$$\omega_0 C = \frac{\omega_0 L}{R^2 + (\omega_0 L)^2} \quad (9-13)$$

将上式两边同乘以 $\omega_0 L$, 再把等式右边的分子和分母同除以 $(\omega_0 L)^2$, 则可得

$$\omega_0^2 LC = \frac{1}{1 + \left(\frac{R}{\omega_0 L} \right)^2} \quad (9-14)$$

即
$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{R}{\omega_0 L} \right)^2}} \cdot \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

或者

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{1}{Q^2}}} \cdot \frac{1}{\sqrt{LC}} \quad (9-15)$$

其中

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} \quad (9-16)$$

Q 值称为品质因数, 它是 LC 并联回路的重要指标。通常 $Q \gg 1$, 因此式(9-15)可近似化简为

$$\omega_0 \approx \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

或者

$$f_0 \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (9-17)$$

2. 谐振时的输入阻抗

由式(9-12)可知,对于谐振频率 f_0 , LC 并联电路的阻抗是

$$Z_0 = \frac{1}{Y_0} = \frac{R^2 + (\omega_0 L)^2}{R} \quad (9-18)$$

由式(9-13)可得

$$(\omega_0 L)^2 = \frac{L}{C} - R^2 \quad (9-19)$$

将上式代入式(9-18),得

$$Z_0 = \frac{L}{RC} \quad (9-20)$$

故知谐振时 LC 并联电路的阻抗呈纯阻性。 R 越小或 Q 值越大,谐振时的阻抗值也越大,如图 9-6(a) 所示^①。图 9-6(b) 表明, Q 值越大, LC 并联电路阻抗的相角随频率变化的程度越急剧,选频效果越好。

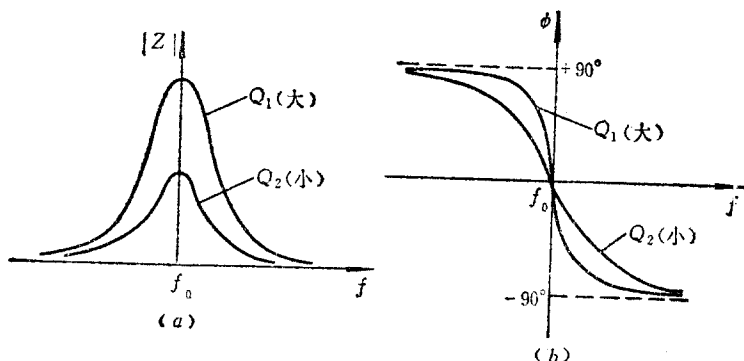


图 9-6 LC 并联回路的频率特性示意图 ($Q_1 > Q_2$)

(a) 阻抗频率特性 (b) 相频特性

3. 输入电流与回路电流之间的关系

^① $|Z|$ 最大时所对应的频率不等于 f_0 , 但 Q 值较大时, 它与 f_0 接近。此外, 在一定条件下, 不同 Q 值的阻抗频率特性曲线可能会相交。

LC 并联回路谐振时的输入电流是

$$I = \frac{\dot{U}}{Z_0} = \frac{R}{R^2 + (\omega_0 L)^2} \dot{U} \quad (9-21)$$

而谐振时电容的电流之模是

$$|I_C| = \omega_0 C |\dot{U}|$$

将式(9-13)代入上式,得

$$|I_C| = \frac{\omega_0 L}{R^2 + (\omega_0 L)^2} |\dot{U}| = \frac{\omega_0 L}{R} \cdot \frac{R}{R^2 + (\omega_0 L)^2} |\dot{U}| \quad (9-22)$$

将式(9-16)和式(9-21)代入,则上式可化简为

$$|I_C| = Q |I| \quad (9-23)$$

通常 $Q \gg 1$, 所以 $|I_C| \approx |I_L| \gg |I|$ 。可见谐振时, LC 并联电路的回路电流比输入电流大得多, 即谐振回路外界的影响可忽略。这个结论对于分析 LC 正弦波振荡电路是十分有用的。

二、变压器反馈式 LC 正弦波振荡电路

如果将 LC 并联电路作为单管共射放大电路三极管的集电极负载, 由于 LC 并联电路谐振时的输入阻抗呈纯阻性, 因此 $f = f_0$ 时它的相移 $\phi_A = 180^\circ$ 。如果使反馈网络的相移也等于 180° , 则满足相位平衡条件。只要幅值条件也能满足, 就能产生正弦波振荡。当 Q 值较高时, 振荡频率基本上等于 LC 并联回路的谐振频率, 即

$$f_0 \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{L'C}}$$

其中 L' 是谐振回路的等效电感, 即应考虑其他绕组的影响。

图 9-7 是实现上述意图的电路之一, 它采用 LC 并联电路作为三极管的集电极负载, 起选频作用。反馈是由变压器副边绕组 N_2 来实现的, 因此称为变压器反馈式正弦波振荡电路。它产生的正弦波通过变压器的绕组 N_3 送给负载。

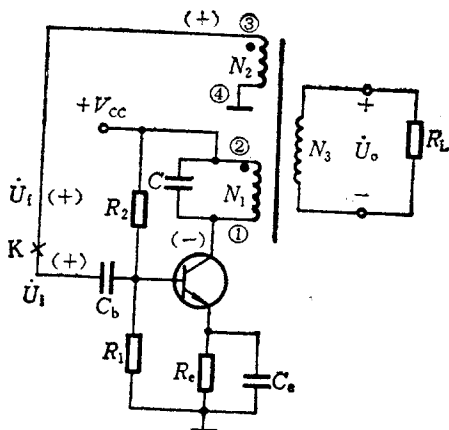


图 9-7 变压器反馈式 LC 正弦波振荡电路

为了分析相位条件，我们将图中的反馈从 K 点断开。对于 LC 并联电路的谐振频率 f_0 ，LC 并联电路呈纯阻性，而电容 C_b 和 C_e 通常足够大，可视为短路，因此 \dot{U}_o 与 \dot{U}_i 的相位相差为 180° 。而变压器的原边绕组 N_1 和副边绕组 N_2 各有一端交流接地，其他两端的相位关系是：

若互为同名端，则相位相同；若互为异名端，则相位相反。

所以我们只要将变压器原边绕组 N_1 和副边绕组 N_2 按图中所标的同名端连接，则 \dot{U}_f 与 \dot{U}_o 的相位相差 180° ，使 \dot{U}_f 与 \dot{U}_i 同相，满足正弦波振荡的相位平衡条件。

我们还可以利用瞬时极性法的 (+)、(-) 来表示这种简单的相位关系。即在反馈断开处，设 \dot{U}_i 的相位为零，在输入端标 (+)，由于 \dot{U}_o 与 \dot{U}_i 反相，故在变压器的①端标 (-)。图中变压器绕组 N_1 的②端和绕组 N_2 的④端分别接直流电压源和地，对于交流信号而言，它们都相当于接地，而绕组 N_2 的③端和绕组 N_1 的①端互为异名端，它们的相位相反，已知①端为 (-)，故在③端标 (+)，

即 \dot{U}_f 为 (+), 说明 \dot{U}_f 与 \dot{U}_1 同相, 满足相位平衡条件, 与前面分析所得的结论一致。

LC 正弦波振荡电路起振的幅值条件是 $|\dot{U}_f| > |\dot{U}_1|$ 。只要变压器的变比设计恰当, 三极管和变压器原、副边绕组之间的互感等参数合适, 一般都可满足幅值条件。^①

LC 正弦波振荡电路振幅的稳定是利用放大器件的非线性实现的。当振幅大到一定程度时, 虽然三极管集电极的电流波形可能明显失真, 但由于集电极的负载是 LC 并联谐振回路, 具有良好的选频作用, 因此输出电压的波形一般失真不大。

三、电感三点式正弦波振荡电路

前面图 9-7 电路中变压器原边绕组 N_1 的②端接直流电压源, 反馈绕组 N_2 的④端接地, 对于交流信号而言, 二者是等效的。为了制造简便, 可以把它们联在一起接直流电压源, 并将电容 C 接②端的那一点改接到③端, 使它与绕组 N_1 、 N_2 构成谐振回路。也就是说, 可以象图 9-8(a) 那样组成 LC 正弦波振荡电路, 这样不仅制造简便, 避免了同名端容易搞错的问题, 而且由于电感 L_1 和 L_2 是同一个线圈, 耦合紧, 因而更容易起振。

图 9-8(a) 中的绕组 N_1 和 N_2 是按同一方向绕制的, 在适当的地方抽头作为它们的公共端点(称为中间抽头), 如图 9-8(b) 所示。由于这种 LC 并联电路中的电感有首端、中间抽头和尾端三个端点, 因此这种电路被称为电感三点式正弦波振荡电路^②。下面分析它的相位平衡条件。在此之前, 我们先简述带中间抽头的电感三个端点的相位关系。

在电感三点式正弦波振荡电路中, 带中间抽头的电感与电容组成 LC 并联回路。前面提到 LC 并联电路谐振时回路电流比流

① 关于幅值条件的计算, 可参阅[9-4]361~363页。

② 又称为哈特莱(Hartley)式振荡电路。

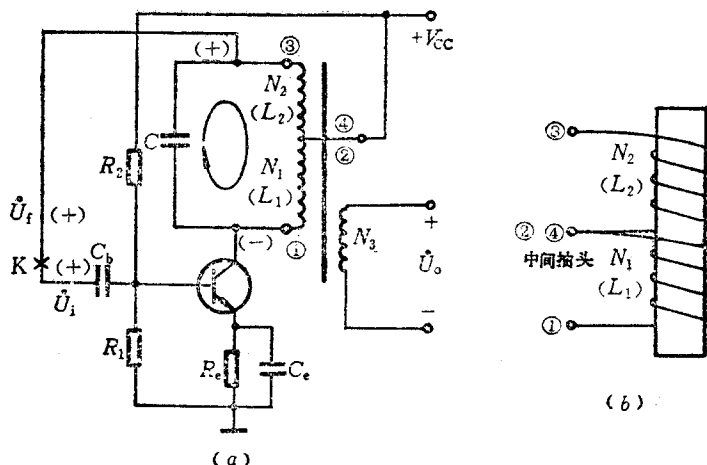


图 9-3 电感三点式正弦波振荡电路及中间抽头电感
(a) 电感三点式正弦波振荡电路 (b) 中间抽头电感示意图

入回路或从回路流出的电流大得多, 谐振回路外界的影响可忽略, 因此电感中间抽头的瞬时电位一定在首、尾两端点的瞬时电位之间。另外, 在电感三点式正弦波振荡电路中, 电感的首端、中间抽头、尾端三点中通常有一点交流接地(直接接地或对于交流信号而言是接地的), 因此对于并联谐振频率而言, 电感三个端点的相位关系有以下两种情况:

1. 若电感的中间抽头交流接地, 则首端与尾端的相位相反。
2. 若电感的首端或尾端交流接地, 则电感其它两个端点的相位相同。

图 9-8(a) 电路中电感中间抽头接直流电压源, 即交流接地, 因此属于上面所述的第一种情况, 即电感端点①与端点③的相位相反。

现在我们分析图 9-8(a) 电路的相位条件。将反馈从图中的 K

点断开, 设 \dot{U}_1 的相位为零, 在放大电路的输入端标 (+)。与图 9-7 电路一样, 三极管的集电极处应标 (-)。根据前面所述第一种情况可知电感端点③与端点①的相位相反, 故在电感端点③处标 (+), 可见 \dot{U}_r 和 \dot{U}_i 都为 (+), 表示二者同相, 满足相位平衡条件。

电感三点式正弦波振荡电路的幅值条件是容易满足的。只要 LC 并联电路的 Q 值和三极管的 β 值不是太低, 而且 LC 并联电路谐振时的阻抗在千欧姆以上, 一般 $|\dot{A}\dot{F}|$ 均比 1 大得多。因此只要满足相位条件, 即可起振①。

电感三点式正弦波振荡电路的振荡频率基本上等于 LC 并联电路的谐振频率, 即

$$f_0 \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{L'C}} \quad (9-24)$$

其中 L' 是谐振回路的等效电感, 即

$$L' = L_1 + L_2 + 2M \quad (9-25)$$

式中的 M 是绕组 N_1 与 N_2 之间的互感。

电感三点式正弦波振荡电路不仅容易起振, 而且采用可变电容器能在较宽的范围内调节振荡频率, 所以在需要经常改变频率的场合 (例如收音机、信号发生器等) 得到广泛的应用。但是由于它的反馈电压取自电感 L_2 , 它对高次谐波阻抗较大 (电感的感抗与频率成正比), 因此输出波形中含有高次谐波, 波形较差。

四、电容三点式正弦波振荡电路

前面提到电感三点式正弦波振荡电路输出波形较差的原因是反馈电压取自电感, 如果反馈电压取自电容 (它的容抗随频率升高而减小), 那么高次谐波将被抑制, 使输出波形得到改善。因此可将图 9-8(a) 电路中的电感 L_1 和 L_2 换成电容 C_1 和 C_2 , 电容 C 换成电感 L , 再加电阻 R_c (由它给三极管的集电极提供直流通路) 构成电

① 关于起振条件的分析可参阅[9-3]212~214页和[9-4]366~367页。

容三点式正弦波振荡电路①,如图 9-9 所示。

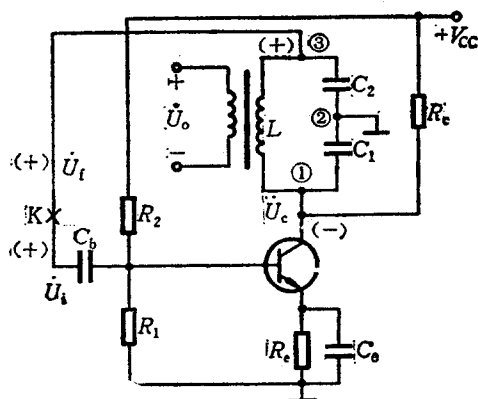


图 9-9 电容三点式正弦波振荡电路

电容三点式正弦波振荡电路与电感三点式正弦波振荡电路的主要区别在于 LC 并联电路,前者是电容三点式,后者是电感三点式,它们都具有 LC 并联电路的基本特性,因此电容三点式 LC 并联电路三个端点之间的相位关系与电感三点式 LC 并联电路三个端点的相位关系一样。图 9-9 中已用 (+) 和 (-) 标出了 \dot{U}_i 、 \dot{U}_o 和 \dot{U}_e 的相位关系,可见 \dot{U}_e 与 \dot{U}_i 都为 (+),表示它们同相,说明满足相位平衡条件。只要电路参数合适,它也可满足幅值条件。

电容三点式正弦波振荡电路的振荡频率基本上等于 LC 并联电路的谐振频率,即

$$f_0 \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{LC'}} \quad (9-26)$$

其中 L 和 C' 分别是 LC 并联电路总的等效电感和总的等效电容。总的等效电容是

① 又称为考毕兹(Colpitts)振荡电路。

$$C' = \frac{C_1 \cdot C_2}{C_1 + C_2} \quad (9-27)$$

由于电容三点式正弦波振荡电路的反馈电压取自电容 C_2 ，反馈电压中谐波分量小，因此输出波形较好。而且电容 C_1 、 C_2 的容量可以选得较小，并可将管子极间电容计算到 C_1 、 C_2 中去，所以振荡频率可达100MHz 以上。但管子的极间电容随温度等因素变化，对振荡频率有一定的影响，为了减小这种影响，可在电感 L 支路中串联电容 C ，使谐振频率主要由 L 和 C 决定，而 C_1 和 C_2 只起分压和使上、下两端对地“倒相”的作用。这样构成的电路如图 9-10 所示，

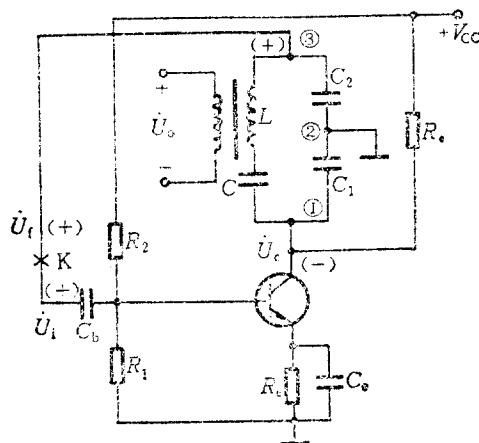


图 9-10 电容三点式改进型正弦波振荡电路

它被称为电容三点式改进型正弦波振荡电路①。它的振荡频率也基本上等于 LC 回路的谐振频率，即

$$f_0 \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{LC'}} \quad (9-28)$$

式中的 C' 可由下式求出

① 又称为克拉波(Clapp)式振荡电路。

$$\frac{1}{C'} = \frac{1}{C} + \frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}$$

在选取电容参数时,可使 $C_1 \gg C$, 且 $C_2 \gg C$, 因此式(9-28)可近似化简为

$$f_0 \approx \frac{1}{2\pi \cdot \sqrt{LC}} \quad (9-29)$$

由于振荡频率 f_0 基本上由电感 L 和电容 C 确定, 与电容 C_1 、 C_2 及管子的极间电容关系很小, 因此振荡频率的稳定度较高。其 $\frac{\Delta f_0}{f_0}$ 的值可小于 0.01%。

9.1.4 石英晶体正弦波振荡电路

前面介绍的各种正弦波振荡电路振荡频率的稳定度, 有时还嫌不够高。如果要求振荡频率的稳定度优于 0.001%, 则应采用石英晶体(石英晶体谐振器的简称)作为选频元件构成正弦波振荡电路。为了了解这种石英晶体正弦波振荡电路的工作原理, 我们先介绍石英晶体的基本知识。

一、石英晶体的基本知识

1. 石英晶体谐振器的结构

石英晶体谐振器是利用石英晶体(二氧化硅的结晶体)的压电效应制成的一种谐振器件, 它的基本构成大致是: 从一块石英晶体上按一定方位角切下薄片(简称为晶片, 它可以是正方形、矩形或圆形等), 在它的两个对应表面上涂敷银层作为电极, 在每个电极上各焊一根引线接到管脚上, 再加上封装外壳就构成了石英晶体谐振器, 简称为石英晶体或晶体。其产品一般用金属外壳封装, 也有用玻璃壳封装的。图 9-11 是一种金属外壳封装的石英晶体结构示意图。

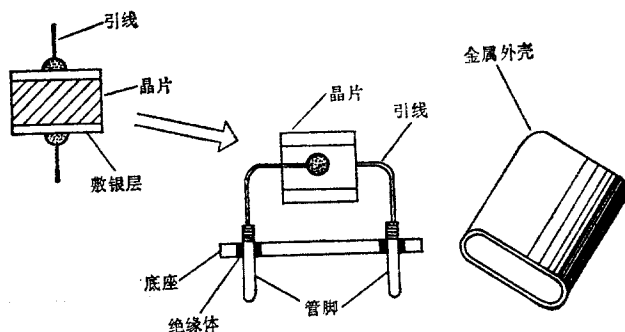


图 9-11 一种金属外壳石英晶体结构示意图

2. 压电效应

若在石英晶体的两个电极上加一电场，晶片就会产生机械变形。反之，若在晶片的两侧施加机械压力，则在晶片相应的方向上产生电场，这种物理现象称为压电效应。如果在晶片的两极上加交变电压，晶片就会产生机械振动，同时晶片的机械振动又会产生交变电场。在一般情况下，晶片机机械振动的振幅和交变电场的振幅非常微小，但当外加交变电压的频率为某一特定值时，振幅明显加大，比其他频率下的振幅大得多，这种现象称为压电谐振，它与 LC 回路的谐振现象十分相似。它的谐振频率与晶片的切割方式、几何形状、尺寸等有关。

3. 符号和等效电路

石英晶体谐振器的符号和等效电路如图 9-12 所示。当晶体不振动时，可把它看成一个平板电容器 C_0 ，称为静电电容。 C_0 的大小与晶片的几何尺寸、电极面积有关，一般约几个皮法到几十皮法。当晶体振荡时，机械振动的惯性可用电感 L 来等效。一般 L 的值为几十毫亨至几百亨。晶片的弹性可用电容 C 来等效， C 的值很小，一般只有 $0.0002 \sim 0.1 \text{ pF}$ 。晶片振动时因摩擦而造成的

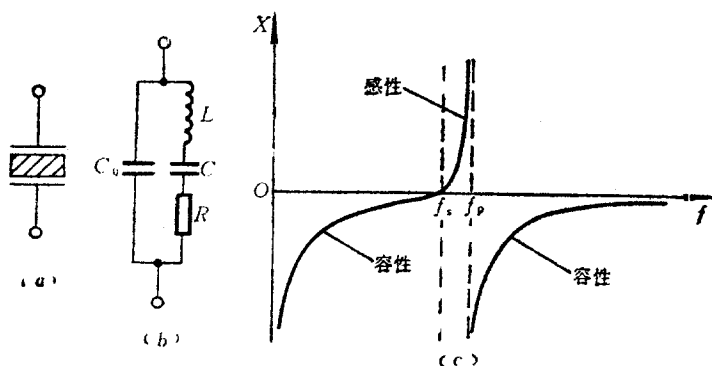


图 9-12 石英晶体谐振器的符号、等效电路和电抗频率特性
(a) 符号 (b) 等效电路 (c) 电抗频率特性(设 $R=0$)示意图

损耗用 R 来等效，它的数值约为 $100\ \Omega$ 。由于晶片的等效电感很大，而 C 很小， R 也小，因此回路的品质因数 Q 很大，可达 $10^4 \sim 10^6$ 。加上晶片本身的谐振频率基本上只与晶片的切割方式、几何形状、尺寸有关，而且可以做得很精确，因此利用石英谐振器组成的振荡电路可获得很高的频率稳定度。

4. 谐振频率

从石英晶体谐振器的等效电路可知，它有两个谐振频率，即

(1) 当 L, C, R 支路发生串联谐振时，它的等效阻抗最小(等于 R)。串联谐振频率为

$$f_s = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (9-30)$$

对于串联谐振频率 f_s ，图 9-12(b) 右边支路的等效阻抗为电阻 R ，而等效电容 C_0 的值很小，它的容抗比等效电阻 R 大得多，因此通常可近似认为石英晶体对于串联谐振频率 f_s 呈纯阻性，且可近似认为其阻抗最小。

(2) 当频率高于 f_s 时， L, C, R 支路呈感性，可与电容 C_0 发生

并联谐振, 并联谐振频率为

$$f_p \approx \frac{1}{2\pi\sqrt{L\frac{CC_0}{C+C_0}}} = f_s \sqrt{1 + \frac{C}{C_0}} \quad (9-31)$$

由于 $C \ll C_0$, 因此 f_s 和 f_p 非常接近。

根据石英晶体的等效电路, 可定性画出它的电抗-频率特性曲线如图 9-12(c) 所示。可见当频率低于串联谐振频率 f_s 或者频率高于并联谐振频率 f_p 时, 石英晶体都呈容性。仅在 $f_s < f < f_p$ 极窄的范围内, 石英晶体呈感性。

值得指出的是, 式(9-31)表明增大 C_0 可使并联谐振频率 f_p 更接近串联谐振频率 f_s , 因此可在石英晶体两端并联一个电容器 C_L , 通过调节 C_L 的大小实现频率微调。但 C_L 的容量不宜过大, 否则 Q 值太小^①。石英晶体产品外壳上所标的频率一般是指并联负载电容(例如 $C_L = 30$ pF)时的并联谐振频率。

二、石英晶体正弦波振荡电路的构成

由以上所述可知, 利用石英晶体的频率特性可构成两种不同类型的频率高度稳定的正弦波振荡电路, 即

1. 当石英晶体发生串联谐振时, 它呈纯阻性, 相移是零。若把石英晶体作为放大电路的反馈网络, 并起选频作用, 只要放大电路的相移也是零, 则满足相位条件。这种电路称为串联型石英晶体正弦波振荡电路。

2. 当频率在 f_s 与 f_p 之间时, 石英晶体的阻抗呈电感性, 可将它与两个外接电容器构成电容三点式正弦波振荡电路, 这种电路称为并联型石英晶体正弦波振荡电路。

因为 f_s 与 f_p 极接近, 即石英晶体的阻抗呈感性的频率范围极窄, 所以并联型石英晶体正弦波振荡电路的振荡频率也是高度稳

^① 详见[9-3]236~237页。

定的。

三、并联型石英晶体正弦波振荡电路

由等效电路图 9-12(b) 可知, 用石英晶体代替电容三点式改进型正弦波振荡电路(图 9-10)中的 LC 支路, 可构成振荡频率高度稳定的并联型石英晶体正弦波振荡电路, 如图 9-13 所示^①。至于它的相位条件, 留给读者自己分析。

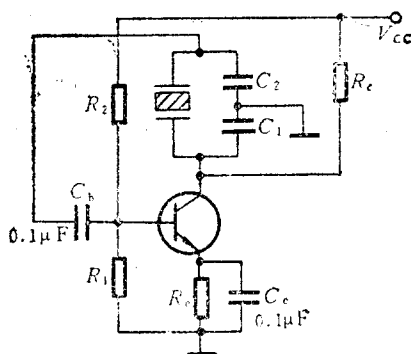


图 9-13 并联型石英晶体正弦波振荡电路

四、串联型石英晶体正弦波振荡电路

利用 $f = f_s$ 时石英晶体呈纯阻性、相移为零的特性构成正弦波振荡电路, 如图 9-14 所示。读者可将它的反馈支路从图中 K 点断开, 在三极管 T_1 的发射极 e_1 和地之间加 \dot{U}_i , 根据共基电路和共集电路的输出与输入的相位关系及石英晶体对于串联谐振频率 f_s 呈纯阻的特性分析它的相位平衡条件。至于幅值平衡条件可通过调节电阻 R_5 的大小得到满足。若 R_5 的阻值过大, 则因反馈量太

^① 该电路又称为皮尔斯 (Pierce) 正弦波振荡器。其实用电路常在石英晶体支路中串接几十皮法 (例如 $15 \sim 40$ pF) 的电容器, C_1 和 C_2 可取数百皮法, 而 C_b 可省去。

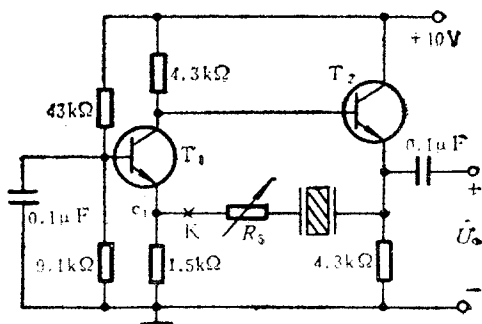


图 9-14 串联型石英晶体正弦波振荡电路

小不能振荡。若 R_5 的阻值太小，则因反馈量太大输出波形会失真。

由于石英晶体特性好，而且仅有两根引线，安装简单，调试方便，所以石英晶体在正弦波振荡电路和方波发生电路中获得广泛的应用。

关于石英晶体正弦波振荡电路的其他内容，读者可查阅参考文献①。

9.2 非正弦波形发生电路

在这一节中我们先阐述非正弦波形发生电路的基础知识，然后介绍矩形波发生电路、三角波发生电路和锯齿波发生电路。至于压控振荡器，将在附录 9 A 中介绍。

9.2.1 非正弦波形发生电路的基础知识

由于非正弦波形发生电路所产生的波形不是正弦波，因此它

① 例如[9-9]中介绍了石英晶体振荡器的各种实用电路。还可参阅[9-11]162~171页。

的工作原理、电路结构和分析方法都与正弦波振荡电路不同。矩形波发生电路是非正弦波发生电路中最常见的电路之一，而且是产生其他波形的基础。

一、矩形波发生电路的基本工作原理

矩形波如图 9-15 中 u_o 的波形所示，除跳变过程外它只有高电平和低电平两个状态。如果我们将一个单刀双位开关的两个定端 H 和 L 分别接正电源和负电源，并将开关的动端 M 和两个电源的公共端 G 作为输出(如图 9-15 所示)，那么只要开关能自动地周

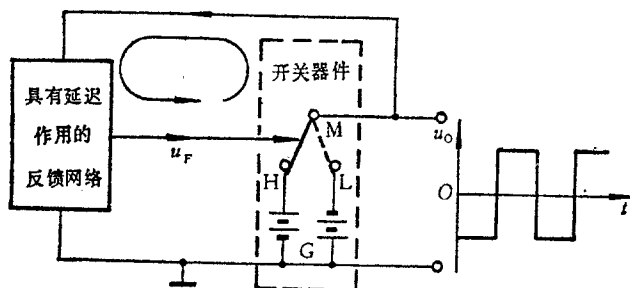


图 9-15 产生矩形波的原理示意图

期性地动作，就可以自动地连续产生矩形波。怎样才能使开关自动地、周期性地动作呢？只要适当引入反馈、并把开关换成具有开关特性的器件就可以实现。也就是说可以从输出端引反馈，使输出电压 u_o 为高电平时反馈电压 u_F 随时间逐渐升高，经过一定时间升高到一定程度后使开关动作，动端 M 与接负电源的 L 点接通，输出跳变为低电平。同理当输出电压为低电平时，反馈电压 u_F 随时间下降，经过一定时间下降到一定程度后使开关动作，动端 M 与接正电源的 H 点接通，输出跳变为高电平。如此周而复始，可连续不断地产生矩形波。

图 9-15 所示矩形波经过积分电路可变为三角波，而三角波发

生电路稍加改动就成了锯齿波发生电路。所以矩形波发生电路是非正弦波形发生电路的基础。

二、基本组成部分

由上面所述可知非正弦波形发生电路应有以下几个基本组成部分:

1. 具有开关特性的器件。它可以是电压比较器、集成模拟开关、TTL与非门等器件。具有开关特性的三极管也可以起开关作用。在本节中我们均用滞回比较器作为开关。

2. 反馈网络。在非正弦波形发生电路中必须设法使具有开关特性的器件能改变状态,将输出电压恰当地反馈给具有开关特性的器件,方可实现上述意图。

3. 延迟环节。有了延迟环节,才能获得我们所需要的振荡频率。利用RC电路的充放电特性可实现延迟,也有利用器件的延迟时间实现延迟的。在有些场合延迟环节可与反馈网络合在一起。

4. 如果要求产生三角波或锯齿波,还应加积分环节。

三、振荡条件

本节所讨论的非正弦波形发生电路的振荡条件比较简单,那就是:无论开关器件的输出电压为高电平或低电平,如果经过一定的延迟时间后可使开关器件的输出改变状态,便能产生周期性的振荡。否则不能振荡。

四、分析方法

分析非正弦波形发生电路能否发生振荡的基本方法是:

1. 检查电路是否具有非正弦波形发生电路的基本组成部分,即是否具有作为开关的器件、反馈网络、延迟环节等。

2. 分析是否满足非正弦波形发生电路的振荡条件。以图9-15为例,可先假定 u_o 为高电平,分析它经具有延迟作用的反馈网络

后产生的 u_F 能否使开关器件(对于本节所介绍的电路而言, 实际上是滞回比较器)的 u_O 从原来的高电平变为低电平。若能, 还应分析 u_O 为低电平时 u_F 能否使 u_O 从低电平变为高电平。若也能, 则满足振荡条件。

9.2.2 矩形波发生电路

矩形波有两种, 一种是输出电压处于高电平的时间 T_H 和输出电压处于低电平的时间 T_L 不相等, 另一种是二者相等。人们常把 $T_H = T_L$ 的矩形波称为方波。下面介绍方波发生电路。

一、方波发生电路

1. 电路的构成

我们可选择滞回比较器作为前面图 9-15 中的开关, 用电阻与电容相串联的 RC 电路作为具有延迟作用的反馈网络, 构成图 9-16 所示的方波发生电路。它的右边是滞回比较器, 起开关作用; 它的左边是 RC 电路, 起反馈和延迟作用。下面先定性分析它的工作原理, 然后估算振荡周期。

2. 工作原理

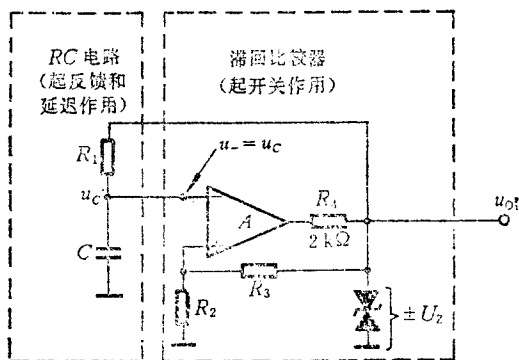


图 9-16 方波发生电路

图 9-16 中滞回比较器的输出只有高电平和低电平两个稳定状态。设接通电源时刻电容两端的电压 $u_c = 0$ ，滞回比较器的输出电压 $u_o = +U_Z$ ，则集成运放同相输入端此时的电位为

$$u_+ = \frac{R_2}{R_2 + R_3} (+U_Z) \quad (9-32)$$

而 $u_o = +U_Z$ 时电容充电，使集成运放反相输入端的电位 u_- （它等于 u_c ）由零逐渐上升。在 u_- 低于 u_+ 以前， $u_o = +U_Z$ 不变。当 u_- 上升到略高于 u_+ 时， u_o 从高电平跳变为低电平，即变为 $-U_Z$ 。

当 $u_o = -U_Z$ 时， $u_+ = \frac{R_2}{R_2 + R_3} (-U_Z)$ ，同时电容经 R_1 放电①，使 u_- 逐渐下降。在 u_- 高于 u_+ 以前， $u_o = -U_Z$ 不变，当 u_- 下降到略低于 u_+ 时， u_o 从 $-U_Z$ 跳变为 $+U_Z$ ，又回到初始状态。如此周而复始，产生振荡，输出方波。

为了便于分析 u_o 与 u_- （即 u_c ）的相互关系，根据上面的分析我们把 u_o 和 u_c 的波形画在图 9-17 中。

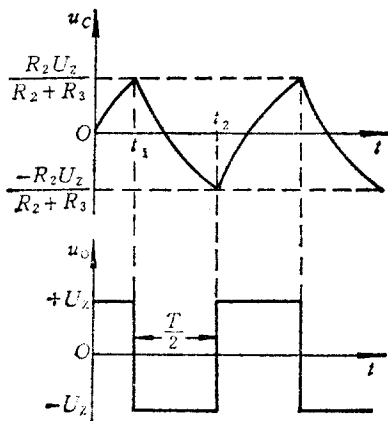


图 9-17 图 9-16 电路的波形图

① 这里所说的放电实际上是指 C 先放电，至 $u_c = 0$ 后再反向充电。为了简便我们把 $u_o = -U_Z$ 时 u_c 逐渐下降的过程称为放电，而把 $u_o = +U_Z$ 时 u_c 逐渐上升的过程称为充电。以后如遇类似情况，不再重复说明。

3. 振荡周期

由图 9-17 所示波形可知, u_c 的值从 t_1 时刻的 $\frac{R_2}{R_2+R_3}U_Z$ 下降到 t_2 时刻的 $\frac{-R_2}{R_2+R_3}U_Z$ 所需要的时间就是振荡周期的一半, 即

$$\frac{T}{2} = t_2 - t_1 \quad (9-33)$$

而 u_c 的变化规律就是简单的 RC 充放电规律。不难看出这里 RC 充放电的三要素是:

(1) 时间常数 $\tau = R_1 C$

(2) 在 t_1 时刻 u_c 的初始值是 $\frac{R_2}{R_2+R_3}U_Z$ 。

(3) 若 $t = \infty$, u_c 的终了值是 $-U_Z$ 。

根据一阶 RC 电路的三要素法可得

$$u_c = \left(-U_Z - \frac{R_2}{R_2+R_3}U_Z \right) (1 - e^{\frac{-\Delta t}{R_1 C}}) + \frac{R_2}{R_2+R_3}U_Z \quad (9-34)$$

其中 $\Delta t = t - t_1$, 且 $t_1 \leq t \leq t_2$ 。

当 $\Delta t = \frac{T}{2}$ 时, $u_c = \frac{-R_2}{R_2+R_3}U_Z$, 将这些条件代入上面的式(9-34), 得

$$\frac{-R_2}{R_2+R_3}U_Z = \left(-U_Z - \frac{R_2}{R_2+R_3}U_Z \right) (1 - e^{-\frac{T}{2R_1 C}}) + \frac{R_2}{R_2+R_3}U_Z \quad (9-35)$$

解之可得

$$T = 2R_1 C \ln \left(1 + \frac{2R_2}{R_3} \right) \quad (9-36)$$

二、占空比可调的矩形波发生电路

通常将矩形波为高电平的时间与周期时间之比称为占空比。方波的占空比为 50%。如果需要产生占空比小于或大于 50% 的

矩形波,则应设法使图 9-16 电路中电容充电的时间常数与放电的时间常数不相等。利用二极管的单向导电性可以使电容充电与放电回路不同,因而可使电容充电与放电的时间常数不同。图 9-18 就是按上述意图构成的占空比可调的矩形波发生电路。

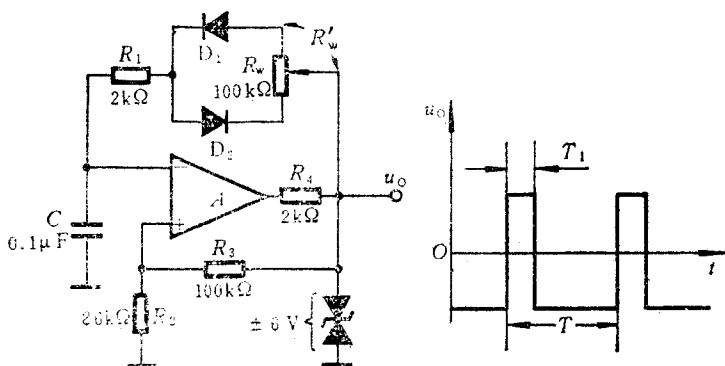


图 9-18 占空比可调的矩形波发生电路

由此图可知,当 u_O 为正值时,二极管 D_1 导通, D_2 截止, 电容 C 充电的时间常数是

$$\tau_1 = (R'_w + r_{d1} + R_1)C \quad (9-37)$$

其中 R'_w 是电位器动端至上端点的阻值, r_{d1} 是二极管 D_1 导通时的等效电阻。 D_2 的反向电阻和稳压管的内阻可忽略不计。

当 u_O 为负值时,二极管 D_1 截止, D_2 导通, 电容 C 放电的时间常数是

$$\tau_2 = (R_w - R'_w + r_{d2} + R_1)C \quad (9-38)$$

其中 r_{d2} 是二极管 D_2 导通时的等效电阻。

用前面估算方波发生电路振荡周期的方法可求出电容 C 充电的时间 T_1 和振荡周期时间 T 分别是

$$T_1 = \tau_1 \ln \left(1 + \frac{2R_2}{R_3} \right) \quad (9-39)$$

$$T = (\tau_1 + \tau_2) \ln \left(1 + \frac{2R_2}{R_3} \right) \quad (9-40)$$

$$\text{即} \quad T = (R_w + r_{d1} + r_{d2} + 2R_1) C \ln \left(1 + \frac{2R_2}{R_3} \right) \quad (9-41)$$

可见调节电位器 R_w 动端的位置, 输出波形的周期时间并不改变, 而占空比是

$$\frac{T_1}{T} = \frac{\tau_1}{\tau_1 + \tau_2} \quad (9-42)$$

将式(9-37)和式(9-38)代入上式, 得

$$\frac{T_1}{T} = \frac{R'_w + r_{d1} + R_1}{R_w + r_{d1} + r_{d2} + 2R_1} \quad (9-43)$$

可见调节电位器 R_w 可使输出波形的占空比变化。按图 9-18 中所标参数值 (D_1 和 D_2 为锗开关二极管), 其占空比的可调范围可大于 10%~90%。

关于占空比可调的矩形波产生电路的其他内容, 读者可查阅有关参考文献①。

三、其他矩形波发生电路

矩形波发生电路的种类较多, 除了用集成运放或集成电压比较器构成矩形波发生电路外, 主要还有以下两种:

1. 用数字集成电路(例如 74 LS14 等)组成矩形波发生电路, 不仅电路结构简单、成本低, 而且最高振荡频率可达 5 MHz 以上, 但存在输出电压幅度小等缺点②。

2. 用集成定时器(例如 5G555 等)组成矩形波发生电路, 具有简便灵活等优点, 但振荡频率较低, 一般在 1 MHz 以下③。

① 例如[9-5]77 页。

② 可参阅[9-8]6-19 页和 7-123~128 页。

③ 可参阅[9-5]72~77 页。

9.2.3 三角波发生电路

一、电路的构成

图 9-16 电路中集成运放反相输入端的波形近似三角波,在要求不高的情况下,可将它作为三角波信号。但它是由指数曲线组成,线性度很差。怎样才能产生线性度高的三角波呢?我们知道,积分电路可将方波变换成线性度高的三角波,但这样得到的三角波的幅值随方波输入信号的频率变化。为了克服这个缺点,可将积分电路的输出送给滞回比较器的输入,再将它输出的方波送给积分电路的输入,如图 9-19 所示。改变 R_4 的阻值或 C 的容量,可使输出电压上升和下降的斜率变化,因此振荡频率随之变化。但只要 R_1 、 R_2 的阻值和稳压管的稳压值不变,输出电压的幅值不会改变,因而克服了三角波幅值随频率变化的缺点。

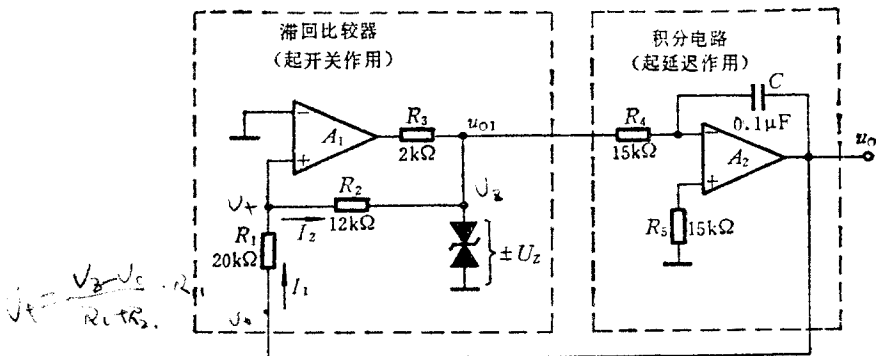


图 9-19 三角波发生电路

二、工作原理

分析这个电路能否振荡,关键要看积分电路的输出电压 u_o 是否既能使比较器的输出电压 u_{o1} 从高电平变为低电平,又能使 u_{o1} 从低电平变为高电平。下面具体分析。

若 $u_{O1} = +U_Z$, 则电容充电, u_O 按线性规律逐渐下降, 当 u_O 下降到零以后再下降到一定程度, 使 A_1 的 u_+ 略低于 u_- , 即 u_+ 略低于零时, u_{O1} 从 $+U_Z$ 跳变为 $-U_Z$, 同时 u_+ 也跳变到更低的值 (比零低得多)。在 u_{O1} 变为 $-U_Z$ 后, 电容放电, u_O 按线性规律逐渐上升, 当 u_O 上升到一定程度, 使 A_1 的 u_+ 略大于零时, u_{O1} 从 $-U_Z$ 跳回到 $+U_Z$ 。如此周而复始, 产生振荡。由于电容充电回路与放电回路相同, 积分电路输出电压上升与下降的时间相等, 上升与下降的斜率之绝对值也相等, 因此 u_O 是三角波。

据以上所述, 可画出图 9-19 三角波发生电路 u_O 和 u_{O1} 的波形, 如图 9-20 所示。可见图 9-19 所示电路既能输出三角波, 又能输出方波。

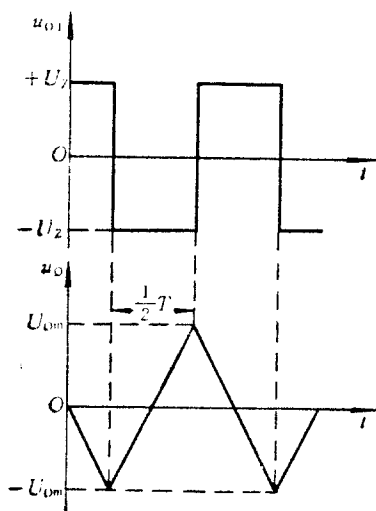


图 9-20 图 6-19 三角波发生电路的波形

三、 u_O 的峰值

由图 9-20 所示波形可知, 滞回比较器的输出电压 u_{O1} 从 $-U_Z$ 跳变到 $+U_Z$ 时 u_O 的值就是输出电压的峰值 U_{om} 。而 u_{O1} 发生跳

变的临界条件是集成运放 A_1 两个输入端的电位相等, 即 $u_+ = u_- = 0$ 。此时流过电阻 R_1 的电流等于流过电阻 R_2 的电流, 即

$$I_1 = I_2 = \frac{U_Z}{R_2}$$

$$U_{Om} = R_1 I_1 = \frac{R_1}{R_2} U_Z \quad (9-44)$$

将图中的电阻值代入上式, 并设 $U_Z = 6 \text{ V}$, 则可得 $U_{Om} = 10 \text{ V}$ 。同理可求出输出电压的负向峰值是 -10 V 。

四、振荡周期

图 9-20 所示波形表明, 积分电路输出电压从 $-U_{Om}$ 上升到 $+U_{Om}$ 所需要的时间就是振荡周期的一半, 即在 $\frac{T}{2}$ 时间内 u_o 的变化量等于 $2U_{Om}$ 。由积分电路输出与输入的关系可得

$$\frac{1}{C} \int_0^{T/2} \frac{U_Z}{R_4} dt = 2U_{Om}$$

即

$$T = 4R_4 C \frac{U_{Om}}{U_Z}$$

将式(9-44)代入上式, 得

$$T = \frac{4R_1 R_4 C}{R_2} \quad (9-45)$$

因此振荡频率是

$$f = \frac{1}{T} = \frac{R_2}{4R_1 R_4 C} \quad (9-46)$$

将电路中的参数值代入上式, 得

$$f = \frac{12 \times 10^3}{4 \times 20 \times 10^3 \times 15 \times 10^3 \times 0.1 \times 10^{-6}} = 100 \text{ Hz}$$

值得指出的是, 式(9-44)和式(9-46)对于调整振荡频率和输出电压的峰值具有实际意义。前者表明, 输出电压的峰值只与电阻 R_1 、 R_2 及稳压管的稳压值有关; 而后者表明, 电阻 R_1 、 R_2 、 R_4 和

电容 C 均与振荡频率有关。因此应当先调整电阻 R_1 或 R_2 ，使输出电压的峰值达到所需要的值，然后再调整电阻 R_4 或电容 C ，使振荡频率满足要求。反之，若先调振荡频率，那么输出电压的峰值改变时，振荡频率也会随之变化。

9.2.4 锯齿波发生电路

一、电路的构成

锯齿波与三角波的区别是，后者上升和下降的斜率^①相等，而前者上升和下降的斜率不相等（通常相差很多）。因此只要把三角波发生电路稍加改动，即利用二极管的单向导电性使积分电路中电容充电与放电的回路不同，便可得到锯齿波发生电路。实现这种意图的电路如图 9-21 所示。它与图 9-19 电路的区别，仅在于二极管 D_1 、 D_2 和电位器 R_w 代替了电阻 R_4 。

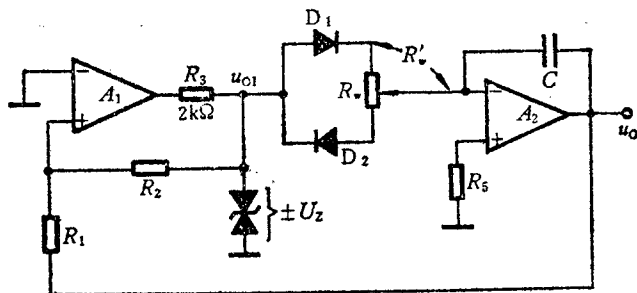


图 9-21 锯齿波发生电路

二、输出电压的波形

当图 9-21 中的 u_{O1} 为 $+U_Z$ 时，二极管 D_1 导通， D_2 截止，电容充电回路的等效电阻是

$$R' = r_{d1} + R_w' \quad (9-47)$$

① 指绝对值而言。

其中 r_{d1} 是 D_1 导通时的等效电阻, R'_w 是电位器动端至上端点的阻值。稳压管的动态电阻和 D_2 的反向电阻均忽略不计。

当 $u_{O1} = -U_Z$ 时, D_1 截止, D_2 导通, 电容放电回路的等效电阻是

$$R'' = r_{d2} + R_w - R'_w \quad (9-48)$$

其中 r_{d2} 是 D_2 导通时的等效电阻。

由于积分电路输出电压下降和上升的时间分别与电容充、放电回路的等效电阻成正比, 因此图 9-20 锯齿波发生电路输出电压下降与上升时间之比是

$$\frac{R'}{R''} = \frac{r_{d1} + R'_w}{r_{d2} + R_w - R'_w} \quad (9-49)$$

当 $R' = 5R''$ 时, u_O 的波形如图 9-22 所示。而当 $R' = R''$ 时, u_O 为三角波。

三、输出电压的峰值和振荡周期

根据前面三角波发生电路的计算方法可知, 图 9-21 所示锯齿波发生电路输出电压的峰值由式(9-44)确定, 振荡周期是

$$T = 2\frac{R_1}{R_2}(R' + R'')C = 2\frac{R_1}{R_2}(r_{d1} + r_{d2} + R_w)C \quad (9-50)$$

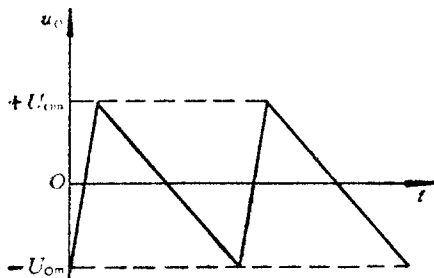


图 9-22 图 9-21 锯齿波发生电路输出电压的波形

$$\left(\text{设 } R'_w = \frac{5}{6} R_w \right)$$

9.3 波形变换电路

波形变换电路的功能是将一种形状的波形变换成另一种形状的波形，以适应各种不同的需要。例如前面介绍的电压比较器可将某些周期性变化的波形变换为方波，积分电路可将方波变换为三角波。此外，还可以设法将三角波变换为锯齿波或正弦波，或将有正、负两种极性的双向波形变成单向波形（即取绝对值）。这些波形变换电路输入和输出电压的波形如图 9-23 所示。它们与

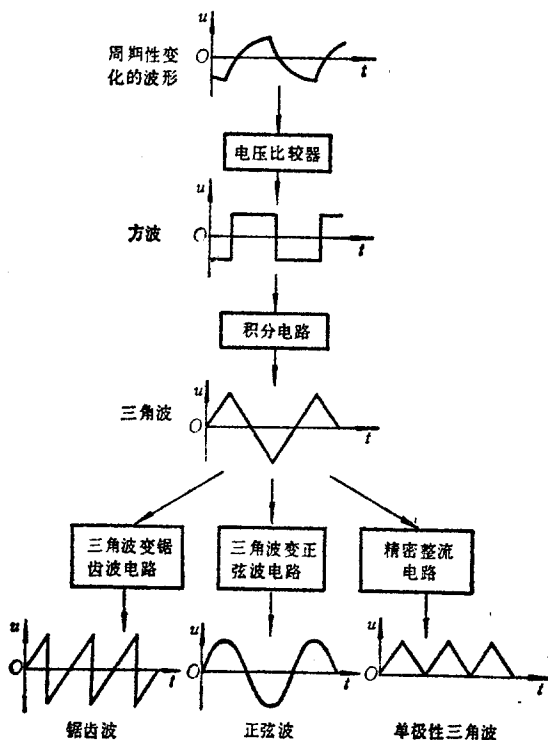


图 9-23 波形变换示意图

前面介绍的波形发生电路的主要区别是：波形发生电路不需要输入信号，由自激振荡产生波形；而波形变换电路是将输入信号的波形变成另一种形状的波形。

9.3.1 三角波变锯齿波电路

一、电路的构成

如果把三角波送给一个如图 9-24 所示的特殊比例电路，它的电压放大倍数在三角波上升的半个周期内为 $+1$ ，而在三角波下降的半个周期内为 -1 ，即把下降的部分也变成上升的部分，那么输出电压就是锯齿波，它的周期是三角波输入信号周期的一半。利用场效应管的开关特性可实现上述意图，具体电路如图 9-25 所示。

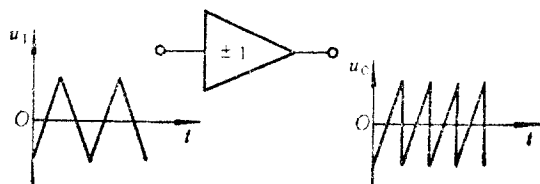


图 9-24 三角波变锯齿波示意图

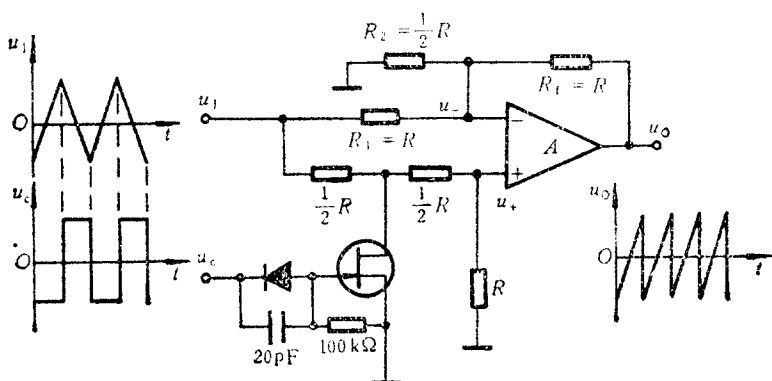


图 9-25 三角波变锯齿波电路(设 $R=100\text{ k}\Omega$)

图中左边画出了输入电压 u_i 和控制电压 u_c 的波形,可以认为它们是图 9-19 所示三角波发生电路的 u_O 和 u_{O1} 。

二、工作原理

在 u_i 上升的半个周期内, u_c 为负,且幅度足够大,使结型场效应管夹断,其漏极和源极之间的等效电阻很大,可视为开路。根据虚短和虚断概念,可列出下面的方程组

$$\begin{cases} u_- = u_+ = \frac{1}{2}u_i \\ \frac{u_i - u_-}{R} = \frac{u_-}{\frac{1}{2}R} + \frac{u_- - u_O}{R} \end{cases}$$

解之可得 $u_O = -u_i$ 。

在 u_i 下降的半个周期内, u_c 为正, 结型场效应管工作在可变电阻区, 它的阻值与图中各电阻的阻值 ($R=100\text{ k}\Omega$) 相比可视为零, 因此集成运放的反相输入端为虚地点, 流过电阻 R_2 的电流可视为零, 此时图 9-25 电路相当于反相比例电路, 且反馈电阻 R_f 与输入电阻 R_1 相等, 所以 $u_O = -u_i$, 即这种情况下 u_O 也是随时间逐渐上升的。

据以上所述可知, 图 9-25 所示电路的输出电压是锯齿波, 符合三角波变锯齿波的要求。

9.3.2 三角波变正弦波电路

一、问题的提出

在介绍三角波变正弦波电路之前,我们先提出一个问题:怎样能将周期性变化的非正弦信号变成频率相同的正弦波? 我们知道利用比较器和积分器等可将周期性变化的非正弦波变换成与正弦波比较接近的三角波,剩下的问题就是如何将三角波变换成正弦波。只要解决了这个问题,我们就可以将周期性变化的非正弦信

号变换成频率相同的正弦信号了。这具有现实意义。例如直接用改变电压的方式来改变正弦波的频率比较困难,但用来改变某些非正弦波(例如锯齿波)的频率则比较容易^①,而非正弦波容易变成三角波,因此有了三角波变正弦波电路,就能用改变电压的方式控制正弦波的频率了。

二、实现方法

将三角波变换为正弦波的方法较多,下面介绍两种。

1. 滤波法

三角波按傅氏级数可展开为:

$$u_{\Delta}(\omega t) = \frac{8}{\pi^2} U_m \left(\sin \omega t - \frac{1}{9} \sin 3\omega t + \frac{1}{25} \sin 5\omega t - \dots \right)$$

其中 U_m 是三角波 u_{Δ} 的峰值。

如果三角波的频率变化不大,则可利用低通或带通滤波电路将三角波变换为频率相同的正弦波。例如三角波的频率只在 150 至 200 Hz 范围内变化,则可用通带截止频率为 250 Hz 的低通滤波电路将三角波变换成频率相同的正弦波。

如果三角波的频率变化较大,则滤波法不易奏效。但只要三角波的幅值稳定不变,可用折线法进行变换。

2. 折线法

观察三角波和正弦波的波形可知,二者除了顶部和底部差别明显外,其他相差不多。因此可设法将三角波的幅度按照一定的规律逐段衰减,即象图 9-26 那样用几条直线段组成的折线来近似正弦波。实现该意图的电路如图 9-27 所示。图中的负反馈网络除了通常有的 R_f 外,还并联了由二极管和电阻组成的网络,输出电压和正、负电源通过电阻分压在二极管的右侧得到电压 U_1 、 U_2 、 U_3 和 U'_1 、 U'_2 、 U'_3 。当输入的三角波信号由零逐渐下降使 u_0 由零

^① 见本章附录 9A 介绍的压控振荡器。

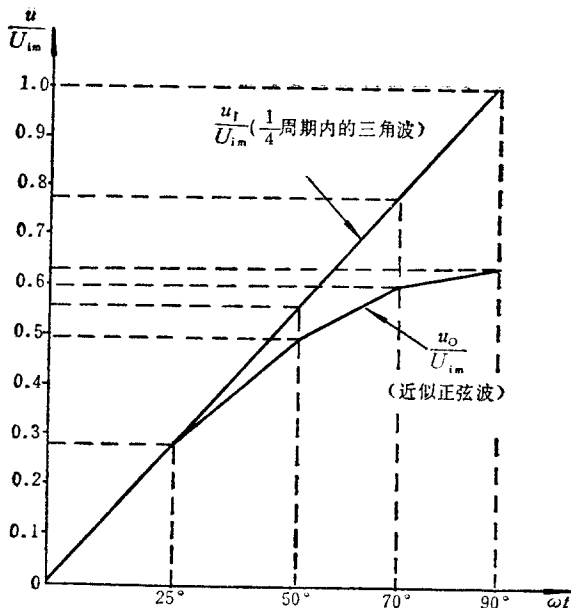


图 9-26 用折线近似正弦波的示意图($\frac{1}{4}$ 周期)

逐渐上升时, U_1 、 U_2 和 U_3 将依次上升到大于零, 使二极管 D_1 、 D_2 和 D_3 依次由截止变导通, 等效反馈电阻逐渐减小, 放大倍数(指绝对值)逐渐下降, 使 u_o 上升的斜率逐渐减小, 接近于正弦波的变化规律。同理当 u_i 由零逐渐上升时, u_o 将由零逐渐下降, 使二极管 D'_1 、 D'_2 和 D'_3 依次由截止变导通, 使 u_o 下降的斜率逐渐减小, 接近于正弦波的变化规律。因此只要图中各电阻值合适①, 便可将三角波变换为正弦波。这种方法的优点是便于集成化。至于其他方法, 读者可查阅有关参考文献②。

① 关于这些电阻值的计算, 可参阅[9-6]108~113页。

② 见[9-6]116~123页, [9-7]296~299页和本章习题 9-36。

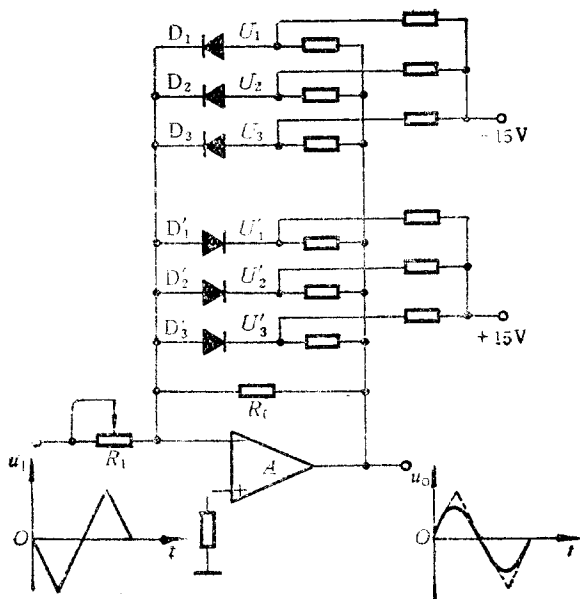


图 9-27 三角波变正弦波电路(折线法)

9.3.3 精密整流电路

把正、负交变的电压转换成单极性电压,称为整流。例如,全波整流电路的输出电压是输入电压的绝对值,因此全波整流电路又称为绝对值电路。具有单向导电性的二极管是最常用的整流元件。但二极管的非线性将产生相当大的误差,特别是当信号幅度小于二极管的死区电压时,问题尤其严重。因此由二极管构成的整流电路精度低。为了提高精度,可利用集成运放的放大作用和深度负反馈克服二极管非线性造成的误差。利用这种精密整流电路,可使前面第五章中的某些单极性运算电路成为双极性的运算电路。例如图 5-21 所示实用对数运算电路的输入电压必须为正值,只要在它的输入端与输入信号源之间加一个全波精密整流电路,

则输入信号既可为正值也可以为负值了。

象二极管整流电路一样，精密整流电路也有半波整流和全波整流两种形式，下面分别介绍它们的构成和工作原理。

一、半波精密整流电路

实现精密整流的具体措施之一，是在比例放大电路中加二极管，利用二极管的单向导电性实现整流，利用集成运放的放大作用和深度负反馈基本消除二极管的非线性和正向导通压降造成的误差。按这种意图构成的半波精密整流电路如图 9-28 所示。它与反比例电路的区别是图中加了二极管 D_1 和 D_2 。下面分 $u_I < 0$ 和 $u_I > 0$ 两种情况阐述这个电路的工作原理。

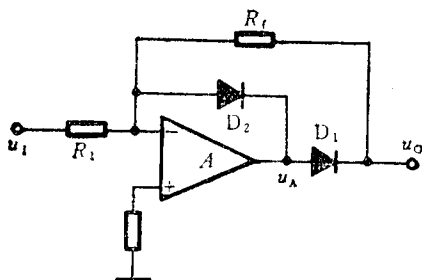


图 9-28 半波精密整流电路

当 $u_I < 0$ 时，集成运放的输出电压 $u_A > 0$ ，二极管 D_2 截止， D_1 导通，集成运放工作在深度负反馈状态，此时这个电路相当于反相比例电路，因此

$$u_O = -\frac{R_f}{R_I} u_I$$

而 $u_I < 0$ ，故 u_O 为正值。

当 $u_I > 0$ 时， $u_A < 0$ ， D_2 导通，集成运放也处于深负反馈状态，且 $u_A \approx -0.7 \text{ V}$ ， D_1 截止。而集成运放的反相输入端为虚地点，因

此 $u_o = 0$ ①。

据以上所述可知, 如果图 9-28 半波精密整流电路中的电阻 $R_1 = R_f$, 那么它的输出电压与输入电压的关系如图 9-29 中 u_o 和 u_i 的波形所示。

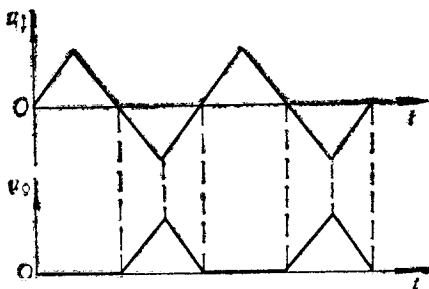


图 9-29 图 9-28 半波精密整流电路输入和输出的波形

二、全波精密整流电路

图 9-29 的波形说明, 半波精密整流电路的输出电压不等于输入电压的绝对值。如果希望 u_o 是 u_i 的绝对值, 则应采用全波精密整流电路。怎样才能使 u_o 等于 u_i 的绝对值呢? 我们设想, 如果半波精密整流电路输入电压和输出电压分别如图 9-30(a)、(b) 中 u_i 和 u_{o1} 的波形所示, 那么将它们相加再反相, 即可得到全波精密整流电路的输出波形, 如图 9-30(c) 中 u_o 的波形所示。因此可用半波精密整流电路和反相求和电路构成全波精密整流电路, 如图 9-31 所示。它的左半部分与图 9-28 所示半波精密整流电路的不同之处是二极管的接法相反, 但工作原理类似。当 $u_i > 0$ 时, $u_{o1} = -2u_i$; 当 $u_i < 0$ 时, $u_{o1} = 0$ 。这个电路右半部分是反相输入求和电路, 实现 u_i 与 u_{o1} 相加并反相, 因此输出电压是输入电压的绝对值, u_o 的波形如图 9-30(c) 所示。

① 若二极管 D_2 开路, 则 $u_i > 0$ 时, u_A 为负值, D_1 截止, 集成运放处于开环状态, 它的反相输入端不是虚地点, 不能使 $u_o = 0$, 因而不能实现半波精密整流。

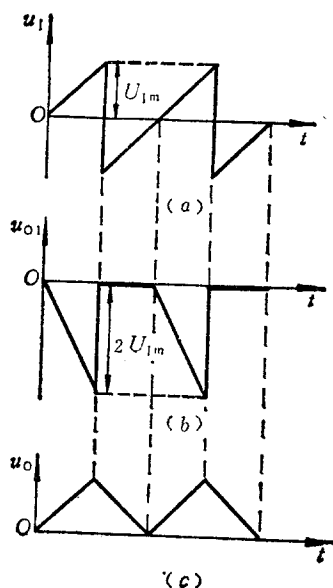


图 9-30 全波精密整流波形的获得

- (a) 输入电压的波形 (b) 半波精密整流输出的波形
 (c) 全波精密整流输出的波形

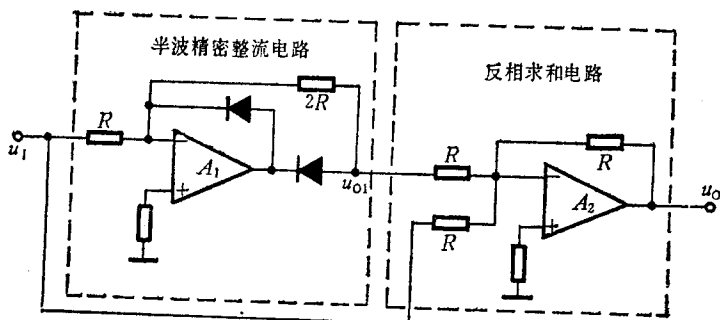


图 9-31 全波精密整流电路

如果希望全波精密整流电路的输入电阻大, 则可采用图 9-32 所示电路。至于它的工作原理, 请读者自行分析, 并画出对应于输

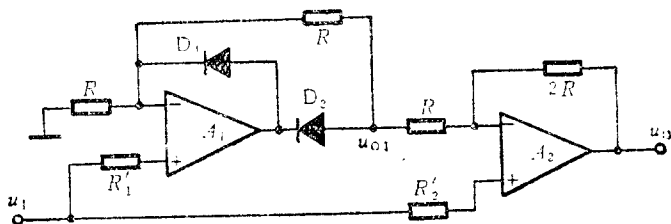


图 9-32 输入电阻高的全波精密整流电路

入电压的输出电压波形。

关于精密整流的其他内容,读者可查阅有关参考文献①。

本章小结

本章介绍了正弦波振荡电路、非正弦波形发生电路和波形变换电路,现分别归纳如下:

一、正弦波振荡电路

1. 本章介绍的正弦波振荡电路是利用选频网络通过正反馈产生自激振荡的,它的相位平衡条件是 $\phi_A + \phi_F = 2n\pi$, 幅值平衡条件是 $|A\dot{F}| = 1$ 。

2. 正弦波振荡电路一般有放大、反馈、选频和稳幅四个基本组成部分。按构成选频网络的元件不同,正弦波振荡电路可分为 RC 、 LC (包括石英晶体) 两大类。

3. RC 正弦波振荡电路的振荡频率较低,在常用的 RC 串并联式正弦波振荡电路中当 $R_1 = R_2 = R$, $C_1 = C_2 = C$ 时,它的振荡频率是 $f_0 = \frac{1}{2\pi RC}$, 幅值平衡条件要求它的 $A = 3$, 相位平衡条件要求它的 $\phi_A = 0$ 。

4. LC 正弦波振荡电路可产生频率很高的正弦波,它的电路

① 例如[9-10]173~176页。

一般由分立元件组成。

LC 正弦波振荡电路有变压器反馈式, 电感三点式和电容三点式三种, 它们的振荡频率由谐振回路决定, 即 $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L'C'}}$, 式中的 L' 和 C' 分别是谐振回路的等效电感和等效电容。

LC 正弦波振荡电路的幅值条件容易满足, 关于相位条件分析有以下几点值得注意:

(1) 对于谐振频率, LC 谐振回路的阻抗呈纯阻性。

(2) 变压器原边绕组和副边反馈绕组通常各有一端交流接地, 其余两个端点若互为同名端则相位相同, 否则相位相反。

(3) 电感三点式正弦波振荡电路中电感中间抽头的交流瞬时电位一定在首、尾两端点的瞬时电位之间, 电容三点式正弦波振荡电路的情况与之类似。

5. 石英晶体发生串联谐振时, 其阻抗呈纯阻性, 而在 $f_s < f < f_p$ 极窄的频率范围内呈感性。利用前者和后者可分别构成串联型和并联型石英晶体正弦波振荡电路。

6. 判断正弦波振荡电路能否振荡的一般方法和步骤是:

(1) 观察电路是否具有放大、选频、反馈、稳幅等正弦波振荡电路的基本组成部分。

(2) 检查它的放大电路的静态工作点是否合适(主要指由分立元件构成的放大电路), 集成运放的输入端是否有直流通路, 有无放大作用。

(3) 分析是否满足相位平衡条件。通常可假定断开反馈信号与放大电路输入端的连线, 在放大电路的断开端加不同频率的正弦输入电压 \dot{U}_i , 分析放大电路和反馈网络的相移, 若存在某一频率使 $\phi_A + \phi_F = 2n\pi$, 则满足相位平衡条件(按正反馈方块图考虑)。

(4) 再检查是否满足幅值平衡条件。

二、非正弦波形成电路

1. 非正弦波形成电路一般由开关特性器件、反馈网络和延时环节等组成。由于它的波形不是正弦,因此不能用复数、相角等来分析非正弦波形成电路能否振荡,而应当用下述方法分析:

(1) 检查是否具有上述基本组成部分。

(2) 分别假定电压比较器(或其他具有开关特性的器件)的输出为高电平和低电平,如果它经过反馈、延迟等环节均能使电压比较器的输出从一种状态跳变为另一种状态,则能振荡。

2. 基本的方波发生电路如图 9-16 所示,它的振荡频率是

$$f = \frac{1}{2R_1 C \ln \left(1 + \frac{2R_2}{R_3} \right)}$$

3. 基本的三角波发生电路如图 9-19 所示,它由电压比较器和积分器组成。电压比较器输出方波,积分器输出三角波。三角波的峰值是 $U_{om} = \frac{R_1}{R_2} U_Z$, 振荡频率是 $f = \frac{R_2}{4R_1 R_4 C}$ 。

4. 锯齿波发生电路(图 9-21)与三角波发生电路(图 9-19)的主要区别是:后者积分电容充、放电回路的等效电阻相等,而前者充、放电回路的等效电阻不相等。图 9-21 所示锯齿波发生电路的峰值是 $U_{om} = \frac{R_1}{R_2} U_Z$, 振荡频率是 $f = \frac{R_2}{2R_1(r_{d1} + r_{d2} + R_w)C}$ 。

三、波形变换电路

波形变换电路是一种非线性电路(即输出与输入不是线性关系),它可将一种形状的波形变成另一种形状的波形。电压比较器具有开关特性,它可将某些周期性变化的波形变换为方波。积分电路参数合适时可将方波变换为三角波。如果比例电路在三角波输入电压上升和下降的时间内分别相当于同相比比例电路和反相比比例电路,且它们的电压放大倍数绝对值相等,则可将三角波变换为锯齿

波。用滤波法或折线法可将三角波变换为正弦波。在反相比例电路中加二极管便可构成半波精密整流电路，它与反相求和电路相配合可构成全波精密整流电路。

学完本章后，应熟练掌握产生正弦波振荡的相位平衡条件和幅值平衡条件， RC 串并联式正弦波振荡电路的起振条件和振荡频率，了解如何根据相位平衡条件判断变压器耦合式、电感三点式、电容三点式正弦波振荡电路能否振荡，正确理解它们的振荡频率与元件参数之间的关系，了解石英晶体正弦波振荡电路的工作原理，并正确理解由集成运放构成的矩形波和锯齿波发生电路的工作原理和输出波形。

本章附录

9A 压控振荡器

我们知道，调节可变电阻或可变电容可以改变波形发生电路的振荡频率，一般是通过人的手来调节的。而在自动控制等场合往往要求能自动地调节振荡频率。常见的情况是给出一个控制电压（例如计算机通过接口电路输出的控制电压），要求波形发生电路的振荡频率与控制电压成正比。这种电路称为压控振荡器，又称为 VCO 或 v - f 转换电路。

利用场效应管的可变电阻特性或 TTL 数字电路器件 74 LS 124 等可以组成压控振荡器，但精度低、线性差。利用集成运放可以构成精度高、线性好的压控振荡器。下面介绍这种电路的构成和工作原理，并求出振荡频率与输入电压的函数关系。

一、电路的构成

怎样用集成运放构成压控振荡器呢？我们知道积分电路输出电压变化的速率与输入电压的大小成正比，如果积分电容充电使输出电压达到一定程度后，设法使它迅速放电，然后输入电压再给它充电，如此周而复始，产生振荡，其振荡频率与输入电压成正比，即为压控振荡器。图 9 A-1 电路就是实现上述意图的压控振荡器，它的输入电压 $U_1 > 0$ 。

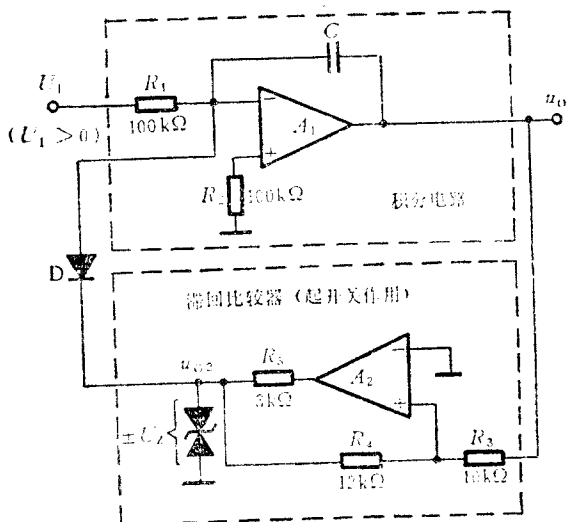


图 9 A-1 压控振荡器 ($U_1 > 0$)

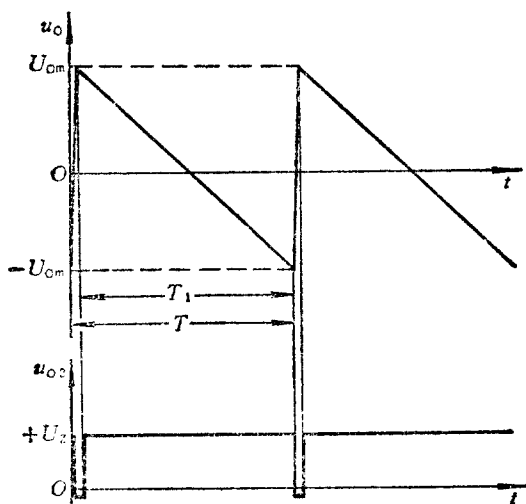


图 9 A-2 图 9A-1 压控振荡器的波形

二、工作原理

图 9 A-1 电路的上半部分是积分电路, 下半部分是同相输入滞回比较器, 它起开关作用。当它的输出电压 $u_{O2} = +U_Z$ 时, 二极管截止, 输入电压经电阻 R_1 向电容 C 充电, 输出电压 u_O 逐渐下降, 当 u_O 下降到零再继续下降使集成运放 (或集成电压比较器) A_2 同相输入端的电位略低于零时, u_{O2} 由 $+U_Z$ 跳变为 $-U_Z$, 二极管由截止变导通, 电容放电。由于放电回路的等效电阻比 R_1 小得多, 因此放电很快, u_O 迅速上升, 使 A_2 的 u_+ 很快上升到大于零, u_{O2} 很快从 $-U_Z$ 跳回到 $+U_Z$, 二极管又截止, 输入电压经 R_1 再向电容充电。如此周而复始, 产生振荡。

据以上分析可画出图 9 A-1 所示压控振荡器 u_O 和 u_{O2} 的波形如图 9 A-2 所示。

三、振荡频率与输入电压的函数关系

由上面的分析可知, 电容放电的时间很短, 因此振荡周期时间近似等于电容充电的时间 T_1 , 它可由下式求出

$$\frac{1}{C} \int_0^{T_1} \frac{U_I}{R_1} dt = 2U_{Om} \quad (9 A-1)$$

其中 U_{Om} 是输出电压的峰值, 它与三角波发生电路输出电压的峰值类似, 即

$$U_{Om} = \frac{R_2 U_Z}{R_4} \quad (9 A-2)$$

将它代入式 (9 A-1), 并设 U_I 在 T_1 时间为常值, 则可得

$$T_1 = \frac{2R_1 R_2 C}{R_4} \cdot \frac{U_Z}{U_I}$$

因此振荡频率是

$$f = \frac{1}{T} \approx \frac{1}{T_1} = \frac{R_4}{2R_1 R_2 C} \cdot \frac{U_I}{U_Z} \quad (9 A-3)$$

可见振荡频率与输入电压成正比。

压控振荡器的用途较广。为了使用方便, 一些厂家将压控振荡器做成模块, 有的压控振荡器模块输出信号的频率与输入电压幅值的非线性误差小于 0.02%, 但振荡频率较低, 一般在 100 kHz 以下。

9 B 集成函数发生器 ICL 8038 简介

随着大规模集成电路技术的迅速发展, 人们将波形发生电路和波形变换电路集成在同一硅片上, 封装成组件。它可输出若干种不同的波形, 称为函

数发生器。下面简要介绍集成函数发生器 ICL 8038^①。

一、工作原理

ICL 8038 是大规模集成电路,它的内部电路主要有矩形波、三角波或锯齿波发生电路和三角波变正弦波电路,其原理如图 9 B-1 所示。图中电压比较器 A 和 B 的阈值分别为电源电压(指 $V_{CC}+V_{EE}$)的 $\frac{2}{3}$ 和 $\frac{1}{3}$,电流源 I_1 与 I_2 的大小可通过外接电阻调节,但 I_2 必须大于 I_1 。当触发器的输出为低

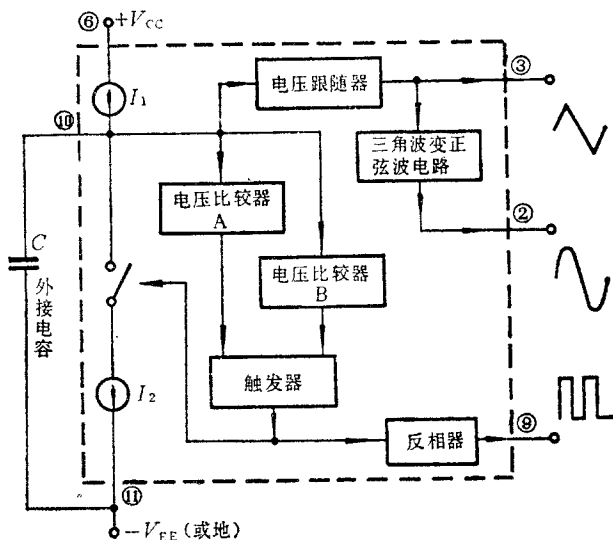


图 9 B-1 集成函数发生器 ICL 8038 的原理框图

电平时,电流源 I_2 断开,电流源 I_1 给电容 C 充电,它两端的电压 u_c 随时间线性上升,当 u_c 达到电源电压的 $\frac{2}{3}$ 时,电压比较器 A 的输出电压发生跳变,使触发器的输出由低电平变为高电平,电流源 I_2 接通。由于 $I_2 > I_1$,因此电容放电, u_c 随时间线性下降。当它下降到电源电压的 $\frac{1}{3}$ 时,电压比较器 B 的输出电压发生跳变,使触发器的输出由高电平跳变为原来的低电平,电流源 I_2 断开, I_1 再给电容充电, u_c 又随时间线性上升。如此周而复始,产

^① 详细内容见 INTERSIL 产品手册。

生振荡。若 $I_2 = 2I_1$ ，则触发器的输出为方波，经反相器输出到管脚 9。在 $I_2 = 2I_1$ 的条件下， u_c 上升与下降的时间相等，为三角波，经电压跟随器输出到管脚 3，并通过三角波变正弦波电路得到正弦波，从管脚 2 输出，当 $I_1 < I_2 < 2I_1$ 时， u_c 上升与下降的时间不相等，管脚 3 输出锯齿波。因此 ICL 8038 可输出矩形波、三角波、正弦波和锯齿波等四种不同的波形。

二、常用接法

ICL8038 的管脚如图 9B-2 所示，其中管脚 8 为频率调节（简称调频）电压输入端。振荡频率与调频电压成正比，其线性度约为 0.5%。调频电压的值是

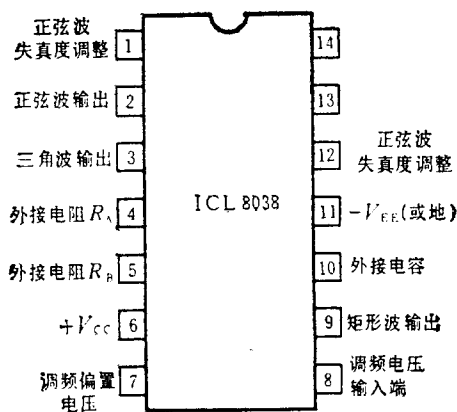


图 9 B-2 ICL 8038 的管脚图(顶视图)

指管脚 6 与管脚 8 之间的电压，它的值应不超过 $\frac{1}{3}(V_{CC} + V_{EE})$ 。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 $\frac{1}{5}(V_{CC} + V_{EE})$ ，它可作为管脚

8 的输入电压。此外，该器件的矩形波输出级为集电极开路形式，因此一般需在管脚 9 和正电源两端接一个电阻，其阻值常用 10 kΩ 左右，如图 9 B-3 中所示（它是 ICL 8038 的基本接法）。图中管脚 8 与 7 短接，在此条件下，管脚

3 输出波形的上升时间是 $t_1 = \frac{5}{3} R_A C$ ，下降时间是 $t_2 = \frac{5}{3} \frac{R_A R_B C}{2R_A - R_B}$ ，因此振荡频率是

$$f = \frac{1}{t_1 + t_2} = \frac{1}{\frac{5}{3} R_A C \left(1 + \frac{R_B}{2R_A - R_B} \right)}$$

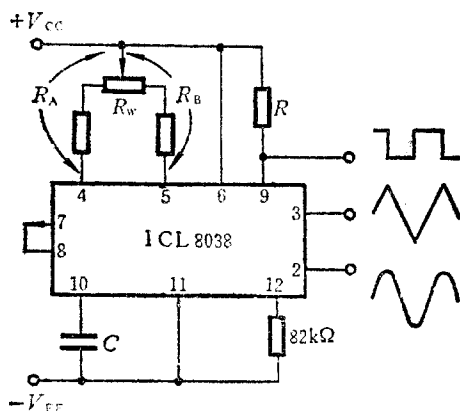


图 9 B-3 基本接法

其中 R_A 和 R_B 的阻值以在 $\frac{V_{CC}-V_s}{1 \text{ mA}}$ 至 $\frac{V_{CC}-V_s}{10 \mu\text{A}}$ 范围内为宜 (“ $V_{CC}-V_s$ ”是管脚 6 与管脚 8 之间的电压), 且 R_B 应小于 $2R_A$ 。

当 $R_A=R_B$ 时, $t_1=t_2$, 管脚 9、3 和 2 的输出分别为方波、三角波和正弦波, 振荡频率为 $f=\frac{0.3}{R_A C}$ 。调节电位器 R_w , 可使正弦波的失真度减小到 1.5% 以下。用 100 kΩ 电位器接成可变电阻形式代替图中的 82 kΩ 电阻, 调

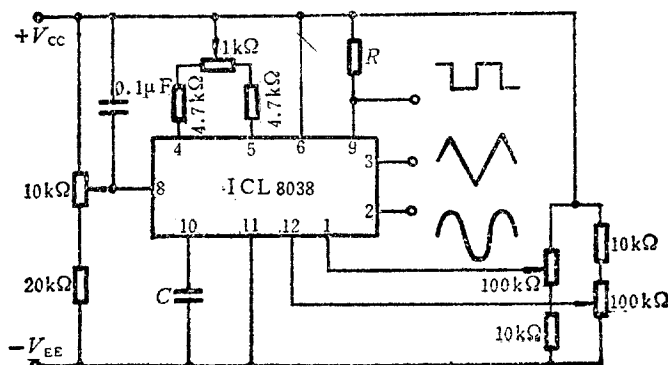


图 9 B-4 频率可调、失真小的函数发生器

节它也可以减小正弦波的失真度。如果希望进一步减小正弦波的失真度,可采用图 9 B-4 所示的调整电路,调整图中的两个 $100\text{ k}\Omega$ 电位器和 $1\text{ k}\Omega$ 电位器,可使正弦波的失真度减小到 0.5% 左右。

调节图 9 B-4 左边的 $10\text{ k}\Omega$ 电位器,正电源 V_{CC} 与管脚 8 之间的电压(它就是调频电压)变化,振荡频率随之变化,因此该电路是一个频率可调的函数发生器,其最高频率与最低频率之比可达 $100:1$ 。

表 9B-1 ICL8038 的主要参数
(电源电压为 $\pm 10\text{V}$ 或 $+20\text{V}$, $T_A = 25^\circ\text{C}$)

		单位	8038CC			8038AC		
			最小值	典型值	最大值	最小值	典型值	最大值
电 源	单电源供电电压	V	+10		+30	+10		+30
	双电源供电电压	V	± 5		± 15	± 5		± 15
	电源电流 ($\pm 10\text{V}$ 供电时)	mA		12	20		12	20
频 率 特 性	最高振荡频率	kHz	100			100		
	扫频信号频率	kHz		10			10	
	扫频范围			35:1			35:1	
	振荡频率温度系数	$\%/^{\circ}\text{C}$		0.025			0.008	
方 波	上升时间	ns		180			180	
	下降时间	ns		40			40	
三 角 波	幅度($\pm 10\text{V}$ 供电时)	V	6	6.6		6	6.6	
	线性度	%		0.1			0.05	
	输出电阻	Ω		200			200	
正 弦 波	幅度($\pm 10\text{V}$ 供电时)	V	4	4.4		4	4.4	
	失真度(外接电位器调整)	%		1.5			0.8	

由于 ICL 8038 的振荡频率与调频输入电压成正比, 因此它可构成压控函数发生器, 它的控制电压应加在管脚 6 与管脚 8 之间。如果控制电压按一定规律变化, 则可构成扫频式函数发生器, 如图 9 B-5 所示。

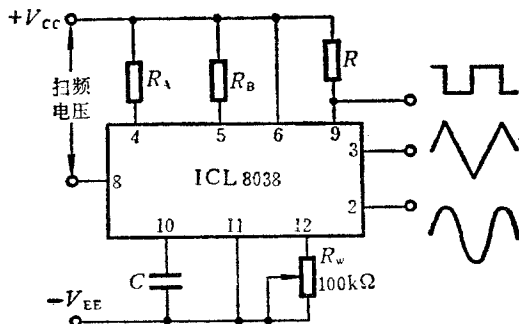


图 9B-5 扫频信号发生器 ($R_A = R_B$)

三、ICL 8038 的主要参数, 见表 9 B-1。

参 考 文 献

- [9-1] 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), 高等教育出版社, 北京, 1986 年
- [9-2] 浙江大学电子学教研室编, 邓汉馨主编:《模拟电子技术基本教程》, 高等教育出版社, 北京, 1986 年
- [9-3] 谢嘉奎主编:《电子线路》(非线性部分), 高等教育出版社, 北京, 1984 年 4 月第二版
- [9-4] 清华大学电子学教研组编, 童诗白主编:《模拟电子技术基础》(上册), 人民教育出版社, 北京, 1980 年
- [9-5] 应百里编:《集成运算放大器的非线性应用》, 高等教育出版社, 北京, 1983 年
- [9-6] 谢沅清编:《模拟集成电路应用》, 人民邮电出版社, 北京, 1984 年
- [9-7] [日]横井与次郎著, 陈挺译:《线性集成电路实用电路手册》, 国防工业出版社, 北京, 1984 年
- [9-8] 王尔乾、梁鹿亭、刘和益等译:《TTL 集成电路设计 and 应用手册》, 北京, 1982 年

[9-9] [美]M. E. 费雷金著, 杜丽冰、詹汉强译: 《晶体管振荡器设计与温度补偿》, 人民邮电出版社, 北京, 1985 年

[9-10] Robert G. Irvine: *Operational Amplifier Characteristics and Applications*, Prentice-Hall, 1981.

[9-11] Paul Horowitz, Winfield Hill: *The Art of Electronics*, Cambridge University Press, 1980.

[9-12] Arthur H. Seidman: *Integrated Circuits Applications Handbook*, John Wiley and Sons, 1983.

自我检验题

题 9 1 试判断下面各种说明是否正确, 用√或×表示在括号内。

(1) 在采用正反馈方块图的条件下, 如果正弦波振荡电路反馈网络的相移 $\phi_F = 180^\circ$, 那么它的放大电路相移也应当等于 180° , 才能满足相位平衡条件。()

(2) 正弦波振荡电路的相位平衡条件是 $\phi_A = \phi_F$ (), 幅值平衡条件是 $|A\dot{F}| = 1$ 。()

(3) RC 串并联式正弦波振荡电路在 $R_1 = R_2 = R$, $C_1 = C_2 = C$ 时, 振荡频率是 $f_0 = \frac{1}{RC}$ ()。对于振荡频率而言, 它的反馈系数 $|\dot{F}| = 1$ (), 放大电路的电压放大倍数应当等于 1, 才能满足幅值平衡条件。()

题 9-2 试判断下面各种说法是否正确, 用√或×表示在各小题后面的括号中。

(1) 振荡电路与放大电路的主要区别之一是: 放大电路的输出信号与输入信号频率相同, 而振荡电路一般不需要输入信号(压控振荡器例外)。()

(2) 只要满足相位平衡条件, 且 $|A\dot{F}| > 1$, 则可产生自激振荡。()

(3) 负反馈电路不可能产生自激振荡。()

(4) 只要具有正反馈, 就能产生自激振荡。()

(5) 对于正弦波振荡电路而言, 只要不满足相位平衡条件, 即使放大电路的放大倍数很大, 它也不可能产生正弦波振荡。()

(6) 由集成运放构成的电压跟随器(如图 5-5 所示), 因没有外接电容, 故不可能产生振荡。()

(7) 非正弦波形发生电路一般只需要一个电容器。()

(8) 非正弦波形发生电路的振荡条件与正弦波振荡电路的振荡条件相同。()

题 9-3 试分析下列各种情况(相互独立), 各应采用哪种类型(a. RC , b. LC , c. 石英晶体)的正弦波振荡电路, 它们的放大电路一般应采用哪种元器件(d. 集成运放, e. 分立元件)。将答案填在各小题末尾的括号中。

(1) 振荡频率在 $100\text{ Hz} \sim 1\text{ kHz}$ 范围内可调。()

(2) 振荡频率在 $10\text{ MHz} \sim 20\text{ MHz}$ 范围内可调。()

(3) 产生 100 kHz 的正弦波, 要求振荡频率的稳定性好。()

题 9-4 设图 9-4 电路中的电阻 $R_1 = 10\text{ k}\Omega$, 试分析 R_1 的阻值分别为下列三种情况时该电路能否产生正弦波振荡, 用 \checkmark 和 \times 分别表示在各小题后面的括号内。

(1) $R_1 = 10\text{ k}\Omega$ 。()

(2) $R_1 = 100\text{ k}\Omega$ 。()

(3) 用 $18\text{ k}\Omega$ 的电阻和 $4.7\text{ k}\Omega$ 的电位器(接成可调电阻形式)相串联作为负反馈电阻, 并适当调整电位器。()

题 9-5 用下列元器件能构成正弦波振荡电路吗(在各小题后面的括号内用 \checkmark 或 \times 表示同意或反对)?

(1) $16\text{ k}\Omega$ 的电阻三只, $27\text{ k}\Omega$ 的负温度系数热敏电阻一只, $10\text{ k}\Omega$ 的电位器一只, $0.01\text{ }\mu\text{F}$ 的电容两只, 集成运放一只。()

(2) $1\text{ k}\Omega$ 、 $5.1\text{ k}\Omega$ 、 $15\text{ k}\Omega$ 的电阻各一只, $0.1\text{ }\mu\text{F}$ 的电容器两只, 300 pF 的电容器一只, 变压器一只, 三极管一只。()

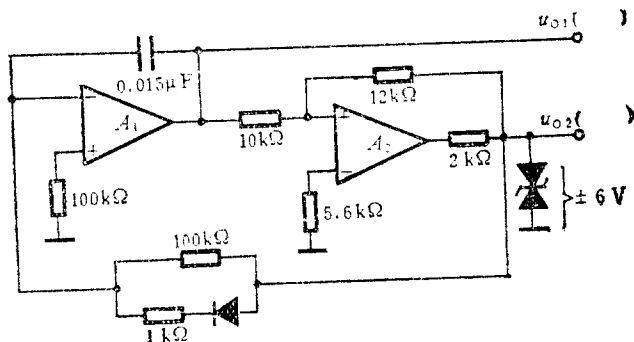


图 P 9-6

题 9-6 试指出图 P 9-6 所示电路中 u_{O1} 和 u_{O2} 的波形各属于哪种类型 (a. 正弦波, b. 方波, c. 矩形波, d. 三角波, e. 锯齿波), 将答案分别填在图中两个输出端的括号内。

思考题和习题

题 9-7 试分析图 P 9-7 电路 (a) 和 (b) 中的 j, k, m 和 n 四点各应如何连接, 才能产生振荡?

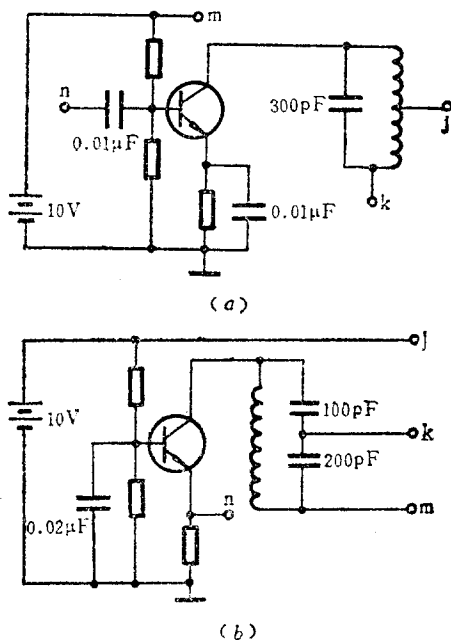


图 P 9-7

题 9-8 根据石英晶体的电抗频率特性, 分别从 a. “纯阻性”、b. “感性”、c. “容性”中选择一词填空。

- (1) 当石英晶体发生串联谐振即 $f = f_s$ 时, 它呈_____。
- (2) 仅当频率在 f_s 与 f_p 之间极窄的范围内, 石英晶体呈_____。
- (3) 当频率 $f < f_s$ 或 $f > f_p$ 时, 石英晶体均呈_____。

题 9-9 试标出图 P 9-9 方波发生电路中集成运放的同相输入端和反相输入端(用“+”、“-”符号表示),使之能产生方波并求它的振荡频率。

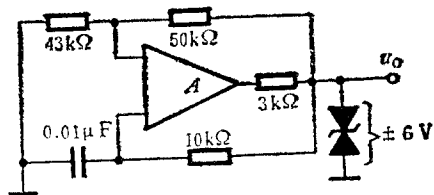


图 P 9-9

题 9-10 图 P 9-10 电路可同时产生方波和三角波,试标出图中集成运放的同相输入端和反相输入端(用“+”、“-”符号表示)使之能正常工作,并指出 u_{O1} 和 u_{O2} 各是什么波形。

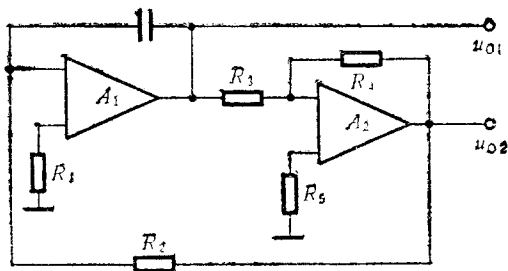
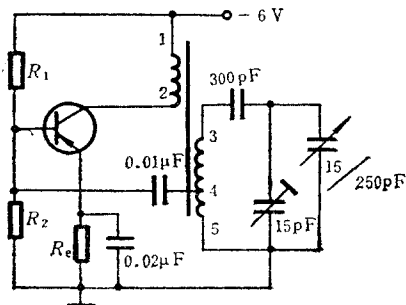
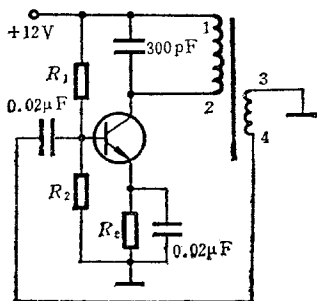


图 P 9-10

题 9-11 试标出图 P 9-11 各电路中变压器的同名端,使之满足正弦振荡的相位平衡条件。



(a)



(b)

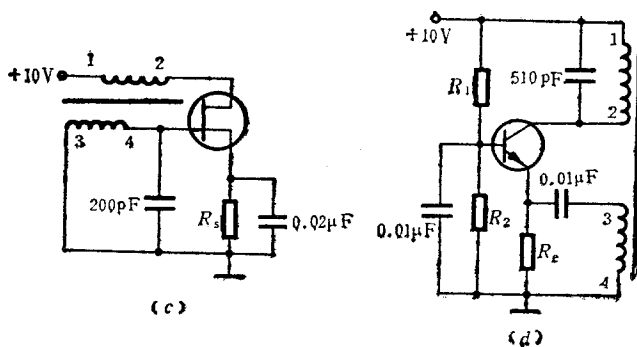


图 P 9-11

题 9-12 分析图 P 9-12 所示电路, 试答:

- (1) 这个电路是否有可能产生正弦波振荡?
- (2) 若取消一级 RC (例如将电阻 R_2 开路、电容 C_2 短路), 是否可能产生正弦波振荡?
- (3) 若再增加一级 RC , 是否可能产生正弦波振荡?

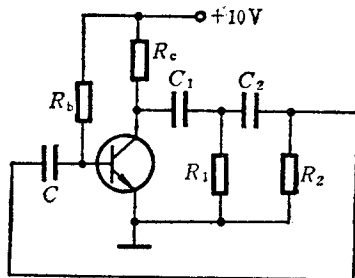


图 P 9-12

题 9-13 设图 9-4 所示 RC 串并联式正弦波振荡电路中 $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, $C = 0.022 \mu\text{F}$ 。若希望产生频率为 2 kHz 的正弦波, 试估算电阻 R 和 R_f 的阻值。

题 9-14 设计一个振荡频率为 125 Hz 的正弦波振荡电路 (电容用 $0.047 \mu\text{F}$, 并用一个正温度系数 $10 \text{ k}\Omega$ 的热敏电阻作为稳幅元件)。试画出电路, 标出各电阻的阻值。

题 9-15 试将图 P 9-15 电路连接成正弦波振荡电路, 并估算 R_f 的阻

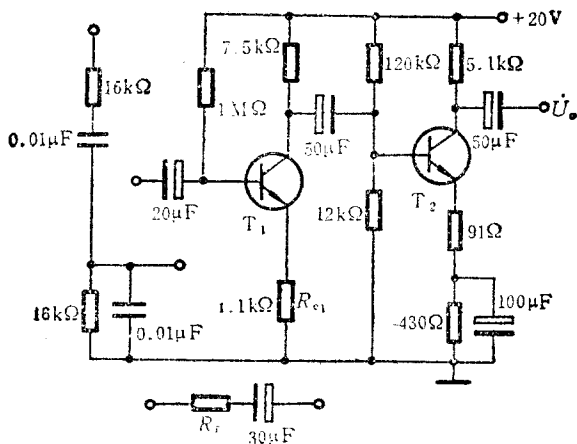


图 P9-15

值和振荡频率。

* 题 9-16 图 P9-16 所示 RC 串并联式正弦波振荡电路用二极管作为自动稳幅元件。试分析它的稳幅原理,并粗略估算波形基本不失真时输出电压的峰值(设二极管的正向压降为 0.6V)。

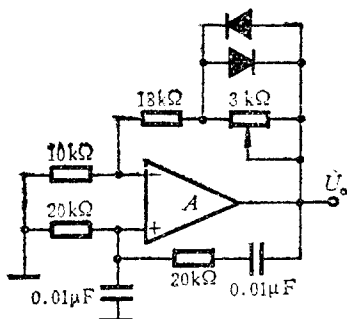


图 P9-16

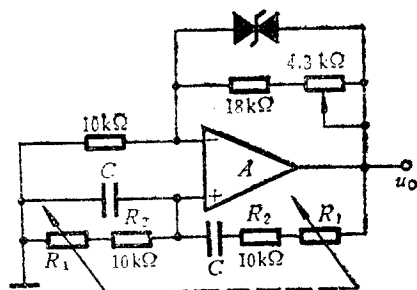


图 P9-17

* 题 9-17 图 P9-17 所示 RC 串并联式正弦波振荡电路采用稳压管 $2\text{DW}231$ (设它的稳压值为 $\pm 6\text{V}$) 稳幅,并可通过调节双连可变电阻改变振荡频率,试估算:

(1) 波形基本不失真时输出电压的峰值。

(2) 若希望振荡频率的调节范围为 250 Hz 至 1 kHz, 应选择多大的电容器和多大阻值的双联电位器作为图中的双连可调电阻?

* 题 9-18 图 P 9-18 电路可产生频率相同的正弦信号和余弦信号, 又称为正交正弦波振荡电路。设图中稳压管的稳压值为 $\pm 6\text{ V}$, $R_1=R_2=R_3=R_4=R_5=R$, $C_1=C_2=C$ 。

(1) 试分析该电路是怎样满足正弦波振荡条件的。

(2) 写出振荡频率的表达式。

(3) 求出 \dot{U}_{o1} 和 \dot{U}_{o2} 的峰值, 并画出表示二者相位关系的波形图。

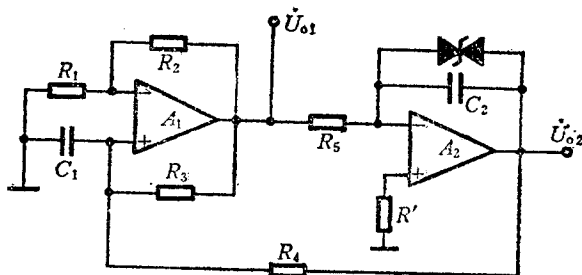
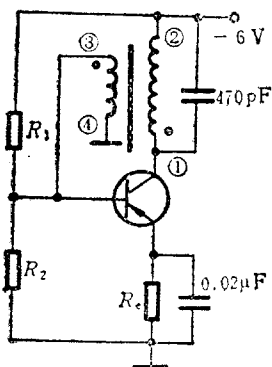
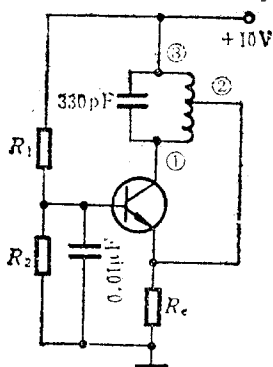


图 P 9-13

题 9-19 试分析图 P 9-19 各电路是否有错误。如有错误, 应如何改正才能产生正弦波振荡?



(a)



(b)

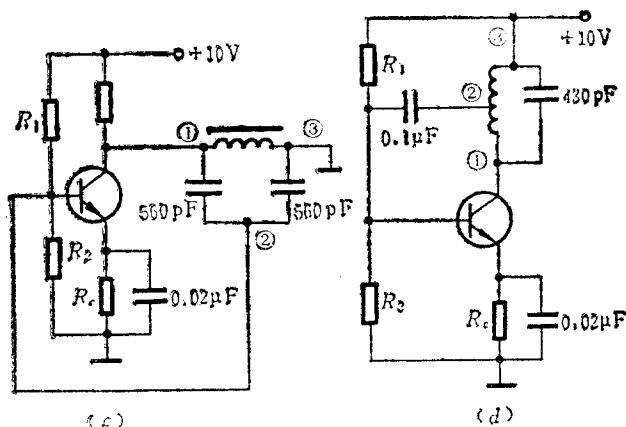


图 P 9-19

题 9-20 分析图 P 9-20 中的 LC 振荡电路, 试答:

- (1) 电路中有哪些级间反馈支路? 各起什么作用?
- (2) 如果电容 C_2 因虚焊造成开路, 电路能否产生振荡? 若振荡, 输出电压是正弦波吗?
- (3) 如果电容 C_3 开路, 电路能振荡吗?

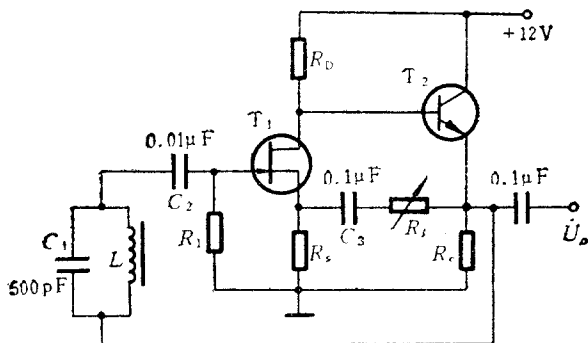


图 P 9-20

* 题 9-21 分析图 P 9-21 中 LC 正弦波振荡电路, 试指出它的选频网络、正反馈支路和负反馈支路, 并说明这个电路能否产生正弦波振荡。

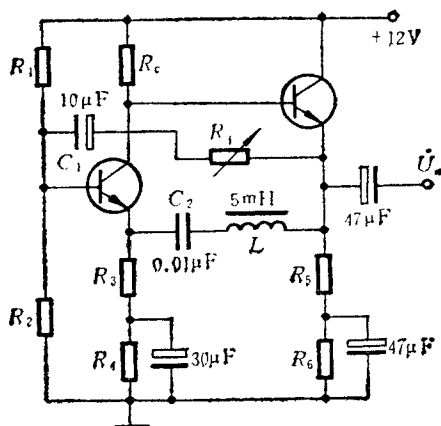


图 P 9-21

* 题 9-22 试分析图 P 9-22 电路是否满足正弦振荡的相位平衡条件, 并指出它属于哪种类型的振荡电路。

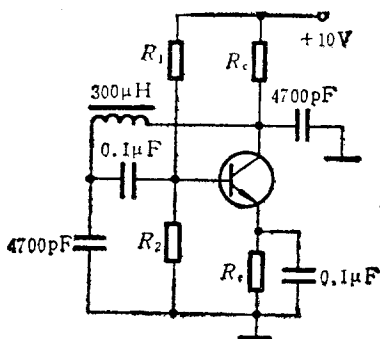


图 P 9-22

* 题 9-23 图 P 9-23 是一种收音机的本机振荡电路。试问:

(1) 它是怎样满足相位平衡条件的?

(2) 如果希望当可变电容 C_1 从 12 pF 变到 340 pF 时, 振荡频率从 11.5 MHz 变到 8 MHz, 试问: 电容 C_3 应多大 (设电容 $C_4 = 10$ pF)?

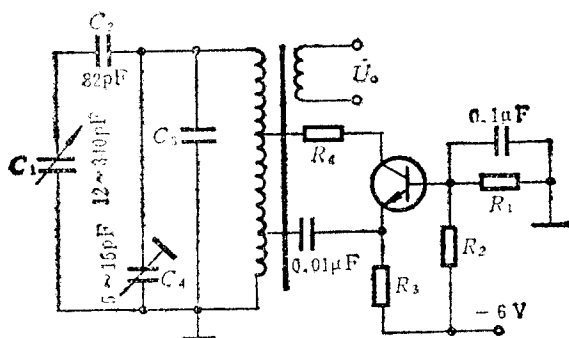


图 P 9-23

* 题 9-24 分析图 P 9-24 中电路 (a) 和 (b), 试答: 各应将石英晶体接在哪两点它们才有可能产生正弦波振荡[电路 (b) 中的电感是可调的]? 并指出电路 (b) 中的电感 L 和电容 C_2 的谐振频率(它等于 $\frac{1}{2\pi\sqrt{LC_2}}$)与石英晶体的谐振频率相比, 哪个应较大, 电路才有可能产生正弦波振荡?

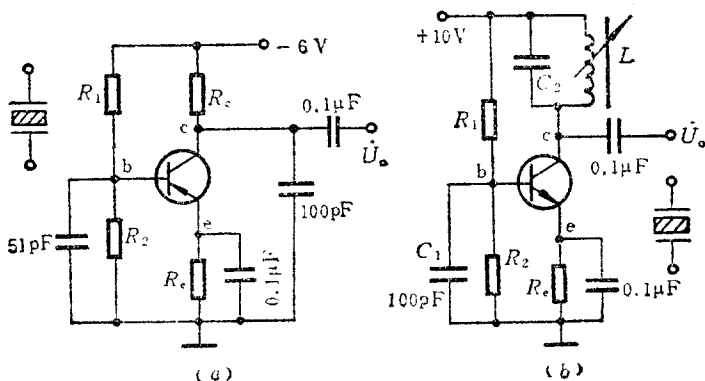


图 P 9-24

题 9-25 设图 9-16 电路中的 $R_2 = 15 \text{ k}\Omega$, $R_3 = 17.5 \text{ k}\Omega$, $C = 0.05 \mu\text{F}$ 。若希望振荡频率为 1 kHz , 试求电阻 R_1 应多大?

题 9-26 若图 9-18 电路中二极管导通时的等效电阻可视为零, 试估算它的振荡频率, 并指出当调节电位器 R_w 使 R_w' 增大时, 输出电压波形的占空

比是增大还是减小?

题 9-27 若不考虑放大器件的内部电容效应, 试说明只用一只电容器、一只放大器件(以双极型三极管、场效应管和集成运放为限)和若干电阻, 而不用电感、石英晶体等其他元器件, 能构成正弦波振荡电路吗? 能构成非正弦波发生电路吗?

题 9-28 若希望图 9-19 电路输出的三角波的峰-峰值为 16V 、频率为 250Hz , 试问: 电阻 R_2 和 R_4 各应改为多大(设 $U_Z=6\text{V}$)?

题 9-29 试估算图 P 9-6 电路 u_{O1} 和 u_{O2} 的峰值及频率(设二极管正向导通时的等效电阻可忽略)。

题 9-30 分析图 9-21 所示锯齿波发生电路, 试答:

(1) 调节电位器 R_w , 输出电压的频率是否变化?

(2) 当电位器 R_w 的动端调到最上方(即 $R'_w=0$)和最下方(即 $R'_w=R_w$)时输出电压波形的形状有何区别? 试分别画出波形示意图。

(3) 设图中稳压管的稳压值 $U_Z=6\text{V}$, 电阻 $R_2=12\text{k}\Omega$ 。若希望锯齿波输出电压的峰值 $U_{om}=5\text{V}$, 试估算 R_1 应多大?

* 题 9-31 若图 9 A-1 所示压控振荡的输入电压为负值, 电路应如何改动才能正常工作? 并估算 $U_1=-1\text{V}$ 时输出电压的频率(设电容 $C=2000\text{pF}$ 稳压管的稳压值 $U_Z=6\text{V}$)。

* 题 9-32 图 P 9-32 电路可产生三种不同的波形, 其中 u_{O2} 的占空比

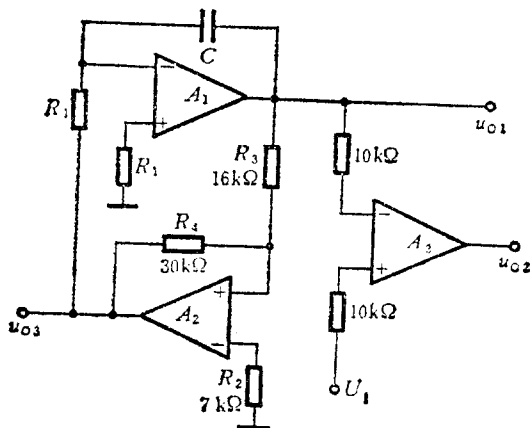


图 P 9-32

随输入电压 U_I 的大小 (U_I 的值在 u_{O1} 的两个峰值之间) 变化。设集成运放的最大输出电压为 $\pm 12\text{ V}$, 试求 u_{O2} 的占空比与 U_I 的函数关系, 并画出 u_{O1} 、 u_{O2} 和 u_{O3} 的波形 (设 $U_I = 2.5\text{ V}$)。

* 题 9-33 用集成运放、集成电压比较器、三极管、电阻和电容可构成压控三角波发生器, 它的三角波输出电压的频率与输入电压成正比, 且三角波的幅度基本不变。试画出它的原理电路。

题 9-34 正弦波可变换为锯齿波。试画出示意框图, 并定性画出各部分输出电压的波形。

题 9-35 如果希望图 9-25 所示三角波变锯齿波电路输出的锯齿波幅度是三角波输入电压幅度的两倍, 应改变哪些电阻的阻值? 改为多大?

* 题 9-36 如果图 P 9-36 所示电路中 R_1 和 R_4 的阻值合适, 它可将三角波变换为正弦波。此电路是按正弦函数的泰勒级数展开式的前三项用模拟乘法器和集成运放构成的, 它要求三角波输入电压的峰值为 $\frac{\pi}{2}\text{ V}$ 。问: 图中的电阻 R_2 和 R_4 的阻值各应取多大, 才能使下面的关系式成立

$$u_O = u_I - \frac{u_I^3}{3!} + \frac{u_I^5}{5!}$$

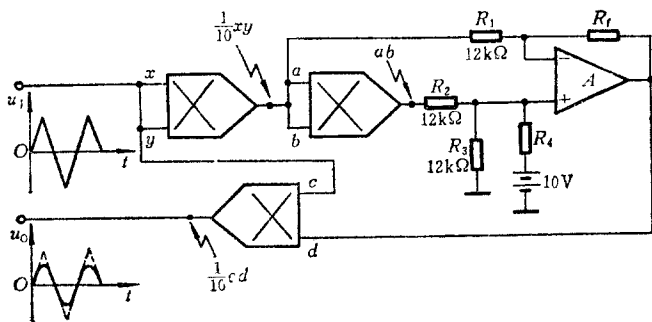


图 P 9-36

题 9-37 试证明图 9-32 电路输出电压是输入电压的绝对值。

题 9-38 图 P 9-38 是用集成运放、二极管及电阻构成的全波精密整流电路。试求: 图中 R_3 的阻值多大时才能使输出电压等于输入电压的绝对值。

* 题 9-39 图 P 9-39 是用一只集成运放构成的全波精密整流电路。试分析它的工作原理, 并求输出电压与输入电压的函数关系。

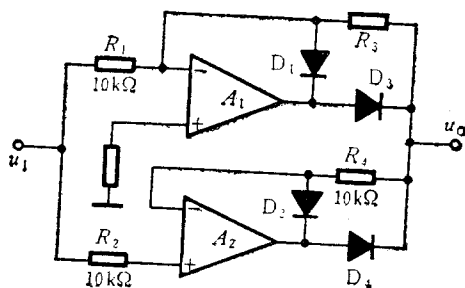


图 P 9-38

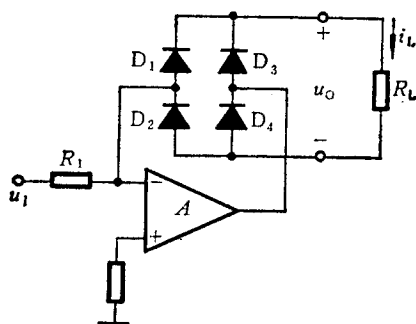


图 P9-39

* 题 9-40 设图 P 9-39 电路中的 $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$, 输入电压是有效值为 100 mV 的正弦信号, 且在负载 R_L 的两端并联容量合适的电容器, 它对于输出电压的交流分量可视为短路。若希望负载两端的直流电压值也等于 100 mV , 试问: R_L 的阻值应多大?

第十章 功率放大电路

前面我们已经介绍了许多电子电路,它们能实现信号的放大、运算,波形的产生、变换等等。经过这些电路处理后的信号一般都送到负载,带动一定的装置,例如送到扩大机的扬声器发出声音,或送到自动控制系统的电机执行一定的动作。这时我们要考虑的不仅仅是输出的电压或电流的大小,而是要有一定的功率输出。对于这类主要作用是向负载提供功率的放大电路,通常称为功率放大电路。以前所介绍的电路则相应地称为电压放大电路或电流放大电路。无论哪种放大电路,在负载上都同时存在输出电压、输出电流和输出功率。上述称呼上的区别只不过是强调的侧面不同而已,并不是很严格的。

本章准备介绍几种常见的功率放大电路,它们的特点,输出功率和转换效率情况,同时介绍有关的一些概念和分析方法等。

10.1 功率放大电路的特点

由于这类电路主要是提供输出功率,而且一般输出功率都比较大,所以与前面介绍的电路相比有以下的特点:

一、输出功率是指交变电压和交变电流的乘积,即交流功率。直流成分产生的功率不是输出功率。

二、输出信号不仅电压幅值大,电流幅值也大。信号幅值大,则容易产生失真。所以我们讨论的交流功率是在输入为正弦波,输出波形基本不失真时定义的。分析时要注意这个特点。

三、输出功率大,则消耗在电路内的能量和电源提供的能量

也大。因此在分析时还要考虑转换效率。

四、为了得到尽可能大的输出功率，晶体管常常工作在尽限应用状态： u_{CE} 最大时会接近 $U_{(BR)CEO}$ ， i_C 最大时可达 I_{CM} ，晶体管的_{最大管耗可能接近 P_{CM} 。在选择晶体管时要注意这些参数不能超过，还要考虑有必要的散热措施和过电流、过电压的保护措施。}

五、由于信号幅值大，在分析时已不能用晶体管小信号线性等效模型了，而要利用图解法。

10.2 互补功率放大电路

功率放大电路有多种类型，我们以互补型功率放大电路为例，介绍如何根据电路参数计算最大输出功率 P_{om} 、转换效率 η 以及对功放管参数的要求，以便能根据要求选择合适的功放管。

10.2.1 电路的构成

在三种接法的基本放大电路中，共集(或共漏)放大电路的输出电阻最小，带负载能力最强，所以常用作输出级。我们把电路画在图 10-1(a)，并做定性分析。这个直接耦合式电路，在负载 R_L 上

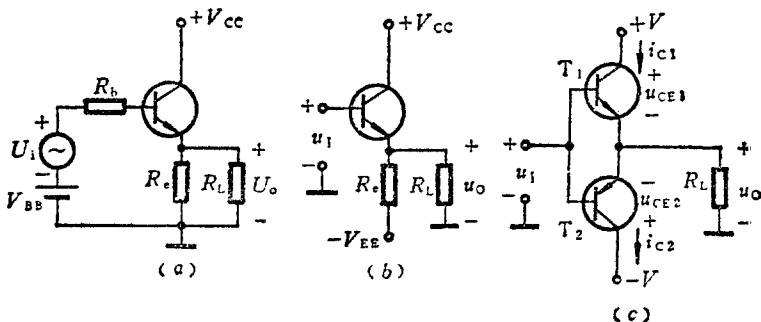


图 10-1 几种共集接法的放大电路

(a) 共集放大电路 (b) 双电源共集电路 (c) 互补电路

既有交流成分又有直流成分,也就是同时存在交流功率(我们所需要的有用功率)和直流功率(不需要的部分),这就势必使能量转换效率比较小。一种解决的办法是利用双电源,使负载上只有交流成分(静态时,使 $u_o=0$),如图 10-1(b)所示电路的形式。但是以前也分析过,这种电路在输入信号为负半周时,电压跟随效果不好,也就是当输出信号幅度大时波形会产生严重失真,(正负向跟随范围差别大)。最后,我们利用 NPN 和 PNP 型晶体管(或 N 沟道和 P 沟道场效应管)的对称性,用 PNP 管代替 R 。得到了图 10-1(c)的双向跟随互补电路^①。

10.2.2 工作原理

互补电路的工作原理再简述如下。当 $u_i=0$ 时, $u_o=0$ 。在输入正弦电压的正半周期间, T_1 管导通, T_2 管截止; 负半周期间, T_2 管导通, T_1 管截止。因此在 R_L 上得到一个完整的波形。一般选正负电源相同($\pm V$), 两管参数对称。 T_1 与 T_2 管的工作状态及信号波形分别如图 10-2(a)、(b)所示。因为输出信号是两管共同作用的结果, 所以希望把图 10-2(a)和图 10-2(b)合起来组成一个能反映输出电压 u_o 和通过 R_L 的电流 i_L 的特性曲线。组合时考虑到: (1)当 $u_i=0$ 时, $U_{CEQ1}=V$, $-U_{CEQ2}=V$, Q_1 与 Q_2 点应一致; (2)根据电流方向, $i_L=i_{C1}-i_{C2}$, i_{C1} 与 i_{C2} 方向相反, 所以这两个纵坐标轴正方向相反。(3) T_1 和 T_2 特性的横坐标应符合 $u_{CE1}+(-u_{CE2})=V-(-V)=2V$ 的关系。因此若 T_1 管特性的横坐标上方标的是 u_{CE1} 的值, u_{CE1} 增加的方向是从左向右; T_2 管特性的横坐标应以 $u_{CE1}=V$ 为中心与之成镜象对称。即 $-u_{CE2}$ 增加的方向是从右到左, 当 $u_{CE1}=0$ 时, $-u_{CE2}=2V$ [见图 10-1(c)], 故 u_{CE1} 的原点

^① 这种电路在第三章, 第 3.2.4 节中已介绍过了。通常称为 OCL, 即 Output Capacitorless 的缩写。实际上还应有克服交越失真的措施。见图 10-3。

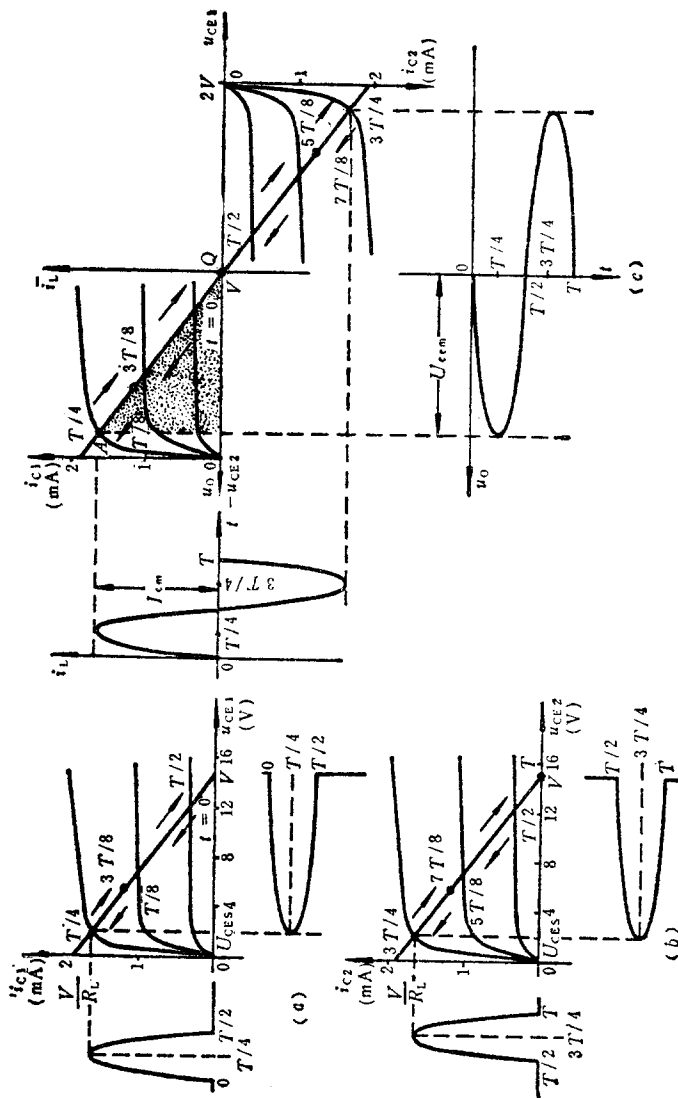


图 10-2 图解法分析互补电路
(a) T_1 管输出特性 (b) T_2 管输出特性 (c) 互补电路的合成曲线

与 $-u_{CE2}=2V$ 点重合;同样, $-u_{CE2}$ 的原点与 $u_{CE1}=2V$ 点重合。根据上述原则,我们先将 T_2 的特性曲线沿横轴向下翻转再沿 $u_{CE1}=V$ 的纵轴向右翻转即得到两管组合后的特性曲线,通称合成曲线,如图10-2(c)所示。合成曲线的原点在横轴上 $u_{CE1}=V$ 的地方。不难看出, i_L 的正方向就是 i_{C1} 的正方向, u_O 的正方向是沿横轴向左的方向, $u_O=V-u_{CE1}$ (T_1 导通时)或 $u_O=-V-u_{CE2}$ (T_2 导通时)。

10.2.3 输出功率及效率

图10-2(c)中画出了对应于输入正弦波的 i_L 和 u_O 波形,根据输出功率的定义可知

$$P_o = I_L^2 \cdot R_L = \frac{1}{2} \cdot I_{cm}^2 \cdot R_L \quad (10-1)$$

这是在输出信号基本上是正弦波时才是正确的(我们先暂不考虑交越失真带来的影响)。从图10-2(c)中还可看出, $I_{cm} \cdot R_L = U_{cem}$ (也就是 U_{om})。因此,输出功率又可写成

$$P_o = \frac{I_{cm}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{U_{cem}}{\sqrt{2}} = \frac{1}{2} \cdot I_{cm} \cdot U_{cem} \quad (10-2)$$

这个数值正好与图10-2(c)中阴影部分组成的三角形面积相等,因此常用它表示输出功率的大小,称为功率三角形。

如果输入信号幅值足够大,则 U_{cem} 可达到最大值 $V-U_{CES}$ ①,而信号基本上不失真。此时输出功率为最大不失真输出功率

$$P_{om} = \frac{1}{2} \cdot I_{cm} (V - U_{CES}) = \frac{1}{2} \frac{(V - U_{CES})^2}{R_L} \quad (10-3)$$

① 由于电路损耗的原因,输出电压达不到此值,则计算 P_{om} 时可用实际的输出电压最大值 U_{om} : $P_{om} = \frac{1}{2} \frac{U_{om}^2}{R_L}$ 。

理想情况下, $U_{CES}=0$, 则

$$P_{om} = \frac{1}{2} \cdot I_{cm} \cdot V = \frac{1}{2} \frac{V^2}{R_L} \quad (10-4)$$

下面计算为了得到上述输出功率, 电源提供的功率 P_V 是多大。由于每个电源只提供半个周期的电流, 所以总功率为

$$\begin{aligned} P_V &= 2V \cdot \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi I_{cm} \cdot \sin \omega t \cdot d(\omega t) \\ &= \frac{2V \cdot I_{cm}}{\pi} \end{aligned} \quad (10-5)$$

因此, 理想情况下这个电路的效率为

$$\eta = \frac{P_{om}}{P_V} = \frac{I_{cm} \cdot V}{2} \bigg/ \frac{2V \cdot I_{cm}}{\pi} = \frac{\pi}{4} \approx 78.5\% \quad (10-6)$$

10.2.4 晶体管的选择

最后讨论为了得到一定的输出功率, 消耗在晶体管的功率是多少。从直观上来说, 似乎输出功率越大, 消耗在晶体管的功率也越大。我们知道, 消耗在晶体管的功率 $P_T = P_V - P_o$, 由于 P_o 与 P_V 均与信号的幅值有关, 故 P_T 也随之变化。从流过晶体管的电流和管压降来看, 当 $I_{CQ} \approx 0$ 时, $P_T \approx 0$, 最大管耗不出现在静态时。当输出为最大不失真状态时, 管压降最小, 也不一定是管耗最大。为了求出什么情况下管耗最大, 可令输出电流为一任意值, 用 aI_{cm} 表示, a 为一个小于 1 的系数。则相应的输出功率为 $P_o = \frac{(aI_{cm})^2}{2} \cdot R_L$, 相应的电源功率 $P_V = \frac{2V \cdot (aI_{cm})}{\pi}$ 。于是可写出在任意输出幅值下的管耗表达式

$$P_T = P_V - P_o = \frac{2V(aI_{cm})}{\pi} - \frac{(aI_{cm})^2 \cdot R_L}{2} \quad (10-7)$$

上式对 a 的导数为零时, P_T 将为最大值

$$\frac{dP_T}{da} = \frac{2VI_{cm}}{\pi} - aI_{cm}^2 \cdot R_L = 0$$

则

$$a = \frac{2V}{\pi I_{cm} R_L} \quad (10-8)$$

将此结果代回式(10-7),得最大管耗为

$$P_{TM} = \frac{4V^2}{\pi^2 R_L} - \frac{2V^2}{\pi^2 R_L} - \frac{2V^2}{\pi^2 R_L} \quad (10-9)$$

此处求出的 P_{TM} 是两个晶体管的总的管耗, 每一个晶体管的最大管耗只是它的一半, 即 $\frac{V^2}{\pi^2 R_L}$ 。

若将 P_{TM} 与理想情况下的最大输出功率 P_{OM} 相联系则由式(10

$$P_{TM} = \frac{4}{\pi^2} P_{OM} \approx 0.4 P_{OM} \quad (10-10)$$

-4) 每个管的管耗则约为 $0.2P_{OM}$ 。上式表明, 当输出功率约为(理想时)最大不失真输出功率的 0.4 倍时, 管耗为最大。而当输出功率最大(即 $a=1$)时, 读者可证明总管耗约为 $0.27 P_{OM}$ 。

从以上分析可知, 若想得到预期的最大输出功率, 则晶体管的有关参数须满足以下条件:

一、每只晶体管的最大管耗 $P_{CM} \geq \frac{V^2}{\pi^2 R_L}$ (或 $0.2P_{OM}$)。

二、从图 10-2(c) 可看到, 当 $-u_{CE2} = 0$ 时, u_{CE1} 为最大值, 等于 $2V$ 。这是晶体管 c-e 极间的最大压降, 所以应选 $|U_{(BR)CEO}| > 2V$ 。

三、晶体管的最大集电极电流为 $\frac{V}{R_L}$ 。因此晶体管的 I_{CM} 不宜低于此值(稍低是允许的, 因为集电极电流超过 I_{CM} , 晶体管只是 β 下降, 并不至于损坏)。

〔例 10-1〕 电路如图 10-3 所示。晶体管特性如图 10-2(a)、(b)所示。试计算这个电路的最大不失真输出功率,此时的效率是多少,最大管耗是多少?

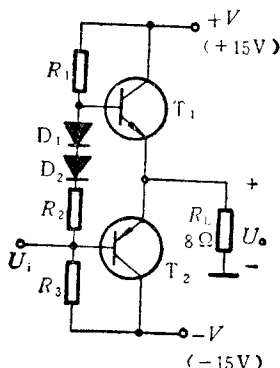


图 10-3 互补功率放大电路

解: 从图 10-2(c)可得最大输出功率为

$$\begin{aligned} P_{om} &= \frac{1}{2} I_{cm} U_{cem} = \frac{1}{2} \frac{(V - U_{CES})^2}{R_L} \\ &= \frac{1}{2} \frac{(15 - 2)^2}{8} \approx 10.6 \text{ W} \end{aligned}$$

此时的电源功率为 $\frac{2VI_{cm}}{\pi}$, 故效率 $\eta = \frac{\pi}{4} \cdot \frac{U_{cem}}{V} = \frac{\pi}{4} \times \frac{13}{15} \approx 68\%$ 。

晶体管的最大管耗

$$P_{TM} = \frac{2V^2}{\pi^2 R_L} = \frac{2 \times 15^2}{\pi^2 \times 8} \approx 5.7 \text{ W}$$

每只晶体管的最大管耗约为 2.85 W。

10.2.5 晶体管的几种工作方式

在这里需要说明一点, [例 10-1] 所示电路中为了消除交越失真设置了一定的静态电流(为了减小静态管耗, Q 点尽可能低)。所以严格地说, 它和图 10-2(c) 中 Q 点的 $I_{CQ} = 0$ 的情况不同。然而计算功率的方法是一样的。即使 $I_{CQ} \neq 0$, P_o 仍为 $\frac{1}{2} I_{cm}^2 \cdot R_L$ 。读者可

通过画出两管各自的 i_c 波形然后叠加看出。

我们发现,在几种电路中晶体管的工作状态是不同的。在单管放大电路中,信号的整个周期内晶体管都处于导通状态,这种工作方式称为甲类放大。互补电路中,每只晶体管只在信号的半个周期内是导通的,这种工作方式称为乙类放大。而[例 10-1]中的电路,设置有一定的静态电流,则可以知道,每只晶体管的导通时间超过半个周期。这种方式称为甲乙类放大。还有丙类、丁类等工作方式,目的是为了提高效率。限于篇幅,这里就不介绍了^①。

我们可以利用复合结构用很小的电流获得较大的输出电流,同时也可以组成准互补型电路(见图 3-25)来获得性能对称的效果。

10.3 实际的功率放大电路

这里我们介绍两个实际的功率放大电路。

电路一如图 10-4 所示。它是 OCL 的准互补功率放大电路,其中每一部分都在以前各章介绍过,现分析工作原理如下。

这个电路在结构上与典型的集成运放类似。它由差放输入级(T_1 、 T_2 组成),共射放大级(T_4)和准互补功率输出级(T_7 、 T_8 、 T_9 、 T_{10})组成。静态电流由以下部分确定: R_1 和 D_1 、 D_2 先确定了基准电压并与 T_3 、 T_5 组成恒流源。 T_3 提供差放级的静态电流; T_5 是共射放大级的有源负载。 T_6 、 R_2 、 R_3 组成 U_{BE} 倍增电路,为准互补电路设置静态工作点。此外, R_{b1} 和 R_f 分别构成 T_1 、 T_2 管的基流回路,且 R_f 构成直流负反馈,使整个电路的静态工作点稳定。而由 R_f 和 C_1 、 R_{b2} 又形成了交流电压串联负反馈,使电压放大倍数稳定,输入电阻增大,输出电阻降低,非线性失真减小。

^① 见[10-2]第二章。

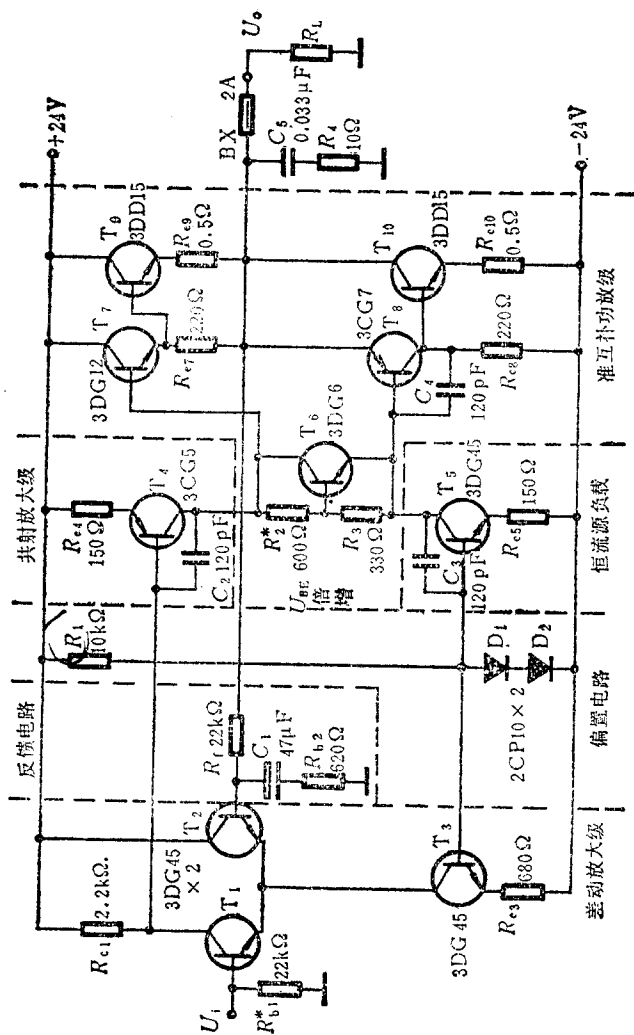


图 10-4 OCL 准互补功率放大电路②

① 带 * 号的元件值在电路调试时确定。

输出端串接一熔断保险丝用来保护功率放大管，使它们在输出短路时不至于烧毁。

计算电路的最大输出功率^①时，先分析输出电压的最大幅值。设 $R_L = 8 \Omega$ 。正向幅值最大时，考虑 R_{e9} 的压降约 1 V (因为 $i_{E9} < \frac{V}{R_L} = \frac{24}{8} = 3 \text{ A}$ ，即 $u_{R_{e9}} < 3 \times 0.5 = 1.5 \text{ V}$)， $u_{BE9} \approx u_{BE7} \approx 0.8 \text{ V}$ ，因 $R_{e4} = R_{e5}$ ，且 $u_{R_{e5}} \approx U_D \approx 0.7 \text{ V}$ ，则 $u_{R_{e4}} \approx 0.7 \text{ V}$ ，再考虑 T_4 的 u_{CE4} 最小约为 1 V，则正向最大输出幅值约为 $24 - 0.7 - 1 - 2 \times 0.8 - 1 = 19.7 \text{ V}$ 。负向最大输出幅值是考虑 $u_{R_{e10}} \approx 1 \text{ V}$ ， $u_{BE10} \approx 0.8 \text{ V}$ ， T_8 的 $u_{EC8} \approx 2.5 \text{ V}$ 。所以其最大值约为 $-24 + 1 + 2.5 + 0.8 \approx -19.7 \text{ V}$ 。

取 $\pm 19.7 \text{ V}$ 作为输出电压的峰值，则

$$P_{om} = \frac{1}{2} \frac{19.7^2}{8} \approx 24.3 \text{ W}$$

为避免输出波形失真大，输出幅值要留有余地，可以认为额定输出功率为 20 W。此时输出幅值（有效值）为 $U_o = \sqrt{P_o \cdot R_L} \approx 12.65 \text{ V}$ 。

由于引入电压串联负反馈（通过分析可知这是深度负反馈），电压放大倍数为

$$A_{uf} \approx \frac{1}{F} = \frac{R_{b2} + R_f}{R_{b2}} = \frac{22 + 0.62}{0.62} \approx 36.5$$

因此在 20 W 输出时，输入信号的幅值（有效值）是

$$U_i = \frac{12.65}{36.5} \approx 0.35 \text{ V}$$

从以上的分析中可以看到，为了得到较大的输出功率，就需要有较大幅值的电压信号和一定数值的电流才能推动功率放大级。

① 此电路的具体计算过程可见[10-5]下册，455页。

这是由前置放大电路（指功率级前面的电路）得到的。图 10-4 所示电路中的前置放大是由分立元件组成的，也可以利用集成运放来实现。本书第 700 页图 12-1 中介绍的就是这种电路。

电路二如图 10-5 所示^①。与图 10-4 所示电路相比，主要区别就是用集成运放代替了分立元件组成的驱动电路。功放部分基本相同，均属 OCL 准互补型电路。只是此电路由 $D_1 \sim D_3$ 设置静态工作点来消除交越失真。为稳定工作点及放大倍数、减小失真，电路引入电压串联负反馈（经 R_3 ）。此电路当电源为 $\pm 15\text{ V}$ 时，负载上可获得约 10 W 的功率。

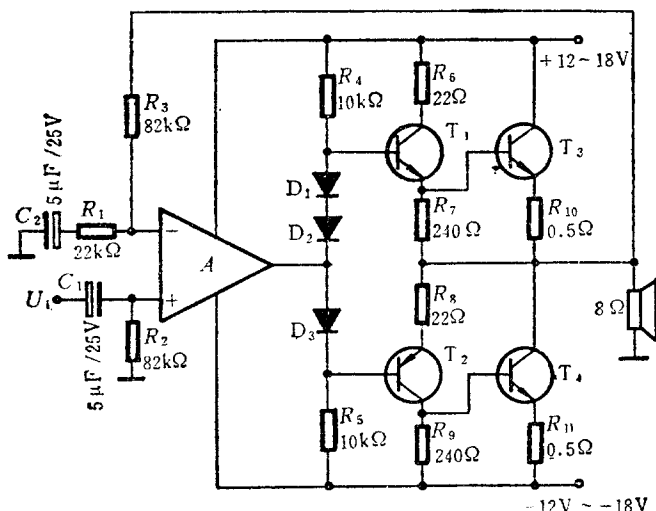


图 10-5 集成运放驱动的 OCL 功放电路

除了以上介绍的互补型功率放大电路（即 OCL）外，还有几种功率放大电路，它们是 OTL、BTL 电路和变压器耦合式功放电路。这几种电路各具特色，这里不再介绍了^②。

① 见曲延生编《实用电子电路 200 例》（黑龙江科学技术出版社，1986 年 3 月），163~164 页。

② 可参见本章附录 10 A 或 [10-6]。

10.4 集成功率放大电路简介

功率放大电路也有集成化器件,它的种类很多,可分为通用型和专用型两大类。通用型是指可用于多种场合的电路,如本章要介绍的FX 0021;专用型是指用于某种特定场合,如收音机、电视机中专用的功率放大电路,如D 810。下面分别介绍这两种电路。

10.4.1 FX 0021 集成功放电路

FX 0021 实际上可认为是输出功率比较大的通用型集成运放。它的主要性能指标可见第三章附录3 C。它的原理电路如图10-6所示。

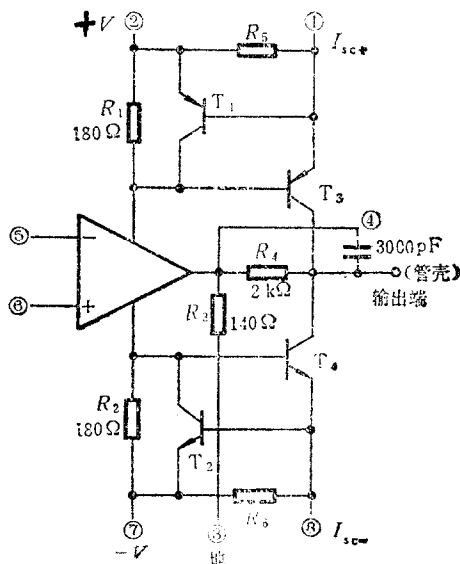


图 10-6 FX 0021 电路原理图

这个电路的前一部分电路与集成运放 CF 741 (即 F 007) 相同, 故未画出详细电路而只用运放符号表示。其他不同之处如图所示。

图中的 R_5 、 T_1 和 R_6 、 T_2 是输出过流保护电路^①, 在正常工作时不起作用, 故分析时可将它们略去。

此电路与前面所述的功放电路相比略有不同。 T_3 、 T_4 管是接成互补共射的形式, 一方面起电流放大作用, 另一方面还有电压放大作用。其工作原理可分析如下: 输入信号后, 运放输出级的电流变化通过 R_1 、 R_2 转换成变化的电压送到 T_3 、 T_4 管的基极, 于是在输出端获得较大的电压和电流变化范围。此电路最大输出电流可达 1.2 A。同时 R_4 又构成了电压负反馈, 故带负载能力强, 可用于直流伺服系统、录音机主动轮驱动、偏转线圈驱动等。

10.4.2 D 810 集成音频功率放大电路

D 810 集成音频功率放大电路由于输出功率大、输入噪声小、频带宽、工作电源范围宽、具有保护电路等优点, 广泛应用于多种音响电路, 如收音机、录音机、电视机及对讲机等。与它对应的产品是 TBA 810 S (美国、西德、日本等几个国家的一些公司的产品), 这类产品在国际上应用比较广泛。下面介绍它的原理电路及简单的工作原理^②。

D 810 的电路原理图如图 10-7 所示。从图上可以看到它由三级放大电路、偏置电路和保护电路组成。

一、偏置电路

偏置电路如图所示, 工作情况如下: 接通电源后, 电流由 +V

① 过流保护电路原理可参见第三章 3.2.1 节或第十一章。

② 可参阅曾新民: “DG 810 集成音频功率放大器”《电子科学技术》1982 年第 3 期。

经过 D_2 、 D_1 、 R_4 、 R_5 、 T_8 、 R_3 到地, 确定了 I_{C8} 、 I_{C3} 和 I_{C2} , 并通过 T_5 使 I_{C6} 、 I_{C7} 也为恒定值。这样整个电路的直流工作点就确定下来了。

二、放大电路部分

1. 前置放大级 (输入级)。由 T_1 和 T_4 组成。 T_1 是跟随电路, 以提高输入电阻。 T_4 是共射接法, T_2 管为其有源负载以获得高增益。 T_4 的射极通过 R_6 接在输出端构成直流负反馈, 稳定了静态工作点, 并与⑥号端子的外接元件相配合形成电压串联负反馈, 可得到稳定的电压放大倍数。

2. 中间放大级。由 T_9 组成了共射放大电路, T_6 作为有源负载以提高增益。 T_{25} 和 R_{13} 组成了准互补输出级的偏置电路, 实现了电平配合以消除交越失真。

3. 准互补输出级。 T_{15} 和 T_{16} 是特性相同的管子, T_{14} (NPN 型) 和 T_{13} (PNP 型) 分别是它们的推动管。也可以说 T_{14} — T_{15} 和 T_{13} — T_{16} 是复合结构 (当然不是简单的复合)。 T_{12} 、 D_3 、 D_4 、 T_{17} 的作用是实现电位配合, 即保证 $U_{BE25} \approx U_{BE14} + U_{BE15} - U_{BE17} - U_{D4} - U_{D3} + U_{BE12} + U_{BE13}$, 此外, 通过它们的参数配合使得输出级电路正负向增益相同。

三、保护电路

这里主要有两部分保护电路。其中一部分是过热保护。由于集成功放电流大, 功耗大, 故在过载时会使器件本身发热。若散热情况不好就会造成器件的损坏。过热保护是利用了雪崩击穿电压的正温度系数实现的。由 $T_{21} \sim T_{24}$ 及几个电阻器组成。其中 T_{21} 的 b-e 结处于反向击穿状态 (R_{15} 为限流电阻), 当做稳压管使用。常温时 (指额定功耗下) 稳压值不足使 T_{22} 和 T_{23} 管导通, 同时由于 $T_{18} \sim T_{20}$ 为反向, 则 T_{24} 处于截止状态, 对放大电路无影响。器件温度随功耗变大而升高后, 稳压值也逐渐变大, 当功耗超过额

定值后,使 T_{22} 和 T_{23} 开始导通并最终使 T_{24} 导通。 T_{24} 导通后对输出级进行分流,使输出管功耗下降而起到过热保护的作用。另外一部分是电源电压的过压保护电路,由 $T_{18} \sim T_{20}$ 和 T_{24} 组成。电源电压过大时(可包括冲击性的过压情况), $T_{18} \sim T_{20}$ 击穿使 T_{24} 饱和,把 T_{14} 管的基极电压降低,使输出级与前级断开,输入信号不再引起输出电压与电流的变化,从而起到保护作用。此外,接在功放管 T_{15} c-e 两端的二极管 D_5 是为了防止感性负载断电后产生的反向过压将 T_{15} 击穿。

这个电路的电源电压范围宽,从 +6 V 到 +20 V;输出功率在电源为 +6 V 时为 1.0W, +16 V 时为 6.3W;频带宽约为 40 Hz ~ 20 kHz;输入电阻约 5 M Ω ……,它的负载是 4 Ω 。下面介绍一种应用电路。

四、应用举例

D 810 应用时的外接电路如图 10-8(a) 所示。我们将其中主要接线及器件内部电路原理简图画于图 10-8(b)。从图 10-8(b) 上可清楚地看出,在管脚⑥端接上电容器 C'_1 和电阻器 R'_2 到地,就形成了交流负反馈。则电路的放大倍数为 $\frac{R'_2 + R_9}{R'_2}$ 。输入端的电阻器 R'_1 是提供基流的。从图 10-8(a) 结合图 10-7 可以看到管脚④通过电容器 C'_8 与输出端相接,通过 R'_3 与电源端相接。静态时 C'_8 有一定的电压值,其极性如图示。当 U_o 上升时,将④端电压抬高,使 T_8 和 T_{14} 以高于电源的电压供电,则输出电压可接近 +V。这部分的作用是通过电路本身将电位提高,故通称为自举。其余部分有的是滤波,有的是消振等,这里不一一介绍了。

专用集成功放种类很多,其中很多为音响集成功放。可参阅参考文献^①。

① 如[10-7]。

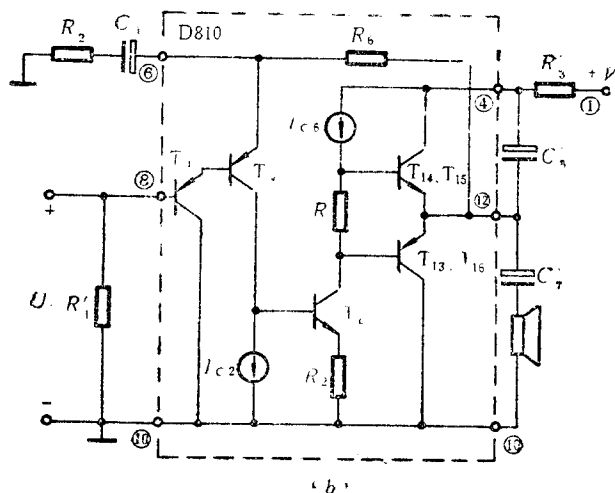
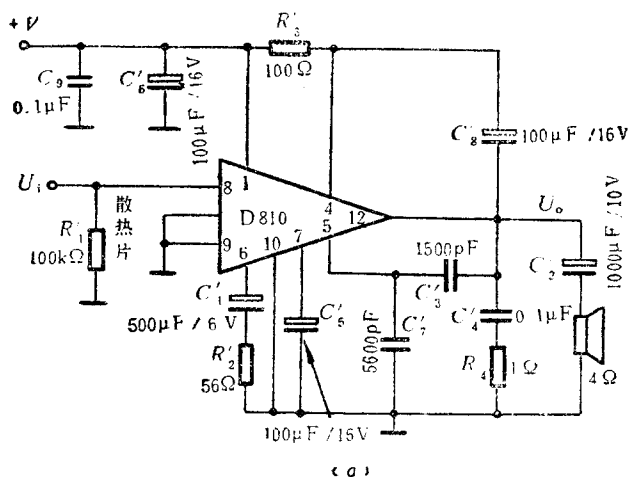


图 10-8 D 810 应用电路

(a) 外接电路图 (b) 原理电路示意简图

最后要提醒读者，功率器件在使用时一定要按产品手册的要求装好散热板，否则会因散热不好而损坏器件。关于散热问题可见本章附录 10 B。

本章小结

本章以互补型电路为例,分析了以输出功率为主的电路。这类电路由于输出电压和电流的幅值大,从而带来一系列新的问题,它要讨论的是属于第三类性能的问题(参见第二章2.1节),即 P_{om} 和 η 等。分析输出功率所采用的方法是图解法,互补电路采用合成特性曲线。由于功率输出管的压升高、电流大,所以在使用不当时容易损坏,因此功率放大电路一般都应设有保护电路,防止过流或过热等。

在学完本章内容后,要求能在熟练掌握功率放大输出级和OCL功率放大电路的工作原理、输出功率和效率的定义的基础上,利用图解法估算OCL功率放大电路的输出功率,了解有关交越失真及自举的含义,了解集成功率放大电路的工作原理。

本章附录

10 A 其他功率放大电路

功率放大电路有多种形式,除了本章已介绍过的互补电路(OCL)外,还有OTL、BTL和变压器耦合式等电路。本文分别介绍这几种电路的形式及性能。

10A.1 OTL功放电路^①

OCL功放电路具有效率高很多优点,但由于采用双电源供电给使用带来一些不便。若只想用单电源供电遇到的仍是老问题:由于两管发射极连接点的静态电压不为零,则负载上有静态电流通过,这不仅降低了效率还可能造成功率管的损坏。为了隔断直流可以利用电容进行耦合,如图10A-1(a)所示。

^① OTL是Output Transformerless的缩写。

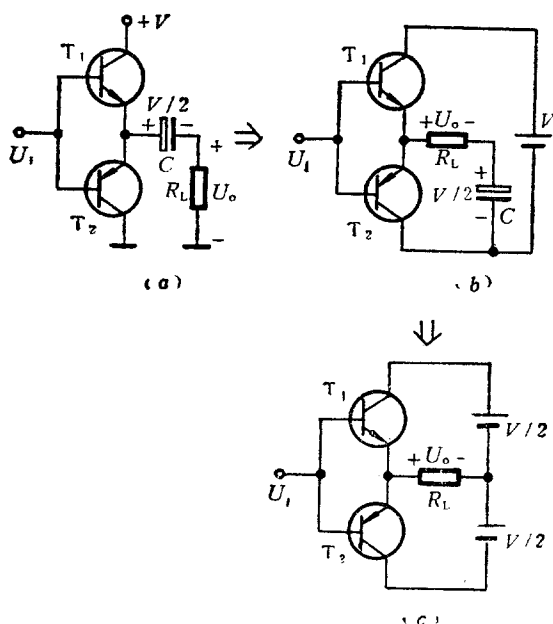


图 10A-1 OTL 电路的分析

(a) OTL 电路 (b) RC 对换 (c) 等效的 OCL 电路

静态时由于两管对称,故电容上电压为 $V/2$ 。有信号时,若 $R_L C$ 的乘积远大于信号的周期,则 $U_c \approx V/2$ 。因此图 10 A-1(a)可画成图 10 A-1(b)并改画成图 10 A-1(c)的形式。由此可知 OTL 与 OCL 二者形式相同,只是相应的电源电压下降为 $V/2$ 。这个电路的最大输出功率(理想的)

$$P_{om} = \frac{1}{2} \left(\frac{V}{2} \right)^2 / R_L \quad (10 A-1)$$

本章图 10-8(a)所示 D 810 集成功放的应用电路即属 OTL 接法,其中, C'_2 就是耦合电容。

10A.2 BTL 功放电路①

OTL 和 OCL 功放电路效率都不低,但电源的利用率却不算高。在负载

① BTL 是 Balanced Transformerless 的缩写,又称为桥式推挽电路。

上能获得的最大电压分别是 $V/2$ 和 V ,而它们的电源电压则分别是 V 和 $\pm V$ 。问题的关键是在输入正弦信号的每半个周期中,电路只有一个晶体管 and 一半的电源在工作。以 OCL 为例,负载的一端是接地的,另一端通过管子分别接正负电源,如图 10 A-2(a)所示。若将负载的另一端也接在负正电源上(连接关系要对应),则在负载上获得的最高电压即可增大为 $2V$,如图 10A-2(b)所示。这样输出功率可增大近 4 倍。按此设想就可得到如图 10 A-2(c)所示,用两组对称的互补电路组成的 BTL 功放电路(这里我们是采用单电源供电方式)。此电路的工作情况如下。

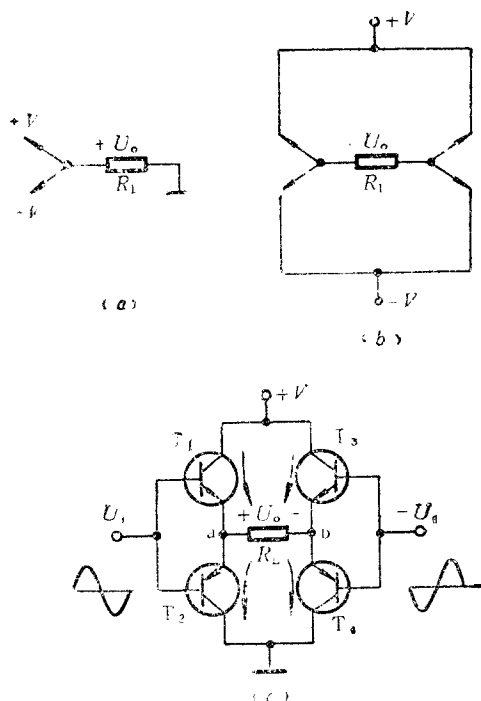


图 10 A-2 BTL 工作原理

(a) OCL 电路示意图 (b) 改进设想 (c) BTL 原理电路

静态时由于四个晶体管参数对称, $u_a = V/2 = u_b$, 因此 $U_o = 0$ 。要想实现上述设想, 则应有: 正半周时 T_1 和 T_4 管同时导通, R_L 上获得正半周信号; 负

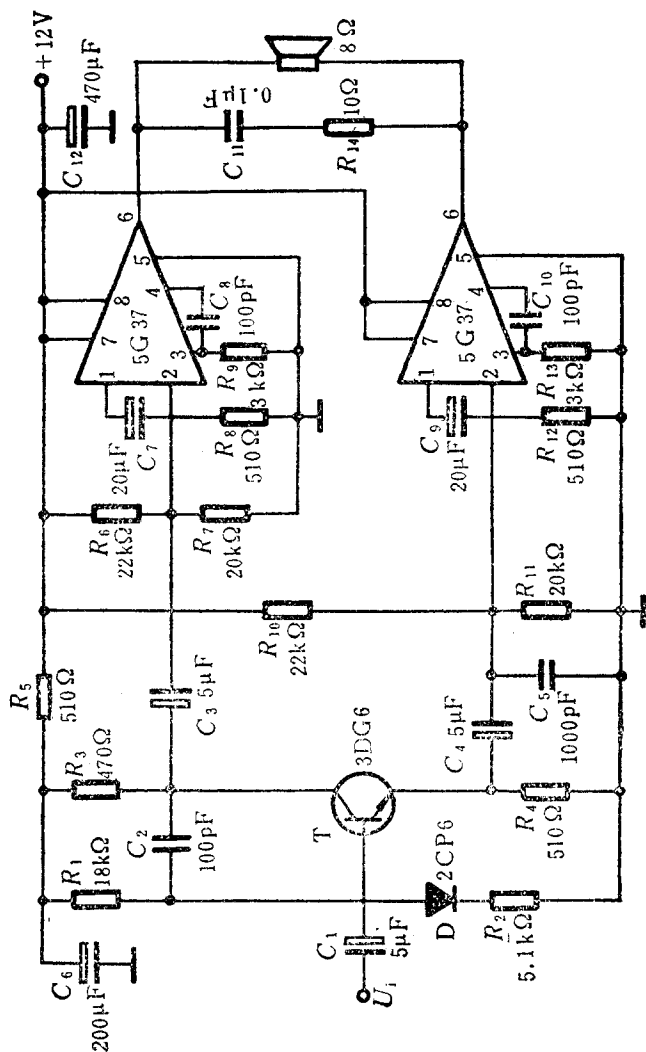


图 10 A-3 BIL 功放电路实例

半周时 T_2 和 T_3 同时导通, R_L 上获得负半周信号。因此两组电路的输入信号应为反相关系。理想情况下设管子的 $|U_{CES}|=0$, 则 U_o 的峰值电压为 V , 输出的最大功率

$$P_{om} = \frac{1}{2} V^2 / R_L \quad (10A-2)$$

比原 OTL 电路提高了近 4 倍。读者可证明理想时的效率约为 78.5%。

实现两路输入信号反相可以有多种方案, 例如可利用差动放大的两个输出端获得, 也可利用单管放大电路从集电极和发射极获得两个极性相反的信号。

图 10A-3 是由两个集成功放 5G37 组成的 BTL 电路。(5G37 的内部电路见习题 10-12, 与 D810 大同小异)。其中的倒相电路是利用晶体管的 c、e 相位相反来实现的。

这个电路能输出 3W 功率。要注意电路的散热条件。在调节时要使静态时扬声器无直流电流, 可通过分别调节 R_6 和 R_{10} 使两路输出均为 6V。若电路增益不够大可改变反馈电阻 R_5 和 R_{12} ①。

10A.3 变压器耦合功放电路

前面介绍的几种功放电路各有特色。但在有些情况下不能充分发挥功放管的作用, 也就使输出功率受到影响。比如某种互补功放电路, 负载为 80Ω 的换能器。若选用 3DD57A 做功放管, 由手册查出 $U_{(BR)CEO} \geq 30V$, 可选 $\pm V$ 为 $\pm 15V$ 。因 $U_{CES} \approx 1V$, 故 $P_{om} \approx \frac{(V - U_{CES})^2}{2R_L} \approx 1.2W$, 远小于该管 ($P_{CM}=10W$) 接成准互补输出所能达到的 $P_{om}=50W$ 。此时最大电流约为 $14/80 \approx 0.175A$, 也远小于此管的 $I_{CM}(3A)$, 其原因即在于负载电阻太大。这个矛盾可以利用变压器能改变阻抗的功能来解决。通过不同的变比可将负载电阻变成能得到最大输出功率的数值。

变压器耦合功放电路有单管和推挽等形式。单管功放由于用变压器耦合, 故选共射电路就可输出较大的功率, 如图 10A-4(a) 所示, 工作状态如图 10A-4(b)。当管子选好后总可找到一个最佳的等效负载值, 使管子尽限工作, 输出最大功率。然后根据实际负载的大小选择合适变比的变压器。

① 详细分析可见 [10-6], 第 116~117 页。

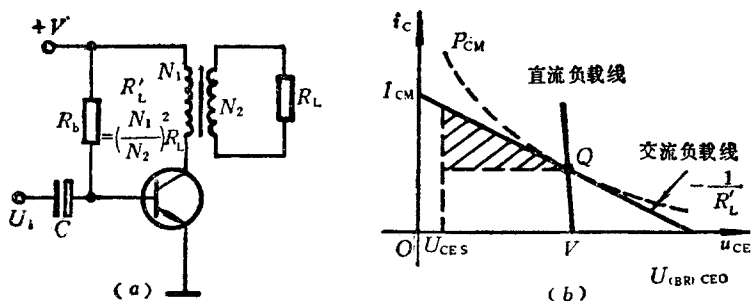


图 10 A-4 变压器耦合单管功放电路

(a) 原理电路 (b) 工作状态分析

从图 10 A-4(b) 可知, 这个电路的静态管耗比较大, 则效率较低, 因此也可采用两管互补 (在变压器耦合形式中通称推挽) 方式, 其原理图如图 10A-5(a) 所示。图中标出输入正弦波为正半周时的情况, 此时 T_1 导通、 T_2 截止; 在负半周时则 T_2 导通、 T_1 截止。输出波形是利用带抽头的变压器 Tr_2 将两个半周信号合成为完整的正弦波, 并通过变比 $\frac{N_1}{N_2}$, 将 R_L 变成 $\left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 R_L = R'_L$, 反映在功放管的集电极回路中。图 10 A-5(b) 示出了此电路的工作状态, 读者可据此算出 P_{om} 、 η 等指标。

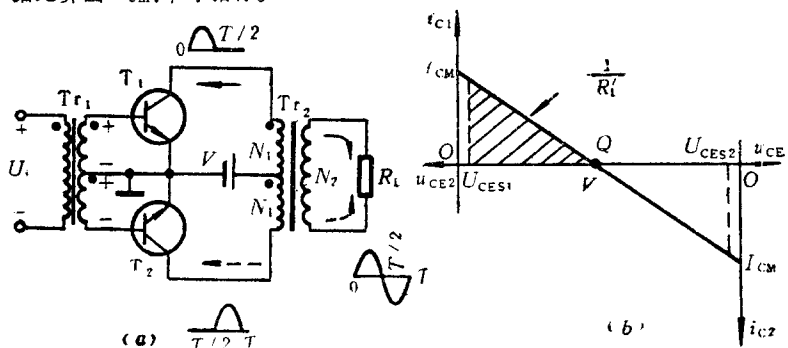


图 10 A-5 变压器耦合推挽功放电路原理图

(a) 工作原理 (b) 合成特性

值得注意的是变压器也带来了不利因素, 如体积大、价格贵、低频响应

差、本身有损耗,且由于漏感和寄生电容的存在,使经过变压器引回负反馈时极易引起自激振荡。因此这类电路多在一些有特殊要求的场合采用。有关变压器耦合式功放的内容可见参考文献^①。

10 B 功率管的散热问题

功率管是电路中最容易受到损坏的器件。损坏的大部分原因是由于管子的实际耗散功率超过了额定数值。那么它的额定功耗值是怎么确定的,还有没有潜力可挖呢?让我们来分析一下。

晶体管耗散功率的大小取决于管子内部结温 T_j 。当 T_j 超过允许值后,电流将急剧增大而使晶体管烧毁。硅管允许结温一般是 $125\sim 200^\circ\text{C}$,锗管为 85°C 左右(具体标准在产品手册中给出)。耗散功率是指在一定条件下使结温不超过最大允许值时的电流与电压乘积。管子消耗的功率越大,结温越高。要保证管子结温不超过允许值,就必须将产生的热散发出去。散热条件越好,则对应于相同结温允许的管耗越大,输出功率也就越大。因此功率管的散热问题是至关重要的。

为了描述器件的散热情况,引入热阻的概念。与用电阻表示对电流的阻力类似,热阻表示热传输时所受的阻力。即由 $U_1-U_2=I\cdot R$ 可有类似的关系

$$T_1-T_2=P\cdot R_T \quad (10\text{B-1})$$

其中 T_1-T_2 为两点温度之差, P 为传输的热功率, R_T 是传输单位功率时温度变化度数,单位是 $^\circ\text{C}/\text{W}$ 。 R_T 越大表明相同温差下散发的热能越小。于是结温 T_j ,环境温度 T_a ,管耗 P_{CM} 及管子的等效热阻 R_T 之间有以下的关系

$$T_j-T_a=P_{\text{CM}}\cdot R_T \quad (10\text{B-2})$$

若环境温度一定(常以 25°C 为基准), T_j 已定,则管子等效热阻越小,管耗 P_{CM} 就越可以提高。下面我们来看看管子的散热途径及等效热阻的情况。

以晶体管为例。图10 B-1(a)是晶体管散热的示意图。从管芯(J)到环境(A)之间有几条散热途径:管芯(J)到外壳(C),通过外壳直接向环境(A)散热;或通过散热器(S)(中间有界面)向环境散热。不同的管芯(指材料、工艺不同)本身的散热情况不同,或者说热阻不同。外壳、散热器等的热阻也各不相同。我们可用一个等效电路来模拟这个散热情况,如图10 B-1(b)所示。

① 如[10-1]491~507页,[10-3]433~444页,[10-4]890~935页。

散发的热能 P_c 表示为电流的形式；两点的温度分别为结温 T_j 和环境温度 T_a ；结到外壳的热阻用 R_{jc} 表示，外壳到环境用 R_{ca} 表示，外壳到散热器用 R_{cs} ，散热器到环境用 R_{sa} 表示。加散热器后有两条并存的散热途径。

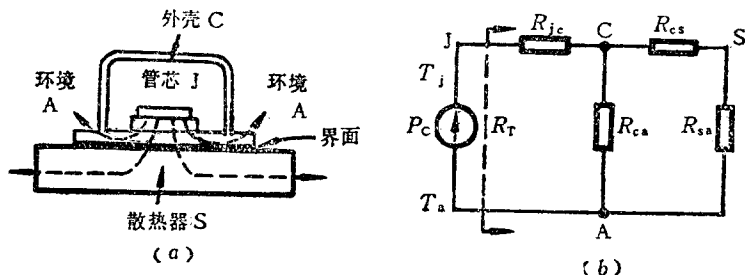


图 10 B-1 晶体管散热情况分析

(a) 晶体管散热示意图 (b) 散热等效电路

对于小功率管，一般不用散热器，则管子的等效热阻为

$$R_T = R_{jc} + R_{ca} \quad (10 B-3)$$

而大功率管加散热器后，一般总有 $R_{cs} + R_{sa} \ll R_{ca}$ ，则

$$R_T \approx R_{jc} + R_{cs} + R_{sa} \quad (10 B-4)$$

不同的管子 R_{jc} 不同。比如 3 AD 30 的 $R_{jc} = 1^\circ\text{C}/\text{W}$ ，而 3 DG 7 的 $R_{jc} > 150^\circ\text{C}/\text{W}$ 。

R_{ca} 与管壳的材料和几何尺寸有关。如 3 AD 30 的 $R_{ca} = 30^\circ\text{C}/\text{W}$ ，而小功率管 3 DG 7 的 $R_{ca} = 150^\circ\text{C}/\text{W}$ 。

R_{sa} 与散热器的材料（铝、铜等）及散热面积等有关。并且发现将它垂直

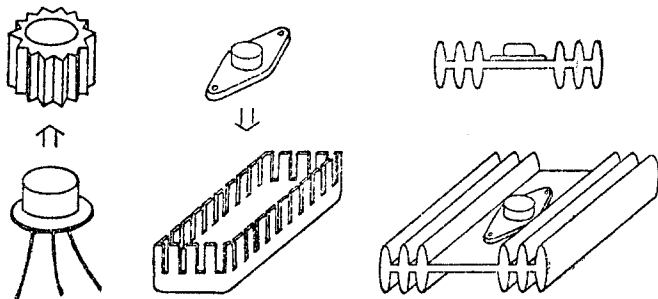


图 10 B-2 几种散热器

放置比水平放置散热效果好,表面钝化涂黑又可改进热幅射,使热阻进一步减小等等。图 10 B-2 给出了几种形状的散热器,图 10 B-3 给出二条散热面积与热阻的关系曲线。以机壳、底座为散热器时,它的散热面积只能算一个面。

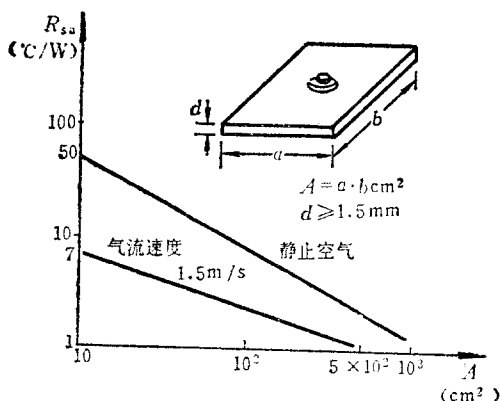


图 10 B-3 铝散热板的热阻

R_{cs} 是管壳与散热器界面的热阻。可分为接触热阻和绝缘层热阻。接触热阻取决于接触面的情况,如面积大小、压紧程度等。若在界面涂导热性能较好的硅脂可减小热阻。当需要与散热器绝缘时(如利用外壳、底座进行散热的情况),垫入绝缘层也会形成热阻。绝缘层可以是 0.05~0.1 mm 厚的云母片或采用阳极氧化法在表面形成的绝缘层。

若已知管子总热阻为 R_T ,则在环境温度为 T_A 时允许的最大耗散功率可由式(10B-2)得出。在产品手册上给出的管耗是在指定散热器(材料、尺寸一定)及一定环境温度下的最大允许值。若散热条件发生变化,则允许的管耗也应随之改变。

例如大功率管 3 DD50,手册上给出它的 $R_{je} = 1.5^\circ\text{C/W}$, T_{JM} 为 175°C 。若加 $300 \times 300 \times 1 \text{ mm}^3$ 的铝散热器,在环境温度为 25°C 时允许的最大管耗为 50W。可以折算出此时的等效热阻为 $(175 - 25)/50 = 3^\circ\text{C/W}$ 。而不加散热器时,管子的热阻为 100°C/W ,则同样的环境温度耗散功率只能是 1.5W。当环境温度升高时,管耗也应下降。仍以此管(加散热器)为例,当环境温度升到 75°C 时,允许的管耗 $P_{CM}(75^\circ\text{C}) = P_{CM}(25^\circ\text{C}) \cdot (T_J - 75)/(T_J - 25) = 50 \times (175 - 75)/(175 - 25) \approx 33\text{W}$ 。反之若采用风冷或水冷措施也可使允许管

耗增大^①。

对于其它类型的器件(包括集成功放等),耗散功率和散热的关系均与此类似。因此在使用中必须注意环境温度及选用合适的散热器(同时要注意器件与散热器的压紧情况等),才能获得所需的功率。

参 考 文 献

[10-1] 浙江大学电子学教研室编,邓汉馨主编:《模拟电子技术基本教程》,高等教育出版社,北京,1986年

[10-2] 谢嘉奎、宣月清编,谢嘉奎主编:《电子线路(非线性部分)》,第二版,高等教育出版社,北京,1985年

[10-3] 华中工学院工业电子学教研室编,康华光主编:《电子技术基础》上册,第二版,高等教育出版社,北京,1983年

[10-4] 清华大学黄昌宁、夏莹改编:《晶体管电路》下册,第二版,科学出版社,北京,1983年

[10-5] 清华大学电子学教研组编,童诗白主编:《模拟电子技术基础》,人民教育出版社,北京,1980年

[10-6] 唐远炎编著:《OTL OCL 低频放大电路集锦》,人民邮电出版社,北京,1983年

[10-7] 潘瑞华编著:《音响设备集成电路原理和应用》,浙江科学技术出版社,杭州,1986年

[10-8] Edwin S. Oxner: *Power FETs and Their Applications*, Prentice Hall, 1982

自我检验题

题 10-1 判断下面各种说法是否正确,用√、×表示在括号内。

(1) 功率放大电路的输出功率大是由于: ① 电压放大倍数大或电流放大倍数大。() ② 输出电压高且输出电流大。() ③ 输出电压变化幅值大且输出电流变化幅值大。()

① 可参阅[10-4]958~964页。

(2) 功率放大电路与电压放大电路或电流放大电路的主要区别是: ① 功放电路的功率放大倍数大于1, 即 A_u 和 A_i 均大于1; 而电压放大电路只是 $A_u > 1$, 电流放大电路只是 $A_i > 1$ 。() ② 功放电路的输出功率比较大, 而电压或电流放大电路的输出功率一般比较小。() ③ 功放电路的效率比较高, 而电压或电流放大电路的效率很低。() ④ 功放电路的电源电压比较高。() ⑤ 功放电路的输出电压幅值比电压放大电路的大。()

(3) 功率放大电路与电压或电流放大电路具有下面的共同点: ① 与电压放大电路相比, A_u 都大于1; 与电流放大电路相比, A_i 都大于1。() ② 都具有功率放大作用。()

题 10-2 判断是非, 分别以 \checkmark , \times 号填在括号内。

(1) 所谓电路的最大不失真输出功率是指输入正弦波信号幅值足够大, 使输出信号基本不失真且幅值最大时: ① 晶体管上得到的最大功率。() ② 电源提供的最大功率。() ③ 负载上获得的最大直流功率。() ④ 负载上获得的最大交流功率。()

(2) 所谓效率是指: ① 输出功率与输入功率之比。() ② 输出功率与晶体管上消耗的功率之比。() ③ 输出功率与电源提供的功率之比。() ④ 最大不失真输出功率与电源提供的功率之比。()

(3) 输出功率越大, 功放管的损耗越大。()

题 10-3 选择填空。由于功放电路 ____ (a_1 , 输出信号幅值大, b_1 , 放大倍数大, c_1 , 频带宽), 所以常常是利用晶体管的 ____ (a_2 , 特性曲线, b_2 , h 参数模型, c_2 , 混合 π 模型) 通过 ____ (a_3 , 图解法, b_3 , 等效电路法, c_3 , 相量法) 来进行分析计算的。

题 10-4 由于在功放电路中功放管常常处于尽限工作状态, 因此在选择用于功放的晶体管时特别要注意以下参数。(用 \checkmark 表示同意, 填在括号内)。① P_{CM} (), ② I_{CBO} () ③ I_{CM} () ④ β () ⑤ $U_{(BR)CEO}$ () ⑥ f_T ()。

思考题和习题

题 10-5 图 P10-5 的电路中, 设输入信号足够大, 晶体管的 P_{CM} , $U_{(BR)CEO}$ 和 I_{CM} 足够大。

(1) 当 u_s 极性如图示时, i_{B1} 是增加还是减小? i_{B2} 呢?

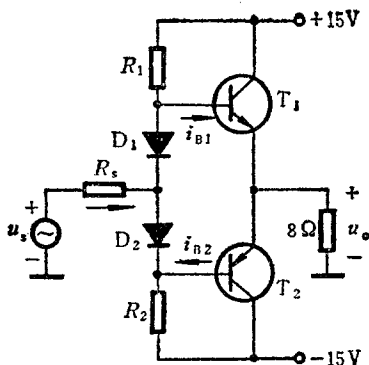


图 P10-5

(2) 若晶体管 T_1 和 T_2 的 $|U_{CES}| \approx 3V$, 计算此时的 P_{om} 和 η 。

(3) 在上述情况下每只晶体管的最大管耗各是多少?

题 10-6 图 P10-6 所示为准互补功率放大电路, T_3 和 T_5 为同类型管。

(1) 当 $u_s = 0$ 时, 要使 $i_{B2} = i_{B4}$ 是否有可能? 若二者不等, 应调节哪一个(或几个)元件的参数? 若 $i_{B2} > i_{B4}$, 这个参数应该增加还是减小?

(2) 当 u_s 增加, 其极性如图示时, i_{B2} 是增加还是减小? i_{B4} 呢?

(3) 电路中二极管的数目可以是 0, 1, 3, 4 吗? 你认为哪一个最合适?

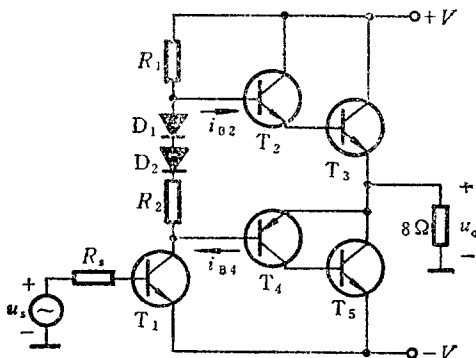


图 P10-6

题 10-7 在图 P10-6 所示电路中, 设 u_s 幅值足够大, 电源电压为

$\pm 24\text{V}$, 可选用的功率管在表 P10-7 中列出。

(1) 为了获得大于 25W 的最大不失真输出功率, 可选哪几种管子?

(2) 如果电源改为 $\pm 20\text{V}$, 可输出多大功率? 设 T_3 、 T_5 的 u_{CE} 最小值为 3V 。

(3) 如果电源为 $\pm 24\text{V}$, 但负载改为 20Ω , 此时最大不失真输出功率大致是多少?

(4) 你认为此电路中, T_3 、 T_5 的 u_{CE} 最小值可达到 U_{CES} 吗? 为什么? 如达不到, 应该采取什么措施?

表 P10-7

型 号	$P_{\text{CM}}(\text{W})$	$I_{\text{CM}}(\text{A})$	$U_{(\text{BR})\text{CEO}}(\text{V})$	$U_{\text{CES}}(\text{V})$
3DD51A	1	1	≥ 30	≤ 1
3DD51B			≥ 50	
3DD51C			≥ 80	
3DD54A	5	2	≥ 30	≤ 1
3DD54B			≥ 50	
3DD54C			≥ 80	
3DD57A	10	3	≥ 30	≤ 1
3DD57B			≥ 50	
3DD57C			≥ 80	

题 10-8 电路形式同图 P10-6, 负载为 8Ω 。当选用 3DD51A 为功放管时, 选择合适的正负电源, 以获得最大不失真输出功率。则正负电源值是多少? 此时的 $P_{\text{om}} = ?$ $\eta = ?$

题 10-9 图 P10-9 所示电路中, 设 T_1 与 T_2 的 $|U_{\text{CES}}| \approx 1\text{V}$, 集成运放的最大输出幅值为 $\pm 13\text{V}$, 二极管压降为 0.7V 。

(1) 当接入幅值足够大的 U_i 后, 此电路的最大不失真输出功率 $P_{\text{om}} = ?$

(2) 若希望此电路 R_{fi} 高, 应引入什么形式的反馈 (在图中画出来)。

(3) 若使得 $U_i = 100\text{mV}$ 时, $U_o = 8\text{V}$, 则所选元件的数值应为多少?

题 10-10 画出实现下列要求的电路。所需元器件如图 P10-10 示。以

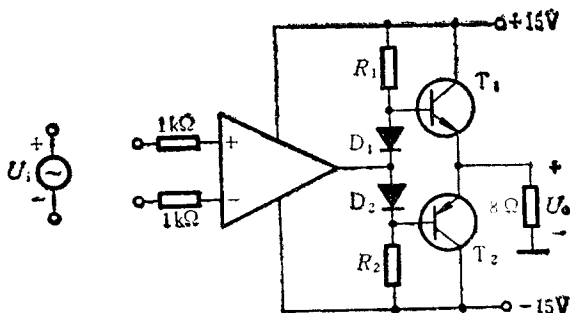


图 P10-9

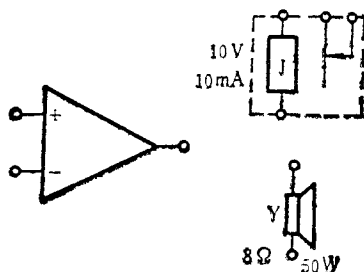


图 P10-10

运放实现基本放大，必要时配合功率晶体管或场效应管推动负载。并引入反馈。

(1) 当输入电压 U_i 由 0V 变到 +10mV 时，继电器 J 动作。其动作电流为 10mA。

(2) 当输入电压 U_i 为 $10 \sin \omega t$ (mV) 时，能在扬声器 Y 产生 50W 的电功率。

题 10-11 图 P10-11 是两个带自举的功放电路原理图。试分析信号正半周和负半周时电流的流通回路，并指出哪几个元件起自举作用。

题 10-12 图 P10-12 是由集成功放 5G37 (虚线框内部分) 组成的功放电路。

(1) 各晶体管哪些起电压放大作用？哪些起功率放大作用？

(2) 电压放大有几级？哪些元件供给偏流或作为负载电阻？电路是直接耦合式还是阻容耦合式？

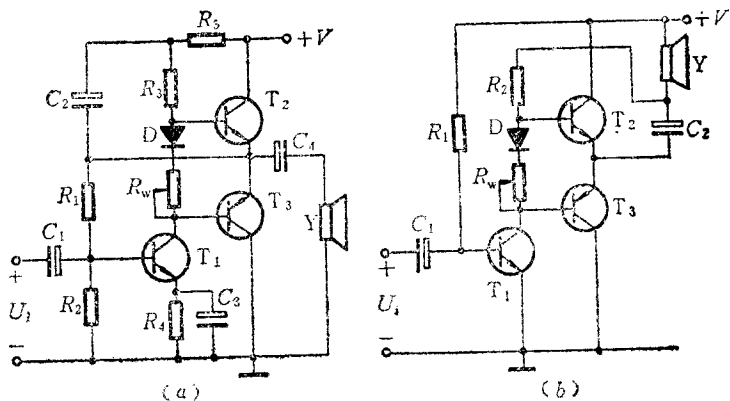


图 P10-11

(3) 电路中是否引入反馈?由哪些元件组成?是正反馈还是负反馈?是直流反馈还是交流反馈?

(4) 电路中有防止自激而设的相位补偿措施吗?如有, 哪些元件起到这

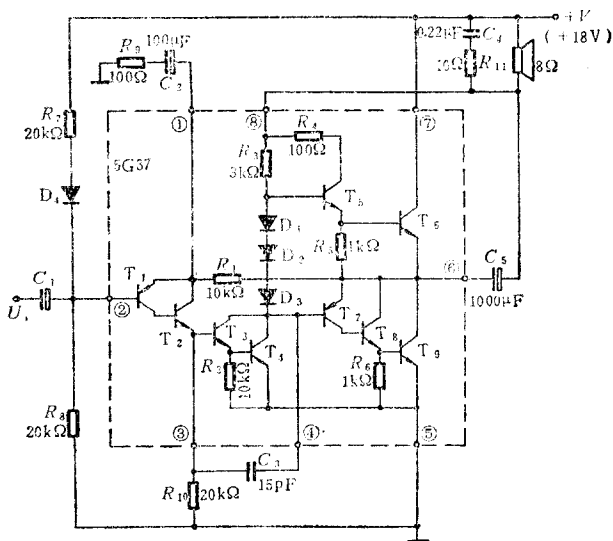


图 P10-12

个作用?

(5) 电路中有自举环节吗?哪些元件起到这个作用?

(6) 功放管的静态偏流由哪些元件决定?

题 10-13 试估算图 P10-12 所示电路的最大不失真输出功率是多少。设 T_3 和 T_5 的 u_{CE} 最小值为 2V。

* 题 10-14 参照图 10A-3 电路,只用其中的两个 5G37(不用起倒相作用的晶体管),组成另一种 BTL 功放电路。试画出电路原理图并估算最大不失真输出功率是多少。其他条件同上题。

* 题 10-15 某同学设计一个 OTL 功放电路如图 P10-15 所示。

(1) 为实现输出最大幅值正负对称,静态时 A 点电位应为多大?若不适应调节哪一个元件?

(2) 若 U_{CE3} 和 U_{CE5} 的最小值约为 3V, 电路的最大不失真输出功率 P_{om} = ? 效率 η = ?

(3) 晶体管 T_3 、 T_5 的 P_{CM} 、 $U_{(BR)CEO}$ 和 I_{CM} 应如何选择?

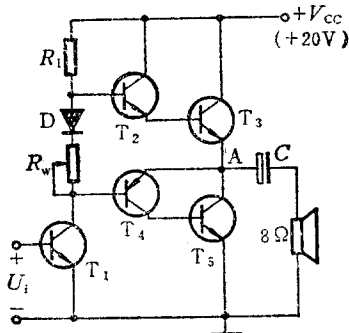


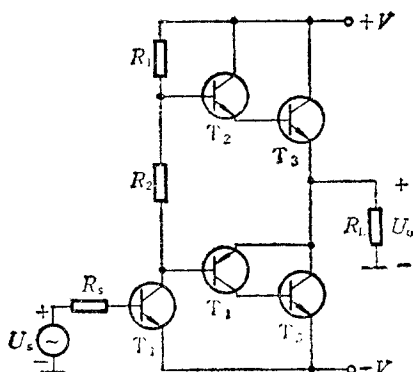
图 P10-15

题 10-16 几个功放原理电路如图 P10-16 所示。

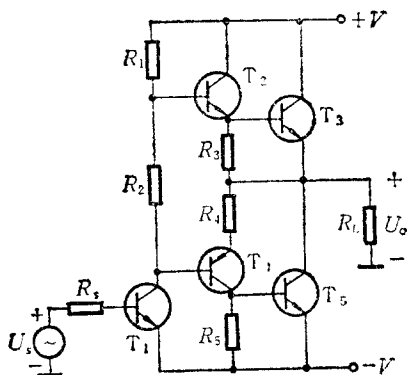
(1) 试分析在信号的正半周和负半周时每个管子的工作状态如何。

(2) 在题(1)的基础上,总结每个电路各是如何保证在信号的正负半周时分别使同类型(NPN 型)功放管交替工作的。

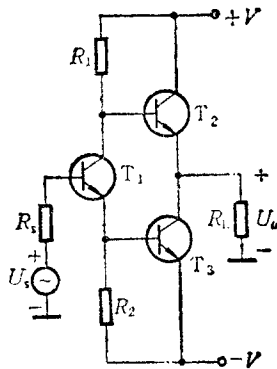
(3) 是否还有其他形式的由同类型功放管组成的电路?试画出电路原理图。



(a)



(b)



(c)

图 P10-16

题 10-17 图 P10-5 的电路若出现下列问题,你认为可能是哪个(或哪些)元件不正常?

- (1) $u_s = 0$ 时 $u_o \neq 0$ 。
- (2) u_o 恒为 $14V$, 输入信号不起作用。
- (3) u_o 恒为 $-14V$, 输入信号不起作用。
- (4) u_o 恒为 $0V$, 输入信号不起作用。
- (5) u_o 波形正负半周不对称。

* 题 10-18 在图 P10-18 中,当桥式传感器中的 R 变成 $R + \Delta R$,在它两

端的电压 $\Delta U_1 = 10 \text{ mV}$ 时, 希望直流电动机按顺时针方向旋转, 其所需的电压和电流值为 $\pm 12 \text{ V}$ 和 1 A ; 用集成运放实现电压放大, 其输出电压和电流的最大值为 $\pm 14 \text{ V}$ 和 $\pm 10 \text{ mA}$ 。试画出功放级的电路图和整个电路的接线图。

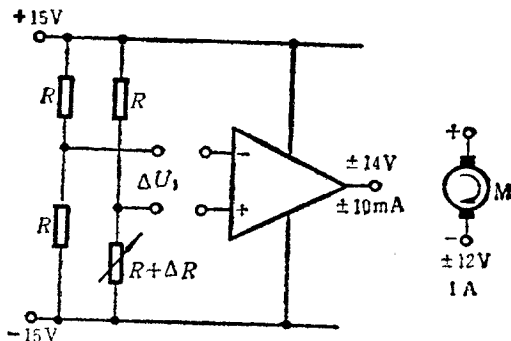


图 P10-18

* 题 10-19 VMOS 功率管^①具有 P_{DM} 大, 便于并联, 温升高时 I_D 下降等特点, 因此在大功率装置中经常选用。以它为输出级的功放电路如图 P10-19 所示。

(1) 试说明每个管子的工作是什么?

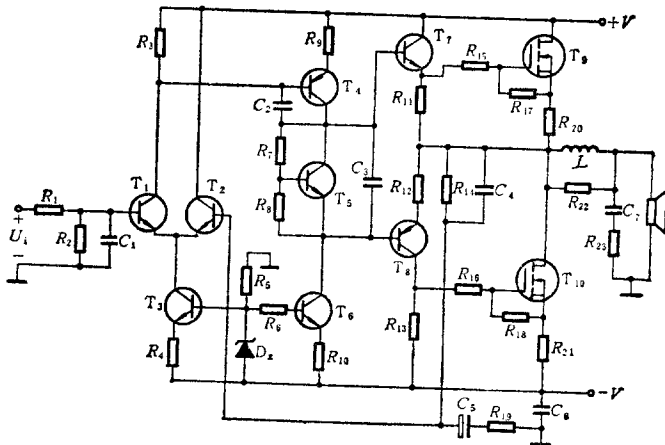


图 P10-19

① VMOS的构造和特点可参阅[10-8],《无线电》1986年第2期。

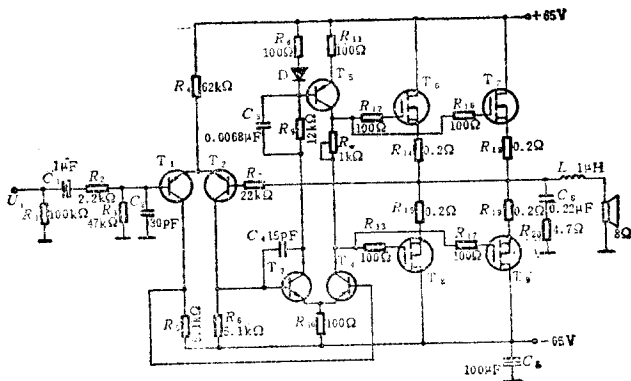
(2) 根据以上的分析画出原理框图, 在每部分的框内标出所属器件的编号。

(3) 试说明此电路是否引有反馈?若有的话,指出起反馈作用的元件,并说明是什么类型、什么极性、什么组态的反馈。电压放大倍数与什么元件成什么关系。

题 10-20 在图 P10-20 所示电路中 T_6 、 T_7 和 T_8 、 T_9 分别为 N 沟道和 P 沟道的大功率 MOS 管。

(1) 分别说明 T_1 和 T_2 , T_3 和 T_4 , T_5 、 T_6 、 T_7 和 T_8 , T_9 各组成了什么电路, 各管的作用是什么?

(2) 试分析 T_5 管的作用。



P10-20

第十一章 直流电源

前面各章中介绍的电子电路都需要有直流电源提供能量。虽然有些情况下可用化学电池作为直流电源,但大多数情况是利用电网提供的交流电源经过转换而得到直流电源的。本章介绍后一种电源的组成和工作原理以及有关的指标,同时介绍几种实际的电源。

11.1 直流电源的组成

在介绍直流电源的组成之前,我们先把范围说清楚。本章只准备介绍单相小功率(通常在 1000 W 以下)的直流电源,它的任务是将有效值通常为 220 V, 50 Hz 的交流电压转换成幅值稳定的直流电压(例如几伏或几十伏),同时能提供一定的直流电流(比如几安甚至几十安)。这个转换一般分成几个部分来实现,如图 11-1 所示。在每部分的右方画出了经过处理后的波形,其中虚线代表电源电压增加时的情况。这只是为了便于说明各部分的功能,在实际电路中有的波形可能与图中不同①。

一、交流电压变换部分

由于所需的直流电压比起电网的交流电压在数值上相差比较大,因此常常是利用变压器降压得到比较合适的交流电压再进行转换。也有些电源利用其他方式进行降压,而不用变压器。

二、整流部分

经过变压器降压后的交流电通过整流电路变成了单方向的直

① 如接电容滤波电路,则 u_s 的波形将为锯齿波,见本章图 11-8。

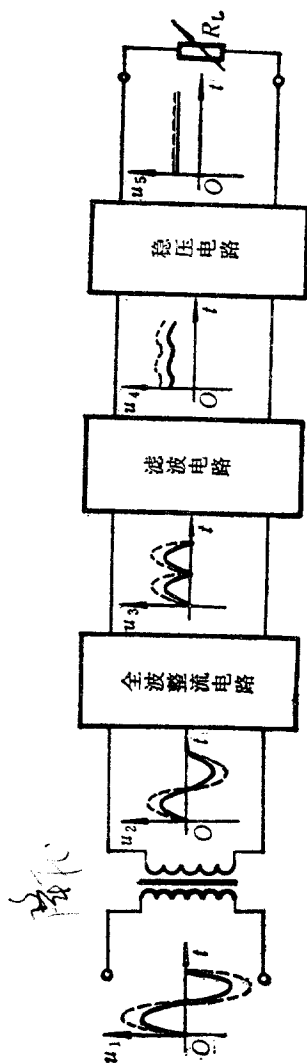


图 11-1 直流电源的组成框图

流电。但这种直流电幅值变化很大，若作为电源去供给电子电路时，电路的工作状态也会随之变化而影响性能。我们把这种直流电称为脉动大的直流电。

三、滤波部分

将脉动大的直流电处理成平滑的脉动小的直流电，需要利用滤波电路将其中的交流成分滤掉，只留下直流成分，显然，这里需要利用截止频率低于整流输出电压基波频率的低通滤波电路。

四、稳压部分

一般的说，经过整流滤波电路后就得到了较平滑的直流电，可以充当某些电子电路的电源。然而此时的电压值还受电网电压波动和负载变化(指电子电路取电流的大小不同)的影响。这样的直流电源是不稳定的。因此，针对以上的情况又增加了稳压电路部分。最后得到基本上不受外界影响的、稳定的直流电。

下面我们分别讨论各部分电路的组成、工作原理及性能。

11.2 整 流 电 路

在第一章中就介绍过利用二极管的单向导电性构成的半波整流电路。现以此为基础介绍整流电路的基本参数并引出另一种整流电路，同时分析它们的性能。

11.2.1 整流电路的基本参数

衡量整流电路性能通常有这样两个参数：一个是反映转换关系的，用整流输出电压的平均值来表示，记作 $U_{O(AV)}$ ；另一个是反映它的脉动大小的，称为脉动系数，记作 S 。此外，还有与选择整流管有关的参数：一个是流过整流管的平均电流 $I_{D(AV)}$ ；另一个是整流管的反向峰值电压 U_{RM} 。

一、整流输出电压平均值 $U_{O(AV)}$

$U_{O(AV)}$ 定义为整流输出电压 u_o 在一个周期内的平均值, 即

$$U_{O(AV)} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u_o d(\omega t) \quad (11-1)$$

现以半波整流电路为例。半波整流电路的组成及工作原理在第一章中都介绍过了, 这里只把电路及整流后的波形重画于图 11-2。

由图可知,

$$u_o = \begin{cases} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t & 0 \leq \omega t \leq \pi \\ 0 & \pi \leq \omega t \leq 2\pi \end{cases}$$

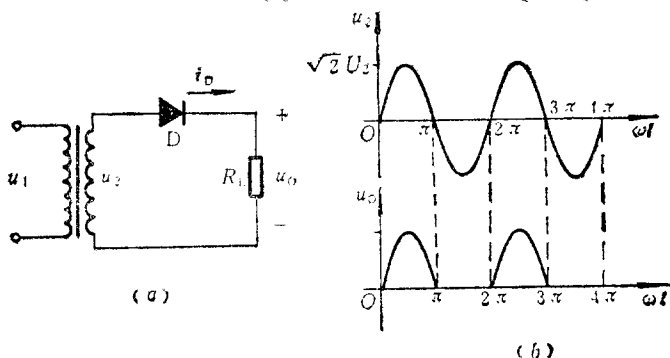


图 11-2 半波整流电路及其波形图

(a) 电路图 (b) 波形图

其中 U_2 为变压器次级电压的有效值。代入上式得

$$U_{O(AV)} = \frac{\sqrt{2} U_2}{2\pi} \int_0^\pi \sin \omega t d(\omega t) = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_2 \approx 0.45 U_2 \quad (11-2)$$

也就是说, 如果变压器次级电压有效值为 10 V, 则经半波整流后得到的直流电压平均值只有约 4.5 V (若负载取较大电流时, 电压还会更低)。

二、整流输出电压的脉动系数 S ^①

^① 还可用电波因数 q 表示脉动的大小, 它定义为输出交流有效值和平均值之比。

S 定义为整流输出电压的基波峰值 U_{O1M} 与平均值 $U_{O(AV)}$ 之比。即

$$S = \frac{U_{O1M}}{U_{O(AV)}} \quad (11-3)$$

在计算 U_{O1M} 时，可取如图 11-3 的坐标系，则半波整流的 u_o 表示为

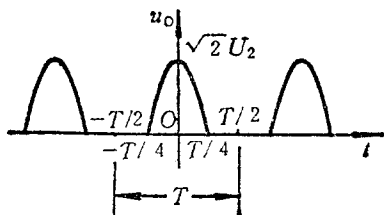


图 11-3 半波整流的谐波分析

$$u_o = \begin{cases} \sqrt{2} U_2 \cos \omega t & -\frac{\pi}{2} \leq \omega t \leq \frac{\pi}{2} \\ 0 & -\pi \leq \omega t \leq -\frac{\pi}{2} \text{ 及 } \frac{\pi}{2} \leq \omega t \leq \pi \end{cases}$$

作为偶函数， u_o 的傅立叶级数式可表示为

$$u_o = U_{O(AV)} + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos n\omega t \quad (11-4)$$

其中

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} u_o \cos n\omega t d(\omega t) \quad (11-5)$$

半波整流电路中， u_o 的周期与 u_2 相同。所以 u_o 的基波角频率为 ω (即 $n=1$)，则

$$U_{O1M} = a_1 = \frac{1}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \sqrt{2} U_2 \cos^2 \omega t d(\omega t) = \frac{U_2}{\sqrt{2}}$$

$$S = \frac{U_{O1M}}{U_{O(AV)}} = \frac{U_2}{\sqrt{2}} / \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_2 = \frac{\pi}{2} \approx 1.57 \quad (11-6)$$

这个结果表明,半波整流电路输出的 u_o 脉动很大,其基波峰值比平均值约大 57%。

三、整流管平均整流电流 $I_{D(AV)}$

由图 11-2(a)可知整流管电流 i_D 和输出电流一样大,故有

$$I_{D(AV)} = \frac{U_{O(AV)}}{R_L}。在选择整流管时应选 $I_F > I_{D(AV)}$ 。$$

四、整流管的最大反向峰值电压 U_{RM}

整流管处于反向时两端电压的最大值记作 U_{RM} 。半波整流电路中 $U_{RM} = \sqrt{2} U_2$,选择整流管时应取 $U_R > U_{RM}$ 。

11.2.2 桥式整流电路

一、电路的构成

上一节提到半波整流电路输出到负载只有半个周期的正弦电压。为了提高整流的效率,需将另一半周期的电压也引到负载,即正负半周都有电流按同一个方向流过负载,这种方式称为全波整流,如图11-4(a)所示。为了实现上述目的而构成的整流电路应该符合以下条件:

1. 正负半周均应有电流分别由 a 和 b 流向 c,为此应有 D_1 、 D_2 接成图 11-4(b)的形式。
2. 正负半周均应有电流由 d 分别流向 a 和 b,为此应有 D_3 、 D_4 接成图 11-4(c)的形式。
3. 将二者组合起来如图 11-4(d),还要论证二极管的极性不会造成对 u_2 的短路。

读者可自行证明图 11-4(d) 所示电路符合全波整流的条件。它的习惯画法如图 11-4(e),因为与电桥的结构相类似,所以又称

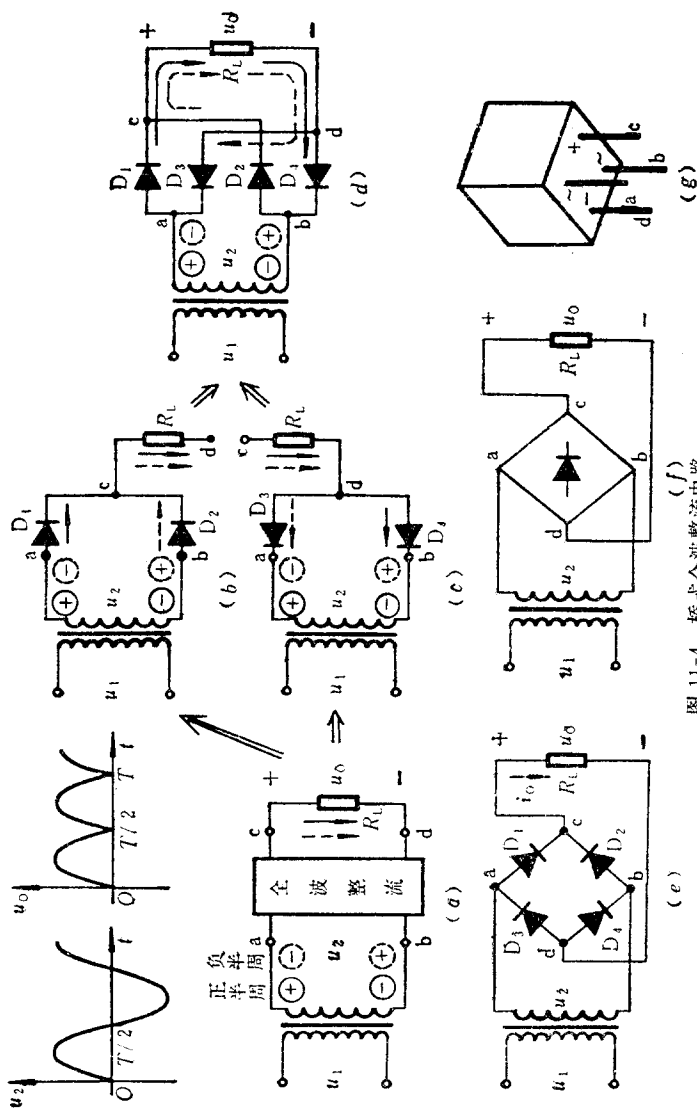


图 11-4 桥式全波整流电路
 (a) 实现正负半周均有电流流向 a 和 b 端流向 c 的情况
 (b) 实现正负半周均有电流由 d 分别流回 a 和 b 的情况
 (c) 桥式整流电路
 (d) 简化画法
 (e) 习惯画法
 (f) 简化画法
 (g) 整流桥外形图

桥式整流电路。为了简化起见常画成图 11-4(f) 的形式。图 11-4(g) 是市场上常见的产品外形图, 其中四个引出线分别与 a、b、c、d 对应。

二、电路的主要参数

桥式整流电路中各处的波形如图 11-5 所示, 由此可得以下基本参数。

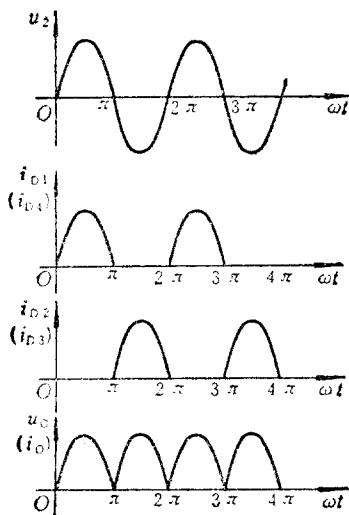


图 11-5 全波整流的波形图

1. 输出电压的平均值

$$U_{O(AV)} = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t d(\omega t) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 \approx 0.9 U_2 \quad (11-7)$$

由图 11-5 也可看出全波整流的 $U_{O(AV)}$ 正好是半波整流的两倍。

2. 脉动系数 S

根据 S 的定义, 我们仍取如图 11-3 的坐标系, 则在式 (11-4) 中, 全波整流后基波的角频率为 2ω , 即 $n=2$ 。于是有

$$\begin{aligned}
 U_{O1M} &= a_2 = \frac{2}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} \sqrt{2} U_2 \cos \omega t \cos 2\omega t d(\omega t) \\
 &= \frac{2}{3} \times \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 \\
 S &= \left(\frac{2}{3} \times \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 \right) / \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 = \frac{2}{3} \approx 0.67 \quad (11-8)
 \end{aligned}$$

与半波整流电路相比,输出电压的脉动系数减小了很多。

3. 每个整流管的整流电流平均值 $I_{D(AV)}$

在负载上得到的平均电流为 $\frac{U_{O(AV)}}{R_L}$, 而每个二极管都只是半周导通,流过的电流是总平均电流的一半,即

$$I_{D1(AV)} = I_{D2(AV)} = I_{D3(AV)} = I_{D4(AV)} = \frac{1}{2} \frac{U_{O(AV)}}{R_L}$$

4. 每个整流管的反向峰值电压 U_{RM}

图 11-4(d) 中以正半周时为例,由于 D_1 导通,若忽略它的正向压降,则 a 、 c 两点为等电位,整流管 D_2 两端的最大电压就是 $\sqrt{2} U_2$ 。其他三个整流管也可按同理分析。不难看出,它们的 U_{RM} 也都等于 $\sqrt{2} U_2$, 和半波整流情况相同。

由以上分析可知,与半波整流电路相比,若 U_2 相同,桥式整流电路输出电压平均值提高了一倍;若输出电流相同,则每个整流管流过的平均电流减少了一半;同时脉动系数也下降了很多;反向峰值电压则二者相同。所付出的代价是多用三个二极管,但这在整个电源设备中所占的比例是很小的,因此桥式整流电路应用最为广泛。除此之外,还有利用两个二极管和具有中心抽头的电源变压器组成的全波整流电路,示于习题 11-9 的图 P11-9 中。读者可自行分析它的工作原理。

11.3 滤波电路

经过整流后的输出电压波形离所要求的平滑直流状态还差得很远。因此还要有滤波的措施。本节介绍的滤波电路和第七章中介绍的有以下不同之处。第一点,在电源设备中的滤波电路是要抑制所有的交流成分只保留直流成分,而在第七章的有源滤波电路中则要保持一定的信号频率范围;第二点,由于电源设备经常需要供给较大的电流或输出较高的电压,而利用集成运放组成的有源滤波电路不能适应,所以本节介绍的都是由无源元件组成的滤波电路;第三点,由于整流管工作在非线性状态(导通或截止),因此在分析滤波性能时所用的方法也不一样。

在电路的构成方面,主要是利用电容器两端的电压不能突变和流过电感器的电流不能突变的特点,将电容器和负载电阻并联或电感器与负载电阻串联,以达到使输出波形基本平滑的目的。本节主要介绍由电容器组成的滤波电路。

11.3.1 电容滤波电路

最简单的电容滤波电路如图 11-6(a)所示。下面分空载和带

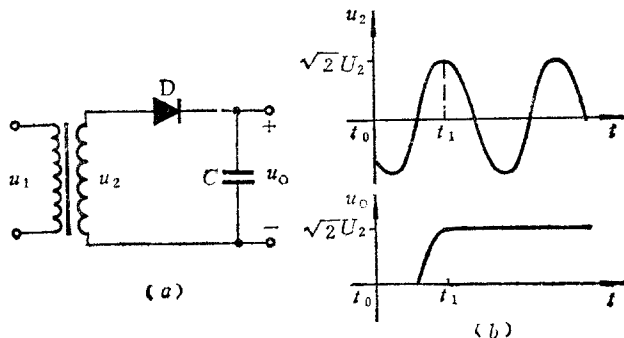


图 11-6 空载时的电容滤波电路

(a) 电路 (b) 波形

载两种情况分析。

一、空载时的情况

此时负载电阻 R_L 未接入。 u_2 的波形如图 11-6(b) 所示。设初始时电容电压为零, 在 $t=t_0$ 时接通电源, 则 u_2 由负过零后, 二极管 D 导通, u_o 随 u_2 上升 (若忽略管压降则 u_o 与 u_2 相同)。当 $t=t_1$ 时, u_o 也达到峰值 $\sqrt{2}U_2$ 。此后 u_2 开始下降, 但由于此时 D 处于截止状态, 若 D 的反向电流和 C 的泄漏电流均为零, 则 u_o 将保持在 $\sqrt{2}U_2$ 的数值。

我们发现在空载时电容滤波效果很好, 不仅 u_o 无脉动, 而且 $U_{O(AV)}$ 也由原来的 $0.45U_2$ 上升到 $1.4U_2$ 。但注意此时二极管承受的反向峰值电压变成 $2\sqrt{2}U_2$, 比原来的高了一倍。另外, 若电源不是在 t_0 时刻接通, 而是在 u_2 为正半周时刻接通, 就将有很大瞬时的冲击电流流过二极管。因此, 要选择大容量的整流管, 同时在电路中也应有一定的限流电阻以防止二极管损坏。

二、带电阻负载时的情况

图 11-7 示出了电容滤波电路在带电阻负载后的工作情况。我们仍设在 t_0 时刻接通电源, 则到 t_1 时刻前的情况基本上同前所述 (由于次级绕组的内阻一般比 R_L 小得多可以忽略)。 t_1 时刻以后, u_2 以正弦规律下降, 在 t_2 时刻 D 不再导电^①, 则 u_c 以时间常数 $R_L C$ 规律下降, 一直到下一个周期电压 u_2 上升到和 u_c 相等的时刻 t_3 以后, D 又开始导通直到 t_4 。在这以后 D 又截止, u_c 又按前述规律下降。如此周而复始, 形成了周期性的电容器充放电过程。

在这个过程中, 二极管并不是在整个半周内都导通的, 从图上可以看到 D 只在 t_3 到 t_4 段内导通并向电容器充电。由于电容器

^① 关于 t_2 的确定可见 [11-8] 中册, 第 14 页及下册第 265 页 10-37、10-38 题解。

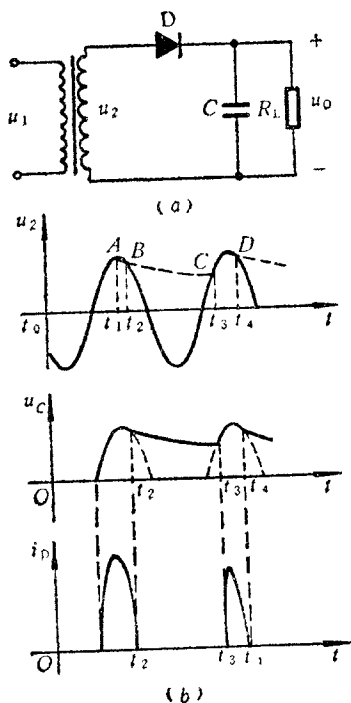


图 11-7 电容滤波电路带电阻
负载时的工作情况
(a) 半波整流电容滤波电路
(b) 各处波形

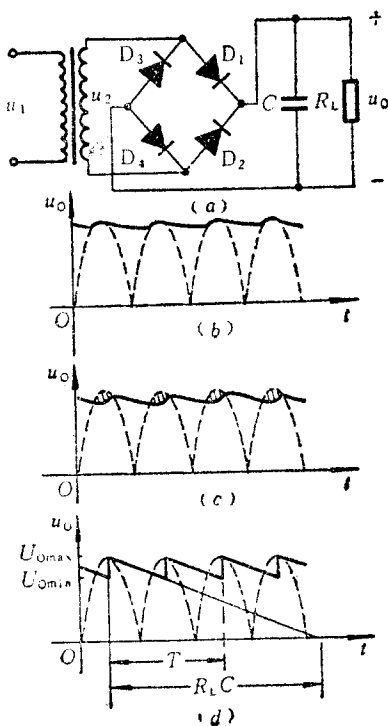


图 11-8 全波整流电容滤波电路的输出
波形
(a) 电路 (b) 忽略内阻时的波形
(c) 考虑内阻时的波形 (d) 近似波形

的电压不能突变,则在这一小段时间内,它可以被看成是一个反电势(类似蓄电池)。若整流电路的内阻很小则充电电流很大,而且时间短,形成了较大的冲击电流,这一点下面将再讨论。

下面我们以图 11-8(a) 所示的全波整流电容滤波电路为例,定量分析其性能。

1. 输出电压的平均值 $U_{O(AV)}$

图 11-8(b)是该电路的输出波形(忽略内阻时)。它与图 11-7(b)中的波形类似,只不过每个半周都有充放电的过程,所以 u_o 的频率是电网频率的两倍。图 11-8(c)是考虑了内阻时的输出波形,阴影线所示的部分代表在内阻上的电压降。这种波形的平均值计算很麻烦,而且这里画的波形本身就很难用解析式表达,所以在实际工作中常常采取近似估算。近似的方法有多种,下面介绍两种方法。

(1) 用锯齿波近似。我们用锯齿波近似输出波形,如图 11-8(d)所示。在电路内阻比较小而 $R_L C$ 比较大的情况下,设 u_c 每次充电到 u_2 的峰值,即 $U_{Omax} = \sqrt{2}U_2$, 然后按 $R_L C$ 放电的初始斜率直线下降,经过 $\tau = R_L \cdot C$ 时交于横轴,并令在 $T/2$ 处的数值为 U_{Omin} 。则此时的 $U_{O(AV)}$ 为

$$U_{O(AV)} = \frac{U_{Omax} + U_{Omin}}{2}$$

同时按相似三角形关系可得

$$\frac{U_{Omax} - U_{Omin}}{U_{Omax}} = \frac{T/2}{R_L C}$$

即

$$\begin{aligned} U_{O(AV)} &= \frac{U_{Omax} + U_{Omin}}{2} = U_{Omax} - \frac{U_{Omax} - U_{Omin}}{2} \\ &= U_{Omax} \left(1 - \frac{T}{4R_L C} \right) \end{aligned}$$

$$\boxed{U_{O(AV)} = \sqrt{2}U_2 \left(1 - \frac{T}{4R_L C} \right)} \quad (11-9)$$

式中的 T 是电网交流电的周期。

(2) 粗略估算。一般在整流内阻不太大而 $R_L C$ 比较大[例如, $R_L C = (3 \sim 5) \frac{T}{2}$] 时,可近似认为 $U_{O(AV)}$ 值应在 $1.4U_2 (R_L = \infty \text{ 时})$

和 $0.9U_2 (C=0 \text{ 时})$ 之间, 即

$$U_{O(AV)} \approx 1.2U_2 \quad (11-10)$$

按式(11-9), 与此相对应的 $R_L C \approx 1.75T$ 。

2. 脉动系数 S

我们仍用图 11-8(d) 的近似波形来计算, 并以 $U_{Omax} - U_{Omin}$ 作为其基波的峰-峰值。则

$$\frac{U_{Omax} - U_{Omin}}{2} = \frac{1}{4} \cdot \frac{T}{R_L C} \cdot U_{Omax}$$

因此

$$S = \frac{\frac{1}{4} \cdot \frac{T}{R_L C} \cdot U_{Omax}}{U_{Omax} \left(1 - \frac{T}{4R_L C} \right)} = \frac{T}{4R_L C - T}$$

或

$$S = \frac{1}{\frac{4R_L C}{T} - 1} \quad (11-11)$$

由于实际上 u_o 的波动没有图 11-8(d) 所画的大, 所以实际的脉动系数也要比计算值小些。

3. 整流管电流

从图 11-9 所示的波形中可知, $R_L C$ 越大则 u_o 的平均值越大, 即负载电流的平均值越大; 与此同时整流管导电时间却越短, 可知 i_D 的峰值电流必然越大^①。此外, 在电路开始接通电源后的一段时间内, 电容器需要有一个充电过程才能逐渐达到工作电压值。若 C 太大, 则时间要长, 即冲击电流持续时间长, 会影响整流管的使用寿命。因此在选二极管的 $I_{D(AV)}$ 时应比 $\frac{1}{2} \frac{U_{O(AV)}}{R_L}$ 大 2~3 倍。

① 见[11-1]624 页。

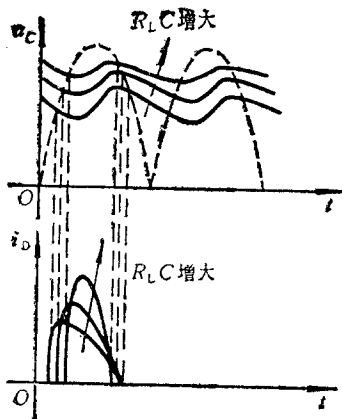


图 11-9 整流管电流波形

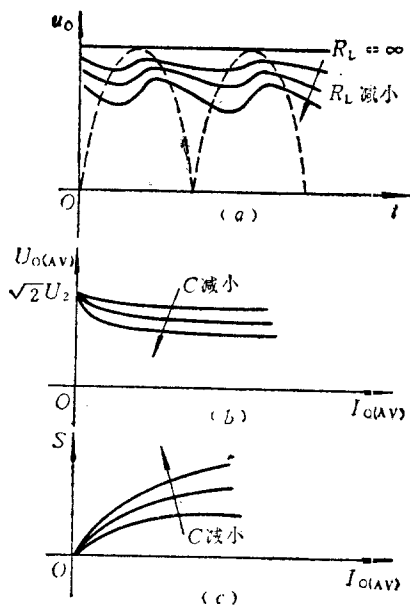


图 11-10 电容滤波的外特性

(a) 输出波形 (b) 外特性
(c) 滤波特性

4. 电容滤波电路的外特性和滤波特性①

图 11-10 示出了当 R_L 或 C 改变时对输出电压平均值 $U_{O(AV)}$ 和脉动系数 S 的影响。前者称为外特性，后者称为滤波特性。由图 11-10(a) 可见， R_L 越小（即 $I_{O(AV)}$ 越大）， $U_{O(AV)}$ 越低而 S 值越大。由图 11-10(b)、(c) 可见，增加 C 的容量可以使情况改善，但有时受到具体条件的限制，因此要采取其他的措施。

〔例 11-1〕 一个全波整流电容滤波电路中， $U_2=10\text{ V}$ ，电容器 $C=1000\mu\text{F}$ 。当 $R_L=20\Omega$ 时，试求 $U_{O(AV)}$ 和 S 的值。整流管压降和整流内阻可忽略。

① 在〔11-1〕的附录中列有图表可供查阅。

解: 利用式(11-9)可求出 $U_{O(AV)}$, 即

$$U_{O(AV)} = \sqrt{2} U_2 \left(1 - \frac{T}{4R_L C} \right) \approx 1.4 \times 10 \left(1 - \frac{1/50}{4 \times 20 \times 1000 \times 10^{-6}} \right) \\ = 1.4 \times 10 \left(1 - \frac{0.02}{0.08} \right) = 10.5 \text{ V}$$

利用式(11-11)可求出 S 为

$$S = \frac{1}{\frac{4R_L C}{T} - 1} = \frac{1}{\frac{0.08}{0.02} - 1} \approx 0.33 = 33\%$$

由于 $R_L C = 20 \times 10^{-3} = 0.02 \text{ s} = T$, 还不够大, 所以 $U_{O(AV)}$ 的提升不很多, S 值也偏大。若将 C 的容量增至 $2000 \mu\text{F}$, 读者可自行计算 $U_{O(AV)}$ 和 S 的值, 看改善的程度如何。

11.3.2 其他形式的滤波电路

从[例 11-1]中可以看到, 当 R_L 比较小时, 即使滤波电容值很大, 脉动系数仍比较大。此例中, 若想使 $S = 0.1\%$, 则根据式(11-11)估算出所需电容将为 $250000 \mu\text{F}$! 在这种情况下, 想减小脉动可以利用多级滤波的办法。比如再加一级 RC 低通滤波电路, 如图 11-11 所示。这种电路也称为 π 型 RC 滤波电路(因其形状类似希腊字母 π)。它的工作原理如下。

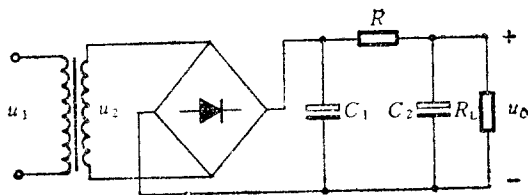


图 11-11 π 型 RC 滤波电路

设电容器 C_1 上的电压为 u_{C1} , 其中的交流成分(用基波有效值近似)为 U_{C1} , 直流平均值为 $U_{C1(AV)}$ 。再经过一级 RC 滤波后, u_0 中的交流成分(记作 U_0)减小了, 约为

$$U_o = \frac{\frac{1}{j\omega C_2} \parallel R_L}{R + \left(\frac{1}{j\omega C_2} \parallel R_L \right)} \cdot U_{c1} = \frac{R_L}{R + R_L + j\omega R R_L C_2} U_{c1}$$

但此时 $U_{O(AV)}$ 与 $U_{C1(AV)}$ 相比也减小了, $U_{O(AV)} = \frac{R_L}{R + R_L} \cdot U_{C1(AV)}$

如何衡量滤波的效果呢? 设 C_1 端电压的脉动系数为 S_1 , C_2 端(即输出端)的脉动系数为 S_2 , 则

$$\begin{aligned} S_2 &= \frac{\sqrt{2} U_o}{U_{O(AV)}} = \frac{\sqrt{2} \frac{R_L}{R + R_L + j\omega R R_L C_2} \cdot U_{c1}}{\frac{R_L}{R + R_L} \cdot U_{C1(AV)}} \\ &= \frac{1}{1 + j\omega \frac{R \cdot R_L}{R + R_L} \cdot C_2} \cdot \frac{\sqrt{2} U_{c1}}{U_{C1(AV)}} = \frac{S_1}{1 + j\omega R' C_2} \end{aligned} \quad (11-12)$$

其中 $R' = R \parallel R_L$ 。当我们只取它的绝对数值时

$$S_2 = \frac{S_1}{\sqrt{1 + (\omega R' C_2)^2}}$$

若 $\frac{1}{\omega C_2} \ll R'$, 则

$$\boxed{S_2 \approx \frac{S_1}{\omega R' C_2}} \quad (11-13)$$

$\omega R' C_2$ 越大, S_2 就越小。 ω 是整流输出电压的基波角频率, 在电网频率为 50Hz 和全波整流情况下, $\omega \approx 628 \text{ rad/s}$ 。

π 型 RC 滤波电路能使脉动系数减小, 但由于有电阻器 R 的缘故, 当 $I_{O(AV)}$ 增大时, $U_{O(AV)}$ 下降更快。为了得到同样的输出电压, U_2 必须提高, 这是它的缺点。考虑到我们的目的只是减小交流成分, 而不希望影响原来的直流成分 $U_{C1(AV)}$, 所以若用另一个元件来代替 R , 它的直流电阻很小但交流阻抗很大, 将会使滤波效果得到改善。于是想到用电感 L 来代替电阻器 R , 组成了 π 型 LC

滤波电路,如图 11-12 所示。当 $\frac{1}{\omega C_2} \ll R_L$ 时,可有 $S_2 \approx \frac{S_1}{\omega^2 LC_2}$ 。在

[例 11-1] 中,若想使负载的脉动系数降到 0.1%, 可选 $L=0.84\text{H}$, $C_2=1000\mu\text{F}$, 则比只用一个 $250000\mu\text{F}$ 的电容器代替原 C_1 要现实得多。

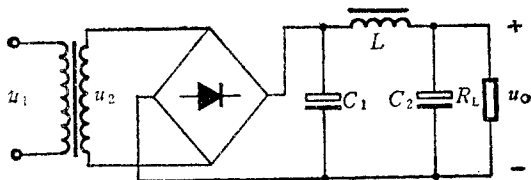


图 11-12 π 型 LC 滤波电路

一般的说,由于电感的体积大,在要求不很高或输出电流不大的场合,常常采用 RC 滤波电路。

除这里介绍的滤波电路外,还有一些其他类型的滤波电路,这里不一一介绍^①。

11.4 倍压整流电路

读者从前两节的分析中,可以看到如果变压器变比已确定,则输出电压平均值的上限就被确定了。能不能提高呢? 在分析电容滤波电路(如图 11-6 所示)时,我们发现在 u_2 的负半周,由于电容器 C 上电压为 $\sqrt{2}U_2$ 未能放掉,则使二极管 D 两端的反向电压峰值可达 $2\sqrt{2}U_2$, 是次级绕组电压峰值的两倍。这就给了我们一个启示,能否利用电容器将这个电压储存下来使输出电压得到提高呢? 下面我们分两步来分析。

我们重画图 11-6 于图 11-13(a)。既然 $2\sqrt{2}U_2$ 的电压是在

^① 可见[11-4]下册,658~673 页。

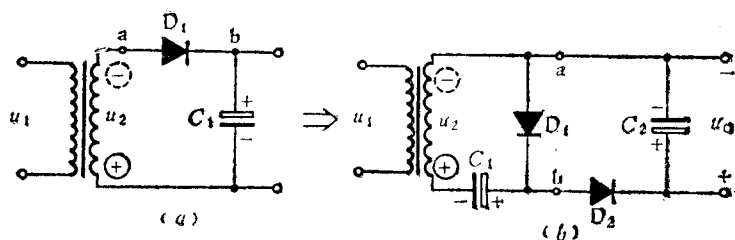


图 11-13 二倍压整流电路的构成

(a) 电容滤波电路 (b) 二倍压整流电路

二极管两端(即图中 a、b 两点)当 u_2 为负半周峰值时产生的,则我们以这两端为输出端(b 点为正端,a 点为负端),再加一个整流管和电容器,如图 11-13(b)所示,就可将与上述电压相对应的电荷存放在 C_2 之中。

电路的工作原理再简述如下。正半周时, D_1 导通, D_2 截止, 电容器 C_1 充电, 电压极性右正左负, 峰值可达 $\sqrt{2}U_2$; 负半周(图示极性)时, D_1 截止, D_2 导通, 电容器 C_2 充电, 电压极性上负下正, 峰值可接近 $2\sqrt{2}U_2$ 。通常称这种电路为二倍压整流电路。

既然可以得到二倍压的输出,能不能得到更高的输出电压呢? 我们按前面的思路再加几级整流滤波电路, 如图 11-14 所示。读者可在图中标出各电容器上的电压值和极性, 并由此根据不同的

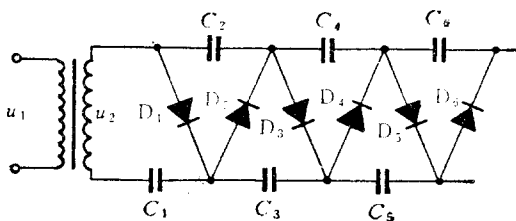


图 11-14 多倍压整流电路

需要选择输出端以获得所需倍数的电压值^①(例如三、四、五、六倍)。

11.5 稳压电路

交流电经过整流滤波可得到平滑的直流电压,然而当电网电压波动和负载变化时输出电压将随之变化。稳压电路的作用就是在这两种情况下,将输出电压基本上稳定在一个固定的数值。既然如此,则衡量稳压电路就以这两方面的性能为指标。

11.5.1 稳压电路的主要指标

一、稳压系数 S_r

它定义为在负载固定时输出电压的相对变化量与(稳压电路)输入电压的相对变化量之比,即

$$S_r = \left. \frac{\Delta U_o / U_o}{\Delta U_i / U_i} \right|_{R_L = \text{常数}} \quad (11-14)$$

这个指标反映了电网电压波动的影响。所谓稳压电路的输入电压 U_i 是指整流滤波后的直流电压。

由于工程上常常把电网电压波动 $\pm 10\%$ 做为极限条件。因此,也有将此时的输出电压的相对变化做为衡量的指标,称为电压调整率。

二、稳压电路的输出电阻

同放大电路一样,我们可以用输出电阻来表示稳压电路受负载变化的影响。这里我们用变化量来定义输出电阻^②,即

$$R_o = \left. -\frac{\Delta U_o}{\Delta I_o} \right|_{U_i = \text{常数}} \quad (11-15)$$

① 有关输出电压和脉动系数的经验公式见 [11-1] 的附录和 [11-4] 下册, 第 675~676 页。

② 由于是在 U_i 为常数时定义的 R_o , 故未包括变压器的内阻。

在工程中也常常用 I_o 从零变到最大额定输出值时, 输出电压的相对变化量来表征这个性能, 称为电流调整率。

除以上两个主要指标外, 还有一些指标。如反映输出电压脉动的最大纹波电压, 是指输出中 50Hz 或 100Hz 的交流成分, 用有效值或峰值表示; 又如反映输出受温度影响的温度系数, 是指电网电压和负载都不变时, 输出电压随温度的变化等。本章中主要讨论前两个主要指标。

11.5.2 稳压管稳压电路

最简单的稳压电路是由稳压管组成的。关于稳压管稳压的原理在第一章里已介绍过了。我们在这里分析它的性能及限流电阻的选择。图 11-15(a) 是稳压管稳压电路, 图 11-15(b) 是稳压管的特性曲线。

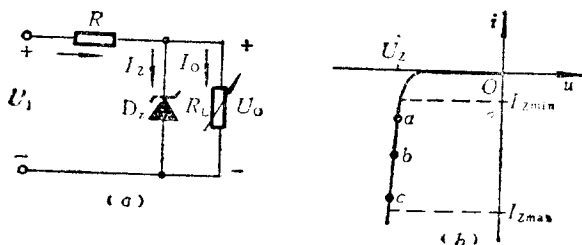


图 11-15 稳压管稳压电路的分析
(a) 稳压电路 (b) 稳压管的伏安特性

一、稳压原理

从稳压管的特性可知, 在电路中若能使稳压管始终工作在它的稳压区内 [图 11-15(b) 中 $I_{Zmin} \leq I_Z \leq I_{Zmax}$], 则 U_o 基本上是稳定的, 约为 U_{Zo} 。

稳压管的稳压作用可从两个方面分析。设稳压管工作在 b 点

[见图 11-15(b)]。当只考虑电网电压升高时,若要保持输出电压不变(即输出电流也不变),则电阻器 R 上压降应变大,即流过 R 的电流应变大。这增大的电流由稳压管容纳,它的工作点将由 b 点移到 c 点。由特性曲线可知此时 $U_o \approx U_z$ 基本保持不变。当负载电流变化时,比如负载电阻变小(即负载电流变大)时,要保持输出电压不变(设 U_1 不变),则流过电阻器 R 的电流不应变。此时负载需要增大的电流由稳压管匀出来,即工作点由 b 点移到 a 点。

总的说来,稳压管可以认为是利用调节流过自身的电流大小(端电压基本不变)来满足负载电流的改变,并和限流电阻器配合将电流的变化转换成电压的变化以适应电网电压的波动。

二、主要指标

1. 稳压系数

根据定义 $S_r = \frac{\Delta U_o / U_o}{\Delta U_1 / U_1} = \frac{\Delta U_o}{\Delta U_1} \cdot \frac{U_1}{U_o}$ 。在考虑 $\Delta U_o / \Delta U_1$ 时可利用图 1-21 的等效电路(只考虑变化量),画出此电路的等效电路如图 11-16 所示。

则

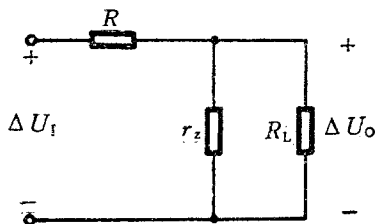


图 11-16 交流等效电路

$$\frac{\Delta U_o}{\Delta U_1} = \frac{r_z \parallel R_L}{R + (r_z \parallel R_L)} \approx \frac{r_z}{R + r_z} \quad (R_L \gg r_z)$$

故

$$S_r = \frac{\Delta U_o}{\Delta U_1} \cdot \frac{U_1}{U_o} \approx \frac{r_z}{R + r_z} \cdot \frac{U_1}{U_z} \quad (11-16)$$

2. 输出电阻

从图 11-16 可知输出电阻为

$$R_o = r_z \parallel R \approx r_z \quad (11-17)$$

三、限流电阻的选择

限流电阻器 R 的主要作用就是当电网电压波动和负载电阻变化时使稳压管的工作点始终在稳压工作区内, 即 $I_{Z\min} \leq I_Z \leq I_{Z\max}$ 。设电网电压最高时整流输出电压为 $U_{I\max}$, 最低时为 $U_{I\min}$; 负载电流最大时为 $\frac{U_Z}{R_{L\min}}$, 最小时为 $\frac{U_Z}{R_{L\max}}$ 。则满足上述要求的条件如下:

1. 当电网电压最高和负载电流最小时, I_Z 应不超过允许的最大值, 即

$$\frac{U_{I\max} - U_Z}{R} - \frac{U_Z}{R_{L\max}} < I_{Z\max} \quad (11-18)$$

也就是

$$R > \frac{U_{I\max} - U_Z}{R_{L\max} \cdot I_{Z\max} + U_Z} \cdot R_{L\max} = R_{\min} \quad (11-19)$$

2. 当电网电压最低和负载电流最大时, I_Z 应不低于其允许的最小值, 即

$$\frac{U_{I\min} - U_Z}{R} - \frac{U_Z}{R_{L\min}} > I_{Z\min} \quad (11-20)$$

也就是

$$R < \frac{U_{I\min} - U_Z}{R_{L\min} \cdot I_{Z\min} + U_Z} \cdot R_{L\min} = R_{\max} \quad (11-21)$$

根据这两条可以得到限流电阻的范围是 $R_{\min} < R < R_{\max}$ 。如果不能同时满足上述条件(比如计算出的 $R_{\min} > R_{\max}$), 则说明在给定的条件下已超出稳压管的工作范围了, 需要限制使用条件或

选用大容量的稳压管。

[例 11-2] 在图 11-15(a) 所示电路中, 稳压管为 2CW14, 它的参数是: $U_Z = 6\text{V}$, $I_Z = 10\text{mA}$, $P_Z = 200\text{mW}$, $r_z < 15\Omega$ 。整流输出电压 $U_1 = 15\text{V}$ 。

(1) 试计算当 U_1 变化 ±10%, 负载电阻为 $0.5\text{k}\Omega \sim 2\text{k}\Omega$ 变化时, 限流电阻器 R 的范围。

(2) 选好电阻值后, 计算该电路的稳压系数及内阻。

解: 先计算 $I_{Z\max}$

$$I_{Z\max} = \frac{P_Z}{U_Z} = \frac{200}{6} \approx 33\text{ mA}$$

一般可将手册中所给的稳压电流视为最小稳压电流, 即 $I_{Z\min} = 10\text{mA}$

(1) 根据式 (11-19) 可得

$$R_{\min} = \frac{15(1+0.1)-6}{2 \times 33+6} \times 2 \approx 0.29\text{ k}\Omega$$

根据式 (11-21) 可得

$$R_{\max} = \frac{15(1-0.1)-6}{0.5 \times 10+6} \times 0.5 \approx 0.34\text{ k}\Omega$$

则 $0.29\text{k}\Omega < R < 0.34\text{k}\Omega$, 可选 $0.32\text{k}\Omega$ 。瓦数为

$$P_R = \frac{(15 \times 1.1 - 6)^2}{320} \approx 0.34\text{ W}$$

可选 1W 的炭膜电阻。

(2) 由式 (11-16) 可得

$$S_r \approx \frac{r_z}{R+r_z} \cdot \frac{U_1}{U_Z} = \frac{15}{320+15} \times \frac{15}{6} \approx 0.11 = 11\%$$

输出电阻 $R_o = r_z \parallel R = 15 \parallel 320 = 14.3\Omega$

11.5.3 基本调整管稳压电路

从稳压管的工作原理可知, 稳压管是靠改变它所取的电流来进行调节的, 它的调节范围是 $I_{Z\max} - I_{Z\min}$ 。如上例中是 $3 - 10 = 23\text{mA}$ 。在电网电压不变时, 负载电流的变化范围也就是稳压管电流的调节范围。这个电路允许负载电流的变化最大为 23mA , 它限制了负载的变化范围。要想扩大负载电流的变化范围怎么办呢? 最简单的办法是利用放大电路。下面我们来介绍这个想法。

由于稳压管稳压电路中, $|\Delta I_O| = |\Delta I_Z|$ 。若引入晶体管 T, 使 $|\Delta I_Z| = |\Delta I_B|$, 而 $|\Delta I_O| = |\Delta I_E|$ 或 $|\Delta I_C|$, 则负载电流的变化范围可增大近 β 倍。我们选一个 NPN 型晶体管, 并根据已有的 U_I , 得到如图 11-17(b) 所示电路。这个电路从形式上看与射极输出电路是一样的, 只不过它的“电源” U_I 可能是不稳定的, 而“输入信号”却为固定值 U_Z 。在这里, 目的不是将“输入信号”的变化放大, 而是要求在外界条件影响下, 输出电压 (U_O) 和 “输入电压” (U_Z) 的关系是固定的 (即稳压), 因此电路的功能不是作为放大而是作为调节器, 即将 U_O 调节在一个固定值上。

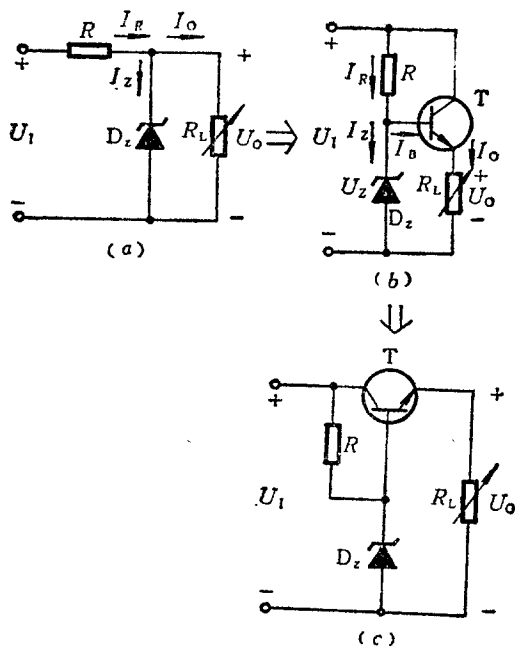


图 11-17 基本调整管稳压电路

- (a) 稳压管稳压电路 (b) 加晶体管扩大电流变化范围的电路
 (c) 常用的画法

它的工作原理简述如下。

当电网电压波动时,比如 U_I 变大,则 I_Z 变大,但 $U_Z (=U_B)$ 和 $U_O (=U_E)$ 均基本不变。此时 U_I 的变化由 u_{CE} 来调节,所以称 T 为调整管。

当 U_I 固定而负载电流变化时,是通过调整稳压管的电流来满足负载电流变化的。因 $I_R = I_Z + I_B$,而此时 $\Delta I_R = \Delta I_Z + \Delta I_B = 0$,即稳压管的电流变化量 $|\Delta I_Z|$ 和晶体管基极电流变化量 $|\Delta I_B|$ 相等。只要 ΔI_Z 在稳压管的正常工作范围内,稳压管的 U_Z 就基本保持不变。也就是说负载电流的变化范围可以扩大为 $(1 + \beta)\Delta I_Z$, U_O 仍基本为稳定值。

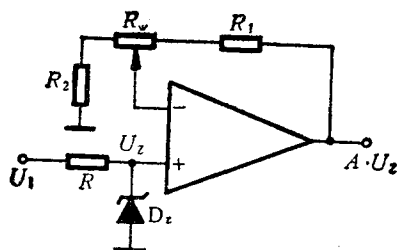
要想使调整管起到调整的作用,它必须工作在放大区,即 U_I 必须比 U_O 至少高出 U_{CES} 。由于调整管与负载是串联的关系,所以图示电路称为串联型稳压电路。

11.5.4 具有放大环节的稳压电路

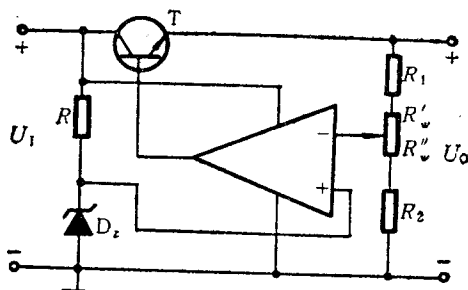
前面介绍的两种稳压电路虽然都能实现稳压的作用,但是输出电压的数值都是固定的,而且基本上是由稳压管的稳压值决定的。这样在使用中很不方便。怎样改进才能获得稳压性能好而且输出电压可随意调节的稳压电路呢?下面讨论这样一个方案。

一、电路的构成

既然输出电压取决于稳压管的稳压值,那么若引入可随意调节放大倍数的放大电路以改变输出电压,同时还引入深负反馈使输出电阻接近于零就能实现上述的想法。图 11-18(a) 示出了利用一个增益可调的同相比例放大电路就得到了既稳定又可调的电压 $A \cdot U_Z$ 。为了扩大运放的输出电流变化范围,将它的输出端接到大电流晶体管的基极,并以发射极作为输出端。从那里引回负反馈就得到如图 11-18(b) 所示的实用电路。其中的稳压管组成了



(a)



(b)

图 11-18 具有放大环节的稳压电路

(a) 数值可调的输出电压 (b) 实际电路

电路的基准电压源(称为齐纳基准源),它提供了稳定的基准电压。

二、工作原理

这个电路的工作原理分两方面来分析。一是实现输出电压随意可调的原理,二是稳压的原理。

1. 输出电压的调节

输出电压的调节是通过改变放大电路的放大倍数来实现的,这在前面已分析过了。下面我们计算输出电压的可调范围。

为了使电路能实现稳压,放大器应工作在放大状态。根据同相比例放大电路的原理,很容易得出 U_O 与 U_Z 的关系

$$U_O = \frac{R_1 + R_w + R_2}{R_w + R_2} \cdot U_Z \quad (11-22)$$

即

$$U_{O\min} = \frac{R_1 + R_w + R_2}{R_w + R_2} \quad (11-23)$$

$$U_{O\max} = \frac{R_1 + R_w + R_2}{R_2} \quad (11-24)$$

2. 稳压工作原理

(1) 当电网电压波动时, 由于稳压管的稳压作用, 使放大电路的输入电压(即 V_Z) 基本稳定, 则稳压电路的输出电压基本不变。变化的电压值降在调整管的 c-e 之间了。

(2) 当负载变化时, 如负载电阻变小, 使 U_O 下降, 则 $U_- \downarrow \rightarrow U_B \uparrow \rightarrow U_O (U_E) \uparrow$, 使 U_O 基本稳定在原来的数值上。上述过程也可以理解为由于引入了很强的负反馈使输出电阻大大减小。

需要注意的是, 稳压电路中的放大电路可以由运放组成也可以由晶体管放大电路(如共射放大电路、差动放大电路等)组成, 如题 11-16 示。无论哪种形式都是引入负反馈使输出稳定的。

11.5.5 稳压电路中的保护措施

稳压电路不仅要输出一定数值的电压还要输出一定数值的电流。串联型稳压电路中, 调整管与负载串联, 所以流过它的电流与输出电流一样大。当输出电流过大或输出短路时, 调整管会因电流过大或电压过高使管耗过大而损坏。所以需要对调整管加以保护。下面介绍两种过流保护电路。

一、限流型保护电路

限流保护的思想是当调整管电流超过一定限度时, 对它的基极电流进行分流, 以限制调整管的发射极电流不至于太大。常用的电路如图 11-19(a) 所示。这种保护方式在第三章和第十章中都提到过。电阻器 R 检测流过调整管的电流, 电流在额定范围内时 U_R 不足以使 T_2 管导通; 当电流超过额定值后, T_2 导通, 将 T_1

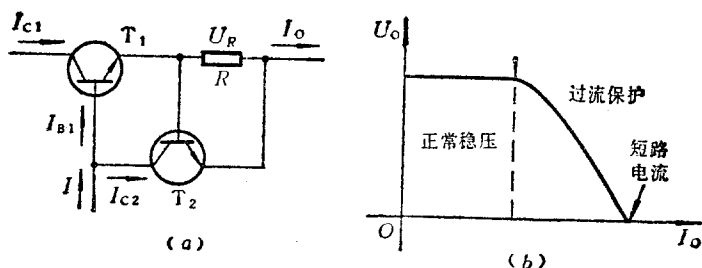


图 11-19 限流型保护电路
(a) 电路原理图 (b) 外特性

的基极电流分走一部分,削弱了负反馈作用,使 I_{C1} 即使在输出短路情况下也不会太大。图11-19(b)是引入限流保护后稳压电路的外特性。

二、截流型保护电路

限流型过流保护电路虽然能限制短路电流,使之不致过大以免烧坏调整管,但这时调整管的 U_{CE} 值为最大, I_C 值也是最大,所以管耗相当大。为了适应这种情况必须选容量大的管子,这是很不经济的。解决的措施是希望一旦过流保护电路起作用,将使输出电压和输出电流都下降到接近零,如图 11-20(c) 所示。这种类型称为截流型保护电路。能实现上述要求的稳压电路应该具备下列条件。

1. 正常工作时应符合稳压要求,即电路具有强负反馈。
2. 输出电流 I_O 超过一定数值后,保护电路动作,减少调整管电流 I_B ,使输出电压 U_O 下降。
3. 保护电路工作后,一方面削弱甚至切除负反馈的作用,另一方面又引入正反馈使一旦 I_B 减小,引起 U_O 下降,将有 I_B 继续减小造成 U_O 进一步下降,最终使 U_O 和 I_O 基本为零。

能实现上述要求的电路如图11-20(a)所示。为了便于实现上

分析其工作原理,图 11-20(c) 是它的外特性。

上述电路的元件参数和其他截流型电路可见参考文献。^①

保护电路的类型很多,除过流保护以外,还有过压保护、过热保护电路(如图 10-7 中 $T_{21} \sim T_{24}$ 组成的电路)等,将在本节后面介绍。

11.5.6 集成稳压电路

随着半导体工艺的发展,稳压电路也制成了集成器件。集成稳压器有几种类型。以工作方式来分,可分为:(1) 串联型稳压电路,是指调整元件与负载串联相接的,在集成稳压电路中绝大多数是这种类型;(2) 并联型稳压电路,是指调整元件与负载并联相接的(如稳压管稳压电路);(3) 开关型稳压电路,这种电路的调整元件工作在开关状态,通过调整开和关的时间来稳定输出。以输出电压来分,可分为:(1) 固定式稳压电路,这类电路输出电压是预先调整好的,在使用中一般不需要也不能进行调整;(2) 可调式稳压电路,这类电路可通过外接元件使输出电压在较大范围内进行调节,以适应不同的需要。在这一小节里我们介绍一种常用的串联型集成稳压电路。

三端固定正输出集成稳压器 W 7800 系列(又称 $W 78 \times \times$ 系列)的输出电压为 5 V、6 V、9 V、12 V、15 V、18 V 和 24 V,共七个档次。它们型号的后两位数字就表示输出电压值。比如 W 7805 表示输出电压为 5 V,其他类推。这个系列产品输出的最大电流可达 1.5 A。同类型的产品还有 W 78 M 00 系列,输出电流为 0.5 A;W 78 L 00 系列,输出电流为 0.1 A。这类产品的封装只有三个管脚,即输入端、输出端和公共端。由于它具有使用方便、性能稳

^① 见[11-2]66~69页。

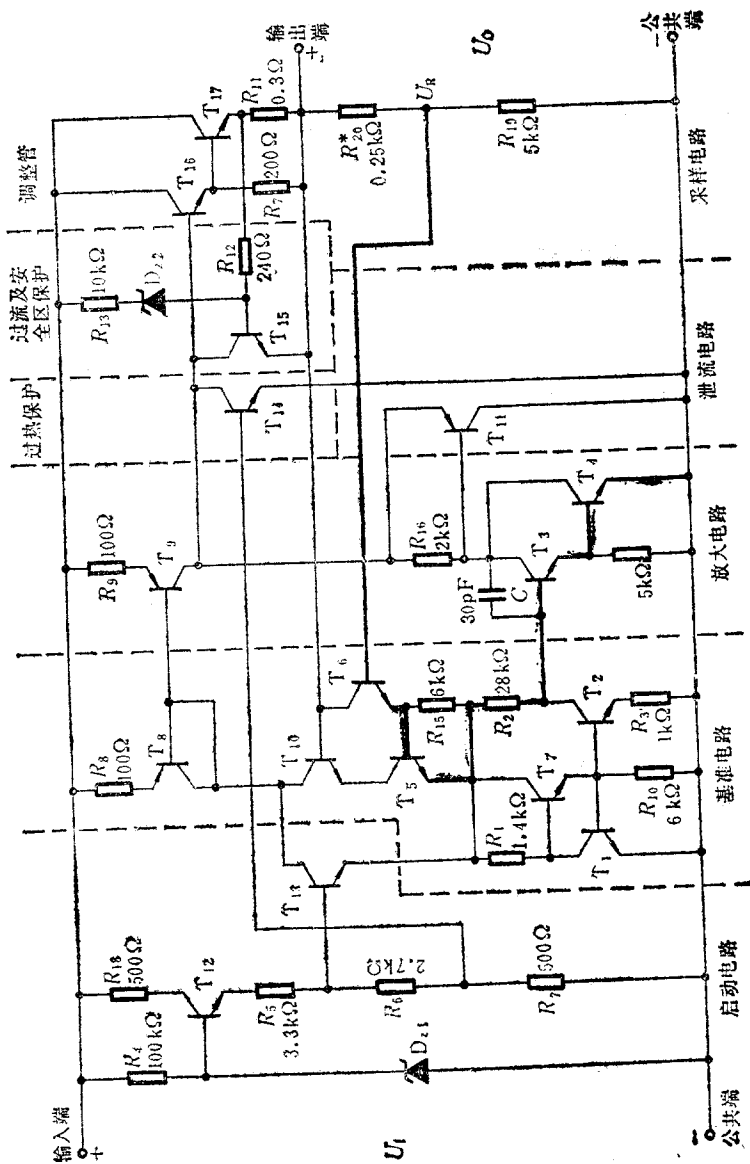


图 11-21 W7800 集成稳压电路原理图

定、价格低廉等优点,目前得到了广泛的应用,已基本上代替了由分立元件组成的稳压电路。

一、电路的构成及工作原理①

W 7800 的电路原理图如 11-21 所示。下面结合这个电路分析它的工作原理。

从原理图上可以看出,这个电路大体上可分成几个部分,如图 11-22 的原理框图所示。与典型的串联型稳压电路相比,多了保护电路和启动电路。我们先介绍其中的稳压部分,(示于图 11-23),再介绍其他部分。

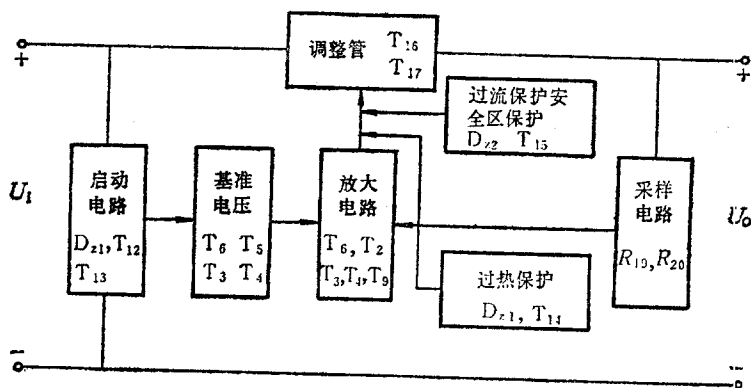


图 11-22 W7800 的原理框图

由图可知稳压部分的情况如下。

1. 调整管。由 T_{16} 和 T_{17} 组成的复合管是调整管。采用复合结构可以用小电流推动较大的输出电流。

2. 放大电路。由 T_3 和 T_4 复合管组成共射放大电路。它的输入端是基准电压 U_R , 输出端以 T_6 管做它的有源负载。 U_R 通过 T_6 (T_2 作有源负载) 送到 T_3 管的基极。

① 参阅 [11-7]。

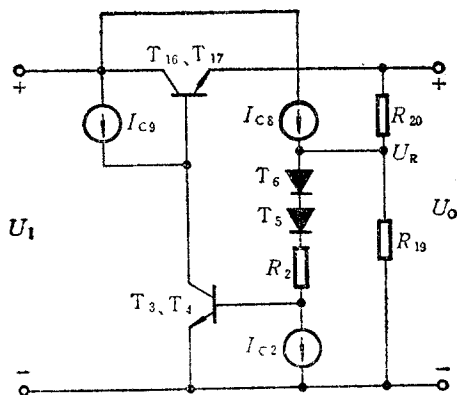


图 11-23 W7800 稳压部分简图

3. 基准电压部分。由 T_3 、 T_4 、 T_5 、 T_6 及 R_2 组成(即图 11-21 中粗实线画出的部分)。通过前面的分析,可知稳压电源的输出电压与基准电压成一定比例。因此基准电压的稳定程度是决定稳压电源性能的关键①。这个稳压器的基准电压电路是与放大电路重在一起的,由 T_8 恒流源提供直流电流。这是一种零温漂的能带间隙式基准源②。它不仅克服了稳压管基准源的温漂,而且避免了齐纳热噪声的影响。

从图中可得基准电压 U_R 为

$$U_R = U_{BE6} + U_{BE5} + I_{R2} \cdot R_2 + U_{BE3} + U_{BE4}$$

如果 $T_3 \sim T_6$ 管性能相同,则上式可表示为

$$U_R = 4 U_{BE} + I_{R2} \cdot R_2 \quad (11-25)$$

根据 T_1 、 T_2 和 T_7 组成的电流镜电路可得③

$$I_{R2} \cdot R_2 = \frac{R_2}{R_3} \cdot U_T \cdot \ln \frac{R_2}{R_1}$$

① 精密电压基准源见[11-6]109~110页。

② 有关原理可见[11-9]168~173页或[11-2]47~51页。

③ 可见本书第三章

代入上式得

$$U_R = 4 U_{BE} + \frac{R_2}{R_3} \cdot U_T \cdot \ln \frac{R_2}{R_1} \quad (11-26)$$

此式中, 前一项的温度系数是负值, 后一项的温度系数是正值, 选择合适的电阻值就可以使这两项的温度系数相互抵消^①, 得到零温漂的基准电压。按图中所标的数值可得

$$U_R \approx 4 \times 0.6 + \frac{28}{1} \times 26 \times 10^{-3} \times \ln \frac{28}{1.4} \approx 2.6 + 2.18 = 4.78 \text{ V}$$

则此时输出电压为 $U_O = U_R \cdot \frac{R_{19} + R_{20}}{R_{19}} = 4.78 \times \frac{5 + 0.25}{5} \approx 5 \text{ V}$ (因图中所标数值均为参考值, 故计算时有一定的误差)。

下面讨论其他的部分。

4. 保护电路。W 7800 中有三种保护: 过流保护、安全区保护和过热保护。

过流保护由 R_{11} 和 T_{15} 组成, 过流时 T_{15} 由截止变为导通起限流作用, 其工作原理在前一小节中已介绍过了。

安全区保护由 R_{13} 、 D_{z2} 和 T_{15} 组成。它的目的是避免在额定输出电流下, 若由于某种原因 (例如输出对地短路或 U_I 突然升高) 引起调整管 U_{CE} 的增加, 则瞬时功耗有可能超过允许值而造成管子的损坏。由图中可见, 若 $U_I - U_O > U_{z2} + U_{BE15}$, 则 D_{z2} 导通, 使 I_{B15} 增加, I_{B16} 减小, 即输出电流随之下降, 以保证功耗在安全区之内。

过热保护电路由 D_{z1} 、 T_{14} 等组成。 D_{z1} 的击穿电压具有正温度系数, T_{14} 的 U_{BE} 则是负温度系数。正常工作状态下, D_{z1} 的稳压值 U_{Z1} 经 T_{12} 的 b-c 结和 R_5 、 R_6 与 R_7 的分压使 U_{B14} 约为 0.4 V , T_{14} 不导通。当芯片因电流过大而使温度升高时, U_{Z1} 变大, 而 T_{14}

^① 其条件可见 [11-9] 168~170 页或 [11-7] 第三期 35 页。

的开启电压变小,于是在温度达到某数值(例如 $+125^{\circ}\text{C}$)时, T_{14} 管导通,对调整管分流,使输出电流减小,芯片的温度也会下降。

5. 启动电路。从图中我们发现前面介绍的放大、基准源和调整电路都是由 T_8 和 T_9 的电流源提供静态电流的。但 T_8 和 T_9 本身却未构成基流通路,因此在接入 U_I 后将因电流源未建立而使稳压电源无法工作。启动电路的作用就是要解决这个问题。它的工作原理如下:接通 U_I 后, D_{z1} 导通,同时使 T_{12} 导通。此时 T_{13} 的基极电压 U_{B13} 约为

$$U_{B13} \approx (U_{Z1} - U_{BE12}) \frac{R_6 + R_7}{R_5 + R_6 + R_7}$$

$$\approx (7 - 0.7) \times \frac{0.5 + 2.7}{3.3 + 0.5 + 2.7} \approx 3.1 \text{ V}$$

U_{B13} 大于 $U_{BE13} + U_{BE7} + U_{BE1} \approx 2.1 \text{ V}$ 。所以 T_{13} 及 T_7 等晶体管均导通。这样 T_8 和 T_9 有了基流也导通了,并建立了电路的工作点。此后, U_{E13} 约为 $U_R - U_{BE6} - U_{BE5} \approx 3.48 \text{ V}$ 高于 U_{B13} 。因此 T_{13} 管截止,将启动电路与稳压电路断开,避免了它对稳压性能的影响。

W 7800 系列的产品有两种封装形式,一种是金属壳封装,见图 11-24(a);另一种是塑料封装,见图 11-24(b)。图中给出了管脚排列顺序。

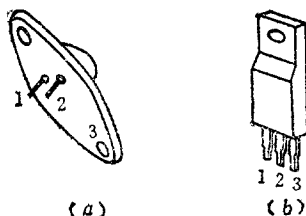


图 11-24 W7800 的封装及管脚排列

(a) 金属封装: “1”输入端“2”输出端“3”公共端

(b) 塑料封装: “1”输入端“2”公共端“3”输出端

与 W7800 系列产品对应的负电压集成稳压电路是 W7900 系列^①, 在输出电压档次、电流档次等方面与 W7800 的规定都一样。

下面我们以 W7800 系列产品为例介绍几种实用的电路。

二、W7800 系列产品的应用电路^②

1. 基本应用电路

基本应用电路如图 11-25 所示, [管脚编号按图 11-24(b)]。其中电容器 C_1 是在输入线较长时抵消其电感效应以防止产生自激振荡; C_2 是为了消弱电路的高频噪声。

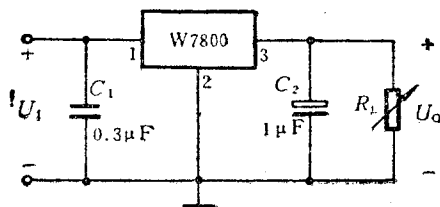


图 11-25 W7800 基本应用电路

以下介绍的电路都是在基本电路的基础上进行功能的扩展。

2. 扩大输出电流的电路

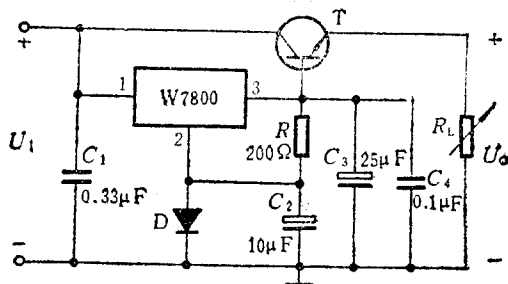


图 11-26 扩大输出电流的电路

① 见[11-7]第三期 37 页。

② 参阅[11-7]第四期 30~33 页及张国华:“三端稳压器应用中的几个问题”《电子技术应用》1984 年第 2 期。

若所需的电流比标定值大时,可以利用外接电路的方法来获得。图 11-26 给出的电路中二极管 D 消除了晶体管 U_{BE} 对输出电压的影响(数值及温度)①。

3. 输出电压的扩展

W 7800 系列是固定输出类型,一般来说额定输出电压是不可改变的,但在特定情况下可通过外接电路来改变输出电压值。图 11-27 所示电路中利用集成运放并通过改变电位器的动端位置来改变输出电压。读者可自行证明它们的关系是

$$U_O = U_{W78} \left(\frac{R_3}{R_3 + R_4} \right) \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right)$$

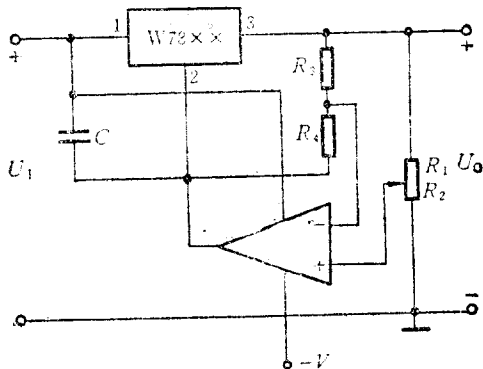


图 11-27 输出可调电路

4. 组成恒流源电路

用稳压电路也能组成恒流源电路,如图 11-28 所示。因电阻器 R 两端的电压为已知而且稳定,所以 I_R 也稳定。这个电路的输出电流为 $I_O = \frac{5}{R} + I_W$

I_W 是稳压电路的静态电流,典型值约为 4.3 mA。当 $I_R \gg I_W$ 时,

① 采用其他办法来扩展电流的电路见[11-7]31页。

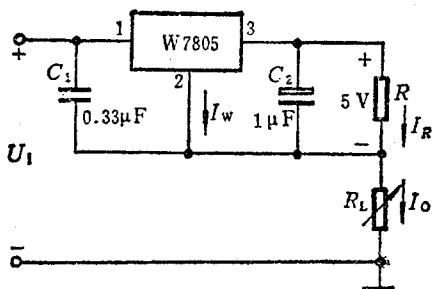


图 11-28 组成恒流源电路

电路的恒流特性比较好,当 R_L 变化时,稳压器通过改变 1、3 两端的电位差来维持恒流。

稳压电路除了这里介绍的串联型以外,还有并联型稳压电路,它的调整管与负载并联相接。稳压管稳压电路实际上就属于并联型稳压电路。这两种电路的调整管在工作时始终是处于导通状态,这样在调整管上会消耗比较多的能量,使电路的效率降低,但它适应瞬态变化的能力较好。为了提高效率就必须减小调整管的损耗。近年来开关型稳压电路已逐渐普及,它是通过控制调整管开和关的时间长短来稳定输出电压的。目前已有单片集成开关稳压器的产品,如 W1524 等。关于这方面的内容可见参考文献①。

本章小结

本章介绍了直流电源的组成、工作原理、性能指标以及各部分电路的几种不同的类型、它们的电路结构及特点,着重介绍了几种稳压电路。

① 如[11-3]550~556页, [11-5], 及李龙文:“集成开关稳压器”《电子技术应用》,1984年第8、9期。

直流电源一般由整流、滤波和稳压三部分组成。在前两部分电路中，整流管的导通情况和电容器的充放电情况决定了输出电压的直流平均值和脉动系数。这是一种非线性关系。稳压部分则属于深负反馈的性质。所不同的是，这时输入为一个固定值。稳压的作用是在电网电压和负载电流变化时维持输出电压和基准电压之间的关系基本不变。其中晶体管、运放等器件工作在线性放大状态。为了防止意外事故造成直流电源中元器件损坏，还引入了保护措施。

我们介绍了半波和桥式全波两种整流电路。整流是利用二极管的单向导电性将交流电变为直流电的。半波整流只需用一个二极管，但输出只是正弦波的半个周期。它的转换效率低(输出电压平均值约为次级电压有效值的 0.45)。桥式整流的输出则是两个半周的波形，即称为全波整流。这样输出电压平均值提高了一倍(变为 0.9)，脉动系数下降，但整流二极管的数目增加到四个。选择整流管时要注意流过管子的电流及管子两端的反向电压不能超过额定数值。

滤波电路借助电容两端的电压不能突变和流经电感的电流不能突变的原理，从而能将整流输出中的脉动成分滤去得到平滑的直流电。加入电容滤波电路后，使得输出电压平均值提高，脉动减小，同时使整流管的导通时间变短，冲击电流变大。当电容器和负载电阻改变时，输出电压平均值及脉动系数均受其影响。当一个电容器不能满足脉动系数的要求时，可再增加一级 RC 或 LC 滤波电路(形成 π 型滤波)。前者的输出电压要受到损失，当输出电流比较大时，常选用 LC 滤波电路。

稳压电路实质上是一个调节电路，在电网电压或负载变化时通过稳压器件的调节使输出基本保持稳定。稳压管稳压电路是最简单的形式。通过选择合适的限流电阻使稳压管工作在稳压区内，

利用调节所流过的电流来保持稳定的输出电压。引入调整管后扩大了负载电流的变化范围,组成了串联型稳压电路。在引入放大电路并接成负反馈后,使整个系统稳定,同时使输出电压可调。与放大电路相比,负反馈放大电路的输入量是随机信号,而稳压电路的输入量是基准电压。它追求的是输出值基本不受外界变化的影响(电网波动、负载变化、温度变化等)。当外界变化使输出电压偏移额定值时,这种偏移趋势经过采样电路送到负反馈放大电路的输入端,与基准电压相比较后经过放大,再送去控制调整管进行调节,形成一个负反馈的闭环调节系统。集成化的稳压器,尤其是三端集成稳压器具有体积小、性能可靠、使用方便等优点,故得到了广泛的应用。稳压电路中的基准源是关键,数值要稳定,温度系数要小。在集成稳压器中采用的是能隙基准源。

学完本章后,应弄清直流稳压电源的组成及各部分的作用。正确理解半波和桥式整流电路的工作原理,能画出纯电阻负载时的输出波形,会计算输出电压平均值;会计算经电容滤波后输出电压平均值并了解脉动系数的有关知识。在弄清稳压管稳压原理的基础上,掌握稳压管稳压电路的工作原理,会根据需要合理选择限流电阻。正确理解具有放大环节的简单串联稳压电路的工作原理,会估算输出电压的可调范围,了解集成稳压器的工作原理及使用方法。了解稳压电路中过流保护的原理。

本章附录

11A 三端可调式集成稳压器 W117/217/317

三端可调式集成稳压器 W117 系列可实现输出电压 $1.25\sim 37\text{V}$ 连续可调,且最大输出电流可达 1.5A 。由于它只有三个接线端,外接很少元件就能工作,具有接线简单、使用方便等优点,被认为是第二代的三端集成稳压器。

11A.1 电路的组成及工作原理

在本章正文中我们介绍 W7800 时说过, 利用它也能获得可调的输出电压, 其原理如图 11A-1 所示。以 W7805 为例, 输出电压为

$$U_O = 5 \times \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) + I_W \cdot R_2$$

当改变 R_2 时, U_O 可调节。然而由于静态电流 I_W 比较大(实际器件可达 8mA 左右), 且随负载及 U_I 的变化而变化, 因此影响了 U_O 的稳定性。还有其他一些原因使得这种应用方式只适用于较小的范围。然而这种调节输出的思路却是可行的。

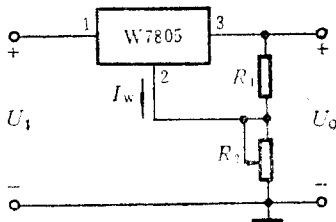


图 11A-1 输出可调的稳压源

要想获得可调的稳压、性能又好的输出, 则必须解决上述问题。W7800 的公共端流过的静态电流是稳压电路中的电流(不包括输出电流), 故数值比较大, 要减小此电流值可使大部分电流改从输出端流出。又由于“2”、“3”端之间电压为恒定值, 故“2”端可只接电路中的基准源部分, 其他部分则接在“1”、“3”端之间。这样改动之后, 稳压电路失去了公共端, 或者说原电路中接在公共端的电路除基准源单独从“2”端引出外, 全部接在输出端。然而失去公共端后, 电路的供电电压就由 U_I 与 U_O 之差提供, 处于悬浮状态。在供电电压变化幅度变大的情况下, 如何保持基准电压的稳定性就是关键的问题。W117 系列的产品正是以此为基础设计制造出来的。

与 W7800 系列相比, W117 系列产品有以下特点:

1. 将原公共端改接输出端, 只将基准源引出作为调整端, 因此电流(对应于 W7800 的 I_W)值大大减小(约 50μA)。
2. 改进基准源电路, 使其工作电流不受供电电压的影响, 组成了由自偏置式恒流源(也称超级恒流源)供电的能隙基准电压源。
3. 为了扩大输出电压可调范围, 基准电压设置很小, 约 1.25V, 而允许的输入电压范围大(2V~40V)。因此稳压电路的供电电压变化范围很大。为了能在这种条件下仍获得稳压输出(即电路能正常工作), 则其静态电流也是利用超级恒流源确定的。

虽然有以上不同之处, 然而它的电路组成却与 W7800 大同小异。W117

The diagram illustrates a 100W audio amplifier circuit with the following components and sections:

- 启动电路 (启动电流源):** Includes a 6.3V diode D_1 , a 300kΩ resistor R_6 , and a 180Ω resistor R_7 . It features transistors T_1 and T_2 .
- 过热保护电路:** Utilizes a 300kΩ resistor R_8 , a 12.4kΩ resistor R_9 , and a 4.1kΩ resistor R_{10} . It includes transistors T_3 , T_4 , T_5 , T_6 , T_7 , and T_8 .
- 放大电路:** The main signal path, featuring a 300kΩ resistor R_1 , a 5.6kΩ resistor R_4 , and a 30pF capacitor C_1 . It includes transistors T_9 , T_{10} , T_{11} , T_{12} , T_{13} , T_{14} , and T_{15} .
- 超敏电压源:** A precision voltage source section with a 50pF capacitor C_2 , a 30pF capacitor C_3 , and a 405Ω resistor R_{21} . It includes transistors T_{16} , T_{17} , T_{18} , and T_{19} .
- 助集电路:** A collector assistance section with a 150Ω resistor R_{14} , a 30Ω resistor R_{15} , and a 300Ω resistor R_{17} . It includes transistors T_{20} and T_{21} .
- 安全区保护电路:** A safety protection section with a 6.3V diode D_{12} , a 18kΩ resistor D_{13} , and a 6.3V diode D_{14} . It includes transistors T_{22} and T_{23} .
- 输出级:** The final output stage, featuring a 150Ω resistor R_{24} , a 30Ω resistor R_{25} , and a 0.1Ω resistor R_{27} . It includes transistors T_{24} and T_{25} .
- 过流保护电路:** A current protection section with a 0.1Ω resistor R_{26} and a 100Ω resistor R_{27} .
- 调整管:** A variable component for circuit adjustment.

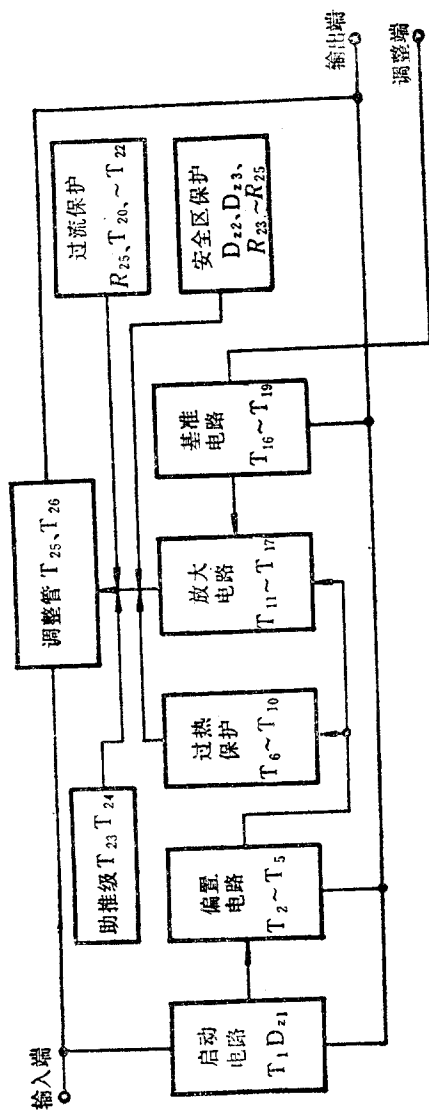


图 11A-3 WJ17 原理框图

的电路原理如图 11A-2 所示^①。其原理框图如图 11A-3 所示。将此图与图 11-22 相比,组成基本相同。下面分别介绍各部分电路的原理。

一、偏置电路和启动电路

由 $T_2 \sim T_5$ 组成的是超级恒流源电路。将此电路与图 3-11、图 3-12 相比,可知道其中各电流间的关系为 $I_{C4} \approx I_{C2}$ 和 $I_{C3} \approx \frac{U_T}{R_9} \cdot \ln \frac{I_{C5} \cdot I_{S3}}{I_{C3} \cdot I_{S5}}$ 。然而 $I_{C2} \approx I_{C3}$, $I_{C5} \approx I_{C4}$, 故这四个管子组成了一个闭环系统, 它们的电流关系绘于图 11A-4 中。从图上可看出, 这个电路只能工作在 A 点(或处于零电流的 O 点。当提供一定的电流使电路工作在 A 点后, 电路将不受电源的影响而处于稳定状态^②。

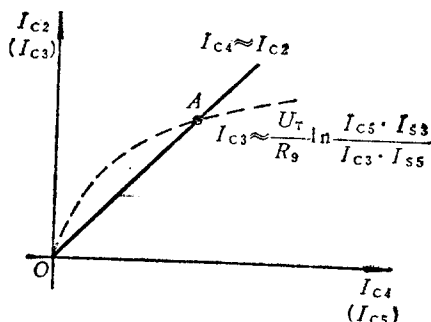


图 11A-4 自偏置电流源工作状态分析

电路中提供电流使其建立工作点的部分称为启动电路。 T_1 和 R_6 就充当了这个角色。设置 D_{z1} 是考虑当输入输出压差太大时起限制作用。

从图 11A-2 中可以看到, 当偏置电路工作后, 通过 T_2 使 T_8 、 T_{11} 、 T_{14} 也获得恒流特性。

二、稳压电路部分

我们将电路稳压部分进行简化后的原理图画于图 11A-5 中。其中 T_{25} 、 T_{26} 为调整管。

基准电压源由 T_{17} 、 T_{18} 、 R_{15} 和 R_{14} 组成, 而 $T_{16} \sim T_{19}$ 又构成了自偏置恒流源, 电流很稳定。从图上可知基准电压为

$$U_R = U_{BE17} + I \cdot R_{14}$$

① 其中引脚编号依照塑料封装[同图 11-24(b)]型。

② 参见[11-10]158~164 页。

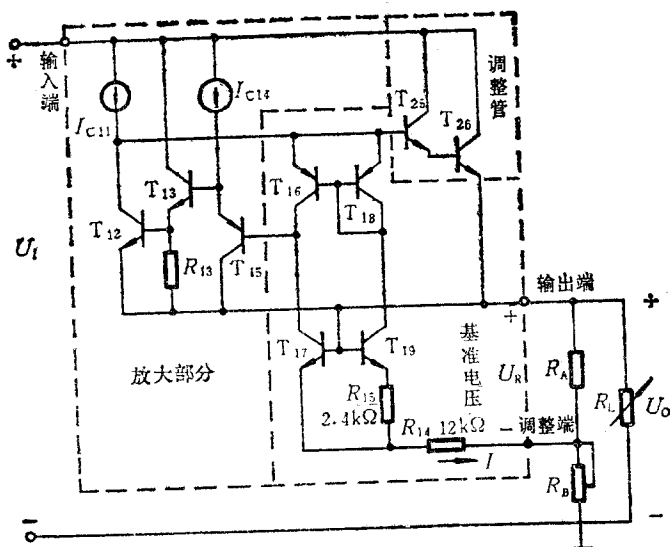


图 11A-5 稳压电路简化原理图

由于 T_{16} 和 T_{18} 的面积相等, T_{19} 和 T_{17} 的面积比为 10:1, 即 $I_{S19}:I_{S17}=10:1$, 因此

$$I_{C19} \cdot R_{15} - U_T \cdot \ln \frac{I_{C17}}{I_{C19}} \cdot \frac{I_{S19}}{I_{S17}}$$

又因

$$I_{C17} = I_{C16} = I_{C18} = I_{C19}$$

则

$$I_{C19} = \frac{U_T}{R_{15}} \cdot \ln 10$$

而

$$I = 2 \cdot I_{C19}$$

故

$$U_R = U_{BE17} + \frac{2U_T}{R_{15}} \cdot R_{14} \cdot \ln 10$$

将数值代入得

$$\begin{aligned} U_R &= U_{BE17} + U_T \times 10 \times \ln 10 \\ &\approx 0.65 + 26 \times 10^{-3} \times 10 \times 2.3 \\ &\approx 0.65 + 0.6 = 1.25V \end{aligned}$$

同时可得调整端电流为

$$I = \frac{2U_T}{R_{15}} \cdot \ln 10 \approx 50\mu A$$

这种基准源也被称为两管式能隙基准源。这样就获得了数值低, 但不受供电

电压影响、温度系数接近零的基准电压。

输出中的误差信号直接送到 T_{17} 管的基极, 与 U_R 进行比较后从 T_{17} 管集电极输出, 然后经过 T_{15} 及 T_{13} 的共集隔离电路(减小放大电路对基准源的影响)和 T_{12} 的共射电路(T_{14} 、 T_{11} 分别为它们的有源负载)送至调整管 T_{25} 的基极。

三、保护电路

从图 11A-2 可知有三种保护电路。

过热保护电路由 T_9 提供恒流电流。使 R_8 上的压降约为 0.45 V 左右, 则 T_9 管处于截止状态, T_{10} 也截止。当芯片过热时, 热敏元件 T_9 的 U_{BE} 导通电压下降, 随芯片温度升高而变小, 最后 T_9 导通, 提供 T_{10} 基流使之导通, 则对 T_{25} 进行分流起到保护作用。

过流保护是利用 R_{25} 作为电流检测元件的。输出电流越大, R_{25} 上压降越大, 则通过 R_{25} 使 T_{22} 的射极电压抬高。其结果使它的基极电压抬高并导致 T_{21} 、 T_{20} 复合管导通, 对 T_{25} 分流, 起保护作用。

安全区保护必须同时兼顾 U_{CE} 和 I_C 都不能过大。当电压超过限定值后, D_{22} 、 D_{23} 导通, 限制了 T_{22} 的 U_{CE} 。随着电流的增大, R_{24} 、 R_{25} 上的电压增高, 则同样会抬高 T_{22} 的射极电压最终对调整管进行分流, 限制了 I_C 的增大。

除上述电路外, 还有由 T_{23} 、 T_{24} 等组成的助推电路。可在输出需要大电流时提供调整管所需的基流。情况大致如下: 输出电流越大, 则 R_{19} 上压降增大, 使得 T_{24} 的 U_{BE} 增大, 则 I_{E24} 增大, 通过 R_{18} 送到 T_{20} 基极。同时由于 I_{C24} 的增大, 又使 I_{B23} 和 I_{C23} 增大, 即 T_{25} 的基流也得到加强, 满足输出电流的需求。

W117 系列为正压源, 与此对应的负压源为 W137/237/337。它们的原理与 W117 类似。

11A.2 应用电路

W117 的基本应用电路如图 11A-6 所示。为了使电路正常工作, 它的输出电流应不小于 5mA(静态值)。如选 R_1 为 240 Ω , 则负载开路时的输出电流约为 $\frac{1.25}{240} \approx 5.2 \times 10^{-3} = 5.2 \text{ mA}$ 。这样电流 I 的影响可忽略不计。输出

电压为 $U_0 = 1.25 \times \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right)$ 。因此选择元件时, R_1 和 R_2 应为同种类型的, 则温度特性会比较一致。电容器 C_2 是为消除 R_2 上的纹波而设置的。二极管 D 的作用如下: 在输出短路时, C_2 将通过调整端向输出端放电, 从图 11A-5 可知, 此时将使 T_{17} 的发射结反向偏置。接入 D 后构成放电回路, 则起到了保护作用。

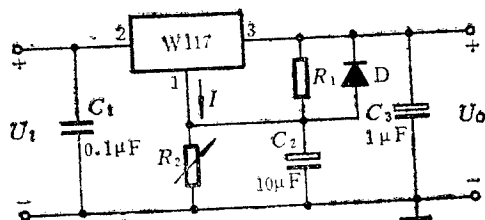


图 11A-6 W117 基本应用电路

与 W7800 系列产品类似, W117 也有多种应用电路, 读者可见参考文献^①。

参 考 文 献

- [11-1] 谢嘉奎主编, 谢嘉奎、宣月清编:《电子线路》(非线性部分), 第二版, 高等教育出版社, 北京, 1985 年
- [11-2] 彭日知编:《直流稳定电源》, 高等教育出版社, 北京, 1983 年
- [11-3] 浙江大学电子学教研室编, 邓汉馨主编:《模拟电子技术基本教程》, 高等教育出版社, 北京, 1986 年
- [11-4] 清华大学电子学教研组编, 童诗白主编:《模拟电子技术基础》, 人民教育出版社, 北京, 1980 年
- [11-5] 华东计算技术研究所电源研究室编著:《晶体管开关稳压电源》, 人民邮电出版社, 北京, 1985 年
- [11-6] 倪本来编著:《高稳定度电源》, 人民邮电出版社, 北京, 1982 年
- [11-7] 李龙文:“三端集成稳压器原理及应用”,《电子技术应用》, 1983 年第三、四期

① 李龙文:“三端可调稳压器(W317、W337)原理及应用”《电子技术应用》1984 年第一期。

[11-8] J. 米尔曼著, 清华大学电子学教研组译:《微电子学: 数字和模拟电路及系统》, 人民教育出版社, 北京, 1981 年

[11-9] P. R. 格雷, R. G. 迈耶著, 周宁华, 陈幼松译:《模拟集成电路的分析与设计》, 科学出版社, 北京, 1981 年

自我检验题

题 11-1 判断下面提法是否正确, 用 \checkmark \times 表示在括号内。直流电源是:

(1) 一种波形变换电路, 能将正弦波信号变成直流信号。()

(2) 一种能量转换电路, 将交流能量变为直流能量。()

(3) 一种负反馈放大电路, 使输出电压稳定。()

题 11-2 选择合适的 content 填空。

要求将 220V 50Hz 的电网电压变成脉动较小的 6V 直流电压, 已有四个整流二极管, 还需要的元件至少是: ____。(a. 晶体管, b. 稳压管, c. 变压器, d. 电感器, e. 电阻器, f. 电容器)

题 11-3 选择合适的 content 填空。

(1) 整流的主要目的是____(a₁. 将交流变直流, b₁. 将正弦波变成方波, c₁. 将高频信号变成低频), 主要是利用____(a₂. 二极管, b₂. 过零比较器, c₂. 滤波器)实现。

(2) 滤波的主要目的是____(a₁. 将交流变直流, b₁. 将高频变低频, c₁. 将交直流混合量中的交流成分去掉), 故可利用____(a₂. 二极管, b₂. 变频电路, c₂. 低通滤波电路, d₂. 高通滤波电路)实现。

题 11-4 选择填空。在图 11-4(e) 所示电路中。

(1) 若 $U_2 = 20\text{V}$, 则 $U_{O(AV)}$ 等于 ____ V。(20, 18, 9, 24)

(2) 由于有四个整流管, 故流过每个整流管的电流 $I_{D(AV)}$ 为 ____。(a. $I_O/4$, b. $I_O/2$, c. $4I_O$)

(3) 由于整流管是串接的, 故每管的最大反向电压 U_{RM} 为 ____
(a. $\frac{\sqrt{2}}{2}U_2$, b. $\sqrt{2}U_2$, c. $2\sqrt{2}U_2$)

(4) 若 D_1 管正负极接反了, 则输出 ____。(a. 只有半周波形, b. 全波整流波形, c. 无波形且变压器或整流管可能烧毁)

(5) 若 D_1 管开路, 则输出——。(a. 只有半周波形, b. 全波整流波形, c. 无波形且变压器烧毁。)

题 11-5 选择填空。在桥式整流电容滤波且为电阻负载的电路中, 若变压器次级绕组电压有效值为 10V , $R_L \cdot C \geq 3 \cdot T/2$ 。

(1) $U_{O(AV)}$ 大约为 —— V 。(14, 12, 10, 9)

(2) 若其中有一个整流管开路, 与正常时的 $U_{O(AV)}$ 相比, 此时 $U'_{O(AV)}$ 约为——。(a. $U_{O(AV)}/2$, b. 小于 $U_{O(AV)}/2$, c. 在 $U_{O(AV)}/2$ 和 $U_{O(AV)}$ 之间)

题 11-6 在下面几种情况下, 应选: a. 电容滤波, b. 电感滤波, c. $RC\pi$ 型三种滤波电路中的哪一种。

(1) $R_L = 1\text{k}\Omega$, 输出电流为 10mA , 要求 $S = 0.1\%$, 应选——。

(2) $R_L = 1\text{k}\Omega$, 输出电流为 10mA , 要求 $S = 0.01\%$, 应选——。

(3) $R_L = 1\Omega$, 输出电流为 10A , 要求 $S = 10\%$, 应选——。

题 11-7 用 \times 号表示下面说法是否正确。

(1) 稳压电路能使: ①输出电压与输入电压之比稳定。() ②输出电压与基准电压之比稳定。()

(2) 既然稳压电路能在 U_1 变化的情况下输出稳定的直流电压, 那么, 可以将变压器次级绕组直接到稳压电路而不必经过整流滤波电路。()

(3) 在图 11-18(b) 电路中, 由于有稳压电路的作用, 当 U_1 或 I_L 发生变化时, ①输出电压不会发生任何变化。() ②输出电压仅会有很小的变化。()

(4) 带放大环节的稳压电路中, 被放大的量是: ①基准电压。() ②输出采样电压。() ③误差电压。()

(5) 稳压电路是一个: ① $\Delta U_O / \Delta U_1 = 0$ 的放大电路。() ② 输出电阻近似为零的调节电路。()

思考题和习题

题 11-8 将两种整流电路的特点填入表 P 11-8。

题 11-9 图 P11-9 所示电路通称带中心抽头变压器的全波整流电路, 试说明它的工作原理, 并计算 $U_{O(AV)}/U_2$, U_{RM}/U_2 , I_D/I_L , S 。

题 11-10 比较图 P11-9 所示电路和桥式整流电路在 U_2 和 R_L 相同的

表 P11-8

名 称	元器件类型和数量	主 要 性 能			
		$U_{O(AV)}/U_2$	S	I_D/I_O	U_{RM}/U_2
半波整流					
桥式整流					

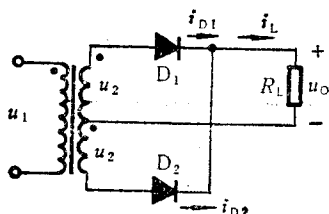


图 P11-9

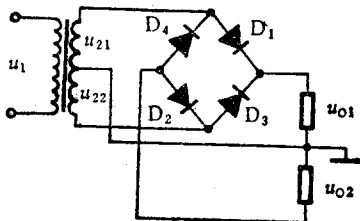


图 P11-11

情况下,哪一个电路的 $U_{O(AV)}$ 、 U_{RM} 、 I_D 、 S 比较大或者相等。

题 11-11 图 P11-11 所示电路中,

(1) 试标出 u_{O1} 、 u_{O2} 对地的极性。

(2) u_{O1} 、 u_{O2} 的波形是全波整流还是半波整流?

(3) 当 $U_{21}=U_{22}=20\text{V}$ 时, $U_{O1(AV)}$ 和 $U_{O2(AV)}$ 各是多大?

(4) 当 $U_{21}=22\text{V}$, $U_{22}=18\text{V}$ 时,画出 u_{O1} 和 u_{O2} 的波形,并算出 $U_{O1(AV)}$ 和 $U_{O2(AV)}$ 的值。

题 11-12 图 11-8 所示的全波整流电容滤波电路中,若 $U_2=20\text{V}$,并忽略变压器和整流管内阻,试计算

(1) $C=1000\mu\text{F}$, $R_L=1\text{k}\Omega$ 时 $U_{O(AV)}$ 和 S 的值。

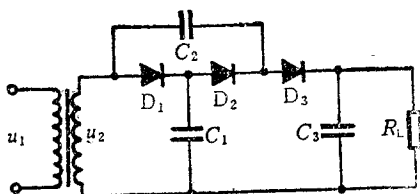
(2) 若 C 不变, $R_L=50\Omega$, $U_{O(AV)}$ 和 S 变成多大?

(3) 当 $R_L=100\Omega$ 时,若要求 $S=0.1\%$, C 应选多大?

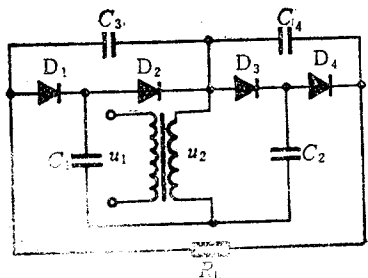
题 11-13 试在图 P11-13 所示电路中标出各个电容两端的电压值和极性,分析在 R_L 上能获得几倍压的输出。设对应于一个二极管和一个电容的基本半波整流输出电压为 U_D 。

题 11-14 稳压管稳压电路如图 11-15(a) 所示。其中稳压管的稳压值约为 6V ,允许耗散功率为 240mW ,最小稳定电流为 5mA , $r_z < 15\Omega$ 。

(1) 当 U_1 在 $20\sim 24\text{V}$ 内变化, R_L 在 $200\sim 600\Omega$ 变化时,限流电阻 R 的可选范围是多少?



(a)



(b)

图 P11-13

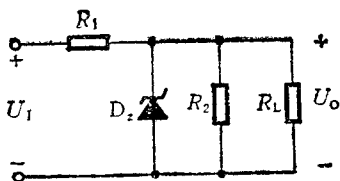


图 P11-15

(2) 若 R 为题(1)选定数值, $R_L = 400\Omega$ 。试计算该电路的稳压系数 S_U 。

(3) 若 R 为上述值, 当 R_L 开路时, 电路是否能正常工作?

题 11-15 为了使负载开路时稳压管电流不至过大, 有时可采用如图 P11-15 的电路。设稳压管参数同上题, $U_1 = 20 \sim 24V$, $R_1 = 400\Omega$ 。

(1) 为保证负载开路时稳压管电流不过大, R_2 应选多大?

(2) 在此情况下负载电阻允许的变化范围是多大?

(3) 当负载电阻为允许的最小值时, 电路的稳压系数是多大?

题 11-16 具有整流、滤波和放大环节的稳压电路如图 P11-16 所示。

(1) 分析电路中每个元器件的作用。从负反馈放大电路的角度来看, 哪个是输入量, T_1 、 T_2 各起什么作用? 反馈是如何形成的?

(2) 若 $U_1 = 24V$, 稳压管稳压值 $U_Z = 5.3V$, 晶体管 $U_{BE} \approx 0.7V$, $U_{CES1} \approx 2V$, $R_3 = R_4 = R_w = 300\Omega$ 。试计算 U_O 的可调范围。

(3) 试估计变压器次级绕组的电压有效值大约是多大?

(4) 若 R_2 改为 600Ω , 你认为调节 R_w 时能输出的 U_O 最大值是多大?

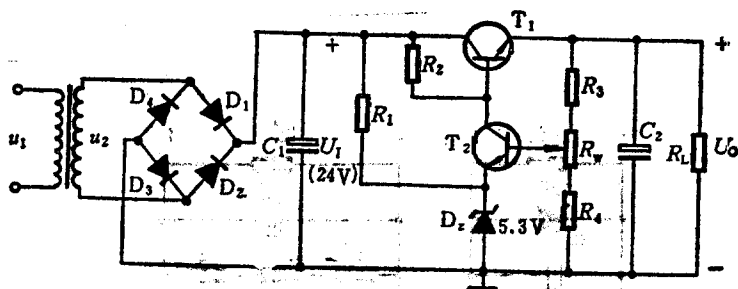


图 P11-16

(5) 若希望加限流保护环节, 应在何处引入什么元器件? 在图中画出。

题 11-17 上题中由于 U_o 经过稳压比 U_1 的波动要小, 因此有人将 R_1 改接在 U_o (即 T_1 管的发射极)。你认为能提高电路的稳定性吗? 将 R_2 改接 U_o 呢?

题 11-18 在图 P11-16 所示电路中, 若出现下列现象你认为是哪个 (或哪些) 元器件有问题 (开路或短路)。

(1) U_1 比正常值 (24V) 低, 约为 18V 且脉动很大, 调节 R_w 时 U_o 可随之改变但稳压效果差。

(2) U_1 比正常值高, 约为 28V, U_o 很低接近零伏, 调节 R_w 不起作用。

(3) $U_o \approx 4.6V$, 调节 R_w 不起作用。

(4) $U_o \approx 22V$, 调节 R_w 不起作用。

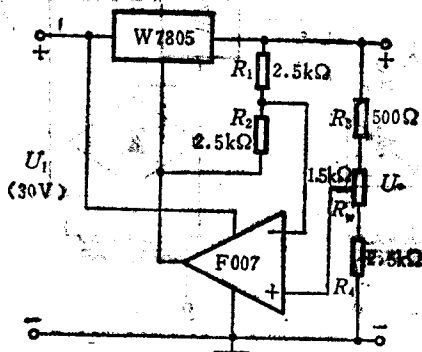


图 P11-19

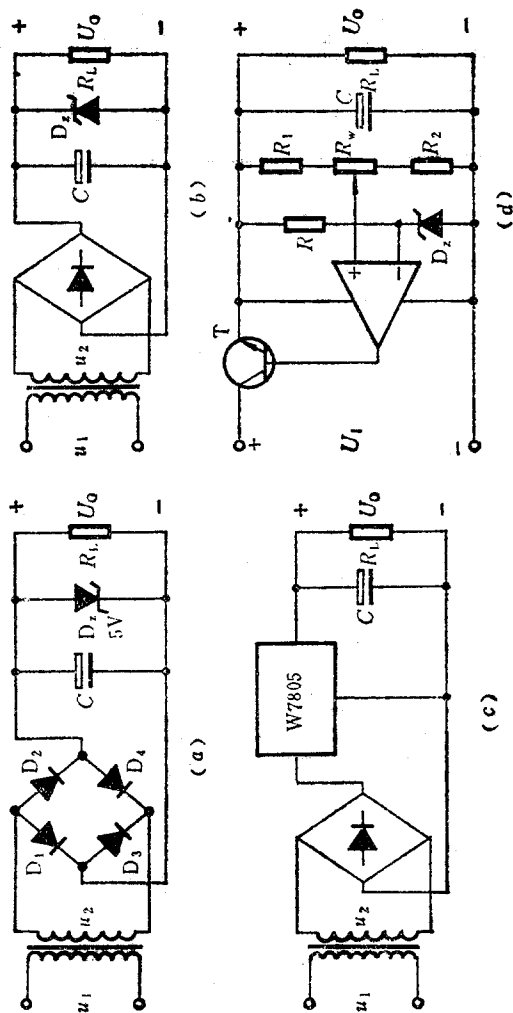


图 P11-21

题 11-19 利用 W7805 获得输出可调的稳压源可选用如图 P11-19 所示电路。试计算 U_o 的可调范围是多大?

题 11-20 如果利用 W7805 和 F007 想得到 $1\sim 10\text{V}$ 可调输出, 则图 P11-19 的电路应做哪些改动?

题 11-21 指出图 P11-21 所示电路哪些能正常工作, 哪些有错误。在原图的基础上改正过来。

题 11-22 在下面几种情况下, 可选什么型号的集成稳压器:

(1) $U_o = +12\text{V}$, R_L 最小值约为 15Ω 。

(2) $U_o = +6\text{V}$, 最大负载电流为 300mA 。

(3) $U_o = -15\text{V}$, 输出电流范围是 $10\sim 80\text{mA}$ 。

题 11-23 某仪器要求有两路电源, 其对地电压分别为 $+15\text{V}$ 和 -6V , 两路的电流均小于 500mA 。画出整个电源电路的原理图。并标出次级绕组的电压值及选用器件的型号。

题 11-24 试分析图 P11-24 所示直流稳压电源的工作原理。说明当 R_L 变化时, 电路的 I_o 是怎样保持基本稳定的, 并写出 I_o 的表达式。

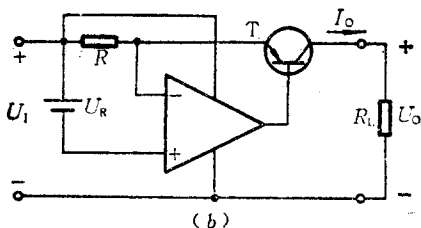
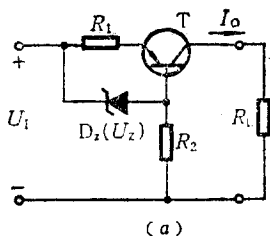


图 P11-24

*题 11-25 若图 P11-25 中接滤波电容器 C 的开关 S 断开时, 输入正弦波信号 $u_i = 14\sin(2\pi \times 1000t) (\text{mV})$ 。试定性画出 u_o 的波形。设 U_{BE} 在截止

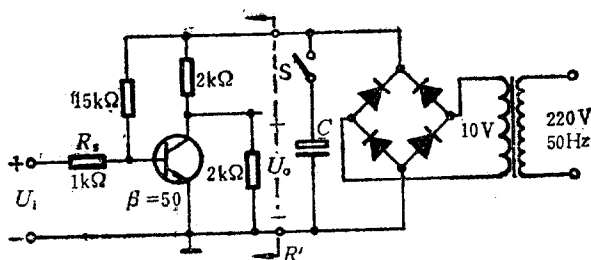


图 P1-25

时约为0.5V,饱和时约为0.8V。

*题 11-26 若在上题图中,将开关 S 闭合,且 $R'C = T$ 。R' 为放大电路所取电流折合的等效电阻, T 为电网电压的周期。试定性画出 u_o 的波形。

*题 11-27 需要将 $\pm 15\text{V}$ 电源变成 $\pm 15\text{V}$ 的电源,如图 P11-27 所示。手中只有各种类型的二极管、晶体管、场效应管、集成放大器和电容器、电阻器、稳压管。试定出方案并画出电路原理图(不能外加电源)。

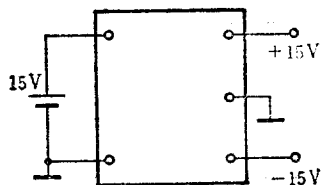


图 P11-27

*题 11-28 试说明如何能使图 11-18(b)所示的直流稳压电源的输出电压能从零伏(对地)开始调节。画出电路原理图。

第十二章 模拟电子电路的读图

前面各章我们分别介绍了组成电子电路的几种器件:二极管、稳压管、晶体管、场效应管及各种模拟集成电路,如运放、乘法器、比较器、功放、稳压器等;并分析了由它们组成的各种基本电路,如放大、运算、滤波、比较、波形发生、波形变换、功放、稳压电路等。本章综合以前所学的知识,结合几个具体例子^①介绍如何“看懂”一个由上述器件及基本电路组成的实际电路,并藉此达到复习、巩固、提高的目的,把对电子电路的认识从孤立的单元电路上升到由多个单元电路组成的电子仪表或装置。

12.1 读图的基本方法

“读图”的目的是要看懂一个电路原理图。所谓“看懂”,是指弄清电路由哪些部分组成、它们之间的联系和总的功能。如有可能,还要进一步粗略估算性能指标。由于电路中各个单元电路的工作原理及功能是分析电路的基础,也是改进电路性能时的依据,所以,我们先将本书中介绍过的基本电路作一个回顾,然后介绍读图的思路及步骤。

12.1.1 基本电路回顾

表 12-1 列出了前面各章中有代表性的电路名称、电路形式、特点和功能及序号,以供读者在读图时参考。

^① 还可参阅[12-3]下册第十章的例子。

表12-1^①典型电路形式、特点、功能一览表

电路类型	电路名称	序号	典型电路形式	特点和典型功能
晶体管(场效应管)组成的放大电路	共射放大	1	图2-5、图2-72 图2-75	A_v 比较大;进行小信号电压放大
	共集放大	2	图2-27	R_i 大、 R_o 小;阻抗变换、隔离、功放输出
	共基放大	3	图2-31	高频特性好
	共源放大	4	图2-35	A_v 较大、 R_i 大;电压放大
	共漏放大	5	图2-39	R_i 很大、 R_o 小;输入或输出级
	差动放大	6	图3-3、图3-8 图3-10	具有两个输入端、温漂小;运放的输入级
	复合管	7	图3-19	增大 β (或 g_m);推动输出级、NPN-PNP转换、场效应管-晶体管转换
	互补	8	图3-23	R_o 小、输出幅值正负对称;输出级和功率放大
	电流源	9	图3-11、图3-12 图3-13	可获得良好的恒流特性;多在集成电路中提供偏置电流或作为有源负载
	过流保护	10	图11-19	可限制电流的大小;作为电路(或集成器件)的过流保护
	*有源负载放大	11	图3-16、图3-17	A_v 很大;多在集成电路中作为电压放大级
集成运放	CF741(F007)	12	图3-26 图P3-32	高增益、低漂移、能放大直流信号;放大、运算、滤波、波形发生、波形变换等
用集成运放组成的基本放大电路	反相比例放大	13	图5-1	R_i 小、 R_o 小、共模信号小;电压放大或电流-电压转换
	同相比例放大	14	图5-4	R_i 大、 R_o 小、共模信号大;电压放大、输入级
	电压跟随	15	图5-5	R_i 大、 R_o 小、 $A_v \approx 1$;跟随或隔离
	*差动放大	16	图5-8、图6-8	有两个输入端;双端输入、单端输出的转换

①带“*”号电路虽未列入基本要求,但仍属常见电路,故列于此表以供参考。

续表

电路类型	电路名称	序号	典型电路形式	特点和典型功能
由集成运放组成的运算电路	求和积分	17	图5-6、图5-8	能实现多个信号的线性叠加
		18	图5-12	能实现对输入量的积分;波形变换。正弦波移相 90°
	微分	19	图5-16	能实现对输入量的微分;反映输入信号的变化
	相乘	20	图5-28	能实现两个信号的相乘;可用于乘法器、除法器、功率测量
	对数指数	21	图5-18	能实现对输入量的对数运算或反对数运算
		22	图5-23	可用于将乘除运算变为加减运算,将信号范围压缩或扩大
由集成运放组成的有源滤波电路	低通滤波	23	图7-10	能通过低频信号,抑制高频信号;减少电源的脉动成分,提高低频信号的信噪比
	高通滤波	24	图7-13	能通过高频信号,抑制低频信号、减少放大电路的漂移成分,提高高频信号的信噪比
	带通滤波	25	图7-16	能通过一定频率范围内的信号,抑制其他频率的信号;从干扰噪声和多频信号中选出有用信号
	带阻滤波	26	图7-20	能抑制一定频率范围的信号,让其他频率的信号通过;抑制噪声和干扰或阻止无用信号的通过
由集成运放或晶体管组成的正弦波振荡电路	RC串并联式	27	图9-4	在 f_0 频率选频网络的输入输出同相;用于产生1Hz~1MHz的正弦波
	变压器耦合式	28	图9-7	振荡频率近似等于并联谐振频率;产生几千赫至几十兆赫的正弦波
	电感三点式	29	图9-8	线圈绕制方便,易起振;产生一百千赫至几十兆赫的正弦波
	电容三点式	30	图9-9	高频谐波小;频率范围同上
	石英晶体式	31	图9-13 图9-14	频率稳定、等于晶体固有频率;用于产生一百千赫至几百兆赫的固定频率正弦波

续表

电路类型	电路名称	序号	典型电路形式	特点和典型功能
由集成运放组成的比较电路	简单比较	32	图8-2, 图8-5	输出状态的转换由一个阈值确定; 作为开关
	滞回比较	33	图8-8(d) 图8-9(a)	输入信号正负方向变化所对应的阈值不同; 作为抗干扰开关
	窗口比较	34	图8-10	输入信号单方向变化有两个转换阈值; 判断信号电平是否在两个阈值之间或之外
由集成运放组成的非正弦波形发生电路	矩形波	35	图9-16	由电容器充放电和比较电路的开关作用通过自激构成; 产生周期性脉冲波形
	三角波	36	图9-19	由矩形波积分构成; 产生与时间成正比的正负方向电压, 用于延时或定时
	锯齿波	37	图9-21	由时间常数不同的充放电回路构成; 单方向延时或定时
由集成运放组成的波形变换电路	任意波变矩形波	32	图8-2图8-9(a)	由比较器构成; 能实现将任意波形变成矩形波
	方波变三角波	18	图5-12	由积分电路构成
	*三角波变锯齿波	38	图9-25	利用可变极性的比例放大电路构成
	*三角波变正弦波	39	图9-27	利用二极管产生折线近似构成
	*精密整流	40	图9-31	由整流二极管和运放组成; 可克服二极管导通电压的影响
功率放大电路	OCL	41	图10-5	低频响应好, 但需正负电源; 用于功率放大
	集成功放 FX0021	42	图10-6	使用方便; 用于功率放大

续表

电路类型	电路名称	序号	典型电路形式	特点和典型功能
由分立元器件或模拟集成电路组成的整流限幅、滤波、稳压电路	二极管限幅电路	43	图11-18	输出幅值被限制在一定范围内;用于限定信号大小或用于保护电路
	半波整流	44	图11-2	利用二极管单向导电性构成,整流效率低;
	桥式整流	45	图11-4	利用四个二极管组成全波整流;整流效率高,最常用
	电容滤波 *倍压整流	46	图11-8	能将脉动的直流变成平滑的直流
		47	图11-13	能获得高于次级绕组电压的直流电压;用于输出高直流电压低负载电流的电源
			图11-14	
	稳压管稳压电路	48	图11-15	电路简单,输出电压值等于稳压管稳压值,输出电流范围小;用于输出为固定值的稳压源
	具有放大环节的串联稳压电路	49	图11-18	输出电压稳定且可调,输出电流范围大;作为通用性较强的直流电源
	集成稳压器 W78 \times \times	50	图11-21	使用方便、稳压性能好、具有多种保护;用于固定输出的直流电源

以上只是将一些典型的电路做了回顾,在实际的电路中,常遇到的却往往是在上述形式的基础上根据不同的需要进行改进或派生的电路。这一点在读图时要注意。

12.1.2 读图的思路及步骤

电子电路的主要任务是对信号进行处理,只是处理的方式(如放大、滤波、变换等)及效果不同而已。因此读图时,应以所处理的信号流向为主线,沿信号的主要通路,以基本单元电路为依据,将整个电路分成若干具有独立功能的部分,并进行分析。具体步骤可归纳为:了解用途、找出通路、化整为零、分析功能、统观整体、性

能估算。

一、了解用途。指了解所读的电子电路原理图用于何处,起什么作用。这对于弄清工作原理,各部分的功能及性能指标都有指导意义。

二、找出通路。指找出信号流向的通路。一般的规律是输入在左方,输出在右方,电源在下方(也有不画出电源的)。信号传输的枢纽是有源器件,所以可按它们的连接关系来找。通路找出后,电路的主要组成部分就显示出来了。这就是我们分析的重点,其他部分则相对不那么重要。

三、化整为零。沿信号的主要通路,对照表 12-1 中基本单元电路或功能电路,将原理图分成若干具有单一功能的部分。划分的精细程度与读图者掌握电路类型的多少(有的可能未包括在表中)及经验有关。

四、分析功能。划分成单元电路后,根据已有的知识,定性分析每个单元电路的工作原理和功能。

五、纵观整体。先将各部分的功能用相应的框图表示出来,可用文字、表达式、传输特性、信号波形等方式在框图中注出,然后根据它们之间的关系画成一个整体的框图。有了框图就可以看出各单元电路之间是如何互相配合来实现电路所具有的功能的。

六、性能估算。这是指对各部分电路的性能进行定量估算并进一步得出整个电路的性能指标,从而可以了解各部分对性能的影响并大致找到影响指标的主要环节,为调整、维修电路打下基础。

如有必要,还可以弄清前面未加分析的次要部分的作用及其对电路性能的影响。

至此,电路的基本情况就大致清楚了。需要指出,对于不同水平的读图者或不同的电路,所采取的具体步骤可能是很不一样的,

上述方法仅供参考。下面介绍几个实例。

12.2 带音调控制的音频放大电路

一个实用的音频放大电路如图 12-1 所示。我们按上述方法和步骤进行分析。

一、了解用途。这是一个音频放大电路，它的用途是将由收音机、录音机、电唱机输出的信号进行放大，以获得较大的输出功率(约 10 W)来推动扬声器。此外还要求能对其中的高频和低频信号(即通常所说的高低音)分别进行调节(加强或削弱)，并能调节音量的大小。

二、找出通路。既然这是一个放大电路，则信号通路就是从输入端到输出端(接扬声器)之间的放大通路。从左向右看过去，此电路的有源器件为： T_1 (场效应管)， A_1 和 A_2 (集成运放)和 $T_2 \sim T_5$ (晶体管)，则可大致推断信号是从 T_1 的栅极输入，经过 T_1 放大并送到 A_1 的输入端，经 A_1 放大后送到 A_2 再次放大，再送到 $T_2 \sim T_5$ 组成的放大电路(这部分很容易就看出是准互补功放电路)，最后送到扬声器。这样信号的通路就大致找了出来。

三、化整为零。根据上述通路，就能清楚地看出整个电路可以两个耦合电容器(C_4 和 C_{11})为界分成三部分。我们称之为输入级(T_1)，中间级(A_1)和输出级(A_2 和 $T_2 \sim T_5$)。

四、分析功能。我们按所分的三部分来进行定性分析。

1. 输入级。由结型场效应管组成的共漏放大电路具有输入电阻高，输出电阻小，电压放大倍数接近 1 等特点。这样，对于象晶体拾音器等高输出阻抗的信号源，此电路也能获得较大幅度的信号。

2. 中间级。这部分的关键是电阻电容网络的选频作用。我们可以看到，输入信号是分成两个支路送到 A_1 输入端的。一条是经

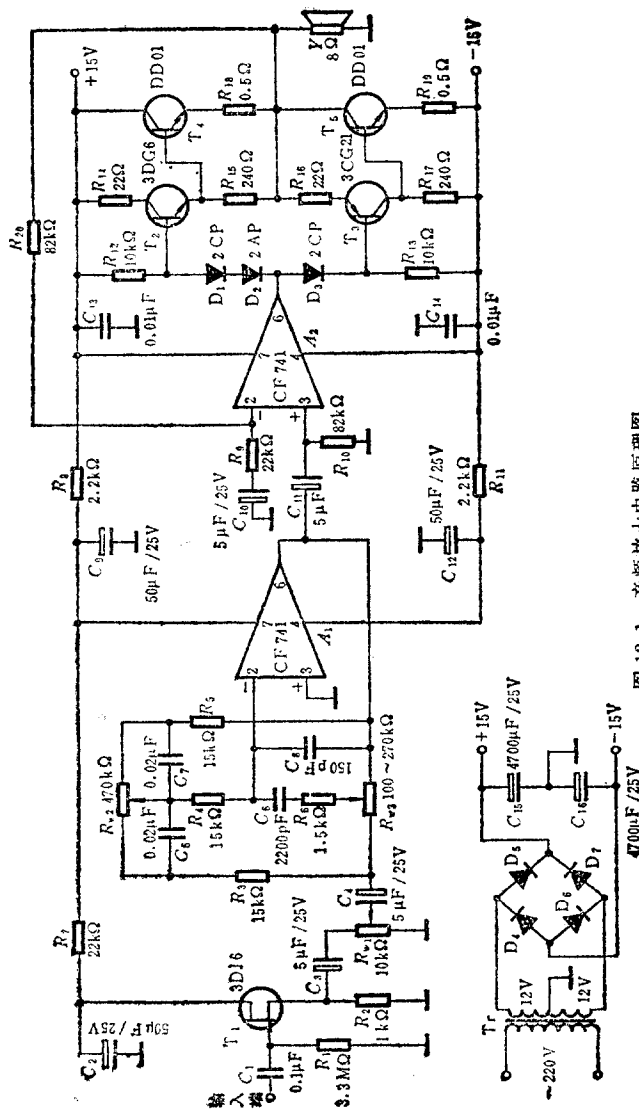


图 12-1 音频放大电路原理图

R_3 、 R_{w2} 、 C_5 、 R_4 到输入端并经 C_7 、 R_5 到输出端形成负反馈；另一条是经 R_{w3} 、 R_6 、 C_6 到输入端并由此经 C_8 到输出端形成负反馈。这两条支路中的电容器容量相差很大。 C_5 和 C_7 容量大，对低频信号影响大； C_6 和 C_8 则对高频信号起作用。因此我们可按第二章 2.6.3 节中的办法分成三个频段来分析。

中频段。此时 C_5 和 C_7 可视为短路， C_6 、 C_8 视为开路，则得到等效电路如图 12-2 所示。由于反相端的输入电流很小，故 R_4 的压降可忽略，同时 R_{w2} 和 R_{w3} 均

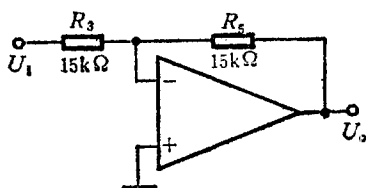


图 12-2 中频等效电路

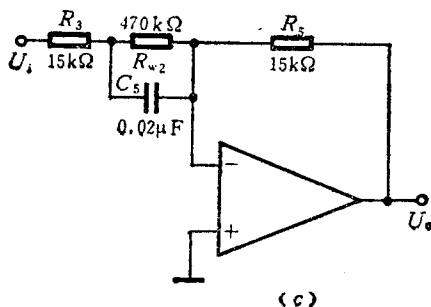
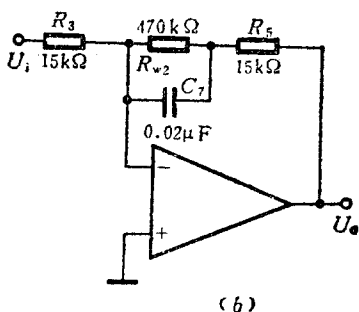
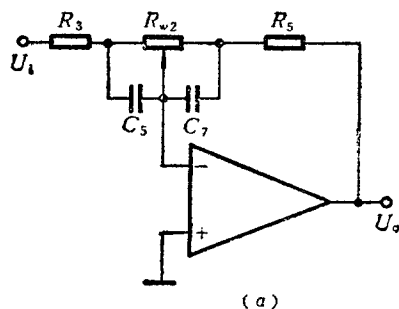


图 12-3 低频等效电路

(a) R_{w2} 动端在中央 (b) R_{w2} 动端在最左端, (c) R_{w2} 动端在最右端

不起作用。此时电压放大倍数为 $-\frac{R_5}{R_3} = -1$ 。

低频段。低频时 C_6, C_8 可认为是开路，等效电路如图 12-3(a) 所示。当 R_{w2} 调节时，在两种极限情况下的等效电路分别如图 12-3(b) 和图 12-3(c) 示。从图 12-3(b) 可知，信号频率越低，则随着容抗的增大， $|A_{ul}|$ 越大 (>1)；从图 12-3(c) 可知，此时的 $|A_{ul}|$ 随信号频率越低而变得越小 (<1)。综合起来看，对于低频信号来说，随着 R_{w2} 动端从左端移到右端 [即对应的等效电路从图 12-3(b) 变到图 12-3(c)]， $|A_{ul}|$ 将从大 (>1) 逐渐减小 (<1)。也就是调节 R_{w2} 能改变低音的放大倍数，产生提升或衰减的效果。

高频段。高频时 C_5, C_7 可视为短路，等效电路如图 12-4(a)

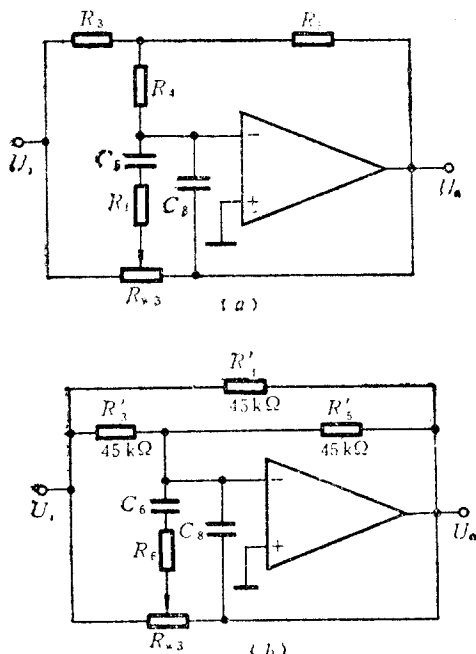


图 12-4 高频时的等效变换
(a) 原等效电路 (b) 等效变换后的电路

所示。我们先将 R_3 、 R_4 、 R_5 组成的 Y 型网络变换成 Δ 型网络，如图 12-4(b) 示。则 R'_4 可视为电路的负载，在分析中暂不考虑①。我们仍按上面的方法画出当 R_{w3} 动端在最左端和最右端时的等效电路。由于 R_{w3} 在这两种情况下都可当做电路的负载（同 R'_4 ）以及 $C_8 \ll C_6$ ，故它们的影响均可忽略，由此得到的等效电路如图 12-5 (a)、(b) 所示。从这两个图中可知，对于高频信号，图 12-5(a) 的

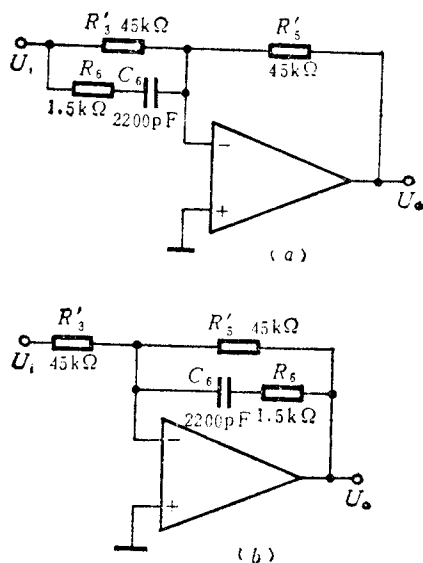


图 12-5 高频等效电路

(a) R_{w3} 动端在最左端 (b) R_{w3} 动端在最右端

$|A_{uh}| > 1$ 而图 12-5(b) 的 $|A_{uh}| < 1$ 。也就是当 R_{w3} 调节时能使高音的放大倍数得到提升或衰减。

总的来说，中间级的作用是实现对高低音的控制，调节 R_{w2} 和 R_{w3} 所产生的效果如图 12-7 所示。

① 同时由于 R'_1 比第一级的输出电阻大得多，故对第二级输入电压的影响可以忽略。

3. 输出级。这部分电路在第十章中已分析过了, 见图 10-5。它是 OCL 的功率放大电路。

五、统观整体。根据以上的分析, 可以画出框图, 如图 12-6 所示^①。框图中标出了各基本单元的名称, 相互联系和所对应的电路序号(见表 12-1)。

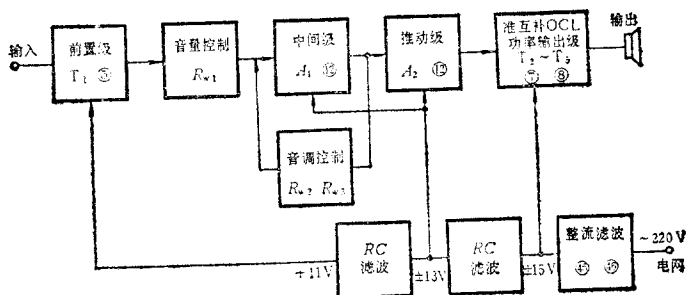


图 12-6 电路原理框图

六、性能估算。我们先估算各级的性能。

前置级。电压放大倍数约为 1。由于 3DJ6 的栅源电阻大于 $10^8 \Omega$ 以上, 故输入电阻基本上取决于 R_1 , 约为 $3.3 \text{ M}\Omega$ 。由于输出电阻很小 ($< 1 \text{ k}\Omega$), 则当调节 R_{w1} 和 R_{w3} 时对放大倍数影响不大。此电路采用自给偏压来设置工作点, 改变 R_2 可调整 Q 点。

中间级。我们可利用前面得出的等效电路来进行定量的计算。

根据图 12-3(b) 可写出此时的 \dot{A}_{u11} 为

$$\dot{A}_{u11} = - \frac{R_5 + R_{w2} \parallel \frac{1}{j\omega C_7}}{R_3}$$

整理后得

$$\dot{A}_{u11} = - \frac{R_5 + R_{w2}}{R_3} \cdot \frac{1 + j\omega R' C_7}{1 + j\omega R_{w2} C_7}$$

^① 虽然有些部分(如电源)未分析, 但框图中仍画出以供读者参考。

其中 $R' = R_5 \parallel R_{w2}$, $\left| -\frac{R_5 + R_{w2}}{R_3} \right|$ 是低频提升的最大值, 将电路参数代入后可得 $\left| -\frac{R_5 + R_{w2}}{R_3} \right| = 32$ (约 30 dB)。同时可求出两个拐点的频率值:

$$f_{11} = \frac{1}{2\pi R_{w2} C_7} \approx 17 \text{ Hz}$$

和
$$f_{12} = \frac{1}{2\pi R' C_7} \approx 500 \text{ Hz}$$

同理, 根据图 12-3(c) 可写出 A_{u12} 为

$$A_{u12} = -\frac{R_5}{R_3 + R_{w2}} \cdot \frac{1 + j\omega R_{w2} C_5}{1 + j\omega R' C_5}$$

其中 $R' = R_3 \parallel R_{w2}$, $\left| -\frac{R_5}{R_3 + R_{w2}} \right| = \frac{1}{32}$ (约 -30 dB) 是低频衰减时的最小值。两个拐点频率同前。

计算高频放大倍数前, 先算出 $R'_3 = R'_5 = 45 \text{ k}\Omega$ 。然后可根据图 12-5(a)、(b) 分别写出 A_{uh} 的表达式

$$A_{uh1} = -\frac{R'_5}{R'_3} \cdot \frac{1 + j\omega R_6 C_6}{1 + j\omega (R'_5 + R_6) C_6}$$

和

$$A_{uh2} = -\frac{R'_5}{R'_3 \parallel R_6} \cdot \frac{1 + j\omega (R'_3 + R_6) C_6}{1 + j\omega R_6 C_6}$$

同理, 可得出高频放大倍数的最小值为 $\left| -\frac{R'_5 \parallel R_6}{R'_3} \right| = \frac{1}{31}$ (约 -29.8 dB), 最大值为 $\left| -\frac{R'_5}{R'_3 \parallel R_6} \right| = 31$ (约 29.8 dB)。两个拐点频率分别为 $f_{h1} = \frac{1}{2\pi (R'_3 + R_6) C_6} \approx 1.6 \text{ kHz}$ 和 $f_{h2} = \frac{1}{2\pi R_6 C_6} \approx 48 \text{ kHz}$ 。

根据上述计算结果可画出这一级电路的幅频特性曲线, 如图 12-7 所示。其中两条曲线是在 R_{w2} 和 R_{w3} 动端处于某个极限端时

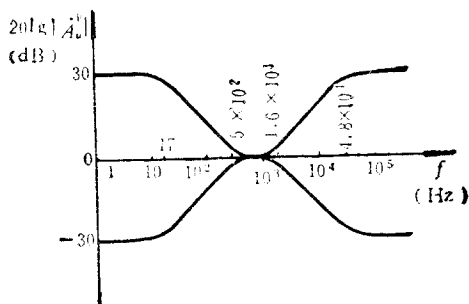


图 12-7 中间级的幅频特性

的情况,当调节 R_{w2} 或 R_{w3} 时,幅频特性在两条线之间变化。

输出级。这一级的电压放大倍数约为 $\left| -\frac{R_{20} + R_9}{R_9} \right| \approx 4.7$ 。若考虑功率管的饱和压降等因素,设输出电压最大值比电源电压小 2.5 V,则当电源为 ± 15 V 时,输出最大功率约为

$$P_{om} = \frac{(15 - 2.5)^2}{2 \times 8} \approx 9.8 \text{ W}.$$

总的来看,电路的电压放大倍数在中频时约为 4.7 倍,高低音提升或衰减均可达约 ± 30 dB;输入电阻约为 $3.3 \text{ M}\Omega$;当电源电压为 ± 15 V 时,最大输出功率约为 9.8 W;所对应的输入电压有效值为 $\frac{12.5}{\sqrt{2 \times 4.7}} \approx 1.9 \text{ V}$ 。

为保证有良好的低频特性,所有的耦合电容均需足够大。同时由于级数多,高频又有提升等,故需注意消振。除了运放内部有补偿电容外,电容 C_8 也起补偿作用,属超前补偿方式。

除以上分析的部分外,还有由变压器、整流管 $D_4 \sim D_7$ 和滤波电容器 C_{15} 、 C_{16} 组成的正负直流电源;以及由 R_8 、 C_9 、 R_{11} 、 C_{12} 和 R_7 、 C_2 组成的去耦滤波电路,以避免各放大级间因电源电压波动而互相影响,并减小 100 Hz 的脉动。

到此为止读图步骤已基本完成,其余次要部分以及调整哪些元件的参数能改善哪项技术指标,请读者自行分析。

12.3 数码开关设置型精密直流稳压电源

一、主要特点和用途

本节以实验室或科学研究用的一种直流稳压电源作为读图内容,它的主要特点是输出电压由四个 8421 码数字拨盘开关(简称数码开关)精确地设定,即只要把数码开关拨到合适的位置,就可以得到所需要的输出电压值(U_o 在 $0\sim 9.999\text{ V}$ 范围内)。在 $U_o \geq 0.8\text{ V}$ 条件下,当温度为 20°C 时,误差小于 0.01% ;当温度在 20°C 附近变化时, U_o 的温度系数之最大值约为 $0.001\%/^\circ\text{C}$ 。因此这种电源可作为精密电子电路(例如比例、求和等精密模拟运算电路、精密电压比较器、精密 D/A 和 A/D 转换器等)的直流信号或基准电压源。这种电源的原理电路如图 12-8 所示。(见书末插页)

二、找出通路

对于直流稳压电源,找出通路的一般步骤是先找到电源变压器、整流、滤波环节,然后找到基准电压源,将它作为放大环节的输入,并由此得出连到输出端和反馈到输入端的通路。

按上述步骤,我们首先在图 12-8 的左上方找到电源变压器,50Hz、220 V 交流电源被它降压后,经过整流、滤波和 7815、79L15 稳压后得到 $+15\text{ V}$ 和 -15 V ,向运放 A_1 、 A_2 和 A_4 供电,并经过 78L05 和 79L05^① 稳压得到 $+5\text{ V}$ 和 -5 V ,向运放 A_3 供电,而且 $+15\text{ V}$ 经过调整管(由三极管 T_1 和 T_2 构成)和过流保护电路输出给负载。然后可在该图的左下方找到基准电压源,它通过运放 A_1 和 A_2 各自构成的电压跟随器和精密电阻 $R_{A1}\sim R_{D8}$ 接到 A_3 的

^① 78L05 和 79L05 的工作原理分别与 7805 和 7905 类似,但前者的最大输出电流较小,约 100 mA 。

反相输入端,再由 A_3 、 A_4 通过调整管控制输出电压, U_o 通过 R_f 反馈到 A_3 的反相输入端,形成电压并联负反馈。

据以上所述,图 12-8 电路的通路可用图 12-9 表示,简化电路如图 12-10 所示。

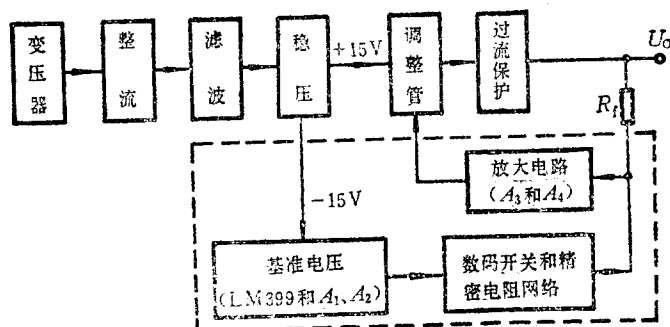


图 12-9 图 12-8 电路的框图

三、化整为零

图 12-9 所示框图中,已将各组成部分示出。除个别地方外,其余都在第十一章中介绍过。

四、分析功能

稳压电源的精度和稳定度主要取决于基准电压源、放大电路的器件和采样网络元件的性能,因此我们着重分析图 12-9 中虚线框内三部分的功能。

1. 基准电压

基准电压源电路在图 12-8 的左下方,主要由器件 LM399 和两个精密集成运放 CA 3193 构成。查阅参考文献^①可知,LM399 是芯片恒温化集成电路,它有恒温控制电路(图中用 H 表示)和精密稳压管两部分,稳压管的稳压值在 6.6 V 至 7.3 V 之间,典型值为 6.95 V,它的电压温度系数典型值是 0.00002%/°C,最大不超过

^① 见[12-6]10~127~132页。

0.0002%/°C。即使温度变化 10°C, U_Z 的漂移也不超过 0.002%, 因此稳定性好。

LM399 的稳压管由 -15 V 电源经限流电阻 R_1 供电, 产生高度稳定的基准电压, 送给集成运放 A_1 (C_9 的作用是抑制噪声), 并经电阻 R_2 和 R_3 分压后送给集成运放 A_2 。 A_1 和 A_2 采用精集成运放 CA3193B (其参数见第六章的表 6-1), 它们都接成电压跟随器形式, 其作用是提高带负载能力。由图中 R_2 和 R_3 的阻值可知

$$U_{R2} = \frac{1}{100} U_{R1} \quad (12-1)$$

设置 U_{R2} 的目的是为了避免一部分精密电阻器的阻值过高, 这一点将在后面进一步说明。

为了消除集成运放 A_1 和 A_2 失调电压等造成的误差, 电阻 R_2 (或 R_3) 应做适当调整, 故图中的 R_2 加“*”号。

2. 数码开关和精密电阻网络

这部分电路在图 12-8 的右下方, 包括 $R_{A1} \sim R_{D8}$ 16 只精密电阻器和 S_A, S_B, S_C, S_D 四只数码开关, 它们接在运放 A_1, A_2 的输出端和 A_3 的反相输入端之间。为了分析 A_1 和 A_2 输出电流与数码开关状态的函数关系, 首先应了解数码开关的性能。

数码开关有一个拨轮和五个接线端, 这些接线端在图中分别用 8、4、2、1 和 A 表示, 其中 A 是公共端。拨轮有十个不同的位置, 分别标为 0、1、2、3……9, 即每个数码开关与一位十进制数相对应。我们将数码开关的状态所对应的数值称为设置值, 记为 n 。把数码开关的拨轮拨到不同位置时, 它的公共端 A 与其他四个接线端的通断状态, 如表 12-2 中所示。

由于四个数码开关的公共端 A 都接到集成运放 A_3 的反相输入端 (由图 12-8 可知它是虚地点), 因此当数码开关 S_A 拨到 1 的位置, 即 $n_A = 1$ 时, 电阻 R_{A1} 接通, 流过它的电流是

表 12-2 数码开关接线端通断状态表

拨轮位置(n)	接线端的通断状态			
	A端与8端	A端与4端	A端与2端	A端与1端
0	断	断	断	断
1	断	断	断	通
2	断	断	通	断
3	断	断	通	通
4	断	通	断	断
5	断	通	断	通
6	断	通	通	断
7	断	通	通	通
8	通	断	断	断
9	通	断	断	通

$$I_{A1} = \frac{U_{R2}}{R_{A1}} = \frac{U_{R2}}{800 \text{ k}\Omega} \quad (12-2)$$

而电阻 $R_{A2} = \frac{1}{2}R_{A1}$, 因此当 S_A 拨到 2 的位置时, 流过 R_{A2} 的电流是 $I_{A2} = 2I_{A1}$ 。同理, 当 S_A 分别拨到 4 和 8 的位置时, 流过电阻 R_{A4} 和 R_{A8} 的电流分别是 $I_{A4} = 4I_{A1}$ 和 $I_{A8} = 8I_{A1}$ 。设数码开关 S_A 的设置值为 n_A , 则由表 12-2 可知, 流过 S_A 公共端 A 的电流是

$$I_A = n_A I_{A1} \quad (12-3)$$

同理, 设数码开关 S_B , S_C 和 S_D 的设置值分别为 n_B , n_C 和 n_D , 可求出流过 S_B , S_C 和 S_D 各公共端 A 的电流分别是

$$I_B = n_B I_{B1} = n_B \frac{U_{R2}}{R_{B1}} \quad (12-4)$$

$$I_C = n_C I_{C1} = n_C \frac{U_{R2}}{R_{C1}} \quad (12-5)$$

$$I_D = n_D I_{D1} = n_D \frac{U_{R1}}{R_{D1}} \quad (12-6)$$

而 $R_{B1} = R_{D1} = \frac{1}{10} R_{A1}$, $R_{C1} = R_{A1}$, $U_{R1} = 100 U_{R2}$, 将它们代入以上三式, 并与式 (12-2) 相比较, 可得 $I_B = 10 n_B I_{A1}$, $I_C = 100 n_C I_{A1}$, $I_D = 1000 n_D I_{A1}$ 。因此流过四个数码开关公共端的电流之和是

$$\begin{aligned} I_{\Sigma} &= I_D + I_C + I_B + I_A \\ &= (1000 n_D + 100 n_C + 10 n_B + n_A) I_{A1} \end{aligned} \quad (12-7)$$

可见数码开关 S_A 、 S_B 、 S_C 和 S_D 分别与十进制数的个位、十位、百位和千位相对应。设四个数码开关的设置值为 N , 则

$$N = 1000 n_D + 100 n_C + 10 n_B + n_A \quad (12-8)$$

显然 N 是自然数, 可变范围是 $0 \sim 9999$ 。

将式 (12-8) 和式 (12-2) 代入式 (12-7), 可得

$$I_{\Sigma} = N \cdot \frac{U_{R2}}{800 \text{ k}\Omega}$$

再把式 (12-1) 代入上式, 得

$$I_{\Sigma} = \frac{U_{R1}}{\frac{1}{N} 80000 \text{ k}\Omega} \quad (12-9)$$

而 $U_{R1} = U_Z$, 因此从 LM399 的管脚 2 到集成运放 A_3 反相输入端之间的电路 (包括运放 A_1 、 A_2 、16 只精密电阻和四只数码开关等) 可等效为电阻 R , 其阻值就是式 (12-9) 右边的分母, 即

$$R = \frac{1}{N} 80000 \text{ k}\Omega \quad (12-10)$$

当 $N=1$ 时, $R = 80000 \text{ k}\Omega = 80 \text{ M}\Omega$ 。由于高阻值的精密电阻器很难制作, 因此与数码开关 S_A 和 S_B 有关的电阻不接 U_{R1} , 而接到 U_{R2} , 它等于 U_{R1} 的 $\frac{1}{100}$, 使 $R_{A1} \sim R_{B8}$ 的实际阻值只有按上式计算得出的阻值的 $\frac{1}{100}$, 即 R_{A1} 的实际阻值不是 $80 \text{ M}\Omega$, 而是 $800 \text{ k}\Omega$,

其余类推。

为了保证精度和稳定性,对 $R_{A1} \sim R_{D8}$ 等电阻器的精度和温度系数有一定的要求,如表12-3所示。

表 12-3 对精密电阻器的要求

名 称	精度等级(%)	温度系数 α (‰/°C)
R_{D8}	0.005	$0 \leq \alpha \leq +0.0005$
R_{D4}	同上	同上
R_{D2}	同上	同上
R_{D1}	同上	同上
R_{C8}	同上	同上
R_{C4}	0.01	$0 \leq \alpha \leq 0.001$
R_{C2}	同上	同上
R_{C1}	0.02	同上
R_{B8}	同上	同上
R_{B4}	0.05	同上
R_{B2}	0.1	$ \alpha \leq 0.0025$
R_{B1}	同上	同上
R_{A8}	同上	同上
R_{A4}	0.2	$ \alpha \leq 0.005$
R_{A2}	同上	同上
R_{A1}	1	同上
R_2	0.05	$0 \leq \alpha \leq +0.0005$
R_3	同上	同上
R_{13}	同上	同上

3. 放大部分

为了保证性能,第一级放大器件 A_3 的参数应接近理想运放的参数值。为此,选用了高输入电阻和超低漂移的高精度 CMOS 集成运放 7650, 它的性能已在第六章中介绍过。由于 7650 的电源电压典型值为 $\pm 5\text{ V}$, 输出幅度小, 而要求输出电压最大值为 9.999 V , 所以加了供电电压为 $\pm 15\text{ V}$ 的通用型集成运放 A_4 (741), 它构成同相比例放大电路, 推动由三极管 T_2 和 T_1 构成的复合管。

T_3 是过流保护三极管, 调节电阻器 R_7 可改变保护电路动作的临界电流。按图中参数估算, 其临界电流约为 0.5 A 。若将集成三端稳压器 7815 换成 78M15, 则 T_3 和 R_7 可省去。

五、统观整体

据以上所述, 图 12-8 电路的基本原理如图 12-10 所示。图中的三极管 T 代表三极管 T_1 和 T_2 构成的复合管, 放大器 A 代表集成运放 A_3 和 A_4 构成的放大电路, 可变电阻 R 代表四个数码开关和精密电阻网络, U_Z 代表基准电压源, 其他次要的部分均已略去。

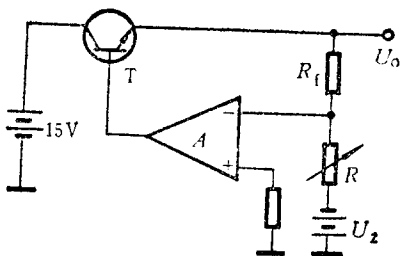


图 12-10 图 12-8 电路基本原理示意图

六、估算性能

1. 输出电压与数码开关设置值的函数关系

由图 12-10 可知, 它的输出电压是

$$U_O = \frac{R_f}{R} U_Z$$

将式(12-10)代入上式,得

$$U_o = \frac{R_f}{80000\text{k}\Omega} U_z \cdot N \quad (12-11)$$

前面已经指出, U_z 在 6.6 V 至 7.3 V 范围内, 而 R_f 是由 11k Ω 的电阻和 1.2 k Ω 的电位器串联而成, 因此调节电位器 R_w , 可使 $\frac{R_f}{80000\text{k}\Omega} U_z = 1 \text{ mV}$ 。在此条件下, 输出电压 U_o 与数码开关设置值 N 的函数关系是

$$U_o = N (\text{mV}) \quad (12-12)$$

由于 N 的可变范围是 0~9999, 因此输出电压可设置的范围是 0~9.999 V。

2. 精度

由于采用反相比例电路实现稳压, 图 12-10 中 A 的输入电压几乎等于零, 运放共模抑制比的影响可以忽略不计, 而且采用精密集成运放 7650 作为主要放大器件, 它所引起的误差很小, 因此本电源输出电压的实际值与数码开关设置值的误差主要有以下三项:

(1) 前面式(12-11)中的 $\frac{R_f}{80000\text{k}\Omega} U_z$ 与 1mV 的误差。

(2) 式(12-1)中 U_{R2} 与 $\frac{1}{100} U_{R1}$ 的误差。

(3) 接在数码开关和运放 A_1 、 A_2 输出端的 16 只精密电阻器的相对精度。

以上前两项误差可通过调节精密多圈线绕电位器 R_w 和 R_2 消除, 因此我们着重考虑第三项误差。据表 12-3 可知, 电阻器 $R_{A1} \sim R_{C4}$ 比 $R_{C8} \sim R_{D8}$ 的精度低, 因此本电源仅当数码开关的设置值 N 较大时精度高。可以证明, 当 $N \geq 800$ 时, 误差小于 0.01%。

3. 稳定性

(1) 温漂。由于集成运放 7650 的温漂极小, 因此本电源输出电压的温漂主要取决于基准电压的稳定度和精密电阻的温度系数。

基准电压的稳定度主要取决于 LM399 稳压值 U_Z 的温度系数和运放 A_1 、 A_2 的温漂。前者最大不超过 $0.0002\%/^{\circ}\text{C}$, 后者可从表 6-1 中查到, 即 CA3193 的 $\frac{dU_{10}}{dT} \leq 2\mu\text{V}/^{\circ}\text{C}$, 因此 U_{R1} 和 U_{R2} 的电压温度系数之绝对值分别是

$$|\alpha_{U_{R1}}| \leq \left(0.0002\% + \frac{2 \times 10^{-6}}{6.6} \times 100\% \right) / ^{\circ}\text{C}$$

$$\approx 0.00023\% / ^{\circ}\text{C}$$

$$|\alpha_{U_{R2}}| \leq \left(0.0002\% + \frac{2 \times 10^{-6}}{\frac{1}{100} \times 6.6} \times 100\% \right) / ^{\circ}\text{C}$$

$$\approx 0.0032\% / ^{\circ}\text{C}$$

由此可见 U_{R2} 的温度系数比 U_{R1} 大得多, 而且电阻器 $R_{A1} \sim R_{C4}$ 的温度系数也比 $R_{C8} \sim R_{D8}$ 大(见表 12-3), 因此当数码开关的设置值 $N \geq 800$ 时, 输出电压的温漂小, 其最大值约为 $0.001\% / ^{\circ}\text{C}$ 。

(2) 电网电压波动的影响

由于集成运放 A_3 的 $+5\text{V}$ 和 -5V 电源经过两次稳压, 而且运放 7650 的电源电压抑制比不小于 120 dB , 因此电网电压波动对本电源输出电压的影响极小(在正常工作范围内, 小于 0.0001%)。

(3) 负载电阻变化的影响



集成运放 7650 的 $A_{od} \geq 10^6$, 且调整管接成射极输出形式, 因此本电源的输出电阻极小(经实测 $r_o < 0.0003\ \Omega$), 当负载电阻在一定范围内变化(以输出电流不超过最大允许值为限)时, 输出电压几乎不变。

以上所述说明,本电源的精度和稳定性可达到所规定的指标。但是如果布线不合理或工艺质量不高,精度和稳定性将严重下降,因此制做时必须注意布线技巧,保证工艺质量,并精心调试。

12.4 DT-830 数字万用表

本节以 DT-830 数字万用表(以下简称 DT-830)作为读图内容,它是一种常用的袖珍式仪表,其原理电路如图 12-11 所示^①。它的全部电路制作在两块印刷电路板上,一大一小。图中虚线框内的电路在小印刷电路板上,其余在大印刷电路板上,二者通过 8 针插头插座(在图中用 $J_1 \sim J_8$ 表示)和两个螺钉孔相互连接。图中左下方有电路图的符号说明和集成双运放 A_1 、CMOS 数字集成电路 4011 B、4077 B 的电源接线示意图。下面先简要说明 DT-830 的用途和主要特点。

一、用途和主要特点

DT-830 有 8 种功能,共 30 档,即可用来测量三极管的 h_{FE} (分为 NPN 和 PNP 两档)、直流电流和交流电流(分别简称为 DCA 和 ACA,各有 $200\mu A$ 、2mA、20mA、200mA 和 10A 五档)、交流电压(简称为 ACV,有 200 mV、2V、20V、200V 和 750 V 五档)、直流电压(简称为 DCV,有 200 mV、2V、20V、200V 和 1000V 五档)和电阻(有 200Ω 、2 k Ω 、20 k Ω 、200 k Ω 、2M Ω 和 20 M Ω 六档),还有两档可分别用来检查二极管的好坏和线路的通断,这两档分别用符号“ ”和“ ”表示。以上各档已在图 12-11 (见书末插页)中间偏左处自上而下依次标出。

^① 摘自《无线电》1986 第 5 期第 29 页,个别地方有改动。

DT-830 采用 $3\frac{1}{2}$ 位^① LCD 液晶数字显示器 (简称为 数字显示器或液晶显示器), 整机耗电约 20 mW, 用 9V 叠层电池供电。与一般指针式万用表相比, 它具有精度高、输入电阻大、读数直观、功能全、体积小等优点。

二、找出通路

数字万用表的输入端是测试表笔插孔, 经过换档开关(它包括 S_{1-1} 、 S_{1-2} 、 S_{1-3} 、 S_{1-4} 、 S_{1-5} 和 S_{1-6}) 等接到大规模集成电路 7106^②, 它具有将模拟量转换成数字量^③ 等功能, 它的输出接到数字显示器, 将被测量用数字形式显示出来。

三、化整为零

图 12-11 所示电路比较复杂, 初看不易弄懂, 但只要按 8 种不同功能, 分别画出它们的测量电路, 就可以化整为零, 容易看懂了。本节后面将分别论述。

四、分析功能

1. 7106 及数字显示器


7106 是 CMOS 大规模集成电路, 它不仅含有 A/D 转换器, 而且还有数据锁存器、译码器和驱动器等, 可直接驱动液晶式七段显示器。详细了解它的工作原理、各项参数等, 超出本课程范围, 因此只简要说明以下几点:

(1) 7106 的电源电压范围为 7~15 V, 故可用 9V 叠层电池供

① $3\frac{1}{2}$ 位读作三位半, 其含义是最高位只能显示“1”或不显示, 其他三位的功能与三位十进制数类似, 即 $3\frac{1}{2}$ 位显示器能显示的最大数字 (不考虑小数点) 为 1999。

② 关于 7106 的性能, 可参阅 [12-2] 588~595 页。

③ 具有这种功能的器件称为 A/D 转换器或 ADC (ADC 是 “analog-digital converter” 的简称), 其工作原理, 可参阅 [12-1] 第十五章和 [12-4] 第七章。

电。由于电源电压低于 7V 时, 7106 等器件的性能不能保证, 因此 DT-830 设有欠电压显示报警电路, 它由图中右下角的三极管 T_3 、稳压管 DW683 和电阻 R_{45} 、 R_{46} 、 R_{44} 组成。当电源电压正常时, 稳压管反向击穿, 电阻 R_{45} 上的压降大于 T_3 发射结的死区电压, T_3 导通, 它的集电极电位为高电平。当电源电压下降到一定程度(其设计值为 7.2 V)时, 稳压管不能反向击穿, 因此 T_3 截止, 它的集电极电位为低电平, 使液晶显示器显示出符号“”, 表明电源电压过低, 应更换电池。

此外, 7106 内部设有基准电压源电路, 当电源电压在 7 至 9V 范围内且电源开关闭合时, 管脚 1 与 32 之间的电压为 2.8 V(典型值), 它的稳定性较高, 可作为基准电压源。

(2) 7106 有三个输入端, 即模拟电压输入端(管脚 31)和参考电压的两个输入端(管脚 35 和 36)。据 CMOS 器件的特点可知, 它们的输入电阻很大(约 $10^9 \Omega$), 为避免因感应电荷的积累而损坏器件, 各输入端均有保护电路(在器件内部), 它们由二极管和电阻组成^①。这些二极管允许通过的电流较小, 通常规定各输入端的输入电流应限制在 10 mA 以内, 以不超过 1 mA 为佳^②。为了避免因输入电压过高而损坏, 常给这些输入端串接阻值较大的电阻, 因此图中 7106 的管脚 31、35 和 36 分别串接了电阻 R_{31} 、 R_{30} 和 R_{29} 。

(3) 图中的 7106 虽然有 40 只管脚, 但除了与数字显示器及电源、模拟地的连线外, 它仅有三根线与其他电路相联, 因此我们可将 7106 和数字显示器等看作一个部件。由于它所显示的数值与输入电压成正比, 因此这个部件可称为数字电压表, 用符号

① 见[12-2]65~69 页。

② 见[12-2]108 页。

DVM 表示^①,如图 12-12 所示^②。图中的电容 C_8 和 C_{10} 分别与电阻 R_{29} 、 R_{30} 和 R_{31} 构成低通滤波电路。显然,对于直流量,电容 C_8 、 C_{10} 和 C_{13} 均相当于开路,因此以后在分析工作原理时,不再把它们画出。

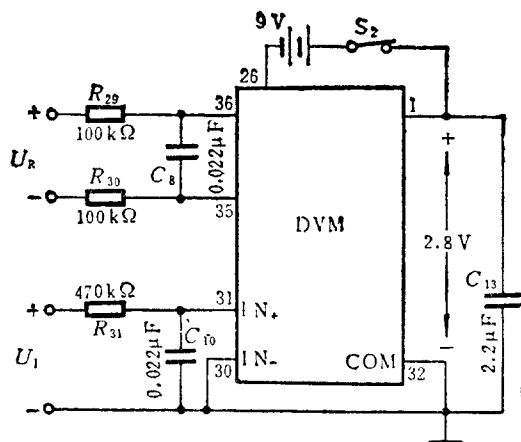


图 12-12 7106 及数字显示器的示意框图

由 7106 的特性可知,这个数字电压表所显示的数值 N (不考虑小数点) 与输入电压、参考电压的函数关系是

$$N = \frac{U_I}{U_R} \times 1000 \quad (12-13)$$

其中 N 为整数;参考电压 U_R 为正值,它是管脚 36 对管脚 35 的电压,通常取 $U_R = 100 \text{ mV}$,也可取 200 mV 或其他值,但 U_R 的值不宜太小,也不能过大,否则将影响精度; U_I 是输入电压,它是管脚 31 对模拟地的电压,它应为直流量,其极性可为正,也可为负。当



① DVM 是 digital voltmeter 的简写。

② 为了方便,此图中将图 12-11 中的模拟地符号“ \downarrow ”画成我们已经习惯的接地符号“ \perp ”,而且将 U 作为电压量的符号。本节后面各电路也有类似情况,不再另行说明。

$U_1 < 0$ 时, N 为负值, 即液晶显示器的符号位显示出“-”号, 反之符号位不显示。当 U_1 的绝对值等于或超过 $2U_R$ (即 $N \geq 2000$) 时, 显示器的最高位显示出 1, 其他三位数字都不显示, 因此能显示的最大数值之绝对值为 1999 (设三个小数点均未显示)。

(4) 小数点。数字显示器共有三个小数点, 它们的亮、暗状态受换档开关的第六刀 (S_{1-6}) 控制。当换档开关拨在不同位置时, 各小数点的亮暗状态如表 12-4 所示。至于小数点亮暗控制电路的工作原理, 则属于数字电子技术基础课程内容, 因此我们不在这里

表 12-4 小数点的亮暗状态表

换 档 开 关 位 置		小数点的 亮暗状态	能显示出的 最大数值
DCV 或 ACV	2V	只显示左边的 小数点	1.999
DCA 或 ACA	2mA		
Ω	2k Ω 或 2M Ω		
			
DCV 或 ACV	20V	只显示中间的 小数点	19.99
DCA 或 ACA	20mA 或 10A		
Ω	20k Ω 或 20M Ω		
DCV 或 ACV	200mV 或 200V	只显示右边的 小数点	199.9
DCA 或 ACA	200 μ A 或 200mA		
Ω	200 Ω 或 200k Ω		
			
DCV	1000V	三个小数点都 不显示	1999
ACV	750V		
hrc			

分析,读者可参阅有关参考文献①。

以上介绍了 7106 及数字显示器的基本性能,下面我们先简要说明换档开关,然后分别画出 DT-830 各种测试功能的等效电路,并分析它们的工作原理。

2. 换档开关

DT-830 只有一个换档开关,为六刀 28 位,分别用 S_{1-1} 、 S_{1-2} 、 S_{1-3} 、 S_{1-4} 、 S_{1-5} 和 S_{1-6} 代表,其动片用“ \leftrightarrow ”表示。拨动换档开关时,这六个动片同时移到相应位置。按图 12-11 中所示,无论换档开关拨在哪一档,六个“ \leftrightarrow ”总保持在同一条水平直线上。例如在画直流电压测量电路时,应把换档开关的六个“ \leftrightarrow ”一起平移到 DCV 位置(包括 200 mV、2 V、20 V、200 V 和 1000 V 五个档位)。

3. 直流电压(DCV)测量电路

当换档开关拨到 DCV 位置时,器件 7106 管脚 31、35 和 36 与其他电路的连接分别如下:

(1) 管脚 36 经电阻 R_{29} 和开关 S_{1-4} 接到电位器 R_{w3} 的动端, R_{w3} 与电阻 R_{18} 、 R_{19} 、 R_{20} 和 R_{48} 构成分压电路,这个支路的两端分别接电源的正极和模拟地(简称为地)。

(2) 管脚 35 经电阻 R_{30} 后分两条支路,其中一条支路接电阻 R_{12} ,另一条支路经开关 S_{1-5} 接地。也就是说,管脚 35 经电阻 R_{30} 接地,且电阻 R_{12} 的下端也接地。

(3) 管脚 31 经电阻 R_{31} 接到开关 S_{1-3} 右边的定片,然后分两条支路,其中一条支路经过电阻 R_{14} 、 R_{16} 、 R_t 和三极管 T_1 、 T_2 接地,另一条支路是经过 S_{1-3} 的动片和 S_{1-1} 接到由电阻 R_7 至 R_{12} 构成的分压电阻链。其中电位器 R_{w2} 的动端有电容 C_{17} 接地,它对

① 可参阅《无线电》1986 年第 6 期中第 29 页。

被测电压中含有的高次谐波和脉冲干扰起滤波作用。分析工作原理时可将它视为开路。

由以上所述，可画出直流电压测量电路如图 12-13 所示。我们先分析 200 mV 档的工作原理。在正常情况下，被测电压 U_x 的绝对值应小于 200 mV，因此流过三极管 T_1 和 T_2 (它们分别接成二极管的形式) 的电流可视为零，而 CMOS 器件 7106 的输入电阻比 R_6 大得多，所以它的输入电压等于被测电压，即 $U_I = U_x$ 。若 $U_x = 100 \text{ mV}$ ，则数字电压表 (DVM) 应显示出 100.0，据前面式 (12-13) 和表 12-4 可知参考电压 U_R 也应当等于 100 mV。而 U_R

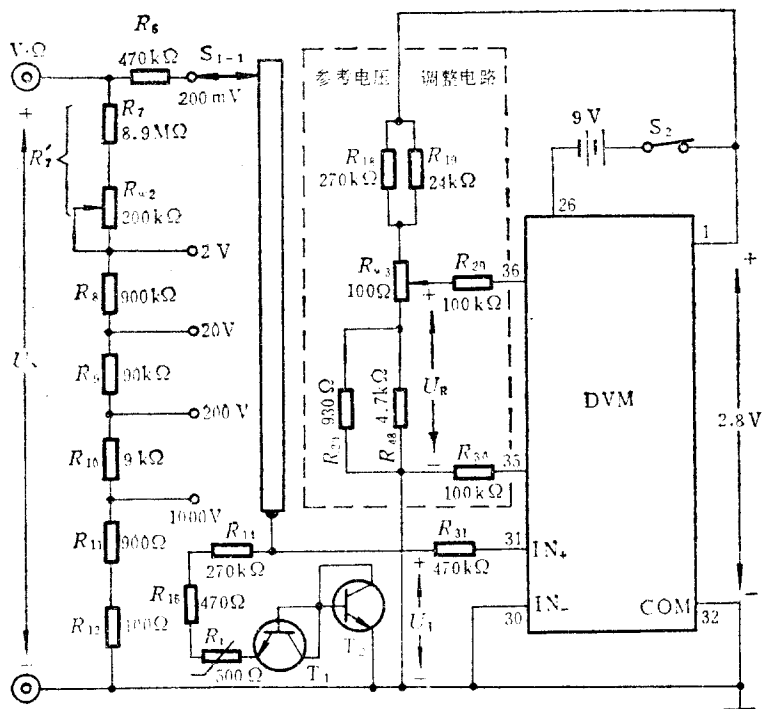


图 12-13 直流电压测量电路

的大小可通过图中虚线框内的电位器调节。据图中参数可知,调节 R_{w3} 可使 $U_R=100\text{mV}$ 。前面提到器件 7106 从管脚 1 与管脚 32 输出约 2.8V 的基准电压源,它的稳定性较高,故 U_R 的稳定性较高。这是 DT-830 稳定性好的原因之一。

对于 2V 档、 20V 档、 200V 档和 1000V 档,据图中分压电阻链(R_7 至 R_{12})的参数可知, U_I 与 U_X 之比分别是 $\frac{1}{10}$, $\frac{1}{100}$, $\frac{1}{1000}$ 和 $\frac{1}{10000}$ ①。当 U_X 分别为 1V , 10V , 100V 和 1000V 时, U_I 均为 100mV 。据式 (12-13) 和表 12-4 可知,在 $U_R=100\text{mV}$ 的条件下,DT-830 所显示的数值分别是 1.000, 10.00, 100.0 和 1000, 与被测电压的数值相符。

如果被测电压超过量程,例如因操作错误,拨在 200mV 档测量 500V 直流电压,那么三极管 T_1 将反向击穿(设 $U_X=+500\text{V}$), T_2 正向导通,可使 U_I 比 U_X 小得多。但因 T_1 的发射极串接了电阻 R_{14} ,它的阻值为 $270\text{k}\Omega$,若仍将电阻 R_{31} 的电流视为零,则 U_I 仍超过 180V 。由此可见单靠三极管 T_1 和 T_2 保护器件 7106 是不行的。前面提到 CMOS 器件各输入端有保护网络(在器件内部),为了便于分析,我们把它画在图 12-14 的虚线框内,其中电阻

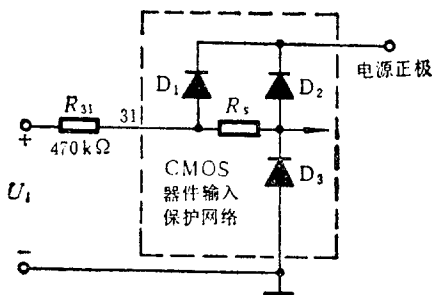


图 12-14 输入保护电路

① 应当调节电位器 R_{w2} , 使 $R'_7=9\text{M}\Omega$ 。

R_s 一般为 $1.5 \sim 2.5 \text{ k}\Omega$ 。由此图可见, 由于输入端有保护网络, 且输入端串接了 $470 \text{ k}\Omega$ 的电阻, 即使 $U_1 = +200 \text{ V}$ 或 $U_1 = -200 \text{ V}$, 流过电阻 R_{31} 的电流 (即输入电流) 也不到 0.43 mA , 而这两种情况下对应的 U_x 绝对值超过 500 V 。因此 DT-830 的直流电压档具有很强的过载能力。但仍以正确操作避免出现这种情况为好。

4. 二极管测量电路

假设图 12-11 电路中的换档开关拨在“ ∇ ”档, 则可画出二极管测量电路如图 12-15 所示。图中虚线框内的参考电压调整电路与前面图 12-13 虚线框内的电路相同。以后还有类似情况, 不再重复说明。

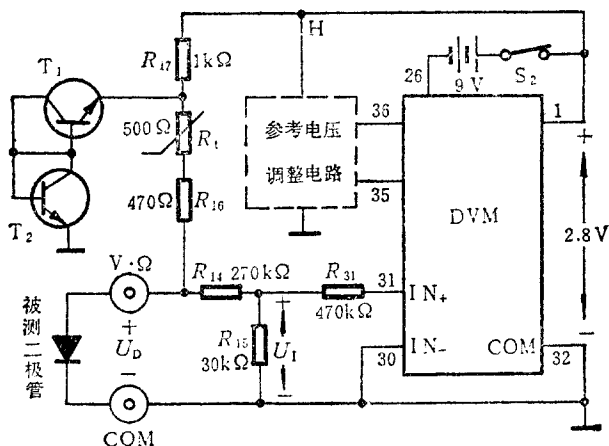


图 12-15 二极管测量电路


由此图可知, 测试电压由器件 7106 的基准电压提供, 其值约 2.8 V , 因此在正常情况下三极管 T_1 和 T_2 截止, 可将它们视为开路。如果被测二极管的接法如图中所示, 则正向导通, 其正向压降在 0.1 V 至 0.7 V 范围内 (随硅管、锗管及特性不同而异), 正向导

通电流为 $1\text{mA} \sim 1.4\text{mA}$ 。二极管的正向压降经电阻 R_{14} 和 R_{15} 分压得 U_I , 即

$$U_I = \frac{R_{15}}{R_{14} + R_{15}} U_D = \frac{30}{270 + 30} U_D = \frac{1}{10} U_D$$

由此可见, 二极管测量电路与 2V 档直流电压测量电路有类似之处。

设 $U_D = 0.6\text{V}$, 则由上式和式(12-13)及表(12-4)可知, 在 $U_R = 100\text{mV}$ 的条件下, 数字显示器显出来的数值是“.600”, 与 U_D 的数值一致。但二极管的正向压降随温度变化, 其温度系数约为 $-2\text{mV}/^\circ\text{C}$, 如果它正向导通的电流保持不变, 那么在 5°C 和 35°C 时测量同一个二极管, 测得的数值将相差约 60mV 。为了克服这一缺点, DT-830 采用热敏电阻 R_t 作为温度补偿元件。当温度升高时, 应使二极管的正向导通电流适当增大, 即图中 R_t 的阻值应适当减小, 才能使 U_D 不受温度影响, 因此 R_t 的温度系数应为负值。

如果二极管的接法与图中所示相反, 或者二极管开路, 则 $U_D \approx 2.8\text{V}$, $U_I \approx 280\text{mV}$, 超过参考电压 ($U_R = 100\text{mV}$) 的两倍, 故最高位显示出 1, 其他三位均不显示。假定因操作错误, 用“”档去测量电压, 那么当被测电压的绝对值达到一定程度 (例如 20V) 时, 三极管 T_1 和 T_2 将有一只反向击穿, 另一只正向导通, 起保护作用。但因三极管 T_1 、 T_2 和电阻 R_{16} 、 R_t 允许的功耗有限, 因此电压不能过高, 否则将造成损坏。

5. 直流电流 (DCA) 测量电路

由图 12-11 可知, DT-830 的直流电流测量电路与直流电压测量电路的区别, 仅在于前者用分流器 (由电阻 $R_2 \sim R_5$ 和 R_{cu} 组成) 代替了后者的分压电阻链, 并加了 0.5A 的快速熔断丝 BX 及由 D_1 和 D_2 组成的二极管双向限幅电路, 即直流电流测量电路如

图 12-16 所示。图中的 R'_{cu} 约 $0.01\ \Omega$ 。因前面已经说明了电阻 R_{14} 、 R_{15} 、 R_i 和三极管 T_1 、 T_2 的作用，且对于 DCA 档来说，正常工作时流过它们的电流等于零，可将它们视为开路，因此图中未将它们画出。以后若有类似情况，一般不再说明。

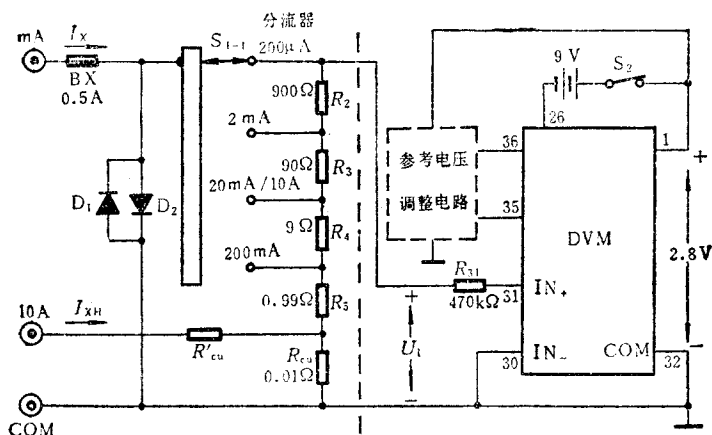


图 12-16 直流电流测量电路

由图中虚线左边的分流器可知，当换档开关分别拨在 $200\ \mu\text{A}$ 档、 2mA 档、 $20\text{mA}/10\text{A}$ 档和 200mA 档，测试表笔插在“mA”和“COM”插孔内时， U_I 与被测电流 I_X 的函数关系分别是

$$U_I = 1000 I_X \quad (12-14)$$

$$U_I = 100 I_X \quad (12-15)$$

$$U_I = 10 I_X \quad (12-16)$$

$$U_I = I_X \quad (12-17)$$

以上各式中 I_X 的单位为毫安， U_I 的单位为毫伏。设以上各式中的 I_X 依次分别为 0.15mA 、 1.5mA 、 15mA 和 150mA ，则 U_I 均为 150mV 。据式 (12-13) 和表 12-4 可知，在参考电压 U_R 仍为 100mV 的条件下，这四种情况下所显示出来的数值（包括小数点）分别是

150.0 和 1.500, 15.00, 150.0, 前者的单位为 μA , 后三个值的单位是 mA , 故与被测电流值相符。

如果被测电流在 200 mA 以上(最大不许超过 10 A), 则测试表笔应插入“10 A ”和“COM”插孔内, 并将换档开关拨在 20 mA /10 A 档(否则小数点显示不对)。在此条件下 U_I 与被测电流 I_{XH} 的函数关系是

$$U_I = 10 I_{XH}$$

上式中 I_{XH} 的单位为安培, U_I 的单位为毫伏。若 $I_{XH} = 5 \text{ A}$, 则由式(12-13)和表 12-4 可知, 在 U_R 仍为 100 mV 的条件下, 所显示的数值为 5.00, 与被测电流值相符。

若因操作失误, 错将 DT-830 的 DCA 档测量电压(设表笔插在“mA”和“COM”插孔内), 使 I_X 超过 0.5 A , 则 BX 将熔断, 避免分流器损坏。然而, 如果 BX 的熔断速度不够快, 那么当 I_X 超过 0.5 A 时, 可能会造成限幅二极管损坏。如果 I_X 较大但不足以熔断 BX, 例如因操作错误用 200 μA 档测量 0.18 A 的电流时, 二极管 D_1 和 D_2 将起限幅作用, 使分流器两端的电压很小, 不致造成损坏。如果二极管 D_1 和 D_2 在此之前已经损坏, 造成开路, 那么电阻 R_2 可能会因功耗过大且时间较长而损坏。

6. 三极管测量电路

当换档开关拨到 h_{FE} 的 NPN 档时, 由图 12-11 可画出 NPN 三极管测量电路, 如图 12-17 所示, 图中的电阻 $R_0 = R_4 + R_5 + R_{cu} = 10\Omega$ 。将此图与 DCA 的 20 mA 档测量电路相比较可知, 除被测三极管和基极偏流电阻(R_{w1} 和 R_1)外, 其余基本相同。这里 I_X 的射极电流 I_E 相当于 DCA 中 20 mA 档的 I_X 。而 $I_E = (1 + \beta) I_B \approx \beta I_B$ ①, 且调节电位器 R_{w1} , 可使 $I_B = 0.01 \text{ mA}$, 即 $I_E \approx \frac{1}{100} \beta (\text{mA})$

① β 与 h_{FE} 的值基本相等, 为了与我们的习惯一致, 这里仍用 β 。

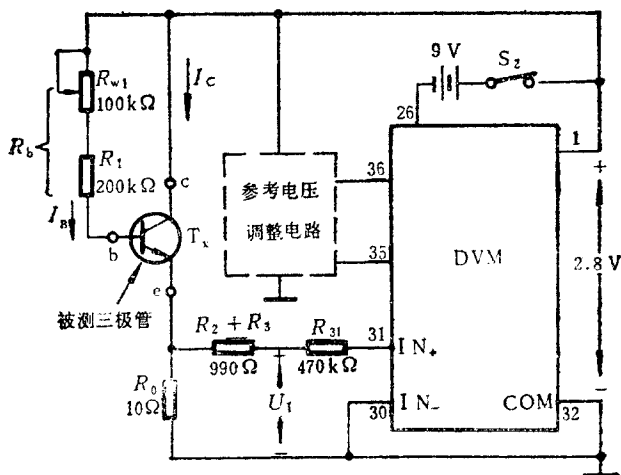


图 12-17 NPN 三极管测量电路

将它代替式(12-16)中的 I_X , 得

$$U_I \approx \frac{1}{10} \beta \quad (12-18)$$

式中 U_I 的单位为毫伏。

据式(12-13)和表 12-4 可知, 在 U_R 仍为 100 mV 的条件下, 所显示的数值等于 β 值。

值得指出的是, DT-830 测量三极管时的电源电压仅 2.8 V, 即 $U_{CE} \approx 2.8$ V。因此与 U_{CE} 较高(例如 10 V)条件下测出的 β 值可能有较大误差。此外, 当 β 值较小(例如 $\beta < 10$)时, $1 + \beta \approx \beta$ 的误差也较大。

至于 PNP 管的测量电路, 读者可自行画出, 并分析其工作原理。

7. 交流电压(ACV)测量电路

设换挡开关拨在 ACV 位置(共有 200 mV、2 V、20 V、200 V 和 750 V 五档), 则由图 12-11 可画出交流电压测量电路, 如图

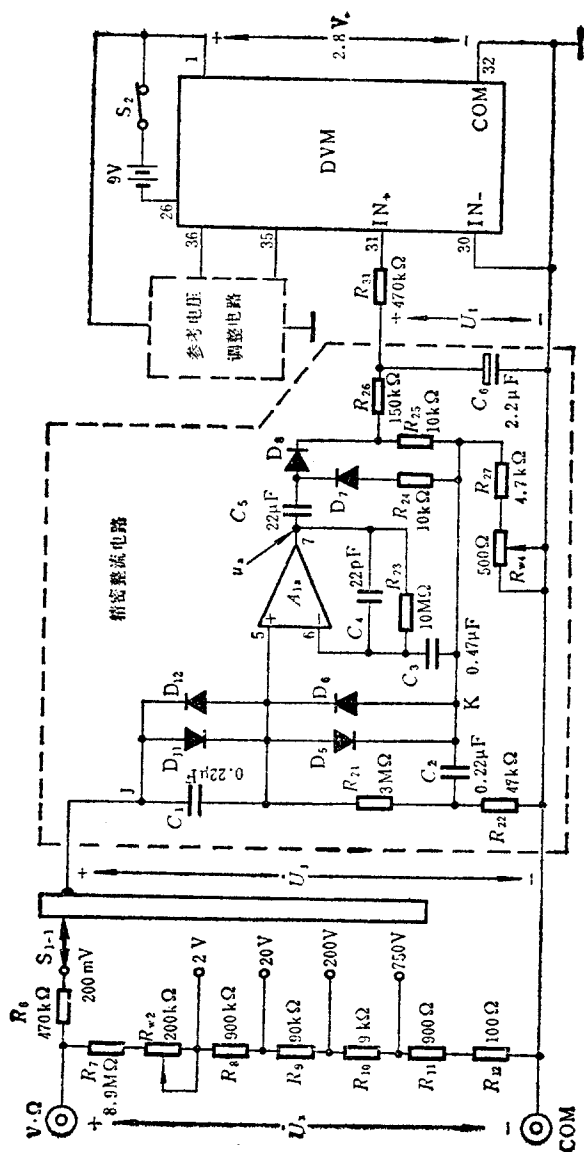


图 12-18 交流电压测量电路

12-18 所示。将此图与图 12-13 所示直流电压测量电路相比较可知,除了前者省略了电阻 R_{14} 、 R_{16} 、 R_7 和三极管 T_1 、 T_2 未画出外,前者只比后者多了虚线框内的电路。根据它含有集成运放、二极管和 ACV 有 200 mV 档这几点,估计虚线框内的电路是精密整流电路。下面分析它的工作原理。

(1) 二极管 D_5 、 D_6 、 D_{11} 和 D_{12} 的作用

我们设想,如果因操作不当,造成输入过电压(例如用 ACV 的 200 mV 档测量 220 V 交流电源电压),则二极管 D_5 和 D_{11} 在正半周时导通, D_6 和 D_{12} 在负半周时导通。由于表笔插孔“V· Ω ”与图中 J 点之间有电阻 R_6 ,其阻值为 470 k Ω ,而图中 K 点对地的电阻不到 5.2 k Ω ,因此不会造成元器件损坏。正常测量时, D_5 、 D_6 、 D_{11} 和 D_{12} 均可视为开路。

(2) 运放的接法和 C_1 、 C_3 、 C_4 、 C_5 、 R_{23} 的作用

由于“V· Ω ”插孔至图中 J 点串接 470 k Ω 等电阻,因此精密整流电路的输入电阻必须足够大,才能保证精度。为此,将输入电压经 C_1 隔直后送到运放 A_{1a} 的同相输入端。 R_{23} 接在运放的输出端和反相输入端,形成负反馈,并给反相输入端提供直流偏置通路。 C_4 的作用是消除高频自激,分析工作原理时,可将它和 R_{23} 都视为开路。 C_5 是输出耦合电容, C_3 构成 K 点与 A_{1a} 反相输入端的交流通路,对于正弦交流电压(设频率不低于 45 Hz)而言,可将它们视为短路。

(3) R_{21} 、 R_{22} 和 C_2 的作用

R_{21} 和 R_{22} 给运放 A_{1a} 的同相输入端提供直流偏置通路,与 R_{21} 和 R_{22} 相连的 C_2 起自举作用,使 R_{21} 两端的交流压降几乎等于零,即对于交流量而言, R_{21} 可视为开路。

(4) 简化电路

据以上所述,图 12-18 虚线框内的电路可简化成图 12-19 中

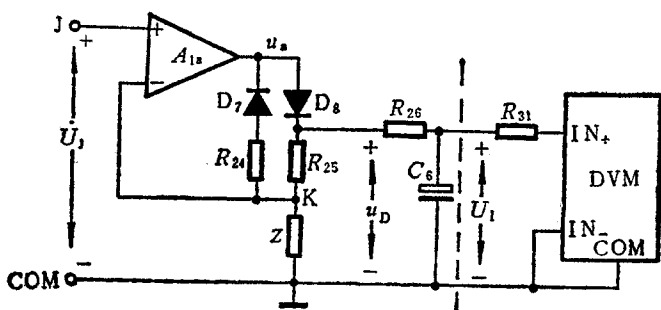


图 12-19 精密整流电路的简化电路

虚线左边的电路,其中阻抗 Z 是图 12-18 中 K 点对地的等效阻抗,它随电位器 R_{w4} 动端的位置及信号频率变化。若忽略 C_2 的容抗,则 Z 的最大值和最小值分别是

$$Z_{\max} \approx 47 \parallel (4.7 + 0.5) = 4.68 \text{ k}\Omega \quad (12-19)$$

$$Z_{\min} \approx 47 \parallel 4.7 = 4.27 \text{ k}\Omega \quad (12-20)$$

此外,电阻 R_{26} 和电容 C_6 构成低通滤波电路。至于其他元件的作用,将在下面分析。

(5) 工作原理

设图 12-19 中的输入电压为正弦电压,那么在正半周时 $u_j > 0$, A_{1a} 的输出电压 $u_a > 0$, 二极管 D_7 截止, D_8 导通。根据虚短和虚断概念可得(阻抗 Z 可近似为纯阻)

$$u_j = \frac{Z}{R_{25} + Z} u_D$$

即

$$A_{u+} = \frac{u_D}{u_j} = 1 + \frac{R_{25}}{Z} \quad (12-21)$$

负半周时 $u_j < 0$, 使 $u_a < 0$, 二极管 D_7 导通, D_8 截止。此时 $u_D = u_j$, 即 $A_{u-} = 1$ 。

由以上所述可画出 u_D 的波形如图 12-20 所示。它经过 R_{31}

和 C_6 滤波后得到器件 7106 所需要的直流输入电压 U_1 , 它等于 u_D 的平均值。可以证明 U_1 与正弦输入电压有效值 U_j 的函数关系是

$$U_1 = 0.45(A_{u+} - 1)U_j \quad (12-22)$$

为了使数字显示器的读数与被测电压的有效值相等, 上面式中的

$0.45(A_{u+} - 1)$ 应当等于 1, 即应当使

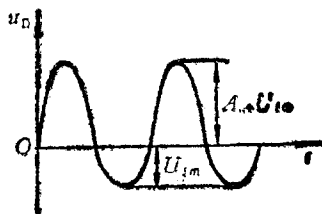


图 12-20 u_D 的波形示意图

$$A_{u+} - 1 + \frac{1}{0.45} = 3.22 \quad (12-23)$$

将前面的式(12-19)和(12-20)及 $R_{25} = 10 \text{ k}\Omega$ 分别代入式(12-21)则可知 A_{u+} 分别为 3.14 和 3.34, 因此调节电位器 R_{w4} 可使式(12-23)得到满足。

上面的分析是以正弦电压为前提的, 因此只有当被测交流电压是正弦量时, DT-830 ACV 档所显示的数值才与被测电压的有效值相等。此外, 由于采用了精密整流电路和频率补偿措施, 所以 DT-830 在较宽的频率范围内具有较高的精度。据产品说明书中所述, 当被测正弦交流电压的频率在 $45 \sim 500 \text{ Hz}$ 范围内, 满量程时的相对精度可达 1.25%。

8. 交流电流测量电路

由图 12-11 可知, 交流电流测量电路和交流电压测量电路的区别仅在于表笔插口至精密整流电路输入端(J 点)之间的电路不同, 即只要将图 12-18 中精密整流电路左边的分压电阻链换成图 12-16 中虚线左边的分流电阻器, 便是交流电流测量电路。至于它的工作原理, 读者可自行分析。

9. 电阻测量电路

由图 12-11 可画出电阻测量电路如图 12-21 所示, 图中的三

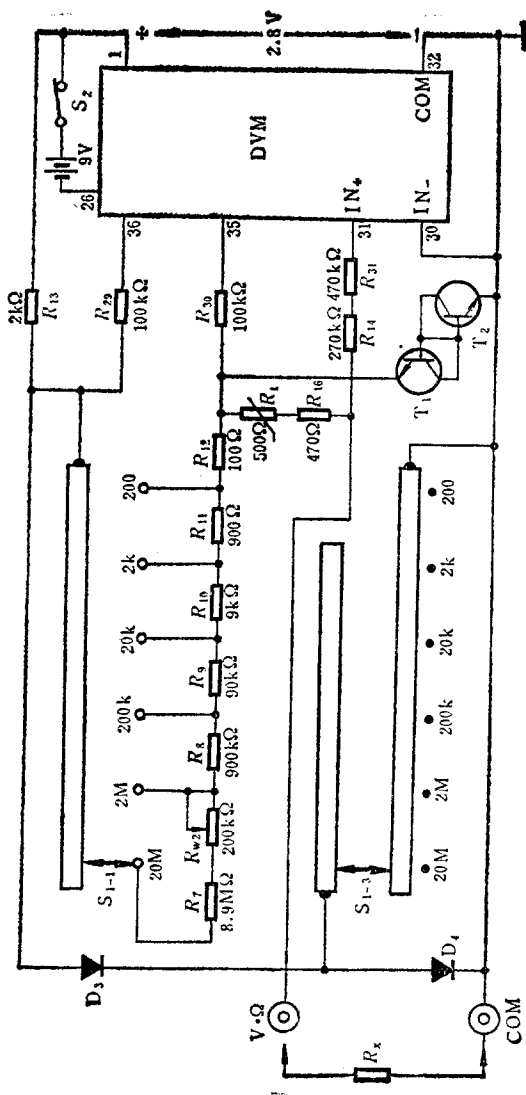


图 12-21 电阻测量电路

极管 T_1 和 T_2 起过压保护作用(与二极管测量电路类似), 正常工作时可将它们视为开路。

为了便于分析工作原理, 我们将图 12-21 化简为图 12-22, 其中 $R'_{16} = R_{16} + R_t = 970 \Omega$, R_0 的阻值与换档开关所处的位置有关, 当它拨到 200Ω 、 $2k\Omega$ 、 $20k\Omega$ 、 $200k\Omega$ 、 $2M\Omega$ 和 $20M\Omega$ 档时, R_0 的阻值分别为 100Ω 、 $1k\Omega$ 、 $10k\Omega$ 、 $100k\Omega$ 、 $1M\Omega$ 和 $10M\Omega$ 。图中电阻 R_{13} 、二极管 D_3 、 D_4 和开关 S_{1-3} 的作用是使 U_R 和 U_I 的值不致于太大或太小, 以适应器件 7106 的要求, 否则将造成性能下降。

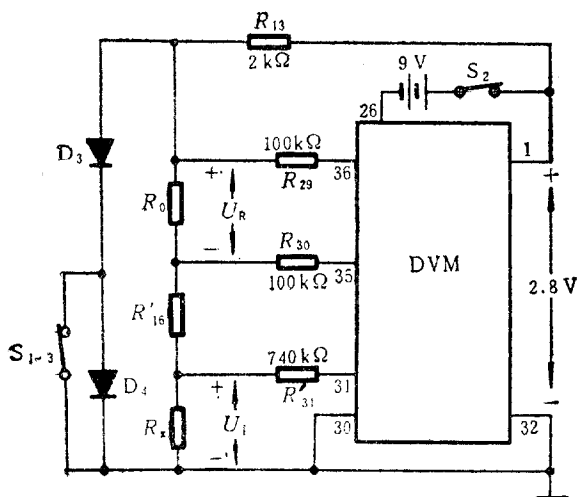


图 12-22 电阻测量电路的原理示意图

根据 7106 的输入电阻很大的特点可知, 流过 R_0 、 R'_{16} 和 R_x 的电流几乎相等。设这个电流为 I_0 , 则 DVM 的参考电压和输入电压分别是 $U_R = R_0 I_0$ 和 $U_I = R_x I_0$, 将它们代入式(12-13), 可得

$$N = \frac{R_x}{R_0} \times 1000$$

若 $R_x = 120 \Omega$, 则换档开关应拨在 200Ω 档, 此时 $R_0 = 100 \Omega$, 由

上式和表 12-4 可知,所显示出来的数值为 $120.0\ \Omega$,与被测电阻的阻值相符。

10. 线路通断检测电路

当换挡开关拨到“ \bullet ”)”位置时,DT-830 可用来检查接线的通断,其电路如图 12-23 所示。图中虚线以上的电路与 $200\ \Omega$ 档

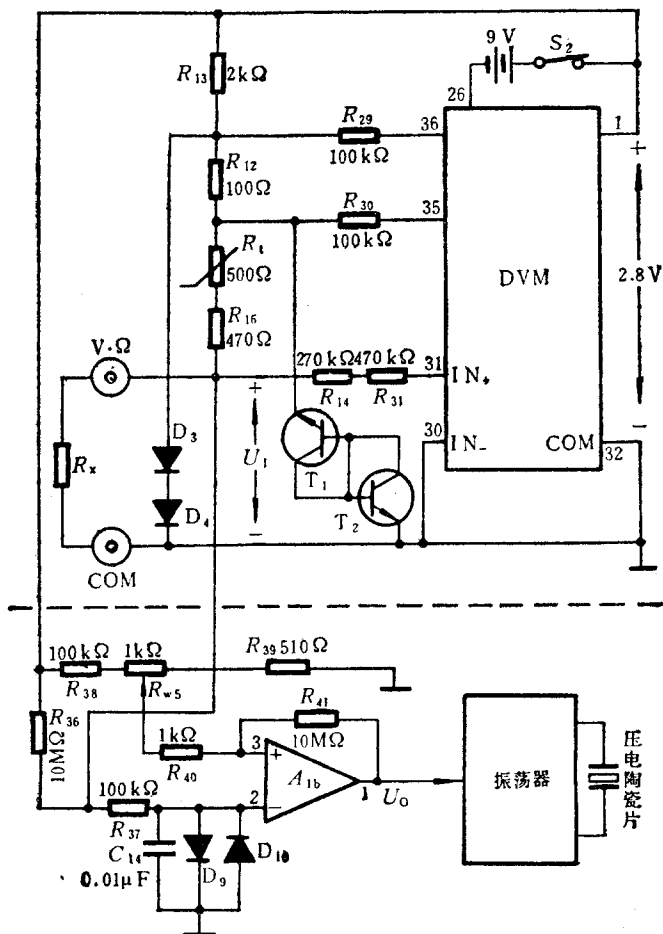


图 12-23 线路通断检测电路

电阻测量电路相同,虚线以下可分为两部分,即:

(1) 图中的振荡器代表图 12-11 右下方由 CMOS 数字集成电路 4011 B 和电阻 R_{42} 、 R_{43} 及电容 C_{15} 构成的可控振荡电路①,当运放 A_{1b} ②的输出电压 U_o 为高电平时,它产生振荡,驱动压电陶瓷片发出蜂鸣声。若 U_o 为低电平,则停振,压电陶瓷片无声。

(2) 图中的运放 A_{1b} 没有接负反馈,而通过电阻 R_{41} 引入正反馈,据此判断它是滞回比较器。电位器动端的对地电压相当于参考电压,它的输入电压是表笔插孔“V· Ω ”和“COM”之间的电压 U_i ,加到运放的反相端。二极管 D_9 和 D_{10} 起保护作用,避免错用“ $\bullet \rangle \rangle$ ”档测电压时损坏运放 A_{1b} 。正常测量时 D_9 和 D_{10} 相当于开路。由于 A_{1b} 同相输入端的电位随电位器动端的位置变化,因此这个比较器的阈值是可调的,用户可根据需要调节 R_{w5} ,使 R_x 小于某临界值时压电陶瓷片发出蜂鸣声。至于这个临界值的可调范围,读者可根据图中参数自行求出。

由于使用“ $\bullet \rangle \rangle$ ”档时,操作者可以不看数字显示器,只注视被测电路和表笔,根据有无蜂鸣声判断被测电路是否接通,而在必要时又可以从数字显示器上读出 R_x 的阻值(设 $R_x < 200 \Omega$),因此使用方便。

五、统观整体

综上所述,DT-830 是以 CMOS 大规模集成电路 7106 和数字显示器构成的数字电压表为核心,再加上换档开关、分压电阻链、分流电阻器、精密整流等电路组成。当换档开关拨到不同的位置时,它可将被测直流电压、交流电压、直流电流、交流电流、电阻值、二极管的正向压降和三极管的 β 值等转换成大小合适的直流电压,以适应 7106 的要求。此外,还采取了一些保护措施,因此

① 其工作原理可参阅[12-4]322~325页。

② A_{1b} 与 A_{1a} 是同一个组件,即 A_1 是集成双运放。

DT-830 的功能较全,性能较好,成为目前常用的仪表之一。

至于 DT-830 的性能指标,读者可参阅产品说明书,此处不再述及。

本章小结

本章首先介绍了读图的基本方法,然后以带音调控制的音频放大电路、数码开关设置型精密直流稳压电源和 DT-830 数字万用表为例,具体说明了读图的一般方法和步骤。即首先应了解用途和主要特点,然后按找出通路、化整为零、分析功能、统观整体和估算性能指标等步骤逐步进行。虽然各种电子电路千差万别,但本章所介绍的基本方法一般是适用的。当然,应根据实际电路的具体情况,灵活运用。例如,必要时可适当改变上述读图步骤的先后次序,有时还需要交叉进行。此外,尚有以下几点值得指出:

1. 在化整为零,分析各部分功能时,一般应按先易后难、先粗后细的顺序进行。
2. 电子器件品种繁多,更新很快,读图时难免遇到自己不熟悉的器件。出现这种情况时,应查阅有关资料,详细了解它的工作原理、主要性能、参数和典型应用等。
3. 由于各种原因,有些电路图中所采用的符号或画法可能与我们的习惯相差很大。遇到这种情况时,可把图中的符号或画法改成自己习惯的形式,以便理解和分析。
4. 有些电子电路是在特定条件下为了解决某个具体问题而设计的,如果对此一无所知,就可能很难读懂。此时应尽一切可能多了解它的用途和特点等具体情况。

总之,本章只介绍了读图的一些基础知识,单凭这些知识,读图能力是十分有限的,而读图是工程技术人员必不可少的基本技能之一。读者应在熟悉常用的电子电路和元器件的主要特点、工

作原理、分析方法和性能的基础上,加强实践,逐渐积累经验,才能不断提高读图水平。

参 考 文 献

[12-1] 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),高等教育出版社,北京,1986年

[12-2] 赵保经主编:《中国集成电路大全》(CMOS 集成电路),国防工业出版社,北京,1985年

[12-3] 清华大学电子学教研组编,童诗白主编:《模拟电子技术基础》(下册),人民教育出版社,北京,1981年

[12-4] 清华大学电子学教研组编,阎石主编:《数字电子技术基础》,第二版,高等教育出版社,北京,1984年

[12-5] 王家桢等编著:《EK 系列电动单元组合仪表的特点及线路》,中国计量出版社,北京,1986年

[12-6] National Semiconductor Corporation: *Voltage Regulator Handbook*

思考题和习题

题 12-1 图 12-1 所示的扩音机电路中:

(1) 若输出功率不够 9.8W,应在原来电路的基础上采取什么措施来保证?若需要将输出功率增加到 20W 应采取什么措施?

(2) 如果希望增大低频提升值,应采取什么措施?如果希望增大高频提升值呢?

(3) 如果输入电压最大值只有 1V,要求输出功率仍为 9.8W,应采取什么措施?

(4) 若无 DD01 型的管子, T_4 、 T_5 应选什么样性能的功率管: P_{CM} 、 $U_{(BR)CEO}$ 、 I_{CM} 各为多大?

(5) 根据电路的工作情况,选择合适的整流二极管: $D_4 \sim D_7$ 。

*(6) 如要加一个电平指示器,用直读式直流电压表的读数反映输出功率的大小,应采用什么电路,画出原理图。

题 12-2 试回答有关图 12-8 电路的下列问题:

- (1) 电阻 R_{14} 起什么作用?
- (2) 如果电阻 R_8 、 R_9 、 R_{10} 和 R_{11} 的误差为 10%, 它们对输出电压的精度有无影响?
- (3) 如果发现输出电压的实际值普遍比数码开关的设置值低, 应调节哪个元件?
- (4) 如果两个低位数码开关 S_A 和 S_B 都拨到零时, 输出电压精度符合要求, 否则误差太大, 应调节哪个元件?
- (5) 为什么采用并联负反馈的形式实现稳压, 而不采用第十一章中图 11-18(b) 所示的形式?
- (6) 既然三端稳压器 7815 有过流保护功能, 为什么还要用三极管 T_3 和电阻 R_7 来实现过流保护?
- (7) 为什么滤波电容 C_3 选 $2000\mu\text{F}$, 而 C_4 只选 $500\mu\text{F}$?
- (8) 哪些元件需要加散热器?
- (9) 若负载电流 I_L 的变化范围是 $0\sim 0.4\text{A}$, 三极管 T_1 的最大功耗是多少?

题 12-3 试根据图 12-11 电路画出 DT-830 的 PNP 三极管测量电路, 并说明它的工作原理。

题 12-4 试证明式 (12-22)。

题 12-5 如果 DT-830 数字万用表出现下列不正常现象, 试问: 各应调整图 12-11 所示电路中的哪个电位器, 才能使之正常。

- (1) 200mV 直流电压档不准。
- (2) 200mV 直流电压档正常, 但 2V 、 20V 、 200V 和 1000V 直流电压档都不准。
- (3) 直流电压档正常, 但交流电压档不准。
- (4) 直流电流档正常, 但用 h_{FE} 档测出的三极管 β 值偏小。
- (5) 希望改变“●)))”档压电陶瓷片发声与不发声的临界条件。

题 12-6 现有一块使用过一段时间的 DT-830 数字万用表, 电阻档不准, 试分析下列各种说法是否正确, 分别在各小题后面的括号中用 \checkmark 或 \times 表示。

- (1) 可通过调节电位器 R_{w3} 校准。()
- (2) 可能是图 12-11 所示电路中的三极管 T_1 和 T_2 已经损坏。()

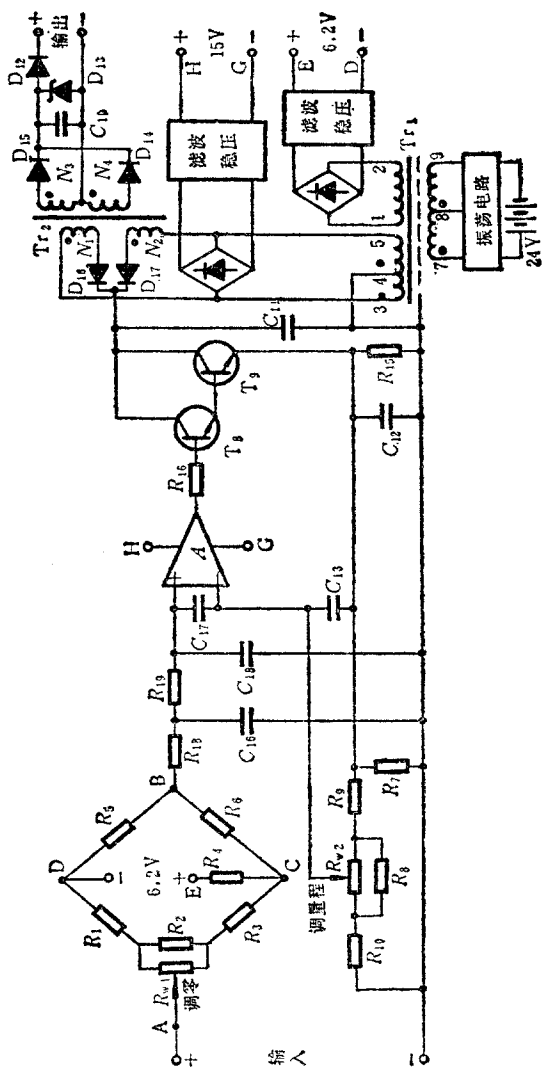


图 P12-7

(3) 可将这块 DT-830 数字万用表拨到 200Ω 档, 用另一块工作正常的电压表测量它的表笔插孔“V· Ω ”和“COM”之间的电压, 如果测得的电压值超过 2V 或接近于零, 则说明图 12-11 所示电路中的二极管 D_3 和 D_4 已经损坏。()

题 12-7 图 P12-7 所示电路^①是 EK 系列仪表中的直流毫伏变送器。图中的变压器 Tr_1 和 Tr_2 将这个电路分为三个彼此隔离的部分, 因而可避免共模高压对输出电压的影响。它的输入信号是毫伏级直流电压。图中右下方的振荡电路由数字集成电路和三极管等构成, 它的作用是把 24V 直流电源变换成频率为 4 kHz 的方波, 且可输出较大的功率。现问:

- (1) 集成运放 A 和三极管 T_8 、 T_9 的作用是什么?
- (2) 图中的电容各起什么作用?
- (3) 如果变压器 Tr_1 的 3 端和 5 端对公共端 4 的电位的极性分别为正和负, 二极管 D_{16} 和 D_{17} 哪个导通, 哪个截止? 它们起什么作用?
- (4) 二极管 D_{14} 和 D_{15} 的作用是什么? D_{18} 的作用是什么?
- (5) 如果输入电压不变, 当电位器 R_{w2} 的动端由左向右调时, 输出电压是增大还是减小?
- (6) 该电路中是否存在反馈? 若有, 是正反馈还是负反馈? 是串联反馈还是并联反馈? 是电流反馈还是电压反馈?

① 摘自[12-5]138页。

部分习题答案^①

第一章

题 1-9 (1) $I=1.8\text{mA}$

题 1-17 (1) $U_O=6\text{V}$ (2) $U_O=3.3\text{V}$

题 1-19 (3) $\beta_1=40, \alpha_1=0.976, \beta_2=60, \alpha_2=0.984$

题 1-21 $I_{\text{CEO(pt)}}=10\mu\text{A}, U_{(\text{BR})\text{CEO}}=50\text{V}, P_{\text{CM}}=50\text{mW}, \beta=50,$
 $\alpha=0.98$

题 1-23 (1) $U_O=6\text{V}, U_O\approx 0.3\text{V}$

题 1-25 $I_D=0.5\text{mA}, U_{\text{DS}}=10\text{V}$

题 1-33 $V_R=-1\text{V}$

第二章

题 2-15 $I_{\text{BQ}}=20\mu\text{A}, I_{\text{CQ}}=1\text{mA}, U_{\text{CEQ}}=7\text{V}$

题 2-17 (1) $I_{\text{BQ}}=26\mu\text{A}, I_{\text{CQ}}=2.6\text{mA}, U_{\text{CEQ}}=4.3\text{V}$

(2) $A_u=-200, R_i=1.1\text{k}\Omega, R_o=3.2\text{k}\Omega$

题 2-21 (1) $I_{\text{BQ}}=26\mu\text{A}, I_{\text{CQ}}=1.3\text{mA}, U_{\text{CEQ}}=5.5\text{V}$

(2) $A_u=0.98, R_i=260\text{k}\Omega, R_o=0.098\text{k}\Omega$

题 2-23 (1) $U_{\text{CQ}}=5.5\text{V}, U_{\text{EQ}}=-0.7\text{V}, I_{\text{CQ}}=1.3\text{mA}$

(2) $A_u=50, R_i=99\Omega, R_o=5\text{k}\Omega$

题 2-25 (1) $I_{\text{DQ}}=0.5\text{mA}, U_{\text{DSQ}}=10\text{V}$ (2) $A_u=-10, R_o=10\text{k}\Omega$

题 2-29 $A_{um}=-150, f_L=50\text{Hz}, f_H=10^5\text{Hz}$

题 2-33 (1) $I_{\text{CQ}}=1\text{mA}, U_{\text{CEQ}}=8.8\text{V}, A_u=-94, R_i=1.7\text{k}\Omega,$

$R_o=5.1\text{k}\Omega$

(2) Q 点同(1), $A_u=-91, R_i=1.1\text{k}\Omega, R_o=5.1\text{k}\Omega$

题 2-37 $C_e\approx 27\mu\text{F}$

题 2-39 (1) $I_{\text{DQ}}=0.51\text{mA}, U_{\text{DSQ}}=7.4\text{V}$

^① 绝大部分是数值解。由于解题中近似条件、计算步骤不同,故答案仅供参考。

$$(2) A_u = -3.6, R_i = 10\text{M}\Omega, R_o = 10\text{k}\Omega$$

题 2-43 (a) $A_u = -100, A_{us} = -53, A_{uo} = -200, R_i = 2.3\text{k}\Omega,$
 $R_o = 5.6\text{k}\Omega$

(c) $A_u = -98, A_{us} = -96, A_{uo} = -196, R_i = 127\text{k}\Omega,$
 $R_o = 5.6\text{k}\Omega$

(d) $A_u = -191, A_{us} = -102, A_{uo} = -195, R_i = 2.3\text{k}\Omega,$
 $R_o = 84\Omega$

(e) $A_u = -187, A_{us} = -184, A_{uo} = -191, R_i = 127\text{k}\Omega,$
 $R_o = 84\Omega$

题 2-45 $f_L = 31\text{Hz}, f_H = 96\text{kHz}$

题 2-47 (a) $A_u = -13.6, R_i = 5\text{M}\Omega, R_o = 6.8\text{k}\Omega$

(b) $A_u = -35, R_i = 1.1\text{k}\Omega, R_o = 1\text{k}\Omega$

(c) $A_u = 4750, R_i = 2\text{k}\Omega, R_o = 1\text{k}\Omega$

第三章

题 3-13 (1) $I_{C1} = I_{C2} = 0.26\text{mA}, U_{C1} = 2.4\text{V}, U_{C2} = 15\text{V}$

(2) $A_d = -48, R_i = 10.4\text{k}\Omega, R_o = 30\text{k}\Omega$

(3) $U_I = 33\text{mV}$ (4) $U_O = 5\text{V}$

题 3-15 $A_d = -10$

题 3-21 (1) $I_{C1} = I_{C2} = 1\text{mA}, I_{C5} = 4.7\text{mA}$

(2) $A_u = 9385$ (3) 无变化

第四章

题 4-15 (a) $A_u \approx -\frac{R_2 \parallel R_L}{R_3}$ (c) $A_u \approx -\frac{R_2}{R_1}$

(f) $A_u \approx -\frac{R_7 \parallel R_8 \parallel R_L}{R_3 R_9} (R_3 + R_9 + R_4)$

题 4-22 (a) (2) $A_{uif} = -19.1\text{k}\Omega, A_u = -19.1, R_{if} = 48\Omega, R_{of} = 0.2\text{k}\Omega$

(3) $A_u \approx -20$ (4) $|1 + AF| \approx 19.23$

(b) (2) $A_{uuf} \approx 20, A_u \approx 20, R_{if} = 171.6\text{k}\Omega, R_{of} = 77\Omega$

(3) $A_u \approx 21$ (4) $|1 + AF| \approx 21$

(c) (2) $A_{iif} \approx -4.2, A_u \approx 5.6, R_{if} \approx 0.1\text{k}\Omega, R_{of} \approx \infty$

(3) $A_u \approx 5.98$ (4) $|1 + AF| \approx 32.1$

第五章

题 5-9 $A_u = -3$, $R_i = 10\text{k}\Omega$, $R' = 7.5\text{k}\Omega$

题 5-11 $R_f = 12\text{k}\Omega$, $R' = 2.4\text{k}\Omega$

题 5-13 (1) 应采用图 5-1 所示的反相比例电路, 并取 $R_1 = 20\text{k}\Omega$, $R_f = 100\text{k}\Omega$, $R' = 16.7\text{k}\Omega$

(2) 应采用图 5-4 所示的同相比例电路, 并取 $R_1 = 7.5\text{k}\Omega$, $R_f = 30\text{k}\Omega$, $R' = 6\text{k}\Omega$

题 5-15 (a) $U_O = -5\text{V}$

(b) $U_O = -4.8\text{V}$ 。若将 $1\text{k}\Omega$ 与 $30\text{k}\Omega$ 的电阻并联, 则 U_O 变为 -155mV 。

题 5-17 $I_L = \frac{U_i}{R_1}$

题 5-19 (a) $u_O = -(100u_{I1} + 150u_{I2} + 180u_{I3})$

(b) $u_O = 11u_{I2} - 100u_{I1}$

(c) $u_O = 10u_{I1} - 120u_{I2} - 60u_{I3}$

(d) $u_O = 10(u_{I1} + u_{I2} + u_{I3})$

题 5-21 将图 5-9 电路中的电阻 R' 开路, 选 $R_1 = 12\text{k}\Omega$, $R_2 = 24\text{k}\Omega$, $R_f = 120\text{k}\Omega$, $R_3 = 30\text{k}\Omega$, 并在运放反相输入端加一个 $12\text{k}\Omega$ 的电阻接地, 便可满足要求。

题 5-23 $u_O = \frac{R_2 R_4}{R_1 R_3} (u_{I1} - u_{I2})$

题 5-25 R 应改为 $19.9\text{k}\Omega$

题 5-31 $t = 600$ 秒

题 5-39 $u_O = \frac{-R_4}{k u_{I4}} \left(\frac{u_{I1}}{R_1} + \frac{u_{I2}}{R_2} + \frac{u_{I3}}{R_3} \right)$

题 5-41 $u_O = -4.4\text{V}$

题 5-43 可采用图 P5-31 电路, 取 $C = 0.6\mu\text{F}$, 各电阻值如题 5-31 中所述。

第六章

题 6-5 可选用集成运放 7650 构成同相比例电路, 并选 $R_1 = 1\text{k}\Omega$, $R_f = 99\text{k}\Omega$, 要求误差不超过 0.01% 、温度系数不超过 $0.001\%/^{\circ}\text{C}$ 。

题 6-7 约 1%

题 6-9 $U_O = \left(1 + \frac{2R_2}{R_1} \right) (U_{I2} - U_{I1})$

第七章

题 7-9 $f=1\text{Hz}$ 时, HPF 和 LPF 的 $|A_u|$ 分别为 0.0002 和 2; $f=10\text{kHz}$ 时, HPF 和 LPF 的 $|A_u|$ 分别为 2 和 0.0002。

题 7-11 $R \approx 40\text{k}\Omega$, $R_f = 7.5\text{k}\Omega$ 。

题 7-15 $A_{up} = 2.2$, $Q = 1.25$, $f_0 = 2\text{kHz}$

题 7-17 $A_{up} = -\frac{C_f}{C_f}$, $A_u(s) = \frac{A_{up}}{1 + \frac{C_1 + C_2 + C_f}{sR_f C_2 C_f} + \frac{1}{s^2 R_1 R_f C_2 C_f}}$

题 7-19 $A_{up} \approx 4$, $B \approx 1.8\text{kHz}$

题 7-21 $A_u(s) = \frac{-\frac{s}{R_1 C}}{s^2 + \frac{2}{R_f C}s + \frac{1}{(R_1 \parallel R_2) R_f C^2}}$, $A_{up} = -\frac{R_f}{2R_1}$,

$B = 2f_0 \sqrt{\frac{R_1 \parallel R_2}{R_f}}$, 其中 $f_0 = \frac{1}{2\pi C \sqrt{(R_1 \parallel R_2) R_f}}$, $Q = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{R_f}{R_1 \parallel R_2}}$

题 7-23 $A_{up} \approx 1.9$, $f_0 \approx 50\text{Hz}$, $B \approx 10\text{Hz}$

题 7-25 (a) $A_{up} \approx 2.5$, (b) $A_{up} \approx -3.1$

第八章

题 8-7 $T_d = \frac{5}{3} U_C (\text{ms/V})$

题 8-9 (a) $U_{TH} = +3\text{V}$

(b) $U_{TH1} = +3\text{V}$, $U_{TH2} = 0$

题 8-13 (2) 两个阈值电流分别为 $15\mu\text{A}$ 和 $45\mu\text{A}$

(3) $R'_w = 4.8\text{k}\Omega$

第九章

题 9-9 $f_0 = 5\text{kHz}$

题 9-13 $R \approx 3.6\text{k}\Omega$, R_f 应略大于 $20\text{k}\Omega$ 。

题 9-15 R_f 应略大于 $2.2\text{k}\Omega$, $f_0 \approx 1\text{kHz}$

题 9-17 (1) $U_{om} \approx 9\text{V}$

(2) $R_1 \approx 30\text{k}\Omega$, $C \approx 0.016\mu\text{F}$

题 9-23 (2) $C_3 \approx 32\text{PF}$

题 9-25 $R_1 \approx 10\text{k}\Omega$

题 9-29 $U_{o1m} = 5\text{V}$, $U_{o2m} = 6\text{V}$, $f_0 \approx 400\text{Hz}$

题 9-31 $f_0 \approx 500\text{Hz}$

题 9-35 将 R_1 改为 $2R$, R_2 改为 $0.4R$

题 9-39 $u_O = \frac{R_2}{R_1} |u_1|$

第十章

题 10-5 (2) $P_{om} = 9\text{W}$, $\eta = 62.8\%$ (3) $P_{CM} > 2.85\text{W}$

题 10-7 (2) $P_{om} = 18\text{W}$ (3) $P_{om} = 11\text{W}$

题 10-9 (1) $P_{om} = 10.6\text{W}$ (3) $R_1 = 79\text{k}\Omega$

题 10-13 $P_{om} = 3\text{W}$

题 10-15 (1) $U_A = 10\text{V}$ (2) $P_{om} = 3.1\text{W}$, $\eta = 55\%$

(3) $P_{CM} > 1.25\text{W}$, $U_{(BR)CEO} > 20\text{V}$, $I_{CM} > 1.25\text{A}$

第十一章

题 11-9 $U_{O(AV)}/U_2 \approx 0.9$, $U_{RM}/U_2 = 2\sqrt{2}$, $I_D/I_L = \frac{1}{2}$, $S \approx 0.67$

题 11-11 (3) $U_{O1(AV)} = |U_{O2(AV)}| = 18\text{V}$ (4) $U_{O1(AV)} = |U_{O2(AV)}|$

$= 18\text{V}$

题 11-13 (1) $U_{O(AV)} = 3U_D$ (2) $U_{O(AV)} = 4U_D$

题 11-15 (1) $R_2 = 1.2\text{k}\Omega$ (2) $R_L: 240\Omega \sim \infty$ (3) $S_T = 0.135$

题 11-19 $U_O: 5.625\text{V} \sim 22.5\text{V}$

索引

本索引将本书中主要名词术语及内容按汉语拼音字头排列,并用英文对照,附有关页码以便检索。查找时先根据所查阅内容的类别查总目中所对应的分目代号,再从分目中找出有关词句。

总 目

1. BDT	半导体	semiconductors	748
2. BDTEJG	半导体二极管	semiconductor diodes	749
3. BDTSJG (CXYG)	半导体三极管 (场效应管)	semiconductor triodes (field effect transistors)	749
4. BDTSJG (JTG)	半导体三极管 (晶体管)	semiconductor triodes (transistors)	750
5. BXBHDL -BXFSDL	波形变换电路 和波形发生电 路(振荡电路)	waveform converters and waveform generators (oscillators)	751
6. CDFDDL	差动放大电路	differential amplifiers	752
7. DYBJDL	电压比较电路	voltage comparators	753
8. DZSBDLDT	电子设备电路 读图	reading circuit diagrams of electronic apparatus	753
9. FDDLXN -FXFF	放大电路性能 和分析方法	characteristics and analysis of amplifiers	753
10. FKFDDL	反馈放大电路	feedback amplifiers	755
11. GLFDDL	功率放大电路	power amplifiers	756
12. JBFDDLZT -OHFS	基本放大电路 组态和耦合方 式	configuration and coupling types of basic amplifiers	757

13. JCYFDL -CS	集成运放电路 及其参数	integrated operational amplifier circuit and its parameters	757
14. LBDL	滤波电路	filters	758
15. WYDY	稳压电源	voltage stabilized power supplies	759
16. YS-JMFDDI	运算及精密放 大电路	computing and precision amplifier circuits	759
17. ZLDL	整流电路	rectifiers	761

分 目

1. 半导体

BZBDT	本征半导体 intrinsic semiconductor, 1
CD	衬底 substrate, 41
DZ	多子 majority carrier, 5
GD	沟道 channel, 41
HJC	耗尽层 depletion layer, 7
KS	扩散 diffusion, 6
KX	空穴 hole, 2
NX	N型 N type, 4
PNJ	PN结 PN junction, 6
PNJFC	PN结方程 equation of PN junction, 9,66
PX	P型 P type, 5
PY	漂移 drift, 2,7
SZ	少子 minority carrier, 5
SZYZ	施主原子 donor atom, 4
SZYZ	受主原子 acceptor atom, 5
WDDYDL	温度电压当量(U_T) voltage-equivalent of temperature, 9

ZLZ	载流子 carrier, 3
ZZ	杂质 impurity, 4

2. 半导体二极管

CS	参数 parameters, 16
DRXY	电容效应 capacitance effect, 10
DXDL	等效电路 equivalent circuit, 17
FATX	伏安特性 Volt Ampere characteristics, 14
FH	符号 symbol, 13
FXBHDL	反向饱和电流(I_s) reverse saturation current, 9, 70
JDR	结电容 junction capacitance, 13
JG	结构 construction, 13
KSDR	扩散电容 diffusion capacitance, 11
QNJC	齐纳击穿 Zener breakdown, 10
SLDR	势垒电容 barrier capacitance, 10
WDYX	温度影响 temperature effect, 15
WYG	稳压管 Zener diode, 22
CS	参数 parameters, 23
DXDL	等效电路 equivalent circuit, 22
FH	符号 symbol, 22
TX	特性 characteristics, 22
WYYL	稳压原理 regulation principle, 22, 657
XBJC	雪崩击穿 avalanche breakdown, 10
XFDL	限幅电路 clipping circuits, 19

3. 半导体三极管(场效应管)

CS	参数 parameter, 51
HJX	耗尽型 depletion type, 46, 49
HLQ	恒流区 constant current region, 45
JX	结型 junction type, 41
DLFC	电流方程 current equation, 45

FDZY	放大作用 amplification effect, 43
FH	符号 symbol, 41
JDDY	夹断电压 pinch off voltage, 42
JG	结构 construction, 41
SCTX	输出特性(共源) output characteristics (CS), 44
ZYTX	转移特性 transfer characteristics, 45
JYSX	绝缘栅型 insulated gate type, 46
KBDZQ	可变电阻区 variable resistance region, 44
MOSX	MOS 型 MOS type, 46
DLFC	电流方程 current equation, 49
FDZY	放大作用 amplification effect, 47
FH	符号 symbol, 50
JG	结构 construction, 46
KQDY	开启电压(阈值) threshold voltage, 47
SCTX	输出特性(共源) output characteristics (CS), 49
ZYTX	转移特性 transfer characteristics, 49
XGYZ	选管原则 selection principle, 56
ZQX	增强型 enhancement type, 46

4. 半导体三极管(晶体管)

BHQ	饱和区 saturation region, 31
CS	参数 parameter, 32
DLFDXS	电流放大系数 current amplification factor, 27, 32, 33
$GJ(\alpha, \bar{\alpha})$	共基($\alpha, \bar{\alpha}$) common base, 27, 29, 32, 33
$GS(\beta, \bar{\beta})$	共射($\beta, \bar{\beta}$) common emitter, 27, 28, 32, 33
DTDY	导通电压 cutin voltage, 102
DXDL	等效电路(模型) equivalent circuit (model)
EMMX	EM 模型 Ebers-Moll model, 187
h CSMX	h 参数模型 h -parameter model, 107
HH“ π ”MX	混合 π 模型 hybrid- π model, 139
ZLMX	直流模型 DC model, 101
FDQ	放大区 active region, 31

FDZY	放大作用 amplification effect, 28
FH	符号 symbol, 24
FXBHDL	反向饱和电流 reverse saturation current, 33
JCDY	击穿电压 breakdown voltage, 34
JG	结构 construction, 24
JZPL	截止频率(共射) 3-dB frequency (CE), 143
JZQ	截止区 cutoff region, 30
SCTX	输出特性(共射) output characteristics (CE), 30
SRTX	输入特性(共射) input characteristics (CE), 29
TZPL	特征频率(f_T) transition frequency, 33 144
WDYX	温度影响 temperature effect, 31
XGYZ	选管原则 selection principle, 35

5. 波形变换电路和波形发生电路(振荡电路)

波形变换电路

FBBSJB	方波变三角波 unsymmetrical square wave-triangular wave converter, 567
JMZLDL	精密整流电路 precision rectifier, 572
BB	半波 half wave, 573
QB	全波 full wave, 574
SJBBJCB	三角波变锯齿波 triangular wave-sawtooth wave converter, 568
SJBBZXB	三角波变正弦波 triangular wave-sinusoidal wave converter, 569

非正弦波形发生电路

FB	方波 square wave, 557
JCB	锯齿波 sawtooth wave, 565
JXB	矩形波 unsymmetrical square wave, 555
SJB	三角波 triangular wave, 562
YKZDQ	压控振荡器 voltage controlled oscillator, 579
	正弦波形产生电路

BYQFK	变压器反馈式 transformer feedback, 542
CBLS(WSQ)	串并联(文氏桥)式 Wien bridge, 533
DGSDS	电感三点式 Hartley, 544
DRSDS	电容三点式 Colpitts, 546
"LC"BL	LC 并联网络的频率特性 frequency response of LC parallel resonance network, 539
PZYS	品质因数 quality factor, 540
"RC"CBL	RC 串并联网络的频率特性 frequency response of Wien bridge network, 537
SYJT	石英晶体 quartz crystal, 549
SYJTS	石英晶体式 crystal oscillator, 552
BLX	并联型 parallel type, 553
CLX	串联型 series type, 553
WF	稳幅 amplitude stability, 531
XPWL	选频网络 frequency-selective network, 532
YDXY	压电效应 piezoeffect, 550
ZDTJ	振荡条件 criterion of oscillation, 528
FZ	幅值 amplitude, 530
XW	相位 phase, 530

6. 差动放大电路

CMFDBS	差模放大倍数 differential gain, 213
CMXH	差模信号 difference-mode signal, 213
CWDL	长尾电路 long tailed pair, 218, 210
CXYG	场效应管 FET type, 221
GMFDBS	共模放大倍数 common-mode gain, 215
GMXH	共模信号 common-mode signal, 215
GMYZB	共模抑制比 common-mode rejection ratio, 215
HLY	恒流源 constant current source, 220
LJFS	连接方式 configuration, 216
YYFZ	有源负载 active load, 230

7. 电压比较电路

CKBJQ	窗口比较器 window comparator, 503
GLBJQ	过零比较器 zero-crossing comparator, 495, 496
JCDYBJQ	集成电压比较器 integrated voltage comparator, 509
CJO311	CJ0311, 511
JDBJQ	简单比较器 simple comparator, 495
LMD	灵敏度 sensitivity, 506
SMTCFQ	施密特触发器 Schmitt trigger, 501
STBJQ	三态比较器 three state comparator, 515
XF	限幅 clipping, 497
XYSJ	响应时间 response time, 507
YZ	阈值 threshold voltage, 495
ZHBJQ	滞回比较器 regenerative comparator, 499

8. 电子设备电路读图

BPSWYDY	拨盘式稳压电源 digital dial type regulated power supply, 707
DTBZ	读图步骤 steps taken in reading circuit diagrams, 697
DT-830	DT-830 数字万用表 830 digital multimeter, 716
EKDYDLBSQ	EK 电压电流变送器 EK voltage-current transmitter, 741
OCLKYJ	OCL 扩音机 OCL power amplifier, 699

9. 放大电路的分析方法及性能指标

BTT	波特图 Bode plot, 134
FDGN	放大概念 amplification concept, 81
FXFF	分析方法 method of analysis, 90
DXDL	等效电路 equivalent circuit, 99
TJF	图解法 graphical method, 91

JLTL	交流通路 alternating current path, 99
JTGZD	静态工作点 quiescent point, 92
GR	干扰 interference, 428
WCFX	误差分析 analysis of error, 402
XNZB	性能指标 characteristics, 83
DYDYYZB	电源电压抑制比 supply voltage rejection ratio,
FDBS	408放大倍数 amplification, 84
GMYZB	共模抑制比 common-mode rejection ratio, 215
LDPY	零点漂移 voltage drift, 163
SCDZ	输出电阻 output resistance, 86
SRDZ	输入电阻 input resistance, 85
SXJZPL	上限截止频率 upper cut-off frequency, 87, 134
SZXS	失真系数 distortion factor, 88
TPD	通频带 bandwidth, 87
XL	效率 efficiency, 87, 604
XXJZPL	下限截止频率 lower cutoff frequency, 87
ZDSCFZ	最大输出幅值 maximum output amplitude, 87
ZDSCGL	最大输出功率 maximum output power, 87, 604
XZB	信噪比 signal-to-noise ratio, 430
ZCYZ	组成原则 principles of getting amplification, 90
ZHSL	转换速率 slew rate, 245
ZLTL	直流通路 direct current path, 99
ZS	噪声 noise, 429
BZS	白噪声 white noise, 431
FPZS	分配噪声 partition noise, 432
RZS	热噪声 thermal noise, 430
SLZS	散粒噪声 shot noise, 431
1/fZS	1/f 噪声 1/f noise (flicker noise), 433
ZSXS	噪声系数 noise factor, 434

10. 反馈放大电路

- FFKYX 负反馈影响 effect of negative feedback, 300
- FKGN 反馈概念 the feedback concept, 271
- BH 闭环 closed-loop, 273
- BHZY 闭环增益 closed-loop gain, 287
- FFK 负反馈 negative feedback, 274
- FKSD 反馈深度 return difference (desensitivity), 288
- FKTL 反馈通路 feedback path, 272
- FKXH 反馈信号 feedback signal, 281, 287
- FKXS 反馈系数 reverse transmission factor (feedback factor), 282, 287
- HLZY 回路增益 loop gain, 288
- KH 开环 open-loop, 273
- KHZY 开环增益 open-loop gain, 287
- ZFK 正反馈 positive feedback, 274
- FKJXPD 反馈极性判断 feedback polarity examination, 274
- FKZT 反馈组态 feedback configuration, 279
- DLBL 电流并联 current-parallel, 284, 299
- DLCL 电流串联 current-series, 285, 297
- DYBL 电压并联 voltage-parallel, 280, 295
- DYCL 电压串联 voltage-series, 282, 292
- FXFF 分析方法 method of analysis
- HLZYF 回路增益法 loop gain method, 328
- JQF 解析法 analytical method, 323
- LYFKT 利用方块图 by means of block diagram topology, 325
- SFFKDL 深负反馈电路 with strong negative feedback, 291
- JZCS 校正措施 compensation method, 313
- CQJZ 超前校正 phase lead compensation, 318
- JLDJZ 极-零点校正 pole-zero compensation, 315
- ZHJZ 滞后校正 phase lag compensation, 313
- ZJDJZ 主极点校正 dominant-pole compensation, 313

SDFFKDTD	深度负反馈的特点 properties of circuit with strong negative feedback, 289,291
WDPJ	稳定判据 stability criterion, 309
WDYD	稳定裕度 stability margin, 311
FZYD	幅值裕度 gain margin, 312
XWYD	相位裕度 phase margin, 312
YFFKDYBYZ	引负反馈的一般原则 general rules for introducing negative feedback, 307
ZJZD	自激振荡 self excited oscillation, 289,308

11. 功率放大

BTL	BTL (balanced transformerless), 619
BYQOH	变压器耦合 transformer coupled, 622
FHG	复合管 Darlington connection, 232
HBDL	互补电路 complementary pair, 235,601
JCGF	集成功放 integrated circuit power amplifier
FX0021	FX0021, 612
D810	D810, 613
JLFD	甲类放大 class A amplification, 608
JYLFD	甲乙类放大 class AB amplification, 608
JYSZ	交越失真 cross over distortion, 235
OCL	OCL output capacitorless, 601
OTL	OTL output transformerless, 618
SCGL	输出功率 output power, 604
SR	散热 heat dissipation, 624
UBEBZDL	U_{BE} 倍增电路 U_{BE} multiplier, 236,608
XL	效率 efficiency, 605
YLFD	乙类放大 class B amplification, 608
ZHBDL	准互补电路 quasi complementary emitter follower, 236,608
ZJDL	自举电路 bootstrapping, 616

12. 基本放大电路的组态及耦合方式

BJ(GJ, GJ, GS)	(共集、共基、共射)比较 comparison, 123
GJ	共集电极 common-collector (CC), 117
GJ	共基极 common-base (CB), 121
GL	共漏极 common-drain (CD), 129
GS	共射极 common-emitter (CE), 89
GY	共源极 common-source (CS), 127
GZDWD	工作点稳定 operating point stabilization, 171
OH	耦合 coupling
BYQOH	变压器耦合 transformer coupled, 174
ZJOH	直接耦合 direct coupled, 157
ZROH	阻容耦合 resistor-capacitor coupled, 165
PLXY	频率响应 frequency response
DJ	单级放大电路 single-stage amplifier, 145
DJ	多级放大电路 multistage amplifier, 177

13. 集成运放电路及其参数

BHDL	保护电路 protecting circuit, 239, 250, 615
CDFDDL	差动放大电路 differential amplifier, 209
CS	参数 parameter, 243
DLY	电流源 current source, 223
DLPZ	多路偏置 multiple current source, 225
JXDLY	镜象电流源 current mirror, 223
WDLY	微电流源 small value current source, 224
ZPZDLY	自偏置(超级)电流源 self-biasing reference, 673, 681
DXDL	等效电路 equivalent circuit, 246
FHG	复合管 Darlington connection, 232
FXSRD	反相输入端 inverting input terminal, 240
HBDL	互补电路 complementary circuit, 235
JCDLTD	集成电路特点 features of integrated circuits, 208

JCYF	集成运放 integrated operational amplifier circuit
C14573	C14573, 241
F007(CF741)	F007(CF741), 237
JCYQJTD	集成元器件的特点 features of integrated components, 64
KHZY	开环增益 open-loop gain, 243
LXYF	理想运放 ideal operational amplifier, 243
STDL	失调电流 offset current, 244
STDY	失调电压 offset voltage, 244
TXSRD	同相输入端 noninverting input terminal, 240
UBEBZ	U_{BE} 倍增 U_{BE} multiplier, 236
XD	虚短 virtual short circuit, 340
XD	虚断 virtual open circuit, 341
XD	虚地 virtual ground, 341
XNKZ	性能扩展 performance extension, 252

14. 滤波电路

BSELBQ	贝塞尔滤波器 Bessel filter, 481
BTWSLBQ	巴特沃斯滤波器 Butterworth filter, 479
DOBH	对偶变换 dualistic transformation, 462
DRLB	电容滤波 capacitance filter, 646
WTX	外特性 external characteristic, 651
GDD	过渡带 transition band, 449~450
LBDL	滤波电路的种类 types of filter, 448
DT	低通 low-pass filter, 451
DT	带通 band-pass filter, 467
DZ	带阻 band-reject filter, 472
GT	高通 high-pass filter, 461
QT	全通 all-pass filter, 485
QBXFLBQ	切比雪夫滤波器 Chebyshev filter, 480

QZ	Q值 quality factor, 459, 464, 471, 476
TD	通带 passband, 448~449
TDDYFDBS	通带电压放大倍数 passband voltage gain, 446, 449
TDJZPL	通带截止频率 cut-off frequency of passband, 446
TZPL	特征频率 characteristic frequency, 453
WXZYDLFK	无限增益多路反馈(LPF) indefinite gain multiple feedback (LPF), 483
YKDYY	压控电压源(二阶) voltage-controlled voltage-source filter (Sallen and Key), 457
ZD	阻带 stopband, 448~450
ZXPL	中心频率 center frequency, 469, 475
“ π ”XLB	π 型滤波 pi type rectifier filter, 652

15. 稳压电源

CLXWYDL	串联型稳压电路 series voltage regulator, 660
CS	参数 parameter, 656
DPJCWYQ	单片集成稳压器 monolithic integrated regulator
W117	W117, 677
W78 $\times\times$	W78 $\times\times$, 667
GLBH	过流保护 current overload protection, 664, 671
GRBH	过热保护 thermal overload protection, 671
JZY	基准源 reference
NXJZY	能隙基准源 band-gap reference, 670
QNJZY	齐纳基准源 Zener reference, 663
NZ	内阻 internal resistance, 656
WYGWYDL	稳压管稳压电路 Zener voltage regulator, 657
WYXS	稳压系数 coefficient of voltage stabilization, 656

16. 运算及精密放大电路

BLYSDL	比例运算电路 scaling circuit, 339
--------	-----------------------------

- FXSR 反相输入 inverting input, 339
 TXSR 同相输入 noninverting input, 344
 TXFKWL T 型反馈网络 with T type feedback network, 343
 CFYSDL 乘法运算电路 multiplication circuit, 368
 BKD 变跨导 variable transconductance multiplier, 372
 JCMNCFQ 集成模拟乘法器 integrated analog multiplier, 368
 SXXCFQ 四象限乘法器 four-quadrant multiplier, 368
 CFYSDL 除法运算电路 division circuit, 376
 FHSS 反函数式 inverse function, 377
 DCJJ 对称条件 condition of symmetry, 339~340
 DSYSDL 对数运算电路 logarithmic circuit, 360
 DYGSQ 电压跟随器 voltage follower, 346
 JFDL 积分电路 integration circuit, 353
 KSJF 快速积分 fast integration, 387
 PXXX 爬行现象 creeping phenomenon, 380
 XFXY 吸附效应 attract effect, 385
 XLXX 泄漏现象 leakage phenomenon, 388
 QHDL 求和电路 summing circuit, 347
 FXSR 反相输入 inverting input, 347
 SYF 双运放 using two operational amplifiers, 351
 TXSR 同相输入 noninverting input, 348
 WFDL 微分电路 differentiation circuit, 358
精密放大电路
 DZJDY 带自举电源的差动放大电路 differential amplifier with bootstrapped power supply, 421
 JMDZQ 精密电阻器 precision resistor, 417
 JMJCYP 精密集成运放 precision integrated operational amplifier, 416
 C7650 C7650, 437

JT	解调 demodulation, 424
PB	屏蔽 screen, 428
SYFCDFD	三运放差动放大电路 differential amplifier with three oprational amplifiers, 420
TZ	调制 modulation, 424
XDWC	相对误差 relative error, 402
YYFDQ	仪用放大器 instrumentation amplifier, 423

17. 整流电路

BBZL	半波整流 half wave rectifier, 640
BYZL	倍压整流 voltage doubler, 654
CS	参数 parameter, 639
JMZL	精密整流 precision rectifier, 572
MDXS	脉动系数 ripple factor, 640
QSZL	桥式整流 bridge rectifier, 642



HC05276

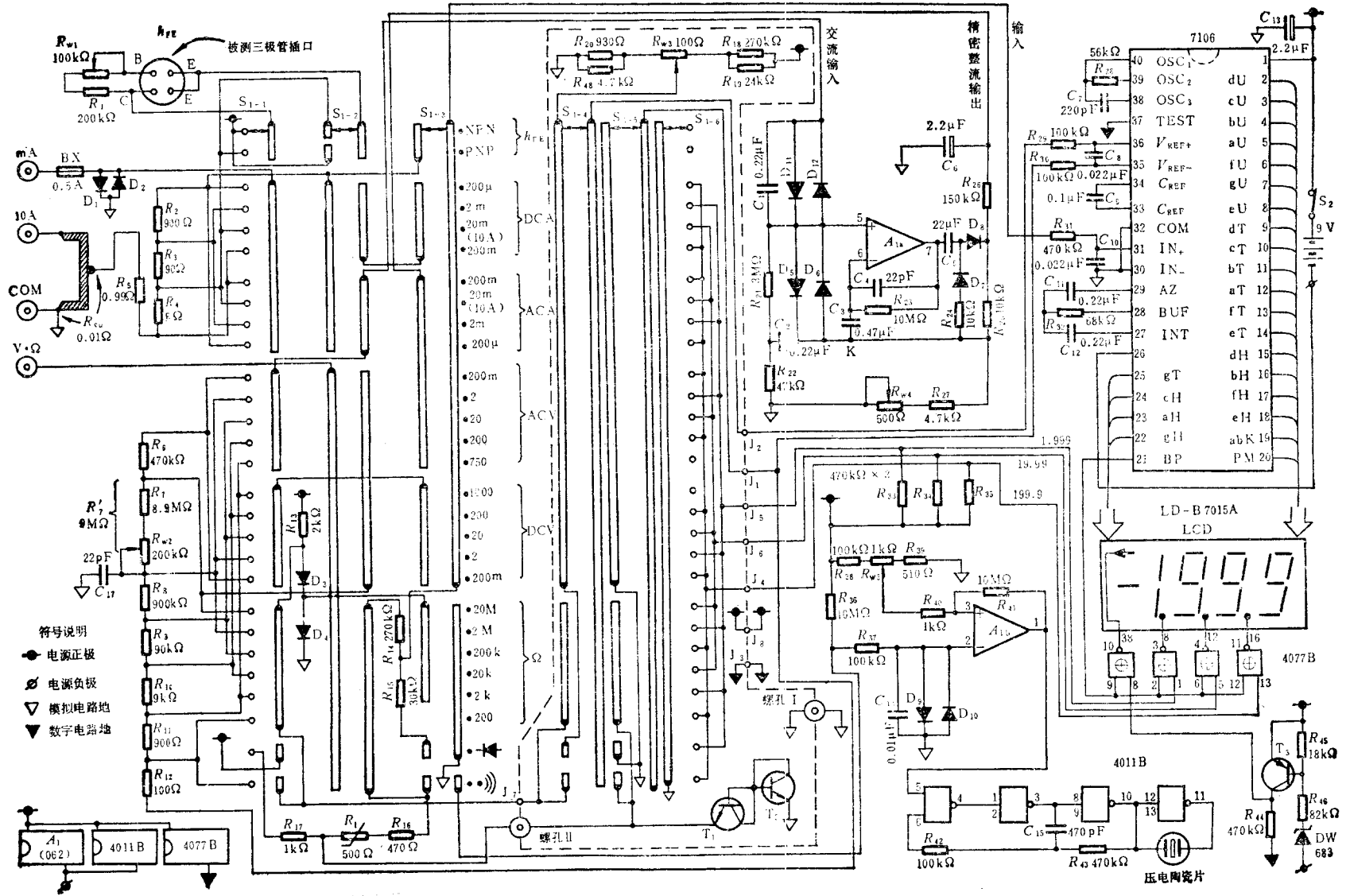


图 12-11 DT-830 数字万用表原理电路