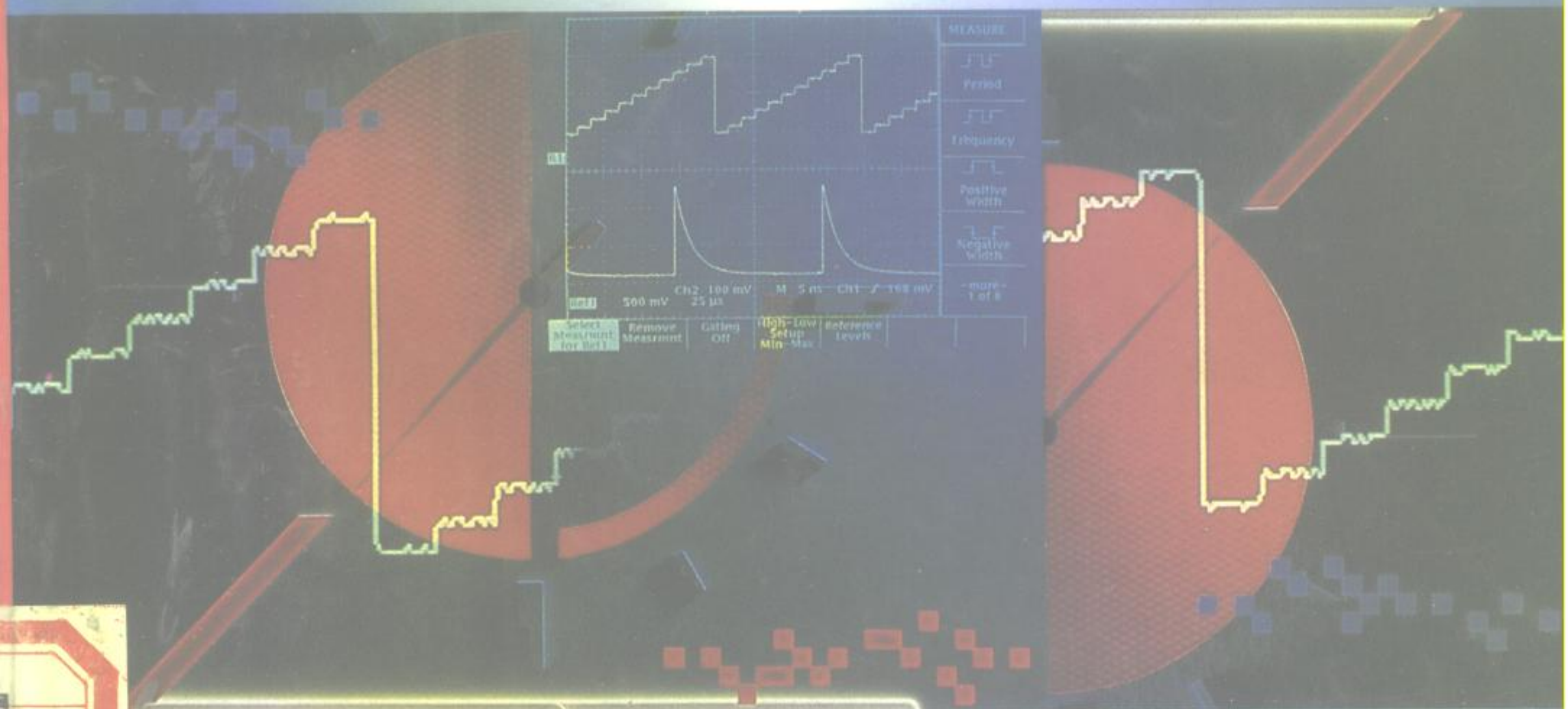


电子技术自学丛书

# 电工·电子基础

## 精选电路详解

耿文学 刘江 编著



电子工业出版社

Publishing House of Electronics Industry

电子技术自学丛书

# 电工·电子基础精选电路详解

耿文学 刘江 编著



电子工业出版社  
Publishing House of Electronics Industry



DV50/50  
内容提要

本书共十三章,第一章电路基础;第二章正弦交流电,第三章简单交流电路,第四章复杂交流电路,第五章三相交流电路,第六章半导体器件,第七章放大器,第八章反馈与振荡,第九章脉冲电路,第十章门电路,第十一章触发器,第十二章脉冲波形的产生和整形,第十三章寄存器、计数器、译码器、D/A与A/D变换器。对电工、电子技术的基本概念进行详细分析并引入新型器件和实用电路,为读者自学提供一个系统入门,可从大量例题中深化对概念的理解和对问题的分析。内容广而精练,注重图说,理论联系实际。

本书供机电、仪表、自控、电子行业人员自学也可供大专院校师生及电子爱好者参考。



丛 书 名:电子技术自学丛书

书 名:电工·电子基础精选电路详解

著 者:耿文学 刘 江编著

责任编辑:张春林

印 刷 者:一二〇一工厂

装 订 厂:北京云峰印刷厂装订

出版发行:电子工业出版社出版(北京海淀区万寿路)

电子工业出版社发行

经 销:各地新华书店经销

开 本:787×1092毫米 1/16 印张:13.125 字数:332千字

版 次:1997年7月第一版 1997年7月第一次印刷

印 数:1—7000册

书 号:ISBN7-5053-4128-6/TN·1072

定 价:16.00元

# 目 录

<b>第一章 电路基础</b> .....	( 1 )
一、电压源与电流源 .....	( 1 )
二、基尔霍夫定律 .....	( 2 )
1. 基尔霍夫电流定律 .....	( 2 )
2. 基尔霍夫电压定律 .....	( 2 )
三、线性电阻与非线性电阻 .....	( 3 )
1. 线性电阻 .....	( 3 )
2. 非线性电阻 .....	( 3 )
3. 静态电阻 .....	( 3 )
4. 动态电阻 .....	( 3 )
四、线性电路中的一个原理和两个定理 .....	( 4 )
1. 名词解释 .....	( 4 )
2. 叠加原理 .....	( 5 )
3. 戴维南定理 .....	( 6 )
4. 诺顿定理 .....	( 7 )
5. 等效电源定理的变迁与对非线性负载的应用 .....	( 9 )
<b>第二章 正弦交流电</b> .....	( 11 )
一、正弦交流电的基本概念 .....	( 11 )
二、正弦交流电的周期、频率、波长 .....	( 12 )
1. 周期 .....	( 12 )
2. 频率 .....	( 12 )
3. 角频率 .....	( 12 )
4. 波长 .....	( 12 )
三、正弦交流电的相位和相位差 .....	( 12 )
1. 相位 .....	( 12 )
2. 初相角 .....	( 12 )
3. 相位差 .....	( 12 )
四、正弦交流电的有效值、平均值.....	( 13 )
1. 有效值 .....	( 13 )
2. 平均值 .....	( 14 )
五、正弦交流电的旋转矢量表示法 .....	( 15 )
六、正弦交流电的复数符号法 .....	( 15 )
七、国内外教材上对旋转矢量和复矢量的称呼和符号 .....	( 17 )
<b>第三章 简单交流电路</b> .....	( 18 )
一、单一参数的正弦交流电路 .....	( 18 )
1. 电阻电路 .....	( 18 )

2. 电感电路 .....	( 19 )
3. 电容电路 .....	( 21 )
二、RLC 串联电路与复数阻抗 .....	( 23 )
1. RLC 串联电路 .....	( 23 )
2. 复数阻抗 .....	( 24 )
3. 国内外教材对复数阻抗和阻抗的称呼和符号 .....	( 28 )
<b>第四章 复杂交流电路</b> .....	( 30 )
一、RLC 并联电路与复数导纳 .....	( 30 )
二、单相正弦交流电路的功率 .....	( 32 )
三、谐振电路 .....	( 33 )
1. 串联谐振 .....	( 34 )
2. 并联谐振 .....	( 38 )
四、交直流电源同时供电时电路的计算 .....	( 40 )
<b>第五章 三相交流电路</b> .....	( 43 )
一、三相交流电的产生 .....	( 43 )
二、三相绕组的连接与电压、电流的计算 .....	( 44 )
1. 电源与负载均为星形(Y)连接形式 .....	( 44 )
2. 电源与负载均为三角形( $\Delta$ )连接形式 .....	( 46 )
3. 电源与负载的各种连接形式 .....	( 48 )
4. 当负载不对称时电路的计算 .....	( 49 )
三、三相交流电路的功率 .....	( 51 )
四、三相交流电的色标 .....	( 55 )
<b>第六章 半导体器件</b> .....	( 57 )
一、半导体二极管的特性 .....	( 57 )
1. 半导体二极管的表示法 .....	( 57 )
2. 二极管的伏安特性曲线 .....	( 57 )
3. 从特性曲线上看性能 .....	( 58 )
4. 不同材料的二极管特性曲线的比较 .....	( 58 )
5. 二极管对交流小信号的电阻 .....	( 60 )
6. 稳压管 .....	( 61 )
7. 各种半导体二极管和敏感元器件 .....	( 62 )
二、半导体三极管的特性 .....	( 66 )
1. 三极管的输入特性曲线 .....	( 67 )
2. 三极管的输出特性曲线 .....	( 69 )
3. h 参数等效电路 .....	( 71 )
三、场效应晶体管的工作原理 .....	( 73 )
1. 结型场效应管 .....	( 74 )
2. 绝缘栅场效应管 .....	( 74 )
四、电力电子器件 .....	( 76 )
1. 简介 .....	( 76 )

2. 晶闸管 .....	( 76 )
3. 功率晶体管 .....	( 79 )
4. 功率集成电路(PIC) .....	( 79 )
<b>第七章 放大器</b> .....	( 80 )
一、放大器的定义和分类 .....	( 80 )
二、小信号交流放大器 .....	( 80 )
1. 直流通路分析 .....	( 80 )
2. 交流通路分析 .....	( 81 )
三、差动放大器 .....	( 84 )
1. 差模、共模信号等名词定义 .....	( 84 )
2. 例题选编 .....	( 84 )
四、运算放大器 .....	( 90 )
1. 简介 .....	( 90 )
2. 用问答和例题的形式对运算放大器电路分析 .....	( 90 )
五、有源滤波器 .....	( 103 )
1. 概念与定义 .....	( 103 )
2. 用问答和例题对有源滤波器深入分析 .....	( 103 )
六、功率放大器 .....	( 111 )
1. 按甲、乙、丙分类的放大器 .....	( 111 )
2. 互补对称放大电路 .....	( 112 )
3. 推挽功率放大器 .....	( 114 )
七、复合晶体管 .....	( 116 )
八、场效应管放大电路 .....	( 117 )
<b>第八章 反馈与振荡</b> .....	( 122 )
一、反馈的定义与反馈放大器 .....	( 122 )
1. 反馈 .....	( 122 )
2. 反馈放大器 .....	( 122 )
3. 反馈放大器的类型 .....	( 123 )
二、反馈放大器的基本电路 .....	( 125 )
1. 电压串联负反馈电路 .....	( 125 )
2. 电流串联负反馈电路 .....	( 126 )
3. 电压并联负反馈电路 .....	( 127 )
4. 电流并联负反馈电路 .....	( 127 )
三、负反馈对电路的影响 .....	( 127 )
1. 提高放大器放大倍数的稳定性 .....	( 127 )
2. 减小非线性失真 .....	( 127 )
3. 抑制噪声 .....	( 128 )
4. 扩展频带 .....	( 128 )
5. 对 $R_o$ 、 $R_i$ 的影响 .....	( 128 )
四、负反馈放大电路的计算方法 .....	( 129 )

1. 参数关系与计算表 .....	(129)
2. 例题选编 .....	(130)
3. 求基本放大器的 $\dot{A}_R$ 、 $\dot{A}_{RO}$ 、 $\dot{A}_{RF}$ 、 $\dot{A}_{OF}$ .....	(139)
五、正弦波振荡器 .....	(141)
1. 振荡器的起振过程 .....	(141)
2. 振荡器的稳定性 .....	(141)
3. 振荡器的选频特性 .....	(141)
六、几种常用的振荡器 .....	(142)
1. 电感三点式振荡器 .....	(142)
2. 电容三点式振荡器 .....	(142)
3. 改进型电容三点式振荡器 .....	(143)
4. 各种振荡器与石英振子的分析、计算 .....	(143)
<b>第九章 脉冲电路</b> .....	(154)
一、脉冲和脉冲信号 .....	(154)
二、脉冲电路 .....	(154)
三、脉冲信号波形的主要参数 .....	(154)
1. 脉冲幅度 $U_m$ .....	(154)
2. 周期 $T$ .....	(154)
3. 上升时间 $t_r$ .....	(154)
4. 下降时间 $t_f$ .....	(155)
5. 脉冲宽度 $t_w$ .....	(155)
四、波形整形、变换电路 .....	(155)
1. RC 充放电电路 .....	(155)
2. 微分电路 .....	(156)
3. 积分电路 .....	(156)
五、限幅电路 .....	(156)
六、箝位电路 .....	(157)
<b>第十章 数字电路(一)——门电路</b> .....	(161)
一、什么是数字电路 .....	(161)
二、门电路 .....	(161)
三、基本门电路 .....	(161)
1. “与”门电路 .....	(161)
2. “或”门电路 .....	(162)
3. “非”门电路 .....	(163)
4. “与非”门电路 .....	(163)
5. “或非”门电路 .....	(164)
6. “异或”门电路 .....	(164)
7. 国内外常用的门电路符号 .....	(165)
四、布尔代数与卡诺图 .....	(165)
1. 布尔代数 .....	(165)

2. 布尔代数的运算规律 .....	(166)
3. 逻辑函数的化简与卡诺图 .....	(168)
<b>第十一章 数字电路(二)——触发器</b> .....	(175)
一、什么是触发器 .....	(175)
二、基本 RS 触发器 .....	(175)
1. 工作过程 .....	(175)
2. 其它类型的 RS 触发器 .....	(176)
3. 基本 RS 触发器的电路符号 .....	(176)
三、同步 RS 触发器 .....	(176)
四、JK 触发器 .....	(177)
1. 简介 .....	(177)
2. “空翻”问题 .....	(178)
五、主从 JK 触发器 .....	(178)
六、T 触发器 .....	(179)
七、D 触发器 .....	(179)
八、各种触发器字头的含意 .....	(179)
<b>第十二章 数字电路(三)——脉冲波形的产生和整形</b> .....	(181)
一、555 定时器 .....	(181)
1. 555 定时器的简化原理图 .....	(181)
2. 555 定时器的工作原理 .....	(181)
二、单稳态触发器 .....	(182)
1. 电路的组成 .....	(182)
2. 工作原理 .....	(182)
3. 输出脉冲的宽度 .....	(183)
4. 单稳态触发器的应用 .....	(183)
三、多谐振荡器 .....	(184)
1. 工作原理 .....	(184)
2. 振荡周期 .....	(184)
四、施密特触发器 .....	(185)
1. 工作原理 .....	(185)
2. 回差电压 .....	(186)
3. 输出信号的电平转换 .....	(186)
4. 施密特触发器的应用 .....	(186)
五、小结 .....	(187)
<b>第十三章 数字电路(四)——寄存器、计数器、译码器、D/A、与 A/D 变换器</b> .....	(190)
一、寄存器 .....	(190)
1. 数码寄存器 .....	(190)
2. 移位寄存器 .....	(191)
二、计数器 .....	(191)
1. 二进制加法计数器 .....	(191)



2. 十进制加法计数器 .....	(192)
三、译码器 .....	(194)
四、D/A 与 A/D 变换器 .....	(197)
1. D/A 变换器 .....	(197)
2. A/D 变换器 .....	(198)
主要参考资料 .....	(200)

目  
录

# 第一章 电路基础

## 一、电压源与电流源

电源即指供给电能之源。它是将其它形式的能量转换为电能的装置,如电池、发电机等;也有的是把某种形式的电能转换成另一种形式电能的装置,如整流电源、高频电源等。

电源有电压源和电流源两种。电压源是以供应电压为主要目的电源,若电压源的端电压不随负载电流的大小而变化时,则称为理想电压源或简称恒压源。理想电压源的符号如图 1-1 所示,其直流电动势用  $E_s$  表示,交流电动势用  $e_s$  表示。一般电压源用图 1-2 的符号来表示理想电压源,(a)表示电池,(b)表示直流发电机,(c)表示一般交流电源。

注意:如图 1-2 所示,电动势  $E_s$  的方向是由“-”指向“+”,而电压  $U_s$  的方向则是由“+”指向“-”。实际电路中也常有不注 s 或注以其它文字、数字的。

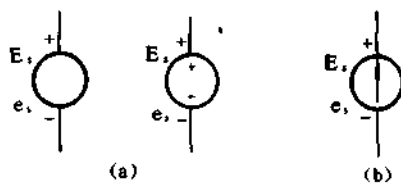


图 1-1

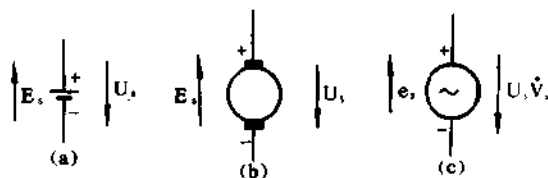


图 1-2

电流源是以供应电流为主要目的电源,若电流源输出的电流不受外电路的影响,也就是电流不随负载变化,则称为理想电流源或简称恒流源。理想电流源的符号如图 1-3 所示,符号表示用(a)或(b)均可;直流的电流用  $I_s$  表示,交流电流用  $i_s$  表示;交流的理想电流源也有用(c)所示图形符号的。

**例 1.1** 如图 1-4 所示,开关 K 至负载电阻 R 的距离为  $L=3m$ 。

求:当开关 K 在 B 和 A 转换时,电流由 A 点流到 c 点所需的时间  $t_1$

解 电流的传播速度为  $c=3 \times 10^8 m/s$ ,则

$$t_1 = \frac{1}{c} = \frac{3}{3 \times 10^8} = 1 \times 10^{-8} s = 10 ns$$

当开关 K 不断地闭合、打开时,a 点的电流波形如图 1-5(a)所示,c 点处的电流波形如图 1-5(b)所示。

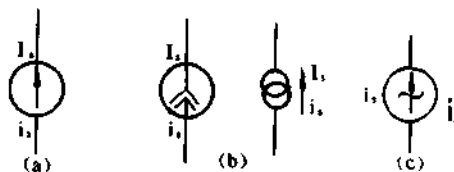


图 1-3

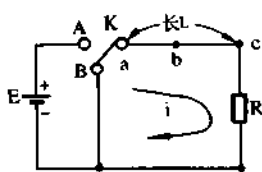


图 1-4

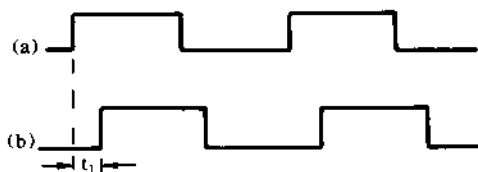


图 1-5

因为  $t_1$  时间十分短,放在一般电路中可以忽略,而在一些特殊的电子电路中,则必须考虑。

实际的电压源或电流源,其输出的电压或电流总是随外电路负载的变化而变化的。例如一个电池,当负载电流增大时,端电压就会降低。实际电压源可表示为一个理想电压源与内电阻  $R_0$  的串联;实际电流源可表示为一个理想电流源与内电阻的并联。图 1-6(a)是一个干电池,作为电压源相当一个理想电压源  $E_s$  与电阻  $R_0$  的串联。 $R_0$  越小,这个电压源就越接近理想电压源。图 1-6(b)是一个实际电流源,它相当一个理想电流源  $I_s$  或  $i_s$  与电阻  $R_0$  的并联。 $R_0$  越大,这个电流源就越接近理想电流源。

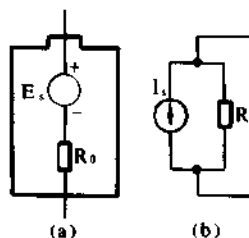


图 1-6

## 二、基尔霍夫定律

基尔霍夫(G. R. Kirchhoff 1824-1887)是德国物理学家,1845 年发表了有关电路的两个定律。

1. 基尔霍夫电流定律 在电路的任一节点处(广义的),流入电流的总和等于流出电流的总和。

**例 1.2** 图 1-7 所示的电路中,各个支路的电流分别为  $i_1, i_2, i_3, i_4, i_5, i_6, i_7$  和  $i_8$ 。

求:在 a 节点处和以 b 区、c 区作为广义节点处的电流关系

解 a 为节点处  $i_5 = i_6 + i_7$ ;

b 区作为广义节点处  $i_3 + i_7 = i_2 + i_8$

c 区作为广义节点处  $i_4 = i_2 = i_6 + i_8$

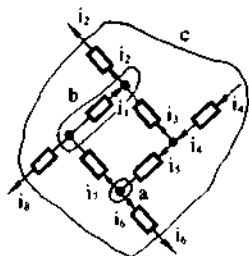


图 1-7

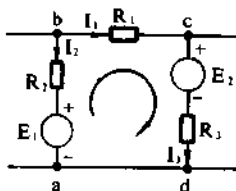


图 1-8

2. 基尔霍夫电压定律 在电路中的任一闭合回路,电动势的代数和等于电压降的代数和。

**例 1.3** 图 1-8 所示的电路中,电动势  $E_1$  和  $E_2$ , 电流  $I_1, I_2$  和  $I_3$  的假定方向图中已标出。

求：用基尔霍夫电压定律列出 abcd 回路的方程

解 以假定的回路方向从 a 点开始顺时针一周回到 a 点为止，电动势或电压与假设回路方向一致者为正，相逆者为负，则方程为

$$E_1 - E_2 = -I_2 R_2 + I_1 R_1 + I_3 R_3$$

### 三、线性电阻与非线性电阻

1. **线性电阻** 线性电阻元件的伏安特性曲线(就是元件两端所加的电压与通过电流之间的关系)是线性的，并应通过坐标原点。

**例 1.4** 请画出  $1\text{k}\Omega$  和  $0.5\text{k}\Omega$  线性电阻元件的伏安特性曲线。

解 图 1-9 所画出了两条通过原点的直线，说明电压与电流的比例关系不变，也就是电阻值不随外加电压的大小而改变，是一个常数。

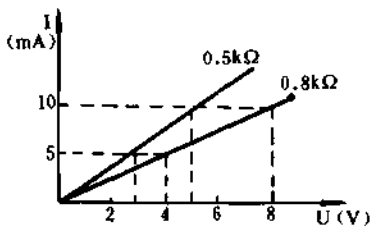


图 1-9

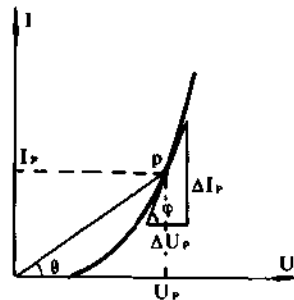


图 1-10

2. **非线性电阻** 非线性电阻元件的伏安特性不是线性的。图 1-10 所示，在不同电压的作用下，其电压与电流的比值不一定相等，也就是电阻值随外加电压变化而变化，不是常数。

当在非线性电阻的伏安特性曲线上确定了工作点 p(即在这个非线性电阻元件上加了指定的电压  $U_p$  或通过指定的电流  $I_p$  时)后，即可求出该点的静态电阻  $R_p$  与动态电阻  $r_p$ 。

3. **静态电阻** 工作点 p 对应电压  $U_p$  与电流  $I_p$  的比值。

$$R_p = \frac{U_p}{I_p} = \text{ctg}^{-1}\theta$$

4. **动态电阻** 在工作点 p 作伏安特性曲线的切线，所形成三角形的  $\Delta U$  与  $\Delta I$  之比值。

$$r_p = \frac{\Delta U_p}{\Delta I_p} = \text{ctg}^{-1}\theta$$

线性电阻的串、并联十分简单，串联的总电阻就等于各电阻值之和，并联的总电阻值就等于各电阻值倒数和的倒数。因为线性电阻的阻值是一个常数，所以在电路中计算十分简单。

非线性电阻的阻值不是一个常数，所以计算比较复杂，可用参数法或图解法分析，一般来说，同一个工作点的  $R_p$  的  $r_p$  求法不同，物理意义也不同，数值也不相同。

**例 1.5** 如图 1-11 所示的电路，电源电动势  $E=12\text{V}$ ，内电阻  $R_0=4\Omega$  电路负载  $R$  为非线性电阻， $R=f(U_{R_0})$  的伏安特性曲线如图 1-12 上所示。

求 非线性电阻  $R$  上通过的电流  $I$  和端电压  $U$ ，静态电阻  $R_p$  和动态电阻  $r_p$ 。



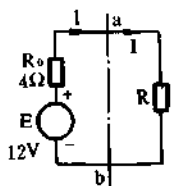


图 1-11

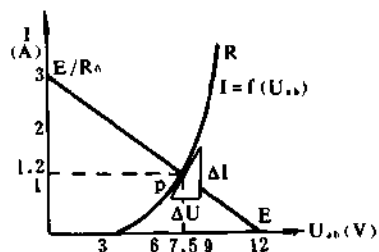


图 1-12

解 电路 ab 的左侧为内电阻  $R_0$  (线性电阻) 与电动势  $E$  组成的电压源, 不管 ab 端的负载电阻怎样变化, 一定要满足下列方程。

$$U_{ab} = E - IR_0$$

这个方程中  $E$  和  $R_0$  是给定的常数, 所以  $U_{ab}$  和  $I$  的关系为一条直线, 它与  $U_{ab}$  轴的交点, 即  $I=0$  时, 应为  $E$ , 即  $+12V$ ; 它与  $I$  轴的交点, 即  $U_{ab}=0$  时, 应为  $\frac{E}{R_0}$ , 即  $\frac{12V}{4\Omega} = 3A$ 。

电路 ab 的右侧为非线性电阻  $R$ , 它的伏安特性可以通过实验求出 (生产厂家的产品样本上也会给出), 即图 1-12 上那条  $I=f(U_{ab})$  曲线。

电路 ab 左侧即电压源的伏安特性曲线与电路 ab 右侧即非线性电阻的伏安特性曲线相交于 p 点, 即工作点, 这一点的电压与电流满足两侧电路的伏安特性, 因而 p 点在坐标上对应的电流和电压即为电路中的电流  $I$  和实际 ab 两点间的电压  $U$

$$U = 7.5V \quad I = 1.2A$$

$$\text{静态电阻 } R_p = \frac{U}{I} = \frac{7.5}{1.2} = 6.25\Omega$$

动态电阻从切线三角形上可求出

$$r_p = \frac{\Delta U}{\Delta I} = \frac{1.5}{1} = 1.5\Omega$$

#### 四、线性电路中的一个原理和两个定理

##### 1. 名词解释

(1) 线性电路 电路中的电阻 (或阻抗) 都是线性的。也就是说, 通过电路元件中的电流和加在元件两端的电压成正比。

(2) 原理、定理、定律 定律是通过大量具体事实归纳而成的结论, 是对客观规律的一种表达形式。定理是通过一定论据而证明为真实的结论。原理是科学技术中具有普遍意义的基本规律。从原理可推演出各种具体的定理。

##### (3) 有源二端网络、无源二端网络、除源网络

网络就是两个或更多个互相关联的电路。二端网络就是不管是怎样复杂的网络, 只要它引出两个出线端的都叫做二端网络。二端网络中含有电源的称为有源二端网络, 不含电源的称为无源二端网络; 另外又按网络中的元器件是否是线性的而分为线性网络或非线性网络。除源网络就是把网络中的电源除去 (恒压源短路, 恒流源开路, 留下并、串电阻) 后剩下的就是无源

网络。

### 2. 叠加原理(重叠原理)

在具有几个电源的线性电路中,某一支路中的电流(或电压),等于各个电源单独作用时(这时应把另外的电源除去,电压源短路,电流源开路,但它们若有内阻的话则都要留下)在该支路中产生的电流(或电压)之代数和。

注意:叠加原理只适用于线性电路,而且只适用于计算电压和电流,不适用于计算功率。因为电路中的功率是与电流(或电压)的平方成正比,两个数的平方和不等两个数和的平方,故不能用于功率计算。

**例 1.6** 图 1-13(a)所示的电路,用叠加原理求三条支路中的电流  $I_1$ 、 $I_2$  和  $I_3$

解 如图 1-13 所示,可以把图(a)等效为图(b)和图(c)电路的叠加

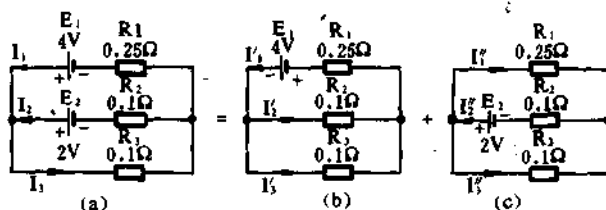


图 1-13

由(b)电路求出

$$I'_1 = \frac{E_1}{R_1 + \frac{R_2 R_3}{R_2 + R_3}} = \frac{4}{0.25 + 0.05} = \frac{4}{0.3} = \frac{40}{3} \text{ A}$$

$$I'_2 = I'_1 \frac{R_3}{R_2 + R_3} = \frac{40}{3} \times \frac{0.1}{0.2} = \frac{20}{3} \text{ A}$$

$$I'_3 = I'_1 - I'_2 = \frac{20}{3} \text{ A}$$

由(c)电路求出

$$I''_2 = \frac{E_2}{R_2 + \frac{R_1 \times R_3}{R_1 + R_3}} = \frac{2}{0.1 + \frac{0.25 \times 0.1}{0.25 + 0.1}} = \frac{70}{6} \text{ A}$$

$$I''_1 = I''_2 \frac{R_3}{R_1 + R_3} = \frac{10}{3} \text{ A}$$

$$I''_3 = I''_2 \frac{R_1}{R_1 + R_3} = \frac{25}{3} \text{ A}$$

叠加求  $I_1$ 、 $I_2$  和  $I_3$ 。

$$I_1 = I'_1 - I''_1 = \frac{40}{3} - \frac{10}{3} = 10 \text{ A}$$

$$I_2 = I'_2 - I''_2 = \frac{20}{3} - \frac{70}{6} = 5 \text{ A}$$

$$I_3 = I'_3 + I''_3 = \frac{25}{3} + \frac{20}{3} = 15 \text{ A}$$

**例 1.7** 把图 1-14(a)所示的具有电压源和电流源的电路等效为两个单独电源的电路,求 R 中的电流 I 和电压  $U_R$ 。

解

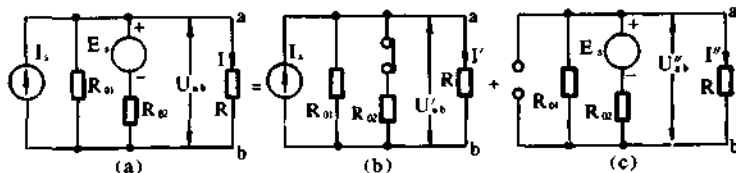


图 1-14

由(b)电路求出  $I'$  和  $U'_{ab}$ , 由(c)电路求出  $I''$  和  $U''_{ab}$ , 则

$$I = I' + I''$$

$$U_{ab} = U'_{ab} + U''_{ab}$$

**3. 戴维南定理** 对于任意的线性有源二端网络, 其对外的作用来说, 可以等效为一个电压源。这个电压源中电动势的电压就是该线性有源二端网络的开路电压; 其内阻就是该线性有源二端网络除源(恒压源短路、恒流源开路, 注意它们所引、并的电阻都要留下)后两端之间的等效电阻。

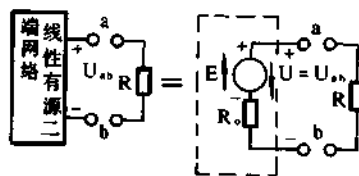


图 1-15

图 1-15 所示, 等效电动势的电压  $U = U_{ab}$ , 内阻  $R_0$  即线性有源二端网络除源后从 ab 端看出(向左)的电阻。

**例 1.8** 如图 1-16(a)所示的电路, 有一个电压源和一个电流源供电。

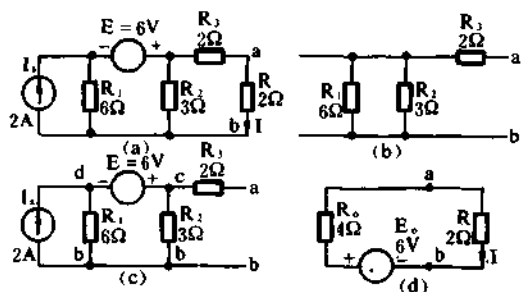


图 1-16

求 负载  $R$  中的电流  $I$

解 先将电路由 ab 端断开, 再画出 ab 左边二端网络中除源后的电路图 1.16(b), 求出由 ab 端看出的电阻  $R_0$ 。

$$R_0 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + R_3 = \frac{3 \times 3}{6 + 3} + 2 = 4\Omega$$

再按图 1.16(c)求 ab 端的开路电压  $U_{ab}$ 。

从电路上可以看出

$$U_{cb} = U_{ab}$$

$$U_{ab} = U_{cb} - E = U_{cb} - 6$$

电阻  $R_1$  中的电流应为

$$\frac{U_{cb}}{R_1} = \frac{U_{ab} - 6}{R_1} = \frac{U_{ab} - 6}{6}$$

电阻  $R_2$  中的电流应为

$$\frac{U_{ab}}{R_2} = \frac{U_{ab}}{R_2} = \frac{U_{ab}}{3}$$

而恒流源的电流  $I_s$  应等于以上两个电流之和

$$I_s = \frac{U_{ab} - 6}{6} + \frac{U_{ab}}{3}$$

已知  $I_s = 2A$ , 可求出  $U_{ab} = 6V$ , 等效电压源电动势  $E$  的电压应为  $6V$ , 画出图 1-16(d) 的等效电路, 可求出

$$I = \frac{E}{R + R_0} = \frac{6}{2 + 4} = 1A$$

**4. 诺顿定理** 对于任意的线性有源二端网络,就其对外的作用来说,可以等效为一个电流源,如图 1-17(a)。这个电流源中的恒流源电流就是该线性有源二端网络的短路电流(如图 b);与其并联的内阻就是该线性有源二端网络除源(恒压源短路、恒流源开路,注意它们所串、并的电阻都要留下)后两端之间的等效电阻。

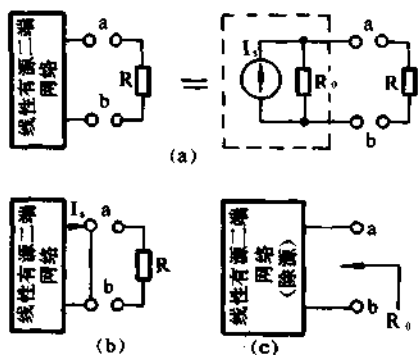


图 1-17

图 1-17(b)所示,等效恒流源的电流即 ab 短路电流  $I_s$ ;如图 1.17(c)所示,并联的内阻  $R_0$  即线性有源二端网络除源后从 ab 端向左看入的电阻。

利用戴维南定理和诺顿定理可以对电压源或电流源进行等效互换,如图 1-18 所示,但要注意它们本身并无等效关系,而只是对外电路的作用等效。图 1-18 的左图是一个干电池,它相当于一个恒压源  $E$  和内阻  $R_0$  的串联,它也可等效为右图一个恒流源  $I_s = \frac{E}{R_0}$  和内阻  $R_0$  的并联电源,对外电路的作用它们是一样的,但对内电路来说并非有一个恒流源  $I_s$  在  $R_0$  上一直消耗着电能。

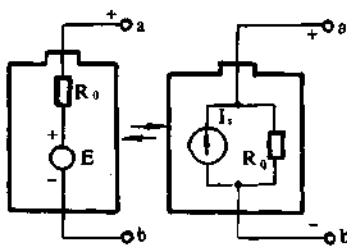


图 1-18

**例 1.9** 用戴维南定理把图 1-19(a)电位器分压电路化为等效电压源,分析负载电阻对输出电压  $U_L$  的影响,再化为等效电流源。

**解** 用戴维南定理把电位器电路化为等效电压源,如图 1.19(b)所示

$U_0$  即 AB 端的开路电压

$$U_0 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U$$

$R_0$  即恒压源  $U$  短路后,从 AB 端看入的电阻

$$R_0 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

带负载  $R_L$  后,输出电压  $U_L$  为

$$U_L = \frac{U_0}{R_0 + R_L} \cdot R_L$$

$$U_L = \frac{UR_2}{\frac{R_1 + R_2}{R_L} + (R_1 + R_2)}$$

当分母的第 1 项  $\frac{R_1 R_2}{R_L} (R_1 + R_2)$  时,也就是  $R_L$  足够大时,输出电压几乎就按电位器的分压

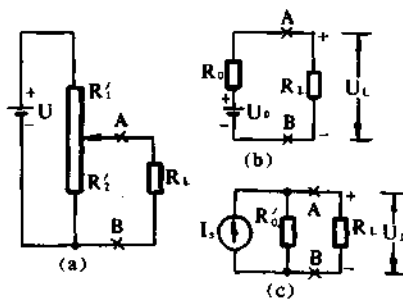


图 1-19



比例关系

$$U_L \approx U \frac{R_2}{R_1 + R_2}$$

当  $R_L$  不是很大时,  $\frac{R_1 R_2}{R_L}$  的作用就不能忽略。例如: 当  $U=10$   $R_1=R_2=5k\Omega$  时,  $R_L$  与输出电压  $U_L$  的关系可从下表看出, 影响很大。

$R_L(\Omega)$	500	5k	50k	500k	5M	50M
$U_L(V)$	0.833	3.333	4.762	4.975	4.998	5.000

再化为等效电流源如图 1.19(c) 所示

$$I_s = \frac{U_0}{R_0} = \frac{U}{R_1} \quad R'_0 = R_0 = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2}$$

同样求出 
$$U_L = I_s \frac{R'_0 R_L}{R'_0 + R_L} = \frac{U R_2}{\frac{R_1 R_2}{R_1} + (R_1 + R_2)}$$

**例 1.10** 如图 1-20 所示的电路, 以  $R_5$  为外负载, 则用戴维南定理和诺顿定理分别画出, 求电流  $I$  的等效电压源电路和等效电流源电路, 然后列出求  $I$  的方程式。

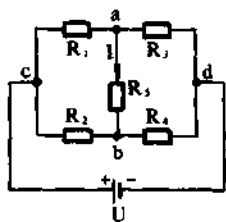


图 1-20

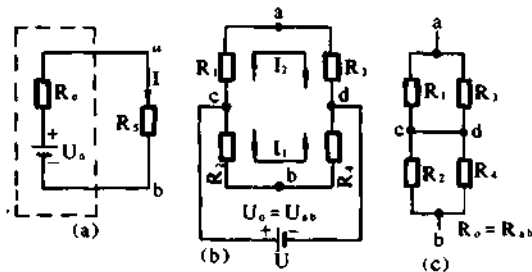


图 1-21

解 ①画出以  $R_5$  为外负载的等效电压源电路如图 1-21(a) 所示, 图中的恒压源  $U_0$  如图 1-21(b) 所示的  $ab$  端开路电压  $U_{ab}$ 。内阻  $R_0$  即从  $ab$  端看入的电阻(电压源  $U$  短路, 保留内阻, 现假定内阻可忽略, 故可直接短路), 如图 1-21(c) 所示

从图 1-21(b) 可求出

$$I_1 = \frac{U}{R_2 + R_4} \quad I_2 = \frac{U}{R_1 + R_3}$$

$$U_0 = U_{ab} = U_{ac} = U_{cb} = -I_2 R_1 + I_1 R_2$$

$$= \left( \frac{R_2}{R_2 + R_4} - \frac{R_1}{R_1 + R_3} \right) U$$

从图 1-21(c) 可求出

$$R_0 = R_{ab} = \frac{R_1 R_3}{R_1 + R_3} + \frac{R_2 R_4}{R_2 + R_4}$$

从图 1-21(a) 可求出

$$I = \frac{U_0}{R_0 + R_5} = \frac{\left(\frac{R_2}{R_2 + R_4} - \frac{R_1}{R_1 + R_3}\right)U}{\left(\frac{R_1 R_3}{R_1 + R_3} + \frac{R_2 R_4}{R_2 + R_4} + R_5\right)}$$

$$= \frac{\left(\frac{R_2 R_3 - R_1 R_4}{R_1 R_2 + R_1 R_4 + R_2 R_3 + R_3 R_4}\right)}{\left(\frac{R_1 R_3}{R_1 + R_3} + \frac{R_2 R_4}{R_2 + R_4} + R_5\right)} U$$

②画出以  $R_5$  为外负载的等效电流源电路如图 1-22(a) 所示, 图中恒流源  $I_s$  即如图 1-22(b) 所示的 ab 端短路的电流  $I_{ab}$ 。内阻  $R'$ 。即从 ab 端看入的电阻, 如图 1-22(c) 所示

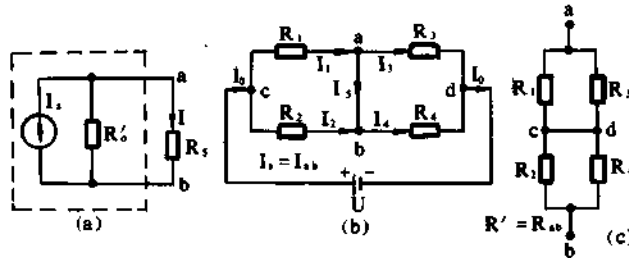


图 1-22

从图 1-22(b) 可求出

$$I_0 = \frac{U}{\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4}}$$

$$I_1 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} I_0 \quad I_3 = \frac{R_4}{R_3 + R_4} I_0$$

$$I_0 = I_1 - I_3 = \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} - \frac{R_4}{R_3 + R_4}\right) \frac{U}{\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4}}$$

从图 1-22(c) 可求出

$$R' = R_{ab} = R_1 R_3 \frac{R_2}{R_1 + R_3} + \frac{R_2 R_4}{R_2 + R_4}$$

从图 1-22(a) 可求出电流  $I$

$$I = I_0 \frac{R'_0}{R'_0 + R_5}$$

$$= \left(\frac{R_2}{R_1 + R_2} - \frac{R_4}{R_3 + R_4}\right) \frac{U}{\left(\frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4}\right)} \cdot \frac{\left(\frac{R_1 R_3}{R_1 + R_3} + \frac{R_2 R_4}{R_2 + R_4}\right)}{\left(\frac{R_1 R_3}{R_1 + R_3} + \frac{R_2 R_4}{R_2 + R_4} + R_5\right)}$$

$$= \frac{\left(\frac{R_2 R_3 - R_1 R_4}{R_1 R_2 + R_1 R_4 + R_2 R_3 + R_3 R_4}\right)}{\left(\frac{R_1 R_3}{R_1 + R_3} + \frac{R_2 R_4}{R_2 + R_4} + R_5\right)} U$$

如果从图 1-21(a) 转换为图 1-22(a) 就更方便了。

### 5. 等效电源定理的变迁与对非线性负载的应用

戴维南定理与诺顿定理统称为等效电源定理。它们是把一个线性有源二端网络等效为一个电压源或电流源。其实早在 1853 年德国物理学家赫尔姆霍兹(H. I. F Helmholtz 1821—

1894)就提出过类似的理论,但未得到普及使用。30年后法国电气工程师戴维南(L Thevenin 1857—1926)于1883年就这个问题发表了论文,使这个定理得到了推广使用,故有人称为赫戴定理。当时的戴维南定理只是针对直流电路论述的,说的是在一个线性有源二端网络中,欲求其中某一支路的电流,可看成一个电压源对这一支路的供电,电压源中的恒压源电压就是这一支路的开路电压,内阻就是不包括支路的线性有源网络除源后的等效电阻,这个定理也就只能用于线性有源网络中。后来有人(例如日本的风秀太郎)把戴维南定理发展用于交流电路,电阻扩展为阻抗;而且把定理的内容也发展为用在一个线性有源网络的任意两端上外接负载时,求负载中的电流、电压,可把这个线性有源二端网络等效为一个电压源。这就只要求被等效的一部分为线性网络即可,而负载则可以是非线性的,这样发展以后,戴维南定理就可以用于非线性负载了。发展后,日本常称为风——戴维南定理,我国和欧美仍称为戴维南定理。

诺顿定理是1926年11月由美国贝尔研究所的科学家诺顿(E. L. Norton 1898—)提出的,并取得了专利权,当时诺顿定理是针对交流电路论述的;在同年同月,德国的梅耶(H. F. Meyer)也发表了同样定理的论文,是针对直流电路的,这件事最近才知道,所以有人也把这个等效电流源的定理称为梅耶——诺顿定理。

总之,目前的戴维南定理和诺顿定理可以用于直流电路也可以用于交流电路;负载可以是线性的也可以是非线性的。

**例 1.11** 如图1-23(a)所示的电路,二极管D的伏安特性曲线如图1-23(c)中D线所示。

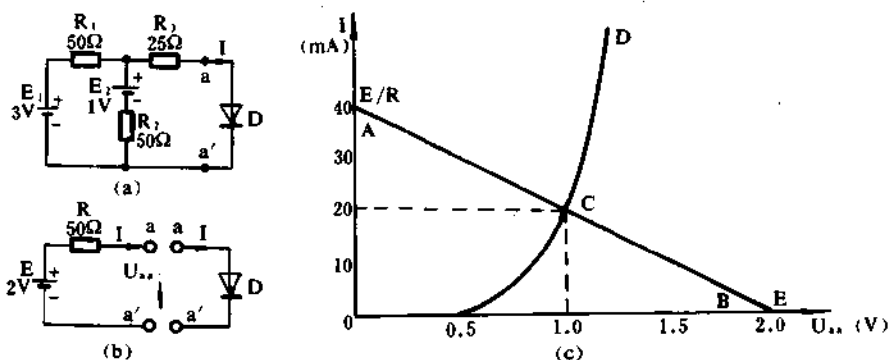


图 1-23

求 二极管D中的电流和aa'端的电压

解 把aa'左边的电路等效为一个电压源,如图(b)左边所示

$$E = E_1 - \frac{E_1 - E_2}{R_1 + R_2} R_1 = 3 - \frac{3 - 1}{50 + 50} \times 50 = 2V$$

$$R = 25 + \frac{50 \times 50}{50 + 50} = 50\Omega$$

图(b)左边电路的伏安特性为

$$E = IR + U_{aa'}$$

I与 $U_{aa'}$ 的关系如图(c)上的AB直线,B点电压应等于E,即2V;A点电流应等于 $\frac{E}{R}$ ,即 $\frac{2}{50} = 0.04A = 40mA$

AB线与二极管D的伏安特性曲线之交点C即为所求

$$I = 200mA \quad U_{aa'} = 1V$$

## 第二章 正弦交流电

### 一、正弦交流电的基本概念

当一个矩形线圈在磁通密度为  $B$  (单位为  $T$ , 即特斯拉) 的均匀磁场中, 以角速度  $\omega$  (单位是弧度/秒) 旋转时, 如图 2-1 所示, 将会切割磁力线, 产生电动势  $e$ 。  $e$  的方向由弗莱明右手定则确定,  $e$  的大小与线圈在单位时间内切割磁力线的多少成正比, 是随时间按正弦规律变化的, 如图 2-2 所示。

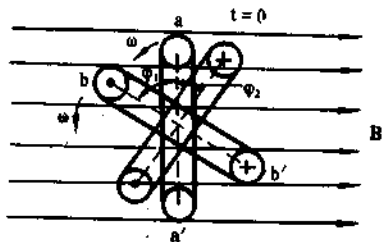


图 2-1

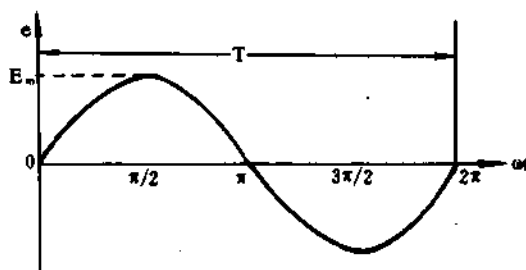


图 2-2

$$e = E_m \sin \omega t$$

式中  $e$  为交流电动势的瞬时值, 是随时间变化的量,  $E_m$  为交流电动势的最大值, 是不随时间变化的量。

如果矩形线圈开始转动时, 不是正好在垂直磁力线的方向上, 而是有一个初始角  $\varphi$  时, 产生的电动势  $e$  应为

$$e = E_m \sin(\omega t + \varphi)$$

波形如图 2-3 所示,  $e_1$  对应于  $\varphi_1$ , 是矩形线圈开始位置超前  $\varphi_1$  角的情况;  $e_2$  对应于  $\varphi_2$ , 是矩形线圈开始位置落后  $\varphi_2$  角的情况

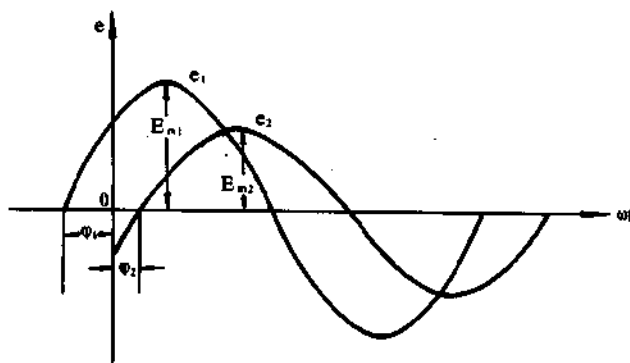


图 2-3



## 二、正弦交流电的周期、频率、波长

1. **周期** 是交流电的瞬时值重复出现一次的间隔时间,用  $T$  表示,单位为秒(s)。如图 2-2 所示的波形重复一次的时间。

2. **频率** 是交流电每秒内变化的周期数,用  $f$  表示,单位为赫(Hz)

**例 2.1** 同步发电机的磁极对数  $p$ , 每分钟的特数为  $N$ , 求产生交流电的频率  $f$

解  $f = \frac{pN}{60}$

3. **角频率** 是交流电每秒内变化的弧度数,用  $\omega$  表示,单位是 rad/s,即弧度/秒,与角速度是一样的。

每个周期变化的弦度数为  $2\pi$ , 即  $\omega T = 2\pi$ , 故

$$\omega = \frac{2\pi}{T} = 2\pi f$$

4. **波长** 是交流电磁波每一个周期在空间传播的距离,用  $\lambda$  表示,单位为 m, 即米, 也有 mm,  $\mu\text{m}$ , nm, A 等长度单位的。

$$\lambda = Tc = \frac{c}{f}$$

$c$  为电磁波在真空中的传输速度, 即光速

$$c \approx 3 \times 10^8 \text{ m/s}$$

## 三、正弦交流电的相位和相位差

1. **相位** 就是波形与横坐标(时间)轴之间的相位位置。它表示正弦交流电在某一时刻所处状态的物理量, 它不仅决定瞬时值的大小和方向, 而且还能表示出正弦交流电变化的趋势。频率相同的波形, 每个周期的起点都一致时, 称这两个波形为同相位。两个频率相同的波形, 如果第一个波形在正半周时, 第二个波形正好在负半周, 也就是相位差  $180^\circ$ , 称这两个波形为反相位。

2. **初相角** 坐标原点与邻近的一个周波起点之间的角度差称为初相角。如图 2-3 所示, 当周波起点在坐标原点的左边, 称为超前, 初相角为正, 如  $\varphi_1$ ; 当周波起点在坐标原点的右边, 称为落后, 初相角为负, 如  $\varphi_2$ 。

$$e_1 = E_{m1} \sin(\omega t + \varphi_1)$$

$$e_2 = E_{m2} \sin(\omega t - \varphi_2)$$

3. **相位差** 即两个同频率交流电波形间的初相角之差。它可表明两个同频率交流电波形随时间变化“频调”的先后。如图 2-3 所示, 以  $e_2$  为基准,  $e_1$  与  $e_2$  的初相角之差为

$$\Delta\varphi = \varphi_1 - (-\varphi_2) = \varphi_1 + \varphi_2$$

相位差为正, 说明  $e_1$  前于  $e_2$ , 如果相位差为负, 就说明  $e_1$  落后于  $e_2$ 。

**例 2.2** 画出  $u = 100 \sin \omega t$  的波形图

解 电压  $u$  与相应电动势  $e$  的方向相反

$$u = U_m \sin \omega t = -E_m \sin \omega t$$

在实际应用中常以  $u$  的波形为基准

$u=100\sin\omega t$  的波形如图 2-4 所示

**例 2.3** 已知角频率  $\omega=314\text{rad/s}$ , 求电压  $u_1=100\sqrt{2}\sin(\omega t+\frac{\pi}{3})$  和  $u_2=10\sqrt{2}\sin(\omega t-\frac{\pi}{6})$  之间的相位差, 并用时间表示出来。

解 从  $u_1, u_2$  的方程中可看出  $u_1$  超前于  $u_2$

$$\Delta\varphi=\frac{\pi}{3}-(-\frac{\pi}{6})=\frac{\pi}{2}\text{rad} \quad \text{即 } 90^\circ$$

而频率  $f=\frac{\omega}{2\pi}=\frac{314}{2\pi}=50\text{Hz}$

周期  $T=\frac{1}{f}=\frac{1}{50}\text{s}$

$\frac{1}{50}\text{s}$  为  $2\pi$  的变化, 那么  $\frac{\pi}{2}$  相当的时间应为

$$t=\frac{\frac{\pi}{2}}{2\pi}\cdot\frac{1}{50}=\frac{1}{200}\text{s}=5\text{ms}$$

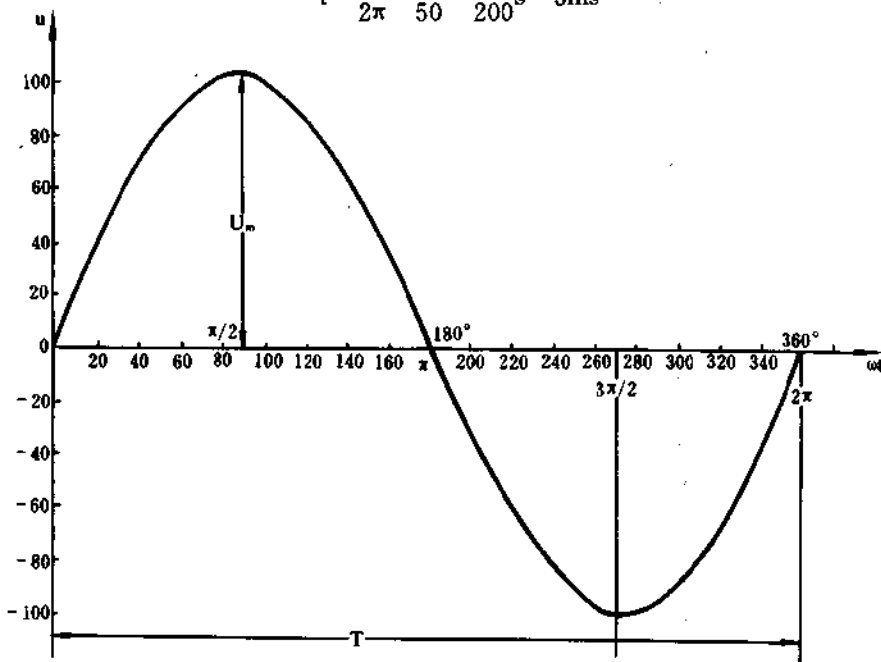


图 2-4

#### 四、正弦交流电的有效值、平均值

1. **有效值** 即一个周期的交流瞬时值平方的平均值的平方根, 故又称为均方根值, 常用 RMS 或 rms 表示。它用于计算交流电在电阻负载上的发热量、电功率、电动力等十分方便, 所以一般交流电的电压、电动势、电流都用有效值表示, 对应的符号是  $U, E, I$ 。通俗地讲, 交流电源对某电阻负载供电时, 一个周期内的发热量如果与某直流电源对该电阻供电同一时间的发热量相等, 那么这个直流电源的电压、电动势和电流就表示成为相应交流电源的电压、电动势

和电流的有效值。

**例 2.4** 推导正弦交流电电流有效值  $I$  与最大值  $I_m$  之间的关系。

解 正弦交流电电流瞬时值  $i = I_m \sin \omega t$  等效的直流电流, 也就是正弦交流电的电流有效值为  $I$

一个周期  $T$  内的发热量  $Q$

直流电为  $Q_d = I^2 R T$

交流电为  $Q_a = \int_0^T i^2 R dt$

要求  $Q_d = Q_a$

$$\begin{aligned} \text{所以 } I^2 &= \frac{1}{T} \int_0^T I_m^2 \sin^2 \omega t dt \\ &= \frac{I_m^2}{2T} \int_0^T (1 - \cos 2\omega t) dt \\ &= \frac{I_m^2}{2T} \left[ t - \frac{1}{2\omega} \sin 2\omega t \right] \Big|_0^T \\ &= \frac{I_m^2}{2T} \left( T - \frac{1}{2\omega} \sin 2\omega T \right) \end{aligned}$$

式中  $\omega T = 2\pi$ , 即一个周期内, 代入后得出

$$I^2 = \frac{I_m^2}{2}$$

$$I = \frac{1}{\sqrt{2}} I_m \approx 0.707 I_m$$

根据例 2-4 的推导, 同理可求出

$$U = \frac{1}{\sqrt{2}} U_m \approx 0.707 U_m$$

$$E = \frac{1}{\sqrt{2}} E_m \approx 0.707 E_m$$

2. 平均值 把半周的瞬时值取其平均的值, 电压、电动势和电流的平均值符号是  $U_{av}$ 、 $E_{av}$ 、 $I_{av}$ 。

**例 2.5** 推导正弦交流电电流平均值  $I_{av}$

与最大值  $I_m$  之间的关系。

$$\begin{aligned} \text{解 } I_{av} &= \frac{1}{T} \int_0^{\frac{T}{2}} I_m \sin \omega t dt \\ &= -\frac{2I_m}{\omega T} (\cos \frac{\omega T}{2} - \cos 0) \end{aligned}$$

代入  $\omega T = 2\pi$

$$\text{则 } I_{av} = \frac{2}{\pi} I_m \approx 0.637 I_m$$

根据例 2.5 的推导, 同理可求出

$$U_{av} = \frac{2}{\pi} U_m \approx 0.637 U_m$$

$$E_{av} = \frac{2}{\pi} E_m \approx 0.637 E_m$$

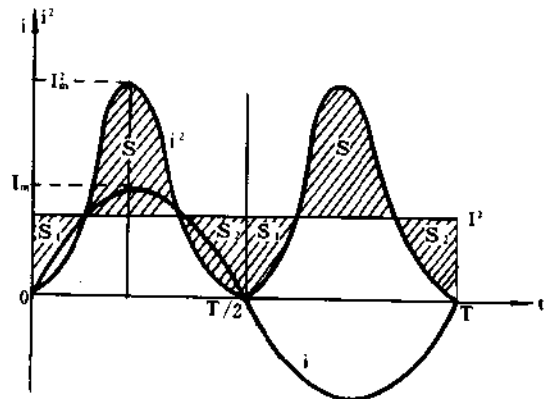


图 2-5

**例 2.6** 画出用面积示意的电流有效值和平均值图。

解:图 2-5 是正弦交流电有效值的示意图。把电流瞬时值平方  $i^2$  的面积平均,即把面积  $S$  补为  $S_1 + S_2$ ,得到平均面积的高,相应于  $I^2$ ,开平方后得有效值  $I$

图 2-6 是正弦交流电平均值的示意图。把半周的电流瞬时值  $i$  的面积平均,即把面积  $S$  补为  $S_1 + S_2$ ,得到平均面积的高,就相应于  $I_{av}$

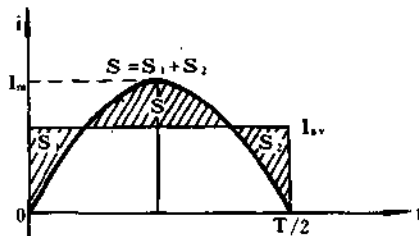


图 2-6

**例 2.7** 家庭用单相交流电压有效值为 220V,求电压的最大值和平均值。

解 电压最大值  $U_m = 220 \sqrt{2} \approx 311V$

电压平均值  $U_{av} = \frac{2}{\pi} U_m \approx 0.637 \times 311 = 198V$

### 五、正弦交流电的旋转矢量表示法

如果从直角坐标的原点画一矢量,长度为  $I_m$  (也可以是  $E_m$ 、 $U_m$ ),与横轴交角为  $\varphi$  (即初相角),矢量以角速度  $\omega$  绕原点逆时针旋转。这个矢量用  $\dot{I}_m$  (或  $\dot{E}_m$ 、 $\dot{U}_m$ ) 表示,称为旋转矢量,某一时刻它在纵轴上的投影,就等于正弦交流电在这一时刻的瞬时值。如果图 2-7 所示,可用图上  $\dot{I}_m$  来表示正弦交流电  $i = I_m \sin(\omega t + \varphi)$

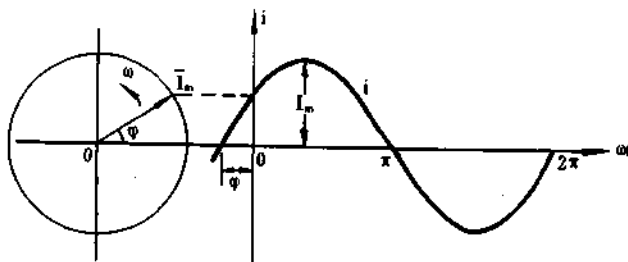


图 2-7

**例 2.8** 如图 2-8 所示的电路  $e_1$ 、 $e_2$  和  $e_3$  对应的旋转矢量  $\bar{E}_1$ 、 $\bar{E}_2$  和  $\bar{E}_3$ ,串联后,求合成的总电动势旋转矢量  $\bar{E}$ 。

解 图 2-9 为  $\bar{E}_3 + \bar{E}_1 + \bar{E}_2 = \bar{E}$  的矢量合成图, $\bar{E}$  即为所求, $\varphi$  为  $\bar{E}$  的初相角。

### 六、正弦交流电的复数符号法

如果把旋转矢量画在一个复数平面上,(横轴为实数轴,纵轴为虚数轴),旋转矢量就成了一个复矢量,用  $I$ 、 $U$ 、 $E$  表示。为了计算方便,把矢量的长度定为有效值。

虚数符号在数学上是  $i + \sqrt{-1}$ ,为了避免与电工学中电流符号  $i$  的混淆,故改为  $j$  表示。

图 2-10 所示为初相角  $\varphi$  的复矢量  $\dot{i}$

$$\dot{i} = a + jb$$



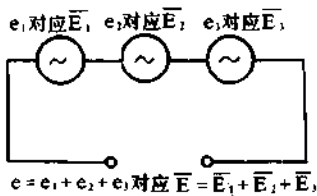


图 2-8

矢量的长度,即复数的模,为电流的有效值

$$I = \sqrt{a^2 + b^2}$$

矢量的幅角,为电流波形的初相角  $\varphi$

$$\varphi = \text{tg}^{-1} \frac{b}{a}$$

复矢量  $\dot{i}$  可写成三角函数式

$$\dot{i} = I \cos \varphi + j I \sin \varphi$$

根据尤拉公式  $\cos \varphi + j \sin \varphi = e^{j\varphi}$

$$\cos \varphi - j \sin \varphi = e^{-j\varphi}$$

复矢量  $\dot{i}$  可写成指数形式

$$\dot{i} = I e^{j\varphi}$$

复矢量  $\dot{i}$  也可写成极坐标形式

$$\dot{i} = I \angle \varphi$$

**例 2.9** 已知  $i_1 = 5 \sqrt{2} \sin(\omega t + 70^\circ) \text{A}$

$$i_2 = 10 \sqrt{2} \sin(\omega t - 60^\circ) \text{A}$$

求用复数符号法求合成电流  $i = i_1 + i_2$

解:  $i_1, i_2$  用复矢量表示

$$\begin{aligned} \dot{I}_1 &= 5 \angle 70^\circ = 5 \cos 70^\circ + j 5 \sin 70^\circ \\ &= (1.71 + j 4.70) \text{A} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} \dot{I}_2 &= 10 \angle -60^\circ = 10 \cos 60^\circ - j 10 \sin 60^\circ \\ &= (5 - j 8.66) \text{A} \end{aligned}$$

合成的复矢量

$$\begin{aligned} \dot{I} &= \dot{I}_1 + \dot{I}_2 = 1.71 + j 4.70 + 5 - j 8.66 \\ &= (1.71 + 5) + j(4.70 - 8.66) \\ &= (6.71 - j 3.96) \text{A} \end{aligned}$$

换成极坐标的形式

$$\begin{aligned} \dot{I} &= \sqrt{6.71^2 + 3.96^2} \angle \text{tg}^{-1} \frac{-3.96}{6.71} \\ &= 7.79 \angle -30.5^\circ \text{A} \end{aligned}$$

写成瞬时值的形式

$$i = 7.79 \sqrt{2} \sin(\omega t - 30.5^\circ) \text{A}$$

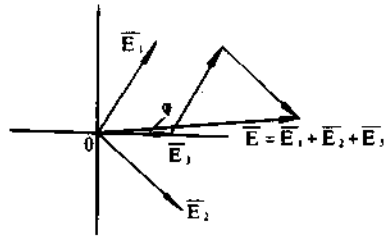


图 2-9

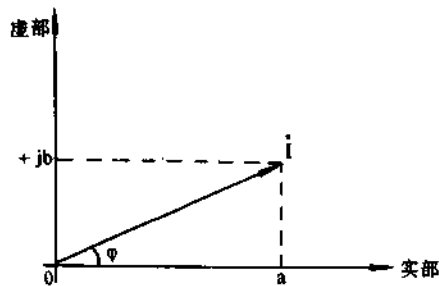


图 2-10

**例 2.10** 写出  $\dot{I}_1 = 8 / 30^\circ \text{A}$  和  $\dot{I}_2 = j\dot{I}_1$  的交流瞬时值  $i_1$  和  $i_2$  的方程

解  $i_1 = 8 \sqrt{2} \sin(\omega t + 30^\circ) \text{A}$

$$\dot{I}_2 = j\dot{I}_1 = 8 / 30 + 90^\circ = 8 / 120^\circ \text{A}$$

$$i_2 = 8 \sqrt{2} \sin(\omega t + 120^\circ) \text{A}$$

**例 2.11** 某一正弦交流电对电阻负载供电电流有效值  $I$  为 10A

求半波整流后的电流有效值  $I_b$  (忽略整流器的正向压降与反向漏电流)。

解 半波整流后,一周期  $T$  内在电阻  $R$  上的发热能量  $Q$  用有效值计算为

$$Q = I^2 RT$$

用瞬时值计算求出与电流最大值  $I_m$  的关系

$$\begin{aligned} Q &= \int_0^T i^2 R dt = \int_0^T (I_m \sin \omega t)^2 R dt \\ &= I_m^2 R \int_0^T \sin^2 \omega t dt \\ &= I_m^2 R \int_0^T \frac{1 - \cos 2\omega t}{2} dt \\ &= I_m^2 R \left[ \frac{t}{2} - \frac{1}{2\omega} \sin 2\omega t \right]_0^T \\ &= \frac{1}{2} I_m^2 R \left( \frac{T}{2} - \frac{1}{2\omega} \sin \omega t \right) \end{aligned}$$

式中  $\omega T = 2\pi$

所以  $Q = \frac{1}{4} I_m^2 RT$

两种计算方法的结果应该相等

即  $I^2 RT = \frac{1}{4} I_m^2 RT$

故  $I_b = \frac{1}{2} I_m$

$$= \frac{1}{2} \sqrt{2} I = \frac{1}{2} I = \frac{10}{\sqrt{2}} = 7.07 \text{A}$$

## 七、国内外教材上对旋转矢量和复矢量的称呼和符号

关于旋转矢量和复矢量的称呼和符号,在国际上也没有统一。原苏联和日本教科书上大多通称为矢量,欧美教课书上则通称为相量(Phasor),以区别力学上的矢量;我国教课书上相量、矢量都有用的,但也有的只所复矢量定名为相量。至于符号,更是五花八门,以电压为例,有  $U$ 、 $\bar{U}$ 、 $\underline{U}$  等,我国教课书上一般把复矢量表示  $\bar{U}$ ,把旋转矢量表示为  $\underline{U}$ 。

### 第三章 简单交流电路

#### 一、单一参数的正弦交流电路

1. 电阻电路 负载为电阻  $R$  的单相交流电电路, 供电电压  $u_R$ , 频率为  $f$ , 电路中的电流为  $i_R$ 。

已知  $u_R = U_{Rm} \sin \omega t = \sqrt{2} U_R \sin \omega t$

按欧姆定律可求出电流

$$i_R = \frac{u_R}{R} = \frac{U_{Rm}}{R} \sin \omega t = I_{Rm} \sin \omega t$$

$$= \frac{\sqrt{2} U_R}{R} \sin \omega t = \sqrt{2} I_R \sin \omega t。$$

图 3-1 中(a)为电路, (b)为瞬时电压、电流、功率的波形, (c)为电压, 电流的旋转矢量图, (d)为电压, 电流的复矢量图。从图上可以看出电压、电流的关系是同相位的。

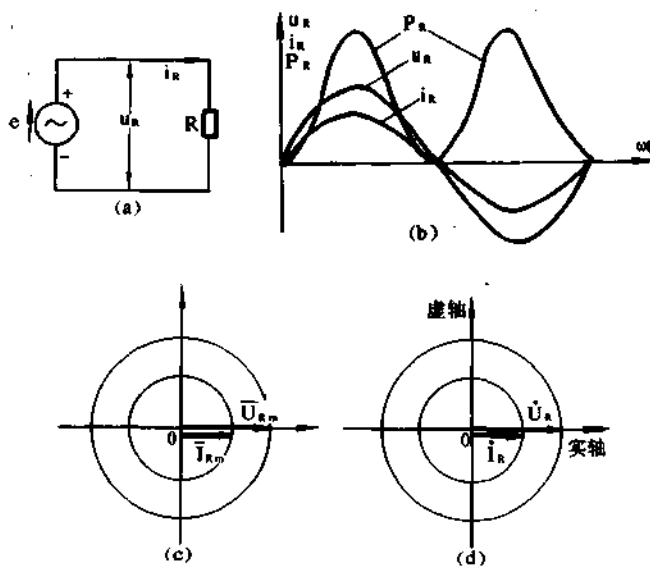


图 3-1

最大值的关系  $U_{Rm} = I_{Rm} R$

有效值的关系  $U_R = I_R R$

复矢量的关系  $\dot{U}_R = \dot{I}_R R$

**例 3.1** 推算电阻  $R$  为负载的单相交流电路瞬时功率  $p_R$  和平均功率  $P_R$ 。

解  $p_R = u_R i_R$

$$= U_{Rm} I_{Rm} \sin^2 \omega t$$

$$\begin{aligned}
 &= \sqrt{2} U_R \sqrt{2} I_R \sin^2 \omega t \\
 &= 2 U_R I_R \sin^2 \omega t \\
 &= 2 U_R I_R \frac{(1 - \cos 2\omega t)}{2} \\
 &= U_R I_R (1 - \cos 2\omega t)
 \end{aligned}$$

当  $\omega t = \frac{\pi}{2}$  时  $\cos 2\omega t = -1$ , 这时的瞬时功率最大, 为  $p_{Rm}$

$$p_{Rm} = 2 U_R I_R = 2 I_R^2 R = 2 \frac{U_R^2}{R}$$

平均功率可用积分求出

$$\begin{aligned}
 P_R &= \frac{1}{T} \int_0^T p_R dt \\
 &= \frac{1}{T} \int_0^T U_R I_R (1 - \cos 2\omega t) dt \\
 &= \frac{U_R I_R}{T} \left[ t - \frac{1}{2\omega} \sin 2\omega t \right]_0^T \\
 &= \frac{U_R I_R}{T} \left[ T - \frac{1}{2\omega} \sin 2\omega T \right]
 \end{aligned}$$

式中  $\omega T = 2\pi$  (一个角频率周期)

$$\text{所以 } P_R = U_R I_R = I_R^2 R = \frac{U_R^2}{R}$$

**2. 电感电路** 单相交流电路的负载是理想的电感线圈, 电感量为亨(H), 供电电压  $u_L$ , 频率  $f$ , 电路中电流为  $i_L$

已知  $u_L = U_{Lm} \sin \omega t$

当线圈中有电流流通时, 会产生自感电动势,

$$e_L = -L \frac{di_L}{dt}$$

它与  $u_L$  的大小相等, 方向相反所以

$$u_L = -e_L = L \frac{di_L}{dt}$$

求出电流

$$\begin{aligned}
 i_L &= \int \frac{u_L}{L} dt = \frac{1}{L} \int U_{Lm} \sin \omega t dt \\
 &= \frac{U_{Lm}}{\omega L} \int \sin \omega t dt \\
 &= \frac{U_{Lm}}{\omega L} (-\cos \omega t) \\
 &= \frac{U_{Lm}}{\omega L} \sin \left( \omega t - \frac{\pi}{2} \right) \\
 &= I_{Lm} \sin \left( \omega t - \frac{\pi}{2} \right) \\
 &= \sqrt{2} I_L \sin \left( \omega t - \frac{\pi}{2} \right)
 \end{aligned}$$

从上式中可看出  $i_L$  落后于  $u_L$   $\frac{\pi}{2}$ , 即  $90^\circ$ , 规定  $\omega L$  为感抗, 符号为  $X_L$ , 单位为  $\Omega$

$$\text{即 } X_L = \omega L = 2\pi f L$$

式中  $f$  为频率, 单位 Hz;  $L$  为电感, 单位 H

电流与电压之间的关系

最大值  $U_{Lm} = I_{Lm} X_L$

有效值  $U_L = I_L X_L$

复矢量  $\dot{U}_L = jX_L \dot{I}_L$  ( $j$  说明电压超前电流  $\frac{\pi}{2}$ )

图 3-2 中(a)为电路, (b)为瞬时的电压、电动势、电流和功率的波量, (c)为电压、电流的旋转矢量图, (d)为电压、电流的复矢量图。从图上可以看出, 电压超前电流  $\frac{\pi}{2}$ , 即  $90^\circ$ ; 瞬时功率  $p_L$  以  $2\omega$  的角频率周期地正负变化, 平均功率  $P_L$  为 0。  $P_2$  为正半周时, 电感线圈从电源吸收能量, 负半周时又释放能量, 回馈给电源, 所以理想线圈是不消耗能量的, 每充一次电或放一次电的时间正是原正弦交流电波形的四分之一周期。

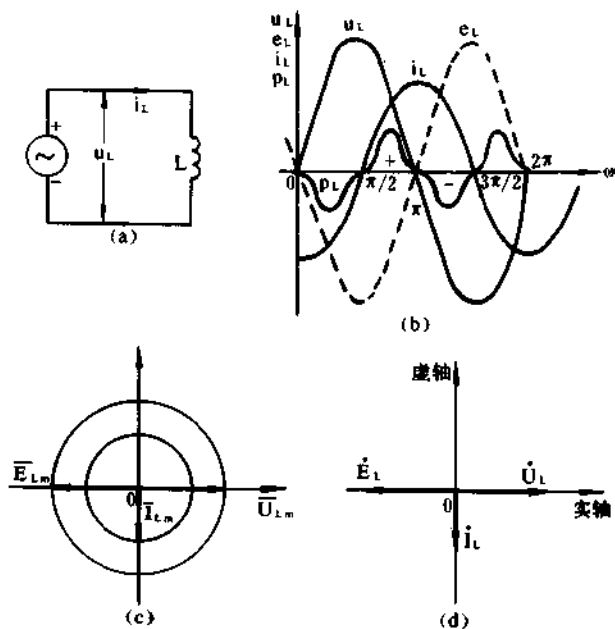


图 3-2

**例 3.2** 推算电感  $L$  为负载的单相交流电路瞬时功率  $p_L$  平均功率  $P_L$  线圈吸收或释放的能量  $A_L$

$$\begin{aligned}
 \text{解 } p_L &= u_L i_L = U_{Lm} I_{Lm} \sin \omega t \sin \left( \omega t - \frac{\pi}{2} \right) \\
 &= \frac{1}{2} U_{Lm} I_{Lm} \left[ \cos \frac{\pi}{2} - \cos \left( 2\omega t - \frac{\pi}{2} \right) \right] \\
 &= -U_L I_L \sin 2\omega t \\
 &= -\frac{U_L^2}{X_L} \sin 2\omega t \\
 &= -I_L^2 X_L \sin 2\omega t
 \end{aligned}$$

设瞬时功率的最大值为  $Q_1$ , 单位为 Var(乏)



$$Q_L = U_L I_L$$

$$p_L = -Q_L \sin 2\omega t$$

$$P_L = \frac{1}{T} \int_0^T p_L dt = 0$$

从图 3-2(b)上也可以看出平均功率  $P_L = 0$

$$\begin{aligned} A_L &= \int_0^{\frac{T}{4}} p_L dt = U_L I_L \int_0^{\frac{T}{4}} \sin 2\omega t dt \\ &= \frac{U_L I_L}{2\omega} \int_0^{\frac{T}{4}} \sin 2\omega t d 2\omega t \\ &= \frac{U_L I_L}{2\omega} [-\cos 2\omega t] \frac{T}{4} \\ &= \frac{U_L I_L}{2\omega} (-\cos \frac{\omega t}{2} + \cos 0^\circ) \end{aligned}$$

式中  $\omega t = 2\pi$  则  $\frac{\omega t}{2} = \pi$

$$\begin{aligned} \text{所以 } A_L &= \frac{U_L I_L}{2\omega} (1+1) = \frac{U_L I_L}{\omega} \\ &= \frac{I_L^2 X_L}{\omega} = \frac{I_L^2 \omega L}{\omega} = I_L^2 L \end{aligned}$$

式中  $L$  为电感, 单位 H;  $I_L$  为电流有效值, 单位 A;  $A_L$  为能量, 单位 J。

**例 3.3** 负载为电感  $L = 50\text{mH}$ 、电源电压为  $U_L = 220 / 0^\circ\text{V}$ 、频率为  $f = 50\text{Hz}$  的单交流电路, 求电流  $\dot{I}_L$ 、瞬时功率最大值  $Q_L$ 、从电源吸收或释放的能量  $A_L$ 、感应电动势  $E_L$ 。

$$\begin{aligned} \text{解 } X_L &= \omega L = 2\pi f L \\ &= 2\pi \times 50 \times 50 \times 10^{-3} = 15.71\Omega \\ \dot{I}_L &= \frac{\dot{U}_L}{jX_L} = \frac{220 / 0^\circ}{j15.71} = 14 / -90^\circ \text{ A} \\ Q_L &= I_L^2 X_L = 14^2 \times 15.71 = 3079 \text{ var} \\ A_L &= I_L^2 L = 14^2 \times 50 \times 10^{-3} = 9.8\text{J} \\ \dot{E}_L &= -\dot{U}_L = 220 / 180^\circ\text{V} \end{aligned}$$

**3. 电容电路** 单相交流电路的负载是理想的电容, 电容量为  $C(\text{F})$ , 供电电压  $u_c$ , 频率  $f$ , 电路中电流  $i_c$

已知  $u_c = U_{Cm} \sin \omega t$

则电流  $i_c$  应为

$$i_c = \frac{dq}{dt}$$

$q$  为电容器上的电荷量, 单位(C)

$$q = C u_c$$

$C$  为电容量, 单位(F)

$$\begin{aligned} i_c &= \frac{dCu_c}{dt} = \frac{dCU_{Cm} \sin \omega t}{dt} \\ &= CU_{Cm} \frac{d \sin \omega t}{dt} \\ &= \omega CU_{Cm} \sin(\omega t + 90^\circ) \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &= \omega C U_{cm} \cos \omega t \\
 &= \omega C U_{cm} \sin \left( \omega t + \frac{\pi}{2} \right) \\
 i_c &= I_{cm} \sin \left( \omega t + \frac{\pi}{2} \right) \\
 &= \sqrt{2} I_c \sin \left( \omega t + \frac{\pi}{2} \right)
 \end{aligned}$$

从式中可以看出  $i_c$  超前  $u_c 90^\circ$ , 即  $\frac{\pi}{2}$  弧度。

规定  $\frac{1}{\omega C}$  为容抗, 符号为  $X_C$ , 单位 ( $\Omega$ )

$$\text{即 } X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{2\pi f C}$$

式中  $f$  为频率, 单位 (Hz)

$C$  为电容量, 单位 (F)

电流、电压最大值之间的关系

$$U_{cm} = I_{cm} X_C$$

电流、电压有效值之间的关系

$$U_c = I_c X_C$$

电流、电压复矢量之间的关系

$$\dot{U}_c = -j X_C \dot{I}_c \quad (-j \text{ 说明电压落后于电流 } \frac{\pi}{2})$$

图 3-3 中 (a) 为电路, (b) 为瞬时的电压、电流、功率的波形, (c) 为电压、电流的旋转矢量图, (d) 为电压、电流的复矢量图。从图上可以看出, 电压落后于电流  $\frac{\pi}{2}$ , 即  $90^\circ$ ; 瞬时功率  $p_c$  以  $2\omega$  的角频率周期地正负变化, 平均功率  $P_C$  为 0。  $p_c$  为正半周时, 电容从电网吸收能量, 负半周时又释放能量, 回馈给电网, 所以理想电容器是不消耗能量的。每充一次电或放一次电的时间正是原正弦交流电波形的四分之一周期。

**例 3.4** 推算电容  $C$  为负载的单相交流电路瞬时功率  $p_c$ 、平均功率  $P_C$ 、电容器吸收或释放的能量  $A_c$ 。

解  $p_c = u_c i_c$

$$\begin{aligned}
 &= U_{cm} I_{cm} \sin \omega t \sin \left( \omega t + \frac{\pi}{2} \right) \\
 &= \frac{1}{2} U_{cm} I_{cm} [\cos \left( -\frac{\pi}{2} \right) - \cos (2\omega t + \frac{\pi}{2})] \\
 &= \frac{1}{2} U_{cm} I_{cm} \sin 2\omega t \\
 &= U_c I_c \sin 2\omega t \\
 &= I_c^2 X_C \sin 2\omega t \\
 &= \frac{U_c^2}{X_C} \sin 2\omega t = Q_c \sin 2\omega t
 \end{aligned}$$

$$Q_c = U_c I_c = I_c^2 X_C = \frac{U_c^2}{X_C} \quad \text{为瞬时功率最大值, 单位 (var)}$$

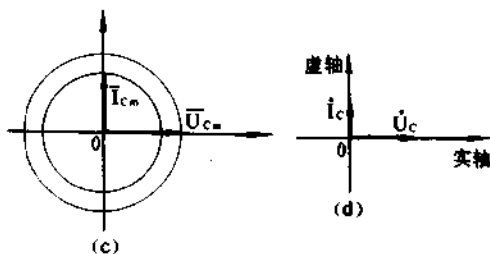
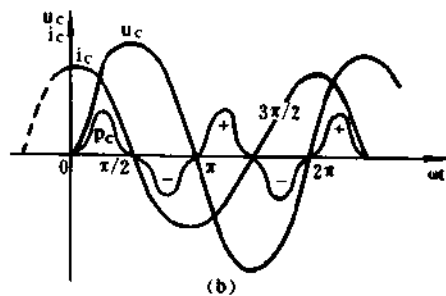
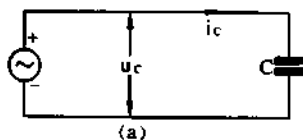


图 3-3

$$P_C = \frac{1}{T} \int_0^T p_C dt = 0$$

从图 3-3(b)上可以看出在一个周期 T 内的平均功率为 0。

$$\begin{aligned} A_C &= \int_0^{\frac{T}{2}} p_C dt \\ &= \frac{U_C^2}{X_C} \int_0^{\frac{T}{2}} \sin 2\omega t dt \\ &= \frac{U_C^2}{X_C} \frac{1}{2\omega} \int_0^{\frac{T}{2}} \sin 2\omega t d2\omega t \\ &= \frac{U_C^2}{X_C} \frac{1}{2\omega} (-\cos \frac{\omega t}{2} + \cos 0^\circ) \end{aligned}$$

式中  $\omega t = 2\pi$

$$\begin{aligned} A_C &= \frac{U_C^2}{X_C} \frac{1}{2\omega} (1+1) \\ \frac{U_C^2}{X_C} \frac{1}{\omega} &= U_C^2 \frac{\omega C}{\omega} \\ &= U_C^2 C \\ &= \frac{1}{2} U_{Cm}^2 C \end{aligned}$$

C 为电容,单位(F); $U_C$  和  $U_{Cm}$  为电压有效值和最大值,单位(V); $A_C$  单位(J)

## 二、RLC 串联电路与复数阻抗

### 1. RLC 串联电路

如图 3-4 所示,在一个负载为 R、L 和 C 的串联单相交流电路中,以供电电流为基准时设  $i = I_m \sin \omega t$  (瞬时值表示)

$$I = I \angle 0^\circ \quad (\text{复矢量表示})$$

通过 R、L 和 C 时的电压降分别为  $u_R$ 、 $u_L$  和  $u_C$  或用复矢量表示的  $\dot{U}_R$ 、 $\dot{U}_L$  和  $\dot{U}_C$

$$u_R = I_m R \sin \omega t = U_{Rm} \sin \omega t$$

$$u_L = I_m X_L \sin(\omega t + \frac{\pi}{2}) = U_{Lm} \sin(\omega t + \frac{\pi}{2})$$

$$u_C = I_m X_C \sin(\omega t - \frac{\pi}{2}) = U_{Cm} \sin(\omega t - \frac{\pi}{2})$$

电源电压  $u$  应为

$$\begin{aligned} u &= u_R + u_L + u_C \\ &= U_m \sin(\omega t + \varphi) \end{aligned}$$

用复矢量计算比较方便,用复矢量表示的电压变为

$$\dot{U}_R = \dot{I}R = \dot{I}R \angle 0^\circ$$

$$\dot{U}_L = \dot{I}(jX_L) = \dot{I}X_L \angle 90^\circ$$

$$\dot{U}_C = \dot{I}(-jX_C) = \dot{I}X_C \angle -90^\circ$$

电源电压  $\dot{U}$  应为

$$\dot{U} = \dot{U}_R + \dot{U}_L + \dot{U}_C$$

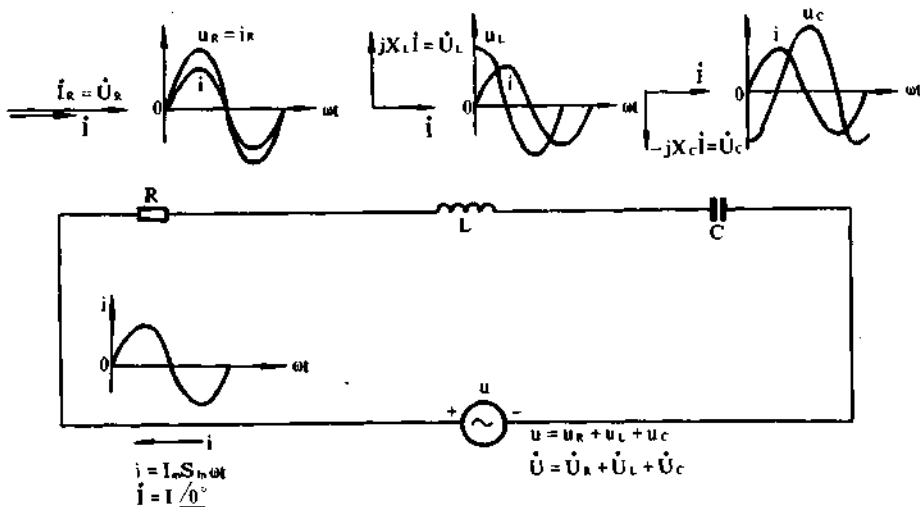


图 3-4

复矢量的图解如图 3-5 所示

OAB 为电压三角形

$$\dot{U} = \dot{I}(R + j(X_L - X_C))$$

## 2. 复数阻抗

规定  $\dot{U}$  与  $\dot{I}$  的复数阻抗, 用  $Z$  表示, 单位( $\Omega$ )

$$Z = \frac{\dot{U}}{\dot{I}} = R + j(X_L - X_C) = R + jX$$

$$= Z_R + Z_L + Z_C$$

规定  $X = X_L - X_C$  称为电抗, 单位(S)

R、L、C 分别用复数阻抗表示时

$$Z_R = R$$

$$Z_L = jX_L = j\omega L$$

$$Z_C = -jX_C = \frac{1}{j\omega C}$$

规定  $\dot{I}$  与  $\dot{U}$  的比为复数导纳, 用  $Y$  表示, 单位(S)

$$Y = \frac{\dot{I}}{\dot{U}} = \frac{1}{Z} = \frac{1}{R + jX} = G + jB$$

规定  $G$  称为电导,  $B$  称为电纳, 单位(S)

复数阻抗的模, 也就是它的绝对值  $|Z|$  称为阻抗

$$|Z| = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}$$

复数阻抗  $Z$  可写为

$$Z = |Z| \left/ \operatorname{tg} \frac{X_L - X_C}{R} \right. = |Z| \angle \varphi$$

可以画出阻抗三角形, 如图 3-6 所示

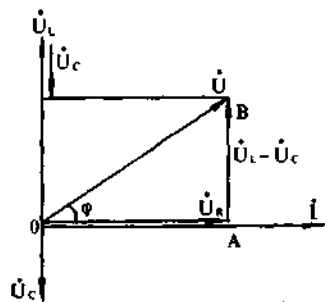


图 3-5

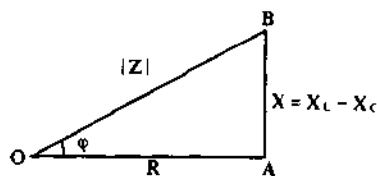


图 3-6

$\varphi$  为  $|Z|$  和  $R$  间的夹角, 称为阻抗角

用复矢量表示的欧姆定律

$$\dot{U} = \dot{I}Z = \dot{I}|Z|/\varphi$$

$\varphi$  也就是电压对电流(以电流为基准)的相位差角

$$\varphi = \text{tg}^{-1} \frac{X_L - X_C}{R} = \text{tg}^{-1} \frac{X}{R}$$

**例 3.5** 某交流电源对一个内阻  $R=10\Omega$ 、电感  $L=64\text{mH}$  的线圈供电, 通过电流的瞬时值  $i=7\sin 314t\text{A}$  求电源电压的瞬时值  $u$  并画出复矢量  $\dot{U}$ 、 $\dot{I}$  的图形。

解 已知电流的瞬时值  $i=7\sin 314t\text{A}$  可知电流的复矢量应为  $\dot{I} = \frac{7}{\sqrt{2}} / 0^\circ\text{A}$  和角频率  $\omega = 314\text{rad/s}$

则线圈的复数阻抗  $Z$  应为

$$\begin{aligned} Z &= \sqrt{X^2 + R^2} / \text{tg}^{-1} \frac{X}{R} \\ &= \sqrt{(\omega L)^2 + R^2} / \text{tg}^{-1} \frac{\omega L}{R} \\ &= \sqrt{(314 \times 64 \times 10^{-3})^2 + 10^2} / \text{tg}^{-1} \frac{314 \times 64 \times 10^{-3}}{10} \\ &= 22.36 / 63.4^\circ \Omega \end{aligned}$$

电源电压的复矢量

$$\begin{aligned} \dot{U} &= \dot{I}Z = \frac{7}{\sqrt{2}} / 0^\circ \times 22.36 / 63.4^\circ \\ &= 110.68 / 63.4^\circ \text{V} \end{aligned}$$

电源电压的瞬时值

$$u = 110.68 \sqrt{2} \sin(314t + 63.4^\circ) \text{V}$$

$\dot{U}$ 、 $\dot{I}$  的复矢量如图 3-7 所示

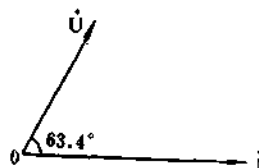


图 3-7

**例 3.6** 如图 3-4 所示的电路,  $R=15\Omega$ 、 $L=12\text{mH}$ 、 $C=5\mu\text{F}$  串联后外加  $u=100 \sqrt{2} \sin 5000t\text{V}$  的电源电压供电, 求电路中的电流  $i$  和各段电压  $U_R$ 、 $U_C$

解 (1) 求各段的电阻和电抗

电阻  $R=15\Omega$

感抗  $X_L = \omega L = 5000 \times 12 \times 10^{-3} = 60\Omega$

容抗  $X_C = \frac{1}{\omega C} = \frac{1}{5000 \times 5 \times 10^{-6}} = 40\Omega$

(2) 总的复数阻抗

$$\begin{aligned} Z &= R + j(X_L - X_C) = 15 + j(60 - 40) \\ &= 15 + j20 = \sqrt{15^2 + 20^2} / \text{tg}^{-1} \frac{20}{15} \\ &= 25 / 53.13^\circ \Omega \end{aligned}$$

(3) 求电路中的电流与各段上的电压

$$\dot{I} = \frac{\dot{U}}{Z} = \frac{100 / 0^\circ}{25 / 53.13^\circ} = 4 / -53.13^\circ \text{A}$$

线圈上的压降(R为线圈的内阻,线圈上的压降为R、L上的总压降)

$$\dot{U}_{RL} = \dot{I}Z_{RL}$$

$$Z_{RL} = R + jX_L = 15 + j60 + \sqrt{15^2 + 60^2} \angle \operatorname{tg}^{-1} \frac{60}{15}$$

$$= 61.85 \angle 75.96^\circ \Omega$$

$$\text{所以 } \dot{U}_{RL} = 4 \times 61.85 \angle -53.13^\circ + 75.96^\circ$$

$$= 247.4 \angle 22.83^\circ \text{V}$$

电容上的压降

$$\dot{U}_C = \dot{I}Z_C$$

$$Z_C = -jX_C = -j40 = 40 \angle -90^\circ \Omega$$

$$\text{所以 } \dot{U}_C = 4 \times 40 \angle -53.13^\circ - 90^\circ$$

$$= 160 \angle -143.13^\circ \text{V}$$

写成瞬时值的形式

$$i = 4 \sqrt{2} \sin(5000t - 53.13^\circ) \text{A}$$

$$\dot{U}_{RL} = 247.4 \sqrt{2} \sin(5000t + 22.83^\circ) \text{V}$$

$$u_C = 160 \sqrt{2} \sin(5000t - 143.13^\circ) \text{V}$$

**例 3.7** 如图 3-8 所示的 RC 串联电路上,  $R = 5\text{k}\Omega$ ,  $C = 0.47\mu\text{F}$ , 求电源频率  $f_1 = 100\text{Hz}$  和  $f_2 = 10\text{kHz}$  时, 电容器 C 两端的输出电压  $U_o$  与电源电压  $U_i$  之比。

解 从电路上可以看出输出电压  $U_o$  与输入电压  $U_i$  之比等于电容器 C 的容抗  $X_C$  与 RC 串联总阻抗  $|Z|$  之比

$f_1 = 100\text{Hz}$  时

$$X_C = \frac{1}{2\pi f_1 C} = \frac{1}{2\pi \times 100 \times 0.47 \times 10^{-6}} = 3.39\text{k}\Omega$$

$$|Z| = \sqrt{R^2 + X_C^2} = \sqrt{(5\text{k})^2 + (3.39\text{k})^2} = 6.04\text{k}\Omega$$

$$\frac{U_o}{U_i} = \frac{X_C}{|Z|} = \frac{3.39\text{k}}{6.04\text{k}} = 0.56$$

$f_2 = 10\text{kHz}$  时

$$X_C = \frac{1}{2\pi f_2 C} = \frac{1}{2\pi \times 100 \times 10^3 \times 0.47 \times 10^{-6}} = 3.39\text{k}\Omega$$

$$|Z| = \sqrt{R^2 + X_C^2} = \sqrt{(5\text{k})^2 + 3.39^2} \approx 5\text{k}\Omega$$

$$\frac{U_o}{U_i} = \frac{X_C}{|Z|} = \frac{3.39}{5\text{k}} = 0.00068$$

这种电路称为低通滤波器, 只有在频率较低时才能有较大的电压输出, 输出输入电压之比与频率的关系如图 3-9 所示,  $\frac{U_o}{U_i} = \frac{1}{\sqrt{2}}$  时的频率上为限频率  $f_c$ , 该电路  $f_c = 67.7\text{Hz}$

**例 3.8** 一个包括 RLC 的串联交流电路, 当这些参数变化时, 求电压与电流之间相对位置的轨迹。

解 ①图 3-10 为只有电阻 R 的交流电路, 其中电流  $\dot{I}$  与端电压  $\dot{U}$  之间的关系是同相位

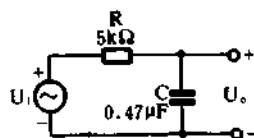


图 3-8



的,而且随  $R$  的增大而减小电流  $I$  (电压  $\dot{U}$  不变时)

$$\dot{i} = \frac{\dot{U}}{R}$$

②图 3-11 为只有电感  $L$  的交流电路,其中电流  $\dot{I}$  落后于电压  $\dot{U}90^\circ$ ,随电感  $L$  的增大,感抗  $X_L = 2\pi fL$  增大,电流  $\dot{I}$  成比例地减小(电压  $\dot{U}$  不变时)

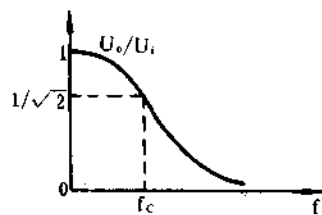


图 3-9

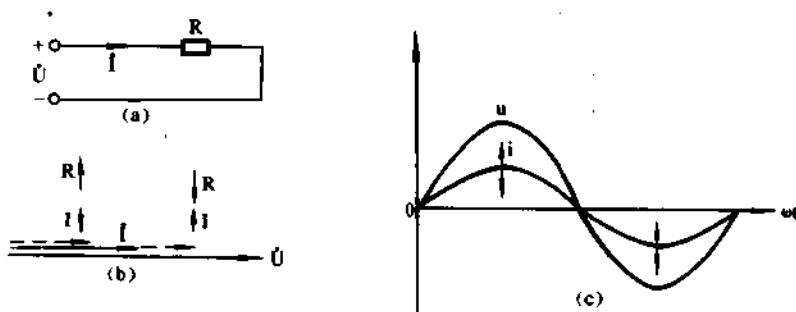


图 3-10

$$\dot{i} = \frac{\dot{U}}{jX_L} = \frac{\dot{U}}{j2\pi fL}$$

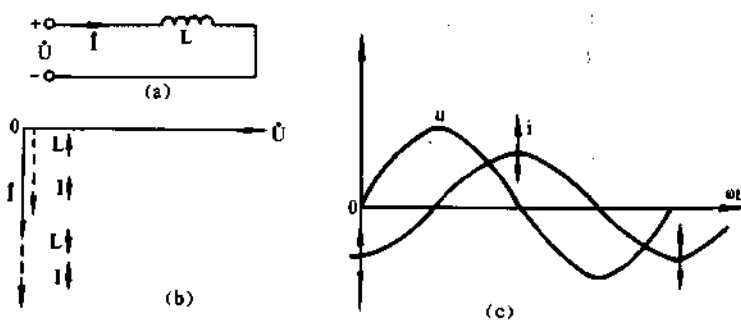


图 3-11

③图 3-12 为只有电容  $C$  的交流电路,其中电流  $\dot{I}$  超前于电压  $\dot{U}90^\circ$ ,随电容  $C$  的增大,容抗  $X_C = \frac{1}{2\pi fC}$  减小,电流  $\dot{I}$  成比例地增大(电压  $\dot{U}$  不变时)

$$\dot{i} = \frac{\dot{U}}{-jX_C} = j2\pi fCU$$

④图 3-13 为 RLC 都存在的交流电路,其中电流  $\dot{I}$  与电压  $\dot{U}$  的关系取决于阻抗三角形。

$$\begin{aligned} \dot{i} &= \frac{\dot{U}}{R + j(X_L - X_C)} = \frac{\dot{U}}{R + j(2\pi fL - \frac{1}{2\pi fC})} \\ &= \frac{\dot{U}}{Z} = \frac{\dot{U}}{|Z| \angle \theta} = Y\dot{U} = \dot{U} |Y| \angle -\theta \end{aligned}$$

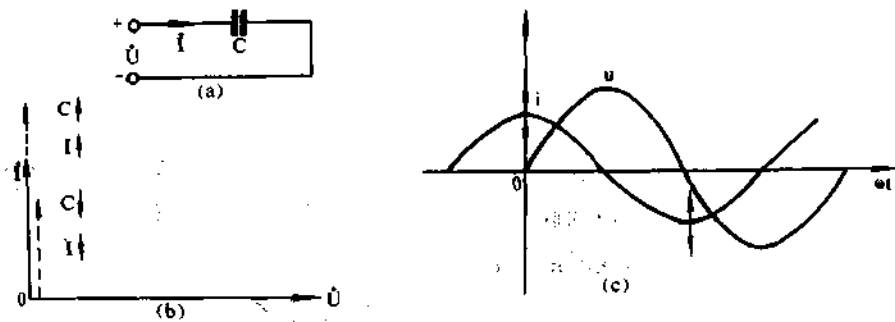


图 3-12

式中  $Z=R+j(X_L-X_C)$

$$|Z| = \sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}$$

$$\theta = \text{tg}^{-1} \frac{X_L - X_C}{R} = \cos^{-1} \frac{R}{|Z|} = \sin^{-1} \frac{X_L - X_C}{|Z|}$$

$$Y = \frac{1}{Z} \quad |Y| = \frac{1}{|Z|}$$

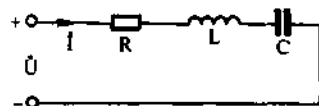


图 3-13

$$|Y| = \frac{1}{\sqrt{R^2 + (X_L - X_C)^2}} = \frac{1}{R} \cos\theta = \frac{1}{X_L - X_C} \sin\theta$$

当  $R=\text{常数}$   $X_L > X_C$  时  $\theta > 0$   $-\theta < 0$ , 如图 3-14 所示,  $\dot{U}$  为横坐标上的已知正矢量, 则  $\dot{I}$  的方向和大小取决于  $|Y| \angle -\theta$ , 即  $Y$ 。当  $X_L - X_C$  增大时,  $\theta$  增大,  $|Y|$  减小, 即电流落后于电压的角度增大, 电流的绝对的值减小。

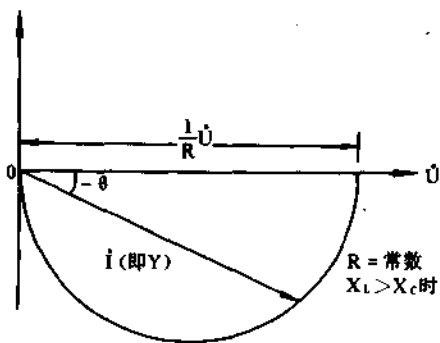


图 3-14

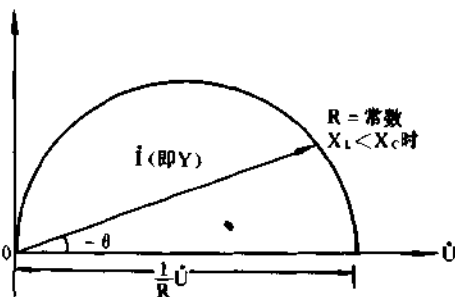


图 3-15

当  $R=\text{常数}$ ,  $X_L < X_C$  时,  $\theta < 0$   $-\theta > 0$ , 如图 3-15 所示, 电流超前于电压, 并随  $\theta$  增大而减小。

当  $X_L - X_C = \text{常数}$ , 而  $X_L > X_C$  时,  $\theta > 0$   $-\theta < 0$ , 即电流落后于电压,  $R$  增大,  $\theta$  减小, 电流  $I$  也减小, 即  $Y$  的轨迹, 如图 3-16 所示。

当  $X_L - X_C = \text{常数}$ ,  $X_L < X_C$  时,  $\theta < 0$   $-\theta > 0$ , 即电流超前于电压, 电流  $I$  也就是  $Y$  的轨迹如图 3-17 所示。

### 3. 国内外教材对复数阻抗和阻抗的称呼和符号

目前国际上对复数阻抗和阻抗的称呼和符号并不统一, 一般把用复数表示的阻抗称为复

数阻抗或复阻抗,也有称为阻抗的;一般把复数阻抗的模,即它的绝对值,称为阻抗,但也有的称为阻抗的模(这种称法是把复数阻抗称为阻抗者)。至于符号,美国教课书中多采用黑体字  $Z$  表示复数阻抗,而且一般字体的  $Z$  表示阻抗;日本书刊上多用  $Z$  表示复数阻抗,  $Z$  表示阻抗;原苏联多用  $Z$  表示复数阻抗,  $Z$  表示阻抗;我国最近的国标是用  $Z$  表示复数阻抗,用  $|Z|$  表示阻抗,这也是近年来国际上想推广的符号,过去我国曾广泛用小写的  $z$  表示阻抗。

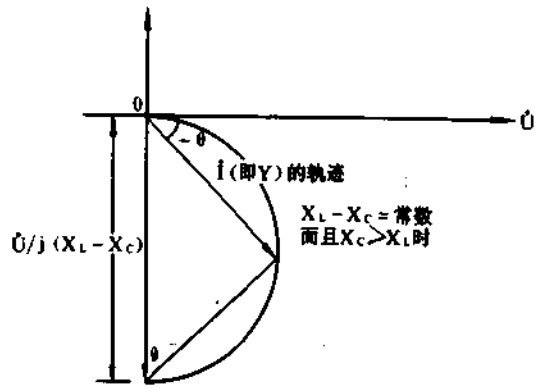


图 3-16

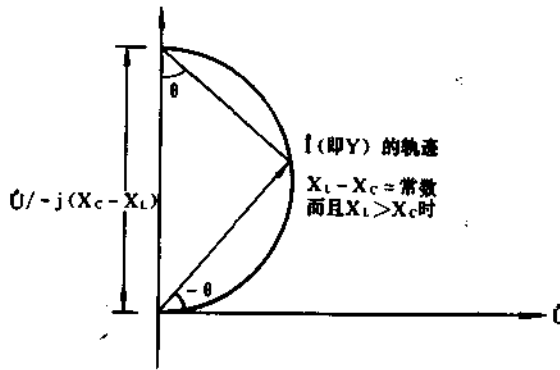


图 3-17

## 第四章 复杂交流电路

### 一、RLC 并联电路与复数导纳

RLC 并联电路如图 4-1 所示。在这个负载为 RLC 的并联单相交流电路中,各元件的电源电压都是一样的。设电源(也可以称作激励源或信号源)电压为  $u$ ,复矢量为  $\dot{U}$ ,则

$$u = \sqrt{2} U \sin \omega t$$

$$\dot{U} = U / 0^\circ$$

$$\dot{U}_L = \dot{U}_R = \dot{U}_C = \dot{U}$$

各支路电路  $\dot{i}$  的复矢量值应为

$$\dot{i}_R = \frac{\dot{U}_R}{Z_R} = \frac{\dot{U}}{R} = \frac{\dot{U}}{R} / 0^\circ$$

$$\dot{i}_L = \frac{\dot{U}_L}{Z_L} = \frac{\dot{U}}{jX_L} = \frac{U}{X_L} / -90^\circ$$

$$\dot{i}_C = \frac{\dot{U}_C}{Z_C} = \frac{\dot{U}}{-jX_C} = \frac{U}{X_C} / 90^\circ$$

各支路电源的瞬时值相应为

$$i_R = \sqrt{2} \frac{U}{R} \sin \omega t$$

$$i_L = \sqrt{2} \frac{U}{X_L} \sin(\omega t - \frac{\pi}{2})$$

$$i_C = \sqrt{2} \frac{U}{X_C} \sin(\omega t + \frac{\pi}{2})$$

总电流  $\dot{i}$  为各支路电流的矢量和  $\dot{i} = \dot{i}_R + \dot{i}_L + \dot{i}_C$

如图 4-2 所示,合成的电流为

$$\dot{i} = \frac{\dot{U}_R}{Z_R} + \frac{\dot{U}_L}{Z_L} + \frac{\dot{U}_C}{Z_C}$$

$$= \frac{\dot{U}}{Z_R} + \frac{\dot{U}}{Z_L} + \frac{\dot{U}}{Z_C}$$

$$= \dot{U} \left( \frac{1}{Z_R} + \frac{1}{Z_L} + \frac{1}{Z_C} \right)$$

定义  $\frac{1}{Z_R}$  为复数电导,用  $Y_R$  表示,

$$Y_R = \frac{1}{Z_R} = \frac{1}{R}$$

定义  $\frac{1}{Z_L}$  为复数感纳,用  $Y_L$  表示,

$$Y_L = \frac{1}{Z_L} = \frac{1}{jX_L} = -j \frac{1}{X_L}$$

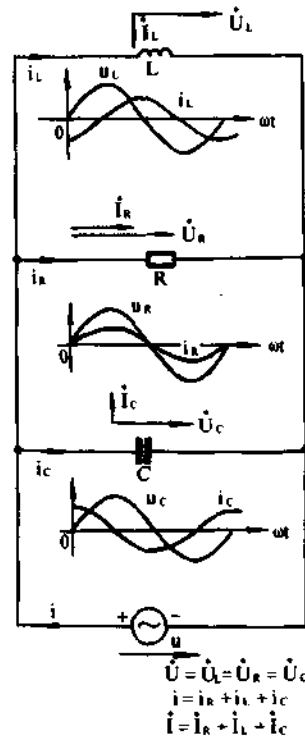


图 4-1

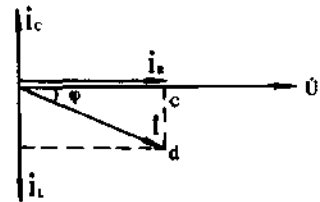


图 4-2

定义  $\frac{1}{Z_C}$  为复数容纳, 用  $X_C$  表示,

$$Y_C = \frac{1}{Z_C} = -\frac{1}{jX_C} = j \frac{1}{X_C}$$

定义  $Y$  为复数导纳,

$$Y = \frac{1}{Z_R} + \frac{1}{Z_L} + \frac{1}{Z_C} = \frac{1}{R} - j \frac{1}{X_L} + j \frac{1}{X_C}$$

把  $Y_R$ 、 $Y_L$  和  $Y_C$  代入(1), 可得出

$$\dot{i} = \dot{U}(Y_R + Y_L + Y_C) = \dot{U}Y$$

同样, 可以画出由  $Y_R$ 、 $Y_L$  和  $Y_C$  组成的复数导纳三角形; 这个三角形与复矢量电流组成的三角形是相似的(因为它们之间只差一个比例常数  $\dot{U}$ ), 如图 4-3。

定义  $g$  为电导,  $g = |Y_R| = \frac{1}{R}$ ,  $Y_R = g$ 。

定义  $b_L$  为感纳,  $b_L = |Y_L| = \frac{1}{X_L}$ ,  $Y_L = -jb_L$ 。

定义  $b_C$  为容纳,  $b_C = |Y_C| = \frac{1}{X_C}$ ,  $Y_C = jb_C$ 。

定义  $|Y|$  为复数导纳的模,

$$|Y| = |Y_R + Y_L + Y_C| = \sqrt{g^2 + (b_L - b_C)^2}$$

定义  $b$  为电纳,  $b = b_L - b_C$ , 则

$$|Y| = \sqrt{g^2 + b^2}$$

$$Y = g - jb_L + jb_C = g - j(b_L - b_C)$$

$$= g - jb = |Y| \frac{g - jb}{\sqrt{g^2 + b^2}} = |Y| \frac{1 - j \frac{b}{g}}{\sqrt{1 + \left(\frac{b}{g}\right)^2}}$$

而  $\varphi = -\text{tg}^{-1} \frac{b}{g}$ , 则  $Y = |Y| \angle \varphi$

那么, 总的电流关系就可以写成下面的结果

$$\dot{i} = \dot{i}_R + \dot{i}_L + \dot{i}_C$$

$$= \dot{U}Y = \dot{U}|Y| \angle \varphi$$

$$= \dot{U} \sqrt{g^2 + b^2} \angle -\text{tg}^{-1} \frac{b}{g}$$

$$\dot{i} = \dot{U} \sqrt{\left(\frac{1}{R}\right)^2 + \left(\frac{1}{X_L} - \frac{1}{X_C}\right)^2} \angle -\text{tg}^{-1} \frac{\frac{1}{X_L} - \frac{1}{X_C}}{\frac{1}{R}}$$

**例 4.1** 电路如图 4-4,  $R$ 、 $L$  和  $C$  为并联形式, 电源为  $u$ ,  $u = 14.1 \sin 314t \text{V}$ , 电阻  $R = 10 \Omega$ ,

电感  $L = 10 \text{mH}$ , 电容  $C = 100 \mu\text{F}$ , 用导纳法计算

求 各支路电流  $\dot{i}_R$ 、 $\dot{i}_L$  和  $\dot{i}_C$  以及总电流  $\dot{I}$

解 先把电源写成复矢量形式

$$\dot{U} = \frac{14.1}{\sqrt{2}} \angle 0^\circ = 10 \angle 0^\circ \text{V}$$

各支路电流及总电流  $\dot{i}_R$ 、 $\dot{i}_L$ 、 $\dot{i}_C$  和  $\dot{I}$  如图所示的方向。RLC 并联电路采用导纳计算方便, 下面分别求  $Y_R$ 、 $Y_L$ 、 $Y_C$  和  $Y$ ,

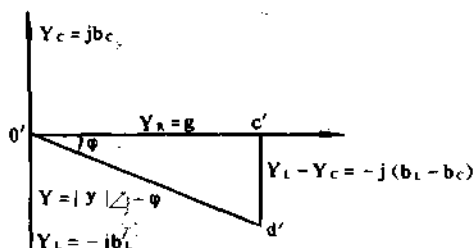


图 4-3

$$Y_R = \frac{1}{R} = \frac{1}{10} (\text{S})$$

$$Y_L = \frac{1}{Z_L} = \frac{1}{j\omega L} = -j \frac{1}{314 \times 10 \times 10^{-3}} = -j0.318 (\text{S})$$

$$Y_C = \frac{1}{Z_C} = \frac{1}{\frac{1}{j\omega C}} = j \cdot 314 \times 100 \times 10^{-6} = j0.0314 (\text{S})$$

$$Y = Y_R + Y_L + Y_C = 0.1 - j0.318 + j0.0314$$

$$= 0.1 - j0.287 = 0.3 \angle -70.78^\circ (\text{S})$$

则根据这些,可以得出

$$\dot{I}_R = \dot{U} Y_R = 10 \angle 0^\circ \times 0.1 = 1 \angle 0^\circ \text{A}$$

$$\dot{I}_L = \dot{U} Y_L = 10 \angle 0^\circ \times 0.318 \angle -90^\circ = 3.18 \angle -90^\circ \text{A}$$

$$\dot{I}_C = \dot{U} Y_C = 10 \angle 0^\circ \times 0.0314 \angle 90^\circ = 0.314 \angle 90^\circ \text{A}$$

$$\dot{I} = \dot{U} Y = 10 \angle 0^\circ \times 0.3 \angle -70.78^\circ = 3 \angle -70.78^\circ \text{A}$$

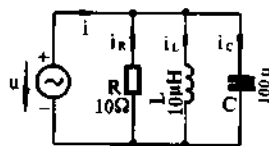


图 4-4

## 二、单相正弦交流电路的功率

设单相正弦交流电路的电源电压瞬时值

$$u = \sqrt{2} U \sin \omega t$$

某电路中电流落后于电压  $\varphi$  角(电感性负载)

$$i = \sqrt{2} I \sin(\omega t - \varphi)$$

则电路的瞬时功率  $p$  应为

$$p = ui = \sqrt{2} U \sin \omega t \cdot \sqrt{2} I \sin(\omega t - \varphi)$$

$$= 2UI \sin \omega t \sin(\omega t - \varphi)$$

$$= UI \{ \cos[\omega t - (\omega t - \varphi)] - \cos[\omega t + (\omega t - \varphi)] \}$$

$$= UI [\cos \varphi - \cos(2\omega t - \varphi)]$$

电路的平均功率  $P$  为

$$P = \frac{1}{T} \int_0^T p dt = \frac{UI}{T} \int_0^T [\cos \varphi - \cos(2\omega t - \varphi)] dt$$

$$= \frac{UI}{T} \left\{ \int_0^T \cos \varphi dt - \int_0^T \frac{1}{2\omega} \cos(2\omega t - \varphi) d(2\omega t - \varphi) \right\}$$

$$= \frac{UI}{T} \cos \varphi \Big|_0^T - \frac{UI}{2\omega} \sin(2\omega t - \varphi) \Big|_0^T$$

$$= UI \cos \varphi - [\sin(4\pi - \varphi) - \sin(-\varphi)] \cdot \frac{UI}{2\omega t}$$

$$= UI \cos \varphi - [\sin(-\varphi) - \sin(-\varphi)] \cdot \frac{UI}{2\omega t} = UI \cos \varphi$$

可以看出,第二项为零,则平均功率为

$$P = UI \cos \varphi$$

平均功率即有功功率,单位是瓦特(W),式中的  $\cos \varphi$  称为功率因数, $\varphi$  称为功率因数角,为  $\dot{U}$  和  $\dot{I}$  在复矢量图中的夹角。 $u$ 、 $i$  和  $p$  的关系如图 4-5 所示,矢量图见图 4-6,其中的(a)图即  $\dot{U}$ 、 $\dot{I}$  和  $\varphi$  的关系。



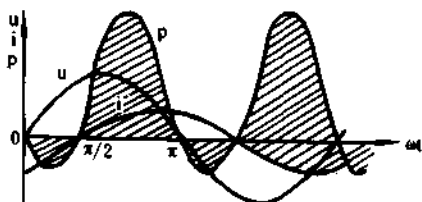


图 4-5

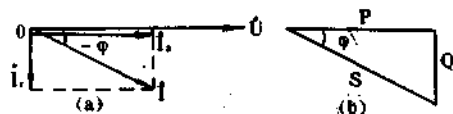


图 4-6

可以把  $\dot{i}$  分解成与  $\dot{U}$  同方向的电流分量  $\dot{i}_1$  和与  $\dot{U}$  垂直方向的电流分量  $\dot{i}_2$ 。其中,  $\dot{i}_1$  称为有功电流,  $\dot{i}_2$  称为无功电流。  $\dot{U}$  与  $\dot{i}_1$  的模的乘积  $UI_1$  即为上面所求的有功功率  $P$ , 而  $\dot{U}$  与  $\dot{i}_2$  的模的乘积  $UI_2$  称为无功功率, 符号  $Q$ , 单位为 var。

$\dot{U}$  与  $\dot{i}$  的模的乘积  $UI$  称为视在功率, 符号  $S$ , 单位 VA。  $P$ 、 $Q$  和  $S$  组成功率三角形, 如图 4-6(b) 所示。它们的关系是

$$P = UI \cos \varphi \quad (\text{W})$$

$$Q = UI \sin \varphi \quad (\text{var})$$

$$S = UI \quad (\text{VA})$$

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2}$$

**例 4.2** 图 4-7 为一个 RC 串联电路,  $u = 311 \sin 314t \text{V}$ ,  $i = 2.12 \sin(314t - 30^\circ) \text{A}$ 。

求  $P$ 、 $Q$  和  $S$

解 从图中可知  $U = \frac{311}{\sqrt{2}} = 220 \text{V}$

$$I = \frac{2.12}{\sqrt{2}} = 1.5 \text{A} \quad \varphi = -30^\circ, \text{ 则}$$

$$P = UI \cos \varphi = 220 \times 1.5 \times 0.866 = 285.7 \text{W}$$

$$Q = UI \sin \varphi = 220 \times 1.5 \times 0.5 = 165 \text{var}$$

$$S = UI = 220 \times 1.5 = 330 \text{VA}$$

同样,  $S = \sqrt{P^2 + Q^2} = \sqrt{285.7^2 + 165^2} = 330 \text{VA}$

视在功率也可以用复数表示, 即

$$\dot{S} = P + jQ$$

$$\dot{S} = \dot{U}\dot{I}$$

式中  $\dot{I}$  为  $i$  的共轭的复数

$$\text{设 } \dot{U} = Ue^{j\varphi_1} \quad \dot{I} = Ie^{j\varphi_2}$$

$$\text{则 } \dot{S} = \dot{U}\dot{I} = Ue^{j\varphi_1} Ie^{-j\varphi_2}$$

$$= UIe^{j(\varphi_1 - \varphi_2)}$$

设  $\varphi_1 - \varphi_2 = \varphi$ , 即  $\dot{U}\dot{I}$  的相位差角

$$\text{则 } \dot{S} = UI \cos \varphi + jUI \sin \varphi = P + jQ$$

### 三、谐振电路

在具有电阻、电感和电容的电路, 总的电流与电源电压一般相位是不同的。但是, 通过调节

电路元件的参数或者改变电源的频率,在某些情况下,会使二者同相位,这时称电路发生了谐振。

1. 串联谐振 如图 4-7 所示的电路,电阻、电感和电容与电源构成一个串联电路。

图中电源为  $\dot{U}$ ,当电感上的压降  $\dot{U}_L$  与电容上的压降  $\dot{U}_C$  的绝对值相等时,从复矢量图 4-8(a)可以看出,二者可以互相抵消。这时电源电压与电阻上的压降相同,同时电源电压的方向与电路中电流的方向是一致的,称为串联谐振或电压谐振。电路中各量瞬时值的波形关系如图 4-8(b)所示。

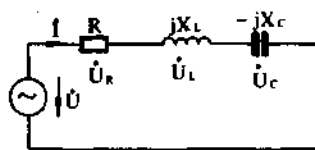


图 4-7

从以前的分析中,可知电路中电压与电流的关系

$$\begin{aligned}\dot{U} &= \dot{U}_R + \dot{U}_L + \dot{U}_C = \dot{I}R + j\dot{I}X_L - j\dot{I}X_C \\ &= \dot{I}(R + j(X_L - X_C))\end{aligned}$$

(1) 串联谐振时的频率为  $f_0$  角频率相应为  $\omega_0$ ,则

$$\omega_0 = 2\pi f_0$$

谐振时,  $\dot{U}_L$  和  $\dot{U}_C$  的关系为

$$\dot{U}_L + \dot{U}_C = 0$$

即  $jX_L - jX_C = 0$

$$j\omega_0 L - j\frac{1}{\omega_0 C} = 0 \quad \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C}$$

$$\text{则 } \omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

$\omega_0$  的单位为弧度/秒, 写为 rad/s, 频率相应为

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

$f_0$  的单位为赫兹, 写作 Hz

(2) 特性阻抗  $\rho$  是表示谐振电路谐振时的物理量, 单位为  $\Omega$ 。

电路中的阻抗

$$\begin{aligned}Z &= R + jX_L - jX_C \\ &= R + j(X_L - X_C) = R + j\left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right) \\ &= \sqrt{R^2 + \left(\omega L - \frac{1}{\omega C}\right)^2} \angle \text{tg}^{-1} \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R} \\ &= |Z| \angle \varphi\end{aligned}$$

其中  $|Z|$  称为阻抗的模,  $\varphi$  称为阻抗角。

电阻  $R$ 、感抗  $X_L$ 、容抗  $X_C$  与角频率  $\omega$  的关系如图 4-9 所示, 只有当  $\omega = \omega_0$  即谐振时, 感抗和容抗的模相等, 电路的总阻抗才等于电阻  $R$ , 于是电路中的阻抗为最小, 阻抗角为  $0^\circ$ , 即

$$\begin{aligned}Z &= R - j\left(\omega_0 L - \frac{1}{\omega_0 C}\right) \\ &= R = R \angle 0^\circ\end{aligned}$$

这时, 定义特性阻抗

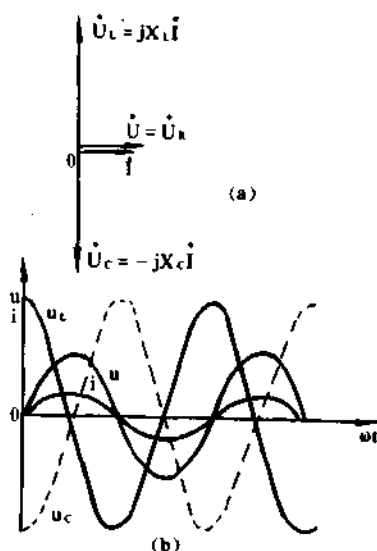


图 4-8

$$\rho = \omega_0 L = \frac{1}{\omega_0 C}$$

因为谐振时

$$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{LC}}$$

代入上式后

$$\rho = \omega_0 L = \frac{1}{\sqrt{LC}} L = \sqrt{\frac{L}{C}}$$

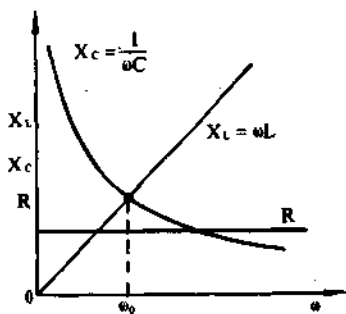


图 4-9

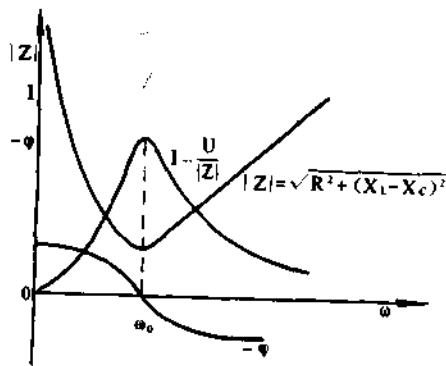


图 4-10

阻抗  $|Z|$ 、电流  $I$ 、阻抗角  $\varphi$  和角频率  $\omega$  的关系如图 4-10。可见，谐振点  $\omega_0$  处的阻抗最小，电流最大。

(3) 品质因数  $Q$  与带宽  $BW$  品质因数即谐振时电感或电容上的压降与电源电压之比（也就是与电阻上的压降之比），用  $Q$  表示，它没有量纲。

$$Q = \frac{U_L}{U_R} = \frac{X_L}{R} = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{\rho}{R}$$

$$Q = \frac{U_C}{U_R} = \frac{X_C}{R} = \frac{1}{\omega_0 C R} = \frac{\rho}{R}$$

通过上式可知，品质因数等于特性阻抗  $\rho$  与电阻  $R$  之比， $R$  越小， $Q$  越大。

带宽指的是谐振电路（有时也称谐振回路）中指定参数（如电流的大小等）随频率变化从最大值减小到最大值的  $\frac{1}{\sqrt{2}}$  即 0.707 倍时的频率范围，一般用  $BW$  表示。

串联谐振电路中的电流为

$$\begin{aligned} \dot{i} &= \frac{\dot{U}}{Z} = \frac{U/\angle 0^\circ}{|Z|/\angle \varphi} \quad (\text{设定电源电压 } \dot{U} = U/\angle 0^\circ) \\ &= \frac{U}{|Z|} \angle -\varphi = I \angle -\varphi \end{aligned}$$

$$I = \frac{U}{\sqrt{R^2 + (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2}}$$

电流对电压的相位差是  $-\varphi$ ，为阻抗角的负值，则

$$-\varphi = -\text{tg}^{-1} \frac{\omega L - \frac{1}{\omega C}}{R}$$

图 4-10 画出了电流 I、相位差  $-\varphi$  与角频率  $\omega$  的关系。谐振时阻抗  $|Z|$  最小，电流 I 最大，相位差  $-\varphi$  为零。当角频率增加时，感抗与容抗不再相等， $\omega L - \frac{1}{\omega C} > 0$ ， $\varphi > 0$ ， $-\varphi < 0$ ，说明电路中电流波形落后于电压波形；反之，当角频率减小时，电流将超前于电压。

谐振时电路中的电流等于电源电压与电阻之比，图 4-11 画出了一个 RLC 串联谐振电路中电流 I 在 L 和 C 的数值不变，而电阻阻值变化的两条不同的关系曲线。当 R 较小时，Q 值较大，电流谐振曲线尖锐，带宽 BW 较窄；反之，R 的阻值变大，曲线平缓，BW 变宽。

带宽 BW 与品质因数 Q 之间的关系可用下式推导出。

$$\begin{aligned} I &= \frac{U}{|Z|} = \frac{U}{\sqrt{R^2 + (\omega L - \frac{1}{\omega C})^2}} \\ &= \frac{U}{R \sqrt{1 + Q^2 (\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega})^2}} \\ &= I_0 \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2 (\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega})^2}} \end{aligned}$$

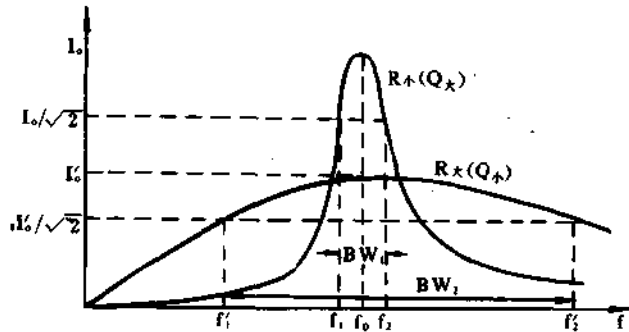


图 4-11

式中的  $I_0$  为谐振时的电流， $I_0 = \frac{U}{R}$ ，对于非谐振时的 I 与  $I_0$  的关系为

$$\frac{I}{I_0} = \frac{1}{\sqrt{1 + Q^2 (\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega})^2}}$$

当 I 下降到  $I_0$  的  $\frac{1}{\sqrt{2}}$  倍时，即可以求出两个解，分别为  $\omega_1$  和  $\omega_2$ ， $\omega_2 - \omega_1$  即带宽。

$$\frac{I}{I_0} = \frac{1}{\sqrt{2}} \text{时, 有}$$

$$Q^2 (\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega})^2 = 1$$

$$Q (\frac{\omega}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega}) = \pm 1$$

设定

$$Q (\frac{\omega_1}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_1}) = -1$$

$$Q (\frac{\omega_2}{\omega_0} - \frac{\omega_0}{\omega_2}) = +1$$

可以分别得到两个解  $\omega_1$  和  $\omega_2$

$$\omega_1 = \pm \omega_0 \sqrt{1 + (\frac{1}{2Q})^2} - \frac{\omega_0}{2Q}$$

$$\omega_2 = \pm \omega_0 \sqrt{1 + (\frac{1}{2Q})^2} + \frac{\omega_0}{2Q}$$

$$\text{则 } \omega_2 - \omega_1 = \frac{\omega_0}{Q}$$

频率与角频率相差系数  $2\pi$ , 这样可以得出

$$f_2 - f_1 = \frac{f_0}{Q}$$

从前面的定义可知, 带宽  $BW = f_2 - f_1$ , 故

$$Q = \frac{f_0}{BW} \quad BW = \frac{f_0}{Q}$$

当一个串联谐振电路的谐振频率  $f_0$  确定之后, 改变  $R$  值便可改变  $Q$  值, 同样改变了  $BW$ 。

图 4-12 为一个最简单的收音机电路。图中  $L$  是线圈, 天线接收下来的电波在其上形成感应电动势,  $R$  是天线线圈的导线电阻, 故可以认为该电路形成  $RLC$  ( $C$  为可变电容器) 串联电路,  $D$  为检波二极管,  $EJ$  是耳机。关于它的基本工作原理, 这里不做详细说明。

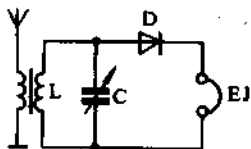


图 4-12

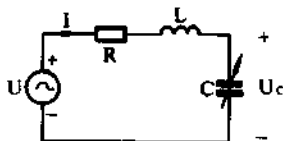


图 4-13

电路中的  $RLC$  串联谐振电路, 电磁波在电感线圈  $L$  中感应电压分别为  $U_1, U_2, \dots$ , 即每一个电台信号产生一个感应电压。由于电容  $C$  的容量可变, 当某一个电台频率正好等于该电路谐振频率时, 即产生谐振, 于是这个电台的信号最强, 而其它电台的频率不满足谐振条件, 即没有产生谐振, 而被衰减。这样, 达到了选择电台信号的目的。收音机选频原理可见图 4-13。

满足谐振条件的电台信号, 在电容上产生的压降为

$$U_c = I_0 X_C = \frac{X_C}{R} U_n = QU_n$$

式中的  $U_n$  为第  $n$  个电台信号, 它满足谐振条件。可知,  $Q$  值越大,  $U_c$  越大, 由图 4-14 中画出的选频特性曲线越陡, 即选择电台的作用越强; 反之, 选择性越差。考虑高频电的集肤效应, 电感线圈往往采用导电特性良好的粗铜线或多股漆包线。

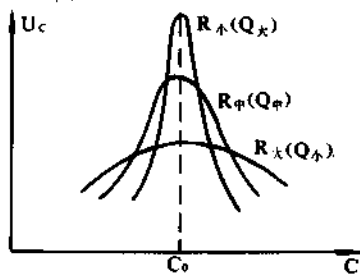


图 4-14

经选频后的高频调幅电台信号, 经过二极管  $D$  检波, 还原为音频信号, 由耳机放出声音。

**例 4.3** 如图 4-12 所示的电路中, 电感线圈  $L$  的等效电感为  $250\mu\text{H}$ , 交流等效电阻  $R = 20\Omega$ 。

求 接收中央人民广播电台  $f_0 = 540\text{kHz}$  广播时可变电容器容量  $C$  及品质因数  $Q$

解 电路谐振频率  $f_0$  对应的角频率  $\omega_0$  为

$$\omega_0 = 2\pi f_0 = 2\pi \times 540 \times 10^3 = 3.39 \times 10^6 \text{ rad/s}$$

谐振时的电容值为

$$C = \frac{1}{\omega_0^2 L} = \frac{1}{(3.39 \times 10^6)^2 \times 250 \times 10^{-6}} = 348 \times 10^{-12} \text{F} \\ = 348 \text{pF}$$

品质因数为

$$Q = \frac{\omega_0 L}{R} = \frac{3.39 \times 10^6 \times 250 \times 10^{-6}}{20} = 42.4$$

一般谐振电路的 Q 值不高,约为几到几十,有些高 Q 值电路可达几百。对于不同要求的电路,可以具体设计,以满足所要达到的目的,即选频作用。

在这里要提出,电路串联谐振时,

$$\dot{U}_C = -\dot{U}_L = Q \dot{U}$$

当 Q 值较高时,电容、电感两端会产生过电压,即 Q 倍电源电压,因此在选择串联谐振电路的元件时,必须考虑其耐压问题,否则,会损坏元件。

**2. 并联谐振** 一般为一个具有电阻的电感线圈和电容以并联形式连接到电源(交流电源)的电路,如图 4-15 所示的电路。

由于电感线圈本身具有电阻,故电路将电感 L 和电阻 R 画成串联形式,于是电路也称作 RL-C 并联电路。当电感线圈中的电流  $i_{RL}$  的无功分量  $i_L$  与电容支路流过的电流  $i_C$  在复矢量图中满足大小相等、方向相反的条件时,电源供应的电流只有  $i_{RL}$  的有功分量  $i_R$ ,即电源电压  $\dot{U}$  与  $\dot{I}$  的方向相同时,即产生谐振现象,称为并联谐振或电流谐振,相应各关系的复矢量图见图 4-16。

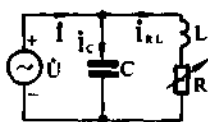


图 4-15

这个并联谐振电路的复导纳 Y 为

$$Y = \frac{1}{R + jX_L} + \frac{1}{-jX_C} \\ = \frac{1}{R + j\omega L} + \frac{1}{-j\frac{1}{\omega C}} \\ = \frac{1}{R + j\omega L} + j\omega C \\ = \frac{R - j\omega L}{R^2 + \omega^2 L^2} + j\omega C \\ = \frac{R}{R^2 + \omega^2 L^2} + j\left(\frac{-\omega L}{R^2 + \omega^2 L^2} + \omega C\right) \\ = G + jB$$

其中 G 为电导, B 为电纳。不满足谐振条件时,即 Y 的虚部为零(即电纳 B 为零),则有

$$\frac{-\omega_0 L}{R^2 + \omega_0^2 L^2} + \omega_0 C = 0$$

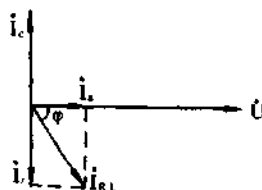


图 4-16



$$\omega_0 = \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{L^2}}$$

也可以写为

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{L^2}}$$

复数导纳  $Y$  的模  $|Y|$  应为

$$|Y| = \sqrt{\left(\frac{R}{R^2 + \omega^2 L^2}\right)^2 + \left(\frac{-\omega L}{R^2 + \omega^2 L^2} + \omega C\right)^2}$$

谐振时的  $Y_0$  为

$$Y_0 = \frac{R}{R^2 + \omega_0^2 L^2} \quad |Y_0| = \frac{R}{R^2 + \omega_0^2 L^2} \quad Y_0 = |Y_0|$$

根据并联电路的关系,有

$$i = \dot{U}Y \quad I = \dot{U}|Y|$$

而谐振时满足

$$i_0 = \dot{U}Y_0 = \dot{U}|Y_0|$$

$$I = U|Y_0| = UY_0$$

从谐振频率公式可以看出,当  $L$  和  $C$  值确定以后, $R$  的大小影响谐振频率的数值。 $R$  增大, $f_0$  下降;反之,则  $f_0$  上升,这种关系可见图 4.17。

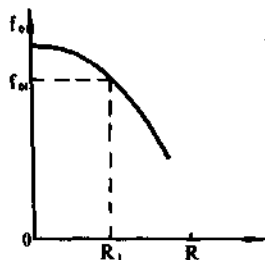


图 4-17

不过,在许多情况下,电感线圈本身的电阻与电感量比较起来小得多,有些书中便采用将  $R$  忽略不计的算法,这样,就得到了并联谐振电路谐振频率的近似公式,即

$$f_0 \approx \frac{1}{2\pi \sqrt{LC}}$$

公式的形式与串联谐振电路谐振频率的公式相同。但是,当  $R$  的数值不能忽略时,必须采用原始公式进行计算、分析,以免造成过大的误差。

图 4.18 画出了该电路的  $|Z|$ 、 $|Y|$ 、 $I$ 、 $\varphi$  与角频率  $\omega$  的关系,此时电感线圈的电阻不能忽略,从图中可以看出谐振点时导纳并非最小,阻抗也并非最大,而最小导纳点(也即电流最小点)稍高于谐振频率。

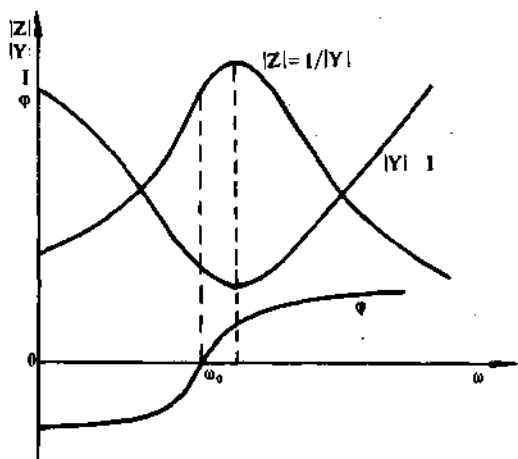


图 4-18

从图中可以看出谐振点时导纳并非最小,阻抗也并非最大,而最小导纳点(也即电流最小点)稍高于谐振频率。

**例 4.4** 电路如图 4.15。当  $L=2\text{mH}$ 、 $C=7.75\mu\text{F}$ , 电阻  $R=10\Omega$  时 求 谐振频率  $f_0$  导纳  $|Y_0|$  及  $\omega_1=8 \times 10^3 \text{rad/s}$  时的导纳  $|Y_1|$ 。

$$\begin{aligned} \text{解 } \omega_0 &= \sqrt{\frac{1}{LC} - \frac{R^2}{L^2}} = \sqrt{\frac{1}{2 \times 10^{-3} \times 7.75 \times 10^{-6}} - \frac{10^3}{2^2 \times 10^{-6}}} \\ &= 6.286 \times 10^3 \text{ rad/s} \\ f_0 &= \frac{\omega_0}{2\pi} = \frac{6.286 \times 10^3}{2\pi} = 1000 \text{ Hz} \end{aligned}$$

在谐振点处, 导纳

$$\begin{aligned} |Y_0| &= \frac{R}{R^2 + \omega_0^2 L^2} = \frac{10}{10^2 + (6.286 \times 10^3)^2 \times (2 \times 10^{-3})^2} \\ &= 0.039 \text{ S} \end{aligned}$$

而偏离谐振点的  $\omega_1$  处, 导纳  $Y_1$  为

$$\begin{aligned} |Y_1| &= \sqrt{\left(\frac{R}{R^2 + \omega_1^2 L^2}\right)^2 + \left(\frac{-\omega_1 L}{R^2 + \omega_1^2 L^2} + \omega_1 C\right)^2} \\ &= \sqrt{\left(\frac{10}{10^2 + (8 \times 10^3)^2 \times (2 \times 10^{-3})^2}\right)^2 + \left(\frac{-8 \times 10^3 \times 2 \times 10^{-3}}{10^2 + (8 \times 10^3)^2 \times (2 \times 10^{-3})^2} + 8 \times 10^3 \times 7.75 \times 10^{-6}\right)^2} \\ &= 0.032 \text{ S} \end{aligned}$$

#### 四、交直流电源同时供电时电路的计算

当一个包含有电阻、电感、电容的电路中, 除有正弦交流电源外还有直流电源供电时, 可采用叠加的方法进行分析, 把交流和直流分别计算, 下面举一个例题说明。

**例 4.5** 电路如图 4.19。E 为直流电源, U 为交流信号,  $E=12\text{V}$ 、 $U=30 \angle 0^\circ \text{V}$ , 方向如图 4.19 所示。电阻  $R=2\Omega$ , 电感为纯电感线圈,  $L=0.1\text{H}$ , 电容  $C=0.08\text{F}$ , 交流电源频率  $f_0=1\text{Hz}$ 。

求 如图所示的电流  $i_1$ 、 $i_2$  和  $i_3$ 。

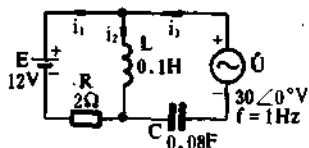


图 4-19

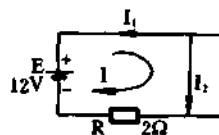


图 4-20

**解** 解此类题的方法可以多种多样。不过, 一般两个或两个以上电源作用于同一个电路时, 采用叠加原理更方便, 本题采用此法。

采用叠加原理计算, 将 E 和 U 的作用分别单独考虑。

(1) 首先考虑直流电源 E 的作用。这时电容 C 视为开路, 电感 L 视为短路, 交流信号源视为短路, 电路如图 4.20, 相应电流为  $I_1$ 、 $I_2$ 。

可以求出

$$I = \frac{E}{R} = \frac{12}{2} = 6 \text{ A}$$

$I_1$  与  $I$  的方向相反,  $I_2$  与  $I$  的方向相同, 则

$$I_1 = -I = -6 \text{ A}$$

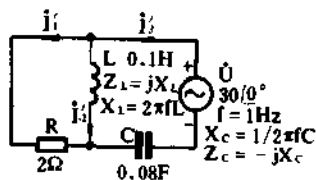


图 4-21

$$I_2 = I = 6A$$

(2)再考虑 U 单独作用的结果。这时直流电源 E 视为短路。相应的电路为图 4-21。这时各支路电流设  $i_1$ 、 $i_2$  和  $i_3$ 。

对于这个复杂的交流电路,有

$$R = 2\Omega$$

$$X_L = 2\pi fL = 2\pi \times 1 \times 0.1 = 0.2\pi\Omega$$

$$X_C = \frac{1}{2\pi fC} = \frac{1}{2\pi \times 1 \times 0.08} = \frac{1}{0.16\pi}\Omega$$

$$Z_L = jX_L = j0.2\pi\Omega$$

$$Z_C = -jX_C = -j\frac{1}{0.16\pi}\Omega$$

$$I_3 = \frac{\dot{U}}{Z_C + \frac{Z_L R}{Z_L + R}} = \frac{\dot{U}}{Z}$$

$$Z = Z_C + \frac{Z_L R}{Z_L + R}$$

$$= -j\frac{1}{0.16\pi} + \frac{j0.2\pi \times 2}{j0.2\pi + 2}$$

$$= -j\frac{1}{0.16\pi} + \frac{j0.4\pi(-j0.2\pi + 2)}{(j0.2\pi + 2)(-j0.2\pi + 2)}$$

$$= -j\frac{1}{0.16\pi} + \frac{-j0.8\pi^2 + j0.8\pi}{4 + (0.2\pi)^2}$$

$$= \frac{0.8\pi^2}{4 + (0.2\pi)^2} + j\left(\frac{0.8\pi}{4 + (0.2\pi)^2} - \frac{1}{0.16\pi}\right)$$

$$= 0.180 - j1.418 = 1.429 / -82.78^\circ\Omega$$

$$I_3 = \frac{30 / 0^\circ}{1.429 / -82.78^\circ} = 20.99 / 82.78^\circ A$$

$$i_1 = i_3 \frac{jX_L}{R + jX_L} = 20.99 / 82.78^\circ \times \frac{0.2\pi / 90^\circ}{2 + j0.2\pi}$$

$$= 20.99 / 82.78^\circ \times \frac{0.2\pi / 90^\circ}{2.096 / 17.44^\circ}$$

$$= 6.292 / 155.34^\circ A$$

$$i_2 = i_3 \frac{R}{R + jX_L} = 20.99 / 82.78^\circ \times \frac{2}{2.096 / 17.44^\circ}$$

$$= 20.03 / 65.34^\circ A$$

写成瞬时值形式

$$i_1 = 6.292 \sqrt{2} \sin(2\pi t + 155.34^\circ)$$

$$= 8.898 \sin(6.28t + 155.34^\circ) A$$

$$i_2 = 20.03 \sqrt{2} \sin(6.28t + 65.34^\circ)$$

$$= 28.32 \sin(6.28t + 65.34^\circ) A$$

$$i_3 = 20.99 \sqrt{2} \sin(6.28t + 82.78^\circ)$$

$$= 29.68 \sin(6.28t + 82.78^\circ) A$$

(3)将两部分进行叠加运算,即可以得到所求的结果,总电流为分电流之和。

$$i_1 = i_1 + i_1' = -6 + 8.90 \sin(6.28t + 155.34^\circ) A$$

$$i_2 = i_2 + i'_2 = 6 + 28.32\sin(6.28t + 65.34^\circ)\text{A}$$

$$i_3 = i'_3 = 29.68\sin(6.28t + 62.78^\circ)\text{A}$$

可以看出,利用复矢量进行计算,可以使正弦交流电量的计算十分简便。

## 第五章 三相交流电路

### 一、三相交流电的产生

图 5-1 是一个三相交流发电机的示意图。定子的 NS 固定磁极产生磁通  $\Phi$ ，磁极中的磁力线由 N 指向 S。发电机有三组绕组，它们以相差  $120^\circ$  的位置绕在转子圆柱形铁心上，称为三相绕组。

定义三相绕组的始端为 A、B 和 C，对应的末端称之为 X、Y 和 Z。每一绕组叫做一相。

当转子以  $\omega$  的角速度旋转时(转子转动是通过某些外力对其做功而产生的)，三个绕组切割磁力线，在其上分别产生频率相同，相位互差  $120^\circ$  的感应电动势。当发电机的几何尺寸精确，三相绕组几何尺寸相同，圈数相同时，它们产生的感应电动势最大值一样。

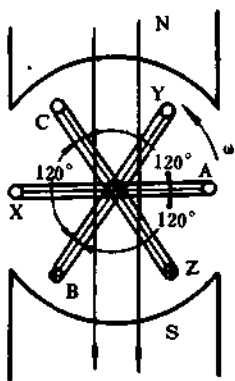


图 5-1

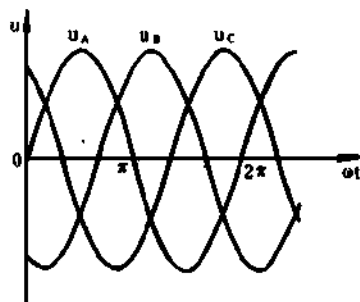


图 5-2

定义每一相绕组上产生的端电压为相电压，瞬时值符号  $u_p$ ，有效值符号  $U_p$ 。产生的电流称为相电流，瞬时值符号  $i_p$ ，有效值符号  $I_p$ 。

三相绕组电压达到最大值的先后次序称为相序，图中转子以  $\omega$  的方向旋转时，相序为 A、B、C；反之，为 A、C、B。

相序为 A、B、C 的三相绕组产生的电压波形如图 5-2。从图中可见，它们之间相位互差  $120^\circ$ 。

三相绕组所产生的正弦交流电压如下式(设 A 相初相角为  $0^\circ$ )

$$u_A = \sqrt{2} U_p \sin \omega t \text{ V}$$

$$u_B = \sqrt{2} U_p \sin(\omega t - 120^\circ) \text{ V}$$

$$u_C = \sqrt{2} U_p \sin(\omega t - 240^\circ) = U_m \sin(\omega t + 120^\circ) \text{ V}$$

相应的复矢量表示的表达式为：

$$\dot{U}_A = U_p \angle 0^\circ = U_p (1 + j0)$$

$$\dot{U}_B = U_P \angle -120^\circ = U_P \left( -\frac{1}{2} - j \frac{\sqrt{3}}{2} \right)$$

$$\dot{U}_C = U_P \angle 120^\circ = U_P \left( -\frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2} \right)$$

式中的  $U_P$  为相电压, 它为有效值, 其最大值  $U_m = \sqrt{2} U_P$   
 相应的相电压的复向量图如图 5-3。

## 二、三相绕组的连接与电压、电流的计算

三相交流发电机的三相绕组向负载供电时, 一般相互连接成一个整体, 有两种形式: 星形(称为 Y)和三角形(称为  $\Delta$ )连接。

同样, 三相交流电负载一般也为这两种形式: 星形和三角形连接。

下面分四种情况加以介绍。

**1. 电源与负载均为星形(Y)连接形式** 电路如图 5-4。图中 AX 为 A 相绕组, 其产生交流电源  $\dot{U}_A$ , 其余两相绕组产生的交流电源分别为  $\dot{U}_B$  和  $\dot{U}_C$ , 负载分别称为  $Z_A$ 、 $Z_B$  和  $Z_C$ 。

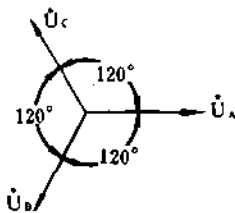


图 5-3

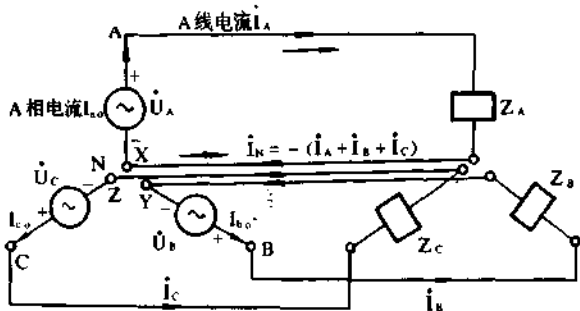


图 5-4

当 A 相始端 A 点连到负载  $Z_A$  的一端, 末端 X 点连到负载  $Z_A$  的另一端时, 回路中产生电流。

定义从绕组端点 A 点流出的电流称为线电流  $I_A$ , 这时可以看出, 其余两相的线电流分别为  $I_B$  和  $I_C$ 。线电流可以统称  $I_L$ 。

实际应用时把发电机三相绕组的末端 X、Y 和 Z 连在一起(也有把三相绕组的首 A、B 和 C 连在一起的), 负载  $Z_A$ 、 $Z_B$  和  $Z_C$  也有一个共同点, 这两个共同点称作中点或零点, 用 N 或  $0'$  表示, 这种连接方法见图 5.5。把三相的首端(称火线)分别引到三相负载  $Z_A$ 、 $Z_B$  和  $Z_C$  的独立端点, 将电源中点(称地线)和负载中点也用导线连接起来, 形成 Y/Y 形连接电路。

从图中可以看出, 这种形式连接电路的电源各相的线电流与对应的相电流是相等的, 即

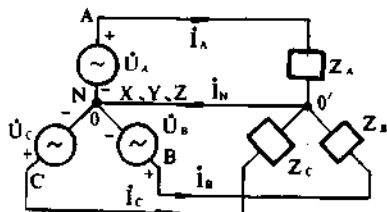
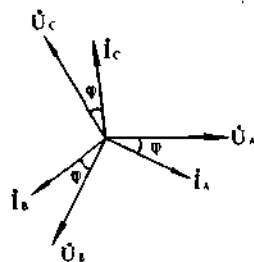


图 5-5

$$\dot{I}_A = \dot{I}_{A0}$$

$$\dot{I}_B = \dot{I}_{B0}$$

$$\dot{I}_C = \dot{I}_{C0}$$

从电源看上去,共有三根火线和一根地线,于是称之为三相四线制正弦交流电源。前面的分析已知各相的相电压,那么,各相火线之间的电压如何确定呢?

图 5-6 表示了这种关系。图中各量之间有如下形式

$$\dot{U}_{AB} = \dot{U}_A - \dot{U}_B$$

$$\dot{U}_{BC} = \dot{U}_B - \dot{U}_C$$

$$\dot{U}_{CA} = \dot{U}_C - \dot{U}_A$$

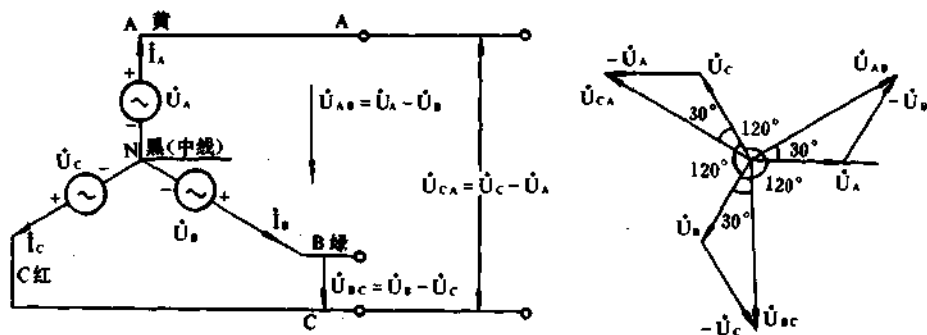


图 5-6

当满足三相对称,并且各相相电压相同时,从图中可以计算出线电压的大小正好是相电压的  $\sqrt{3}$  倍,并且线电压超前相电压  $30^\circ$ ,则

$$\begin{aligned} \dot{U}_{AB} &= \dot{U}_A - \dot{U}_B \\ &= U_p \angle 0^\circ - U_p \angle -120^\circ \\ &= U_p \left( 1 + \frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \\ &= U_p \left( \frac{2}{3} + j \frac{\sqrt{3}}{2} \right) \\ &= \sqrt{3} U_p \left( \frac{\sqrt{3}}{2} + j \frac{1}{2} \right) \\ &= \sqrt{3} U_p \angle 30^\circ \end{aligned}$$

在图中,同样地  $\dot{U}_{BC}$  和  $\dot{U}_{CA}$  也可以求出

$$\dot{U}_{BC} = \sqrt{3} U_p \angle -90^\circ$$

$$\dot{U}_{CA} = \sqrt{3} U_p \angle -150^\circ$$

结果为:电源 Y 连接时

$$U_L = \sqrt{3} U_p$$

从上面的图 5-5 可以看出,地线(或称中性线)上流过的电流  $\dot{I}_N$  为三个线电流之和,即

$$\dot{I}_N = \dot{I}_A + \dot{I}_B + \dot{I}_C$$



当负载连接到三相四线制交流电源时,配线时常把 A、B、C 连接线用黄、绿、红连接,中线用黑线连接。

当负载满足条件

$$Z_A = Z_B = Z_C = |Z|/\varphi$$

中线流过电流  $\dot{i}_N$  是由  $\dot{i}_A$ 、 $\dot{i}_B$  和  $\dot{i}_C$  决定的,负载对称,导致  $I_A$ 、 $I_B$  和  $I_C$  大小相等,相位互差  $120^\circ$ ,代入公式

$$\dot{i}_N = \dot{i}_A + \dot{i}_B + \dot{i}_C \text{ 后}$$

结果为

$$\begin{aligned} \dot{i}_N &= 0 \\ \dot{i}_A &= \frac{\dot{U}_A}{Z} = \frac{U_P / 0^\circ}{|Z|/\varphi} = I_P \angle -\varphi \\ \dot{i}_B &= \frac{\dot{U}_B}{Z} = \frac{U_P / 120^\circ}{|Z|/\varphi} = I_P \angle -120^\circ - \varphi \\ \dot{i}_C &= \frac{\dot{U}_C}{Z} = \frac{U_P / 240^\circ}{|Z|/\varphi} = I_P \angle 120^\circ - \varphi \end{aligned}$$

而当负载不对称时,即

$$Z_A \neq Z_B \neq Z_C$$

则

$$\begin{aligned} \dot{i}_N &= \dot{i}_A + \dot{i}_B + \dot{i}_C \\ &\neq 0 \end{aligned}$$

从上面的分析可以看出,当负载对称时,  $\dot{i}_N = 0$ ,相当于中线上没有电流,故可以把中线省掉;当负载不对称时,  $\dot{i}_N \neq 0$ ,中线不可以省掉。

## 2. 电源与负载均为三角形

( $\Delta$ )连接形式 电路如图 5-7 所示,三相电源绕组首尾相接,

即 A 与 Z、B 与 X、C 与 Y 相连,引出的三条供电线为 A、B 和 C 相,也用黄、绿和红表示。负载  $Z_A$ 、 $Z_B$  和  $Z_C$  也连接成三角形形式。这种供电制方式称为三相三线制供电,即  $\Delta/\Delta$  连接方式。

图 5-8 为电源三角形连接时,相电压、线电压、相电流、线电流之间的关系。

从图中可以看出相电压与线电压是相等的,即

$$\begin{aligned} \dot{U}_{AB} &= \dot{U}_A \\ \dot{U}_{BC} &= \dot{U}_B \\ \dot{U}_{CA} &= \dot{U}_C \end{aligned}$$

所以,当电源是三相对称的相电压时,

$$\begin{aligned} U_{AB} &= U_{BC} = U_{CA} = U_L \\ &= U_A = U_B = U_C = U_P \end{aligned}$$

而线电流则为对应的两相电流之差,即

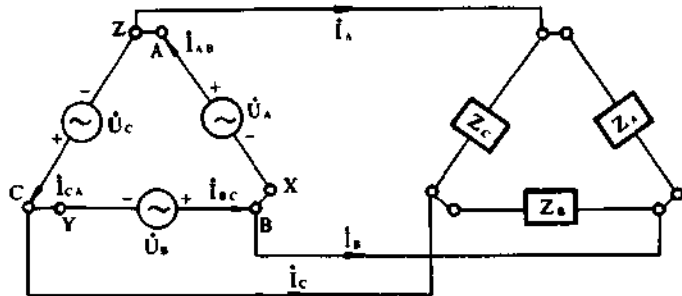


图 5-7

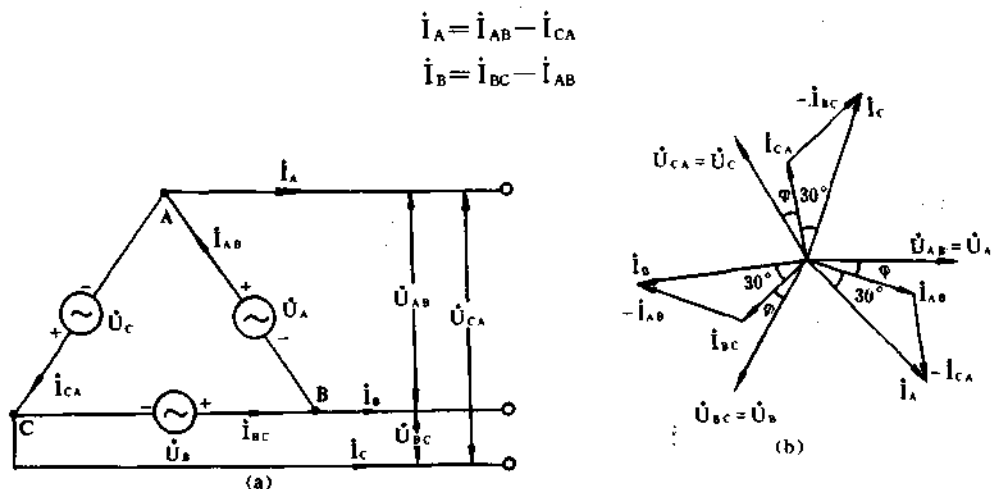


图 5-8

$$\dot{I}_C = \dot{I}_{CA} - \dot{I}_{BC}$$

当△形连接的负载是对称的时,即

$$Z_A = Z_B = Z_C = |Z| / \varphi$$

可以分别用单相来计算,各相电流的绝对值应相等,

$$I_{AB} = I_{BC} = I_{CA} = \frac{U_P}{|Z|} = I_P$$

用复矢量表示

$$\dot{I}_{AB} = \frac{\dot{U}_A}{Z_A} = \frac{U_P / 0^\circ}{|Z| / \varphi} = I_P \angle -\varphi$$

$$\dot{I}_{BC} = \frac{\dot{U}_B}{Z_B} = \frac{U_P \angle -120^\circ}{|Z| / \varphi} = I_P \angle -120^\circ - \varphi$$

$$\dot{I}_{CA} = \frac{\dot{U}_C}{Z_C} = \frac{U_P \angle 120^\circ}{|Z| / \varphi} = I_P \angle 120^\circ - \varphi$$

从图中可以看出合成的线电流复矢量

$$\dot{I}_A = \dot{I}_{AB} - \dot{I}_{CA} = \sqrt{3} I_P \angle -\varphi - 30^\circ$$

$$\dot{I}_B = \dot{I}_{BC} - \dot{I}_{AB} = \sqrt{3} I_P \angle -\varphi - 30^\circ - 120^\circ$$

$$\dot{I}_C = \dot{I}_{CA} - \dot{I}_{BC} = \sqrt{3} I_P \angle -\varphi + 120^\circ - 30^\circ$$

线电流的绝对值是相等的,只是相位上落后于对应的相电流  $30^\circ$ 。

$$I_A = I_B = I_C = I_L = \sqrt{3} I_P$$

对于这两种连接方式,可以总结为以下几条:

(1) Y/Y 形连接时,线电流等于相电流,  $I_L = I_P$  并且二者相位一致(其实就是一条线中的电流)。

(2) Y/Y 形连接时,线电压等于相电压的  $\sqrt{3}$  倍,即  $U_L = \sqrt{3} U_P$ ,且线电压相位超前相电压  $30^\circ$ 。

(3) △/△形连接时,线电流为相电流的  $\sqrt{3}$  倍,即  $I_L = \sqrt{3} I_P$ ,且线电流落后于相电流  $30^\circ$ 。

(4)  $\Delta/\Delta$ 形连接时,线电压等于相电压,并且相位一致,  $U_L = U_p$ 。

(5) Y/Y 连接时,负载对称,中线可以去掉;负载不对称时,中线不可去掉。 $\Delta/\Delta$ 连接时,无中线。

**例 5.1** 如图 5-5 所示的电路,各线电压为  $U_L = 200V$ ,各相负载阻抗为  $(20 + j15)\Omega$

求 相电压  $U_p$  与线电流  $I_L$

解 复阻抗

$$Z = Z_1 = Z_2 = Z_3 = 20 - j15$$

$$|Z| = \sqrt{20^2 + 15^2} = 25\Omega$$

用复矢量表示的相电流落后于相电压为  $\varphi$  角

$$\cos\varphi = \frac{R}{|Z|} = \frac{20}{25} = 0.8$$

相电压为线电压的  $\frac{1}{\sqrt{3}}$  倍

$$U_p = \frac{1}{\sqrt{3}} \times 200 = 115.6V$$

线电流与相电流相等

$$I_L = I_p = \frac{U_p}{|Z|} = \frac{115.6}{25} \approx 4.6A$$

**3. 电源与负载的各种连接形式** 当三相交流电源与三相负载分别为星形和三角形连接时,可以如图 5-9 所示进行任意地配合连接。

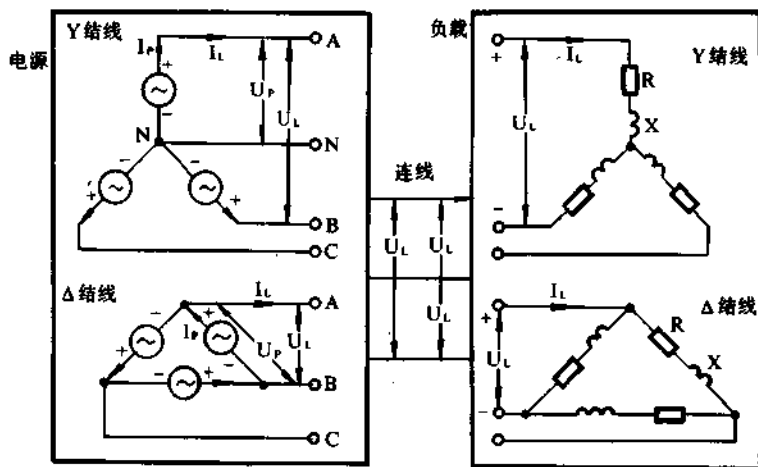


图 5-9

对于三角形连接和星形连接的负载,我们可以进行如图 5-10 所示的变换。

(1) Y 连接的负载等效为  $\Delta$  连接的负载时,有如下公式:

$$Z_{AB} = \frac{Z_A Z_B + Z_B Z_C + Z_C Z_A}{Z_A}$$

$$Z_{BC} = \frac{Z_A Z_B + Z_B Z_C + Z_C Z_A}{Z_B}$$

$$Z_{CA} = \frac{Z_A Z_B + Z_B Z_C + Z_C Z_A}{Z_C}$$

(2)  $\Delta$ 连接的负载等效为 Y 连接的负载时, 有如下公式:

$$Z_A = \frac{Z_{AB} Z_{CA}}{Z_{AB} + Z_{BC} + Z_{CA}}$$

$$Z_B = \frac{Z_{BC} Z_{AB}}{Z_{AB} + Z_{BC} + Z_{CA}}$$

$$Z_C = \frac{Z_{CA} Z_{BC}}{Z_{AB} + Z_{BC} + Z_{CA}}$$

当  $Z_A = Z_B = Z_C = Z$  时, 则

$$Z_{AB} = Z_{BC} = Z_{CA} = 3Z$$

而当  $Z_{AB} = Z_{BC} = Z_{CA} = Z$  时, 则

$$Z_A = Z_B = Z_C = \frac{Z}{3}$$

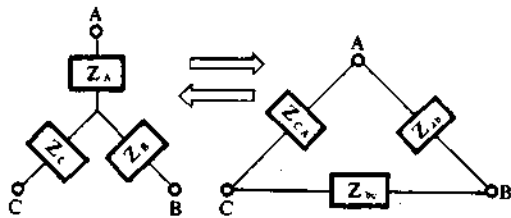


图 5-10

**例 5.2** 如图 5-11 所示的电路, Y/ $\Delta$ 形连接, 电源  $U_P = 100V$ , 负载为对称的, 每一相  $Z = 30 / 60^\circ \Omega$ 。

求 线电流  $I_L$

解: 此电路的 Y/ $\Delta$ 连接应等效变为 Y/Y 连接形式, 改画的电路如图 5-12。由于对称负载, 故等效后的负载为原来的  $\frac{1}{3}$ , 即

$$\frac{1}{3}Z = \frac{1}{3} \times 30 / 60^\circ = 10 / 60^\circ \Omega$$

则线电流为

$$I_L = \frac{U_P}{\frac{Z}{3}} = \frac{100}{10} = 10A$$

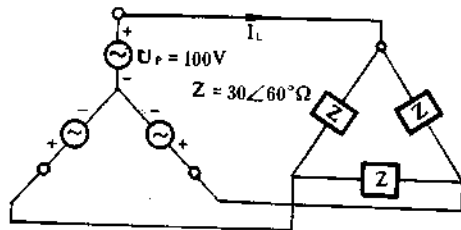


图 5-11

**4. 当负载不对称时电路的计算** 负载不对称, 不能简单套用前面的对称负载的公式, 而必须用基尔霍夫定则进行计算, 下面以一例题说明。

**例 5.3** 电路电源为三相四线制, 线电压为 240V, 负载如图 5-13 所示, A 相负载为  $3 / 0^\circ \Omega$ , B 相负载为  $4 / 60^\circ \Omega$ , C 相负载为  $5 / 90^\circ \Omega$ , 且连接成带中线的 Y 连接形式。

求 各线电流  $I_A, I_B, I_C$  和中线中的电流  $I_N$ 。

解 对称的三相四线制电源, 相电压应为线电压的  $\frac{1}{\sqrt{3}}$  倍, 而相位应落后于对应线电压

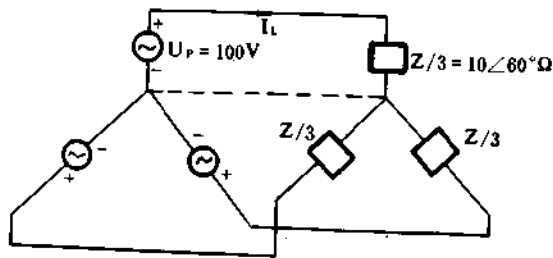


图 5-12

30°

$$\begin{aligned} \text{则 } \dot{U}_{AN} &= \frac{U_{AB} / -30^\circ}{\sqrt{3}} = \frac{240}{\sqrt{3}} / -30^\circ = 138.56 / -30^\circ \text{V} \\ \dot{U}_{BN} &= \frac{U_{BC} / -120^\circ - 30^\circ}{\sqrt{3}} = \frac{240}{\sqrt{3}} / -150^\circ = 138.56 / -150^\circ \text{V} \end{aligned}$$

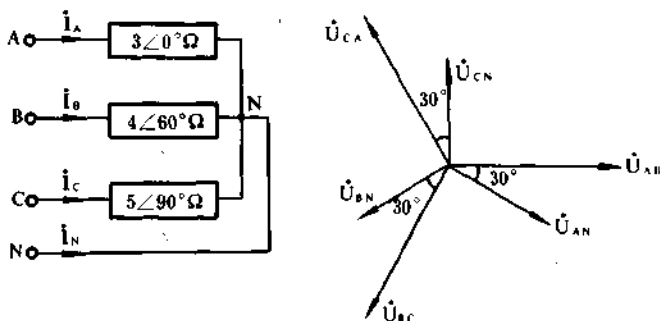


图 5-13

$$\dot{U}_{CN} = \frac{U_{CA} / 120^\circ - 30^\circ}{\sqrt{3}} = \frac{240}{\sqrt{3}} / 90^\circ = 138.56 / 90^\circ \text{V}$$

相电流即线电流

$$\begin{aligned} \dot{i}_A &= \frac{\dot{U}_{AN}}{3 / 0^\circ} = \frac{138.56 / -30^\circ}{3 / 0^\circ} \approx 46.19 / -30^\circ \text{A} \\ \dot{i}_B &= \frac{\dot{U}_{BN}}{4 / 60^\circ} = \frac{138.56 / -150^\circ}{4 / 60^\circ} \approx 34.64 / -210^\circ \text{A} \\ \dot{i}_C &= \frac{\dot{U}_{CN}}{5 / 90^\circ} = \frac{138.56 / -90^\circ}{5 / 90^\circ} \approx 27.71 / 0^\circ \text{A} \end{aligned}$$

中线中的电流

$$\begin{aligned} \dot{i}_N &= -(\dot{i}_A + \dot{i}_B + \dot{i}_C) \\ &= -(46.19 / -30^\circ + 34.64 / 210^\circ + 27.72 / 0^\circ) \\ &= -[(40 - j23.10) + (-30 + j17.32) + (27.71 + j0)] \\ &= -38.15 / -8.71^\circ \text{A} \end{aligned}$$

**例 5.4** 如图 5.14 所示, 相当例 5.3 的负载由三相三线制的电源供电时, 线电压仍为 240V, 求各线的电流  $I_A, I_B, I_C$

解 三个线电压应为

$$\begin{aligned} \dot{U}_{AB} &= 240 / 0^\circ \text{V} \\ \dot{U}_{BC} &= 240 / -120^\circ \text{V} \\ \dot{U}_{CA} &= 240 / 120^\circ \text{V} \end{aligned}$$

设回路电流为  $I_1$  与  $I_2$ , 则电压为

$$\begin{aligned} \dot{U}_{AB} &= (3 / 0^\circ + 4 / 60^\circ) \dot{I}_1 + (4 / 60^\circ) \dot{I}_2 \\ -\dot{U}_{BC} &= (4 / 60^\circ) \dot{I}_1 + (5 / 90^\circ + 4 / 60^\circ) \dot{I}_2 \end{aligned}$$

代入电压值并进行加法运算后

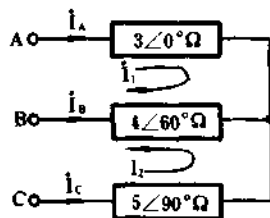


图 5-14

$$240 \angle 0^\circ = 6.08 \angle 34.72^\circ \dot{I}_1 + 4 \angle 60^\circ \dot{I}_2$$

$$-240 \angle -120^\circ = 4 \angle 60^\circ \dot{I}_1 + 8.70 \angle 76.71^\circ \dot{I}_2$$

解联立方程

$$\Delta = \begin{vmatrix} 6.08 \angle 34.72^\circ & 4 \angle 60^\circ \\ 4 \angle 60^\circ & 8.70 \angle 76.71^\circ \end{vmatrix} = 37.14 \angle 107.75^\circ$$

$$\Delta_1 = \begin{vmatrix} 240 \angle 0^\circ & 4 \angle 60^\circ \\ -240 \angle -120^\circ & 8.70 \angle 76.71^\circ \end{vmatrix} = -1537.29 \angle 51.36^\circ$$

$$\Delta_2 = \begin{vmatrix} 6.08 \angle 34.72^\circ & -240 \angle 0^\circ \\ 4 \angle -60^\circ & -240 \angle -120^\circ \end{vmatrix} = -864.90 \angle 133.93^\circ$$

$$\dot{I}_1 = \frac{\Delta_1}{\Delta} = \frac{1537.29 \angle 51.36^\circ}{37.14 \angle 107.75^\circ} = 41.39 \angle -56.39^\circ \text{A}$$

$$\dot{I}_2 = \frac{\Delta_2}{\Delta} = \frac{864.90 \angle 133.93^\circ}{37.14 \angle 107.75^\circ} = 23.29 \angle -26.18^\circ \text{A}$$

$$\dot{I}_A = \dot{I}_1 = 41.39 \angle -56.39^\circ \text{A}$$

$$\dot{I}_C = \dot{I}_2 = 23.29 \angle -26.18^\circ \text{A}$$

$$\dot{I}_B = -(\dot{I}_1 + \dot{I}_2) = -(41.39 \angle -56.39^\circ + 23.29 \angle -26.18^\circ)$$

$$= -50 \angle -28.91^\circ \text{A}$$

### 三、三相交流电路的功率

三相电路的功率等于各相功率之和。

三相的总有功功率  $P$  (W)

$$P = P_A + P_B + P_C = U_A I_A \cos \varphi_A + U_B I_B \cos \varphi_B + U_C I_C \cos \varphi_C$$

$P_A$  为 A 相有功功率

$P_B$  为 B 相有功功率

$P_C$  为 C 相有功功率

$U_A, U_B, U_C$  分别为 A、B、C 三相的相电压

$I_A, I_B, I_C$  分别为 A、B、C 三相的相电流

$\varphi_A, \varphi_B, \varphi_C$  分别为对应相的相电压与相电流之间的相位差角。

当三相负载对称时

$$P_A = P_B = P_C = P_P \quad (\text{每相的有功功率})$$

$$U_A = U_B = U_C = U_P \quad (\text{相电压})$$

$$I_A = I_B = I_C = I_P \quad (\text{相电流})$$

$$\varphi_A = \varphi_B = \varphi_C = \varphi_P \quad (\text{每相相电压与相电流间的相位差角})$$

所以  $P = 3P_P = 3U_P I_P \cos \varphi_P$

当负载为  $\Delta$  形接线时  $U_P = U_L \quad I_P = \frac{1}{\sqrt{3}} I_L$

当负载为 Y 形接线时  $U_P = \frac{1}{\sqrt{3}} U_L = U_1 \quad I_P = I_L$

代入有功功率的公式后,不管是△形负载还是Y形负载,只要是负载对称时,其总有功功率即为

$$P = \sqrt{3} U_L I_L \cos\varphi_P \quad (\text{W})$$

$$= \sqrt{3} \text{ 线电压} \times \text{线电流} \times \text{相功率因数}$$

(注意:功率因数是相的而不是线的)

三相的总无功功率  $Q$  (var)

$$Q = Q_A + Q_B + Q_C$$

$$= U_A I_A \sin\varphi_A + U_B I_B \sin\varphi_B + U_C I_C \sin\varphi_C$$

$Q_A$ 、 $Q_B$ 、 $Q_C$  分别为 A、B、C 三相的无功功率。

当三相负载对称时

$$Q_A = Q_B = Q_C = Q_P$$

所以

$$Q = 3Q_P = 3U_P I_P \sin\varphi_P$$

$$= \sqrt{3} U_L I_L \sin\varphi_P$$

三相总的视在功率  $S$  (VA)

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2}$$

用复数表示的视在功率  $S$

$$S = P + jQ$$

当三相负载对称时

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2} = \sqrt{3} U_L I_L = 3U_P I_P$$

$$S = S / \varphi_P$$

**例 5.5** 如例 5-1 所示的三相对称负载,求三相总的有功功率  $P$

$$\text{解 } P = \sqrt{3} U_L I_L \cos\varphi$$

$$= \sqrt{3} \times 200 \times 4.6 \times 0.8 \approx 1275 \text{ W}$$

**例 5.6** 如图 5-15 所示,当线电压为 480V,  $Z_A = 6.0 / 20^\circ \Omega$ ,  $Z_B = 8.0 / 40^\circ \Omega$ ,  $Z_C = 10.0$

$/ 0^\circ \Omega$  时,求三相有功功率  $P$ 、无功功率  $Q$ 、视在功率  $S$ 、功率因数  $\cos\varphi$

解 各相的电压应为

$$\dot{U}_{AN} = \frac{480}{\sqrt{3}} / -30^\circ = 277.13 / -30^\circ \text{ V}$$

$$\dot{U}_{BN} = \frac{480}{\sqrt{3}} / -150^\circ = 277.13 / -150^\circ \text{ V}$$

$$\dot{U}_{CN} = \frac{480}{\sqrt{3}} / 90^\circ = 277.13 / 90^\circ \text{ V}$$

各相的电流应为

$$\dot{i}_A = \frac{\dot{U}_{AN}}{Z_A} = \frac{277.13 / -30^\circ}{6 / 20^\circ} = 46.19 / -50^\circ \text{ A}$$

$$\dot{i}_B = \frac{\dot{U}_{BN}}{Z_B} = \frac{277.13 / -150^\circ}{8 / 40^\circ} = 34.64 / -190^\circ \text{ A}$$

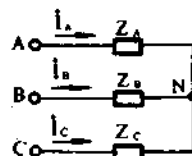


图 5-15

$$\dot{I}_C = \frac{\dot{U}_{CN}}{Z_C} = \frac{277.13 \angle -90^\circ}{10 \angle 0^\circ} = 27.71 \angle -90^\circ \text{ A}$$

各相的有功功率与无功功率

$$P_A = U_{AN} I_A \cos \varphi_A \quad (\varphi_A \text{ 为 } \dot{U}_{AN} \text{ 与 } \dot{I}_A \text{ 的相位差角})$$

$$= 277.13 \times 46.19 \times \cos[-30^\circ - (-50^\circ)]$$

$$= 277.13 \times 46.19 \times \cos 20^\circ$$

$$= 12028.66 \text{ W}$$

$$Q_A = U_{AN} I_A \sin \varphi_A$$

$$= 277.13 \times 46.19 \times \sin 20^\circ$$

$$= 4378.07 \text{ var}$$

$$P_B = U_{BN} I_B \cos \varphi_B$$

$$= 277.13 \times 34.64 \cos 40^\circ$$

$$= 7353.86 \text{ W}$$

$$Q_B = U_{BN} I_B \sin \varphi_B$$

$$= 277.13 \times 34.64 \sin 40^\circ$$

$$= 6170.62 \text{ var}$$

$$P_C = U_{CN} I_C \cos \varphi_C$$

$$= 277.13 \times 27.71 \cos 0^\circ$$

$$= 7679.27 \text{ W}$$

$$Q_C = U_{CN} I_C \sin \varphi_C$$

$$= 277.13 \times 27.71 \sin 0^\circ$$

$$= 0$$

三相总的有功功率

$$P = P_A + P_B + P_C$$

$$= 12028.66 + 7353.86 + 7679.27 = 27061.79 \text{ W}$$

$$Q = Q_A + Q_B + Q_C$$

$$= 437.07 + 6170.62 + 0 = 10548.69 \text{ var}$$

$$\dot{S} = P + jQ$$

$$= 27061.79 + j10548.69 = 29045.06 \angle 21.30^\circ \text{ VA}$$

$$S = 29.045 \text{ kVA}$$

三相总功率因数

$$\cos \varphi = \frac{P}{S} = \frac{27061.79}{29045.06} = 0.93$$

在三相三线制的电路中,不管负载是Y形还是△形连接,不管是对称负载还是不对称负载,都可以用两个线电流和两线电压来计算功率(也就是可以用两个功率表来测量三相功率)。

(1)负载为星形连接时,图 5-16(a)为用三个功率表测量三相总功率的电路图。

总的有功功率瞬时值应等于各相功率瞬时值之和

$$P = P_A + P_B + P_C \quad (1)$$

$$= u_{AN} i_A + u_{BN} i_B + u_{CN} i_C$$

因为  $u_{AC} = \dot{U}_{AN} + \dot{U}_{NC}$



所以  $u_{AN} = \dot{U}_{AC} - \dot{U}_{NC} = \dot{U}_{AC} + \dot{U}_{CN}$

因为  $u_{BC} = \dot{U}_{BN} + \dot{U}_{NC}$

所以  $u_{BN} = u_{BC} - u_{NC} = u_{BC} + u_{CN}$

代入 p 等式(1)

$$p = (u_{AC} + u_{CN})i_A + (u_{BC} + u_{CN})i_B + u_{CN}i_C$$

$$= u_{AC}i_A + u_{BC}i_B + u_{CN}(i_A + i_B + i_C) \quad (2)$$

当星形连接的负载没有中线时或有中线但三相负载对称时, 电流瞬时值满足下列关系

$$i_A + i_B + i_C = 0$$

所以  $p = u_{AC}i_A + u_{BC}i_B = P_1 + P_2$

因而可用两个功率表测量这种情况下三相的功率, 也能从公式中看出为什么不能用两个功率表法测量星形连接三相负载不对称又有中线时的三相功率(因为  $i_A + i_B + i_C \neq 0$ )。

功率表显示的是功率平均值。

第 1 个功率表中的平均功率读数  $P_1$  应为

$$P_1 = \frac{1}{T} \int_0^T u_{AC}i_A dt = U_{AC}I_A \cos\varphi_1$$

$\varphi_1$  为  $\dot{U}_{AC}$  与  $I_A$  之间的相位差角

第 2 个功率表中的平均功率读数  $P_2$  应为

$$P_2 = \frac{1}{T} \int_0^T u_{BC}i_B dt = U_{BC}I_B \cos\varphi_2$$

$\varphi_2$  为  $U_{BC}$  与  $I_B$  之间的相位差角

两个功率表的读数之和即为三相功率

$$P = P_1 + P_2 = U_{AC}I_A \cos\varphi_1 + U_{BC}I_B \cos\varphi_2$$

由上面的推导可知, 星形连接三相三线制的三相功率可用两个功率表来测量, 由任一线为基准均可, 测另两线的线电压与线电流的平均功率, 如图 5-16(b) 所示。

当负载为三相对称时, 复矢量图如图 5-16(c)

$$\varphi_1 = 30^\circ - \varphi$$

$$\varphi_2 = 30^\circ + \varphi$$

$\varphi$  为相电压与相电流之间的相位差角

两表法测量的结果

$$P = P_1 + P_2 = U_L I_L \cos(30^\circ - \varphi) + U_L I_L$$

$$\cos(30^\circ + \varphi) = \sqrt{3} U_L I_L \cos\varphi$$

与三表法测量的结果是一致的。

(2) 负载为三角形连接时, 图 5-17(a) 为用三个功率表测量三相总功率的电路图。

总的有功功率瞬时值应等于各相功率瞬时值之和

$$P = P_A + P_B + P_C$$

$$= u_{AB}i_{AB} + u_{BC}i_{BC} + u_{CA}i_{CA}$$

因为三角形连接时

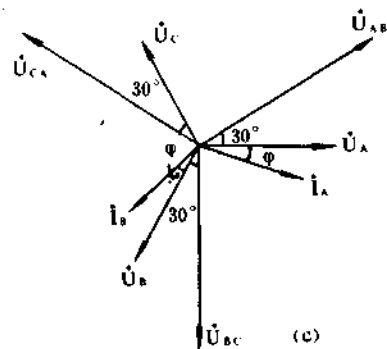
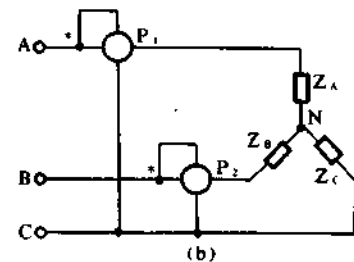
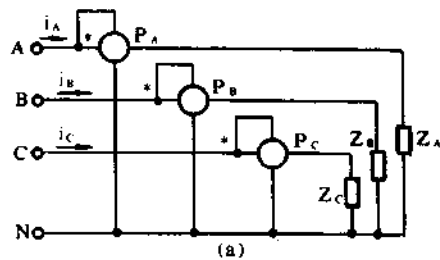


图 5-16

$$U_{AB} + U_{BC} + U_{CA} = 0$$

$$\begin{aligned} \text{所以 } P &= U_{AB}i_{AB} + U_{BC}i_{BC} - (U_{AB} + U_{BC})i_{CA} \\ &= U_{AB}(i_{AB} - i_{CA}) + U_{BC}(i_{BC} - i_{CA}) \\ &= U_{AB}(i_{AB} - i_{CA}) + U_{BC}[-(i_{CA} - i_{BC})] \\ &= U_{AB}i_A + U_{BC}(-i_C) \\ &= U_{AB}i_A + U_{BC}i_C \\ &= P_1 + P_2 \end{aligned}$$

因而可用两个功率表测量三角形连接的三相功率,负载可以是对称的也可以是不对称的。

与星形连接时的推导一样,可得到  $P = P_1 + P_2 = U_{AB}I_A \cos\varphi_1 + U_{BC}I_C \cos\varphi_2$

$\varphi_1$  为  $\dot{U}_{AB}$  与  $\dot{I}_A$  之间的相位差

$\varphi_2$  为  $\dot{U}_{BC}$  与  $\dot{I}_C$  之间的相位差

当负载为三相对称时,也可以通过复矢量图推导出

$$P = P_1 + P_2 = \sqrt{3} U_L I_L \cos\varphi$$

注意:  $\varphi$  为相电压与相电流之间的相位差。

#### 四、三相交流电的色标

三相交流电的相线(或称“端线”或“火线”)分别用字母 A、B、C 表示,也常用颜色标出。我国和俄罗斯采用的对应

ABC 的色标为黄、绿、红;而日本则常用红、白、蓝;英国规定用红、黄、蓝。中线用字母 N 表示,一般用黑色色标。

**例 5.7** 用复矢量分析法计算图 5-18 的三相相序指示电路,为何电源的相序为 ABC 时氖灯  $L_1$  点亮,而  $L_2$  不点亮;相序为 ACB 时氖灯  $L_2$  点亮,而  $L_1$  不点亮。(氖灯  $L_1$ 、 $L_2$  的点亮电压均大于 100V)

解 当相序为 ABC 时,各相电源电压应为

$$\dot{U}_A = U \angle 0^\circ (\dot{U}_0 \text{ 为位于横轴上的标准正电压 } 220\text{V})$$

$$\dot{U}_B = U \angle -120^\circ = U \left( -\frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2} \right)$$

$$\dot{U}_C = U \angle -240^\circ = U \left( -\frac{1}{2} + j \frac{\sqrt{3}}{2} \right)$$

由于负载三相阻抗不平衡,使中点 O 的电压为  $\dot{U}_0$ , 则各相电流为

$$\dot{i}_A = \frac{\dot{U}_A - \dot{U}_0}{R_A}$$

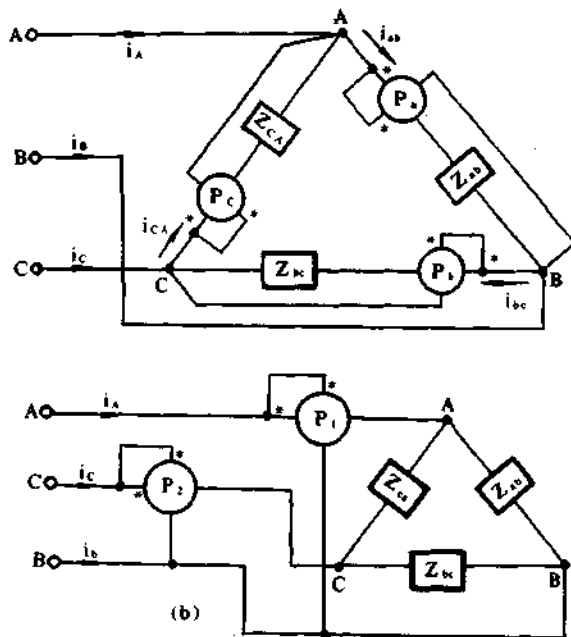


图 5-17

$$\dot{i}_B = \frac{\dot{U}_B - \dot{U}_0}{R_2}$$

$$\dot{i}_C = \frac{\dot{U}_C - \dot{U}_0}{-jX_C}$$

中点电流总合应为 0

$$\dot{i}_A + \dot{i}_B + \dot{i}_C = 0$$

$$\text{可解出 } \dot{U}_0 = \frac{\frac{\dot{U}_A}{R_1} + \frac{\dot{U}_B}{R_2} + \frac{\dot{U}_C}{-jX_C}}{\left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{-jX_C}\right)}$$

电路中  $C_1 = 0.1\mu\text{F}$  电源频率  $f = 50\text{Hz}$

$$X_C = \frac{1}{2\pi f C} = \frac{10^\circ}{2\pi \times 50 \times 0.1} \Omega \approx 33\text{k}\Omega$$

$$\therefore X_C \approx R_1 = R_2 = 33\text{k}\Omega$$

$$\dot{U}_0 = \frac{\dot{U}_A + \dot{U}_B + j\dot{U}_C}{2+j}$$

$$= \frac{U - \frac{1}{2}U - j\frac{\sqrt{3}}{2}U - \frac{1}{2}jU - \frac{\sqrt{3}}{2}U}{2+j}$$

$$= \frac{-0.36U - j1.36U}{2+j}$$

$$= \frac{-0.72 - j2.72}{4+1}U$$

$$= (-0.41 - j0.47)U$$

负载各相对中点的电位差应为

$$\dot{U}_{A0} = \dot{U}_A - \dot{U}_0 = U + 0.41U + j0.47U$$

$$U_{A0} = \sqrt{1.41^2 + 0.47^2}U \approx 1.48U \approx 327\text{V}$$

$$\dot{U}_{B0} = \dot{U}_B - \dot{U}_0 = -\frac{1}{2}U - j0.86U + 0.41U = j0.47U$$

$$= -0.09U - j0.4U$$

$$U_{B0} = \sqrt{0.09^2 + 0.4^2}U \approx 0.41U \approx 90\text{V}$$

$$\dot{U}_{C0} = \dot{U}_C - \dot{U}_0 = -0.5U + j0.86U + 0.41U + j0.47U = -0.09U + j1.33U$$

$$U_{C0} = \sqrt{0.09^2 + 1.33^2}U \approx 1.33U \approx 292\text{V}$$

通过计算可看出,当相序为 ABC 时

$$U_{A0} \approx 327\text{V} \quad U_{B0} \approx 90\text{V}$$

所以氖灯  $L_1$  亮,  $L_2$  灭

当相序为 ACB 时,即相当相序 BAC,通过计算可求出

$$U_{B0} \approx 327\text{V} \quad U_{A0} \approx 90\text{V}$$

故  $L_2$  亮  $L_1$  灭。

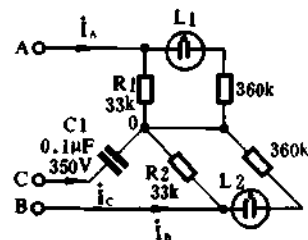


图 5-18

## 第六章 半导体器件

### 一、半导体二极管的特性

半导体二极管,也称晶体二极管。它是由半导体材料制成的,具有单向导电特性的两极器件。它的材料是半导体锗、硅或砷化镓制成的,它的核心是在其上形成的PN结。

二极管的基本导电特性及制作工艺,有关书籍已有介绍,本书不再赘述。

1. 半导体二极管的表示法 半导体二极管的符号见图 6-1,其中,P表示正极,N表示负极。

2. 二极管的伏安特性曲线 在二极管的两端,外加一定数量的电压,就有一定的电流流过,表示这种关系的曲线图称为二极管的伏安特性曲线图,亦称  $U \sim I$  图,图 6-1 即是。

在直角坐标图上以 X 轴(横轴)表示加到二极管两端的电压  $U$ ,以 Y 轴(纵轴)表示流过的电流  $I$ 。二极管不是线性器件(即  $U \sim I$  关系不是直线性的),所以其特征曲线是弯曲的,这条曲线是通过实际测量得到的。

当二极管外加正向电压(即正极接电源的正极,负极接电源的负极),并且外电压从零开始增加时,外电压比较小,所形成的电场不足以克服 PN 结构内部的内电场时,二极管内形成不了电流,基本上处于不导通的状态,只有当外电压超过一定值时,二极管才有电流流过,随着外电压的增加,电流剧增。

我们将二极管中开始有正向电流的电压界限称为死区电压,因为它象门槛一样,故又称门槛电压。锗管约为 0.2V,硅管约为 0.6V。由于半导体器件的特性与温度有关,温度每升高  $1^{\circ}\text{C}$ ,它们大约都下降 2.5mV,上面的死区电压是  $20^{\circ}\text{C}$  时的值。

当正向电压超过死区电压时,电流剧增,电流在一定范围内,二极管上的城市降增加不大,一般小功率的锗管约为 0.3V,硅管约为 0.7V,大功率的管子压降要高一些(目前大功率的整流电流可达 4 千安,耐压 6 千伏,耐压几百伏的压降约为 1V,耐压上千伏的压降约为 2V)。

当二极管外加电压反向时(即二极管正极接外电源负极,二极管负极接电源正极),外电压形成的电场与 PN 结内电场方向一致,阻碍了载流子的运动,半导体二极管呈现非常大的电阻值,只会有微量的少数载流子的漂移电流,这个漂移电流只有与二极管本身的材料和特性有关,与外加反向电压的大小几乎无关,称为反向饱和电流或反向漏电流。锗管的反向饱和电流为数百  $\mu\text{A}$ ,硅管约为数十 nA。同样,它们也会受温度影响而变化,一般温度每上升  $10^{\circ}\text{C}$  其值

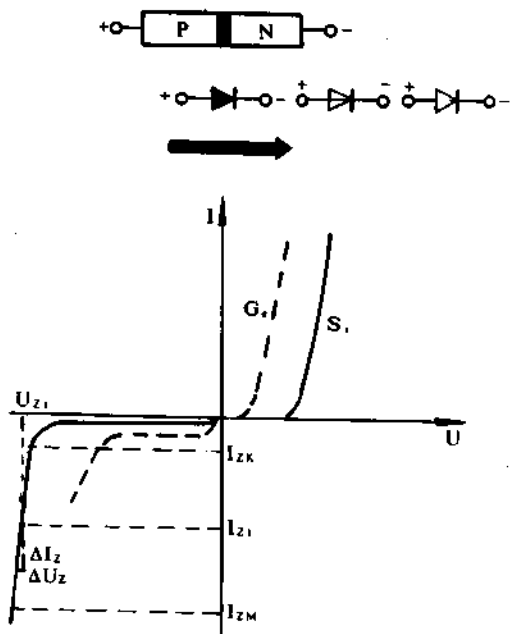


图 6-1

会增加一倍,锗二极管本身反向饱和电流就较大,使用时特别要注意。

二极管所加的反向电压超过一定值时,反向电流会急剧增大,形成电击穿。击穿的原因一般有两种,一是因为外加电场过强,把被束缚在PN结中的电子强行拉出,使电流剧增,为齐纳击穿;另一种是因电子与原子的碰撞,产生大量新的载流子,使电流剧增,为雪崩击穿。一般击穿电压约小于6V者主要是齐纳击穿引起的,击穿电压约大于6V者主要是雪崩击穿引起的,所以当温度升高时,击穿电压约大于6V者会稍有升高;约小于6V者会稍有降低;约等于6V者,其击穿电压几乎不随温度变化。

一般硅、锗材料做的二极管反向击穿时,如果电路上没有有限流电阻,就会使局部电流过大,引起永久性的损坏。

为了将二极管的正、反向特性共画于同一图中,并且显示清晰,对坐标分度做了如下安排:正向电压分度小而正向电流分度大;反向电压分度大而反向电流分度小。

3. 从特性曲线上看性能 双图6-2所示的2CZ54D硅整流二极管的特性曲线为例,进行说明。

图中根据讲过的二极管特性,划分为:正向工作区和反向工作区。正向工作区又包括死区和正向导通区;反向工作区又包括反向截止区和反向击穿区。

从图中可以看,特性曲线oa段为死区电压区,死区电压为0.6V,ab段为正向工作区,电流值最大可达数百毫安,在正向导通时,伏安特性曲线基本呈线性。

反向截止区为oc段,反向饱和电流为20nA,在这段范围内,其值基本不变。当反向电压达到200V时,反向电流突然增大,对应cd段。

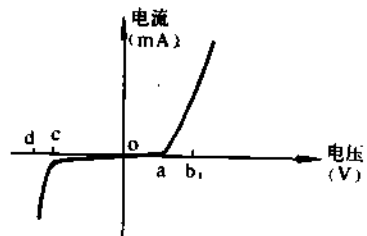


图 6-2

注意,不同类型和同一类型的半导体二极管的伏安特性曲线都不同,这是由于半导体器件参数的分散性所造成的。一般晶体管手册给出某一型号的典型参数,可作为选择该器件时的参考。

图 6-3 为三种不同型号的锗检波二极管特性曲线,从图中可以看出几个特点,分别加以说明:

- (1) 它们的死区电压和反向饱和电流大致相等。
- (2) 在加同样的正向电压时,2AP23 的正向电流大,2AP1 的正向电流小,而 2AP4 的正向电流适中。
- (3) 2AP4 的反向击穿电压最高,2AP1 的反向击穿电压最低,而 2AP23 则为中等。

图 6-4 为三种不同型号的硅整流二极管的伏安特性曲线,也可以看出几个特点:

- (1) 它们的死区电压和反向饱和电流都大致相等。
- (2) 它们的正向特性曲线几乎重合。
- (3) 2CZ54D 的反向击穿电压高,2CZ54B 的反向击穿电压低,2CZ54C 的反向击穿电压中等。

4. 不同材料的二极管特性曲线的比较 在这里,我们例举一般锗二极管、硅二极管和硒整流器的曲线及特点,并加以说明。

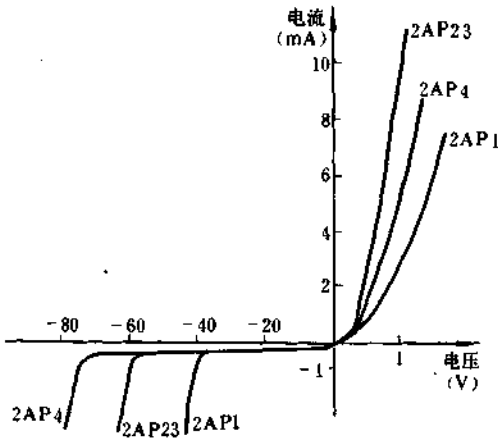


图 6-3

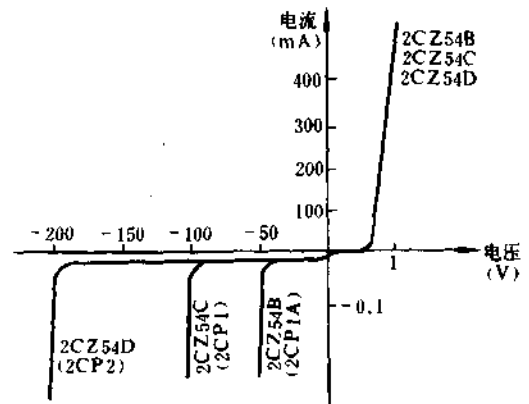


图 6-4

表 6-1 中可以看出,它们在不同方面的特点有所不同。

表 6-1 三种二极管的比较

参 量 类 型	死区电压	反向电流	反向击穿 电压	特性曲线 软、硬程度
锗二极管	小	较大	中	硬
硅二极管	中	很小	大	很硬
硒整流器	大	大	小	软

所谓伏安特性曲线的软、硬,是由曲线的变化情况决定的。硅二极管的曲线很硬,是指在不同的区域间曲线变化很剧烈,近似于折线,即变化点明显;反之,则不明显。

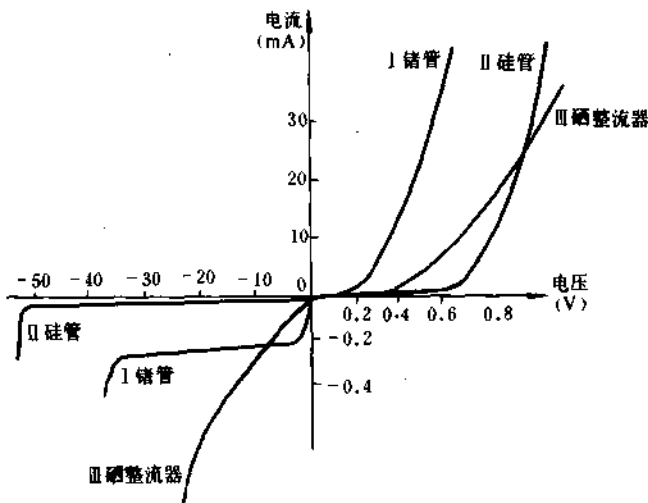


图 6-5

不同材料的二极管的特性曲线共画于图 6-5 中,在这里就不另作说明了。

由于它们各自的特点,因此有不同的用途:

锗二极管死区电压小,一般作为较小电流的检波器件;硅二极管特性曲线很硬,一般作为整流器件,并且广泛应用于开关电路中;硒整流器特性曲线较软,但它有一个可贵的特性,即反向击穿后仍然可以使用,在某些特殊场合中仍担任整流任务。二极管的家族中还有许多特殊用途的成员,限于篇幅和内容,这里不具体讲了。

### 5. 二极管对交流小信号的电阻

二极管正向导通的伏安特性是一条曲线,即非线性曲线,因此二极管导通后对交流信号的电阻,称为交流电阻  $r_j$ ,它与通过二极管的直流电流  $I_D$  有关,即不同的  $I_D$  点交流电阻  $r_j$  不同,估算值

$$r_j = \frac{26(\text{mV})}{I_D(\text{mA})}$$

**例 6.1** 如图 6-5 所示的电路。直流电源供电为 50V,交流信号源  $U$  为 2mV,二极管 D 为锗二极管,正向压降设为 0.3V。电阻  $R_1=50\Omega$ ,  $R_2=10\text{k}\Omega$ 。电容  $C_1$ 、 $C_2$  为交流信号耦合作用,它对直流相当于开路,而对交流信号的容抗可忽略。

求 交流输出电压  $U_o$ 。

解 这是一个交、直流加上二极管的电路,必须分别考虑。

① 直流通路 此时不考虑交流信号源  $U_i$  的作用,  $C_1$ 、 $C_2$  也视为开路,则可认为直流电源通过  $R_2$  和 D,设此时直流电流为  $I_D$ ,则

$$I_D = \frac{U - \text{二极管正向压降}}{R_2} \\ = \frac{50 - 0.3}{10 \times 10^3} = 4.97\text{mA}$$

由上式决定的二极管交流电阻  $r_j$

$$r_j = \frac{26(\text{mV})}{I_D(\text{mA})} = \frac{26}{4.97} \\ = 5.2\Omega$$

可见二极管在  $I_D=4.07\text{mA}$  的情况下,等效交流电阻很小。

② 交流通路 此电路不同于前面介绍的叠加定理,是在考虑  $I_D=4.97\text{mA}$  的情况下进行分析和计算的。 $U_i$  通过  $C_1$  (视为交流短路)、 $R_1$  供给  $r_j$  和  $R_2$  的并联电路。注意,直流电源即电压源由于其内阻很小,所以视为短路,则图中的电源用短路线代替,如图 6-7 所示。

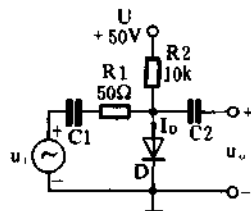


图 6-6

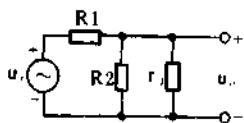


图 6-7

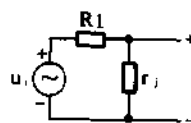


图 6-8

对于并联的  $R_2$  和  $r_j$ ,因  $R_2 \gg r_j$ ,故可忽略  $R_2$ ,等效电路可以简化成图 6-8 的电路。则输出电压  $U_o$  为

$$U_o = 2\text{mV} \times \frac{5.2}{5.2 + 50} = 0.19\text{mV}$$

## 6. 稳压管

当电路中串入合适的电阻限流,使经过特殊处理的半导体二极管工作处于反向击穿状态时(一般半导体二极管不允许工作到反向击穿状态,这样会造成永久性击穿损坏),二极管的端电压在电流变化的较大范围内(从  $\mu\text{A}$  级到数十  $\text{mA}$ )几乎不变,这就是半导体稳压二极管,不同工艺可以制作出稳压电压  $U_z$  不同的稳压管。从前面分析中看出,二极管正向导通时,也可以相当于稳压管,不过这时的稳压值稍大于死区电压,硅管约为  $0.7\sim 0.8\text{V}$ ,锗管约为  $0.2\sim 0.4\text{V}$ 。图 6-9(a)为二极管正向导通和反向击穿时(上边为稳压管的符号)的两种情况,图 6-9(b)为有限流电阻时分压的情况。图 6-9(c)~(f)为各种简单稳压电路。

**例 6.2** 如图 6-10 所示的电路。稳压管  $D_z$  的稳压值  $U_z = 10\text{V}$ ,最小稳定工作电流  $I_{zk} = 10\text{mA}$ ,负载电流变化范围  $I_L = 0\sim 200\text{mA}$ ;电源电压变化为  $15\sim 20\text{V}$ 。

求 限流电阻  $R_s$  的阻值、功耗及稳压管的功耗

解 为了求出限流电阻  $R_s$  的阻值,应考虑两种极限情况,即电源电压最低、负载电流最大及电源电压最高、负载电流最小的两种情况。

① 电源电压最低时  $R_s$  上的压降为

$$U_{R_{s\min}} = 15 - 10 = 5\text{V}$$

设负载电流为  $200\text{mA}$ ,稳压管流过  $I_{zk}$ ,则

$$R_s \leq \frac{U_{R_{s\min}}}{I_{L\max} + I_{zk}} = \frac{5}{(200 + 10) \times 10^{-3}} = \frac{5}{210 \times 10^{-3}} = 23.8\Omega \text{ 选 } R_s = 22\Omega$$

② 电源电压最高,负载电流为零时,  $R_s$  上的压降最大,则

$$U_{R_{s\max}} = 20 - 10 = 10\text{V}$$

此时稳压管流过的电流最大,即

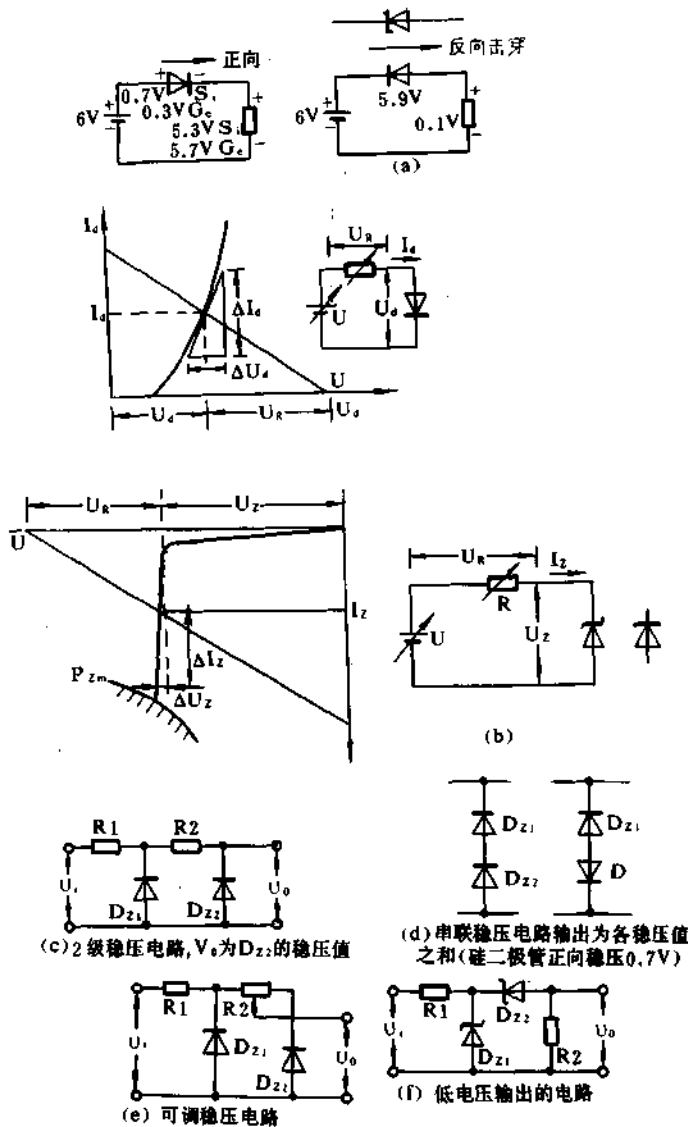


图 6-9

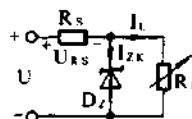


图 6-10



$$\begin{aligned}
 I_{Zmax} &= \frac{U_{RSmax}}{R_s} - I_{Lmin} \\
 &= \frac{20-10}{22} - 0 \\
 &= 455\text{mA}
 \end{aligned}$$

③ 稳压管的功耗

$$\begin{aligned}
 P_{ZM} &= U_Z \times I_{Zmax} \\
 &= 10 \times 455 \times 10^{-3} \\
 &= 4.55\text{W} \quad \text{选 } 5\text{W}
 \end{aligned}$$

④ 电阻  $R_s$  的功耗

$$\begin{aligned}
 P_{RSM} &= \frac{U_{R_smax}^2}{R_s} \\
 &= \frac{(20-10)^2}{22} \\
 &= 4.6\text{W}
 \end{aligned}$$

故选用电阻  $R_s$  为 5W, 22Ω, 稳压管选用最大工作电流 500mA, 耗散功率 5~10W 的 10V 稳压管。

### 7. 各种半导体二极管和敏感元器件

二极管的种类很多, 一般常用的有检波二极管和整流二极管。特殊二极管是指具有特殊功能的二极管, 如稳压二极管、变容二极管、光电二极管、发光二极管、激光二极管等, 下面作以简单介绍。

(1) 检波二极管 它一般是指采用锗材料的点接触二极管, 在 N 型锗片上触以附有金镍或金钨合金的钨针或钨针, 通以强脉冲电流, 使触针一端与锗片烧在一起, 钨或镍受主杂质的作用形成局部 P 区, 制成的 PN 结面积很小, 所以结电容很小(一般小于 1pF), 适用于高频信号的检波, 为了保证器件的频率特性, 封装材料对 100—1000MHz 者用玻璃、金属玻璃或塑料管壳, 对 1000MHz 以上者都用陶瓷管壳。检波二极管的正向压降小、检波效率高(50~65% 或 >65%)、结电容小(<1pF)、频率特性好, 常用于检波、限幅或小功率整流中, 国产型号为 2AP。检波二极管在超高频混频中的应用正逐渐被肖特基二极管所取代。

(2) 肖特基二极管 它是用真空镀膜或电极沉积方法把钼、钨、镍、铂等金属粘附在 N 型硅或砷化镓的表面上。它不形成 PN 结, 而是由金属与半导体之间的接触势垒进行工作的一种多数载流子器件。它的原理是热电子发射理论, 金属的费米能级大约相当半导体禁带的中央, 也就是说比 P 型半导体的要高, 而比 N 型半导体的要低, 因此, 从金属发射到半导体中的电子将少于半导体发射到金属中的电子, 在半导体的一边就产生一个空间电荷区, 也就有一个内电场, 由 N 区指向金属, 它与 PN 结具有类似的单向导电性, 伏安特性也相似, 它比硅 PN 结的反向电流大一些(μA 级), 它是单一的多数载流子器件, 不存在少数载流子存储效应, 频率特性极好(零偏压截止频率硅的为 800GHz 以上, 砷化镓的为 2000GHz 以上), 开关速度比一般二极管快几个数量级(一般为几十 ns)。它的正向压降低, 硅器件小于 0.3V, 有的到 0.1V, 但反向耐压较低, 目前到 50V, 主要用于微波混频开关, 检波及调制, 数字电路中的抗饱和箝位二极管等。近年来有作整流管用的(正向压降低), 目前生产水平 1A 到 100A, 20V 到 50V。这种器件受温度影响比一般二极管要小。图形如图 6.11(f)

(3) 整流二极管 它是用面结形的结构, PN 结面积大通过的电流也就大, 按不同的电流

和耐压要求有合金法、合金扩散法和扩散法生产的器件,合金法的耐压到 800V、整流电流约 1A,合金扩散法的能到 1000V、1000A,扩散法的一般能到 2000V 800A,目前较高水平的到 6000V 4000A,耐压几百伏的器件正向压降约 1V,上千伏的高耐压器件约为 2V。

整流二极管由于结面积大,故结电容也大,所以工作频率较低,一般用于 3kHz 以下,特殊制作的可到 100kHz。国产型号为 2CZ

(4)开关二极管 PN 结在由正向导通转为反向偏置时,不会立刻截止,少数载流子将使二极管处于暂时导通状态,直到少子全部被扫过空间电荷区为止,这个恢复时间影响了在超高频中作为开关的性能。为了提高开关速度,消除影响开关时间的少数载流子储存效应,在工艺中进行了掺金或采用了含金的单晶材料,这可使反向恢复时间缩短到 2ns 以内。

开关二极管用于检波点接触器件  $t_r \leq 2ns$   $I_F \leq 100mA$   $U_R \leq 100V$ 。用于整流的面结型器件  $t_r$  为 50—500ns,  $I_F$  为 1A—几百 A,  $U_R$  为几十 V 到 3kV。国产型号为 2CK。

(5)变容二极管 PN 结形成的空间电荷区中可忽略少数载流子的存在,看成绝缘层,而空间电荷区的两侧 N 型区和 P 型区,可看成是导体,即平行的平板电极,而空间电荷区即介质,形成平行板电容的电容量 C 是指单位电压变化时储存电荷量的变化

$$C = \frac{dQ}{du}$$

平行板电容器略去边缘效应的影响,有下列公式

$$C = \frac{\epsilon S}{3.6\pi d} pF$$

$\epsilon$  为介质的介电系数 S 电极有效面积  $cm^2$ ,d 介质的厚度 cm,即空间电荷区的厚度。当 PN 结加反向电压时,空间电荷区变厚,电容量就会减少,这样通过外加反向电压来控制二极管电容的器件称为变容二极管。

变容二极管的结构与普通二极管相似,以硅管为多,主要采用合金法和外延扩散法制造。用于参量放大的变容二极管也有用砷化镓作的。变容二极管在反偏压下工作,零偏压时结电容最大(一般为几十 pF),临近击穿时结电容最小(一般几 pF),变化范围用最大结电容与最小结电容之比表示(大的可到十几)。

变容二极管多用于 AFC、FM、TV 电路中,例如它可以代替机械调谐的可变电容器,它与电感线圈并联形成的调谐槽路,可利用改变变容二极管的反向电压来改变电容,从而改变谐振频率。国产型号为 2CC。图形如图 6-11(d)(e),特性如图 6-12(a)

(6)阶跃恢复二极管 它是一种特殊的变容二极管,所不同的是杂质的分布为典型的线性缓变结,而且在 N 区有一个杂质浓度的正梯度,离结越远,杂质浓度越高。这种二极管的伏安特性与一般 PN 结相同,特点是阶跃恢复时间很短,一般可达 0.1ns,高水平的到 0.04ns。主要用于倍频电路和超高速脉冲整形和发生电路。它可以把一个不太陡峭的输入脉冲整形出一个具有陡峭上升前沿的脉冲。图形如图 6-11(g)

阶跃管在正向导电时和普通的二极管一样,当转变成反向工作时会很快地关断,所以也有叫急变二极管的。

(7)隧道二极管 它大多由锗、砷化镓、铋化镓作成,其特点是 PN 结两边的 P 区和 N 区掺杂浓度极高,空间电荷区极窄而且很倾斜,当正向电压超过起始电压后会产生负阻效应,而反向由于空间电荷区极窄,所以几乎稍有电压就发生齐纳击穿。图形符号如图 6-11(k),伏安特性如图 6-12(b)所示。主要用途是低噪声放大、振荡及超高速开关,例如负阻振荡器,可得到

超高频的弛张振荡。

(8)反向二极管 它是一种特殊的隧道二极管,掺杂浓度比隧道二极管低一些,正向峰值电流较小,特性如图 6-12(c)所示,由于工作中没有少数载流子参与,故频率与噪声性能很好,主要用于微波混频与检波,特别适用于零偏压小信号检波。

(9)碰撞雪崩渡越时间二极管 常用硅和砷化镓制造。最普遍的是用  $P^+NN^+$  结构,在反偏状态下工作,当反偏压加到靠  $P^+$  区的一层空间电荷区以内的电场强度超过雪崩击穿的数值时,该薄层内就会先出现载流子雪崩倍增效应,如果反偏压中有交变成分,电流会落后于电压  $90^\circ$ ,存在一个等效电感,雪崩管可用一个负电导  $(-g)$  和  $L_s$ 、 $C_s$  及  $C_d$  组成等效电路。它接入一个谐振回路,就能产生等幅连续振荡。改变偏置条件,可调节空间电荷区宽度,就能改变振荡频率。

(10)俘越二极管 它的全名是俘越等离子体雪崩触发渡越二极管,是碰撞雪崩渡越时间二极管的一种改进型,功率和效率都有所提高,是一种大信号的器件,应用频率较低。碰撞雪崩管是一种小信号器件,雪崩产生的电子并不影响原有电场分布,而俘越二极管是一种大信号器件,利用了大量雪崩载流子的空间电荷效应,使整个空间电荷区成为由大量自由电子和空穴对组成的等离子体,内电场急速下降,载流子运动减慢,犹如被俘一样,雪崩中止,电场恢复,直到下次触发,重复上面过程,产生振荡。

(11)耿氏二极管 这是一种体效应二极管,不是利用 PN 结的机理,而是利用 III-V 族化合物半导体(如砷化镓)的转移电子效应来进行工作的微波振荡器件。耿氏二极管是用砷化镓作成  $N^+NN^+$  外延结构,在二极管两端加上直流电压使 N 区电场超过阈值,就会产生转移电子效应,使外电路出现周期性的电流振荡,主要用于本振、参放泵浦、扫描振荡器、微波源方面。

(12)限累二极管 它与耿氏二极管不同之处是仅仅利用转移电子效应所产生的负阻现象,能克服渡越时间产生的频率限制。工作电压也可以提高,输出功率也就加大。这种器件一般工作在脉冲状态。

(13)PIN 二极管 它在高浓度的  $P^+$  和  $N^+$  区中间夹有一层约几十  $\mu m$  厚的高阻本征 I 区,使 PN 结形成的空间电荷区延伸到整个 I 区,而 P、N 区沿的厚度很小,所以偏压不大影响耗尽层的宽度,因而结电容与偏压几乎无关。反偏压下等效为一个小电容,正偏压下相当一个电流控制的可变电阻,由于有 I 区击穿电压很高(达几千伏),可用作失真小的电子衰减器、相移器、射频开关、微波功率控制器件。

(14)稳压二极管 它是利用 PN 结反向击穿时的电压几乎不随电流变化而改变的特点,它常称为齐纳二极管,是由 1930 年美国 C. Zener 提出了场击穿理论后面研制成功的。

稳压二极管多采用硅材料制成,合金法因平整度不好控制一般作到 30V 以下,扩散法可作到 500V,结构与一般二极管一样,只是工作在反向击穿区,当反向电压达到稳定电压  $U_z$  时反向电流突然增大,靠外电路限流电阻 R 上的压降调节,使  $U_z$  几乎不变。稳压二极管可从看成一个恒压源  $U_z$  与动态电阻  $R_z = \frac{\Delta U_z}{\Delta I_z}$  的串联。硅稳压二极管的电压温度系数以  $U_z = 5 \sim 6V$  时几乎为界,电压低时具有负温度系数,高时具有正温度系数。国产型号为 2CW、2DW 稳定电压  $1 \sim 500V$ ,功耗  $\frac{1}{4} \sim 50W$ ,图形符号如图 6-11(h, i)

**例 6.3** 已知稳压二极管  $U_z = 10V$ ,  $R_z = 7\Omega$ , 外电压  $U_{in} = 20 \sim 40V$  限流电阻  $R = 820\Omega$  无负载电流。

求  $I_{Zmin}$  和  $I_{Zmax}$   $U_{0min}$  和  $U_{0max}$

解

$$I_{Zmin} = \frac{U_{inmin} - U_Z}{R + R_Z} = \frac{20 - 10}{820 + 7} = 12.1 \text{ mA}$$

$$I_{Zmax} = \frac{U_{inmax} - U_Z}{R + R_Z} = \frac{40 - 10}{820 + 7} = 36.2 \text{ mA}$$

$$U_{0min} = U_Z + I_{Zmin} R_Z = 10 + 0.0121 \times 7 = 10.084 \text{ V}$$

$$U_{0max} = U_Z + I_{Zmax} R_Z = 10 + 0.0363 \times 7 = 10.254 \text{ V}$$

(15)恒流二极管 如图 6-11(l)所示,当 AK 间加正电压时,N 区成导电沟道,两侧的 PN 结处于反偏,电压增高电流应增大,但反偏的耗尽层变宽,导电沟道减少,所以电流不随电压增高而增加,起到恒流作用,可用于差放电路中提高 CMRR 和减小零点漂移,也可作为锯齿波发生器恒流充电,使上升段线性度好。

(16)光电二极管 当硅 PN 结上加反向电压,再用光照射时,光在空间电荷区激发产生自由电子和空穴,象少数载流子一样形成反向的光电流,光照度越大反向饱和电流越大。

暗电流  $I_D$ 。指无光照时,加上一定的反向电压时 PN 结的反向漏电流,越小越好。

光电流  $I_L$ 。指受到光照时产生的电流,越大说明管子灵敏度越高。

光电灵敏度 在给定波长的入射单位光功率照射下,单位管芯面积输出光电流强度,单位  $\mu\text{A}/\mu\text{W}$

响应时间 指对入射光信号反应的速度,一般为  $10^{-5} \sim 10^{-7} \text{ s}$ 。

光电二极管的图形如图 6-11(C),国产型号 2CU 2DU

PIN 结构的光电二极管噪声低、响应速度快、灵敏度高、性能稳定。型号就是 PIN

当光电二极管在制造上使空间电荷区足够宽就会在光电流的作用下产生雪崩效应,使光电流倍增,在弱光下有高的灵敏度和信噪比。

(17)硅光电池 它与光电二极管的原理一样,由单晶、多晶或非晶态硅 PN 结被光照射后,空间电荷区产生的自由电子和空穴对被内电场分开,空穴集聚在 P 区,自由电子集聚在 N 区,产生光生电动势,有外电路导通时即有电流输出。

硅光电池主要作光学检测用,型号 TCC、BY 开路电压 0.26~0.38V,响应波长在可见光与红外,紫外范围。

硅光电池主要用于太阳能发电的为硅太阳电池,型号 2CR,开路电压 0.45~0.6V,转换效率达 12%(国产),面积有  $\Phi 35$ 、 $10 \times 10$ 、 $400 \text{ mm}^2$  等多种。太阳辐射能中午约  $1 \text{ kw}/\text{m}^2$ ,一般家庭有  $4 \text{ m}^2$  的电池可供日常用电。图形如图 6-11(j)所示。

(18)发光二极管 PN 结上加正向偏压时,空间电荷区变窄,电子越过结到 P 区,空穴越过结到 N 区,载流子在结中产生复合,能量转变为自激辐射的光输出,主要从垂直于结面的 P 区发出,发光的颜色取决于材料,如磷砷化镓发红光,磷化镓掺入不同的杂质可发不同颜色的光,如掺氮发绿光。

发光二极管体积小、工作电压低(一般  $\leq 2.5 \text{ V}$ ),工作电流小(几 mA 至几十 mA),发光均匀、寿命长,响应快,所以应用很广泛。图形如图 6-11(b)所示,型号 BT,发光颜色有红、黄、蓝、

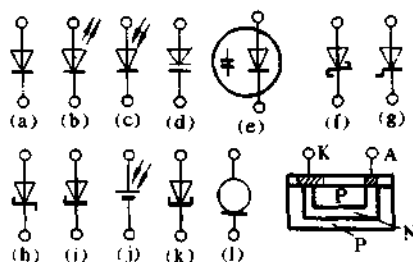


图 6-11

绿,在一个壳内放几个芯片的多色器件,可以换接线头改变颜色。

(19)激光二极管 PN 结发光二极管用自然的载理面作反射镜时,就构成了一个谐振腔,光在中间往复反射,起反馈作用,使光受激辐射而被放大,输出波长、相位较一致的激光。

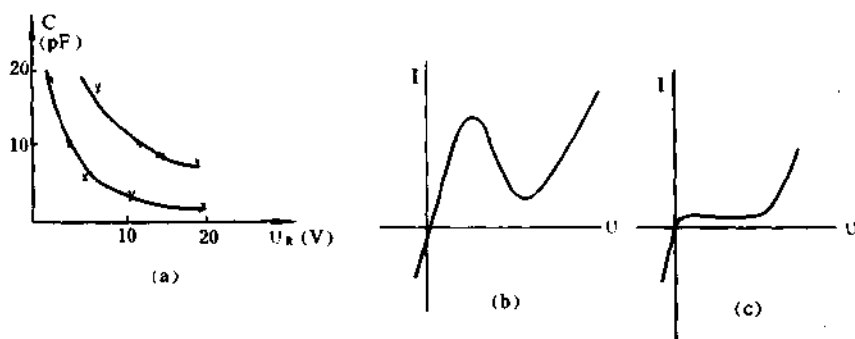


图 6-12

### (20)磁敏二极管

它是 P-I-N 结构, I 为本征高阻半导体, P、N 分别为高掺杂的杂质层。当 P 侧加正向电压时,流通的电流受外磁场的影响,载流子偏向,内阻改变。

灵敏度比霍尔元件高几百倍,线路简单,成本低,可用于精密测磁。对磁场正反向都有灵敏反应,可作无触点开关。

### (21)半导体湿敏元件

它是采用电荷浮动晶体管(CFT),即金属氧化物场效应管与感湿塑料膜相结合,塑料膜可用 PAPA(聚氨基苯乙炔),遇湿电阻即减少,通过栅极的作用使源-漏极间电阻减小。可以作成数字化的小型湿度计,甚至可与温度传感器作在同一块硅片上。

### (22)半导体气敏元件

对气体敏感,并发生电阻效应的半导体材料称气敏半导体或嗅敏半导体;用这些材料制成的应用于气体检测的元件叫做气敏元件或气敏电阻。它们大多是由金属氧化物及其复合物做成,当其周围有氧化性或还原性气体存时,使半导体材料因通过表面对气体的吸附作用,使其本身电阻发生变化而给出电信号。

气敏电阻的详细机理可以认为,当气敏半导体表面接触吸附某种气体时,固体表面和吸附分子之间发生电子交换,因而伴随电子的迁移、产生表面空间电荷层,并形成化学吸附键。这些化学吸附分子可从表面获取电子或向表面放出电子,分为强 N 键或强 P 键。因此,固体表面气体吸附分子的引入与气敏材料本身的非计量缺陷类似,同样形成气敏物质表面的附加杂质能级(受主能级或施主能级),从而使半导体表面电导率发生显著变化,而且,气敏半导体材料的厚薄和粒子的大小会影响到气敏效应的性能。

## 二、半导体三极管的特性

当两个 PN 结共居于一块半导体材料中时,形成了半导体三极管。因为每一只半导体三极管都具有两个 PN 结,故又可称为双极结晶体管,或称晶体管或三极管。晶体管又分为 PNP 型和 NPN 型两类,材料分别为硅和锗,于是就有四种基本导电类型的晶体管,即 PNP 型锗管、



PNP 型硅管、NPN 型锗管和 NPN 型硅管之分。图 6-13 为 PNP 型管的符号和电压、电流方向。

晶体管有三个引出极，分别称为发射极(E)、基极(B)和集电极(C)；内部有两个 PN 结，分别称为发射结(BE 结)和集电对(BC 结)；分割的三个区为发射区(E 区)，基区(B 区)和集电区(C 区)。

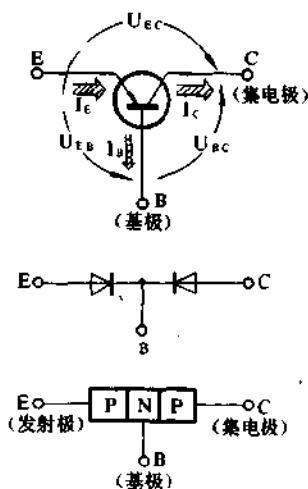


图 6-13

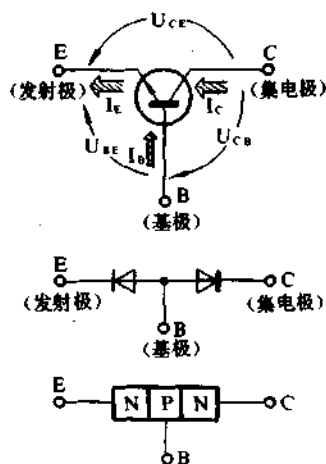


图 6-14

NPN 型晶体管与 PNP 型晶体管导电类型正好相反，见图 6-14。

不论哪种导电类型的晶体管，只要有一个小的基极电流  $I_B$  流过，就会有一个很大的发射极电流  $I_E$  和集电极电流  $I_C$ 。电压、电流关系可以通过图中所示得到如下结果。

$$I_E = I_C + I_B$$

$$U_{EC} = U_{EB} + U_{BC} \text{ (或 } U_{CE} = U_{CB} + U_{BE} \text{)}$$

**1. 三极管的输入特性曲线** 前面我们介绍了半导体二极管的伏安特性曲线。半导体三极管的作用主要是电流放大和开关控制，它相当于信号处理器件。对于一个网络，被处理的信号由其输入端口送入，处理后的信号由输出端口送出。对于仅有三个引出电极的三极管来说，必定有一个极为共用的，按共用极的不同有共基极、共发射极和共集电极三种接法，它们各有不同的特点，在电路中均有采用，表 6-2 为三种形式电路的特点：

表 6-2 三种形式电路的特点

类型 \ 特点	输入端口	输出端口	电路特点	输入、输出电压相位	稳定性	应用场合
共基极电路	E、B	C、B	工作频率高	同相	好	用于高频放大、振荡电路
共发射极电路	B、E	C、E	增益高	反相	最差	用途最广作为放大用
共集电极电路	B、C	E、C	输入阻抗高	同相	较好	用于阻抗变换

在三极管输出端加上固定电压的情况下，输入端电压、电流的伏安特性曲线称为三极管的输入特性曲线。对应三极管输出端某一固定电压值，就有一条输入特性曲线。改变输出端电压值，就可以得到一族曲线，这些曲线族可以直观地反映晶体管的输入特性，并且从曲线上可取得有关的参数。

一般常研究的三极管输入特性曲线有两种：一种是共基极输入特性曲线，另一种是共发射

极输入特性曲线,下面分别介绍。

(1)共基极输入特性曲线.图 6-15(a)为 PNP 型晶体管的输入特性曲线测试电路,图 6-15(b)为 NPN 型晶体管的输入特性曲线测量电路。调节电位器  $W_2$  使  $U_{BC}$  (或  $U_{CB}$ ) 为某一数值,调节  $W_1$  使  $U_{EB}$  或 ( $U_{BE}$ ) 为几个不同的值,把对应的发射极电流  $I_E$  画在图上,即得到输入特性曲线族,不同类型的管子曲线不一样。

为了便于对照,以 3AG1 锗高频小功率 PNP 晶体管和 3CG1A 硅高频小功率 NPN 晶体管为例。

图 6-16 中,实线表示 3AG1 锗管的输入特性曲线族,虚线表示 3CG1A 硅管的输入特性曲线族,从曲线族上可看出它们有以下区别:

当基极与集电极间开路(即 B、C 间)时,曲线右移,类似于半导体二极管的伏安性曲线,  $U_{BC}$  增大,曲线左移。

类似于半导体二极管,硅管的正向导通电压约为 0.6V,锗管的正向导通电压约为 0.2V。

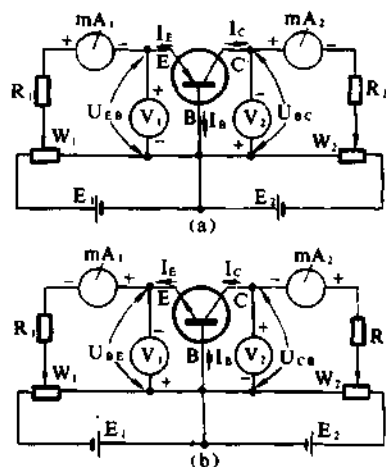


图 6-15

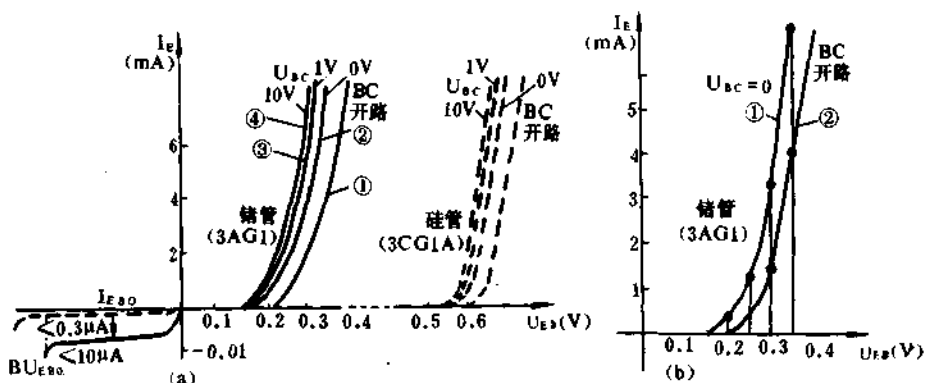


图 6-16

当基极与集电极间开路时的反向饱和电流称为发射极—基极间反向饱和电流,用  $I_{EB0}$  表示。锗管的  $I_{EB0}$  远大于硅管的  $I_{EB0}$ 。

其反向击穿电压称为集电极开路时发射极—基极间反向击穿电压,用  $BU_{EB0}$  表示,硅管的  $BU_{EB0}$  大于锗管的  $BU_{CE0}$ 。

晶体管的几个直流和交流参数的定义

①共基极直流电流传输系数  $\bar{\alpha} = \frac{I_C - I_{CB0}}{I_E}$  以图 6-15(b) 为例,  $I_{CB0}$  就是 E 开路 CB 加上一定电压时流过的 PN 结反向电流,就是集电结相当二极管的反向饱和漏电流。

②共射极直流电流放大倍数,  $\bar{\beta} = \frac{\bar{\alpha}}{1 - \bar{\alpha}}$ , 可以推导出  $I_C = \bar{\beta} I_B + (1 + \bar{\beta}) I_{CB0}$ , 当  $I_B = 0$  时,  $I_C = (1 + \bar{\beta}) I_{CB0}$ , 就是 B 开路时 CE 间加正向电压时的电流,称为穿透电流  $I_{CE0}$ , 即  $I_{CE0} = (1 + \bar{\beta}) I_{CB0}$ ,  $I_C = \bar{\beta} I_B + I_{CE0}$ 。

③共基极交流电流传输系数

$$\alpha = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_E}$$

④共射极交流电流放大倍数

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

实用上  $\bar{\beta} \approx \beta$  所以在电路研究时就混用了。

(2)共发射极输入特性曲线。图 6-17(a)为共发射极 PNP 型管输入特性曲线的测试电路。图 6-17(b)为 NPN 型管输入特性曲线的测试电路。它的测试原理类似于共基极输入特性曲线的测试。

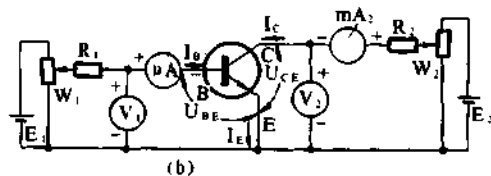
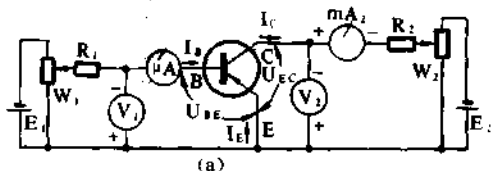


图 6-17

这里以 3AG1 锗 PNP 高频小功率管和 3DG4 硅 NPN 高频小功率管为例进行比较。图 6-18 为对应的两种管子在不同条件下的曲线族, 其中的 C、E 间开路和短路情况用实线表示,  $U_{CE} > 0$  时, 用虚线表示。

除了与共基极电路相同点之外, 这里还要介绍其它参数的不同。

当集电极与发射极短路时, 正向特性曲线因电流显著增大而左移; 当集电极与发射极间开路时, 存在一个流过集电结的反向饱和电流, 称为发射极开路时集电极-基极间反向饱和电流  $I_{CBO}$ 。

当  $U_{BE}$  小于发射结正向导通电压而  $U_{CE}$  又大于  $U_{BE}$  时, 会出现曲线图中第四象限的虚线所示的电流,  $U_{BE}$  继续减小到 0 甚至为负, 这条虚线就与反向曲线重合。

2. 三极管的输出特性曲线 当三极管的输入端电流为一确定值时, 输出端的电压与电流之间的伏安特性曲线称为输出特性曲线。改变输入端电流的值, 可以对应得到不同的输出特性曲线族, 由这个曲线族可得到一些重要参数。

常研究的晶体管输出特性曲线有两种: 一种是共基极输出特性曲线, 另一种是共发射极输出特性曲线。下面我们以常用的共发射极输出特性曲线为例加以说明。

图 6-19 为共发射极输出特性曲线的测试电路, 它类似于图 6-17。调节  $W_1$  使  $I_B$  为某一数值, 再调节  $W_2$  使  $U_{CE}$  (或  $U_{EC}$ ) 为不同值, 即得到一组  $I_C$  值, 逐个记录并画在图上, 即得到一条输出特性曲线。

图中(a)为 PNP 型管测试电路, 图中的

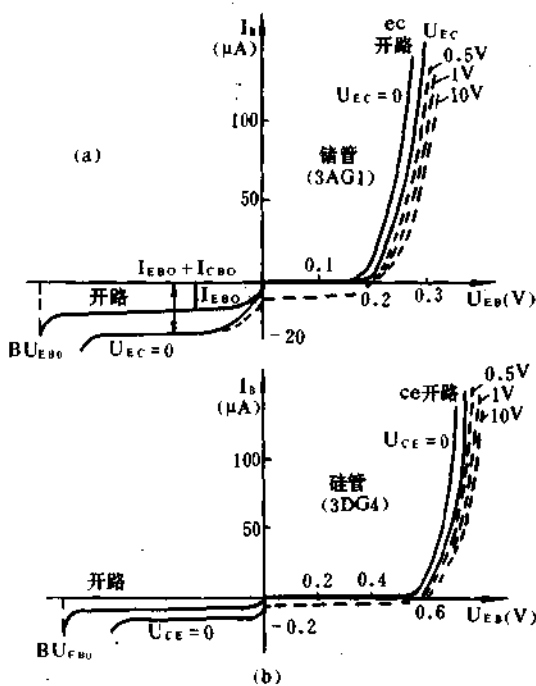


图 6-18



(b)为 NPN 型管的测试电路。

图 6-20 为 NPN 型锗高频小功率晶体管 3DG6 的共发射极输出特性曲线。

这里我们以  $I_B = 70\mu A$  的输出特性曲线为例加以介绍,这条曲线即图 6-19(b)作出的曲线。为了说明方便,把它单独画于图 6-21 中。

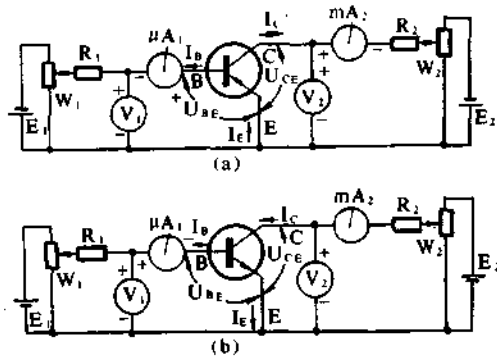


图 6-19

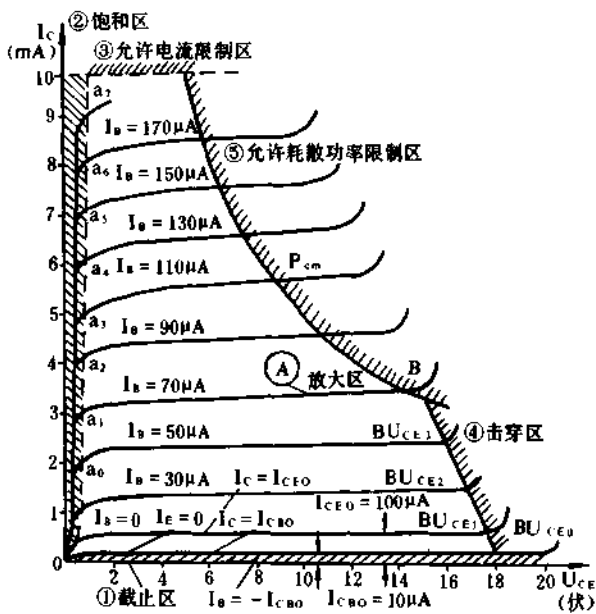


图 6-20

当  $U_{CE}=0$  时,注入基区的空穴不能进入集电区形成不了集电极电流,所以  $I_C=0$ ;当  $U_{CE} > 0$ ,注入基区的空穴与  $U_{CE}$  几乎成比例地增大,形成曲线的  $oa$  段;当  $U_{CE}$  继续增大超过  $U_b$  时,集电极电压已有足够的能量把基区的空穴绝大部分拉入集电区,因此在  $U_{CE}$  变化较大的一个范围内,  $I_C$  其本不变,曲线近似于水平,即为  $ab$  段;当  $U_{CE}$  增大到某一值 ( $U_b$ ) 时  $I_C$  急剧增加,产生了击穿现象,会造成集电极-发射极间的击穿,从而使集电结损坏,使晶体管失效。

下面我们再回到图 6-20,将输出特性曲线划分成几个限制工作的区域。

(1)截止区 当  $I_E=0$ ,则  $I_B=-I_{CBO}$ ,这个电流在某一特定温度下为一常数,此时,  $I_C=I_{CBO}$ ,随着  $U_{CE}$  的增加,  $I_C$  基本不变,故在  $I_E=0$  这条曲线以下称为截止区。当  $I_B=0$ ,即基极开路时,

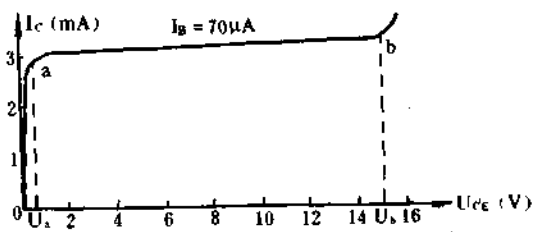


图 6-21

$I_c = I_{CE0}$ ,  $I_{CE0}$  称为穿透电流, 它比  $I_{CB0}$  大  $(1 + \beta)$  倍, 其实还可以加负的  $I_B$  控制  $I_{CE0}$  使之减小, 最小能到  $I_{CB0}$  也就是  $I_E = 0$ 。但在许多情况下, 忽略了负  $I_B$  的控制功能, 而认为  $I_B = 0$  这条曲线以下为截止区。此时, 发射结处于零偏或反偏, 集电结反偏。

(2) 饱和区 在发射结正偏, 而集电结也为正偏的情况下,  $U_{CE}$  减小到  $U_a$  以下时, 特性曲线族都迅速下降, 出现了一个个转折点, 如图中的  $a_1, a_2 \dots$ , 我们把每一条曲线的转折点称之为临界饱和点。这时  $I_B$  对  $I_c$  的控制作用很小, 这个区域称为饱和区。

(3) 放大区 当发射结正偏, 集电结反偏时,  $I_B$  等间隔地增大, 造成  $I_c$  也等间隔地增大,  $U_{CE}$  在较大范围内变化几乎不影响这种关系。一般作为放大作用的晶体管均工作在放大区。

(4) 击穿区 当  $U_{CE}$  增大超过  $U_b$  时, 管子就会出现击穿, 对应不同的  $I_B$ , 都有一个相应的  $BU_{CE}$ , 曲线出现转折, 急剧增大, 这些转折点连接起来形成一条击穿电压的临界线, 它的右边为击穿区, 这时晶体管将会损坏。

(5) 最大允许集电极电流  $I_{cm}$  限制区 从晶体管特性手册可以查到极限参数  $I_{cm}$ 。例如对 3AG25 的  $I_{cm} = 10mA$ , 超过  $I_{cm}$  后  $\beta$  值会减小到影响工作的范围。在这个限值以上的区域称为最大允许集电极电流限制区。

(6) 集电极最大允许耗散功率  $P_{cm}$ 。从晶体管特性手册可以查到极限参数  $P_{cm}$ , 例如 3AG25 的  $P_{cm} = 50mW$ , 即集电极最大允许的功耗。晶体管处于放大状态时,  $I_B$  比  $I_c$  小得多, 故认为  $I_E \approx I_c$ , 则  $P_c = I_c \cdot U_{CE}$ 。对应图中可以得到一系列不同  $I_B$  时的  $P_{cm}$  点, 连接起来形成最大允许耗散功率线, 它的右上边称为集电极最大允许耗散功率  $P_{cm}$  限制区, 晶体管不应工作于此区, 以免过热而损坏(硅管结温  $150^\circ C$  锗管结温  $70^\circ C$  即损坏)。

3. h 参数等效电路 晶体管对交流小信号的放大作用可以等效为一个桥接岔路型的线性电路, 称为 h 参数等效电路, 如图 6-22 所示。当晶体管发射极为公共端时, 输入信号由基极, 发射极间加入, 输出信号由集电极和发射极间取出。

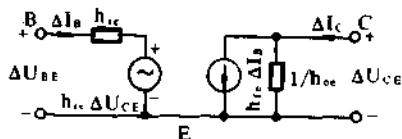


图 6-22

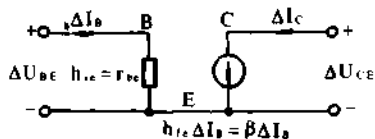


图 6-23

共发射极电路的 h 参数等效电路的适用范围是交流小信号放大, 此时认为晶体管工作于线性区。h 参数有  $h_{ie}, h_{re}, h_{fe}$  和  $h_{oe}$  四个, 它们的定义分别是:

$h_{ie}$  为从输入端(即基极和发射极间)看进去的输入电阻, 即  $r_{be}$  单位  $\Omega$ 。

$h_{re}$  为输出电压对输入电压的反馈作用, 常用  $\mu_r$  表示, 无单位。

$h_{ie}$ 为电流放大系数,即输入电流引起输出电流( $\Delta I_B$ 引起 $\Delta I_C$ )的比例系数,常用 $\beta$ 表示。

$h_{oe}$ 为从输出端(即集电极和发射极间)看进去的输出导纳,常用 $\frac{1}{r_{ce}}$ 表示,单位为S。

下脚标的i为输入,o为输出,r为反馈,f为正向传送,e为共发射极连接形式。

实际上,由于 $h_{re}$ 很小,则 $h_{re}\Delta U_{CE}$ 也小,可忽略,表示为短路线; $h_{oe}$ 很小,则 $\frac{1}{r_{ce}}$ 很大,可视为断路,于是简化为图 6-23 的电路。

共发射极 h 参数交流等效电路,可从共发射极综合特性曲线图中直接观察出它们互相之间的关系,如图 6-24

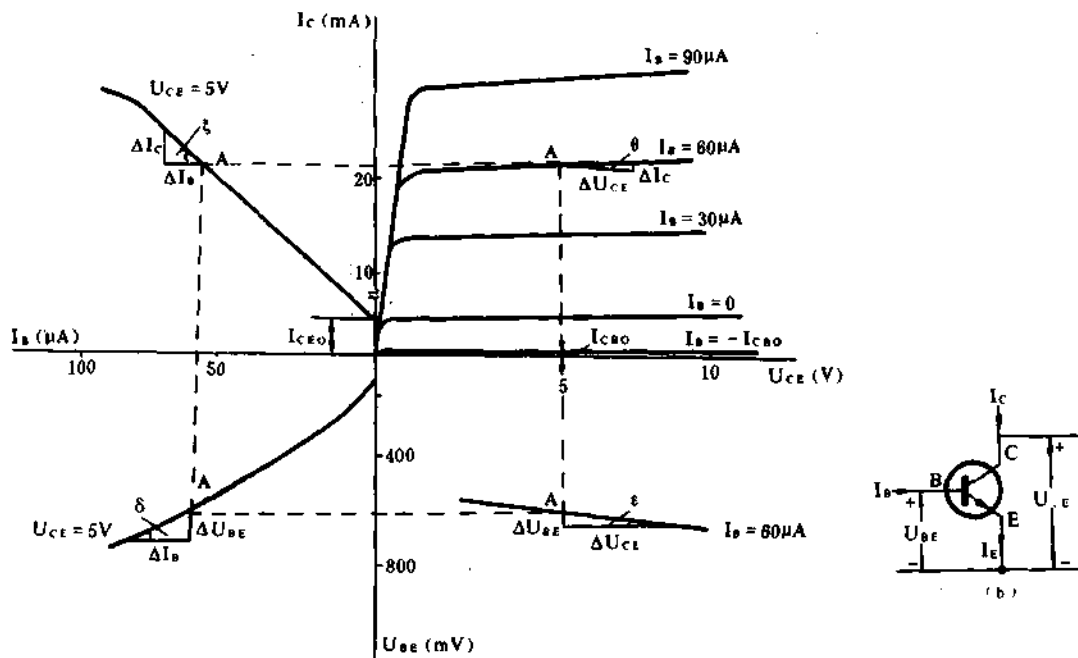


图 6-24

第一象限中的曲线是在不同基极电流  $I_B$  的情况下,晶体管 CE 间电压  $U_{CE}$  与集电极电流  $I_C$  之间的关系。在设定的静态工作点 A,可以作出  $\Delta U_{CE}$  和  $\Delta I_C$  的三角形,夹角为  $\theta$ ,有

$$\operatorname{tg}\theta = \frac{\Delta I_C}{\Delta U_{CE}} = h_{oe}$$

第二象限中的曲线是  $U_{CE}$  为定值时(例如设定  $U_{CE} = 5V$ ),  $I_B$  与  $I_C$  的关系曲线,在设定工作点 A,可画出  $\Delta I_C$  和  $\Delta I_B$  组成的三角形,夹角为  $\xi$ ,则

$$\operatorname{tg}\xi = \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B} = h_{ie}$$

第三象限中的曲线是  $U_{CE}$  为设定值时(条件同上),  $U_{BE}$  与  $I_B$  之间的关系曲线,在设定工作点 A,可画出  $\Delta U_{BE}$  和  $\Delta I_B$  的三角形,夹角为  $\delta$ ,则

$$\operatorname{tg}\delta = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B} = h_{ie}$$

第四象限的曲线是  $I_B$  为设定值时(例如设定  $I_B = 60\mu A$ ),  $U_{BE}$  和  $U_{CE}$  的关系曲线,在设定工作点 A,可画出  $\Delta U_{BE}$  和  $\Delta U_{CE}$  的三角形,夹角为  $\epsilon$ ,则

$$t_{ge} = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta U_{CE}} = h_{re}$$

在这里的几个参数中,由于晶体管作为电流放大器件使用,则  $h_{re}$  为主要参数,也称之为共发射极交流电流放大系数  $\beta$ 。另外,晶体管共发射极直流电流放大倍数用  $h_{FE}$  或  $\bar{\beta}$  表示,定义为

$$\bar{\beta} = \frac{I_C - I_{CE0}}{I_B}$$

式中  $I_{CE0}$  称为集电极穿透电流,它的值很小时,常认为

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

实际应用时  $\bar{\beta}$  与  $\beta$  很接近,故认为  $\beta \approx \bar{\beta}$ 。

在这里还有一个值得注意的问题,即集电极和基极之间的反向饱和电流  $I_{CBO}$ ,指的是发射极开路时,集电极与基极间的反向饱和电流(类似于半导体二极管的漏电流)。因为集电结所加反向电压在一定范围内  $I_{CBO}$  基本大小不变,故称反向饱和电流。但它受温度变化而变化,温度升高  $I_{CBO}$  增大。 $I_{CE0}$  为集电极和发射极在基极开路时外加电压所引起的漏电流,称之为穿透电流。二者有如下的关系:

$$I_{CE0} = (1 + \bar{\beta}) I_{CBO}$$

通过图 6-24(b)可以看出当 B 开路时,在 CE 上加正电压,流过的电流就是  $I_{CE0}$ ,这可以理解为,开始直流电压通过 CB 即集电结流过反向饱和电流  $I_{CBO}$ ,它进入 BE 发射结,象  $I_B$  进入一样能允许被放大  $\bar{\beta}$  倍的电流通过,  $I_{CBO}$  与允许通过的  $\bar{\beta} I_{CBO}$ ,总的为  $(1 + \bar{\beta}) I_{CBO}$ ,这就是为什么  $I_{CE0}$  是  $I_{CBO}$  的  $(1 + \bar{\beta})$  倍。如果进入 BE 发射结的电流被分流减小时,当然总的电流也就被减小了。

这正说明了晶体管之间的电流电压关系是处于一个整体之中,决非是两个单独二极管面对面地简单组合。

$r_{be}$  相当于共发射极晶体管电路 BE 极之间的交流电阻,常用  $r_{be}$  来表示,常温下  $r_{be}$  与晶体管中的直流工作电流  $I_B$  或  $I_E$  有关,一般

$$r_{be} = r_{bb'} + \frac{26(\text{mV})}{I_B(\text{mA})}$$

式中  $r_{bb'}$  为晶体管基区电阻(晶体管基区掺杂浓度较低,体电阻较大,不能忽略),小功率低频晶体管为  $200 \sim 300\Omega$ ,计算中有的取  $200\Omega$  有的取  $300\Omega$  各本书上不同,该书例题用的  $300\Omega$ ,高频管为几欧  $\sim 200\Omega$ (可以从手册中查到)。用发射极电流  $I_E$  计算,  $r_{be}$  公式写成

$$r_{be} = r_{bb'} + (1 + \bar{\beta}) \frac{26(\text{mV})}{I_E(\text{mA})}$$

### 三、场效应晶体管的工作原理

前面介绍的晶体三极管是由基极电流引起集电极电流(或发射极电流)的变化实现电流放大作用的。这一节将介绍一种用电压控制电流的半导体器件,即场效应晶体管,符号 FET,即英文 Field Effect Transistor 的字母。场效应晶体管也可以简称为场效应管,它也有三个极,分别称为栅极(G)、漏极(D)和源极(S),类似于晶体管的基极、集电极和发射极,但二者之间的工作原理完全不同。

场效应管的工作特点是源极 S 与漏极 D 之间的电流大小受栅极 G 所加电压形成的电场

强弱控制,基本上不需要栅极提供电流,所以输入阻抗非常大,约 $10^6 \sim 10^{14} \Omega$ ,因而场效应管作信号放大时,从信号源取得的电流非常小,噪声极低,这是突出的特点。

场效应管按其源极至漏极间导电通道(称沟道)内载流子的类型,可分为N型沟道(电子导电)和P型沟道(空穴导电);按管子结构类型,可分为结型和绝缘栅型。

1. 结型场效应管 结型场效应晶体管如图6-25。从图中可看出,它是利用栅极对基体间形成的PN结作用,故称为结型场效应晶体管,该图为P沟道型。

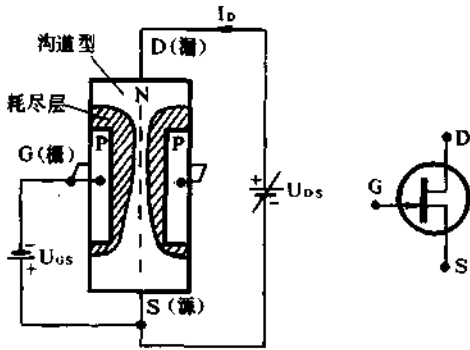


图 6-25

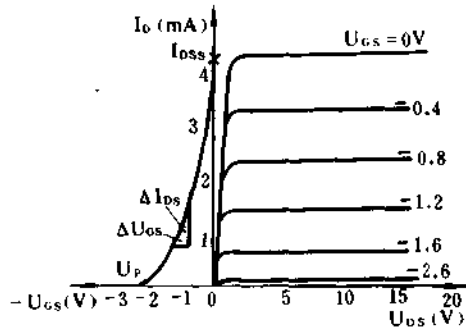


图 6-26

从图中可以看出,当在源(S)和栅(G)极间加反向偏压 $U_{GS}$ 时,源(S)和漏(D)极间加上 $U_{DS}$ ,并串上负载电阻 $R_L$ ,于是在栅、漏之间的PN结就要承受 $U_{DS} + U_{GS}$ 的反向偏压,则栅极内侧PN结的P型沟道内就会形成一个载流子很少的空间电荷区,形成阻挡层,也称为耗尽层。该层中电阻很高,基本不导电。

可见栅源间反向偏压 $U_{GS}$ 越大,耗尽层越厚,漏源极间的导电沟道越窄,漏源间的电流越小。由于漏源间加反向偏压 $U_{DS}$ ,故耗尽层宽度不同,靠近漏极的耗尽层比靠近源极的耗尽层要厚一些,形成楔形分布。 $U_{GS}$ 增大到一定程度时,两边的耗尽层合拢,导电沟道被夹断,漏源电流 $I_D = 0$ ,这种情况称为夹断。在一定的 $U_{DS}$ 电压下,夹断时的 $U_{DS}$ 称为栅源夹断电压或栅源截止电压,用 $U_P$ 表示,图6-26为P沟道结型场效应管的转移特性曲线。

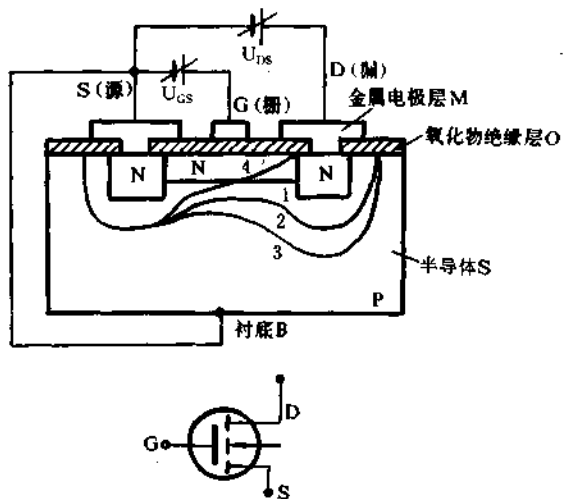


图 6-27

2. 绝缘栅场效应管 绝缘栅场效应晶体管是用一块杂质浓度较低(电阻率较大)的P型(或N型)硅作衬底,上面做出两个相距很近高掺杂(低电阻率)为N区(或P区)分别引出导线作为源极S和漏极D,然后在硅片表面覆盖一层 $SiO_2$ 绝缘层,再在 $SiO_2$ 绝缘层上镀一层金属膜作为栅极,如图6-27。

它的工作原理是,当在栅、源极间加 $U_{GS}$ ,漏、源极间加 $U_{DS}$ 时, $U_{GS}$ 通过栅极的电容效应在P区衬底形成一个薄层N型区, $U_{GS}$ 增大,N型区扩大,于是形成的漏源电流 $I_D$ 增大,当 $U_{GS} =$

0 时, P 衬底的感应 N 型区消失, 则  $I_D=0$ 。该管称为增强型结型场效应管, 对应的特性曲线见图 6-28。

绝缘栅场效应管又可以称为 MOS 管, MOS 场效应管以导电类型分又可分为两类: 漏源极间衬底导电沟道为电子(N 型)称为 N-MOS 场效应管, 漏源极间衬底导电沟道为空穴(P 型)称为 P-MOS 场

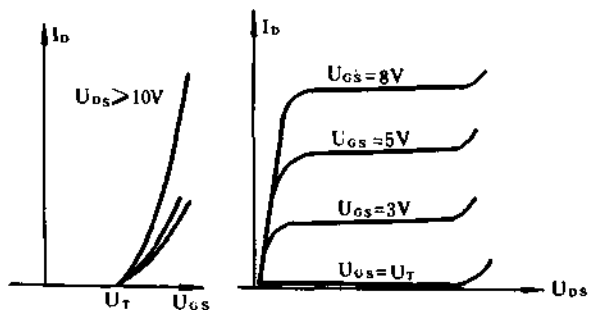


图 6-28

管型	符号	电压极性		转移特性	输出特性
		$U_{GS}$	$U_{DS}$		
P 沟道	结型	+	-		
	P-MOS 耗尽型	+	-		
	P-MOS 增强型	-	-		
N 沟道	结型	-	+		
	N-MOS 耗尽型	+	+		
	N-MOS 增强型	+	+		

图 6-29

效应管, 它们的符号见图 6-29。

将 N-MOS 管和 P-MOS 管制作在一起, 称为互补 MOS 场效应管, 也称为 C-MOS 场效应管, 这时它们的栅极连在一起, 两个漏极连在一起作为输出端, 符号见图 6-30。

MOS 场效应管可分为增强型和耗尽型两种,每种又分为 N 沟道和 P 沟道两种。前面讲过的图 6-25 所示场效应管为 N 沟道增强型 MOS 场效应管的示意。可以看出:

(1)当漏极 D 和源极 S 间加  $U_{DS}$ ,而栅极 G 不加电压时,D 和 S 极间相当于两个背靠背的 PN 结,不会有电流流过,于是相当于截止状态。

(2)当栅极 G 和源极 S 间加小的  $U_{GS}$ ,靠近栅极受电场作用,感应出 N 区,形成耗尽层,但可能漏源间仍形成不了电流,仍处于截止状态。

(3)加大  $U_{GS}$ ,P 衬底形成的 N 沟道使漏极、源极连能,在  $U_{DS}$  的作用下,开始形成漏源电流,此时的栅源电压称为开启电压,用  $U_T$  表示。

(4)如果栅极 G 和源极间加反向电压,在 P 衬底区无法形成 N 型导电沟道,漏源间形成不了电流。

耗尽型绝缘栅场效应管在制作衬底硅片时,在漏极和源极间靠近绝缘栅处预先制作出一层与 D、S 极同导电类型的半导体层,即原始导电层。这样,当  $U_{DS}$  存在, $U_{GS}=0$  时就会有  $I_D$  流过,即导通。 $U_{GS}$  加大,使原始导电层厚度加在,导通更加顺利, $I_D$  随之增大; $U_{GS}<0$ ,原始导电层变薄, $I_D$  减小; $U_{GS}$  继续减小,可使沟道夹断,使  $I_D=0$ 。

MOS 场效应管有许多双极结晶体无法比拟的优点,它比结型场效应管的性能也优越,因此,发展应用很快,特点是 CMOS 场效应管功耗极小,并且可在一小块硅片上制作许多个基本的 CMOS 管单元,故广泛应用于数字集成电路中。

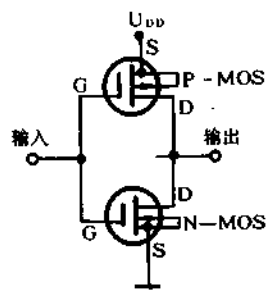


图 6-30

#### 四、电力电子器件

1. 简介 电力电子学又称功率电子学,它主要研究电力的处理、电力的变换,服务于电能的生产、输送、变换和控制的一个电子学分支。电力电子器件是电力电子学的基础,除个别场合还用电子管以外,几乎全是半导体器件了。水银整流器、硅整流器和一般晶闸管(可控硅 SCR)是第一代器件,功率晶体管、绝缘栅双极晶体管(IGBT)、光触发晶闸管(LTT)、场控晶闸管(FCT)、温控晶闸管(TCT)、双向晶闸管(TRIC)、可关断晶闸管(GTO)等是第二代器件,智能电力半导体器件或功率集成电路(PIC)为第三代器件。

##### 2. 晶闸管

(1)一般晶闸管(SCR)也称变流或相控晶闸管,工作为工频,采用自然换流的方法关断(本身没有关断电流通路的功能),具备快速开关特性。

一般晶闸管具有三个 PN 结的四层结构,如图 6-31 所示。由最外的 P 层和 N 层引出两个电极,分别为阳极 A 和阴极 K,由中间的 P 层引出控制极。图 6-31 右边画的是它的表示符号。

PNPN 的四层结构可以看成由 PNP 和 NPN 两个晶体管联接而成,每个晶体管的基极与另一个晶体管的集电极相连如图 6-32 所示,阳极 A 相当于 PNP 型晶体管  $T_1$  的发射极,阴极 K 相当于 NPN 型晶体管  $T_2$  的发射极。

如果阳极加正向电压  $E_A$ ,控制极也加正向电压  $E_C$ ,如图 6-33 所示,那么,晶体管  $T_2$  处于正向偏置,电压  $E_C$  产生的控制极电流  $I_G$  就是  $T_2$  的基极电流  $I_{B2}$ , $T_2$  的集电极电流  $I_{C2}=\beta_2 I_G$ 。而  $I_{C2}$  又是晶体管  $T_1$  的基极电流, $T_1$  的集电极电流  $I_{C1}=\beta_1 I_{C2}=\beta_1 \beta_2 I_G$  ( $\beta_1$  和  $\beta_2$  分别为  $T_1$  和  $T_2$  的



电流放大系数)。此电流又流入  $T_2$  的基极,再一次放大。这样循环下去,形成了强烈的正反馈,使两个晶体管很快达到饱和和导通。这就是它的导通过程。导通后,其压降很小,电源电压几乎全部加在负载上。

当它导通后,它的导通状态完全依靠管子本身的正反馈作用来维持,即使控制极电流消失,仍然处于导通状态。所以,控制极的作用仅仅是触发使其导通,导通之后,控制极就失去控制作用了。要想关断,必须减小阳极电流,使之不能维持正反馈过程,这就要将阳极电源拉断或者在它的阳极和阴极间加一个反向电压。

总之,一般晶闸管是一个可控的单向导电开关。它与具有一个PN结的二极管相比,在于它的正向导通受控制极电流的控制,定义控制极触发电流  $I_G$ ,就是当控制极有  $I_G$  电流流过时,它即时导通,只要通过这个晶闸管的电流不小于维持电流  $I_H$ ,失去了  $I_G$  也不会关断。

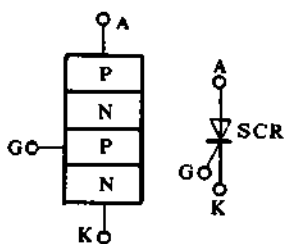


图 6-31

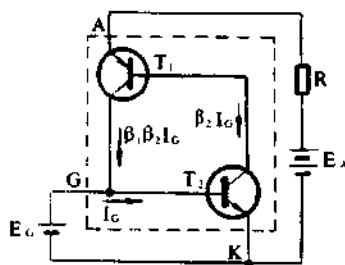


图 6-33

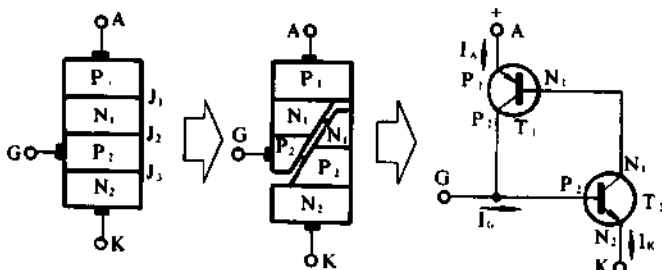


图 6-32

**例 6.4** 如图 6-34 所示,一个最简单的调光电路,电源电压 220V,晶闸管的控制极触发电流  $I_G=10\text{mA}$ ,求 R 电位器的最大阻值。

解 220V 的交流电压,在峰值  $\sqrt{2} \times 220 = 310\text{V}$  时应能使晶闸管开通

$$R \geq \frac{\sqrt{2} \times 220 - U_D}{I_G} = \frac{\sqrt{2} \times 220\text{V} - 0.7\text{V}}{10\text{mA}} = 31\text{k}\Omega$$

选 R 为  $33\text{k}\Omega$

普通晶闸管控制极很容易受电干扰引起误导通,光触发(控)晶闸管是由光纤或光束照入 PN 结的一个光信号,产生光电流使之触发,可以免除电干扰的影响。普通晶闸管只能由控制极开通不能由控制极关断,而可关断晶闸管能由负脉冲信号关断主电路。普通晶闸管是半波控

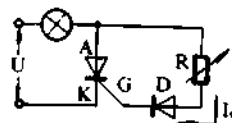


图 6-34



制的,而双向晶闸管能全波控制。

(2)光触发晶闸管(LTT) 它是近年来发展很快的器件,用光直接或通过光导纤维照射PNPN 四层管的中间那个PN 结,在空间电荷区产生自由电子和空穴对,在电场下形成触发电流,光源和晶闸管间是电绝缘的(一般20厘米长的石英光纤耐压80千伏,80厘米长的石英光纤耐压300千伏),可以直接用于高压系统中;另外触发信号是光而不是电,抗干扰能力大为增强,可靠性提高,控制系统大为简化。

(3)快速晶闸管 又称为逆变晶闸管,它与一般晶闸管的不同之处是具有短的关断时间,开关时间能达到5微秒以下。快速关断的功能使换流部件和电路无源部件的体积减小、重量减轻。

(4)逆导通晶闸管(RCT) 将一般晶闸管与反并联的二极管制作在同一块硅片上,即为逆导通晶闸管,正向有一定的耐压能力,接受触发信号后即可导通,反向并联一个正向二极管,故处于导通状态。由于将晶闸管的反向电压恰好限制到二极管的导通电压上,避免了关断过程中由感生电压引起的反向阳极偏置电压过早地变成正向偏置的倾向,所以缩短了关断时间;缺点是载流容量比值是固定的,应用上不灵活。

(5)门极辅助关断晶闸管(GATT) 如果在门极和阴极之间施加负偏压,把电流拉出门极和把载流子从基区扫出,达到关断并使关断时间减短。普通型门极辅助关断晶闸管通常是向主门极-阴极结提供一个放大电流的辅助引发晶闸管。在普通晶闸管结构中,由于这个引发晶闸管的电阻太大,使门极辅助关断电流难以有效地加到主门极上。这个问题可以通过将晶闸管主门极作为第二个控制端引出来解决,或将一个二极管并联在引发晶闸管的门阴极结上,使负的门极电流可旁路通过引发晶闸管。这个器件的特点是关断时间很短。

(6)场控晶闸管(FCT) 它在结构上可以看成是一个PNP 晶体管加一个N 沟道结型场效应晶体管。正向可以看成是PIN 和PNP 两个器件的并联,平时处于导通,在门极施加负电压时器件关断。它实质上是一种少数载流子器件,有很低的导通电阻,所以额定电压与电流都比较大。它与普通晶闸管比,有门极控制关断能力,有高的电压变化率和电流变化率耐量;它与可关断晶闸管比,有开关时间短和安全工作电压区宽等优点。缺点是生产工艺要求高。

(7)温控晶闸管(TCT) 前面讲过一个一般的晶闸管就相当两个双极性晶体管,晶体管的 $I_{CEO}$ 随温度升高而增大, $\beta$ 值也相应的增大,所以在预定的温度下 $I_{CEO}$ 达到一定值时,器件就导通。通过外电阻调节 $I_{CEO}$ 的大小就可以调节开关的温度值。目前的控温范围分为三类: $-30^{\circ}\text{C}\sim+35^{\circ}\text{C}$ , $+15^{\circ}\text{C}\sim+60^{\circ}\text{C}$ , $+70^{\circ}\text{C}\sim+120^{\circ}\text{C}$ 。温度的定值用门极与阴极间所接电阻大小来调节。

温控晶闸管把温度传感器与控制通路合为一体,使用十分方便、可靠,可用于各种温控报警与执行装置中。

(8)双向晶闸管(BCT 或 TRIAC) 把两个反向并联的普通晶闸管制作在同一块硅片上,成为NPNPN 五层结构,控制门极的引线合为一条而出。当门极G 相对于主极 $T_1$ 有正向或负向的触发电流时,两个主电极 $T_1$ 、 $T_2$ 间或 $T_2$ 、 $T_1$ 间都能导通,从而达到双向控制的功能。但一般器件对正向和对负向触发电流引起器件导通的灵敏度并不一样,应予以注意。

双向晶闸管所标的额定电流一般是指有效值,而一般晶闸管所标的电流是平均值。双向晶闸管不仅可当两个普通晶闸管用,可双向导通,而且使主电路和触发电路大为简化,用于无触点开关、调温、调光、调速等方面,使用十分方便。

(9)可关断可控硅(GTO) 一般晶闸管一旦导通后,门极就失去控制作用。GTO 与此不

同,是利用正的门极脉冲触发导通,用负的门极脉冲来关断阳极电流的器件。

GTO 加上的门极脉冲触发导通过程与 SCR 的完全一样。器件导通后,如果门极上又加上足够大的负脉冲,阳极电流就会被拉到门极流出,当其中一个 PN 结不导通后,相应的(PNP)晶体管失去了基极电流恢复到截止状态,从而使晶闸管关断。它的关断速度比较快,一般在 25 微秒左右,近年来报道的有 2~3 微秒的,仅低于 GTR 和 PMOSFET 管。

GTO 有两个特殊的参数:①可关断最大阳极电流  $I_{Amax}$ ,GTO 导通时,阳极电流小于或等于  $I_{Amax}$  时,才能用控制极负脉冲电流将其关断。②电流关断增益  $G_{off}$ ,关断时控制极上所需最小反向控制电流  $I_G$  与阳极电流  $I_A$  的比值,即  $G_{off}=I_A/I_G$ , $G_{off}$  类似于晶体管的电流放大倍数  $\beta$ ,但其值较小,一般在 10~20 之间。由于控制脉冲的宽度很窄,故控制极的平均功率并不大,其功率关断增益可达  $10^6$ 。

GTO 的应用大大简化了整流和逆变的电路,其应用在电气铁道车辆的直流电力拖动控制、交流电动机的转速控制方面和太阳光发电、燃料电池、蓄电池等直流变交流方面十分广泛。

### 3. 功率晶体管

(1)大功率开关晶体管(GTR) 有人也称这类晶体管为双极性功率晶体管或直接称为功率晶体管。它是一种 PNP 或 NPN 开关晶体管,可以用基极电流控制集电极电流的通断,不需要强迫换流电路,用于逆变器和斩波器能提高效率 and 可靠性。有些产品是采用并联多个硅片,也有采用大的单个硅片复合多个器件的;通过对发射极几何图形的改善可扩大反偏压安全工作区和缩短开关时间(为 150~200 纳秒)。另外,通过器件设计和工艺的改善,对电压变化率的耐量也有提高。

(2)功率金属氧化物半导体场效应晶体管(PMOSFET) 它与双极性晶体管相比具有开关速度快、频率特性好(工作频率可到 100kHz—1MHz);具有正的温度系数,并联应用时,电流能自动平衡,故可大电流化;不会发生二次击穿;具有很高的输入阻抗,而且驱动功率小,故可直接用一般集成电路驱动;电压降和电流成正比,轻载时开关损耗很低,用于逆变器时空载损耗很小。它的缺点是容量比双极性晶体管的小一些。

功率场效应晶体管的重要用途是高频开关电源,计算机外围设备,医疗设备,发射机、通信机等。

(3)静电感应晶体管(SIT) 这种器件其实就是垂直结构的结型场效应晶体管,但它是多数载流子器件,与双极性晶体管相比,有很多优点,如开关速度快、增益高、安全工作区宽和并联容易等,其性能和 MOSFET 差不多。其缺点是通态电阻较大,因而限制了它的发展。

(4)绝缘栅双极晶体管(IGBT) 绝缘栅双极晶体管(IGBT)是场效应晶体管(单极性器件)和大功率晶体管(双极性器件)的复合,所以具备了这两种器件的优点,用于驱动响应很快,导通时的压降能等于或小于双极性复合功率晶体管的压降。新型器件已克服了早期 IGBT 常见的“锁定”问题,目前正顺利推广应用。应用中还要注意防止静电放电,注意击穿电压和集电极电流最大额定值、最高结温等。

### 4. 功率集成电路(PIC)

把功率晶体管、各种晶闸管等功率开关器件和它们的保护电路、控制电路、测试电路、逻辑电路、相关的传感元器件及其电路等做成模块或集成在一起称为智能电力半导体器件或功率集成电路。使装置的体积缩小,减小了寄生电感与电容,使可靠性增加,功率集成电路正向大功率化、微型化、高智能化发展。

## 第七章 放大器

### 一、放大器的定义和分类

能够用一个微弱的输入信号来控制电源的输出(转换)功率,得到一个较输入信号大的、基本无失真的输出信号的装置称为放大器,这种作用称为放大作用。

放大器必须以有源器件为中心,辅以其它元件组成。那么,变压器具有升压作用,是否也算放大器呢? 变压器虽然具有变压作用,但是从前面的分析中可以知道:升压变压器次级输出电压虽然升高,但电流减小了,略去变压器本身的损耗,则认为输出功率基本上等于输入功率,它不能增加信号的功率,因此不属于放大器之列。有源器件电子管、晶体三极管、场效应管等却能改变信号的功率,所以是否有有源器件是区别放大器的主要标志之一(当然有源器件的作用不仅如此)。

放大器的类型多种多样。按信号的频率分,有低频放大器、中频或高频放大器;按放大信号频率范围(俗称频带)分,有宽频带放大器和窄频带放大器;按放大任务分,有电压放大器、电流和功率放大器;按管子工作状态分,有甲类、乙类、丙类和丁类放大器;按信号大小分,有小信号放大器和大信号放大器。这里还可以举出许多不同的分类方法,不再一一赘述。

### 二、小信号交流放大器

放大交流信号,特别是微弱电信号的放大器,称之为小信号交流放大器。

以图 7-1 的电路为例,说明小信号交流放大器工作原理。

图中的有源器件是晶体三极管,本例为硅 NPN 型晶体管。为了保证晶体管工作在线性区,必须给其提供合适的静态偏置,即使其有合适的静态工作点。 $R_B$  为基极偏置电阻,给基极提供合适的静态工作电流  $I_B$ ;  $R_C$  为集电极负载电阻,输出信号即取自其上。电源  $E_C$  为晶体管提供电源,保证其正常工作和将通过晶体管给信号提供能量,完成放大信号、增强信号功率的任务。

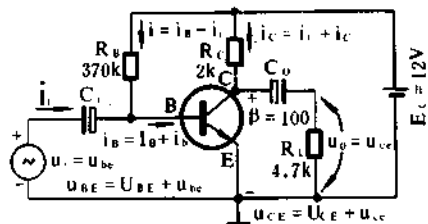


图 7-1

为了放大交流信号,同时又不影响晶体管的直流工作状态,信号源  $u_i$  与放大器之间通过电容  $C_1$  耦合。 $C_1$  称为耦合电容器或称输入隔直电容器,它对于直流相当于开路,而对于交流信号的容抗很小以至于可以忽略(电容器容量要适当,如低频放大器的  $C_1$  容量较大);  $C_2$  称为输出耦合电容器或称输出隔直电容器,被放大后的交流信号通过  $C_2$  耦合到真正的负载  $R_L$  上。由于晶体管输入、输出均同时以公共地为参考,而晶体管发射极接地,则称共发射极交流小信号放大器,注意,此时输入输出的交流信号不能过大。

**1. 直流通路分析** 该电路的直流通路是在原电路基础上视  $C_1$ 、 $C_2$  为开路情况下的电路,为了表示方便,此时各量均用英文大写字母。直流通路的电路如图 7-2。

由图中给定的参数  $R_B = 370k\Omega$ ,  $R_C = 2k\Omega$ ,  $E_C = 12V$  及晶体管  $\beta = 100$ , 可得出

$$U_{BE} = 0.7V \text{ (正常工作条件)}$$

$$I_{BQ} = \frac{E_C - U_{BE}}{R_B} = \frac{12 - 0.7}{370 \times 10^3} \approx 30\mu A$$

$$U_{CE} = E_C - I_{CQ} \cdot R_C$$

一般认为  $\beta$  近似等于  $\bar{\beta}$ , 对

$$I_{CQ} = \bar{\beta} I_{BQ} \approx \beta I_{BQ} = 100 \times 30 \times 10^{-6} = 3mA$$

$$U_{CEQ} = E_C - I_{CQ} \cdot R_C = 12 - 3 \times 10^{-3} \times 2 \times 10^3 = 6V$$

可知直流静态工作点参数:

$$U_{BE} = 0.7V$$

$$I_{BQ} = 30\mu A$$

$$I_{CQ} = 3mA$$

$$U_{CEQ} = 6V$$

**2. 交流通路分析** 在确定了晶体管静态工作点位于特性曲线放大区的线性部分及静态工作点 Q 的有关电参数的数值后, 就要研究交流信号通过放大器放大时的情况, 此时可用交流小信号晶体管 h 参数等效电路来计算和分析。

此时, 电容  $C_1$ 、 $C_2$  视为短路, 电源  $E_C$  视为短路, 电路变化如图 7-3

图(a)为原电路, 图(b)为交流通路, 当把晶体管用简化 h 参数等效电路代替(见图(c))时, 交流等效电路变为图(d)。

$$h_{ie} = r_{be} = 300 + \frac{26mV}{30\mu A} = 1k\Omega$$

$$h_{ie} = \beta = 100$$

(1) 交流电压放大倍数  $A_u$  为

$$A_u = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = -\frac{h_{ie} \cdot (R_C // R_L)}{h_{ie}} = -\frac{100 \times (2k // 4.7k)}{1k} = -140$$

放大倍数中的负号表示共发射极放大电路中, 输出与输入电压波形正好反相。

(2) 输入电阻  $r_i$  为从输入端看进去的等效电阻, 或者可以看作当输入端加上一个交流电压

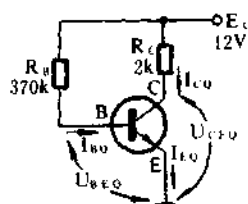


图 7-2

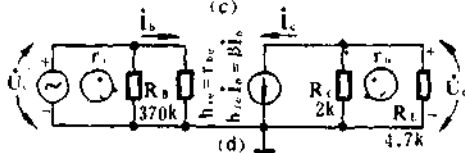
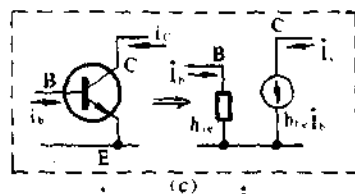
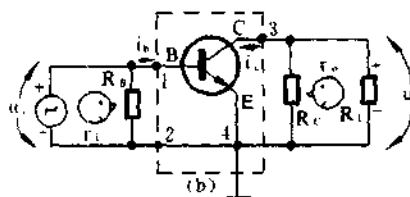
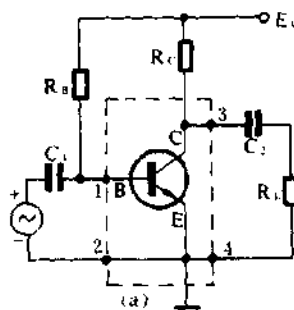


图 7-3

与产生的输入交流电流之比。

$$R_i = R_B // r_{be} = 370k // 1k \approx 1k$$

(3) 输出电阻  $r_o$ 。即从负载前面向电路看进去的总等效内阻。此时晶体管视为恒流源开路，则

$$R_o = R_C = 2k\Omega$$

**例 7.1** 电路如图 7-4 所示。它为一个两极阻容耦合式小信号电压放大器，电路参数均在图中表示出来。

求：第一级、第二级电压放大倍数  $A_1$ 、 $A_2$  和总电压放大倍数  $A$ ，输入电阻  $R_i$ 、输出电阻  $R_o$ 。

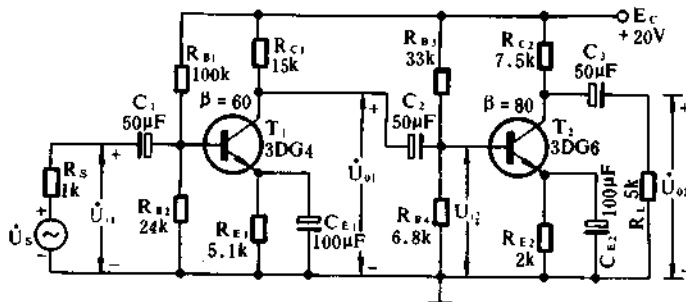


图 7-4

解 按照分析的思路，先计算直流工作状态，再计算交流通路。

① 直流通路

$$U_{B1} = \frac{R_{B2}}{R_{B1} + R_{B2}} \cdot E_C = \frac{24}{24 + 100} \times 20 = 3.87V$$

$$U_{E1} = U_{B1} - 0.7 = 3.17V \quad I_{E1} = \frac{U_{E1}}{5.1k} = 0.62mA$$

$$U_{B2} = \frac{R_{B4}}{R_{B3} + R_{B4}} \cdot E_C = \frac{6.8}{6.8 + 30} \times 20 = 3.42V$$

$$U_{E2} = U_{B2} - 0.7V = 2.72V \quad I_{E2} = \frac{U_{E2}}{2k} = 1.36mA$$

② 交流通路

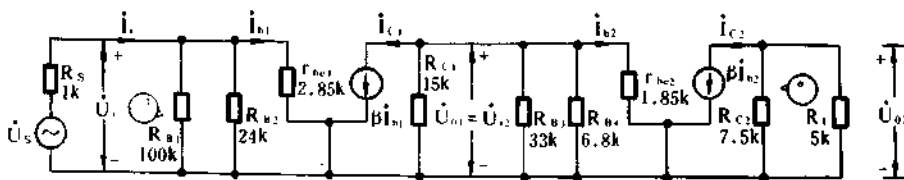


图 7-5

$$r_{be1} = 300 + (1 + 60) \times \frac{26}{0.62} = 2.85k\Omega$$

$$r_{be2} = 300 + (1 + 80) \times \frac{26}{1.36} = 1.85k\Omega$$

等效 h 参数交流电路见图 7-5。

$$\begin{aligned} R'_{L1} &= R_{C1} // R_{B3} // R_{B4} // r_{be2} \\ &= 15k // 33k // 6.8k // 1.85k \\ &= 1.27k \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} A_{u1} &= -\frac{\beta_1 R'_{L1}}{r_{be1}} = -\frac{60 \times 1.27}{2.85} \\ &= -26.74 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} R'_{L2} &= R_{C2} // R_L \\ &= 7.5k // 5k - 3k \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} A_{u2} &= -\frac{\beta_2 R'_{L2}}{r_{be2}} = -\frac{80 \times 3}{1.85} \\ &= -129.7 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} A_u &= A_{u1} \cdot A_{u2} = (-26.74) \times (-129.7) \\ &= 3468 \end{aligned}$$

源电压放大倍数  $A_{us}$

$$\begin{aligned} A_{us} &= \frac{R_i}{R_s + R_i} \cdot \frac{U_o}{U_i} \\ &= \frac{R_i}{R_s + R_i} K_u \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} R_i &= R_{B1} // R_{B2} // r_{be1} \\ &= 100k // 24k // 2.85k \approx 2.85k\Omega \end{aligned}$$

$$A_{us} = \frac{2.85}{2.85 + 1} \times 3468 \approx 2568$$

$$R_o = R_{C2} = 7.5k\Omega$$

dB 是分贝 decibel 的缩写,即十分之一贝尔(Bel),在这里表示为信号放大或衰减的单位。电压增益、电流增益、功率增益用分贝数表示为  $G_u, G_i, G_p$ 。

$$G_u = 20 \lg \frac{\text{输出电压}}{\text{输入电压}} \quad G_i = 20 \lg \frac{\text{输出电流}}{\text{输入电流}} \quad G_p = 10 \lg \frac{\text{输出功率}}{\text{输入功率}}$$

**例 7.2** 有一个三极电压放大器,各级电压放大倍数分别为 10 倍、20 倍和 20 倍。

求:用 dB 表示的总电压增益

解 用 dB 表示电压增益的公式为:

$$G_u = 20 \lg A_u$$

则有

$$G_{u1} = 20 \lg 10 = 20 \text{dB}$$

$$G_{u2} = 20 \lg 20 = 26 \text{dB}$$

$$G_{u3} = 20 \lg 20 = 26 \text{dB}$$

$$G_u = G_{u1} + G_{u2} + G_{u3} = 20 + 26 + 26 = 72 \text{dB}$$

**例 7.3** 某放大器的电流增益  $G_i = 10 \text{dB}$ ,电压增益  $G_u = 20 \text{dB}$

求:功率增益  $G_p$

$$\begin{aligned} \text{解 } G_p &= 10 \lg \frac{P_o}{P_i} = 10 \lg \frac{U_o I_o}{U_i I_i} \\ &= 10 \lg \frac{U_o}{U_i} \cdot \frac{I_o}{I_i} \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &= 10\lg \frac{U_o}{U_i} + 10\lg \frac{I_o}{I_i} \\
 &= \frac{1}{2}G_o + \frac{1}{2}G_i \\
 &= \frac{20}{2} + \frac{10}{2} = 15\text{dB}
 \end{aligned}$$

### 三、差动放大器

差动放大器又称差分放大器或分差放大器,主要是由输入信号的差引起输出信号的变化。设输入信号为  $u_{s1}$ 、 $u_{s2}$ , 输出信号为  $u_o$

#### 1. 差模、共模信号等名词定义

(1) 差模信号 幅值相等相位相反的信号之差,用  $u_{sd}$  表示。

$$u_{sd} = u_{s1} - u_{s2} \quad u_{s1} = \frac{1}{2}u_{sd} \quad u_{s2} = -\frac{1}{2}u_{sd}$$

(2) 共模信号 幅值相等相位相同的信号,用  $u_{sc}$  表示。

$$u_{sc} = u_{s1} = u_{s2} = \frac{1}{2}(u_{s1} + u_{s2})$$

(3) 输入信号  $u_{s1}$ 、 $u_{s2}$

$$u_{s1} = u_{sc} + \frac{1}{2}u_{sd} \quad u_{s2} = u_{sc} - \frac{1}{2}u_{sd}$$

(4) 输出信号  $u_o$

$$u_o = u_{od} + u_{oc} = A_{vd}u_{sd} + A_{vc}u_{sc}$$

式中  $u_{od}$  为差模输出电压,  $u_{oc}$  为共模输出电压。  $A_{vd}$  为差模信号电压放大倍数,  $A_{vc}$  为共模信号电压放大倍数。

(5) 差模信号电压放大倍数  $A_{vd}$

$$A_{vd} = \frac{u_{od}}{u_{sd}}$$

(6) 共模信号电压放大倍数  $A_{vc}$

$$A_{vc} = \frac{u_{oc}}{u_{sc}}$$

#### 2. 例题选编

下面用例题来定性和定量的分析差动放大器

**例 7.4** 说明图 7-6 差动放大电路的静态工作状态, 已知  $T_1$ 、 $T_2$  是特性一致的两个对称晶体管,  $R_{C1} = R_{C2}$ 。

解 当  $u_{s1} = u_{s2} = 0$  时, 由  $-U_{EE}$  引起的  $I_{B1}$ 、 $I_{B2}$  相等,  $I_{C1} = I_{C2} = I_C = \frac{I_E}{2}$ ,  $I_{C1}R_{C1}$ ,  $I_{C2}R_{C2}$ , 电位  $U_{C1} = U_{C2}$ , 所以  $U_o = U_{C1} - U_{C2} = 0$ , 输入为 0 输出也为 0, 只有静态工作的直流电流流通。

**例 7.5** 说明图 7-7 差动放大电路工作在双端输入双端输出, 双端输入单端输出, 单端输入双端输出或单端输出时的差模放大倍数。

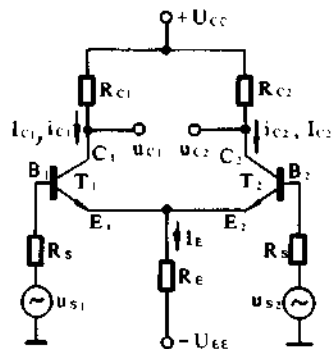


图 7-6



解 ①双端输入双端输出电路的交流通路如图所示,因为  $u_{s1}$  和  $u_{s2}$  是反相的,它们的大小相等方向相反,在  $R_E$  中引起的电流正负抵消,  $\Delta U_E = 0$ ,故交流通路中可取消  $R_E$ ,但  $T_1, T_2$  管本身发射极带的电阻  $r_e$ ,并非公用,故仍保留。

定义差模输入信号电压  $u_{sd} = u_{s1} - u_{s2}$ , 电路中  $u_{s1} = -u_{s2}$

$$\text{所以 } u_{s1} = \frac{u_{sd}}{2} \quad u_{s2} = -\frac{u_{sd}}{2}$$

双端输入双端输出的电压放大倍数为

$$A_{VD} = \frac{u_o}{u_{sd}} = \frac{u_{o1} - u_{o2}}{u_{s1} - u_{s2}} = \frac{2u_{o1}}{2u_{s1}} = \frac{u_{o1}}{u_{s1}} = -\frac{\beta R_c}{R_s + r_{be} + (1 + \beta)r_e}$$

放大倍数与单管放大器的放大倍数相同,但有抑制零点漂移的功能。

②双端输入单端输出时,只取出  $u_{o1}$  或  $u_{o2}$ , 放大倍数相当双端输出的一半。

$$A_{VD1} = \frac{u_{o1}}{u_{s1} - u_{s2}} = \frac{u_{o1}}{2u_{s1}} = \frac{1}{2} A_{VD} = -\frac{\beta R_c}{2(R_s + r_{be} + (1 + \beta)r_e)}$$

注意从  $C_1$  输出时  $u_{o1}$  与  $u_{s1}$  反相与  $u_{s2}$  同相,从  $C_2$  输出时  $u_{o2}$  与  $u_{s1}$  同相与  $u_{s2}$  反相。

③单端输入时,例如  $u_{s2} = 0$  即  $u_{s1} = u_{sd}$ , 为了电路对称仍都用  $R_s$  电阻。

如图 7-8 所示,相当  $u_{s1}$  分为两半,各加在  $T_1, T_2$  的基极上。 $R_E$  一般常用一个恒流源,交流电阻非常大,可以看成开路。从电路可以看出放大倍数与双端输入是一样的。

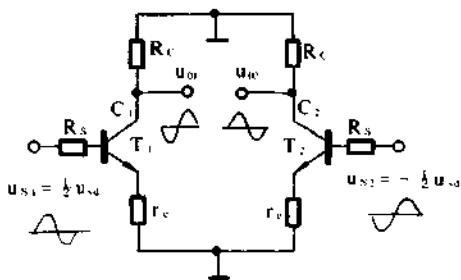


图 7-7

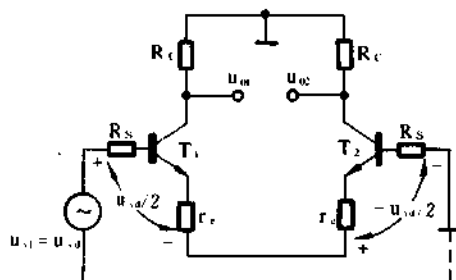


图 7-8

**例 7.6** 说明图 7-9 差动放大电路的共模放大倍数。

解 共模信号是同极性同幅值的信号。

$u_{s1} = u_{s2} = u_{sc}$ ,  $i_{c1}, i_{c2}$  同时增加  $i_{c1} = i_{c2}$   $i_{e1} = i_{e2}$   $R_E$  中的电流变化为  $i_{e1} + i_{e2}$ ,  $u_e = 2i_{e1}R_E = 2i_{e2}R_E$ ,  $\therefore R_E$  相当分在每个支路中  $2R_E$ 。

①当双端输入双端输出时,电路中  $u_{oc1} = u_{oc2}$

$$A_{UC} = \frac{u_{oc}}{u_{sc}} = \frac{u_{oc1} - u_{oc2}}{u_{s1}} \approx 0$$

$$\text{定义 } u_{sc} = \frac{u_{s1} + u_{s2}}{2}$$

②单端输出时,一个集电极直接接地。

$$A_{UC1} = \frac{u_{oc1}}{u_{sc}} = \frac{u_{oc1}}{u_{s1}} = \frac{-\beta R_c}{R_s + r_{be} + (1 + \beta)(r_e + 2R_E)}$$

**例 7.7** 什么叫共模抑制比。

解 共模抑制比就是差动放大器对差模信号的放大倍数与对共模信号的放大倍数之比,用  $K_{CMR}$  表示:

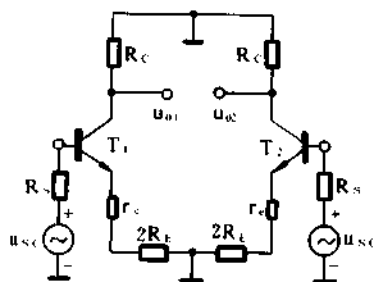


图 7-9



$$K_{CMR} = \left| \frac{A_{UD}}{A_{UC}} \right|$$

或用分贝数表示:

$$K_{CMR} = 20 \lg \left| \frac{A_{UD}}{A_{UC}} \right| \text{ (dB)}$$

有的书上把  $K_{CMR}$  写成  $CMRR$ , 用分贝数表示的写成  $CMR$  以示区别。

**例 7.8** 图 7-10(a) 所示已知  $\beta_1 = \beta_2 = \beta_3 = 50$   $U_{BE} = 0.7V$   $r_{ce3} = 200k\Omega$

求: 单端输出的  $A_{UD}, K_{CMR}, R_{id}, R_o$

解 ① 直流通路

$$R_2 \text{ 上的压降 } U_{R2} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{EE} = \frac{3}{5.6 + 3} \times 9 =$$

3.1V

$$I_{E3} = \frac{U_{R2} - U_{BE}}{R_{e3}} = \frac{3.1 - 0.7}{1.2k} = 2mA$$

$$\therefore I_{c1} = I_{c2} = I_{E1} = I_{E2} = \frac{1}{2} I_{E3} = 1mA$$

$$r_{be1} = r_{be2} = 200 + (1 + \beta) \frac{26mV}{1mA} = 1.53k\Omega$$

$$r_{be3} = 200 + (1 + \beta) \frac{26mV}{2mA} = 0.86k\Omega$$

② 交流通路

单端输出, 差模

$$A_{VD1} = \frac{1}{2} \frac{\beta(R_{C2} // R_{L1})}{R_s + r_{be} + (1 + \beta)r_e} = 11.8$$

单端输出 共模

$$A_{VC1} = \frac{\beta(R_{C2} // R_{L1})}{R_s + r_{be} + (1 + \beta)r_e + (1 + \beta)r'_{ce3} \times 2}$$

恒流源电路的  $R_o$  即  $r'_{ce3}$  如图 7.10(b) 所示

$$\dot{I}_b(r_{be} + R_1 // R_2) + (\dot{I}_b + \dot{I}_c)R_c = 0$$

$$\dot{U}_o - (\dot{I}_c - \beta \dot{I}_b)r_{ce3} - (\dot{I}_b + \dot{I}_c)R_c = 0$$

$$\dot{I}_b = \frac{-\dot{I}_c R_c}{r_{be} + R_1 // R_2 + R_c}$$

$$\therefore R_o = \frac{\dot{U}_o}{\dot{I}_c} = r_{ce3} \left( 1 + \frac{\beta R_c}{r_{be} + R_1 // R_2 + R_c} \right) = 200 \left( 1 + \frac{50 \times 1.2}{0.86 + 1.95 + 1.2} \right) = 3192.5k\Omega$$

$$\therefore A_{VC1} \approx \frac{50(4.7 // 10)}{2 \times 51 \times 3192.5} \approx 0.0005$$

$$\textcircled{3} K_{CMR} = \left| \frac{A_{VD}}{A_{VC}} \right| = \frac{11.8}{0.0005} \approx 24000$$

$$\textcircled{4} \text{ 差模输入电阻 } R_{id} = 2(r_{be} + (1 + \beta)R_c) = 13.3k\Omega$$

$$\textcircled{5} \text{ 差模输出电阻 } R_o = R_c = 4.7k\Omega$$

**例 7.9** 图 7-11 是一个简单运放器, 已知  $\beta = 100, I_{ce} = \infty, \mu_1 = 0, r_{be1} = r_{be2} =$

$5.2k\Omega, r_{be3} = 260k\Omega, r_{be4} = r_{be5} = 2.6k\Omega, r_{be6} = 0.25k\Omega$

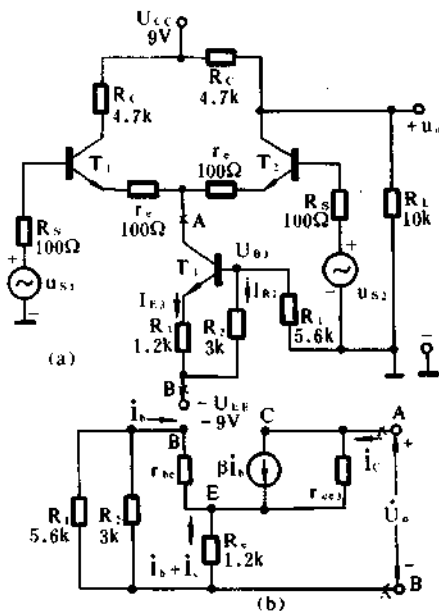


图 7-10

求：分析该电路由几级什么放大器组成，求总电压放大系数  $A_V$

解 该电路的第 I 级是单端输出的差分放大器， $u_1$  与  $u_{o1}$  是同相的， $u_2$  与  $u_{o1}$  是反相的。第 II 级是由复合管组成的共射极放大器， $u_{o2}$  与  $u_{o1}$  反相。第 III 级是两级射极输出器， $u_o$  与  $u_{o2}$  同相。所以总的  $u_o$  与  $u_2$  同相与  $u_1$  反相，示意图上标出的 P 为同相端，N 为反相端。

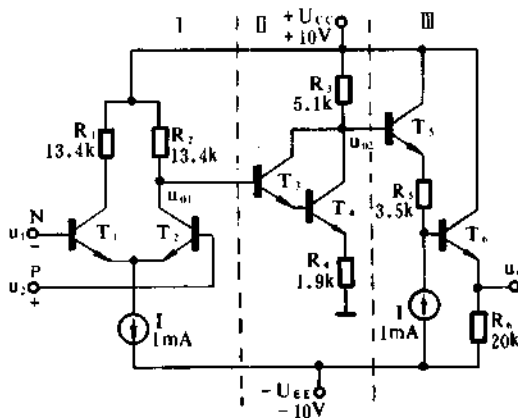


图 7-11

1. 求各级输入输出电阻

$$\textcircled{1} R_{id} = r_{be1} + r_{be2} = 5.2\text{k} + 5.2\text{k} = 10.4\text{k}\Omega$$

$$\textcircled{2} R_{o1} = R_2 = 13.4\text{k}\Omega$$

$$\textcircled{3} R_{i2} = r_{be3} + (1 + \beta_3)r_{be4} + (1 + \beta_3)(1 + \beta_4)R_4 = 19.9\text{M}\Omega$$

$$\textcircled{4} R_{o2} = R_3 = 5.1\text{k}\Omega$$

$$\textcircled{5} R_{i3} = r_{be5} + (1 + \beta_5)(R_5 + r_{be6}) + (1 + \beta_5)(1 + \beta_6)R_6 = 20.8\text{M}\Omega$$

$$\textcircled{6} R_{o3} = R_6 // \frac{r_{be5} + R'_s}{(1 + \beta_5)} R_5 // \frac{(R_3 + r_{be5})I_{b5} + (R_5 + r_{be6})I_{b6}}{(1 + \beta_5)I_{b5}} = R_6 // \left[ \frac{(R_3 + r_{be5})}{(1 + \beta_5)(1 + \beta_6)} + \frac{(R_5 + r_{be6})}{(1 + \beta_5)} \right] = 37\Omega$$

2. 求各级电压放大倍数

因为  $R_{i2} \gg R_{o1}$   $R_{i3} \gg R_{o2}$  所以各级放大倍数可认为：

$$\textcircled{1} \text{差放级 } A_{VD} \approx \frac{1}{2} \frac{\beta_2 R_2}{r_{be1}} 129$$

② 复合管电压放大级

$$A_{V2} = \frac{-\beta_3 \beta_4 R_3}{r_{be3} + (1 + \beta_3)r_{be4} + (1 + \beta_3)(1 + \beta_4)R_4} = \frac{-\beta_3^2 R_3}{R_{i2}} = \frac{10^4 \times 5.1\text{k}}{19.9\text{M}\Omega} = -2.6$$

③ 两级射随器的电压放大倍数  $A_{V3} \approx 1$

④ 总的电压放大倍数

$$A_V = A_{VD} \cdot A_{V2} \cdot A_{V3} = 129 \times (-2.6) \times 1 = -335$$

**例 7.10** 如图 7-12 所示所有晶体管的  $\beta = 100$   $U_{BE} = 0.7$   $R_C = 5.6\text{k}\Omega$   $R_B = 47\text{k}\Omega$

$$U_{EE} = 50 \quad R_E = 5\text{k}\Omega$$

求：CMRR

解 双入单出的差模放大

$$A_d = \frac{u_4}{u_1 - u_2} = \frac{u_4}{2u_1} = \frac{\beta R_C}{2r_{be}}$$

双入单出的共模放大

$$A_c = \frac{u_4}{\frac{1}{2}(u_1 + u_2)} = \frac{u_4}{u_1} = -\frac{\beta R_C}{r_{be} + 2(1 + \beta)R_E}$$

共模抑制比

$$\frac{A_d}{A_c} = \frac{r_{be} + 2(1+\beta)R_E}{2r_{be}} \approx 40R_E I_E$$

$$I_E = \frac{U_{EE} - U_{BE}}{2R_E + \frac{R_B}{(1+\beta)}} = \frac{5 - 0.7}{10k + \frac{47k}{101}} = 0.41mA$$

$$CMRR = 20\lg(40 \times 5 \times 0.41) = 38dB$$

**例 7.11** 如图 7-12 所示所有晶体管的  $\beta =$

100,  $U_{BE} = 0.7V$ ,  $R_C = 5.6k\Omega$ ,  $R_B = 47k\Omega$

电路中  $U_{EE} = 5V$   $R_E = 5k\Omega$

求: CMRR

解 双入单出的差模放大倍数

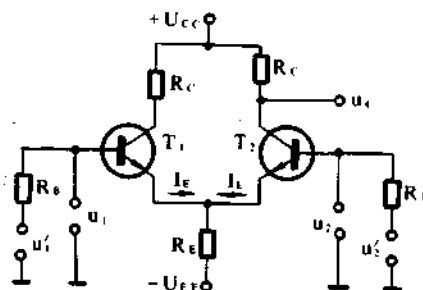


图 7-12

$$A_d = \frac{u_4}{u_1 - u_2} = \frac{u_4}{2u_1} = -\frac{\beta R_C}{2(r_{be} + R_B)}$$

双入单出的共模放大倍数

$$A_c = \frac{u_4}{\frac{1}{2}(u_1 + u_2)} = -\frac{\beta R_C}{u_1} = -\frac{\beta R_C}{R_B + r_{be} + 2(1+\beta)R_E}$$

$$\frac{A_d}{A_c} = \frac{R_B + r_{be} + 2(1+\beta)R_E}{2(r_{be} + R_B)}$$

当  $U_{EE} = 5V$   $R_E = 5k\Omega$  时

$$I_E = \frac{U_{EE} - U_{BE}}{2R_E + \frac{R_B}{(1+\beta)}} = \frac{5 - 0.7}{2 \times 5 + \frac{47}{101}} = 0.41mA$$

$$r_{be} = 200 + (1+\beta) \frac{26mA}{0.41mA} = 200 + 101 \times \frac{26}{0.41} = 6.6k\Omega$$

$$\frac{A_d}{A_c} = \frac{47k + 6.6k + 2 \times 101 \times 5k}{2(6.6k + 47k)} = \frac{1063.6}{107.2} = 9.92$$

$$CMRR = 20\lg 9.92 = 20dB$$

**例 7.12** 如图 7-13 所示,  $U_{EE} = 15V$ ,  $R_C = 10k\Omega$ ,  $R_B = 47k\Omega$ , 晶体管  $\beta = 100$ ,  $U_{BE} = 0.7V$ ,

二极管  $U_D = 0.6V$ ,  $R_2 = 10k\Omega$

求  $u_1 = u_2 = 0$  时  $I = 2mA$  的  $R_1, R_3$  值, 这时各晶体管的  $U_{CE}$  是多少。

解  $(U_{EE} - 2U_D) \frac{R_2}{R_1 + R_2} + 2U_D = I_3 R_3 + U_{BE3}$

$$U_{BE3} = U_{EE} \frac{R_2}{R_1 + R_2} + 2U_D \frac{R_1}{R_1 + R_2} - I_3 R_3 = 2U_D \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$R_1 = R_2 \frac{U_{BE3}}{2U_D - U_{BE3}} = 10 \frac{0.7}{2 \times 0.6 - 0.7} = 14k\Omega$$

$$R_3 = \frac{U_{EE}}{I} \frac{R_2}{R_1 + R_2} = \frac{15}{2 \times 10^{-3}} \times \frac{10}{14 + 10} = 3.1k\Omega$$

二极管中的电流

$$I_D = \frac{U_{EE} - 2U_D}{R_1 + R_2} = \frac{15 - 1.2}{14 + 10} = 0.58mA$$

$T_1, T_2$  中的电流

$$I_{E1} = I_{E2} \approx I_{C1} = I_{C2} = \frac{I}{2} = 1\text{mA}$$

$$I_B = \frac{I_C}{\beta} = \frac{1\text{mA}}{100} = 10\mu\text{A}$$

$$U_{CE3} = U_{EE} - I_B R_B - U_{BE1} - I_3 R_3 = 15 - 0.01 \times 47 - 0.7 - 2 \times 3.1 = 7.63\text{V}$$

$$U_{CE1} = U_{CE2} = U_{CC} + U_{EE} - I_C R_C - U_{CE3} - I_3 R_3 = 15 + 15 - 1 \times 10 - 7.63 - 2 \times 3.1 = 6.17\text{V}$$

**例 7.13** 如图 7-14 所示

求证: (a) (b) (c) 电路的恒流源电流  $I \approx I_0$

解 (a)  $I_{B1} = I_{B2} = I_B$

$$I_0 = I_{C1} + I_{B1} + I_{B2} = I_{C1} + 2I_B$$

$$I_{C1} = \beta I_B = I$$

$$I_0 = I + 2I_B = I \left(1 + \frac{2}{\beta}\right)$$

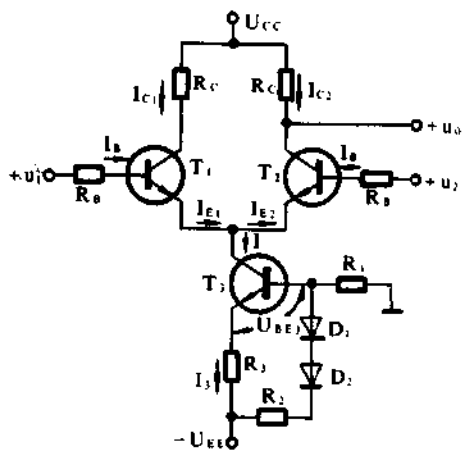


图 7-13

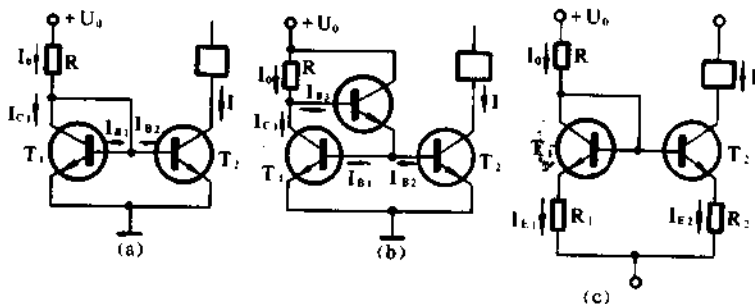


图 7-14

$$I = \frac{\beta}{\beta + 2} I_0 \approx I_0$$

(b)  $I_0 = I_{C1} + I_{B3}$

$$I_{B1} = I_{B2} = I_B = \frac{1}{2} (1 + \beta) I_{B3}$$

$$I_{C1} = \beta I_{B1} = \beta I_B = I$$

$$I_0 \approx I + I_{B3} = I + \frac{2I_B}{\beta + 1}$$

$$I = \frac{\beta(1 + \beta)}{\beta(1 + \beta) + 2} I_0 \approx I_0 \quad \text{更相近了}$$

(c)  $I_E = I_S (e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} - 1) \approx I_S e^{\frac{U_{BE}}{U_T}}$

$$\frac{I_{E1}}{I_{E2}} = e^{(U_{BE1} - U_{BE2})/U_T}$$

$$U_{BE1} - U_{BE2} = U_T \ln \frac{I_{E1}}{I_{E2}}$$

$$U_{BE1} + R_1 I_{E1} = U_{BE2} + I_{E2} R_2$$

而  $I_{E1} = I_0, I_{E2} = I$

$$\therefore I = I_0 \frac{R_1}{R_2} + \frac{U_T}{R_2} \ln \frac{I_0}{I}$$

这是一个超越方程可用图解式累试法解, 恒流源  $I$  可以按  $I_0$  比例输出。

## 四、运算放大器

### 1. 简介

运算放大器实际上是一个电压增益高( $10^3 \sim 10^6$  倍),输入电阻大( $10k\Omega \sim 3M\Omega$ )而输出电阻小(几百欧以下)的直接耦合式多级放大器。

因为这种放大器采用差动输入级,故两个输入端输入的电压信号相对于输出端而言,一端为同相输入端,另一端为反相输入端。运算放大器的用途很广,可以对微弱信号进行放大。运算放大器采用直接耦合,它的通频带很宽,可以从直流到很高频率的信号进行放大。现在运算放大器常被制成集成电路,并且可以进行模拟运算,所以称为运算放大器。

### 2. 用问答和例题的形式对运算放大器电路分析

#### 例 7.14 简单运算放大器的电路结构与符号

一般简单运算放大器(下称运放器)都是由差动放大级、电压放大级和输出级组成的高增益放大器。能实现加、减、乘、除、微分、积分、对数、反对数、开方、乘方等运算和有源滤波、精密整流、电压比较、采样保持等处理功能。

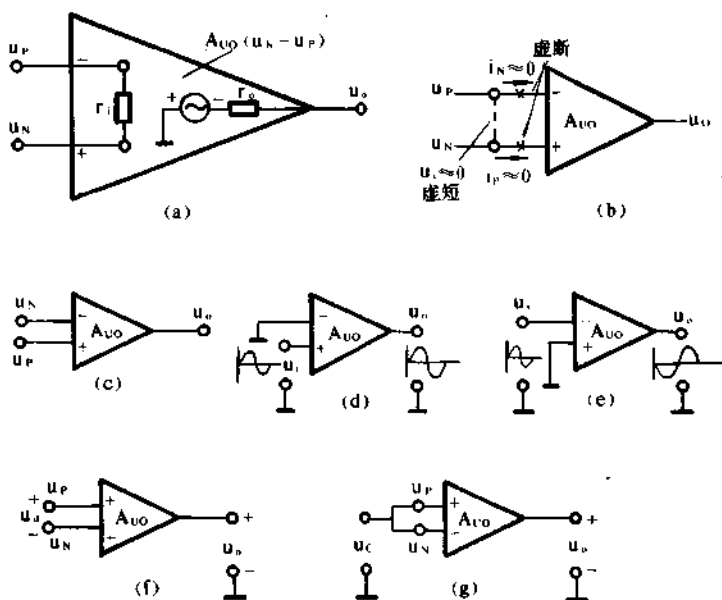


图 7-15

运算放大器的等效电路如图 7-15(a)所示, $u_N$  为反相输入端的电压, $u_P$  为正相输入端的电压, $r_i$  为输入电阻。 $r_o$  为输出电阻, $A_{uo}$  为开环电压放大倍数, $U_o$  为输出电压。

理想的运算器① $A_{uo} = \infty$  ② $r_i = \infty$  ③ $r_o = 0$  ④带宽  $BW = \infty$  ⑤没有温度漂移 ⑥输入与输出电压为线性关系。因为  $r_i = \infty$  所以输入电流  $i_N \approx 0$   $i_P \approx 0$  为“虚断”,因为  $A_{uo} = \infty$  所以  $u_N = u_P$   $u_i = 0$  为“虚短”,如图 7-15(b)所示。图 7-15(c)一般符号,图 7-15(d)为由正相端输入正弦波  $u_i$  时, $u_o$  的波形。图 7-15(e)为由反相端输入正弦波  $u_i$  时, $u_o$  的波形。图 7-15(f)为差模输入时, $u_d = u_P - u_N$ , $U_o = A_{ud} u_d$ , $A_{ud}$  为开环差模电压放大倍数。图 7-15(g)为共模输入时  $u_c$

$$= \frac{1}{2}(u_p + u_n), u_o = A_{uc} u_e, A_{uc} \text{ 为开环共模电压放大倍数。}$$

**例 7.15** 反相放大器如图 7-16 和图 7-17 所示,比较两电路的特点,说明  $R'$  的作用。

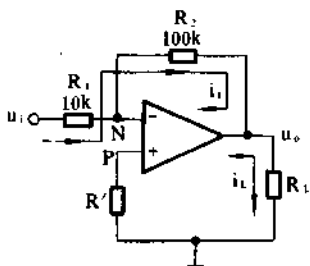


图 7-16

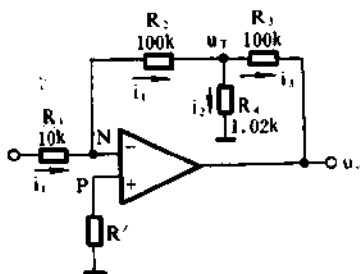


图 7-17

解 如图 7-16 所示,因“虚短”和“虚断”现象  $R'$  上压降为 0, P、N 电位均为 0, 即“虚地”

$$i_1 = \frac{u_i}{R_1} = \frac{0 - u_o}{R_2}$$

$$\frac{u_o}{u_i} = -\frac{R_2}{R_1} = -\frac{100}{10} = -10$$

如图 7-17 所示

$$i_1 = \frac{u_i}{R_1} \quad u_T = -i_1 R_2 \quad i_2 = \frac{u_T}{R_4} = \frac{-R_2}{R_4} i_1$$

$$u_o = u_T - R_3 i_3 = u_T - R_3 (i_1 + i_2) = -\frac{1}{R_1} [R_2 + R_3 (1 + \frac{R_2}{R_4})] u_i$$

$$\frac{u_o}{u_i} = -\frac{1}{10k} [100k + 100k (1 + \frac{100k}{1.02k})] \approx -1000$$

图 7-17 电路与图 7-16 电路电阻值数量级一样,但它的放大倍数很大,比图 7.16 大得多,为高增益电路。如果要求增益一样,图 7-17 电路的电阻就可以小得多,为低值电阻实现高放大倍数的比例运算电路。

$R'$  是为了运放电路+、-输入端等效,电阻相等(差放级要求两边的输入回路参数对称)而设置的。图 7-17 电路中

$$R' = R_1 // (R_2 + R_3 // R_4) = 10k // (100k + 100k // 1.02) \approx 9.1k\Omega$$

**例 7.16** 求图 7-18 正相放大器的电压放大倍数,并说明 7-19 电压跟随器的特点。

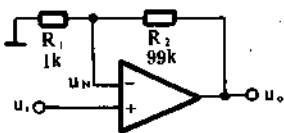


图 7-18

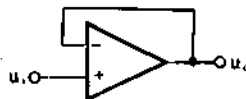


图 7-19

解  $u_i = u_N = u_o \frac{R_1}{R_1 + R_2}$

$$\frac{u_o}{u_i} = \frac{R_1 + R_2}{R_1} = \frac{99 + 1}{1} = 100$$

当正相放大器的电压放大倍数为 1 时,即  $R_2 = 0$ , 即为图 7-19 所示  $u_o = u_i$  为电压跟随器,

它的输入电阻非常大,输出电阻非常小,使输出输入电路间很好地隔离,消除了电路间的相互影响。但共模信号的限制,输入信号不宜太大。

**例 7.17** 求图 7-20 所示利用反相器接成的加法电路。

$$\begin{aligned} \text{解 } i_1 &= \frac{u_1}{R_1} \quad i_2 = \frac{u_2}{R_2} \quad i_3 = \frac{u_3}{R_3} \quad i_4 = -\frac{u_o}{R_4} \\ i_4 &= i_1 + i_2 + i_3 \\ \therefore u_o &= -R_4 \left( \frac{u_1}{R_1} + \frac{u_2}{R_2} + \frac{u_3}{R_3} \right) \end{aligned}$$

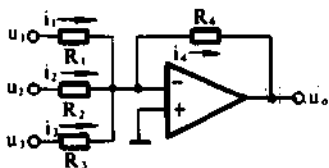


图 7-20

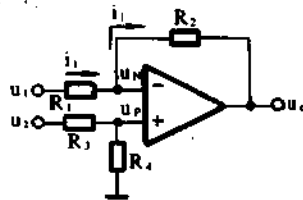


图 7-21

**例 7.18** 求解图 7-21 所示的减法电路。说明各电阻间关系的要求。

$$\begin{aligned} \text{解 } u_p &= u_2 \frac{R_4}{R_3 + R_4} \\ i_1 &= \frac{u_1 - u_p}{R_1} = \frac{1}{R_1} \left( u_1 - \frac{R_4}{R_3 + R_4} u_2 \right) \\ u_o &= u_N - i_1 R_2 = u_p - i_1 R_2 = -\frac{R_2}{R_1} u_1 + \frac{R_4 (R_1 + R_2)}{R_1 (R_3 + R_4)} u_2 \end{aligned}$$

$$\text{当 } \frac{R_2}{R_1} = \frac{R_4}{R_3} \text{ 时 } u_o = -\frac{R_2}{R_1} (u_1 - u_2)$$

希望+、-端子外接的等效电阻相等,

$$\text{即 } R_1 // R_2 = R_3 // R_4$$

**例 7.19** 求解图 7-22 所示的加减法电路,当  $R_1 = R_2$

$= R_3 = R_4 = R_5 = R_6 = R_7 = R_8 = R$  时,解出方程式。

$$\begin{aligned} \text{解 } \frac{u_1 - u_p}{R_1} + \frac{u_2 - u_p}{R_2} + \frac{u_3 - u_p}{R_3} &= -\frac{u_o - u_p}{R_7} \\ \frac{u_4 - u_p}{R_4} + \frac{u_5 - u_p}{R_5} + \frac{u_6 - u_p}{R_6} &= \frac{u_p}{R_8} \end{aligned}$$

当  $R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_5 = R_6 = R_7 = R_8 = R$  时

$$u_o = (u_4 + u_5 + u_6) - (u_1 + u_2 + u_3)$$

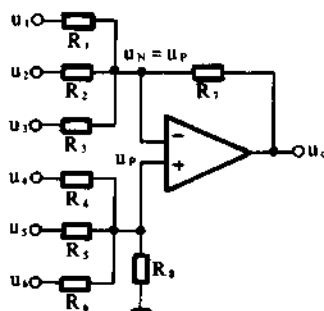


图 7-22

**例 7.20** 求解图 7-23 所示增益可由+到-宽范围调

节的放大器的电压放大倍数。

解 利用节点电流和为 0 的原则

$$\sum i_N = 0 \quad \frac{u_N - u_1}{R_1} + \frac{u_N}{R_2} + \frac{u_N - u_o}{R_3} = 0 \dots \textcircled{1}$$

$$\sum i_P = 0 \quad \frac{u_p - u_1}{R_4} + \frac{u_p}{R_5} = 0 \dots \textcircled{2}$$

由①式解出

$$u_N \left( \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \frac{1}{R_3} \right) = \frac{u_1}{R_1} + \frac{u_o}{R_3} = \frac{R_3 u_1 + R_1 u_o}{R_1 R_3}$$

$$u_N = \frac{R_3 u_1 + R_1 u_o}{R_1 R_3} \cdot \frac{R_1 R_3 R_2}{R_2 R_3 + R_1 R_3 + R_1 R_2} = \frac{R_2 R_3 u_1 + R_1 R_2 u_o}{R_2 R_3 + R_1 R_3 + R_1 R_2}$$

由②式解出

$$u_p = \frac{u_1 R_5}{(R_4 + R_5)}$$

$$u_N = u_p, \text{ 则 } \frac{u_1 R_5}{(R_4 + R_5)} = \frac{R_2 R_3 u_1 + R_1 R_2 u_o}{R_2 R_3 + R_1 R_3 + R_1 R_2}$$

$$\frac{u_o}{u_1} = \frac{R_5}{(R_4 + R_5)} \cdot \frac{R_2 + R_3 + \frac{R_2 R_3}{R_1}}{R_2} - \frac{R_3}{R_1}$$

由+、-两项组成,所以可以改变  $R_4$  使  $\frac{u_o}{u_1}$  从十到一范围内变化。

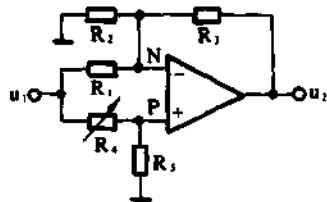


图 7-23

**例 7.21** 图 7-24 为一个高输入阻抗的差

动放大器,求解  $u_o$  与  $u_1, u_2$  的关系。

解  $u_{R1} = u_1 - u_2$  (因“虚断” $R_o$  上没有电压降)。

$$\frac{u_3 - u_4}{2R_2 + R_1} R_1 = u_{R1} = u_1 - u_2$$

$$\frac{u_o - u_3}{2R} R + u_3 = u_N$$

$$\frac{u_4}{2R} R = u_p$$

$$u_N = u_p \quad u_o = \left(1 + \frac{2R_2}{R_1}\right) (u_2 - u_1)$$

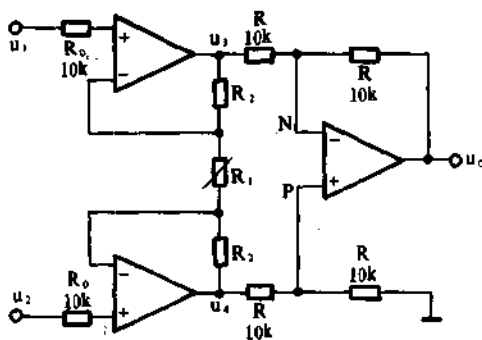


图 7-24

**例 7.22** 求解图 7-25 所示的积分电路。

解 N 点虚地  $i = \frac{u_1}{R}$

$$\text{电容 } C \text{ 以 } i \text{ 充电 } u_c = \frac{1}{C} \int i dt$$

$$\text{而 } 0 - u_o = u_c$$

$$\text{所以 } u_o = -\frac{1}{RC} \int u_1 dt$$

**例 7.23** 求解图 7-26 所示的微分电路。

解 N 点虚地  $i = C \frac{du_1}{dt}$

$$0 - u_o = iR = RC \frac{du_1}{dt}$$

$$u_o = -RC \frac{du_1}{dt}$$

**例 7.24** 求图 7-27 所示具有正系数的积分电路。

解 运算符  $s$  是为了能方便地解出微分方程,把以时间  $t$  为自变量的函数变为以拉氏算子  $s$  为自变量的函数。也就把微分方程变成以  $s$  为变量的代数方程,解出后再逆变换出微分方程的解。



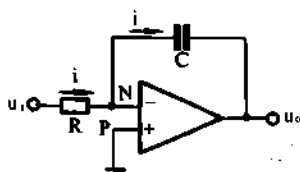


图 7-25

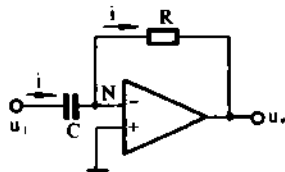


图 7-26

$s$  对应于复频率  $j\omega$ , 相当  $\frac{d}{dt}$ ,  $s^2$  就相当  $\frac{d^2}{dt^2}$  二次微分。  $\frac{1}{s}$  对应  $\frac{1}{j\omega}$ , 相当  $\int dt$ 。

电路中三种基本元件  $R, L, C$  看成动态环节,  $i$  为输入  $u$  为输出, 则它们的传递函数分别为电阻  $u=Ri$   $G(s)=R$ , 电容  $C \frac{du}{dt}=i, G(s)=\frac{1}{cs}$ , 电感  $u=L \frac{di}{dt}, G(s)=Ls$ 。  $R, \frac{1}{cs}, Ls$  称为变换阻抗, 可以直接写出电路的传递函数。

图 7.27 的电路  $c$  的变换阻抗为  $\frac{1}{cs}$

$$U_o(s) \frac{R_1}{R_1 + \frac{1}{sc_1}} = U_1(s) \frac{\frac{1}{sc_2}}{R_2 + \frac{1}{sc_2}}$$

$$U_o(s) = U_1(s) \frac{1}{1 + sc_2 R_2} \cdot \frac{1 + sc_1 R_1}{sc_1 R_1}$$

当  $c_1 R_1 = c_2 R_2$  时  $U_o(s) = U_1(s) \frac{1}{c_1 R_1 s}$

$$u_o = \frac{1}{c_1 R_1} \int u_1 dt$$

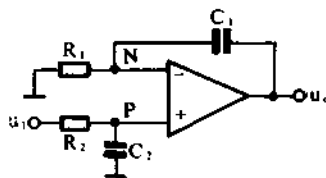


图 7-27

**例 7.25** 某放大器  $\Delta U_s=0$  时,  $U_o=5.1V$ ,  $\Delta U_s=16mV$  时  $U_o=9.2V$ 。求电压放大倍数  $A_u$ 。

当  $\Delta U_s=0$  时, 由于温度变化使  $U_o$  由  $5.1V$  变到  $4.5V$ , 求折合到输入端的零点漂移电压  $\Delta U_{id}$  是多少。

解  $A_u = \frac{\Delta U_o}{\Delta U_s} = \frac{9.2V - 5.1V}{16mV} = 256$

$$\Delta U_{id} = \frac{5.1V - 4.5V}{256} = 2.3mV$$

**例 7.26** 如图 7-28 所示, 已知所有晶体管的  $\beta=100, U_{BE}=0.7V, I_{C6}=I_{C7}=0.8I_{C8}, r_{ces}=200k\Omega$ , 求: 1.  $u_{s1}=u_{s2}=0$  时使  $u_o=0$  的  $R_5$  值。 2. 求总电压放大倍数  $A_{ud}$ 。 3. 求  $R_{id}$  和  $R_o$ 。

解 ① 直流通路

$$u_{s1}=u_{s2}=0 \text{ 时 } U_{B8} = -U_{EE} + 0.7V = -12 + 0.7 = -11.3V$$

$$U_{R7} = 0 - (-11.3V) = +11.3V \quad I_{R7} = \frac{11.3V}{46.5k} = 0.24mA$$

$$I_{R7} = I_{B6} + I_{C7} + I_{B8} = \frac{I_{C6}}{\beta} + \frac{I_{C7}}{\beta} + I_{C7} + \frac{I_{C8}}{\beta}$$

$$= I_{C8} \left( \frac{0.8}{\beta} + \frac{0.8}{\beta} + 0.8 + \frac{1}{\beta} \right) = I_{C8} (0.016 + 0.01 + 0.8) = 0.826 I_{C8}$$

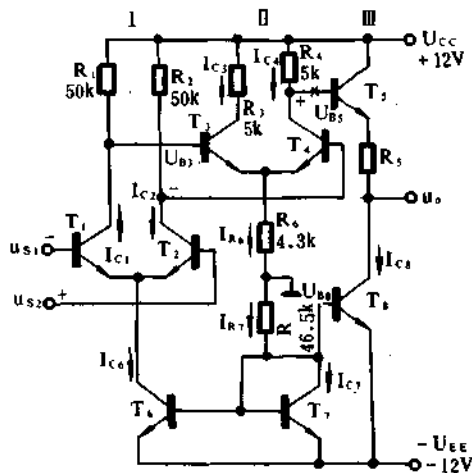


图 7-28

$$I_{C8} = \frac{0.24}{0.826} \text{mA} = 0.29 \text{mA}$$

$$I_{C6} = I_{C7} = 0.8 I_{C8} = 0.8 \times 0.29 \text{mA} = 0.23 \text{mA}$$

$$I_{E1} = I_{E2} \approx I_{C1}$$

$$I_{C1} = I_{C2} = \frac{1}{2} I_{C6} = \frac{0.23 \text{mA}}{2} \approx 0.12 \text{mA}$$

$$U_{B3} = U_{CC} - I_{C1} R_1 = 12 - 0.12 \times 50 = 6 \text{V}$$

$$I_{R6} = (U_{B3} - 0.7) / R_6 = \frac{6 \text{V} - 0.7 \text{V}}{4.3 \text{k}\Omega} = 1.24 \text{mA}$$

$$I_{C3} = I_{C4} = \frac{I_{R6}}{2} = \frac{1.24 \text{mA}}{2} = 0.62 \text{mA}$$

$$I_{E3} \approx I_{C3} \quad I_{E4} \approx I_{C4}$$

$$u_o = U_{CC} - I_{C4} R_4 - 0.7 - I_{C5} R_5 = 12 - 0.62 \times 5 - 0.7 - 0.29 \times R_5$$

$$u_o = 0$$

$$\therefore R_5 = \frac{12 - 0.62 \times 5 - 0.7}{0.29} = 28.3 \text{k}\Omega$$

②交流通路 求电路的总  $A_v$  和  $R_i, R_o$ 。第 I 级是双入双出第 II 级是双入单出差动放大器，第 III 级是射极跟随器

$$1) r_{be1} = 200 + (1 + \beta) \frac{26 \text{mV}}{I_{E1}} = 200 + 101 \times \frac{26 \text{mV}}{0.12 \text{mA}} = 22.1 \text{k}\Omega$$

$$R_{id1} = 2r_{be1} = 2 \times 22.1 \text{k}\Omega = 44.2 \text{k}\Omega$$

$$R_{o1} = R_1 + R_2 = 2 \times 50 \text{k}\Omega = 100 \text{k}\Omega$$

$$2) r_{be3} = 200 + (1 + \beta) \frac{26 \text{mV}}{I_{E3}} = 200 + 101 \times \frac{26 \text{mV}}{0.62 \text{mA}} = 4.4 \text{k}\Omega$$

$$R_{id2} = 2r_{be3} = 2 \times 4.4 \text{k}\Omega = 8.8 \text{k}\Omega$$

$$R_{o2} = R_4 = 5 \text{k}\Omega = 5 \text{k}\Omega$$

$$3) R_{i3} = r_{be5} + (1 + \beta)(R_5 + r_{ce3})$$

$$r_{be5} = 200 + (1 + \beta) \frac{26mV}{I_{E5}} = 200 + 101 \times \frac{26mV}{0.29mA} = 9.3k\Omega$$

$$R_{i3} = 9.3k\Omega + 101 \times (28.3k\Omega + 200k\Omega) = 23M\Omega$$

$$R_{o3} = r_{ce3} // R_5 + \frac{(r_{be5} + R_4)}{(1 + \beta)} = 200k\Omega // 28.3k\Omega + \frac{9.3k + 5k}{101} \approx 24.9k\Omega$$

$$\text{总电路的 } R_{id} = R_{id1} = 44.2k\Omega \quad R_o = R_{o3} = 29.4k\Omega$$

③求  $A_{UD}$

$$1) A_{UD1} = -\frac{\beta R_{o1} // R_{i2}}{R_{id1}} = -\frac{\beta R_1 // \frac{1}{2} R_{id2}}{r_{be1}} = -\frac{100 \times (50k // 4.4k)}{22.1k} = -18.3$$

注意:  $R_{id2}$  的一半作为第一级差动放大器的负载, 影响放大倍数。

$$2) A_{UD2} = \frac{\beta R_{o2} // R_{i3}}{R_{id2}} = \frac{\beta(R_4 // R_{i3})}{2r_{be3}} = \frac{\beta R_4}{2r_{be3}} = \frac{100 \times 5k}{2 \times 4.4k} = 56.8$$

注意:  $R_{i3}$  很大可不考虑。

3)  $A_{U3} = 1$  射极输出器

$$4) A_U = A_{UD1} \cdot A_{UD2} \cdot A_{U3} = -18.3 \times 56.8 \times 1 = -1039.7$$

**例 7.27** 如图 7-29 所示的三级放大器, 所有  $\beta = 100$ ,  $r_{be1} = r_{be2} = 5.2k\Omega$ ,  $r_{be3} = 260k\Omega$ ,  $r_{be4} = r_{be5} = 2.6k\Omega$ ,  $r_{ce5} = 0.25k\Omega$ , 求电路总的电压放大倍数  $A_U$  和输入电阻  $R_i$  输出电阻  $R_o$ 。

解 ①求  $R_i, R_o$

第一级  $R_{i1} = r_{be1} + r_{be2} = 2 \times 5.2k\Omega = 10.4k\Omega$

$$R_{o1} = R_2 = 13.4k\Omega$$

第二级  $R_{i2} = r_{be3} + (1 + \beta_3)r_{be4} + (1 + \beta_3)(1 + \beta_4)R_4$

$$= 260k + 101 \times 2.6k + 101 \times 101 \times 1.9k = 19.9M\Omega$$

$$R_{o2} = R_3 = 5.1k\Omega$$

第三级  $R_{i3} = r_{be5} + (1 + \beta_5)(R_5 + r_{be6}) + (1 + \beta_5)(1 + \beta_6)R_6$

$$= 2.6k + 101 \times (3.5k + 0.25k) + 101 \times 101 \times 2k = 20.8M\Omega$$

$$R_{o3} = R_6 // \left[ \frac{r_{be6} + R_5}{1 + \beta_6} + \frac{r_{be5} + R_3}{(1 + \beta_5)(1 + \beta_6)} \right] = 37\Omega$$

$$\text{总电路 } R_i = R_{i1} = 10.4k\Omega \quad R_o = R_{o3} = 37\Omega$$

②求  $A_U$

$$A_U = A_{U1} A_{U2} A_{U3}$$

第一级的电压放大倍数

$$A_{U1} = -\frac{\beta_2 R_2 // R_{i2}}{R_{i1}} = -\frac{100 \times (13.4k // 19.9M)}{10.4k} = -128.8$$

第二级

$$A_{U2} = -\frac{\beta_3 \beta_4 R_3 // R_{i3}}{R_{i2}} = -\frac{100 \times 100 \times (5.1k // 20.8M)}{19.9M} = -2.56$$

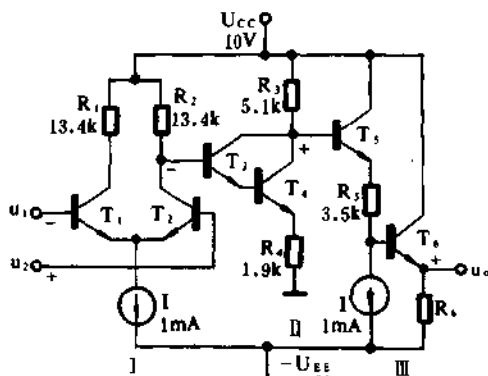


图 7-29

第三级

$$A_{U3}=1$$

总的电压放大倍数

$$\therefore A_U = (-128.8) \times (-2.56) \times 1 = 330$$

**例 7.28** 分析图 7-30 的电路, 该放大器  $\omega$  在什么范围内电路有积分功能, 在什么范围内有微分功能。

$$\text{解 } \frac{U_1(s)}{R_1 + \frac{1}{sC_1}} = \frac{-U_o(s)}{\frac{R_1 \frac{1}{sC_1}}{R_1 + \frac{1}{sC_1}}}$$

$$\frac{U_o(s)}{U_1(s)} = -\frac{SR_1C_1}{(1+SR_1C_1)^2}$$

$$\text{令 } s=j\omega \quad \text{设 } \omega_H = \frac{1}{R_1C_1}$$

$$A = \frac{U_o(j\omega)}{U_1(j\omega)} = \frac{-j \frac{\omega}{\omega_H}}{1 - \left(\frac{\omega}{\omega_H}\right)^2 + j \frac{2\omega}{\omega_H}}$$

当  $\omega = \omega_H$  时  $A = -\frac{1}{2}$  为实数, 反比例放大器

$\omega \gg \omega_H$  时  $A = j \frac{\omega_H}{\omega} = -\frac{1}{j\omega RC}$  有积分功能

$\omega \ll \omega_H$  时  $A = -j\omega RC$  有微分功能

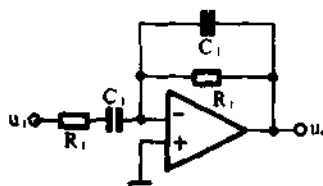


图 7-30

**例 7.29** 分析图 7-31 所示的恒流源电路。当  $U_1 = -2V$ ,  $R = 2k\Omega$  时  $I_L$  为多少。当  $U_1$  为直流电压极性改变时  $I_L$  如何变化,  $U_1$  为交流电压时  $I_L$  如何变化。

$$\text{解 } \frac{U_1 - U_N}{R} = \frac{U_N - U_o}{R} = I_1$$

$$2U_1 - 2U_N = U_N - U_o$$

$$U_o = 3U_N - 2U_1$$

$$U_N = \frac{U_o + 2U_1}{3}$$

$$U_p = \frac{U_o - I_1 R}{2}$$

$$U_N = U_p \quad \frac{U_o + 2U_1}{3} = \frac{U_o - I_1 R}{2}$$

$$I_1 = \frac{U_o - 4U_1}{3R}$$

$$I_2 = -\frac{U_2}{2R} = \frac{-U_o + I_1 R}{2R} = \frac{-U_o + \frac{U_o}{3} - \frac{4}{3}U_1}{2R}$$

$$I_L = I_1 + I_2 = -\frac{2U_1}{R}$$

$I_L$  与  $R_L$  无关,  $U_1$  为直流时  $I_L$  为直流, 极性改变时, 电流方向即改变,  $U_1$  为交流时  $I_L$  为交流。

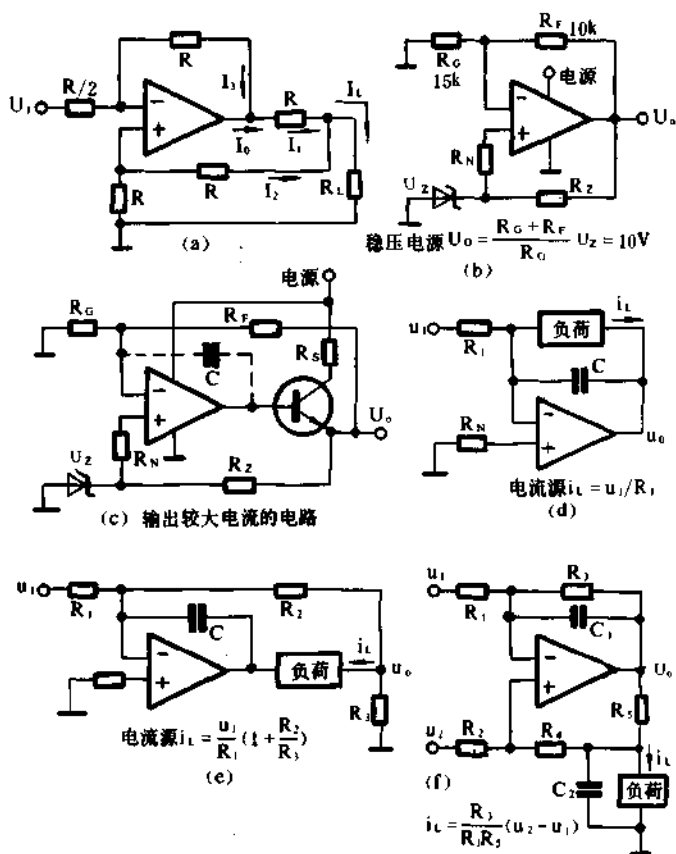


图 7-31

**例 7.30** 图 7-32 所示的电路  $u_o$  与  $u_s$  有什么样的关系, 是否受温度影响。

解  $i_c = i_E = I_{ES}(e^{\frac{u_{BE}}{U_T}} - 1) \approx I_{ES}e^{\frac{u_{BE}}{U_T}}$

$U_T$  为温度电压当量, 室温下约为 26mV

$I_{ES}$  为发射结反向饱和电流

$$i_c = i = \frac{u_s}{R} \quad u_{CB} = 0 \quad u_{BE} = -u_o$$

$$\begin{aligned} \therefore u_o &= -u_{BE} = -U_T \ln \frac{u_s}{R} + U_T \ln I_{ES} \\ &= -2.3U_T \lg \frac{u_s}{R} + 2.3U_T \lg I_{ES} \end{aligned}$$

$U_T$  和  $I_{ES}$  都受温度的影响, 随温度升高而加大。

**例 7.31** 分析图 7-33 所示对数变换电路, 怎样补偿了温度的影响。

解  $i_{C1} = \frac{u_s}{R_1}$

$$i_{C2} = \frac{U_{REF} - U_{B2}}{R_2} = \frac{U_{REF}}{R_2}$$

$$u_{BE1} = U_T \ln \frac{i_{C1}}{I_{ES1}} \quad u_{BE2} = U_T \ln \frac{i_{C2}}{I_{ES2}}$$

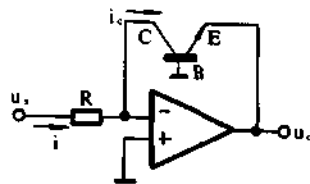


图 7-32

$$I_{ES1} = I_{ES2} \quad u_{B2} = U_{BE2} - U_{BE1} = U_T \ln \frac{i_{C2}}{i_{C1}}$$

$$u_o \frac{R_4}{R_3 + R_4} = u_{B2}$$

$$\therefore u_o = (1 + \frac{R_3}{R_4}) U_T \ln \frac{U_{REF} R_1}{R_2 u_o} = -(1 + \frac{R_3}{R_4}) U_T \ln \frac{u_s R_2}{U_{REF} R_1} = -K \lg \frac{u_s}{U_1}$$

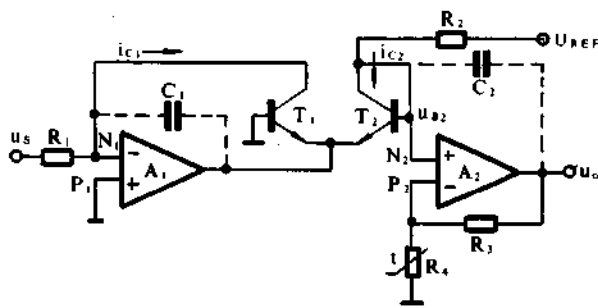


图 7-33

消除了  $I_{ES}$  的影响。  $K = 2.3(1 + \frac{R_3}{R_4}) U_T$ ,  $U_1 = \frac{U_{REF} R_1}{R_2}$ 。温度  $T \uparrow$ 、 $U_T \uparrow$ 、 $R_4 \uparrow$  使  $u_o$  少受温度影响， $C_1, C_2$  为消除自激的电容。

**例 7.32** 分析图 7-34 的指数运算电路。

解  $i_C \approx i_E = I_{ES} (e^{\frac{U_{BE}}{U_T}} - 1) \approx I_{ES} e^{\frac{U_{BE}}{U_T}}$

$$u_o \approx -i_C R = -I_{ES} R e^{\frac{U_{BE}}{U_T}}$$

$$= -I_{ES} R e^{\frac{U_s}{U_T}}$$

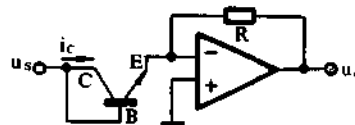


图 7-34

**例 7.33** 分析图 7-35 指数运算电路怎样消除的温度影响。

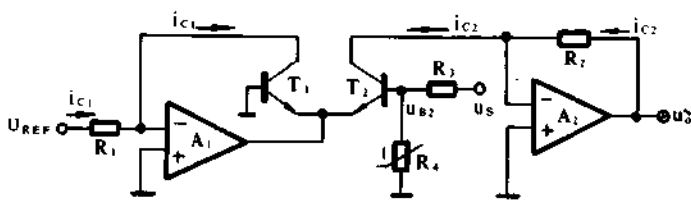


图 7-35

解  $i_{C1} = I_{ES} e^{\frac{U_{BE1}}{U_T}} \quad U_{BE1} = U_T \ln \frac{i_{C1}}{I_{ES}}$

$$i_{C1} = \frac{U_{REF}}{R_1}$$

$$i_{C2} = I_{ES} e^{\frac{U_{BE2}}{U_T}} \quad U_{BE2} = U_T \ln \frac{i_{C2}}{I_{ES}}$$

$$i_{C2} = \frac{u_o}{R_2}$$

$$u_{B2} = u_{BE2} - u_{BE1} = u_s \frac{R_4}{R_3 + R_4}$$

$$u_o = (1 + \frac{R_3}{R_4}) U_T \ln \frac{i_{C2}}{i_{C1}} = (1 + \frac{R_3}{R_4}) U_T \ln \frac{u_o R_1}{R_2 U_{REF}}$$

$$u_o = \frac{U_{REF} R_2}{R_1} e^{\left( \frac{u_s}{U_T (1 + \frac{R_3}{R_4})} \right)}$$

$T \uparrow, U_T \uparrow, R_1 \uparrow$  可以补偿。

**例 7.34** 分析图 7-36 所示的乘法器原理，画出乘法器的符号。

解 如图所示  $u_x, u_y$  分别作为两个对数运算电路的输入电压

$$u_{o1} = -k \lg \frac{u_x}{U_1} \quad u_{o2} = -k \lg \frac{u_y}{U_1}$$

$u_{o1}, u_{o2}$  输入给反相求和电路

$$u_{o3} = -(u_{o1} + u_{o2}) = \lg \left( \frac{u_x}{U_1} \right)^k + \lg \left( \frac{u_y}{U_1} \right)^k$$

$$= \lg \left[ \left( \frac{u_x}{U_1} \right)^k \left( \frac{u_y}{U_1} \right)^k \right]$$

$u_{o3}$  进入反对数运算电路

$$u_o = U_1 10^{\frac{u_{o3}}{k}} = U_1 \left( \frac{u_x}{U_1} \right)^k \left( \frac{u_y}{U_1} \right)^k = \frac{1}{U_1} u_x u_y$$

$$u_o = k_1 u_x u_y$$

图 7-36

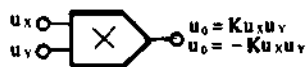
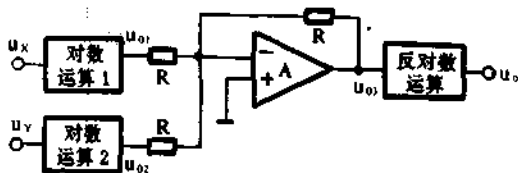


图 7-37

乘法器的符号如图 7-37 所示，标出  $u_o = k u_x u_y$  为同相乘法器，标出  $u_o = -k u_x u_y$  为反相乘法器。

如果乘法器的输入电压都必须正值才能工作，为一象限乘法器。如果输入电压正负都可以，为四象限乘法器。上面符号通常即定为四象限乘法器。

**例 7.35** 分析图 7-38 所示的除法电路。

解  $u_2 = k u_{x2} u_o$

$$\frac{u_2}{R_2} = \frac{-u_{x1}}{R_1} \quad -u_2 = u_{x1} \frac{R_2}{R_1}$$

$$-u_o = \frac{u_{x1} R_2}{u_{x2} R_1 k}$$

该电路中  $u_{x1}$  可正可负，但  $u_{x2}$  必须为正才能保证运放器负反馈，故又称二象限除法器。

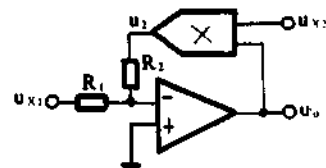


图 7-38

**例 7.36** 分析图 7-39 所示的负电压开平方电路。

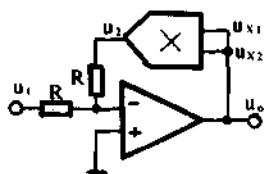


图 7-39

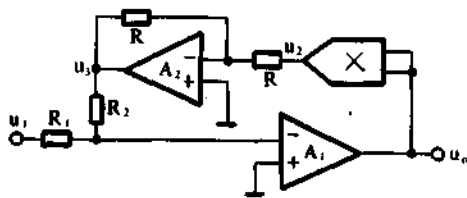


图 7-40

解  $u_2 = ku_0^2 \quad u_2 = -u_1$

$$\therefore u_0 = \sqrt{-\frac{u_1}{k}}$$

**例 7.37** 分析图 7-40 正电压开平方电路。

解  $u_2 = ku_0^2 \quad u_2 = -u_3 \quad u_3 = -u_1$

所以  $u_1 = ku_0^2 \quad u_0 = \sqrt{\frac{u_1}{k}}$

**例 7.38** 分析图 7-41 开立方电路。

解  $u_2 = ku_0^3 \quad u_3 = k_2 u_0^3 \quad u_3 = -u_1$

所以  $u_0 = \sqrt[3]{\frac{-u_1}{k^2}}$

**例 7.39** 分析图 7-42 所示的精密整流电路。

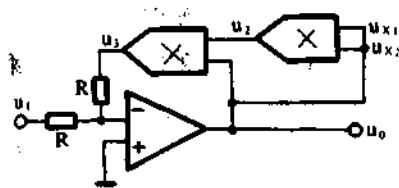


图 7-41

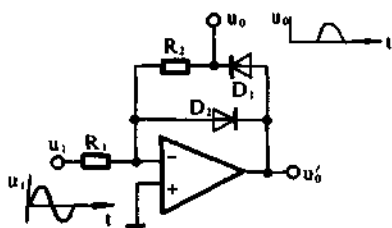


图 7-42

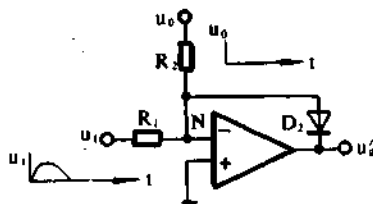


图 7-43

解  $u_1 > 0$  时  $u'_0 < 0$   $D_2$  导通,  $D_1$  截止, 如图 7-42 所示,  $u_0$  与  $D_2$  压降无关, 输出为 0 电压(N 虚地)

$u_1 < 0$  时  $u'_0 > 0$   $D_2$  截止,  $D_1$  导通, 如图 7-43, 7-44 所示,  $u_0 = -\frac{R_2}{R_1} u_1$ , 输出不受  $D_1$  压降的影响。

$U_1$  和  $U_0$ 、 $U'_0$  的特性曲线如图 7-45 所示,  $U_{D1}$ 、 $U_{D2}$  为  $D_1$ 、 $D_2$  的正向压降。

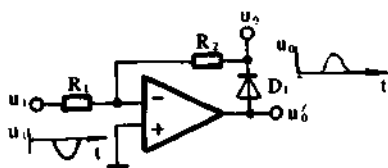


图 7-44

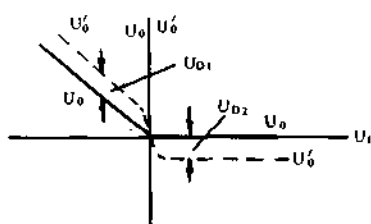


图 7-45

**例 7.40** 分析图 7-46 所示的全波整流电路。

解 当  $u_1 > 0$  时  $u'_0 < 0$ ,  $D_2$  导通,  $D_1$  截止,  $u_3 = 0$

$$u_2 = u_1 = -\frac{R_1}{R_3} u_0 \quad u_0 = -\frac{R_3}{R_1} u_1$$

当  $u_1 < 0$  时  $u'_0 > 0$ ,  $D_2$  截止,  $D_1$  导通

$$u_3 = -u_1$$



$$\frac{u_3}{R_2} + \frac{u_2}{R_1} = -\frac{u_0}{R_3} \quad u_0 = \frac{R_3}{R_1} u_1$$

波形如图 7-47 所示。

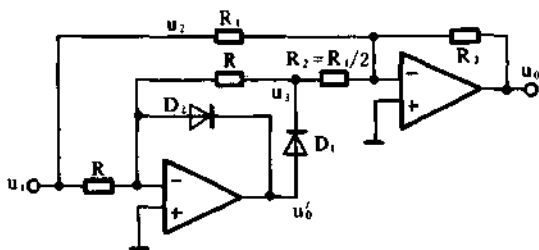


图 7-46

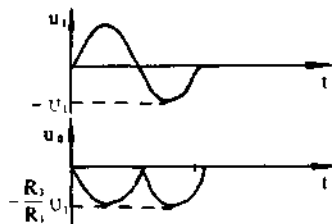


图 7-47

**例 7.41** 说明集成运放器的主要参数

- 解
- ① 输入失调电压  $U_{I0}$ , 使输出电压为 0 时, 输入补偿的电压。
  - ② 输入偏置电流  $I_{IB}$ , 输出电压为 0 时, 两个输入端静态电流的平均值。
  - ③ 输入失调电流  $I_{I0}$ , 输出电压为 0 时, 两个输入端静态电流之差。
  - ④ 温度漂移 温度对失调电压或失调电流引起的变化, 如  $\pm(10 \sim 20) \mu\text{V}/^\circ\text{C}$ ,  $\mu\text{A}/^\circ\text{C}$ 。
  - ⑤ 最大差模输入电压  $U_{idmax}$  在保证特性良好和不击穿的前提下能承受的电压, 一般 NPN 为  $\pm 5\text{V}$ , 横向晶体管为  $\pm 30\text{V}$ 。
  - ⑥ 最大共模输入电压  $U_{icmax}$ , 一般超过  $U_{icmax}$  时  $K_{CMR}$  大幅度下降。高质量的器件达  $\pm 13\text{V}$ 。
  - ⑦ 转换速率  $S_R$ , 放大器闭环时输入一个阶跃信号, 输出电压对时间的最大变化速率

$$S_R = \left. \frac{du_o(t)}{dt} \right|_{\max}$$

- ⑧ 开环差模电压增益  $A_{OD}$ , 无反馈时直流的差模电压增益  $A_{OD} = \frac{U_{OD}}{U_{GD}}$ , 常用 dB 表示。
- ⑨ 单位增益带宽  $BW_C$ , 开环差模电压增益下降到 0dB (即  $A_{OD} = 1$  时) 对应的频率  $f_C$ 。
- ⑩ 开环带宽  $BW$ , 开环差模电压增益下降 3dB 时 (即  $A'_{OD} = 0.707A_{OD}$ , 时) 对应的频率  $f_H$ 。
- ⑪ 共模抑制比  $K_{CMR}$  即  $A_{VD}$  和  $A_{VC}$  绝对值之比。
- ⑫ 器件经常在样本上给出的有输入电阻  $R_i$ , 输出电阻  $R_o$ , 开环差模电压增益  $A_{OD}$ , 最高输出电压  $U_{om}$ , 电源消耗功率  $P_{DC}$ , 输入偏置电流  $I_{I0}$ , 一般还注出测试条件 (如  $f$ ,  $R_L, U_s$ ), 最小值, 标准值, 最大值。

**例 7.42** 如图 7-48 的电路为一个电压测量放大电路, 供电电源为  $+15\text{V}$  和  $-15\text{V}$ 。

求: 通过运放对输入电压  $V_i$  的放大作用。

解 10k 电位器是为了调整输入失调电流而设的, 500Ω 电位器是为了保证毫安表读数准确而设的, 计算中可以不考虑。

$$U_A = \frac{10k}{10k + 10M} U_0$$

$$U_B = U_i$$

故

$$U_A - U_B = \frac{10k}{10k + 10M} U_o - U_i$$

而

$$U_A - U_B = U_- - U_+ \approx 0$$

所以

$$U_A = (1 + 100) U_i \approx 100 U_i$$

因此,当输入电压为 1mV 时,输出电压为 100mV,实现了电压放大作用。

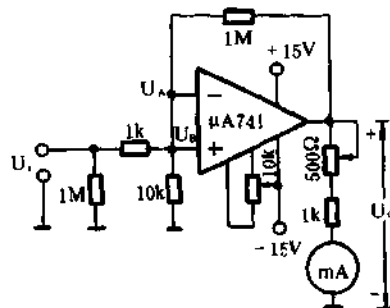


图 7-48

## 五、有源滤波器

滤波器是能使有用频率(或频段)的信号顺利通过,而对无用频率(或频段)的信号进行抑制的装置。

无源滤波器是采用无源元件 R、L、C 组成,而有源滤波器是采用无源元件 R、C 和有源器件(各种放大器或集成运放器)组成。因没有电感 L 元件。所以体积小、重量轻,因用了运放器故有电压放大和阻抗变换作用。但集成运放器的带宽有限。所以目前有源滤波器的工作频率只到 2MHz 左右,带宽几 kHz,不仅需要电源,而且也不适合高电压、大电流的场合。



图 7-49

### 1. 概念与定义

滤波器的结构如图 7-49 所示,  $U_{i(t)}$  为输入信号,  $U_{o(t)}$  为输出信号

如果滤波器是一个线性时不变网络,则复频域内的电压传递函数为

$$A(s) = \frac{U_o(s)}{U_i(s)}$$

$$S = j\omega$$

所以  $A(j\omega) = |A(j\omega)| e^{j\varphi(\omega)}$

$|A(j\omega)|$  为传递函数的模,  $\varphi(\omega)$  为其相位角

另外,相位角  $\varphi(\omega)$  对角频率  $\omega$  的微分定义为时延  $\pi(\omega)$ , 当  $\varphi(\omega)$  随  $\omega$  线性变化时,  $\pi(\omega)$  为常数,输出信号就能避免失真。有源滤波器可分为:

(1) 低通滤波器 对截止角频率  $\omega_L$  以下的低频信号能顺利通过,而对于大于  $\omega_L$  的高频信号能理想地衰减。带宽  $B\omega$  即  $\omega_L$ 。

(2) 高通滤波器 对高于  $\omega_H$  的高频信号能顺利通过,而对低于  $\omega_H$  的低频信号能理想地衰减。

(3) 带通滤波器  $\omega_{0L}$  为低边截止角频率,  $\omega_{0H}$  为高边截止角频率,  $\omega_0$  为中心角频率,  $\omega_{0L}$  和  $\omega_{0H}$  中间角频率的信号能顺利通过,小于  $\omega_{0L}$  和大于  $\omega_{0H}$  角频率的信号能理想地衰减,带宽  $B\omega = \omega_{0H} - \omega_{0L}$ 。

(4) 带阻滤波器 它的功能是理想地衰减  $\omega_{0H}$  和  $\omega_{0L}$  之间角频率的信号,而小于  $\omega_{0L}$  和大于  $\omega_{0H}$  角频率的信号顺利通过。带阻滤波器抑制频带中点所在的角频率  $\omega_0$  也叫中心角频率。

### 2. 用问答和例题对有源滤波器深入分析

**例 7.43** 什么是有源滤波器,它与普通滤波器相比有哪些优缺点。

**解答** 一般滤波器是利用 R、L、C 中的 L、C 阻抗随频率变化的关系,  $X_L = \omega L$ 、 $X_C = \frac{1}{\omega C}$ , 使有用的信号通过, 无用的信号被抑制, 低频时要 L 很大, 体积很大。有源滤波器是用 RC 网络加上放大器或电压跟随器, 使需要的频率信号能通过, 甚至放大的电路。

- 优点**
- ①不用电抗器, 体积小、重量轻、不要电磁屏蔽。
  - ②放大器可以作到  $r_i$  很大  $r_o$  很小, 使输入输出信号隔离。
  - ③可以对输入信号放大。
- 缺点**
- ①带宽较窄, 不宜用于高频。
  - ②需要外电源
  - ③可靠性差
  - ④不宜高电压、大电流。

**例 7.44** 分析图 7-50, 图 7-51, 图 7-52 三个一 PL<sub>i</sub> 有源滤波器, 画出波特图

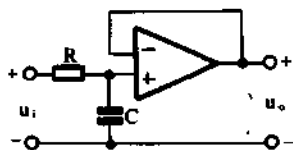


图 7-50

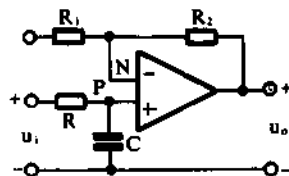


图 7-51

**解** 图 7-50 为 RC 网络加上电压跟随器。传递函数为

$$U_o(s) = \frac{\frac{1}{sC}}{R + \frac{1}{sC}} U_i(s) = \frac{1}{1 + sRC} U_i(s)$$

设特征角频率  $\omega_n = \frac{1}{RC}$  而  $S = j\omega$

$$\text{则 } A_1(j\omega) = \frac{\dot{U}_o(j\omega)}{\dot{U}_i(j\omega)} = \frac{1}{1 + j(\frac{\omega}{\omega_n})}$$

正是低通滤波器的形式, 用分贝表示的幅频特性为

$$|A_1|(\text{dB}) = 20 \lg \frac{1}{\sqrt{1 + (\frac{\omega}{\omega_n})^2}}$$

当  $\omega = \omega_n$  时即上限截止角频率,  $A_1(\text{dB})$  下降约 3dB。  $\omega$  接 10 倍频程增加时,  $\omega = 10\omega_n$  时,  $A_1(\text{dB})$  下降 20dB, 故幅频特性下降的斜线是 -20dB/+ 倍频程。

图 7-51 的传递函数

$$\dot{U}_N(j\omega) = \dot{U}_o(j\omega) \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$\dot{U}_P(j\omega) = \dot{U}_i(j\omega) \frac{\frac{1}{j\omega C}}{R + \frac{1}{j\omega C}}$$

$$\dot{U}_N(j\omega) = \dot{U}_P(j\omega) \quad F = \frac{R_1}{R_1 + R_2}$$

$$A_{UF} \approx \frac{1}{F} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad \text{设 } \omega_n = \frac{1}{RC}$$

$$A_2(j\omega) = \frac{\dot{U}_O(j\omega)}{\dot{U}_i(j\omega)} = \frac{(1 + \frac{R_2}{R_1})}{1 + j\omega RC} = \frac{A_{UF}}{1 + j\frac{\omega}{\omega_n}}$$

$$|A_2|(\text{dB}) = 20\lg \frac{(1 + \frac{R_2}{R_1})}{\sqrt{1 + (\frac{\omega}{\omega_n})^2}}$$

图 7-52 的传递函数 设  $\omega_n = \frac{1}{R_2 C}$

$$\frac{\dot{U}_i(j\omega)}{R_1} = -\frac{\dot{U}_O(j\omega)}{R_2 // \frac{1}{j\omega C}} = -\frac{\dot{U}_O(j\omega)}{\frac{R_2}{1 + j\omega R_2 C}}$$

$$A_3(j\omega) = \frac{\dot{U}_O(j\omega)}{\dot{U}_i(j\omega)} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + j\omega R_2 C} = -\frac{R_2}{R_1} \frac{1}{1 + j\frac{\omega}{\omega_n}}$$

$$|A_3|(\text{dB}) = 20\lg \frac{\frac{R_2}{R_1}}{\sqrt{1 + (\frac{\omega}{\omega_n})^2}}$$

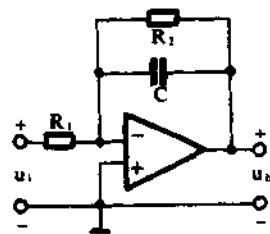


图 7-52

波特图如图 7-53 所示

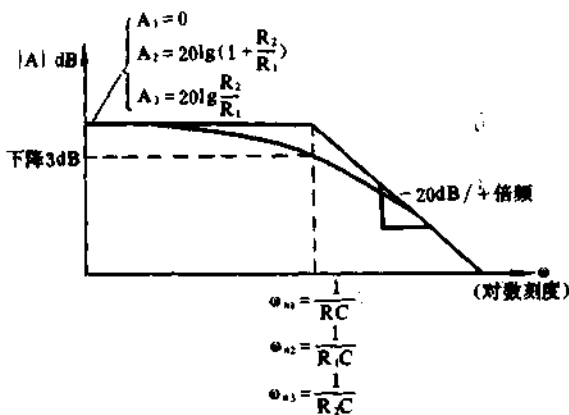


图 7-53

**例 7.45** 分析图 7-54 所示二阶压控电压源有源滤波器的传递函数

解 压控电压源就是由  $u_1, u_0, R_A, R_B$  组成的负反馈电压放大器, 二阶就是传递函数中包括  $S^2$  的项, 使波特图的下降斜线以  $40\text{dB}/+$  倍频倍衰减, 滤波性能更好了。

$y_1 - y_5$  是由 R 或 C 组成的导纳

$$\dot{U}_B = \dot{U}_P = \dot{U}_N$$

$$A \text{ 点 } (\dot{U}_A - \dot{U}_1)y_1 + (\dot{U}_A - \dot{U}_0)y_2 + \dot{U}_A y_3 + (\dot{U}_A - \dot{U}_N)y_4 = 0$$

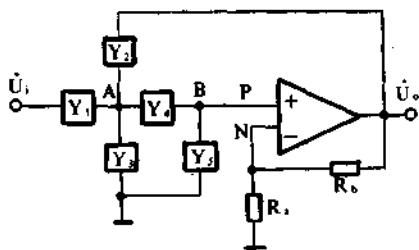


图 7-54

$$B \text{ 点 } (\dot{U}_N - \dot{U}_A)y_4 + \dot{U}_N y_5 = 0$$

$$\dot{U}_N = \dot{U}_D \frac{R_1}{R_1 + R_b} = \dot{U}_D F = \dot{U}_D / A_{UF}$$

$$\text{解出 } A(s) = \frac{\dot{U}_o(s)}{\dot{U}_i(s)}$$

$$= \frac{A_{UF} y_1 y_4}{y_5 (y_1 + y_2 + y_3 + y_4) + [y_1 + y_2 (1 - A_{UF}) + y_3] y_4}$$

可把  $y_1$  至  $y_5$  用相应的  $R$  或  $C$  代入即可组成低通、高通、带通等有源滤波器

**例 7.46** 分析图 7-55 所示的低通滤波器传递

函数与波特图

解 把  $y_1 = \frac{1}{R_1}$   $y_2 = SC_1$   $y_3 = 0$   $y_4 = \frac{1}{R_2}$   
 $y_5 = SC_2$  代入例 7-46 的公式中

$$A(s) = \frac{A_{UF} \frac{1}{R_1 R_2}}{SC_2 (\frac{1}{R_1} + SC_1 + \frac{1}{R_2}) + [\frac{1}{R_1} + SC_1 (1 - A_{UF})] \frac{1}{R_2}}$$

$$= \frac{A_{UF} \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}{S^2 + \frac{[R_2 C_2 + R_1 C_2 + R_1 C_1 (1 - A_{UF})]}{R_1 R_2 C_1 C_2} S + \frac{1}{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

$$= \frac{A_{UF}}{R_1 R_2 C_1 C_2 S^2 + [R_2 C_2 + R_1 C_2 + R_1 C_1 (1 - A_{UF})] S + 1}$$

$$= \frac{A_{UF}}{AS^2 + BS + 1}$$

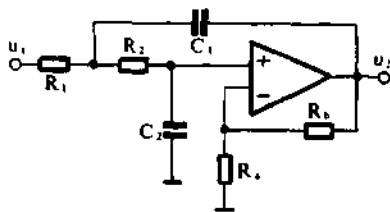


图 7-55

设特征角频率  $\omega_n = \frac{1}{\sqrt{A}} = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$

等效品质因数  $Q = \frac{\sqrt{A}}{B} = \frac{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}{C_2 (R_1 + R_2) + R_1 C_1 (1 - A_{UF})}$

$$A(s) = \frac{A_{UF}}{(\frac{S}{\omega_n})^2 + \frac{S}{Q\omega_n} + 1}$$

$$A(j\omega) = \frac{A_{UF}}{-\frac{\omega^2}{\omega_n^2} + j \frac{\omega}{Q\omega_n} + 1} = \frac{A_{UF}}{1 - (\frac{\omega}{\omega_n})^2 + j \frac{\omega}{Q\omega_n}}$$

模  $A(\omega) = \frac{A_{UF}}{\sqrt{[1 - (\frac{\omega}{\omega_n})^2]^2 + (\frac{\omega}{\omega_n Q})^2}}$  相角  $\varphi(\omega) = \lg^{-1} \frac{\frac{\omega}{Q\omega_n}}{1 - (\frac{\omega}{\omega_n})^2}$

$$A(\text{dB}) = 20 \lg \frac{A(\omega)}{A_{UF}} = -10 \lg \{ [1 - (\frac{\omega}{\omega_n})^2]^2 + \frac{\omega^2}{\omega_n^2 Q^2} \}$$

当  $\omega = \omega_n$   $Q = \frac{1}{\sqrt{2}}$  时  $A(\text{dB}) = -3\text{dB}$

当  $\omega = 10\omega_n$   $A(\text{dB}) \approx -10 \lg (\frac{\omega}{\omega_n})^4 = -40\text{dB}$

以-40dB/十倍频程衰减  
波特图如图 7-56 所示

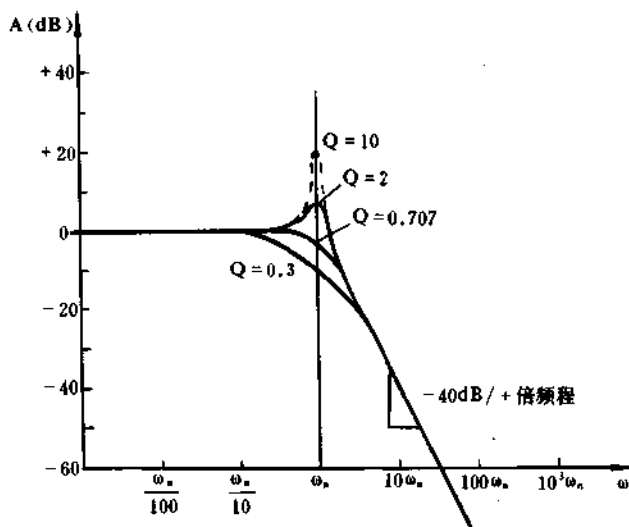


图 7-56

**例 7.47** 分析图 7-57 所示的高通有源滤波器

解 把  $y_1 = SC_1$   $y_2 = \frac{1}{R_1}$   $y_3 = 0$   $y_4 = SC_2$   $y_5 = \frac{1}{R_2}$  代入例

47 的公式中  $A_{UF} = \frac{1}{F} = 1 + \frac{R_b}{R_a}$

$$A(s) = \frac{A_{UF} R_1 R_2 C_1 C_2 S^2}{R_1 R_2 C_1 C_2 S^2 + (R_1 C_1 + R_1 C_2 + R_2 C_2 (1 - A_{UF})) S + 1}$$

特征角频率  $\omega_n = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$

特效品质因数  $Q = \frac{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}{R_1 (C_1 + C_2) + R_2 C_2 (1 - A_{UF})}$

$$A(s) = \frac{A_{UF} S^2}{S^2 + \frac{\omega_n}{Q} S + \omega_n^2}$$

$$A(j\omega) = \frac{-A_{UF} \omega^2}{\omega_n^2 - \omega^2 + j \frac{\omega_n \omega}{Q}} = \frac{A_{UF}}{1 - \left(\frac{\omega_n}{\omega}\right)^2 - j \frac{\omega_n}{Q\omega}}$$

$$A(\text{dB}) = 20 \lg \frac{A(\omega)}{A_{UF}} = -10 \lg \left\{ \left[ 1 - \left(\frac{\omega_n}{\omega}\right)^2 \right]^2 + \left(\frac{\omega_n}{Q\omega}\right)^2 \right\}$$

当  $\omega = \omega_n$   $Q = \frac{1}{\sqrt{2}}$  时  $A(\text{dB}) = -3 \text{dB}$

当  $\omega = \frac{1}{10} \omega_n$  时  $A(\text{dB}) \approx -10 \lg \left(\frac{\omega_n}{\omega}\right)^4 = -40 \text{dB}$

以-40dB/十倍频程衰减  
波特图如图 7-58 所示

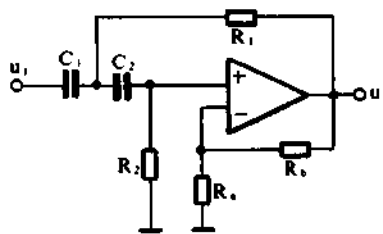


图 7-57

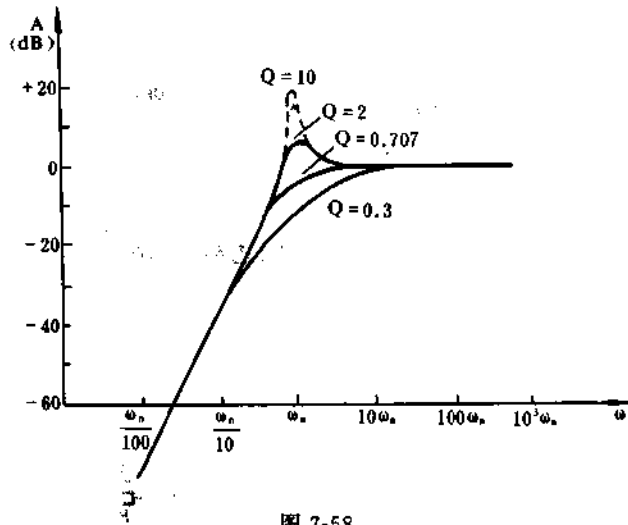


图 7-58

**例 7.48** 求图 7-59 所示带通滤波

器的中心角频率  $\omega_0$ , 等效品质因数  $Q$  和带  
宽  $B_w$ 。

解 把  $y_1 = \frac{1}{R_1}$   $y_2 = \frac{1}{R_2}$   $y_3 = SC_2$   
 $y_4 = SC_1$   $y_5 = \frac{1}{R_3}$   $A_{UP} = 1 + \frac{R_6}{R_5}$  代入例  
7-47 的公式中

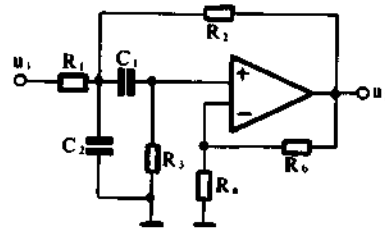


图 7-59

$$A(s) = \frac{A_{UP} \frac{1}{R_1 C_2} S}{S^2 + \left[ \frac{1}{R_3 C_1} + \frac{1}{R_3 C_2} + \frac{1}{R_1 C_2} + \frac{1}{R_2 C_2} (1 - A_{UP}) \right] S + \frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2}}$$

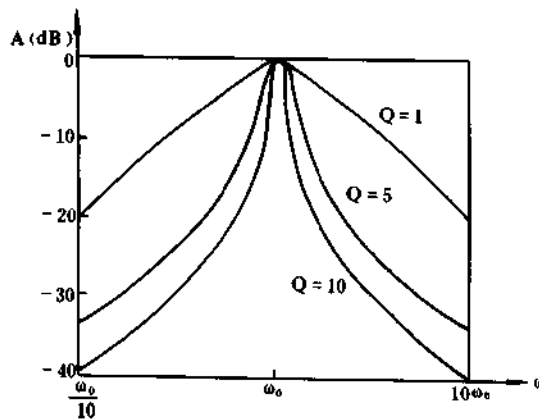


图 7-60

中心角频率  $\omega_0 = \sqrt{\frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2}}$

等效品质因数  $Q = \frac{\sqrt{\frac{R_1 + R_2}{R_1 R_2 R_3 C_1 C_2}}}{\frac{1}{R_3 C_1} + \frac{1}{R_3 C_2} + \frac{1}{R_1 C_2} + \frac{1}{R_2 C_2} (1 - A_{UF})}$

带宽  $B\omega = \frac{\omega_0}{2\pi Q}$

波特图如图 7-60 所示

**例 7.49** 设计如图 7-61 所示的低通滤波器, 已知  $Q=0.6$   $f_0=1\text{kHz}$   $R_1=R_2=10\text{k}\Omega$ ,

求  $C_1, C_2$

解 根据例 7-47 低通滤波器

$\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}} = \frac{1}{10\text{k} \sqrt{C_1 C_2}}$

$Q = \frac{\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}{C_2 (R_1 + R_2) + R_1 C_1 (1 - A_{UF})}$   $A_{UF} = 1$

$Q = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{C_1}{C_2}}$

求出  $C_1 = 19\text{nF}$   $C_2 = 13\text{nF}$

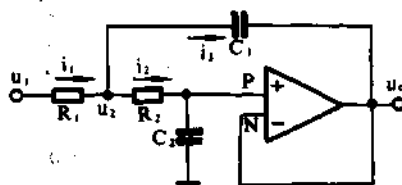


图 7-61

**例 7.50** 题 7-49 的低通滤波器  $\omega_0, Q$  不变的情况下选用的参数中电容器的容量想增大

为  $\frac{1}{0.39}$  倍 (即  $M=0.39$ ), 求  $C_1, C_2, R$  值。

解  $\omega_0$  不变

$\omega_0 = \frac{1}{R \sqrt{C_1 C_2}} = \frac{1}{MR \sqrt{\frac{C_1}{M} \cdot \frac{C_2}{M}}}$

$Q = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{C_1/M}{C_2/M}}$

所以  $C'_1 = \frac{C_1}{M} = \frac{0.019\mu\text{F}}{0.39} \approx 0.05\mu\text{F}$

$C'_2 = \frac{C_2}{M} = \frac{0.013\mu\text{F}}{0.39} \approx 0.033\mu\text{F}$

$R' = MR = 10\text{k}\Omega \times 0.39 = 3.9\text{k}\Omega$

**例 7.51** 题 7-49 的低通滤波器要求  $Q$  不变,  $f_0$  由  $1\text{kHz}$  变为  $5\text{kHz}$ , 请选  $R$  和  $C_1, C_2$  值。

解  $R, C_1, C_2$  都减小为  $\frac{1}{\sqrt{5}}$  倍,  $M' = \sqrt{5}$

$\omega_0 = \frac{1}{R \sqrt{C_1 C_2}} = \frac{1}{\frac{R}{M'} \sqrt{\frac{C_1}{M'} \cdot \frac{C_2}{M'}}} = \frac{M'^2}{R \sqrt{C_1 C_2}}$  增大为  $M'^2$  倍

$Q = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{\frac{C_1}{M'}}{\frac{C_2}{M'}}} = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{C_1}{C_2}}$  不变



$$R = \frac{10k\Omega}{\sqrt{5}} = 4.5k\Omega \quad C_1 = \frac{19nF}{\sqrt{5}} \approx 8.5nF$$

$$C_2 = \frac{13nF}{\sqrt{5}} = 5.8nF$$

**例 7.52** 图 7-62 所示利用晶体管的滤波器是不是有源滤波器,它是怎样达到滤波作用的。

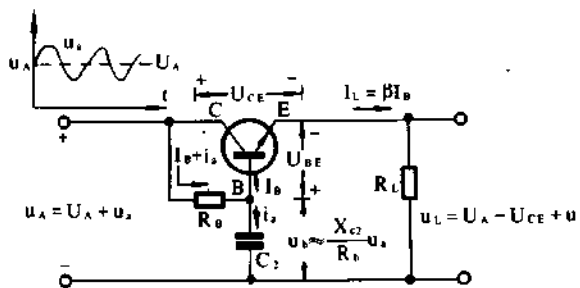


图 7-62

**解** 这是一个利用晶体管的滤波器,被滤波的输入电源也就作为晶体管的电源,未另加独立的电源,所以不是有源滤波器

输入电压  $u_A$  由直流  $U_A$  和交流  $u_a$  组成

$u_A = u_a + U_A$  希望输出的交流成分减小。

通过  $R_B$  的电流  $i_B = I_B + i_a$

$I_B$  为由  $U_A$  供应通过  $R_B$  和  $U_{BE}$  至负载  $R_L$  的基极电流,晶体管中应通过  $\beta I_B = I_L$

$i_a$  主要通过  $C_2$

$$i_a = \frac{u_a}{R_B + X_{C_2}} \approx \frac{u_a}{R_B} \quad (R_B \gg X_{C_2})$$

$$u_b = i_a X_{C_2} = \frac{X_{C_2}}{R_B} u_a \text{ 很小}$$

输出电压  $u_L$  中直流的顺利通过晶体管,交流的大多走了  $C_2$ 。

$$u_L = U_L + u_b$$

$$U_L = U_A - U_{CE}$$

$$u_b = u_b$$

$R_B$  中流过的直流电流被放大  $\beta$  输出,而交流电流未被放大,所以相当把电容  $C_2$  加大了  $\beta$  倍,如图 7-63(a)所示  $C_1 + C_2 = \beta C_2$

对纹波的交流等效电路如图 7-63(b)所示,输出阻抗  $Z_o$ 。

$$Z_o = \frac{U_o}{I_o} = \frac{I_b (r_{be} + R_B // \frac{1}{j\omega C_2})}{(1 + \beta) I_b} \approx \frac{r_{be} + \frac{1}{j\omega C_2}}{1 + \beta} \quad (R_B \gg \frac{1}{j\omega C_2})$$

$$\beta \gg 1 \quad Z_o = \frac{1}{j\omega C_2 \beta} + \frac{r_{be}}{\beta}$$

可以看成  $C_2$  的作用放大了  $\beta$  倍

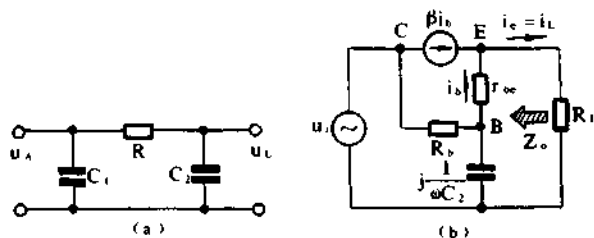


图 7-63

## 六、功率放大器

前面讲的电压放大器,输入输出的电信号都很小,所以可以线性化,用微变等效电路的参数(例如 H 参数)进行代数运算,十分方便。功率放大器输入输出都是尽可能大的信号,以充分地利用器件和元件,所以还要用图解法进行分析。

### 1. 按甲、乙、丙分类的放大器

下面以例题问答形式讲解。

**例 7.53** 什么是甲类、乙类和丙类放大器,它们有何特点?

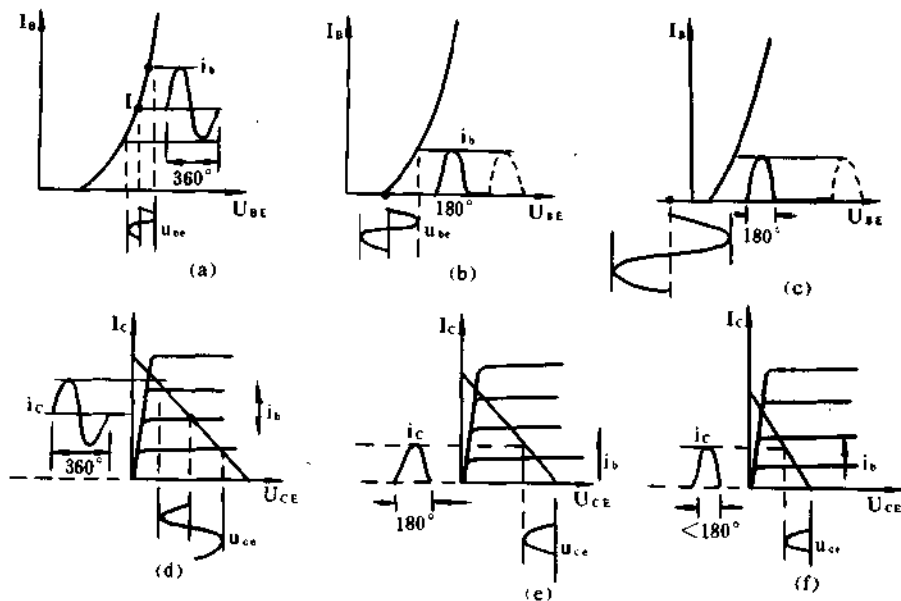


图 7-64

解 甲类、乙类和丙类放大器,又称为 A 类、B 类、C 类放大器。如图 7-64 所示。

①甲类放大器 图 7-64(a)(d)为甲类放大器,从输入特性曲线上(图 a)看,没有交流信号输入时就一个正的  $U_{BE}$  和相应的  $I_B$  存在,使交流信号输入时能在这个基础上工作,所以输出的交流波形为  $360^\circ$ ,对应的输出特性曲线如图(d)所示。一般工作点都设在交流负载线的中点上,输出波形与输入波形基本相似,但大信号输入时,由于特性曲线的非线性会使输出波形失真。由于静态的工作电流,使放大器无输入信号时也消耗电能,故电源效率很低。

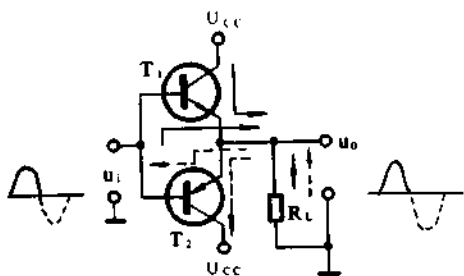


图 7-65

②乙类放大器 如图 7-64(b)(e)所示,在死区电压上设置一个小的  $U_{BE}$ ,静态时并没有  $I_b$  存在,有交流信号输入时,只有正半周才有相应的输出信号,导通角为  $180^\circ$ ,输出波形如(e)所示,大多用两个晶体管组成推挽电路,各导通半周,使输出为全波形,没有交流信号时就没有电流消耗,电源效率高,一般用于音响低频放大电路。

③丙类放大器 如图 7-64(c)(f)所示。工作在一个负的  $U_{BF}$  电压下,  $I_b$  的导通角小于  $180^\circ$ ,对应的输出波形可从图(f)上看出。推挽放大电路中输出波形并不连续,效率高,常用于音响的高频放大。

## 2. 互补对称放大电路

互补对称放大电路 电路如图 7-65 所示,输入正半周时  $T_1$  导通,输入负半周时  $T_2$  导通,使输出一个几乎完整的波形。 $T_1$ 、 $T_2$  管的负载线(该电路交流负载线与直流负载线一样)由  $U_{cc}$  和  $\frac{U_{cc}}{R_L}$  连成,工作点由于静态时无电流存在,所以就是  $U_{cc}$  这个点,图解示意如图 7-66 所示。

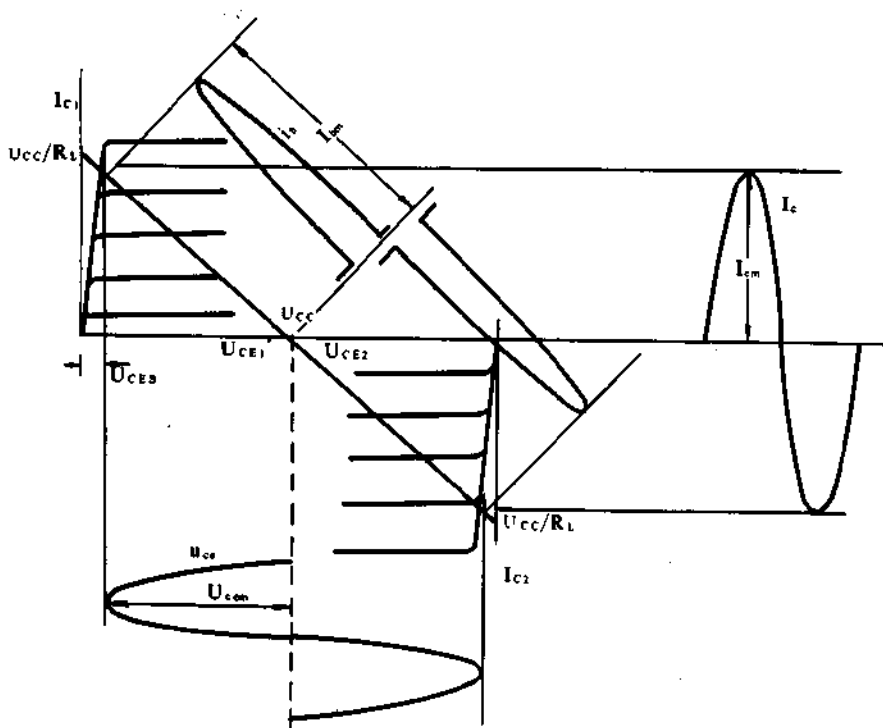


图 7-66

(1)最大输出的交流电功率(两个管子的)

$$P_{omax} = \frac{U_{cem}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{cm}}{\sqrt{2}} \approx \frac{1}{2} \frac{U_{cc}^2}{R_L} \quad (\text{忽略 } U_{ce2})$$

(2)管耗(以一个管子为例)如图 7-67 所示。

$$\begin{aligned}
 P_{T1} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} (U_{CC}i_{o1} - u_{o1}i_{o1}) d\omega t \\
 &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} (U_{CC} - u_{o1}) \frac{u_{o1}}{R_L} d\omega t \\
 &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} (U_{CC} - U_{om} \sin \omega t) \frac{U_{om} \sin \omega t}{R_L} d\omega t \\
 &= \frac{1}{R_L} \left( \frac{U_{CC}U_{om}}{\pi} - \frac{U_{om}^2}{4} \right)
 \end{aligned}$$

最大输出功率时  $U_{om} = U_{CC}$

$$P_{T1} = \frac{U_{CC}^2}{R_L} \left( \frac{4-\pi}{4\pi} \right)$$

两个管子的管耗  $P_T = P_{T1} + P_{T2} = \frac{U_{CC}^2}{R_L} \left( \frac{4-\pi}{2\pi} \right)$

(3) 最大输出时电源供给的功率

$$P_E = \frac{4-\pi}{2\pi} \frac{U_{CC}^2}{R_L} + \frac{1}{2} \frac{U_{CC}^2}{R_L} = \frac{2U_{CC}^2}{\pi R_L}$$

(4) 这时的效率

$$\eta = \frac{P_O}{P_E} = \frac{\frac{1}{2} \frac{U_{CC}^2}{R_L}}{\frac{2}{\pi} \frac{U_{CC}^2}{R_L}} = \frac{\pi}{4} = 78.5\% \text{ (理想的)}$$

(5) 最大管耗

$$P_{T1} = \frac{1}{R_L} \left( \frac{U_{CC}U_{om}}{\pi} - \frac{U_{om}^2}{4} \right)$$

$$\frac{dP_{T1}}{dU_{om}} = \frac{1}{R_L} \left( \frac{U_{CC}}{\pi} - \frac{U_{om}}{2} \right) = 0$$

$$U_{om} = 2 \frac{U_{CC}}{\pi} = 0.64U_{CC}$$

$$P_{T1max} = \frac{1}{\pi^2} \frac{U_{CC}^2}{R_L} \approx 0.2P_{Omax}$$

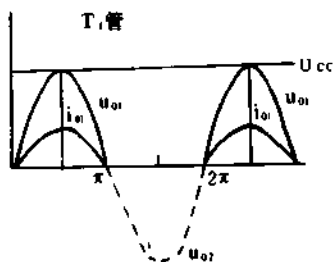


图 7-67

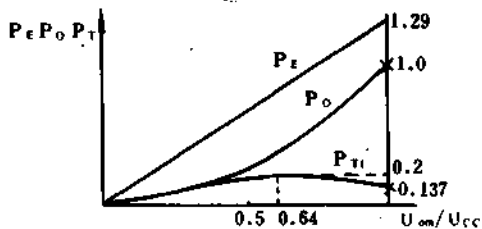


图 7-68

(6)  $P_E, P_O, P_{T1}$  与  $U_{om}$  的关系曲线如图 7-68 所示

**例 7.54** 讨论图 7-69 电路工作在什么放大状态, 怎样消除交越失真。

解 该电路工作在甲乙类放大状态。当没有输入信号时,  $U_i = 0$ ,  $U_{CC}$  通过  $B_1$  到地产生一个直流电流  $I_{B3}$ , 从而有电流  $I_{C3}$ 。  $U_{CC}$  通过  $R_3$ 、 $D_1$ 、 $D_2$ 、 $T_3$ 、 $T_5$  流过的电流大约等于  $I_{C3}$ , 在调整电路时, 使  $R_3$  上的压降等于  $R_5$  和  $T_3$  CE 间的压降, 目的是使  $U_k$  电位等于 0。  $D_1$ 、 $D_2$  上的压降约为  $2 \times 0.7 = 1.4V$ , 通过  $T_1$ 、 $T_2$  的基极产生电流  $I_B$ , 即处于微导通状态。  $U_k = 0$ ,  $R_L$  没有电流通过。  $T_1$ 、 $T_2$  的微导通就消除了放大电路引起的交越失真, 从而也就使电路工作在甲乙类放大状态。

当  $\dot{U}_i$  为正半周时,  $i_{B3}$  是在  $I_{B3}$  的基础上增大,  $i_{C3}$  增大,  $U_A$  和  $U_B$  电位都相应降低,  $T_1$  截止,  $T_2$  导通,  $R_L$  上有反向的电流,  $u_o$  与输入波形反向。  $\dot{U}_i$  为负半周时  $i_{B3}$  在  $I_{B3}$  的基础上减小,  $U_A$  和  $U_B$  电位都相应升高,  $T_2$  截止,  $T_1$  导通,  $R_L$  上有正向电流。  $u_o$  仍与输入波形反向。  $u_i$  被放大, 波形反相, 消除了交越失真。

### 3. 推挽功率放大器

图 7-70 为一个典型的推挽功率放大器电路。电路由两个对称的乙类单管功率放大电路组成。  $T_1$ 、 $T_2$  为两个特性相同、参数一致的晶体管。  $B_1$  为推挽输入变压器,  $B_2$  为推挽输出变压器,  $B_1$ 、 $B_2$  起阻抗变换和信号分配作用。  $B_1$  次级中心抽头,  $B_2$  初级中心抽头。

从输入变压器初级输入信号, 当  $u_i = 0$  时,  $B_1$  次级也无感应电压,  $u_1 = u_2 = 0$ , 两晶体管基极偏置为零,  $I_{B1} = I_{B2} = 0$ , 均处于截止状态, 电源供给的功率为零, 输出也为零。

当输入信号正半周时  $B_1$  次级绕组感应出  $u_1$ , 与  $u_2$  大小相等, 但对于中心抽头相位相反的信号,  $u_1$  使  $T_1$  导通, 产生  $i_{C1}$  引起较大的  $i_{C1}$ , 而  $u_2$  使  $T_2$  发射结反偏无电流产生。当输入信号负半周时, 情况正好相反,  $T_2$  导通而  $T_1$  截止, 产生较大的  $i_{C2}$ 。 这样在一个信号的整个周期内, 两只管子轮流导通, 则在输出变压器的次级感应出完整的电压信号, 供给  $R_L$  以完整的信号电流。

这种电路的两只管子工作状态象一推挽地互相配合完成信号放大, 故称推挽放大。但是从晶体管的特性来分析, 还存在问题。

由于晶体管的非线性, 仅仅依靠信号直接驱动晶体管时, 会在晶体管基极偏置较小时产生失真。因此, 如果输入一个正弦波信号, 经过图 7-70 的电路放大, 即产生了波形失真, 这种失真称为交越失真。

为了避免这种失真, 必须人为地给晶体管加入一个小的偏置, 以避开非线性部分, 改进的电路如图 7-71。

电路中增加了两只基极偏置电阻, 即上偏置电阻  $R_{B2}$  和下偏置电阻  $R_{B1}$ , 调整其阻值使晶体管刚刚处于导通状态,  $R_E$  的作用在稳定直流工作点, 改善波形失真的作用。

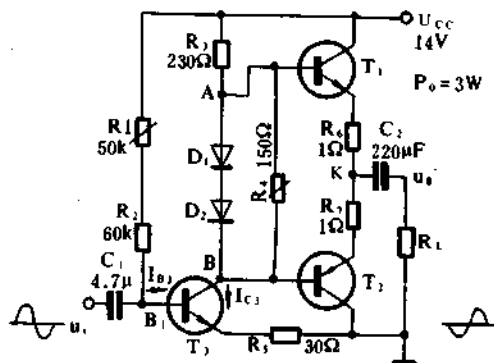


图 7-69

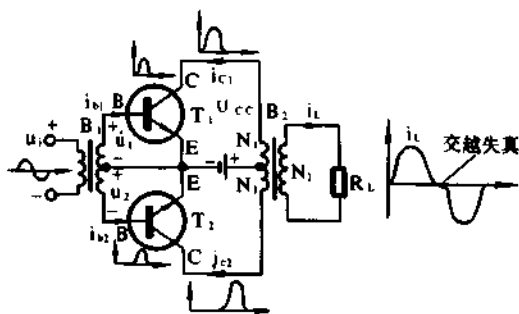


图 7-70

**例 7.55** 讨论图 7-70 放大器的工作情况

解 图 7-72 为推挽放大器的工作波形图解, 图中①部分为晶体管  $T_1$  的特性曲线和基极电流  $i_{b1}$  作用的波形, AQ 为交流负载线, A 点对应的  $I_{C1}$  应等于  $\frac{U_{CC}}{R'_L}$ , 其中  $R'_L$  为  $R_L$  通过变压器  $B_2$  阻抗变换后的阻抗

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

$N_1$  为变压器  $B_2$  输入边匝数的一半,  $N_2$  为变压器  $B_2$  输出边的匝数。

②部分为晶体管  $T_2$  的特性曲线和基极电流  $i_{b2}$  作用的波形, BQ 为交流负载线, B 点对应的  $I_{C2}$  也等于  $\frac{U_{CC}}{R'_L}$ ; ③为  $i_{b1}$  和  $i_{b2}$  的作用下集电极电流  $i_{c1}$  和  $i_{c2}$  的合成图; ④为  $u_{ce}$  的波形图。

当忽略晶体管的饱和压降  $U_{CES}$  和截止区的作用时, 认为晶体管是理想的, 变压器也是理想的 (忽略变压器的损耗与非线性的影响), 那么  $u_{ce}$  的峰值  $U_{cem}$  就应大约等于电源电压  $U_{CC}$ , 输出功率  $P_O$  就应是  $u_{ce}$  和  $i_c$  这两个交流波形有效值的乘积,

$$P_O = U_{ce} I_c = \frac{U_{cem}}{\sqrt{2}} \cdot \frac{I_{cm}}{\sqrt{2}} \approx \frac{1}{2} U_{CC} I_{CM} = \frac{1}{2} I_{CM}^2 R'_L$$

而电源供给的功率应等于电源电压  $U_{CC}$  乘以它供应电流的平均值  $I_{AV}$

$$P_S = U_{CC} I_{AV} = \frac{2}{\pi} U_{CC} I_{CM}$$

电源供应的电流是  $i_{c1}$  和  $i_{c2}$  形成的脉动直流, 所以其平均值  $I_{AV}$  为  $\frac{2}{\pi} I_{CM}$

那么推挽放大器理想的最好效率

$$\eta_{max} = \frac{P_O}{P_S} = \frac{\frac{1}{2} U_{CC} I_{CM}}{\frac{2}{\pi} U_{CC} I_{CM}} \approx 78.5\%$$

如果考虑到变压器的损耗和晶体管的饱和压降等, 一般最好的效率大约是 60% 左右。

推挽功率放大器晶体管的最大管耗  $P_{Cmax}$  可从下列关系中求出

先设两个晶体管的管耗是相等的, 即

$$P_{C1} = P_{C2}$$

$$\text{则 } P_C = P_{C1} + P_{C2} = P_S - P_O = \frac{2}{\pi} U_{CC} I_{CM} - \frac{1}{2} I_{CM}^2 R'_L$$

$P_C$  为两个晶体管总的管耗

消耗功率最大的条件是

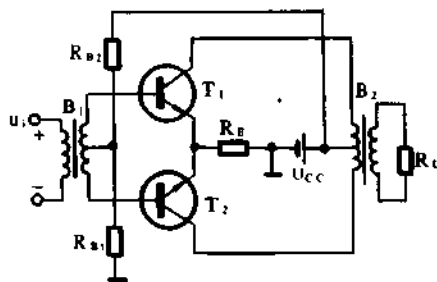


图 7-71

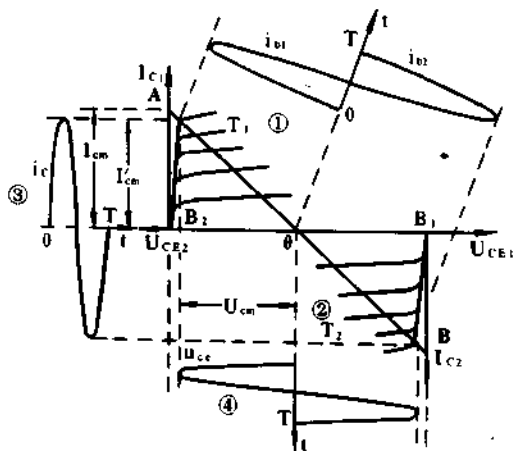


图 7-72

$$\frac{dP_c}{dI_{CM}} = 0$$

$$\frac{2}{\pi} U_{CC} - I_{CM} R'_L = 0$$

$$I_{CM} = \frac{2U_{CC}}{\pi R'_L}$$

把  $I_{CM}$  代入上面  $P_c$  的公式中即为  $P_{Cmax}$

$$P_{Cmax} = \frac{4U_{CC}^2}{\pi^2 R'_L} - \frac{2U_{CC}^2}{\pi^2 R'_L} = \frac{2U_{CC}^2}{\pi^2 R'_L}$$

认为两个晶体管的损耗是相等的

$$P_{C1max} = P_{C2max} = \frac{1}{2} P_{Cmax} = \frac{U_{CC}^2}{\pi^2 R'_L}$$

因为输出功率又可写为

$$P_o = \frac{1}{2} U_{CC} I_{CM} = \frac{1}{2} \frac{U_{CC}^2}{R'_L}$$

则  $U_{CC} = \sqrt{2R'_L P_o}$

所以  $P_{C1max} = P_{C2max} = \frac{U_{CC}^2}{\pi^2 R'_L} = \frac{2R'_L P_o}{\pi^2 R'_L} \approx 0.2 P_o$

每个晶体管的最大管耗大约是输出功率的五分之一。

**例 7.56** 如图 7-70 所示, 推挽放大器的负载  $R_L$  上功率  $P_{RL} = 100\text{mW}$ , 负载电阻  $R_L = 8\Omega$ , 电源电压  $U_{CC} = 6\text{V}$ , 变压器  $B_2$  的效率  $\eta_{B2} = 0.8$

求推挽放大器的输出功率  $P_o$ , 每个晶体管的最大功率  $P_{C1max}$ 、 $P_{C2max}$ , 晶体管的最高承受电压, 变压器  $B_2$  的变化。

解 ①  $P_o = \frac{P_{RL}}{\eta_{B2}} = \frac{100\text{mW}}{0.8} = 125\text{mW}$

②  $P_{C1max} = P_{C2max} \approx 0.2 P_o = 25\text{mW}$

③ 每个晶体管 CE 间承受的最高电压为电源电压加变压器  $B_2$  输入侧一半上感应出的电压(因  $B_2$  输入侧为中心抽头, 所以感应出的电压约等于电源电压)。选择晶体管时, 耐压值应大于 2 倍电源电压。

$$U_{(BR)CEO} > 2U_{CC} = 2 \times 6 = 12\text{V}$$

④  $R'_L = \frac{1}{2} \frac{U_{CC}^2}{P_o} = \frac{1}{2} \frac{6^2}{0.125} = 144\Omega$

所以变压器  $B_1$  的变比(输入一半的)应为

$$\eta = \frac{N_1}{N_2} = \sqrt{\frac{R'_L}{\eta_{B2} R_L}} = \sqrt{\frac{144}{0.8 \times 8}} = 4.7$$

注:  $U_{(BR)CEO}$  为基极开路时集电极-发射极反向击穿电压, 也可写作  $U_{(BR)CEO}$  或  $BU_{CEO}$

## 七、复合晶体管

为了提高放大倍数常用两个或几个晶体管复合连接, 如图 7-73 所示, 又称为达林顿(Dar-

lington)连接

(1)复合管的极性按第一级确定。

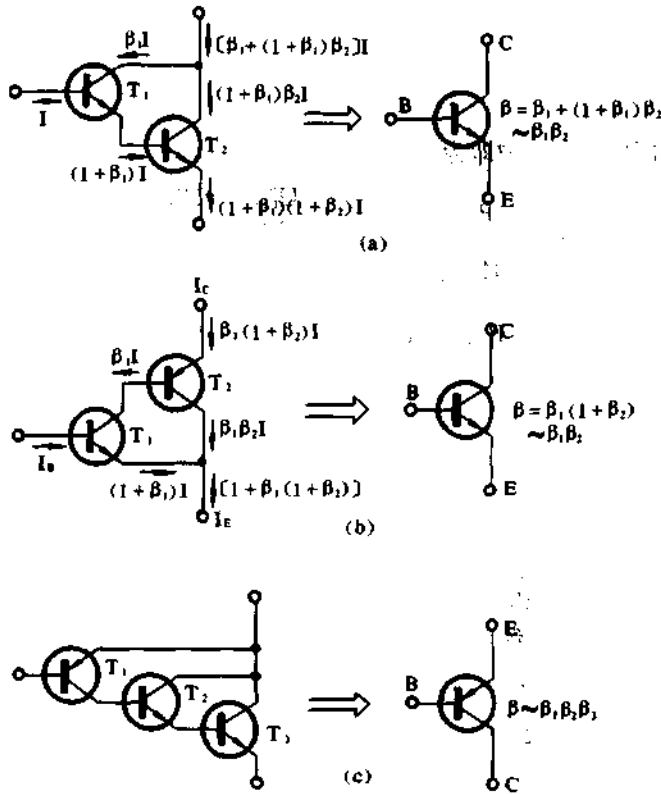


图 7-73

(2)电流放大倍数为各管放大倍数之积。

(3)前级用小功率管后级用大功率管,最大额定值按大功率管,耐压值应前后相同。

(4)输入阻抗可以增大为  $r_i = r_{be1} + (1 + \beta_1)r_2$  (图 7.73(a)),也可以设计为  $r_i = r_{be1}$  (图 7.73

(b))。

**例 7.57** 图 7-73(b)复合管的等效晶体管,为什么极性是以前一级为准。

解 等效晶体管  $I_B = I_{B1}$

$$I_C = I_{E2}$$

$$I_E = I_{E1} + I_{C2}$$

$$I_{C1} = \beta_1 I_{B1}$$

$$I_{C2} = \beta_1 \beta_2 I_{B1}$$

$$I_{E2} = (1 + \beta_2) \beta_1 I_{B1}$$

$$I_{E1} = (1 + \beta_1) I_{B1}$$

$$\therefore I_C = I_{E2} = (1 + \beta_2) \beta_1 I_{B1}$$

$$I_E = I_{E1} + I_{C2} = (1 + \beta_1) I_{B1} + \beta_1 \beta_2 I_{B1}$$

$$= (1 + \beta_1 + \beta_1 \beta_2) I_{B1} = [1 + (1 + \beta_2) \beta_1] I_{B1}$$

从  $I_B, I_C, I_E$  的关系可知极性与前一级相同,而且新的放大系数  $\beta = (1 + \beta_2) \beta_1 \approx \beta_1 \beta_2$ 。

## 八、场效应管放大电路

**例 7.58** 结型场效应管自偏压电路如图 7-74 所示,3DJ2 管的夹断电压  $U_P = -1V$ ,饱和



漏电流  $I_{DSS} = 0.5A$ , 求静态工作点的参数  $I_D, U_{GS}, U_{DS}$

$$\text{解} \begin{cases} I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P}\right)^2 = 0.5 \left(1 + \frac{U_{GS}}{1}\right)^2 \\ U_{GS} = -I_D R = -1.5kI_D \end{cases}$$

求出  $I_D = 0.22mA$

$$U_{GS} = -1.5 \times 0.22 = -0.33V$$

$$U_{DS} = U_{DD} - I_D(R_D + R) = 15 - 0.22(25 + 1.5) = 9.2V$$

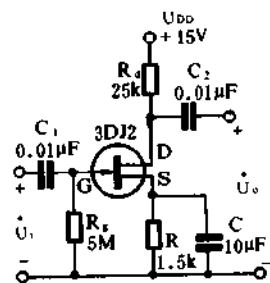


图 7-74

**例 7.59** 结型场效应晶体管 T 为 3DJ2 型 ( $U_P = -1V, I_{DSS} = 0.5A$ ), 电路参数如图 7-75 所示, 求静态工作点  $I_D, U_{GS}, U_{DS}$

$$\text{解} \begin{cases} I_D = I_{DSS} \left(1 - \frac{U_{GS}}{U_P}\right)^2 = 0.5(1 + U_{GS})^2 \\ U_{GS} = U_{DD} \frac{R_{g2}}{R_{g1} + R_{g2}} - I_D R \\ = 18 \frac{47}{2000 + 47} - 2kI_D \end{cases}$$

求出  $I_D = 0.31mA$

$$U_{GS} = -0.22V$$

$$U_{DS} = U_{DD} - I_D(R_D + R) = 18 - 0.31(30 + 2) = 8.1V$$

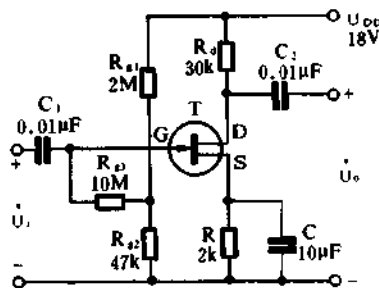


图 7-75

**例 7.60** 如图 7-76(a) 所示的结型场效应管, 画出它的微变等效电路。

解 可以画出如图(b)所示的微变等效电路, 其中

① 输入电阻  $r_{gs}$  为栅源间的交流电阻 (相当 PN 结反向特性曲线上的交流电阻) 很大, 可以认为是开路, 图(c)

② 输出电阻  $r_d = \left. \frac{\Delta U_{DS}}{\Delta I_D} \right|_{U_{GS} = \text{常数}}$  一般为  $10^5 \sim 10^6 \Omega$

③ 低频互导  $g_m = \left. \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{GS}} \right|_{U_{DS} = \text{常数}}$

④ 电压放大倍数  $\mu = \frac{\Delta U_{DS}}{\Delta U_{GS}} = g_m r_d$ , 图(d)

**例 7.61** 如图 7-77(a) 所示的放大电路, 场效应管  $T_1$  的  $g_m = 0.8mS, r_d = 200k\Omega$ , 双极性晶体管  $T_2$  的  $\beta = 40, r_{be} = 1k\Omega$ ,

求该放大器的电压放大倍数  $A_v$  和输入电阻  $R_i$

解 画出微变等效电路图(b),  $r_d$  比  $R_d, R$  都大的多, 所以可忽略。

$$A_v = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{(g_m \dot{U}_{gs} + \beta \dot{I}_b) R}{\dot{U}_{gs} + (g_m \dot{U}_{gs} + \beta \dot{I}_b) R}$$

$$\dot{I} R_d = \dot{I}_b r_{be} + (1 + \beta) \dot{I}_b R$$

$$\dot{I} = \dot{I}_d - \dot{I}_b = (g_m \dot{U}_{gs} - \dot{I}_b)$$

$$\therefore (g_m \dot{U}_{gs} - \dot{I}_b) R_d = \dot{I}_b r_{be} + (1 + \beta) \dot{I}_b R$$

$$\dot{I}_b = \frac{g_m \dot{U}_{gs} R_d}{(1 + \beta) R_c + r_{be} + R_d}$$

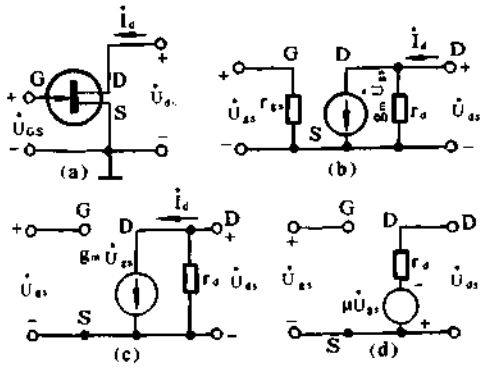


图 7-76

求出  $\dot{U}_o = 8.4 \dot{U}_s$

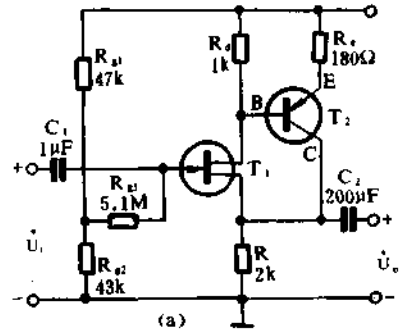
$\dot{U}_i = 9.4 \dot{U}_{gs}$

$A_U = \frac{8.4}{9.4} = 0.89$

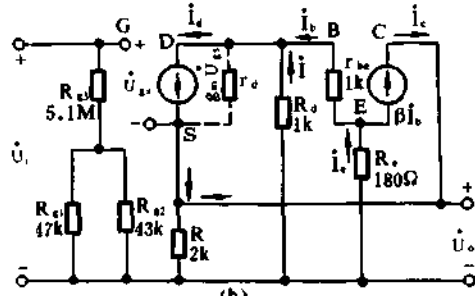
$R_i = R_{g3} + R_{g1} // R_{g2} = 5.1M + 47k // 43k \approx 5.1M$

**例 7.62** 源极输出器如图 7-78(a) 所示,  $C_1, C_2$  足够大,  $R_s \gg R_1$  和  $R_2$   $r_d \gg (R_1 + R_2)$  时

求电压放大倍数  $A_U$  和输入电阻  $R_i$



(a)



(b)

图 7-77

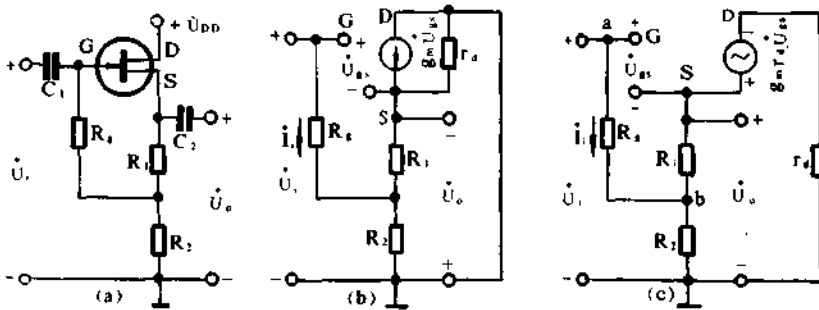


图 7-78

解 微变等效电路如图(b)的示, 又可转换为图(c)的形式

$$A_U = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{g_m r_d \dot{U}_{gs} \frac{R_1 + R_2}{R_1 + R_2 + r_d}}{\dot{U}_{gs} + g_m r_d \dot{U}_{gs} \frac{R_1 + R_2}{R_1 + R_2 + r_d}} \approx \frac{g_m \dot{U}_{gs} (R_1 + R_2)}{\dot{U}_{gs} + g_m \dot{U}_{gs} (R_1 + R_2)} \approx 1$$

$$R_i = \frac{\dot{U}_i}{\dot{I}_i} = \frac{\dot{U}_{gs} + g_m r_d \dot{U}_{gs} \frac{R_1 + R_2}{R_1 + R_2 + r_d}}{\frac{\dot{U}_{ab}}{R_s}} \approx \frac{\dot{U}_{gs} + g_m \dot{U}_{gs} (R_1 + R_2)}{\frac{\dot{U}_{ab}}{R_s}}$$

$$\dot{U}_{ab} = \dot{U}_{gs} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} \dot{U}_D = \dot{U}_{gs} + \frac{R_1}{R_1 + R_2} g_m r_d \dot{U}_{gs} \frac{R_1 + R_2}{R_1 + R_2 + r_d} \approx \dot{U}_{gs} + g_m \dot{U}_{gs} R_1$$

$$R_i = \frac{\dot{U}_{gs} + g_m \dot{U}_{gs} (R_1 + R_2)}{\frac{\dot{U}_{gs} + g_m \dot{U}_{gs} R_1}{R_s}} \approx (1 + \frac{R_2}{R_1}) R_s$$

从公式上可知输入电阻很大

**例 7.63** 由场效应管组成的恒流源电路如图 7-79(a)所示,试说明其工作原理。

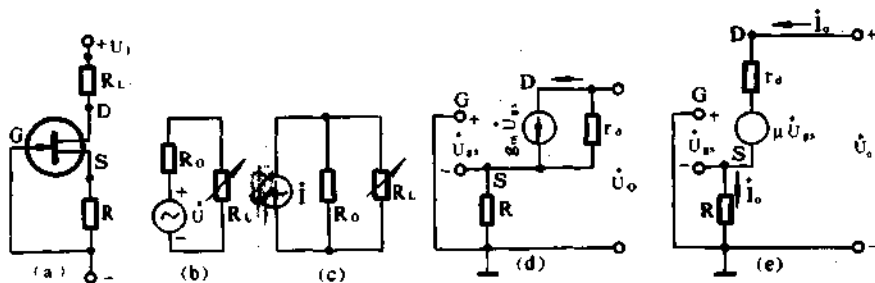


图 7-79

解 图(b)是一个电压源,图(c)是一个电流源,要想达到恒流的目的就要输出电阻  $R_o$  尽量大才好。

该电路的微变等效电路如图(d)和图(e)所示

$$R_o = \frac{\dot{U}_o}{\dot{I}_o} = \frac{\dot{I}_o (R + r_d) - \mu \dot{U}_{gs}}{\dot{I}_o}$$

$$\text{而 } \dot{U}_{gs} = -\dot{I}_o R \quad \dot{I}_o = -\frac{\dot{U}_{gs}}{R}$$

$$R_o = \frac{-\frac{\dot{U}_{gs}}{R} (R + r_d) - \mu \dot{U}_{gs}}{-\frac{\dot{U}_{gs}}{R}} = r_d + (1 + \mu)R$$

$R_o$  很大所以可以说是恒流源

该电路的恒流  $I_D$  的值由直流通路确定

$$\dot{I}_D = I_{DSS} (1 - \frac{\dot{U}_{gs}}{U_p})^2$$

$$\dot{U}_{gs} = -\dot{I}_D R \quad \text{例如 } U_p = -1V$$

$$\therefore \dot{I}_D = I_{DSS} (1 - I_D R)^2$$

$$R^2 \dot{I}_D^2 - (2R + \frac{1}{I_{DSS}}) \dot{I}_D + 1 = 0$$

$$I_D = \frac{(2R + \frac{1}{I_{DSS}}) \pm \sqrt{(2R + \frac{1}{I_{DSS}})^2 - 4R^2}}{2R^2}$$

取  $I_D < I_{DSS}$  的值

**例 7.64** 如图 7-80(a) 所示  $T_1$ 、 $T_2$  两个结型场效应管的电压放大系数  $\mu_1 = \mu_2 = 300$ ，输出电阻  $r_{d1} = r_{d2} = 100k\Omega$ ，求电路的电压放大倍数  $A_u$ 。

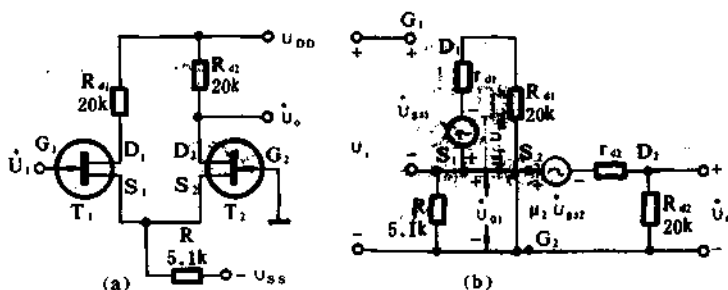


图 7-80

解 画出微变等效电路如图(b)所示。第一级为源极输出器(即共漏极放大器)，第二级为共栅极放大器

$$\dot{U}_{o1} = -\dot{U}_{gs2}$$

$$\dot{U}_{o1} = \frac{\mu_1 \dot{U}_{gs1} [R // (r_{d2} + R_{d2})]}{(r_{d1} + R_{d1}) + [R // (r_{d2} + R_{d2})]} + \frac{\mu_2 \dot{U}_{gs2} [R // (r_{d1} + R_{d1})]}{(r_{d2} + R_{d2}) + [R // (r_{d1} + R_{d1})]}$$

$$= \frac{\mu_1 \dot{U}_{gs1} [R // (r_{d2} + R_{d2})]}{(r_{d1} + R_{d1}) + [R // (r_{d2} + R_{d2})]} - \frac{\mu_2 \dot{U}_{o1} [R // (r_{d1} + R_{d1})]}{(r_{d2} + R_{d2}) + [R // (r_{d1} + R_{d1})]}$$

$$\dot{U}_{o1} \left\{ 1 + \frac{\mu_2 [R // (r_{d1} + R_{d1})]}{(r_{d2} + R_{d2}) + [R // (r_{d1} + R_{d1})]} \right\} = \frac{\mu_1 \dot{U}_{gs1} [R // (r_{d2} + R_{d2})]}{(r_{d1} + R_{d1}) + [R // (r_{d2} + R_{d2})]}$$

$$\dot{U}_{o1} \left\{ \frac{(r_{d2} + R_{d2}) + (1 + \mu_2) [R // (r_{d1} + R_{d1})]}{(r_{d2} + R_{d2}) + [R // (r_{d1} + R_{d1})]} \right\} = \frac{\mu_1 \dot{U}_{gs1} [R // (r_{d2} + R_{d2})]}{(r_{d1} + R_{d1}) + [R // (r_{d2} + R_{d2})]}$$

式中  $r_{d1} = r_{d2} = r_d$      $\mu_1 = \mu_2 = \mu$      $R_{d1} = R_{d2} = R_d$

$$\therefore \dot{U}_{o1} = \frac{\mu \dot{U}_{gs1} [R // (r_d + R_d)]}{(r_d + R_d) + (1 + \mu) [R // (r_d + R_d)]}$$

$$A_{u1} = \frac{\dot{U}_{D1}}{\dot{U}_{i1}} = \frac{\dot{U}_{o1}}{\dot{U}_{gs1} + \dot{U}_{o1}} = \frac{\mu [R // (r_d + R_d)]}{(r_d + R_d) + (1 + 2\mu) [R // (r_d + R_d)]} \approx 0.48$$

$$\dot{U}_o = (\dot{U}_{o1} - \mu \dot{U}_{gs2}) \frac{R_d}{r_d + R_d} = (\dot{U}_{o1} + \mu \dot{U}_{o1}) \frac{R_d}{r_d + R_d}$$

$$A_{u2} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_{o1}} = \frac{(1 + \mu) R_d}{r_d + R_d} = 50$$

$$A_u = A_{u1} A_{u2} = 0.48 \times 50 = 24$$

$$R_o \approx R_d = 20k\Omega$$

## 第八章 反馈与振荡

### 一、反馈的定义与反馈放大器

1. 反馈 反馈是个广义的定义。它指的是通过某种途径将输出的某个参量反送回输入端,以便使整个过程的某种性能得到某些改善。在电路中的反馈,即将放大器输出回路的某个电量(电压或电流)的一部分或全部分,通过一定的途径(反馈网络)送回到放大器的输入端,与输入信号迭加,从而达到控制和改善电路特性的目的。

2. 反馈放大器 图 8-1 为一个反馈放大器的方框图。

图中输入信号为  $\dot{X}_i$ , 输出信号为  $\dot{X}_o$ , 基本放大器无反馈时的放大倍数  $\dot{A}$ , 称为开环电路放大倍数或称开环增益,  $\dot{F}$  为反馈网络的反馈系数, 箭头表示信号的传递方向, 图中的各量均为复数形式, 以确定输入、输出信号的相位关系。

输入信号与反馈信号迭加后送到基本放大器的信号(又称为净输入信号)  $\dot{X}_d$ 、反馈信号  $\dot{X}_f$ 、输入信号  $\dot{X}_i$  和输出信号  $\dot{X}_o$  的关系如下:

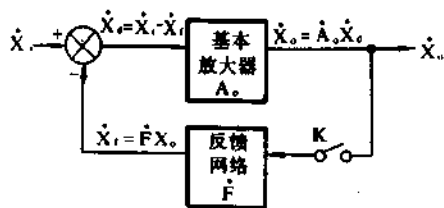


图 8-1 反馈放大器的方框图

$$\text{开环电路放大倍数 } A = \frac{\dot{X}_o}{\dot{X}_d}$$

$$\text{反馈系数 } \dot{F} = \frac{\dot{X}_f}{\dot{X}_o}$$

$$\text{净输入信号 } \dot{X}_d = \dot{X}_i - \dot{X}_f$$

具有反馈时的电路放大倍数用  $\dot{A}_F$  表示

$$\begin{aligned} \dot{A}_F &= \frac{\dot{X}_o}{\dot{X}_i} = \frac{\dot{X}_o}{\dot{X}_d + \dot{X}_f} \\ &= \frac{\dot{X}_o}{\frac{\dot{X}_o}{\dot{A}} + \dot{F}\dot{X}_o} = \frac{\dot{A}}{1 + \dot{F}\dot{A}} \end{aligned}$$

注意在计算开环电路放大倍数  $\dot{A}$  时, 基本放大器中要包括反馈网络的网络, 但不考虑反馈作用。

上式中  $|1 + \dot{F}\dot{A}| > 1$ , 说明  $|\dot{A}_F| < |\dot{A}|$ , 反馈结果使放大倍数下降, 称为负反馈。

反之  $|1 + \dot{F}\dot{A}| < 1$ , 说明  $|\dot{A}_F| > |\dot{A}|$ , 反馈结果使放大倍数增大, 称为正反馈。

对于放大器来说, 加入负反馈会使放大倍数下降, 但是大大改善了放大器的性能: 提高了

放大器的稳定性,展宽了通频带,减小了波形失真,同时也可以改变放大器的输入、输出阻抗。

正反馈可以使电路产生振荡,应用十分广泛,现在实用的振荡器大多是利用正反馈选频形成的。

**3. 反馈放大器的类型** 按反馈网络在直流电路中起作用还是在交流电路中起作用分为直流反馈和交流反馈。按输入输出的连接方式,也就是反馈放大器所取反馈信号的类型以及反馈信号同输入信号迭加的类型可分为下面几种:

- (1) 电压串联反馈 从输出端取出电压信号,通过反馈网络与输入信号串联。
- (2) 电压并联反馈 从输出端取出电压信号,通过反馈网络与输入信号并联。
- (3) 电流串联反馈 从输出端取出电流信号,通过反馈网络与输入信号串联。
- (4) 电流并联反馈 从输出端取出电流信号,通过反馈网络与输入信号并联。

上面四种类型的方框图及实例见图 8-2。至于实际电路是电压反馈还是电流反馈,是串联反馈还是并联反馈,是正反馈还是负反馈,可用表 8-1 所示方法进行。

表 8-1

类 别	判 断 方 法
电压反馈	反馈信号来自输出电压。当把输出端交流短路时(即认为 $U_o=0$ ), 反馈信号为 0。
电流反馈	反馈信号来自输出电流。当认为输出端短路。 $U_o=0$ 时, 反馈信号仍然存在。
串联反馈	反馈信号以串联形式与输入信号迭加, 它以电压形式出现。
并联反馈	反馈信号以并联形式与输入信号迭加, 它以电流形式出现。
负反馈	当输入信号人为地给一个正的电压增量时, 通过反馈使输入信号减少, 从而使总放大倍数下降。
正反馈	当输入信号人为地给一个正的电压增量时, 通过反馈使输入信号增强, 从而使总的放大倍数上升。

输出 输入		输出电压或电流的取出	
		电流反馈 (R.高)	电压反馈 (R.低)
输入的连接	原理图		
	集成电路分立器件		
	分立器件		
	原理图		
	集成电路		
	分立器件		

图 8-2

## 二、反馈放大器的基本电路

1. 电压串联负反馈电路(射极输出器),如图 8-3(a)所示。该电路输入端为基极,输出端为发射极。输出电压从发射极电阻  $R_E$  上取得。

(1) 先判断电路反馈网络:电阻  $R_E$  同时串接在输入回路和输出回路中,它即反馈电阻网络。

(2) 再判断反馈类型:人为地在输出电容  $C_2$  的右端用线短路,  $U_o$  消失,同时  $R_E$  上的反馈电压消失,故为电压反馈。

(3) 与输入信号迭加类型:加到晶体管 BE 结上的信号为输入信号  $U_i$  与反馈电压  $U_f$  相加而得,故为串联反馈。

(4) 正负反馈的判断:设  $u_i$  有一个正的增量(用  $\blacktriangle$  表示),  $i_b \uparrow \rightarrow i_e \uparrow \rightarrow u_f \uparrow$ , 因为加到晶体管 BE 结的实际信号为  $u_i - u_f$ , 实际  $u_{be}$  下降, 故为负反馈。

可以通过图 8-3(b)所示的该电路 h 参数等效电路来分析,以例题形式说明。

**例 8.1** 求出图 8-3 所示射极输出器的电压放大倍数、输入电阻和输出电阻

解 从前面分析可知,该电路为电压串联负反馈电路。由于直流分析我们已经熟悉,在这里不重复计算了。

① 电压放大倍数  $\dot{A}_{Uf}$ :

$$\begin{aligned} \dot{U}_o &= \dot{I}_e R_E = (1 + \beta) \dot{I}_b R_E \\ \dot{U}_i &= \dot{I}_b r_{be} + \dot{I}_e R_E = \dot{I}_b r_{be} + (1 + \beta) \dot{I}_b R_E \\ \dot{A}_{Uf} &= \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{(1 + \beta) \dot{I}_b R_E}{\dot{I}_b r_{be} + (1 + \beta) \dot{I}_b R_E} \\ &= \frac{(1 + \beta) R_E}{r_{be} + (1 + \beta) R_E} \end{aligned}$$

一般  $\beta \gg 1$ , 故  $(1 + \beta) R_E \gg r_{be}$ , 则

$$\dot{A}_{Uf} \approx \frac{(1 + \beta) R_E}{(1 + \beta) R_E} = 1$$

该电路输入、输出信号相位一致,  $A_{Uf}$  实际  $\leq 1$ , 没有电压放大作用, 但  $\dot{I}_e > \dot{I}_b$ , 有电流放大作用, 总之,它具有功率放大作用。

②  $R_{if}$  输入电阻:

$$\begin{aligned} R_{if} &= \frac{\dot{U}_i}{\dot{I}_i} = \frac{\dot{U}_i}{\dot{I}_b + \dot{I}_{RB}} \\ \dot{U}_i &= I_{RB} R_B \quad \dot{I}_{RB} = \frac{\dot{U}_i}{R_B} \\ \dot{U}_i &= \dot{I}_b r_{be} + \dot{I}_e R_E = \dot{I}_b (r_{be} + (1 + \beta) R_E) \end{aligned}$$

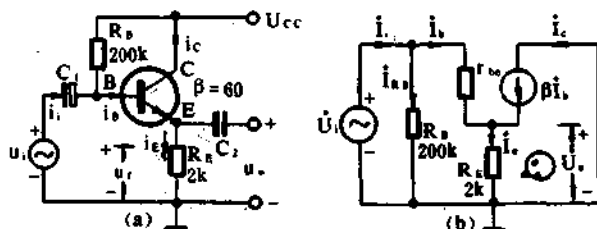


图 8-3



$$R_{if} = \frac{\dot{U}_i}{\frac{\dot{U}_i}{R_B} + \frac{\dot{U}_i}{r_{be} + (1+\beta)R_E}}$$

$$= \frac{1}{\frac{1}{R_B} + \frac{1}{r_{be} + (1+\beta)R_E}}$$

$$= R_B // [r_{be} + (1+\beta)R_E]$$

一般  $R_B$  很大, 故  $R_{if}$  可近似为:

$$R_{if} \approx r_{be} + (1+\beta)R_E$$

③ 输出电阻  $R_{of}$ : 输出电阻等于电路内部恒压源短路、恒流源开路时从输出端看进去的等效电阻。h 参数等效电路中,  $u_i$  视为短路, 也就是从输出端外加电压  $\dot{U}_o$  后与引起的电流  $\dot{i}_o$  之比, 即  $R_{of}$ , 该题中外加  $\dot{U}_o$  后应出现三个电流, 即  $\dot{i}_b$ 、 $(1+\beta)\dot{i}_b$ 、 $\frac{\dot{U}_o}{R_E}$ , 而  $\dot{U}_o$  应等于  $\dot{i}_b r_{be}$ , 求出

$$R_{of} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{i}_b + \beta \dot{i}_b + \frac{\dot{U}_o}{R_E}}$$

$$= \frac{\dot{i}_b r_{be}}{\dot{i}_b + \beta \dot{i}_b + \frac{\dot{i}_b r_{be}}{R_E}}$$

$$= \frac{1}{\frac{1+\beta}{r_{be}} + \frac{1}{R_E}}$$

$$R_{of} = R_E // \frac{r_{be}}{(1+\beta)}$$

$$\approx \frac{r_{be}}{1+\beta}$$

2. 电流串联负反馈电路 电路如图 8-4 所示, 它也是比较典型的电路。

$R_{B1}$  和  $R_{B2}$  为基极偏置电阻,  $R_E$  为稳定直流工作点的直流负反馈电阻, 在交流通路中被  $C_E$  所短路,  $R_F$

为交、直流都能起作用的负反馈电阻。

该电路为何称为电流串联负反馈电路, 请读者根据我们前面介绍的方法分析, 不难得出正确的结论。

**例 8.2** 求图 8-4 所示电路的电压放大倍数、输入电阻和输出电阻。

解 ① 电压放大倍数  $\dot{A}_{vF}$  为:

$$\dot{A}_{vF} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{\dot{i}_c R_C}{\dot{i}_b r_{be} + \dot{i}_e R_F}$$

$$= \frac{\beta R_C}{r_{be} + (1+\beta)R_F}$$

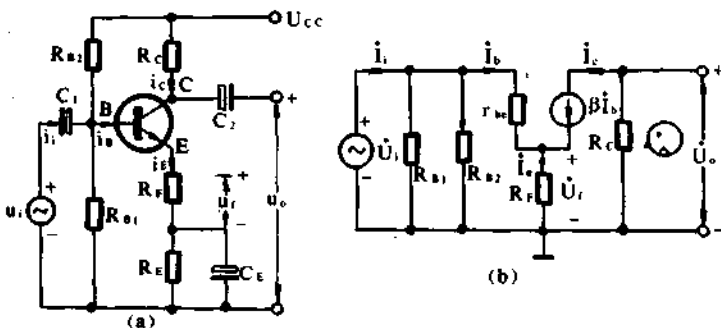


图 8-4

当  $\beta R_F \gg r_{be}$  时,  $\dot{A}_{vF}$  可近似表示为:

$$\dot{A}_{vF} = -\frac{R_C}{R_F}, \text{ 几乎与 } \beta \text{ 无关。}$$

(2) 输入电阻  $R_{iF}$ :  $R_i = R_{B1} // R_{B2} // [r_{be} + (1 + \beta)R_F]$

(3) 输出电阻  $R_{oF}$ :  $R_{oF} = R_C$

### 3. 电压并联负反馈电路 如图 8-5 所示

该电路中的  $R_F$  身兼二职, 既为晶体管基极直流偏置电阻, 又同时为电压负反馈电阻。后面还要用 miller 定理和反馈理论两种方法进行详细分析、计算。

### 4. 电流并联负反馈电路 电路如图 8-6 所示。

它是一个两级交流耦合放大器,  $R_F$  为级间反馈电阻, 它取自输出电流在

$R_{E2}$  上的压降, 通过  $R_F$  与输入信号并联。当输入电压  $u_i$  有一个正增量时,  $i_i \uparrow \rightarrow i_{B1} \uparrow \rightarrow i_{C1} \uparrow \rightarrow T_1$

集电极电位  $\downarrow \rightarrow i_{B2} \downarrow \rightarrow i_{E2} \downarrow \rightarrow T_2$  发射极  $E_2$  电位  $\downarrow \rightarrow i_f \downarrow$ , 因为  $i_{B1} = i_i + i_f$ ,  $i_f \downarrow$  造成  $i_{B1}$  有变小的趋势, 故为电流并联负反馈电路。

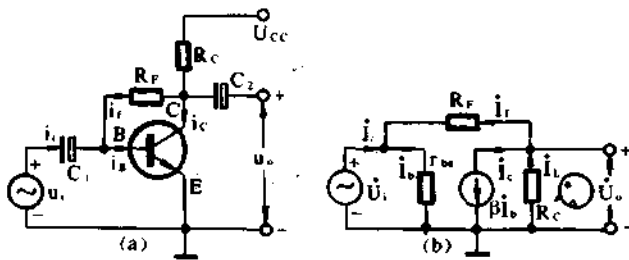


图 8-5

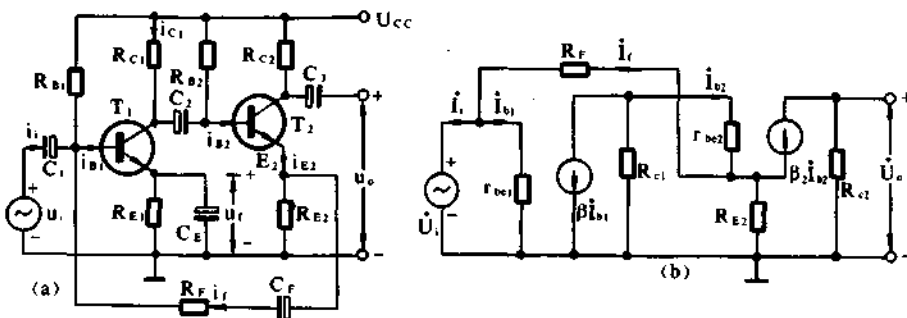


图 8-6

## 三、负反馈对电路的影响

### 1. 提高放大器放大倍数的稳定性

$$A_F = \frac{A}{1 + AF} \quad \text{用正实数表示各量}$$

$$\lg A_F = \lg A - \lg(1 + AF)$$

$$\frac{dA_F}{A_F} = \frac{dA}{A} - \frac{FdA}{1 + AF} = \frac{1}{1 + AF} \cdot \frac{dA}{A}$$

反馈放大器放大倍数的波动率  $\frac{dA_F}{A_F}$  相当原来放大器放大倍数波动率  $\frac{dA}{A}$  的  $\frac{1}{1 + AF}$

2. 减小非线性失真 例如输入为正弦波输出为非正弦波, 反馈后分解为正弦波的部分只影响幅值不影响波形, 非正弦部分使净输入发生变化, 改善输出波形。对本身输入非线性信号没有校正作用。如图 8-7(a)

3. 抑制噪声 环路内部的噪声输出后能负反馈到输入端,影响净输入使噪声降低。注意只对内部的噪声有作用,设  $N$  为内部噪声,  $u_o$  为输出电压,  $u_d$  为净输入电压,  $u_f$  为反馈电压。

$$\begin{aligned} \text{则} \quad u_o &= A_1 A_2 u_d + N A_2 & U_f &= F u_o & u_d &= u_i - u_f \\ u_o &= A_1 A_2 (u_i - F u_o) + N A_2 & u_o &= \frac{A_1 A_2 u_i + N A_2}{1 + A_1 A_2 F} \end{aligned}$$

使噪声  $N A_2$  减少为  $\frac{N A_2}{1 + A_1 A_2 F}$  但只限于内部噪声,外部的不行。如图 8-7(b)

4. 扩展频带 图 8-7(c) 为放大倍数对应频率的特性曲线,即波特图放大器发射极所串电阻的旁路电容,多级放大器各级间的耦合电容都使放大器对低频信号的放大能力减低。器件的极间电容和接线电容使放大器对高频信号的放大能力减弱。一般把中频区的放大倍数降低到 0.707 倍时的高低频率范围为通频带带宽,用  $BW$  表示。负反馈后各频率的放大倍数都相应降低,故  $BW$  就相应加宽了。

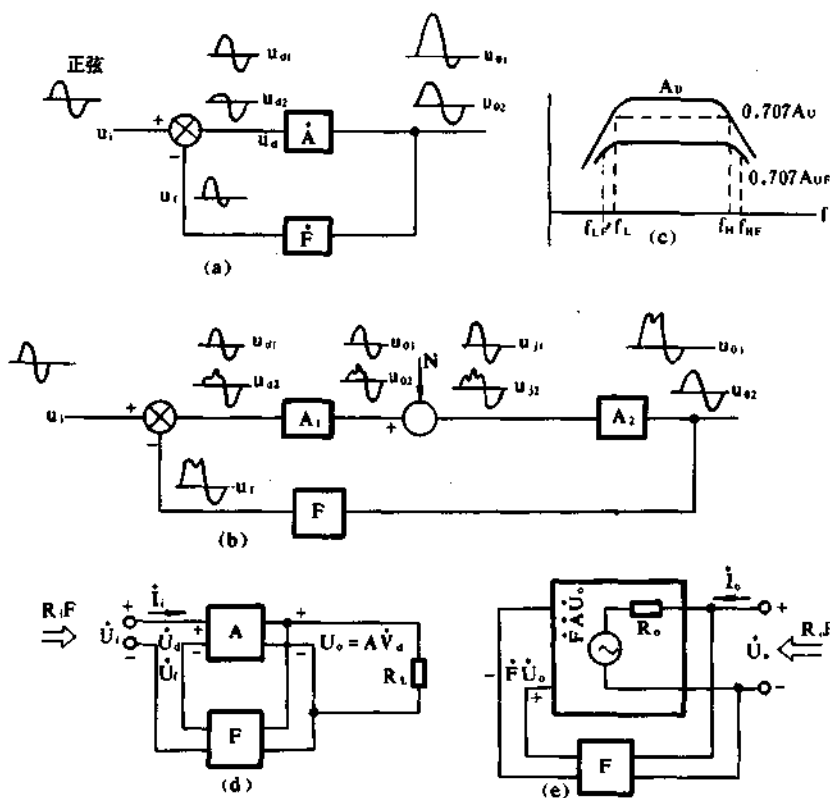


图 8-7

下限截止频率  $f_L$  负反馈后的下限截止频率  $f_{LF}$ , 上限截止频率  $f_H$  负反馈后的上限截止频率  $f_{HF}$ , 在原放大器的波特图上对应  $f_H$  的  $A$  为  $0.707 A_U$ , 这一点对应反馈放大器的  $A$  应为  $\frac{0.707 A_U}{1 + 0.707 A_U F}$  而反馈放大器波特图上对应  $f_{HF}$  点的  $A$  应为  $0.707 A_{UF}$  即  $\frac{0.707 A_U}{1 + 0.707 A_U F}$ , 显然这个  $A$  比较小, 所以对应的频带增宽了。

5. 对  $R_o, R_i$  的影响 电压反馈使  $R_o$  减小, 电流反馈使  $R_o$  增大, 反馈后的输出电阻为  $R_{oF}$ , 串联反馈使  $R_i$  增大, 并联反馈使  $R_i$  减小, 反馈后的输入电阻为  $R_{iF}$ 。

以电压串联负反馈为例

求  $R_{if}$  如图 8-7(d)

$$R_{if} = \frac{U_i}{I_i} = \frac{U_d + U_f}{I_i} = \frac{U_d + FAU_d}{I_i} = R_i(1 + AF)$$

求  $R_{of}$  如图 8-7(e)

$$R_{of} = \frac{U_o}{I_o} \quad U_o + AFU_o \approx I_o R_o$$

$$\therefore R_{of} = \frac{R_o}{(1 + AF)}$$

注意：这时的  $R_{if}$  是指有效反馈的放大电路部分的，我们常常写成  $R'_{if}$  而  $R_{if}$  还要把  $R'_{if}$  上不参于反馈的电阻。详情见例题。

#### 四、负反馈放大电路的计算方法

##### 1. 参数关系与计算表

参数	电压并联	电流并联	电压串联	电流串联
输入信号 $\dot{X}_i$	$\dot{U}_i$	$\dot{i}_i$	$\dot{U}_i$	$\dot{U}_i$
反馈信号 $\dot{X}_f$	$\dot{U}_f$	$\dot{i}_f$	$\dot{U}_f$	$\dot{U}_f$
净输入信号 $\dot{X}_d$	$\dot{U}_d$	$\dot{i}_d$	$\dot{U}_d$	$\dot{U}_d$
输出信号 $\dot{X}_o$	$\dot{U}_o$	$\dot{i}_o$	$\dot{U}_o$	$\dot{i}_o$
开环电路放大倍数 $\dot{A}$	电压增益 $\dot{A}_v = \frac{\dot{U}_o}{\dot{X}_d}$	电流增益 $\dot{A}_i = \frac{\dot{i}_o}{\dot{i}_d}$	互阻增益 $\dot{A}_R = \frac{\dot{U}_o}{\dot{i}_d} \Omega$	互导增益 $\dot{A}_G = \frac{\dot{i}_o}{\dot{U}_d} s$
去掉负载 $R_L$ 时开环电路放大倍数 $\dot{A}_o$	$\dot{A}_{vo} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_d}$ 去掉 $R_L$ 时的净输入与输出为 $\dot{U}_d$ 和 $\dot{U}_o$	$\dot{A}_{io} = \frac{\dot{i}_o}{\dot{i}_d}$ 去掉 $R_L$ 时的净输入与输出为 $\dot{i}_d$ 和 $\dot{i}_o$	$\dot{A}_{Ro} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{i}_d} \Omega$ 去掉 $R_L$ 时的净输入与输出为 $\dot{i}_d$ 和 $\dot{U}_o$	$\dot{A}_{Go} = \frac{\dot{i}_o}{\dot{U}_d} s$ 去掉 $R_L$ 时的净输入与输出为 $\dot{U}_d$ 和 $\dot{i}_o$
反馈系数 $\dot{F}$	$\dot{F}_v = \frac{\dot{U}_f}{\dot{U}_o}$	$\dot{F}_i = \frac{\dot{i}_f}{\dot{i}_o}$	$\dot{F}_G = \frac{\dot{U}_f}{\dot{U}_o} s$	$\dot{F}_R = \frac{\dot{U}_f}{\dot{i}_o} \Omega$
具有反馈时电路放大倍数 $\dot{A}_F$	$\dot{A}_{vF} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i}$ $= \frac{\dot{A}_v}{1 + \dot{A}_v \dot{F}_v}$	$\dot{A}_{iF} = \frac{\dot{i}_o}{\dot{i}_i}$ $= \frac{\dot{A}_i}{1 + \dot{A}_i \dot{F}_i \Omega}$	$\dot{A}_{RF} = \frac{\dot{i}_o}{\dot{U}_i}$ $= \frac{\dot{A}_R}{1 + \dot{A}_R \dot{F}_G \Omega}$	$\dot{F}_{GF} = \frac{\dot{i}_o}{\dot{U}_i}$ $= \frac{\dot{A}_G}{1 + \dot{A}_G \dot{F}_R s}$

参数	电压并联	电流并联	电压串联	电流串联
具有反馈时电压放大倍数 $\dot{A}_{vF}$	$\dot{A}_{vF}$	$\dot{A}_{vF} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{i_o R'_L}{I_1 R_i}$ $= \dot{A}_{iF} \frac{R'_L}{R_i}$ $R'_L$ 为等效负载	$\dot{A}_{vF} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{\dot{U}_o}{I_1 R_i}$ $= \dot{A}_{rF} / R_i$	$\dot{A}_{vF} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{i_o R_L}{\dot{U}_i}$ $= \dot{A}_{cF} R_L$ $R_L$ 为等效负载
输入电阻 $R_{iF}$ $R_{iF}$ 反馈放大器的输入电阻 $R$ 为不参加反馈的并联电阻	$R'_{iF} = R_i (1 + A_v F_v)$ $R_{iF} = R'_{iF} // R$	$R'_{iF} = \frac{R_i}{(1 + A_i F_i)}$ $R_{iF} = R'_{iF} // R$	$R'_{iF} = \frac{R_i}{(1 + A_r F_r)}$ $R_{iF} = R'_{iF} // R$	$R_{iF} = R_i (1 + A_c F_c)$ $R_{iF} = R'_{iF} // R$
输出电阻 $R_{oF}$	$R_{oF} = \frac{R_o}{1 + A_{vo} F_v}$	$R_{oF} = R_o (1 + A_{io} F_i)$	$R_{oF} = \frac{R_o}{1 + A_{ro} F_r}$	$R_{oF} = R_o (1 + A_{co} F_c)$
近似计算的 $A_F$ $\dot{A}_F = \frac{\dot{X}_o}{\dot{X}_i} \approx \frac{\dot{X}_o}{\dot{X}_i} = \frac{1}{F}$	$\dot{A}_{vF} \approx \frac{1}{F_v}$	$\dot{A}_{iF} \approx \frac{1}{F_i}$	$\dot{A}_{rF} \approx \frac{1}{F_r} \Omega$	$\dot{A}_{cF} \approx \frac{1}{F_c} S$

## 2. 例题选编

**例 8.3** 用基本放大器和反馈放大器求输入电阻和输出电阻的一般公式解 A 求输入电阻如图 8-8(a) 为串联反馈, 图 8-8(b) 为并联反馈。  $R_{iA}$  为净输入端的输入电阻,  $R_{iB}$  为反馈网络的输入电阻。

① 图 8-8(a) 为串联反馈, 当为电压反馈时  $\dot{X}_o = \dot{U}_o$ 。即输出电压。

1) 无反馈时 ( $\dot{F}\dot{X}_o = 0$ )

$$R_i = \left| \frac{\dot{U}_i}{\dot{I}_i} \right| = R_{iA} + R_{iB}$$

2) 有反馈时 ( $\dot{X}_o = \dot{A}\dot{X}_d = \dot{A}\dot{U}_d$ )

$$R_{iF} = \left| \frac{\dot{U}_i}{\dot{I}_i} \right| = \left| \frac{\dot{U}_d (1 + \dot{A}\dot{F}) + \dot{I}_i R_{iB}}{\dot{I}_i} \right|$$

$$= |(1 + \dot{A}\dot{F}) R_{iA} + R_{iB}| \approx |(1 + \dot{A}\dot{F}) R_{iA}|$$

$$\approx |(1 + \dot{A}\dot{F}) R_i| \quad (\text{当 } R_{iB} \text{ 影响很小时})$$

② 图 8-8(b) 为并联反馈, 当为电流反馈时  $\dot{X}_o = I_o$ 。即输出电流。

1) 无反馈时 ( $\dot{F}\dot{X}_o = 0$ )

$$R_i = R_{iA} // R_{iB}$$

2) 有反馈时 ( $\dot{X}_o = \dot{A}\dot{X}_d = \dot{A}\dot{I}_d = \dot{A} \frac{\dot{U}_d}{R_{iA}}$ )

$$R_{iF} = \left| \frac{\dot{U}_i}{\dot{I}_i} \right| = \left| \frac{\dot{U}_i}{\dot{I}_d + \dot{I}' + \dot{F}\dot{X}_o} \right| = \left| \frac{\dot{U}_i}{\dot{I}_d (1 + \dot{A}\dot{F}) + \dot{I}'} \right|$$

$$\approx \left| \frac{R_{iA}}{(1 + \dot{A}\dot{F})} \right| // R_{iB}$$

求输出电阻如图 8-8(c) 所示, 为电压反馈, 图 8-8(d) 为电流反馈。 $R_{oA}$  为原放大器的输出电阻,  $R_{oB}$  为反馈网络的正向传输作用的内部电阻。

③ 图 8-8(c) 为电压反馈

1) 无反馈时

$$R_o = R_{oA} // R_{oB}$$

2) 有反馈时 ( $R_L$  去掉, 加电压  $\dot{U}_o$  对应电流  $\dot{I}_o$ )

$$\dot{U}_o \approx \dot{A}_o \dot{X}_d = \frac{\dot{A}_o \dot{X}_i}{\frac{\dot{X}_i}{\dot{X}_d}} = \frac{\dot{A}_o \dot{X}_i}{\frac{\dot{X}_d + \dot{X}_i}{\dot{X}_d}} = \frac{\dot{A}_o \dot{X}_i}{1 + \frac{\dot{X}_i \dot{X}_o}{\dot{X}_d \dot{X}_o}}$$

$$= \frac{\dot{A}_o \dot{X}_i}{1 + \dot{A}_o \dot{F}}$$

$$\dot{I}_o \approx \frac{\dot{A}_o \dot{X}_d}{R_{oA}} \approx \frac{\dot{A}_o \dot{X}_i}{R_{oA}}$$

$$R_{oF} = \left| \frac{\dot{U}_o}{\dot{I}_o} \right| = \left| \frac{R_{oA}}{1 + \dot{A}_o \dot{F}} \right| \approx \left| \frac{R_o}{1 + \dot{A}_o \dot{F}} \right| \quad (R_{oB} \gg R_{oA} \text{ 时})$$

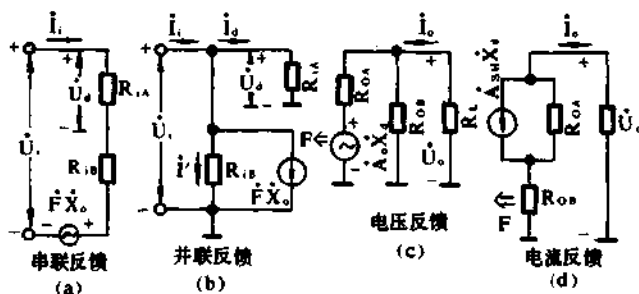


图 8-8

④ 图 8-8(d) 为电流反馈

1) 无反馈时

$$R_o = R_{oA} R_{oB}$$

2) 有反馈时 (当  $R_{oB} \ll R_{oA}$  时)

$$\dot{I}_o = \dot{A}_o \dot{X}_d = \frac{\dot{A}_o}{1 + \dot{A}_o \dot{F}} \dot{X}_i$$

$$\dot{U}_o = \dot{A}_o \dot{X}_d R_{oA} = \dot{A}_o \dot{X}_i R_{oA}$$

$$R_{oF} = \left| \frac{\dot{U}_o}{\dot{I}_o} \right| = (1 + \dot{A}_o \dot{F}) R_{oA} \approx (1 + \dot{A}_o \dot{F}) R_o$$

**例 8.4** 说明 8.9 电路的反馈类型与近似计算电压放大倍数  $A_u$ 。

解①、该电路存在的反馈有

1.) 直流反馈 ①  $R_{e1}$  是  $T_1$  本身  $T_3$  本身和  $T_3$  对  $T_1$  的电流串联负反馈

②  $R_{e2}$  是  $T_2$  本身电流串联负反馈

③  $xR_{12} R_{11}$  是  $T_3$  对  $T_1$  电压并联负反馈

2.) 交流反馈  
 a)  $R_{e1}$  是  $T_1$  本身  $T_3$  和  $T_3$  对  $T_1$  的电流串联负反馈

b)  $R_{f2}$  是  $T_2$  本身电流串联负反馈

② 电压放大倍数的近似计算。电路

中  $T_3$  对  $T_1$  的电流串联负反馈是主要的。

$$A_{GF} = \frac{\dot{I}_o}{\dot{U}_i} \approx \frac{\dot{I}_o}{\dot{U}_f} = \frac{1}{\dot{F}_R}$$

$$\dot{F}_R = \frac{\dot{U}_f}{\dot{I}_o} \approx -R_{e1}$$

忽略  $T_1$  的发射极电流  $\dot{I}_{e1}$

$$A_{GF} = \frac{1}{\dot{F}_R} = -\frac{1}{R_{e1}}$$

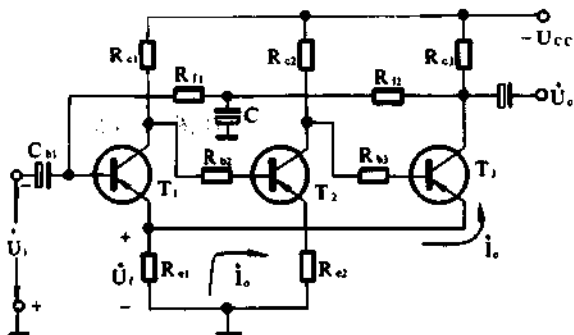


图 8-9

$$A_{uF} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{\dot{I}_o R_L}{\dot{U}_i} \approx \frac{\dot{I}_o}{\dot{U}_f} R_L = A_{GF} R_L$$

$$R_L = R_{c3} // R_{f2}$$

$$\therefore A_{uF} = -\frac{1}{R_{e1}} (R_{c3} // R_{f2}) \quad (\text{"-"} \text{号说明输出与输入电压相位相反})$$

**例 8.5** 求图 8-10 的反馈类型与近似计算电压放大倍数  $A_u$

解 ① 直流反馈

$R_{e1}$   $R_{e3}$  在  $T_1$   $T_3$  本身引入电流串联负反馈

$R_f$  由  $T_3$  向  $T_1$  引入电流串联负反馈

$R_{e4}$  在  $T_4$  本身引入电流串联负反馈

$R_{e4}$  使  $T_4$  对  $T_1$  引入电压并联负反馈

② 交流反馈

$R_{e1}$   $R_{e3}$  在  $T_1$ ,  $T_3$  本身引入电流

串联负反馈

$R'_{e4}$  在  $T_4$  本身引入电压串联负反馈

$R_f$  由  $T_3$  向  $T_1$  引入电流串联负反馈

③  $T_3$  与  $T_1$  间的负反馈是主要的, 这三

级的电压放大倍数为  $A_{uF}$

$$\dot{I}_R = \frac{\dot{U}_f}{\dot{I}_o} = \frac{\dot{I}_f R_{e1}}{\dot{I}_o}$$

$$\dot{I}_f = \dot{I}_o \frac{R_{e3}}{R_{e3} + R_f + R_{e1}}$$

忽略  $T_1$  的发射极电流  $\dot{I}_{e1}$

$$\dot{F}_R = \frac{R_{e3} R_{e1}}{R_{e3} + R_f + R_{e1}}$$

$$A_{GF} = \frac{\dot{I}_o}{\dot{U}_i} \approx \frac{\dot{I}_o}{\dot{U}_f} = \frac{R_{e3} + R_f + R_{e1}}{R_{e3} R_{e1}}$$

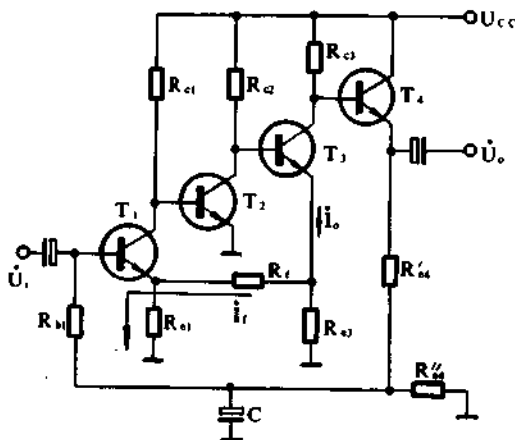


图 8-10

$$A_{UF} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{-I_o R'_L}{\dot{U}_i} = -A_{GF} \{R_{e3} // [r_{be4} + (1 + \beta_4) R'_{e4}]\} \quad (R'_L \text{ 为 } T_3 \text{ 的负载四级的总电压}$$

放大倍数)

$$A_{UF(1-4)} = A_{UF} A_{U4} \approx A_{UF} \quad (A_{U4} \approx 1 \text{ 射极跟随器})$$

**例 8.6** 分析图 8-11(a) 所示电流串联负反馈电路。

解 画出 H 参数的等效电路图(b), 把输入输出电路分开,  $R_E$  折合入输入电路相当增大为  $(1 + \beta)$  倍,  $R_E$  在输出电路中的影响可以忽略(对应  $I_c$  折合后并未增大, 而且  $\beta I_b$  电流源内阻很大, 可忽略  $R_E$  影响)。

$$\dot{U}_e = R_E (I_b + \beta I_b) = R_E (1 + \beta) I_b$$

$$\dot{U}_i = r_{be} I_b + \dot{U}_e$$

$$= [r_{be} + (1 + \beta) R_E] I_b \approx (r_{be} + \beta R_E) I_b$$

$$\dot{A}_{UF} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{\dot{U}_o}{I_b \dot{U}_i}$$

$$= \frac{-\beta R_L I_b}{I_b} \cdot \frac{I_b}{I_b (r_{be} + \beta R_E)}$$

$$= \frac{-\beta R'_L}{r_{be} (1 + \frac{\beta}{r_{be}} R_E)}$$

$$= \frac{\dot{A}_U}{1 + \dot{F} \dot{A}_U}$$

$$(\text{式中 } \dot{A}_U = \frac{-\beta R'_L}{r_{be}})$$

$$(\text{式中 } \dot{F} = \frac{\dot{U}_e}{\dot{U}_o} = \frac{\dot{U}_e}{\dot{U}_c} = \frac{(1 + \beta) R_E I_b}{-R'_L \beta I_b} \approx \frac{-R_E}{R'_L})$$

当  $A_U$  很大时

$$A_{UF} \approx \frac{1}{\dot{F}} \approx -\frac{R'_L}{R_E} = -\frac{R_C // R_L}{R_E}$$

输入电阻

$$R'_{iF} = \frac{\dot{U}_i}{I_b} = r_{be} + \beta R_E$$

$$= r_{be} (1 + \frac{\beta}{r_{be}} R_E) = r_{be} (1 + \dot{A}_U \dot{F})$$

$$= R'_i (1 + \dot{A}_U \dot{F})$$

(式中  $R'_i$  为晶体管的输入电阻可以看出是增大了  $(1 + A_U F)$  倍)

$$R_{iF} = R'_{iF} // R_{BB}$$

**例 8.7** 如图 8-12 所示  $\beta_1 = \beta_2 = 140$   $r_{be1} = 5.5 \text{ k}\Omega$   $r_{be2} = 4.3 \text{ k}\Omega$

用无反馈和有反馈分别计算求  $A_{UF}$   $R_{iF}$   $R_{oF}$

解 ①有反馈网络并无反馈作用时, 用戴维南定理画出(b)的形式, 无反馈作用时, 把内部

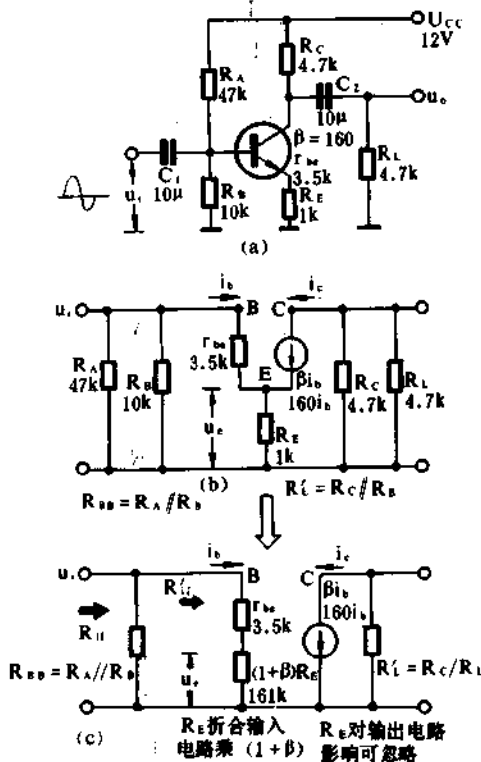


图 8-11



电压源短路,如图(c)所示。

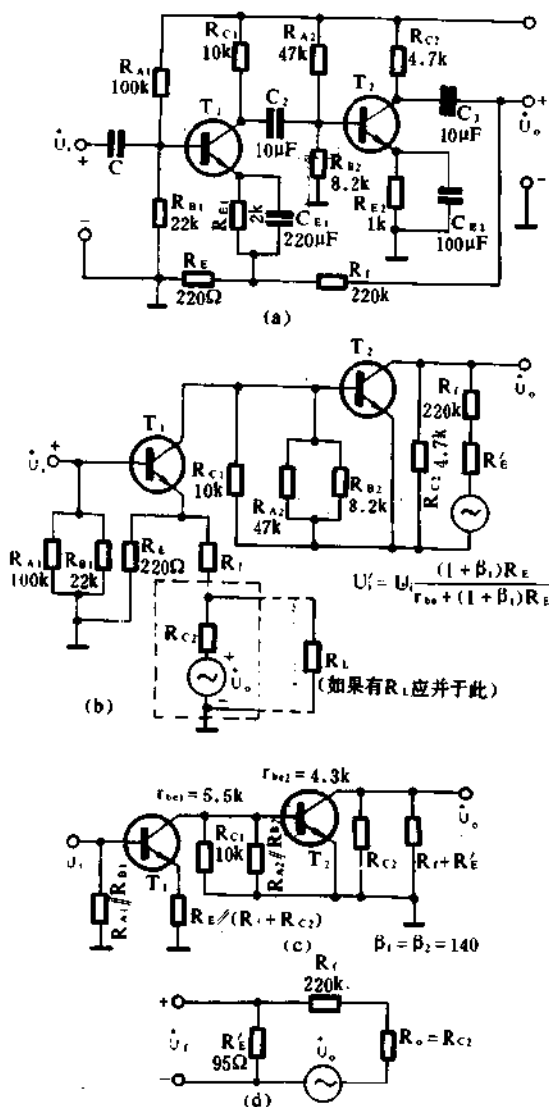


图 8-12

先求反馈放大器的输入电阻  $R'_{iF}$  再求  $R_{iF} = R'_{iF} // R_{A1} // R_{B1}$ 。

**例 8.8** 如图 8-13(a) 所示的反馈放大电路, 已知  $\beta_1 = \beta_2 = 140$

$\beta_3 = 160$   $r_{be1} = 40k\Omega$   $r_{be2} = 4.2k\Omega$   $r_{be3} = 2.2k\Omega$

求 反馈放大器的  $A_{UF}$   $R_{iF}$   $R_{oF}$

解 ① 用戴维南定理等效成图(b)的形式。图中

$$R_y = R_{E3} // \left[ \frac{(r_{be3} + R_{C2})}{(1 + \beta_3)} \right]$$

$$R_z = R_{E1} // \left[ \frac{r_{be1} + R_B // R_2}{(1 + \beta_1)} \right]$$

$$\dot{A}_U = A_{U1} A_{U2}$$

$$A_{U1} = \frac{-\beta(R_{C1} // R_{A2} // R_{B2} // r_{be2})}{r_{be1} + (1 + \beta_1)(R_E // (R_f + R_{C2}))}$$

$$= -8.1$$

$$\dot{A}_{U2} = \frac{-\beta(R_{C2} // (R_f + R'_E))}{r_{be2}}$$

$$= -153$$

$$R'_E = R_E // \left[ \frac{r_{be1}(R_{A1} // R_{B1} // R_5)}{(1 + \beta_1)} \right]$$

式中  $R_s$  为  $U_i$  的内阻

$$R_s = \infty \text{ 时 } R'_E = 95\Omega$$

$$R_s = 0 \text{ 时 } R'_E = 33\Omega$$

$$A_U = A_{U1} A_{U2} = 1239$$

$$R'_i = r_{be1} + [R_E // (R_f + R_{C2})] (1 + \beta_1)$$

$$= 36.5k\Omega$$

$$R_i = R'_i // R_{A1} // R_{B1} = 12k\Omega$$

$$R_o = R_{C2} = 4.7k\Omega$$

② 有反馈作用时, 图(d)为反馈网络

$$F_U = \frac{\dot{U}_f}{\dot{U}_o} = \frac{R'_E}{R_E + R_f + R_{C2}} = 4.2 \times 10^{-4}$$

(按  $R'_E = 95\Omega$  时)

$$\dot{A}_{UF} = \frac{\dot{U}_f}{\dot{U}_i} = \frac{\dot{A}_U}{1 + \dot{A}_U F_U} = 815$$

$$R'_{iF} = (1 + A_U F_U) R'_i = 55.5k\Omega$$

$$R_{iF} = R'_{iF} // R_{A1} // R_{B1} = 13.6k\Omega$$

$$R_{oF} = \frac{R_o}{1 + A_U F_U} = 3.1k\Omega$$

注: 反馈放大器对输入电阻的影响, 是从输入放大器的  $T_1$  算起, 不包括  $R_{A1}$   $R_{B1}$ , 所以求  $R_{iF}$  时, 分两步计算。

$$U_f = U_i \frac{(1 + \beta_1) R_{E1}}{r_{be1} + (1 + \beta_1) R_{E1}}$$

$$R_x = R_{E3} // (R_f + R_x)$$

当不考虑反馈作用但考虑网络电阻时为基本放大器,其电压放大倍数与输入输出电阻为

$$A_{U1} = \frac{-\beta_1 (R_{c1} // r_{be2})}{r_{be1} + (1 + \beta_1) (R_{E1} // (R_f + R_x))}$$

$$= -7.9$$

$$A_{U2} = \frac{-\beta_2 \{ (R_{c2} // (r_{be3} + (1 + \beta_3) R_x)) \}}{r_{be2}}$$

$$= -157$$

$$A_{U3} = 1 \text{ (射极跟随器)}$$

$$A_U = A_{U1} A_{U2} A_{U3} = 1240$$

$$R'_i = r_{be1} + (1 + \beta_1) (R_{E1} // (R_f + R_x))$$

$$= 71 \text{ k}\Omega$$

$$R_f = R'_i // R_B = 66.3 \text{ k}\Omega$$

$$R_o = R_{E3} // \left[ \frac{r_{be3} + R_{c2}}{(1 + \beta_3)} \right] // (R_f + R_x)$$

$$= 42 \Omega$$

②有反馈作用时,反馈网络如图

(c)所示  $\frac{(r_{be1} + R_B)}{(1 + \beta_1)} \gg R_E$

$$\dot{F}_U = \frac{\dot{U}_f}{\dot{U}_o} \approx \frac{R_{E1}}{R_{E1} + R_f} = 0.01$$

$$\dot{A}_{UF} = \frac{\dot{A}_U}{1 + \dot{A}_U \dot{F}_U} = 93$$

$$R'_{if} = (1 + A_U F_U) R'_i = 951 \text{ k}\Omega$$

$$R_{if} = R'_{if} // R_B = 487 \text{ k}\Omega$$

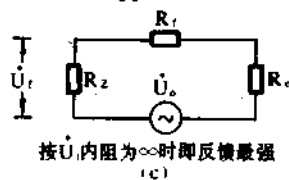
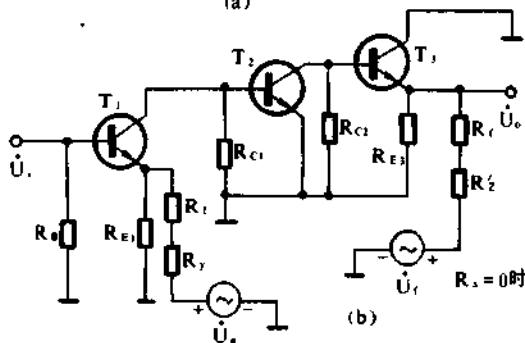
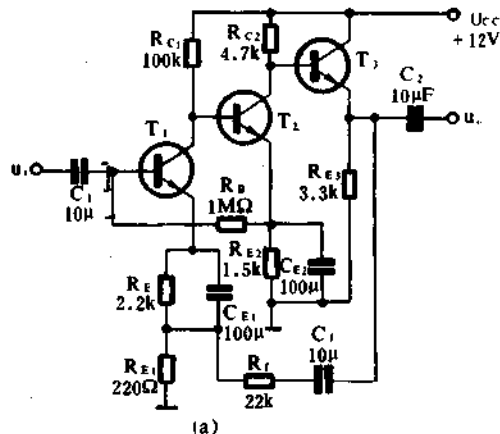
$$R_{of} = \frac{R_o}{1 + A_{UF}} = 3 \Omega$$

**例 8.9** 如图 8-14(a)所示的电压并联负反馈电路,用 miller 定理、直接计算和反馈理论三种方法计算电压放大倍数  $A_{UF}$ 、输入电阻  $R_{if}$ 、输出电阻  $R_{of}$  并作比较。

图 8-15(a)所示的电路可以等效成(b)所示的电路,也就是在放大器上并联的阻抗  $Z$  可以等效为两个与公共点连接的阻抗  $Z_1$  和  $Z_2$

由  $\dot{i}_1$  和  $\dot{i}_2$  不变的原则 ( $\dot{A}$ 为放大器的电压放大倍数)

$$\dot{i}_1 = \frac{\dot{U}_1 - \dot{U}_2}{Z} = \frac{\dot{U}_1(1 - \dot{A})}{Z} = \frac{\dot{U}_1}{\frac{Z}{1 - \dot{A}}} = \frac{\dot{U}_1}{Z_1}$$



按  $\dot{U}_1$  内阻为  $\infty$  时即反馈最强

图 8-13

$$i_2 = \frac{U_2 - U_1}{Z} = \frac{U_2(1 - \frac{1}{A})}{Z} = \frac{U_2}{\frac{Z}{(1 - \frac{1}{A})}}$$

则

$$Z_1 = \frac{Z}{1 - A}$$

$$Z_2 = \frac{Z}{(1 - \frac{1}{A})} \approx Z \text{ (当 } A \gg 1 \text{ 时)}$$

解①用 miller 定理的计算方法

H 参数等效电路如图(b)所示,用 miller 定理把  $R_f$  分配在输入和输出电路中,如图(c)所示。

其中  $R_{f1} = \frac{R_f}{1 - A_U}$

$$R_{f2} = \frac{R_f}{1 - \frac{1}{A_U}} \approx R_f = 390k\Omega \quad (A_U \gg 1)$$

$$A_{UF} = A_U = \frac{U_o}{U_i} = \frac{-\beta(R_{f2} // R_c // R_L)}{r_{be}} = \frac{160 \times (390k // 4.7k // 4.7k)}{3.5k} = -107$$

$$R_{f1} = \frac{390k}{1 + 107} = 3.6k\Omega$$

$$R_{if} = R_i = 3.6k // 3.5k = 1.77k\Omega$$

求  $R_o$  时,因  $U_s$  应为 0,没有放大的功能,而且  $R_o$  也不能与  $R_L$  有关,所以不能用 miller 定理,可以从图(d)的电路求  $R_o$ 。

$$R_o' = \frac{U_o}{I} = \frac{I_f R_f + I_b r_{be}}{I_f + \beta I_b}$$

$$I_f = \frac{R_s + r_{be}}{R_s} I_b$$

求出

$$R_o' = \frac{(R_s + r_{be})R_f + r_{be}R_s}{\beta R_s + R_s + r_{be}} = \frac{(R_s + r_{be})R_s + R_f r_{be}}{(1 + \beta)R_s + r_{be}}$$

$$R_o = R_o' // R_c$$

当  $R_s = 1k\Omega$  时

$$R_o' = \frac{(390 + 3.5) \times 1 + 390 \times 3.5}{160 \times 1 + 3.5} k\Omega = 10.8k\Omega$$

$$R_o = 10.8 // 4.7k\Omega = 3.3k\Omega$$

当  $R_s = 0$  时,反馈消失了,  $I_b = 0$  相当一个电阻网的总电阻。

$$R_o' = \frac{r_{be} R_f}{r_{be3}} = R_f = 390k\Omega$$

$$R_o = 390k // 4.7k = 4.6k\Omega$$

当  $R_s = \infty$  时 反馈最强,  $I_b$  就相当  $I_f$ , 就是后面利用反馈公式计算  $R_o$  的情况。

$$R_o' = \frac{R_f + r_{be}}{(1 + \beta)} = \frac{390 + 3.5}{1 + 160} k\Omega = 2.44k\Omega$$

$$R_o = 2.44k // 4.7k = 1.6k\Omega$$

②不用 miller 定理的直接计算反馈放大器的方法

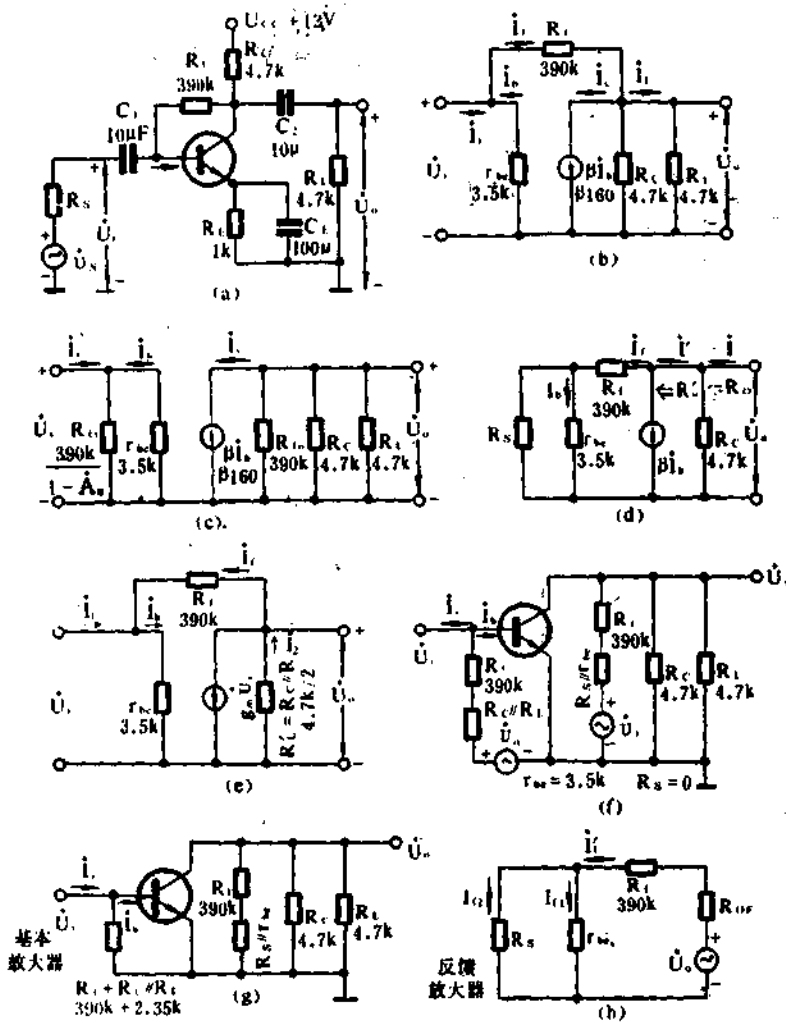


图 8-14

先按图(b)的电路求出  $\dot{U}_o$ 、 $\dot{U}_i$  的关系

$$\dot{I}_L = (\dot{I}_T - \beta \dot{I}_b) \frac{R_c}{R_c + R_L} = \frac{\dot{U}_o}{R_L}$$

$$\dot{I}_T = \frac{\dot{U}_i - \dot{U}_o}{R_f} \approx -\frac{\dot{U}_o}{R_f} (\dot{U}_i \ll \dot{U}_o)$$

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

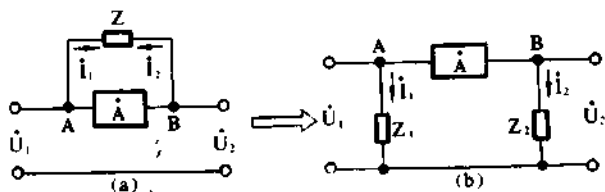


图 8-15

把  $\dot{I}_b$ 、 $\dot{I}_1$  代入  $\dot{I}_L$  公式后得出

$$\left( -\frac{\dot{U}_o}{R_f} - \frac{\beta \dot{U}_i}{r_{be}} \right) \frac{R_c}{R_c + R_L} = \frac{\dot{U}_o}{R_L}$$

1) 按定义  $\dot{A}_{UF} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i}$

通过上式可导出  $\dot{A}_{UF} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{-\frac{\beta}{r_{be}} R_L}{1 + \frac{R_L}{R_f}}$

式中  $R'_L = R_c // R_L$

无反馈时, 即  $R_f$  开路时

$$\dot{A}_U = -\frac{\beta R'_L}{r_{be}} = \frac{160 \times \frac{4.7}{2}}{3.5} = -107$$

有反馈时,

$$\dot{A}_{UF} = \frac{-\frac{\beta R'_L}{r_{be} R'_L}}{1 + \frac{R'_L}{R_f}} = \frac{\dot{A}_U}{1 + \frac{R'_L}{R_f}} = \frac{-107}{1 + \frac{4.7}{390 \times 2}} = -106$$

一般  $R'_L \ll R_f$  所以  $\dot{A}_U \approx \dot{A}_{UF}$

2) 求  $R_{if}$

$$R_{if} = \frac{\dot{U}_i}{\dot{I}_i} \quad \text{由图(b)中导出}$$

$$\dot{I}_i = \dot{I}_b + \dot{I}_1 = \frac{\dot{U}_i}{r_{be}} - \frac{\dot{U}_o}{R_f} = \frac{\dot{U}_i}{r_{be}} - \frac{\dot{U}_i \dot{A}_{UF}}{R_f}$$

$$\therefore R_{if} = \frac{\dot{U}_i}{\dot{I}_i} = \frac{1}{\frac{1}{r_{be}} + \frac{-\dot{A}_{UF}}{R_f}} = \frac{1}{\frac{1}{3.5} + \frac{106}{390}} = 1.8 \text{ k}\Omega$$

③ 另一个直接计算的方法, 是把  $\beta \dot{I}_b$  改画成  $g_m \dot{U}_i$ , 如图(e)所示

$$\beta \dot{I}_b = \beta \frac{\dot{U}_i}{r_{be}} = g_m \dot{U}_i$$

$$g_m = \frac{\beta}{r_{be}} = \frac{160}{3.5 \text{ k}\Omega} = 45.7 \times 10^{-3} \text{ S}$$

$$\dot{I}_1 = \frac{\dot{U}_i}{r_{be}} + \frac{\dot{U}_i - \dot{U}_o}{R_f} = \left( \frac{1}{r_{be}} + \frac{1}{R_f} \right) \dot{U}_i - \frac{\dot{U}_o}{R_f}$$

$$\dot{I}_2 = g_m \dot{U}_i + \frac{\dot{U}_o - \dot{U}_i}{R_f} = (g_m - \frac{1}{R_f}) \dot{U}_i + \frac{\dot{U}_o}{R_f}$$

$$\dot{U}_o = -\dot{I}_2 R_L \quad R_L = R_c // R_L = 47k // 2k = 2.35k\Omega$$

把  $\dot{I}_2$  代入  $\dot{U}_o$  的式中

$$\begin{aligned} \dot{U}_o &= -(g_m - \frac{1}{R_f}) R_L \dot{U}_i - \frac{\dot{U}_o}{R_f} R_L \\ \dot{A}_{UF} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} &= \frac{-(g_m - \frac{1}{R_f}) R_L}{(1 + \frac{R_L}{R_f})} = \frac{-(g_m - \frac{1}{R_f})}{\frac{1}{R_f} + \frac{1}{R_L}} \quad \text{通常 } g_m \gg \frac{1}{R_f} \\ \dot{A}_{UF} &\approx \frac{-g_m R_L}{1 + \frac{R_L}{R_f}} = \frac{-45.7 \times 10^{-3} \times 2.35k}{1 + \frac{2.35}{390}} = -106.7 \end{aligned}$$

从图(e)上求  $R_{if}$

$$\begin{aligned} \text{图中 } \dot{I}_1 &= \dot{I}_b + \dot{I}_f \approx \frac{\dot{U}_i}{r_{be}} - \frac{\dot{U}_o}{R_f} = \frac{\dot{U}_i}{r_{be}} - \frac{\dot{U}_i \dot{A}_{UF}}{R_f} \\ R_{if} = \frac{\dot{U}_i}{\dot{I}_1} &= \frac{1}{\frac{1}{r_{be}} + \frac{-\dot{A}_{UF}}{R_f}} = \frac{1}{\frac{1}{3.5k} + \frac{106.7}{390k}} = 1.79k\Omega \end{aligned}$$

$R_{of}$  仍用图 d 求出

④ 划出基本放大器与反馈网络的计算方法

利用戴维南定理把输入电路对输出电路的影响,看成  $\dot{U}_i$  和  $R_s // r_{be}$  (即等效内阻),把输出电路对输入电路的影响看成  $\dot{U}_o$  和  $R_c // R_L$  (也是等效内阻),如图(f)所示。

去掉  $\dot{U}_o, \dot{U}_i$  的作用,留下内阻,即基本放大器,如图(g)所示。

反馈网络即  $\dot{U}_o$  (有内阻  $R_{of}$ ),通过  $R_f$  引起的反馈电流  $\dot{I}_f$ , 应该有  $R_s // r_{be}$  的负载。如图(h)所示。

3. 求基本放大器的  $\dot{A}_R, \dot{A}_{RO}, \dot{A}_{RF}, \dot{A}_{UF}$

$$\begin{aligned} \dot{A}_R = \frac{\dot{U}_o}{\dot{I}_i} &= \frac{-\beta \dot{I}_b [(R_f + R_s // r_{be}) // R_c] // R_L}{\dot{I}_b \frac{(R_f + R_c // R_L + r_{be})}{(R_f + R_c // R_L)}} \\ &= \frac{-160 [390k // 4.7k] // 4.7k}{\left( \frac{390k + 3.5k + 2.35k}{390k + 2.35k} \right)} = \frac{114.7k - 373.7}{1.008} = -371k\Omega \end{aligned}$$

$\dot{A}_{Ro}$  即不包括  $R_L$  的互阻增益

$$\dot{A}_{Ro} = \frac{-\beta [(R_f + R_s // r_{be}) // R_c]}{\left( \frac{R_f + r_{be} + R_c}{R_f + R_c} \right)} = -736k\Omega$$

$$R_o = R_c // (R_f + R_s // r_{be}) \approx R_c // R_f = 4.65k\Omega (R_f \gg R_s // r_{be})$$

$$\dot{F}_G = \frac{\dot{I}_f}{\dot{U}_o} \approx -\frac{1}{R_f} \frac{R_s}{(R_s + r_{be})} \quad (\text{分流入晶体管的电流参加的反馈})$$

当  $R_s \gg r_{be}$  时反馈强

$$\dot{F}_G \approx \frac{1}{R_i} = -0.00256 \frac{1}{k\Omega}$$

$$\dot{A}_{RF} = \frac{\dot{A}_R}{1 + \dot{A}_R \dot{F}_G} = \frac{-371}{1 + 371 \times 0.00256} = -190.3k\Omega$$

$$R'_i = r_{be} = 3.5k\Omega$$

$$R_{iF} = \frac{R'_i}{1 + \dot{A}_R \dot{F}_G} = \frac{r_{be}}{1 + \dot{A}_R \dot{F}_G} = \frac{3.5k}{1 + 371 \times 0.00256} = 1.795k\Omega$$

$$R_{iF} = R'_{iF} (R_i // R_c // R_L)$$

$$= 1.795k // (390k + 2.35k) = 1.787k\Omega$$

$$R_{oF} = \frac{R_o}{1 + \dot{A}_{Ro} \dot{F}_G} = \frac{4.65k}{1 + 736 \times 0.00256} = 1.61k\Omega$$

(求  $R_{oF}$  时要用  $\dot{A}_{Ro}$ , 因为这时不存在  $R_L$ )

$$\dot{A}_{UF} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{U}_i} = \frac{\dot{U}_o}{\dot{I}_i R_{iF}} = \dot{A}_{RF} / R_{iF} = \frac{-190.3k}{1.787} = -106.5$$

**例 8.10** 给出用方框图表示的负反馈放大器并解出计算公式

解 如图 8-16 所示。

输出信号  $\dot{X}_o = \dot{A} \dot{X}_d$

净输入信号  $\dot{X}_d = \dot{X}_i - \dot{X}_f$

反馈信号  $\dot{X}_f = \dot{F} \dot{X}_o$

反馈放大器放大倍数:

$$\dot{A}_F = \frac{\dot{X}_o}{\dot{X}_f} = \frac{\dot{A} \dot{X}_d}{\dot{X}_d + \dot{F} \dot{X}_o} = \frac{\dot{A} \dot{X}_d}{\dot{X}_d + \dot{A} \dot{F} \dot{X}_d} = \frac{\dot{A}}{1 + \dot{A} \dot{F}}$$

①  $|1 + \dot{A} \dot{F}| > 1$  负反馈,  $|\dot{A}_F| < |\dot{A}|$

②  $|1 + \dot{A} \dot{F}| < 1$  正反馈,  $|\dot{A}_F| > |\dot{A}|$

③  $|1 + \dot{A} \dot{F}| = 0$  振荡器,  $|\dot{A}_F| \Rightarrow \infty$

定义  $|1 + \dot{A} \dot{F}|$  为反馈深度, 当  $|1 + \dot{A} \dot{F}| \gg 1$  时为深度负反馈。

反馈放大器源信号倍数:  $\dot{A}_{FS} = \frac{\dot{X}_o}{\dot{X}_i} = \dot{K} \dot{A}_F$

**例 8.11** 求出下面串联调节器的  $\dot{A}_F$  表达式

解 如图 8-17 所示, 先减化为  $\dot{A}_{F2}$  再减化为  $\dot{A}_F$  方框图

$$\dot{A}_{F2} = \frac{\dot{A}_2}{1 + \dot{A}_2 \dot{F}_2}$$

$$\dot{A}'_{F2} = \dot{A}_1 \dot{A}_{F2} = \frac{\dot{A}_1 \dot{A}_2}{1 + \dot{A}_2 \dot{F}_2}$$

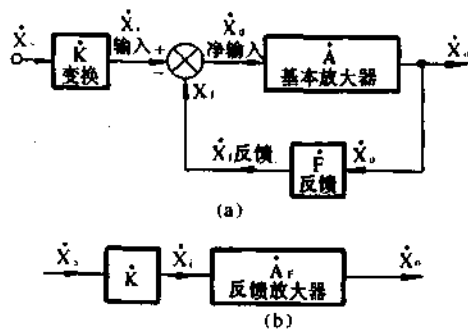


图 8-16

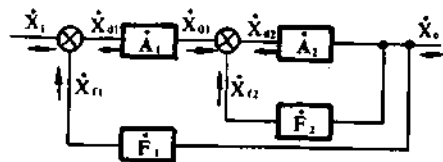


图 8-17

$$\dot{A}_F = \frac{\dot{A}'_{F2}}{1 + \dot{A}'_{F2}\dot{F}_1} = \frac{\frac{\dot{A}_1\dot{A}_2}{1 + \dot{A}_2\dot{F}_2}}{1 + \frac{\dot{A}_1\dot{A}_2\dot{F}_1}{1 + \dot{A}_2\dot{F}_2}}$$

$$= \frac{\dot{A}_1\dot{A}_2}{1 + \dot{A}_2\dot{F}_2 + \dot{A}_1\dot{A}_2\dot{F}_1}$$

## 五、正弦波振荡器

前面讲过振荡器是采用正反馈实现的,振荡器本身不需外加交流信号,由某种干扰激发,就可以输出振荡信号。振荡器是一种将直流电源的能量变换为具有一定频率的交流电信号,称为逆变器。

振荡器的方框图见图 8-18。

**1. 振荡器的起振过程** 构成振荡器的正反馈放大器不用外加输入信号,而是在电源接通后,由外来微弱的干扰信号进入输入端,经过基本放大器的放大,就会从输出端输出较大的信号,经过正反馈网络又重新迭加到输入端,再放大,再反馈,振荡器起振了。

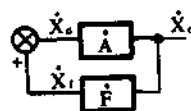


图 8-18

**2. 振荡的稳定性** 这种正反馈放大器的输出信号不会无限的增大。因为不论是晶体管放大器还是集成电路放大器,或是电子管放大器,都具有非线性特性,输出大到一定程度就会稳定、平衡下来。

**3. 振荡器的选频特性** 各种干扰是杂乱无章的,因此不加任何措施,振荡器的输出也只会是一些杂乱无章的信号。为了获得单一频率的正弦波信号输出,必须有选频特性,即在电路中加上选频网络,使只有某个固有振荡频率的信号在电路中能满足正反馈的振荡条件,如图 8-18 所示

$$\dot{X}_i = 0$$

$$\dot{X}_d = \dot{X}_i$$

$$\frac{\dot{X}_f}{\dot{X}_d} = 1$$

$$\frac{\dot{X}_f \dot{X}_o}{\dot{X}_o \dot{X}_d} = \dot{F} \dot{A} = 1$$

$$\dot{A} \dot{F} = A F \angle \varphi_a \varphi_f = 1$$

$$A F = 1 \text{ 为振幅条件 } \varphi_a \varphi_f = 2n\pi$$

$n = 0, 1, 2 \dots$  为相位条件这里要注意的是开始时  $A F$  要大于 1 才好,最后稳定到 1。即正弦波振荡器。

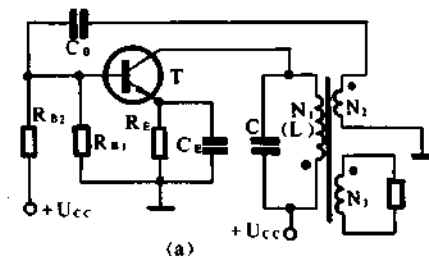
选频网络一般由 LC 电路或 RC 电路组成,如果采用石英晶体元件代替选频网络中的 L 则效果更好,品质因数高,受温度、电压变化的影响更小。

电路中  $R_{B1}, R_{B2}$  为晶体管基极偏置电阻,  $R_E, C_E$  为发射极电阻、电容,  $R_E$  稳定直流工作点,  $C_E$  为交流旁路电容。L 为反馈变压器,  $N_1$  绕组和 C 组成谐振回路,  $N_2$  为反馈绕组,  $N_3$  接负载,变压器的同名端用  $\cdot$  表示。



经过分析,例如在晶体管 T 的基极加一个正的信号时,共射极电路在 T 的集电极产生负的信号,变压器  $N_1$  对应的同名端在  $N_2$  的“·”上产生正信号,正好通过  $C_B$  反馈到 T 的基极上,与开始加的信号,是同相的,电路可以产生正反馈,产生振荡。LC 并联谐振回路可以选出  $f_0$  的振荡频率输出。

该振荡器的交流通路见图 8-19(b)。



## 六、几种常用的振荡器

**1. 电感三点式振荡器** 电感三点式正弦波振荡器又称哈特莱(Hartley)振荡器,电路如图 8-20(a)。它的特点是采用电感抽头形式,  $R_{B1}$ 、 $R_{B2}$ 、 $R_E$  和  $C_E$  同前。该电路的交流通路见图 8-20(b)。

1915 年美国哈特莱(R. V. L. Hartley 1888—1959)发明电感三点式振荡电路并同时开始研究反馈电路。

$\dot{U}_{be}$  为一个正的瞬时干扰信号,  $i_b \uparrow \rightarrow i_c \uparrow$ , 自耦变压器线圈上  $L_2$  引出的反馈电压  $\dot{U}_f$ , 因此  $\dot{U}_f$  与  $\dot{U}_{be}$  为同相, 为正反馈, 可以产生振荡。该电路较前面电路简单, 起振容易, 但波形中含高次谐波较多。

**2. 电容三点式振荡器** 电容三点式振荡器又称考耳毕兹(Colpitts)振荡器, 电路见图 8-21(a)。等效交流通路可见 8. 21(b)所示。

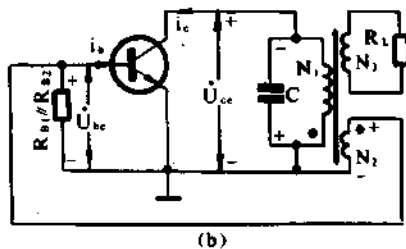


图 8-19

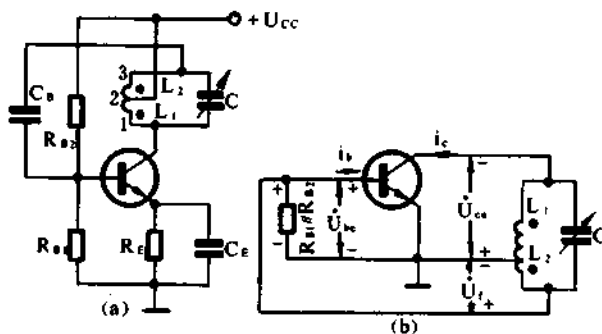


图 8-20

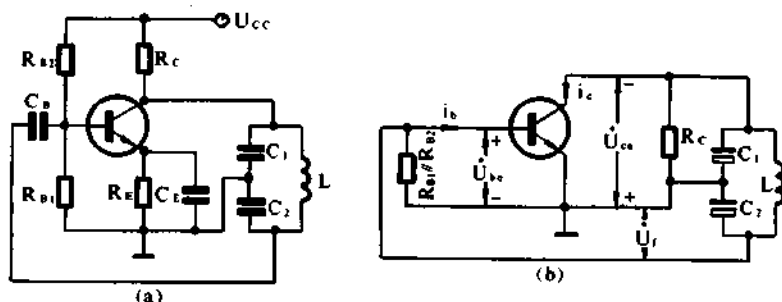


图 8-21

1919 年美国通信学家考耳毕兹(E. H. Colpitts 1892—1949)研制成电容三点式振荡器)。该电路是用电容作为反馈元件, 其谐振频率为:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{L \left( \frac{C_1 C_2}{C_1 + C_2} \right)}}$$

3. 改进型电容三点式振荡器 电容三点式振荡器的输出波形较好,但是频率不易调节,如果在电感线圈中串入一个可变电容器,即可以方便地调整谐振频率,即图 8-22 所示的电路,又称为克拉泼(Clapp)振荡器。

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{LC_T}}$$

其中

$$C_T = \frac{1}{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2} + \frac{1}{C_3}}$$



图 8-22

图 8-23(a)为实用的哈特莱振荡器,图 8-23(b)为实用的考耳毕兹振荡器,图 8-24 为石英电子表用的简易振荡器。

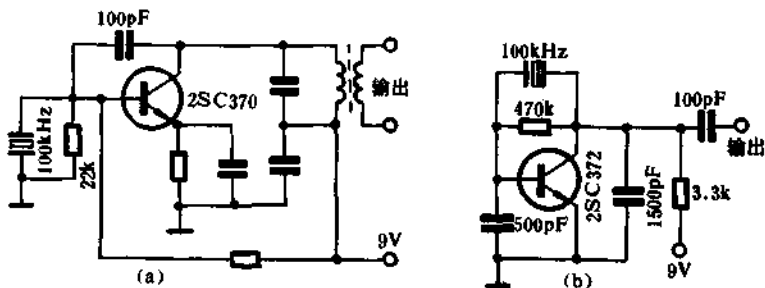


图 8-23

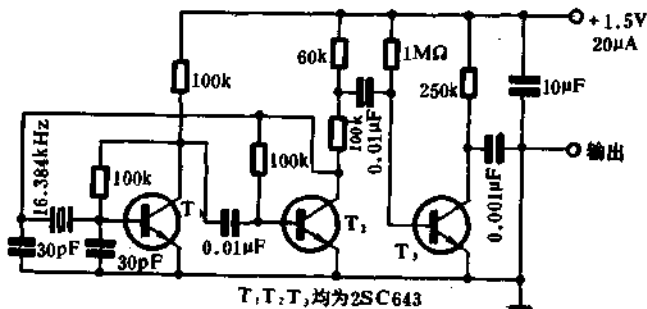


图 8-24

#### 4. 各种振荡器与石英振子的分析、计算。

**例 8.11** 振荡电路的定义如何。

解 所谓电气的振荡就是能产生一定振幅和一定频率的连续电信号输出的现象。产生这种振荡的电路称为振荡电路或振荡器。

原来对振荡的定义是不要任何外来的输入信号就能产生正弦波输出的现象,后来发展为输出非正弦波(例如方形波或尖峰波)也称振荡。

**例 8.12** 简述振荡电路的分类。

振荡电路的分类,以原理不同可分为①反馈型振荡电路(用得最多)②负阻效应振荡电路、

音叉振荡电路(用在特殊的场合,负阻效应是电压降低电阻、减小,用以输出等幅振荡,音叉振荡是靠音叉的固有振荡频率变化铁芯线圈的电感值,再通过电路放大)③张弛振荡电路(例如多谐振荡器,在脉冲电路中介绍。)

这里主要讲正弦波的振荡电路,如下表所示

分类	电路名称与特征	用途	
LC 振荡器	调谐式 (用互感效应) 三元件式 ①哈特莱 ②考耳毕兹	频率可调 但稳定性差 $10^{-2} \sim 10^{-4}/\text{deg}$ 一般用 高频用	收音机 TV FM 高频检测
CR 振荡器	①文氏电桥形 ②移相型 分高通与低通,高通的能较多的滤除高次谐波	频率可调 稳定性差 $10^{-2} \sim 10^{-3}/\text{deg}$	低频用
石英振荡器	在 B.E 电路中频率稳定性好 $10^{-5} \sim 10^{-7}/\text{deg}$ 在 C.B 电路中主要用于高频 频率调节困难		钟表,测量,发送机与 PLL 组合应用

各种电路的频率范围如图 8-25 所示

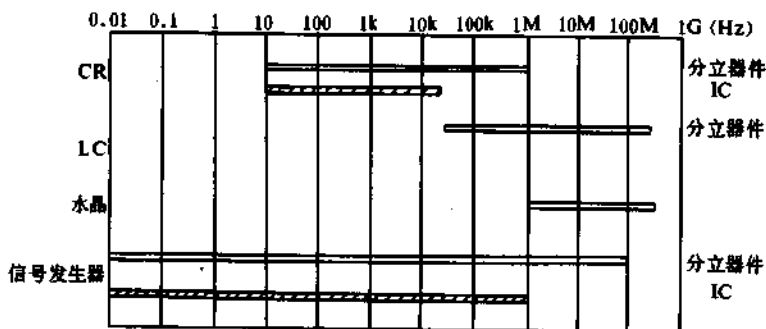


图 8-25

**例 8.13** 正弦波振荡电路振荡的条件和与自激现象的区别如何。

解 如图 8-26 所示正弦波振荡电路是人为地设计电路正反馈,

$$\begin{aligned} \dot{X}_i &= 0 \quad \dot{X}_d = \dot{X}_f \\ \frac{\dot{X}_f}{\dot{X}_d} &= 1 \quad \frac{\dot{X}_o \dot{F} \dot{A}}{\dot{X}_i} = 1 \quad \dot{A} \dot{F} = 1 \end{aligned}$$

要求实部  $R_c(\dot{A} \dot{F}) = 1$

开始激振  $A \dot{F} > 1$ , 振荡建立起后, 由于放大电路的非线性, 使放大倍数减小, 稳定到  $A \dot{F} = 1$ 。

要求虚部  $I_m(\dot{A} \dot{F}) = 0$  即相位移  $\varphi_o + \varphi_f = 2n\pi (n=0, 1, 2, \dots)$  一般情部分下  $\varphi_f = 0 \quad \varphi_o = 0$  或  $\varphi_o = 180^\circ$  那就要设法使  $\varphi_f = 180^\circ$ , 使之达到相值一致而激振。

负反馈放大器本应工作于负反馈, 但因三极管的结电容、电路的分布电容、寄生电容等, 尤其是输入输出线路接近时的寄生电容, 使得相移把负反馈变成了正反馈, 引起自激, 这种寄生振荡是我们不需要的, 所以要设法使输入输出线应远离, 如图 8-27 所示。

**例 8.14** 分析图 8-28 和图 8-29 变压器反馈式的振荡电路。

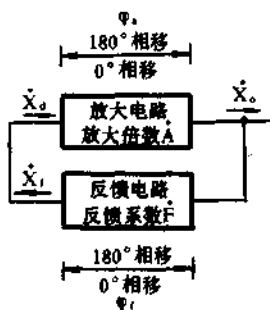


图 8-26

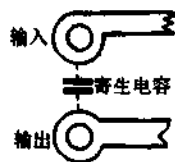


图 8-27

解 图 8-28 是晶体管式的正反馈电路。图 8-29 是场效应管式的正反馈电路。晶体管式的等效电路如图 8-30 所示。

$$L_1 \text{ 中流的电流 } \dot{I}_{L1} = \frac{1/j\omega C_1}{r + j\omega L_1 + Y_{j\omega C}} \dot{I}_c$$

$$L_2 \text{ 上的反馈电压 } \dot{U}_{L2} = j\omega M \dot{I}_{L1} = \frac{M/C_1}{r + j\omega L_1 + 1/j\omega C_1} \dot{I}_c$$

电路中  $\dot{U}_{L2} = \dot{I}_b r_{be}$

$$\dot{I}_b = \frac{\dot{U}_{L2}}{r_{be}} = \frac{M/C_1}{r_{be}(r + j\omega L_1 + 1/j\omega C_1)} \dot{I}_c$$

$$\dot{F} = \frac{\dot{I}_b}{\dot{I}_c} = \frac{M/C_1}{r_{be}(r + j\omega L_1 + 1/j\omega C_1)}$$

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

$$\dot{A}\dot{F} = \frac{\beta M/C_1}{r_{be}r + jr_{be}(\omega L_1 - 1/\omega C_1)}$$

满足相位条件,虚部为 0。

$$\omega L_1 = \frac{1}{\omega C_1} \quad \omega = \frac{1}{\sqrt{L_1 C_1}} \quad f = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 C_1}} \text{ Hz}$$

振幅条件实部应等于 1,起振时要大于 1

$$\frac{\beta M/C_1}{r_{be}r} \geq 1 \quad \beta \geq \frac{C_1 r_{be} r}{M}$$

互感  $M \approx \frac{L_1}{n}$  n 为变压器初级与次级的匝数比

场效应管的等效电路如图 8-31 所示

$$\dot{U}_2 = -g_m \dot{U}_1 / \left( \frac{1}{r_d} + j\omega C_1 + \frac{1}{r_1 + j\omega L_1} \right) \quad \text{设 } \frac{1}{Z} = j\omega C_1 + \frac{1}{r_1 + j\omega L_1}$$

$$\dot{A} = \frac{\dot{U}_2}{\dot{U}_1} = -g_m / \left( \frac{1}{r_d} + j\omega C_1 + \frac{1}{r_1 + j\omega L_1} \right) = -g_m / \left( \frac{1}{r_d} + \frac{1}{Z} \right)$$

从反馈电路

$$\dot{U}_2 = -(r_1 + j\omega L_1) \dot{I}_L$$

$$\dot{U}_3 = j\omega M \dot{I}_L$$

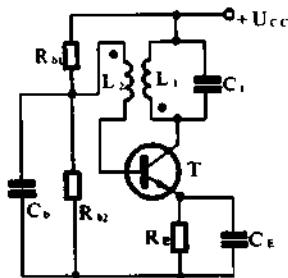


图 8-28

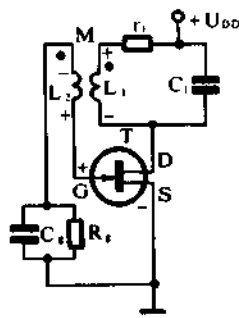


图 8-29

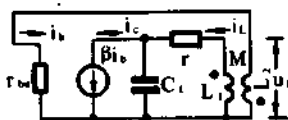


图 8-30

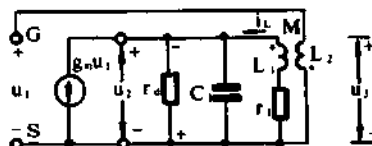


图 8-31

$$\dot{F} = \frac{\dot{U}_3}{\dot{U}_2} = -\frac{j\omega M}{r_1 + j\omega L_1}$$

$$\dot{A}\dot{F} = \frac{j\omega M g_m r_d}{\left(\frac{r_d}{Z} + 1\right)(r_1 + j\omega L_1)} = \frac{j\omega M g_m r_d}{\left\{r_d \left(j\omega C_1 + \frac{1}{r_1 + j\omega L_1}\right) + 1\right\}(r_1 + j\omega L_1)} = 1$$

把倒数进行整理

$$\frac{C_1 r_d r_1 + L_1}{M g_m r_d} - j \frac{r_d + r_1 - \omega^2 r_d L_1 C_1}{\omega M g_m r_d} = 1$$

虚部应为 0

$$r_d + r_1 - \omega^2 r_d L_1 C_1 = 0$$

$$\omega^2 = \frac{1 + r_1/r_d}{L_1 C_1} \quad f = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 C_1}} \sqrt{1 + \frac{r_1}{r_d}}$$

当  $r_1 \ll r_d$  时  $f \approx \frac{1}{2\pi \sqrt{L_1 C_1}}$

实部应等于 1

$$g_m = \frac{C_1 r_1 + L_1/r_d}{M} = \frac{L_1}{M} \left( \frac{1}{R_o} + \frac{1}{r_d} \right)$$

$R_o = \frac{L_1}{C_1 r_1}$  为谐振时的负载阻抗(电阻)

**例 8.15** 如图 8-31 所示的电路  $f = 1000\text{kHz}$ ,  $M = \frac{L_1}{5}$ ,  $C_1 = 200\text{pF}$ ,  $r_1 = 20\Omega$ ,  $r_d = 100\text{k}\Omega$

求  $L_1$  和  $g_m$

解  $L_1 \approx \frac{1}{\omega^2 C_1} = \frac{1}{(2\pi \times 10^6)^2 \times 200 \times 10^{-12}} = 127\mu\text{H}$

$M = \frac{L_1}{5} = 25\mu\text{H}$

$$R_o = \frac{L_1}{C_1 r_1} = \frac{127 \times 10^{-6}}{200 \times 10^{-12} \times 20} = 31.7 \text{ k}\Omega$$

$$g_m \geq \frac{L_1}{M} \left( \frac{1}{R_o} + \frac{1}{R_d} \right) = \frac{127 \times 10^{-6}}{25 \times 10^{-6}} \left( \frac{1}{31.7 \times 10^3} + \frac{1}{100 \times 10^3} \right) = 0.2 \text{ ms}$$

**例 8.16** 晶体管放大的三元件 LC 振荡电路图 8-32, 求证  $X_1, X_2, X_3$  的关系

解 等效电路如图 8-33 所示

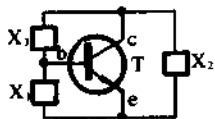


图 8-32

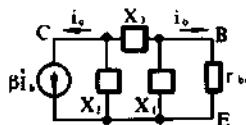


图 8-33

① 放大电路  $\dot{A} = \frac{\dot{I}_c}{\dot{I}_b} = \beta$

② 反馈电路  $\dot{F} = \frac{\dot{I}_b}{\dot{I}_c} = \frac{jX_2}{jX_3 + jX_2 + jX_1 // r_{be}} \cdot \frac{jX_1}{r_{be} + jX_1} = \frac{-X_1 X_2}{j(X_3 + X_2)(r_{be} + jX_1) + jr_{be} X_1}$

$$= \frac{-X_1 X_2}{-X_1(X_2 + X_3) + jr_{be}(X_1 + X_2 + X_3)}$$

$$\dot{A}\dot{F} = \frac{-\beta X_1 X_2}{-X_1(X_2 + X_3) + jr_{be}(X_1 + X_2 + X_3)} = 1$$

相位条件  $(X_1 + X_2 + X_3) = 0$

当  $X_1, X_2$  为 L 时  $X_3$  必为 C

$X_1, X_2$  为 C 时  $X_3$  必为 L

放大倍数要求

$$\frac{\beta X_1 X_2}{X_1(X_2 + X_3)} = \frac{\beta X_2}{X_1} \geq 1 \quad \beta \geq \frac{X_1}{X_2}$$

**例 8.17** 场效应管的三元件 LC 振荡电路图 8-34, 求证  $X_1, X_2, X_3$  的关系

解 等效电路如图 8-35 所示

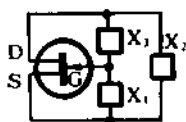


图 8-34

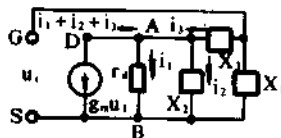


图 8-35

A 点  $\sum i = 0 \quad \dot{I}_1 + \dot{I}_2 + \dot{I}_3 + g_m \dot{U}_1 = 0$

$$\dot{U}_1 = jX_1 \dot{I}_3$$

AB 压降相等  $-r_d \dot{I}_1 + jX_2 \dot{I}_2 = 0$

$$-jX_2 \dot{I}_2 + j(X_1 + X_3) \dot{I}_3 = 0$$

振荡时电路中肯定有电流存在, 所以  $\Delta$  必为 0

$$\Delta = \begin{vmatrix} 1 & 1 & 1+jg_m X_1 \\ -r_d & jX_2 & 0 \\ 0 & -jX_2 & (jX_1+X_3) \end{vmatrix} = 0$$

$$-X_2(X_1+X_3) + j(1+jg_m X_1)X_2 r_d + jr_d(X_1+X_3) = 0$$

$$g_m + \frac{1}{r_d} \frac{X_1+X_3}{X_1} - j \frac{X_1+X_2+X_3}{X_1 X_2} = 0$$

虚部为 0  $X_1+X_2+X_3=0$   $X_1 X_2 \neq 0$

当  $X_1 X_2$  为 L 时  $X_3$  为 C

$X_1 X_2$  为 C 时  $X_3$  为 L

实部为 0  $g_m + \frac{1}{r_d} \frac{X_1+X_3}{X_1} = 0$

$$g_m = -\frac{1}{r_d} \frac{X_1+X_3}{X_1} = \frac{1}{r_d} \frac{X_2}{X_1}$$

**例 8.18** 用运算器的三元件 LC 振荡电路图 8-36 求

证  $X_1, X_2, X_3$  的关系

解 ① 无反馈时  $\dot{A}_U = -\dot{A}_{UO} \frac{jX_L}{jX_L + r_o}$   
 $X_L = X_2 // (X_1 + X_3)$

② 反馈电路中  $\dot{F} = \frac{X_1}{X_1 + X_3}$

③ 总增益

$$\dot{A}\dot{F} = \frac{\dot{A}_{UO} X_1 + X_L}{j(r_o + jX_L)(X_1 + X_2)}$$

$$= \frac{\dot{A}_{UO} X_1 X_2}{-X_2(X_1 + X_3) + jr_o(X_1 + X_2 + X_3)}$$

虚部为 0  $X_1 + X_2 + X_3 = 0$

当  $X_1 X_2$  为 L 时  $X_3$  为 C

$X_1 X_2$  为 C 时  $X_3$  为 L

实部为 1  $\frac{\dot{A}_{UO} X_1 X_2}{-X_2(X_1 + X_3)} \geq 1$   $\frac{\dot{A}_{UO} X_1}{X_2} \geq 1$   $\dot{A}_{UO} \geq \frac{X_2}{X_1}$

**例 8.19** 如图 8-37 所示哈特莱振荡电路, 求振荡频率  $f$  和必要的放大倍数  $\beta$

解  $X_1 = j\omega(L_1 + M)$

$X_2 = j\omega(L_2 + M)$

$X_3 = -j \frac{1}{\omega C}$

$X_1 + X_2 + X_3 = 0$

$$\omega(L_1 + L_2 + 2M) - \frac{1}{\omega C} = 0$$

$$\omega = \frac{1}{\sqrt{C(L_1 + L_2 + 2M)}} \quad f = \frac{1}{2\pi \sqrt{C(L_1 + L_2 + 2M)}} \text{ Hz}$$

$$\beta \frac{X_2}{X_1} \geq 1 \quad \beta \geq \frac{L_1 + M}{L_2 + M}$$

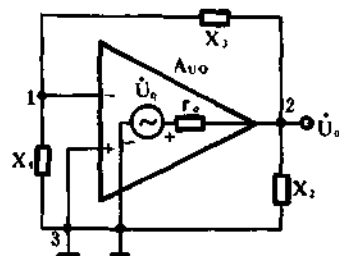


图 8-36

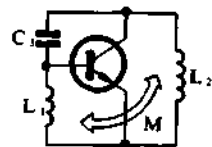


图 8-37

**例 8.20** 如图 8-38 所示考尔毕兹振荡器,求振荡频率  $f$  和必要的放大倍数  $\beta$ 。

解  $X_1 = -j \frac{1}{\omega C_1}$      $X_2 = -j \frac{1}{\omega C_2}$      $X_3 = j\omega L_3$

$X_1 + X_2 + X_3 = 0$

$-\left(\frac{1}{\omega C_1} + \frac{1}{\omega C_2}\right) + j\omega L_3 = 0$

$\omega = \sqrt{\frac{1}{L_3} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}\right)}$      $f = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{1}{L_3} \left(\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}\right)}$

$\beta \frac{X_2}{X_1} \geq 1$      $\beta \geq \frac{X_1}{X_2}$      $\beta \geq \frac{C_2}{C_1}$

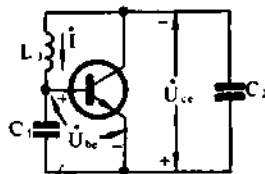


图 8-38

**例 8.21** 图 8-38 所示的考尔毕兹振荡器,为了产生振荡,对  $L_3, C_3$  有何要求。

解 为了达到正反馈的目的,要求  $\dot{U}_{be}$  与  $\dot{U}_{ce}$  反相,所以只在  $\omega L_3 \gg \frac{1}{\omega C_1}$  时,  $i$  才能落后  $\dot{U}_{ce}$  约  $90^\circ$ ,  $C_1$  上的压降  $\dot{U}_{c1}$  即反馈的  $\dot{U}_{be}$  又落后  $i$  约  $90^\circ$ , 如图 8-39 所示。使  $\dot{U}_{ce} \dot{U}_{be}$  反相,达到正反馈目的。



图 8-39

**例 8.22** 分析图 8-40 所示的文氏桥振荡器

解 这个电路反馈由  $R_1 R_2$  组成,没有相移,负反馈使电路保持稳定。 $Z_1 Z_2$  组成一个正反馈电路,它的相移也应该是 0 才能满足电路总的  $\dot{A}\dot{F}$  虚部为 0 的条件,所以  $Z_1 Z_2$  又是选频电路

$\dot{U}_A = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} \dot{U}_o$

$\dot{U}_B = \frac{R_4}{R_3 + R_4} \dot{U}_o$

$\dot{U}_{AB} = \left( \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} - \frac{R_4}{R_3 + R_4} \right) \dot{U}_o$

式中  $Z_1 = R_1 + \frac{1}{j\omega C_1}$      $Z_2 = \frac{R_2 / j\omega C_2}{R_2 + \frac{1}{j\omega C_1}} = \frac{R_2}{1 + j\omega C_2 R_2}$

$\frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} = \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} + j \left\{ \omega C_2 R_1 - \frac{1}{(\omega C_1 R_2)} \right\}}$

$\dot{F} = \frac{\dot{U}_{AB}}{\dot{U}_o} = \frac{Z_2}{Z_1 + Z_2} - \frac{R_4}{R_3 + R_4}$  (包括正反馈,负反馈的总的反馈放大器反馈系数)

$= \frac{1}{1 + \frac{R_1}{R_2} + \frac{C_2}{C_1} + j \left\{ \omega C_2 R_1 - \frac{1}{(\omega C_1 R_2)} \right\}} - \frac{R_4}{R_3 + R_4}$

正反馈相移要求为 0,虚部必为 0

$\omega C_2 R_1 - \frac{1}{\omega C_1 R_2} = 0$      $f = \frac{1}{2\pi \sqrt{C_1 C_2 R_1 R_2}} \text{Hz}$

电路振荡要求原放大器的电压放大倍数  $\dot{A}$

应有  $\dot{A}\dot{F} = 1$      $\dot{A} = \frac{1}{\dot{F}}$



$$\dot{A} = \frac{1}{1 + \frac{R_1 + \frac{C_2}{C_1}}{R_2} \frac{R_4}{R_3 + R_4}}$$

当  $C_1 = C_2 = C$       $R_1 = R_2 = R$  时

$$f = \frac{1}{2\pi CR} \text{Hz} \quad \dot{A} = \frac{1}{3} \frac{R_4}{(R_3 + R_4)}$$

当  $R_3 \leq 2R_4$  时,  $\dot{A}$  为  $\infty$  也不能振荡, 只有  $R_3 > 2R_4$  才可以振荡。

为了使电路能稳定地工作,  $R_4$  常用正温度系数的热敏电阻或小白炽炮灯, 也有  $R_3$  用负温度系数热敏电阻的。当  $u_o \uparrow \rightarrow i \uparrow \rightarrow R_4 \uparrow \rightarrow u_B \uparrow$  负反馈加强,  $u_o \downarrow$

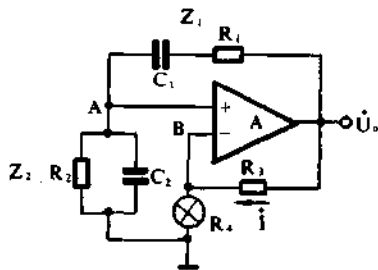


图 8-40

**例 8.23** 图 8-41 所示移相电路当  $R_1 \gg R$  时, 求振荡角频率  $\omega_0$  和  $R_1 R_2$  组成反馈放大器的  $\dot{A}_{uf}$ 。

解  $\dot{U}_o = \dot{U}_1 + \dot{I}_1 \frac{1}{sC}$      设  $S = j\omega$

$$\dot{I}_1 = \frac{\dot{U}_1}{R} + \dot{I}_2$$

$$\dot{U}_1 = \dot{U}_2 + \dot{I}_2 \frac{1}{sC}$$

$$\dot{I}_2 = \frac{\dot{U}_2}{R} + \dot{I}_3$$

$$\dot{U}_2 = \dot{U}_3 + \dot{I}_3 \frac{1}{sC}$$

$$\dot{I}_3 = \frac{\dot{U}_3}{R} + \frac{\dot{U}_3}{R_1} \approx \frac{\dot{U}_3}{R} \quad (R_1 \gg R)$$

消去  $\dot{I}_1, \dot{I}_2, \dot{I}_3, \dot{U}_1, \dot{U}_2$

$$\frac{\dot{U}_3}{\dot{U}_o} = \frac{1}{\frac{1}{(sC)^3 R^3} + \frac{5}{(sC)^2 R^2} + \frac{6}{sCR} + 1}$$

$$\dot{F} = \frac{\dot{U}_3(j\omega)}{\dot{U}_o(j\omega)} = \frac{1}{1 - 5\left(\frac{1}{\omega CR}\right)^2 - j\left(\frac{6}{\omega CR} - \left(\frac{1}{\omega CR}\right)^3\right)}$$

虚部为 0  $\frac{6}{\omega CR} - \left(\frac{1}{\omega CR}\right)^3 = 0$      设  $K = \frac{1}{\omega CR}$

$$6K - K^3 = 0 \quad K = \sqrt{6} = \frac{1}{2\pi f_0 CR}$$

$$f_0 = \frac{1}{2\pi \sqrt{6} RC}$$

谐振时  $\dot{F} = \frac{1}{1 - 5K^2} = \frac{1}{-29}$

由  $R_1 R_2$  组成的负反馈放大器  $\dot{A}_{uf} = \frac{\dot{U}_3}{\dot{U}_o} = \frac{-R_2}{R_1} = -29 \quad R_2 = 29R_1$

**例 8.24** 图 8-42 所示的振荡电路与图 8-41 比较有何特点。

解 图 8-41 为微分电路,是一个高通(HP)电路。图 8-42 为积分电路是一个低通(LP)电路,两电路都能达到移相振荡的目的。但低通(LP)电路能更有效地消除高次谐波,噪声较小。

$$\text{LP 电路 } f = \frac{\sqrt{6}}{2\pi CR} \dot{A} = -29 \quad \text{HP 电路 } f = \frac{1}{2\pi \sqrt{6} CR} \dot{A} = -29$$

**例 8.25** 石英振荡器为何能使振荡频率稳定,简述工作原理。

解 一般石英振子都是从石英晶体 X 方向切出小片,两面蒸镀上金属(金或银)电极,串在交流电路中,它就随着电源的频率机械变形而振动,当外加频率与石英振子的固有频率一致时,电路中流动电流最大,为谐振状态,这时的等效电路如图 8-43 所示, $R_0$  为振动时摩擦相等的有效电阻,约  $100\Omega$ , $L_0$  为石英振子质量对应的固有电感,约为几百 mH, $C_0$  为石英振子的弹性(单位力的变形)对应的电容约为  $0.0002 \sim 0.1\text{pF}$ , $C$  为电极对应的电容约几十 pF。电路串联和并联谐振的阻抗特性如图 8-44 所示,一般工作在  $f_s$ (串联谐振频率)和  $f_p$ (并联谐振频率)之间,相当一个等效电感  $L_{eq}$ ,工作在哈莱或考尔兹等 LC 振荡电路中如图 8-45 所示。

一般 LC 振荡电路的频率受到电源电压、温度、负载的影响,经常变化,温度直接影响  $L$ 、 $C$  的值,最难克复。而石英晶体振子对温度的变化几乎为零(小于  $10^{-6}/^\circ\text{C}$ ),所以称为零温度系数振子。

$$\text{串联谐振频率 } f_s = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_0 C_0}} \text{Hz}$$

$$\begin{aligned} \text{并联谐振频率 } f_p &= \frac{1}{2\pi \sqrt{L_0 C_0 C / (C_0 + C)}} \text{Hz} \\ &= \frac{1}{2\pi \sqrt{L_0 C_0}} \sqrt{1 + \frac{C_0}{C}} \\ &= f_s \sqrt{1 + \frac{C_0}{C}} \end{aligned}$$

$$\text{一般 } C \gg C_0. \quad \sqrt{1 + \frac{C_0}{C}} = \left(1 + \frac{C_0}{C}\right)^{\frac{1}{2}} \approx 1 + \frac{C_0}{2C}$$

$$\therefore f_p \approx f_s \left(1 + \frac{C_0}{2C}\right)$$

**例 8.26** 石英振子  $L_0 = 3.3\text{H}$   $C_0 = 0.042\text{pF}$   $R_0 = 390\Omega$   $C = 5.8\text{pF}$  求串联谐振频率  $f_s$ 、并联谐振频率  $f_p$ 、品质因数  $Q$ 。

$$\text{解 } f_s = \frac{1}{2\pi \sqrt{L_0 C_0}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{3.3 \times 0.042 \times 10^{-12}}} \approx 427.5 \times 10^3 \text{Hz}$$

$$\begin{aligned} f_p &= \frac{1}{2\pi \sqrt{L_0 C_0 C / (C_0 + C)}} = \frac{1}{2\pi \sqrt{3.3 \times 0.042 \times 5.8 / (0.042 + 5.8) \times 10^{-12}}} \\ &= 429.0 \times 10^3 \text{Hz} \end{aligned}$$

$$Q = \frac{1}{R_0} \sqrt{\frac{L_0}{C_0}} = \frac{1}{390} \sqrt{\frac{3.3}{0.042 \times 10^{-12}}} = 22700$$

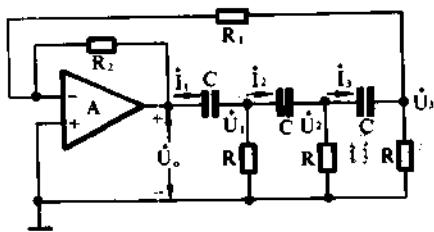


图 8-41

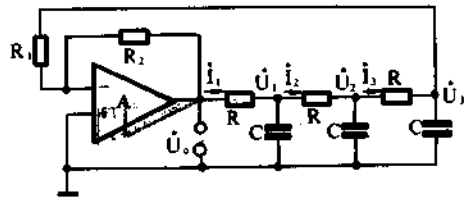


图 8-42

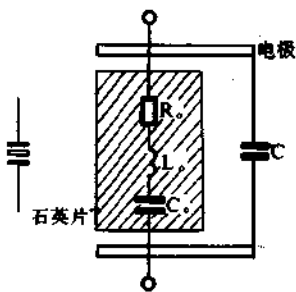


图 8-43

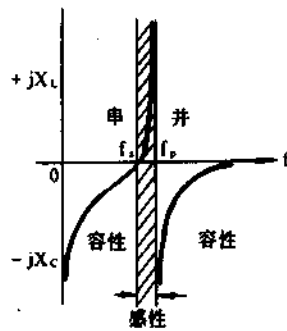


图 8-44

	$X_1$	$X_2$	$X_3$	注
哈特莱				石英晶体在 BE 电路
哈特莱				
考耳毕兹				石英晶体在 CB 电路

图 8-45

**例 8.27** 求图 8-46 所示场效应管振荡电路的  $\omega_0 g_m$ 。

解 等效电路如图 8-47 所示, 各回路电流为  $\dot{i}_1, \dot{i}_2, \dot{i}_3$   $R_0 = R_1 // R_D$

$$\begin{aligned} \left( R_0 + R \frac{1}{j\omega C} \right) \dot{i}_1 - R \dot{i}_2 + g_m R_0 R \dot{i}_3 &= 0 \\ -R \dot{i}_1 + \left( 2R + \frac{1}{j\omega C} \right) \dot{i}_2 - R \dot{i}_3 &= 0 \\ -R \dot{i}_2 + \left( 2R + \frac{1}{j\omega C} \right) \dot{i}_3 &= 0 \end{aligned}$$

振荡时肯定有电流存在, 所以  $\Delta = 0$

$$\Delta = \begin{vmatrix} R_0 + R \frac{1}{j\omega C} & -R & g_m R_0 R \\ -R & 2R + \frac{1}{j\omega C} & -R \\ 0 & -R & 2R + \frac{1}{j\omega C} \end{vmatrix} = 0$$

从虚部等于 0 求出  $\omega_0^2 = \frac{1}{C^2 R^2} \frac{1}{6 + 4 \frac{R_0}{R}}$

$R_0 \ll R$  时  $\omega_0 = \frac{1}{\sqrt{6} CR}$

从实部等于 0 求出  $g_m R_0 = 29 + 23 \frac{R_0}{R} + 4 \frac{R_0^2}{R^2}$

当  $R_0 \ll R$  时  $g_m R_0 = \frac{29}{R_0}$

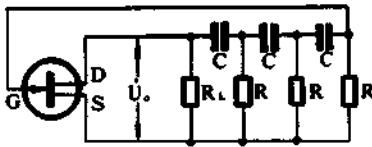


图 8-46

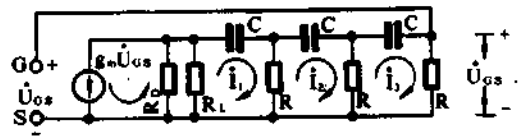


图 8-47

## 第九章 脉冲电路

### 一、脉冲和脉冲信号

所谓脉冲,指的是一种有突然变化的过程,有冲击,短促和脉动的含意。例如雷电、火花都具有这种性质。在电子技术中,脉冲是区别直流和正弦交流电而言的,通常把一种持续时间极短的电压或电流称为脉冲,也可以把一切既非直流又非正弦交流的电压或电流统称为脉冲。

脉冲信号多种多样,图 9-1 为几种常见的脉冲信号波形图。

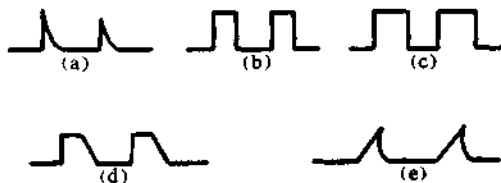


图 9-1

其中,(a)为尖脉冲,(b)为矩形脉冲(也称矩形波),(c)为方波,(d)为梯形脉冲(也称梯形波),(e)为锯齿波。当脉冲以同时间间隔出现时,称为周期性脉冲信号;当重复时间比脉冲持续时间大得多时,可将每一个脉冲信号当作单个脉冲处理。

### 二、脉冲电路

产生、变换、处理、传输和测量各种脉冲信号的技术,称为脉冲技术,相应的电路称为脉冲电路。这种电路与放大器电路有很大的区别,分析方法也不同。

### 三、脉冲信号波形的主要参数

理想的脉冲信号是阶跃的,有时甚至是不连续的,实际的脉冲信号并无理想的突跳,顶部、底部也不一定完全平坦,结合图 9-2 所示的实际方波,给出脉冲信号波形的主要参数。

1. **脉冲幅度  $U_m$** 。它是由静态值到最大值之间的变化范围, $U_m$  也可以称峰值。

2. **周期  $T$**  即周期性出现的脉冲,两相邻脉冲的同一幅值的前沿(或同一幅值的后沿)之间的时间间隔。周期  $T$  的倒数  $\frac{1}{T}$  即为脉冲的重复频率  $f$

$$f = \frac{1}{T}$$

3. **上升时间  $t_r$**  即脉冲信号电压由  $0.1U_m$  上升到  $0.9U_m$  的时间间隔,它又称前沿时间或上升沿时间。

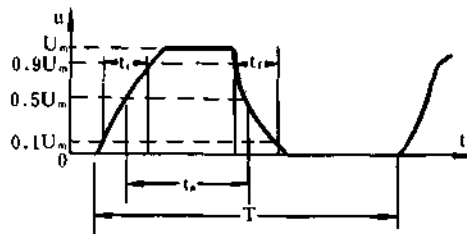


图 9-2

4. 下降时间  $t_f$  即脉冲信号电压由  $0.9U_m$  下降到  $0.1U_m$  的时间间隔,它又称为后沿时间或下降沿时间。

5. 脉冲宽度  $t_w$  它是指前、后沿  $0.5U_m$  之间的时间间隔,也称有效宽度或半值宽度。

#### 四、波形整形、变换电路

1. RC 充放电电路 图 9-3 为一个 RC 充放电电路。

当开关 K 位于 B 时,电容 C 上无储存电荷,电路中无电流。开关 K 合到 A 时,电源 E 通过电阻 R 向电容器 C 充电。

电容器的容量为 C,电容器上的端电压为  $u_c$ ,电容器上充电电荷为 q,电阻 R 上的端电压为  $u_R$ ,电流 i 之间的关系为:

$$u_c = \frac{q}{C}$$

$$i = \frac{dq}{dt} = C \frac{du_c}{dt}$$

由于  $E = u_R + u_c, u_R = Ri$

所以  $E = Ri + \frac{1}{C} \int idt$

$$= R \frac{dq}{dt} + \frac{q}{C}$$

可以看出,当开关 K 由 B 转为 A 的瞬间,即  $t=0$  时,电容器 C 上并无电荷储存电荷,即  $q=0$ ,可得

$$q = CE(1 - e^{-\frac{t}{RC}})$$

则任一时刻  $u_R$  和  $u_c$  应为  $u_R = R \frac{dq}{dt} = E e^{-\frac{t}{RC}}$

$$u_c = \frac{q}{C} = E(1 - e^{-\frac{t}{RC}})$$

当  $t \rightarrow \infty$  (一般认为  $t > (3 \sim 5)RC$ ) 后,电容器 C 上电荷可认为充满,则  $u_c = E$ ,充电结束,电流  $i \approx 0$ 。

当电容器 C 充足了电荷后,把开关 K 由 A 转至 B,则电容器上的电荷反过来通过 R 放掉,即放电过程。放电过程中相应某一时刻(此时开关 K 转至 B 时为  $t=0$ ), $u_R$  和  $u_c$  应为

$$u_R = -E e^{-\frac{t}{RC}}$$

$$u_c = +E e^{-\frac{t}{RC}}$$

充、放电过程中电压变化的曲线见图 9-4 所示,我们分别称充电时的  $u_R$  和  $u_c$  的变化特性曲线为微分曲线和积分曲线。因此,我们可以利用 RC 电路构成部分电路和积分电路,下面分别介绍。

另外,这里我们介绍一个 RC 电路的重要参数——时间常数,常用  $\tau$  表示,单位为秒

$$\tau = RC$$

$\tau$  值越小,曲线变化越迅速;反之越缓慢。

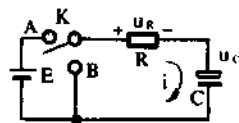


图 9-3

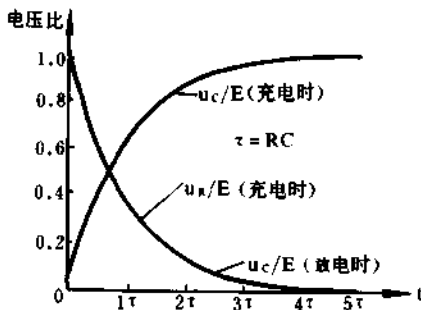


图 9-4

**2. 微分电路** 图 9-5 为微分电路。输入电压  $u_i$  的波形为矩形波, 输出电压  $u_o$  取自电阻  $R$  的两端。

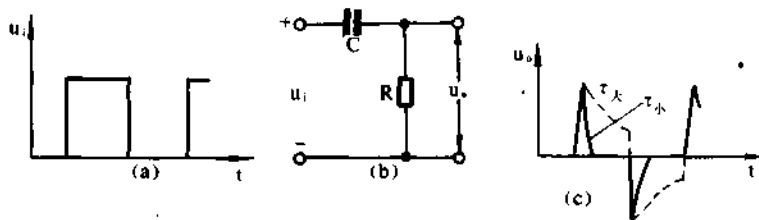


图 9-5

从上面给出的公式可以得出输出电压为对称的尖脉冲波形, 当  $\tau \ll t_n$  ( $t_n$  为矩形脉冲的宽度) 时, 由于  $\tau$  很小, 充、放电过程迅速, 输出脉冲很窄很尖,  $u_o$  关系式为

$$u_o = u_R = RC \frac{dU_i}{dt} = \tau \frac{dU_i}{dt}$$

即  $u_o$  与  $u_i$  的关系为微分关系。

**3. 积分电路** 图 9-6 为积分电路。输入电压  $u_i$  仍为矩形波, 输出电压  $u_o$  取自电容  $C$  的两端。

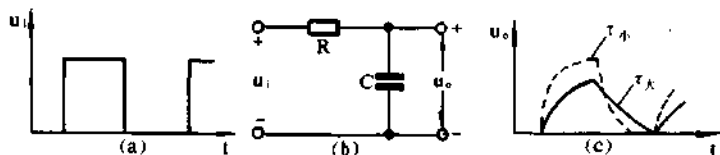


图 9-6

积分电路要求  $\tau \gg t_n$ , 即可以把输入的矩形脉冲波变换成三角形波, 由于  $\tau$  较大,  $u_R$  和  $u_c$  曲线都变化缓慢, 所以认为电阻上的电压  $u_R$  近似为矩形波输入电压  $u_i$ , 可以得出

$$\begin{aligned} U_o = U_c &= \frac{1}{C} \int i dt = \frac{1}{RC} \int u_R dt \\ &\approx \frac{1}{RC} \int u_i dt = \frac{1}{\tau} \int u_i dt \end{aligned}$$

即  $u_o$  与  $u_i$  的关系为积分关系。

**例 9.1** 求图 9-5 电路的时间常数  $\tau$ 。其中  $R=10k\Omega$ 、 $C=100pF$

解  $\tau = RC$   
 $= 10 \times 10^3 \times 100 \times 10^{-12}$   
 $= 10^{-6} (s) = 1\mu s$

## 五、限幅电路

限幅电路是能把输入波形的上部或下部“削去”一部份, 使输出波形的幅值限制在一定范围内的电路, 故又称“削波电路”。一般有二极管限幅电路、三极管限幅和稳压管限幅电路, 其工

作原理都是利用这些器件的开关特性,下面仅就二极管限幅电路加以介绍。

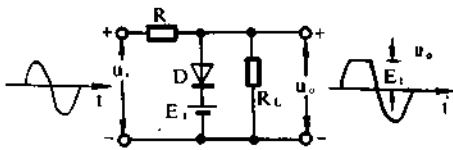


图 9-7

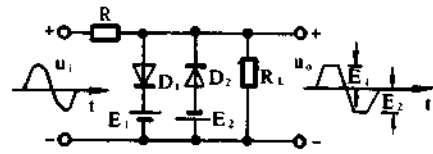


图 9-8

图 9-7 为二极管上限幅电路,输入电压  $u_i$  为正弦波,  $E_1$  为参考电压,且  $E_1 < U_{im}(u_i \text{ 的峰值})$ ,在输入电压  $u_i$  为正半周,当  $u_i < E_1$  时,二极管 D 处于反偏而截止,由于  $R_L \gg R$ ,则有  $u_o = u_i$ ;当  $u_i > E_1$  时,二极管 D 处于正偏而导通,如果忽略二极管正向导通时的压降,则有  $u_o = E_1$ ,即把  $u_i > E_1$  的那一部分波形削平,形成如果所示的  $u_o$  波形,正弦波的正半周被削成为近似的梯形波。在输入电压  $u_i$  为负半周时,不论  $u_i$  如何变化,二极管 D 均不导通(此时二极管不应被反向击穿) $u_o = u_i$ ,于是形成了图中所示的正半周限幅的输出电压。

图 9-8 为二极管双向限幅电路,它的工作原理与上面相同。输入信号为正半周时,通过  $D_1, E_1$  限幅;在负半周时,通过  $D_2, E_2$  限幅。所以,通过双向限幅电路可以把输入的正弦近似变换成双向梯形波的输出电压,故又称双向限幅器。

## 六、箝位电路

箝位电路是一种可以把输入信号箝制到某一选定的电平范围,而不太改变输入信号波形形状的电。

图 9-8 为一个简单的二极管箝位电路。设输入信号  $u_i$  为一矩形脉冲。在  $t=0$  时,  $u_i$  由零跃变为  $-U_m$ ,由于电容 C 两端的电压不能突变,故输入电压全部加到二极管 D 上,使之导通(由于与 D 相并联的 R 比二极管正向导通电阻大得多,故忽略 R),  $u_i$  通过二极管 D 迅速给电容 C 充电,此时电容

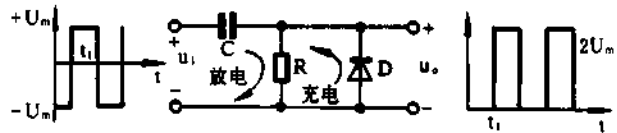


图 9-9

上充电电压为左负右正,  $u_o$  取自二极管 D 的两端,  $u_o \approx 0$ ;在  $t=t_1$  时刻,  $u_i$  由  $-U_m$  跃变为  $+U_m$ ,此时充足了电的电容与  $u_i$  一起迭加,为  $2U_m$ ,通过电阻 R 缓慢放电,此时二极管 D 反偏截止而无放电电流流过,此时  $u_o = 2U_m$ 。当该电路的充电时间常数  $R_D C$  足够小( $R_D$  为二极管正向导通时的电阻)放电时间常数 RC 足够大时,输入、输出波形形状几乎不变,但是输出电压  $u_o$  的底部被箝在零电平附近,于是该电路又称为二极管底部箝位电路。

图 9-10 为另一种二极管电平箝位电路。

图中的 A、B 为该电路的两个输入端, P 为输出端,  $D_A, D_B$  为两个二极管。当 A、B 两个输入端均为低电位 0 时,  $D_A, D_B$  均导通,则 P 端被箝于零电平,则近似有

$$u_p = U_A = U_B = 0$$



当 A 处于高电平,例如  $U_A=3V$  时,B 仍处于低电平,由于二极管  $D_A$  导通使输出  $u_p$  仍为  $0V$ 。

只有当 A、B 均为高电平,即  $U_A=U_B=3V$  时, $D_A、D_B$  均导通才有

$$U_p = U_A = U_B = 3V$$

这种利用二极管正向导通时具有箝位作用的电平箝位电路是后面讲到的二极管门电路的基础电路。

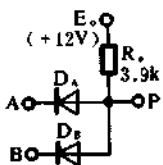


图 9-10

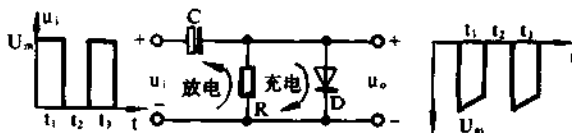


图 9-11

**例 9.2** 求如图 9-11 所示的箝位电路的输出电压波形。

**解** 分析该电路,与图 9.9 类似,只不过二极管  $D$  的方向反接,并且输入电压  $u_i$  为正的矩形脉冲波,可以肯定,分析方法与前面类似。

$t=0$  时, $u_i$  由  $0$  跃变到  $U_m$ ,二极管  $D$  导通  $u_i$  通过二极管迅速给电容器  $C$  充电,电容上充电为左正右负, $u_o \approx 0$ ;  $t=t_1$  时刻, $u_i$  跃变为  $0$ ,电容器  $C$  上充的电荷通过  $R$  放电,二极管  $D$  截止,放电开始时,电容上的充电电压使  $u_o$  为  $-U_m$ ,由于  $RC$  时间常数较大,放电缓慢。 $t=t_2$  时刻, $u_i$  由  $0$  跃变到  $U_m$ ,由于电容器  $C$  上上一次充的电荷没有放完,故充电过程只是弥补放电放掉的一点电荷,周而复始,形成了如图所示的输出电压波形,它是一个二极管顶部箝于零电平的箝位电路。

**例 9.3** 有图 9-12 的(a)~(l)的十二个电路,试分析伏安特性关系,即  $u \sim i$  关系图。

**解**

(a) 图  $u > 0$  时,二极管导通,忽略其压降, $u \sim i$  关系为线性; $u < 0$ , $D$  截止,无电流,总  $u \sim i$  关系如图 9-13(a) 所示。

(b) 图与(a)图二极管  $D$  方向相反,故  $u \sim i$  图正好原点对称,见图 9-12(b)。

(c) 图二极管  $D$  与电阻  $R$  并联,当  $u > 0$  时,二极管  $D$  导通,电流直线上升; $u < 0$  时, $D$  截止而  $R$  中有电流, $u \sim i$  曲线如图 9-12(c)。

(d) 与(c)类似不再分析

(e) 图与(a)图不同之外是加有参考电压  $E$ ,只有当  $u > E$  时,二极管  $D$  才导通,形成图 9-13(e)的  $u \sim i$  图。

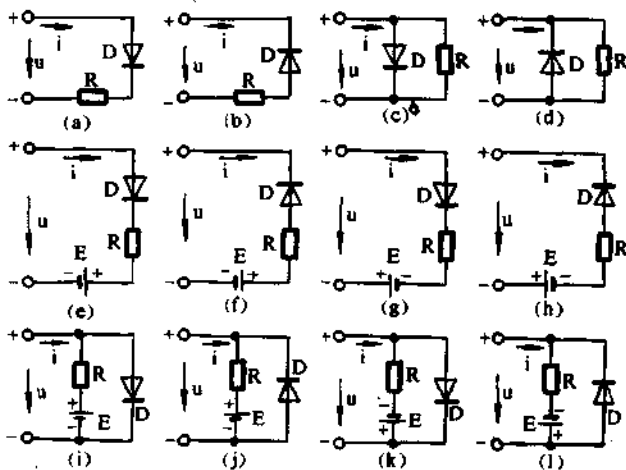


图 9-12

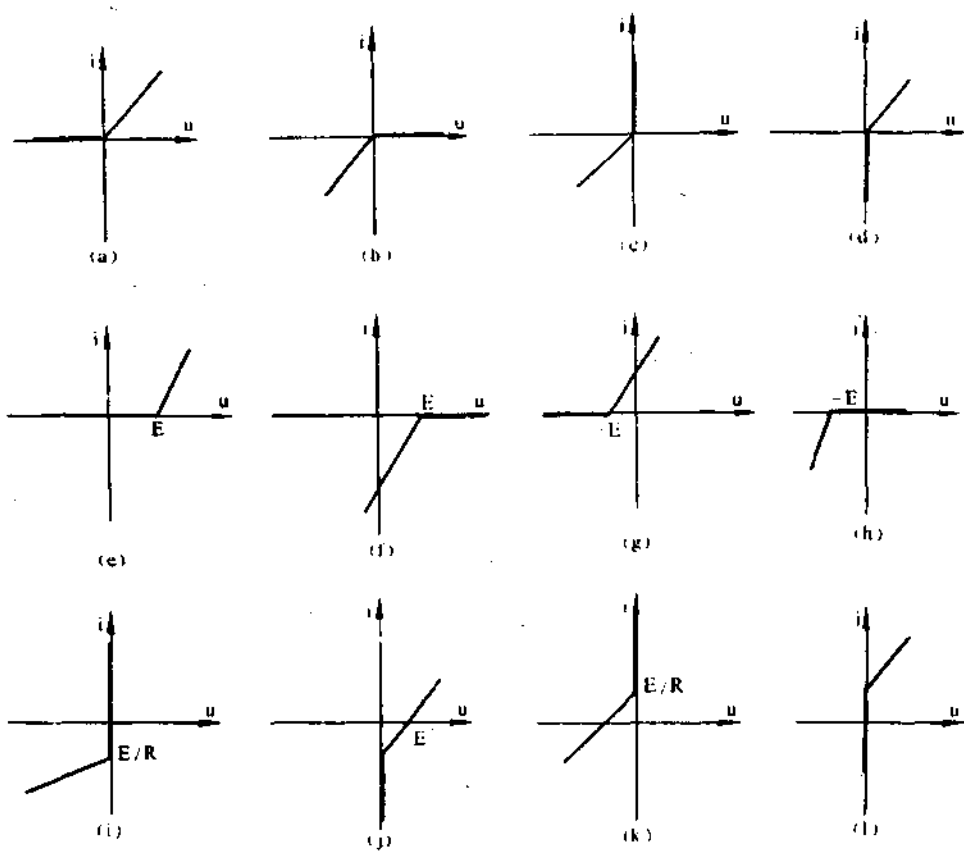


图 9-13

(f)与(e)类似不再分析。  
 (g)图中的参考电压E反接,则 $u > -E$ 时,二极管D即导通, $u \sim i$ 图见图9-13的(g)。  
 (h)与(g)类似不再分析。  
 (i)图中,当 $u = 0$ 时,相当于D两端短路,则电流 $i = -\frac{E}{R}$ ;  $u < 0$ 时*i*线性下降, $u \sim i$ 图如图9.13(i)。  
 (j)图与(i)图类似不再分析。  
 (k)图的参考电压E与(i)图正好相反,相应的 $u \sim i$ 曲线如图9-13(k)。  
 (L)图与(k)图类似不再分析。

**例 9.4** 电路如图9-14。输入电压 $u_{i0}$ 为一正弦

波。  
 求:画出当电路中的直流电压为5V和0V时,b、c、d和e点对地的电压波形。

**解** 初看起来,电路较复杂,但是分别考虑直流电压 $U_{y0} = 5V$ 及 $U_{y0} = 0V$ 时的情况,就会发现二极管 $D_1$ 和 $D_2$ 的工作状态不同。

$U_{y0} = 5V$ 时, $D_1$ 、 $D_2$ 均导通,b、c、d点为带有直流成分的正弦交流电,e点由于隔直电容

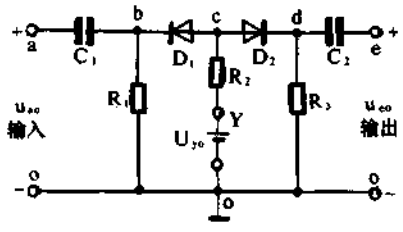


图 9-14

$C_2$ , 又变为纯正弦波了。波形如图 9-15。

$U_{r0} = 0V$  时,  $D_1, D_2$  的情况就不同了, 当  $U_{s0}$  为正半周时, b 点与 a 点波形状态相同,  $D_1, D_2$  截止, c, d, e 点电压均为零; 当  $U_{s0}$  为负半周时,  $D_1$  导能, c 点有负半周波形, 但是  $D_2$  仍截止, 故 d, e 点电压均为零。电压波形图仍见图 9.15。

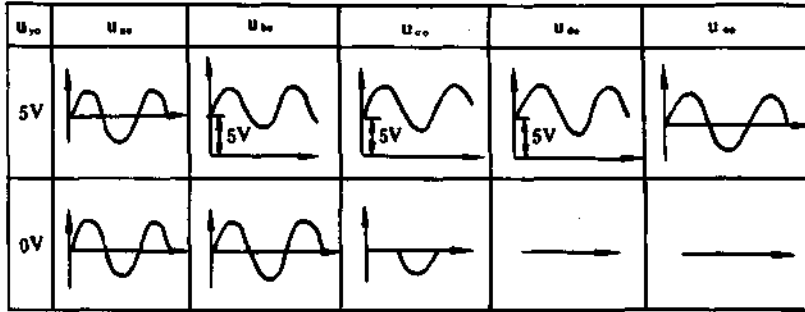


图 9-15

## 第十章 数字电路(一)——门电路

### 一、什么是数字电路

随着科学技术的发展,用数字信号来表示自然界中的物理量,已经在许多领域中广泛运用。数字电路就是把脉冲信号的“有”与“无”用“1”和“0”两种状态表示,而把这个二进制的数字信号进行传输、处理、变换、控制、运算、测量和显示等的电路统称为数字电路。

数字电路与前面讲过的处理模拟量的模拟电路不同,它的特点和选用二进制有密切的联系。主要特点是

1. 数字电路基本单元比较简单,对于二进制的每一位来讲,只要区别开 1 和 0 即可,可允许电路元件和电源有较大的误差。
2. 利用晶体三极管的截止和饱和这两种截然不同的状态,可以将晶体管作成数字电路的基本单元,可用其截止时输出的高电平表示 1 状态,而把饱和时输出的低电平表示 0 状态。
3. 数字电路简单,允许元器件有较大的分立性,便于集成,同时成品率较高。
4. 数字电路的分析方法不同,重点研究基本单元状态及其转变,因此有一套新的分析方法。

### 二、门电路

门电路是数字电路中的基本单元电路,是一种开关电路,它可以具有多个输入端,只有一个输出端。当各个输入端的数字信号满足某种关系时,输出端就会产生相应的 1 或 0 的数字信号。这里要指出的是输入和输出信号它们之间存在着一定的因果关系即逻辑关系,故门电路就是一种逻辑电路。

### 三、基本门电路

基本门电路有“与”门、“或”门、“非”门、“与非”门、“或非”门和“异或”门等,下面简单介绍。

1. “与”门电路 能够实现“与”逻辑关系的门电路称为“与”门电路,如图 10-1 所示。电路中的两个开关 A 与 B 控制一个灯泡 F。A、B 中只要有一个处于断开状态,灯泡 F 就不亮,只有当 A 与 B 两个开关全部处于闭合状态时,灯泡 F 才亮,可以说 A 和 B 是“与”的关系,当然这个电路就是最简单的“与”门电路。

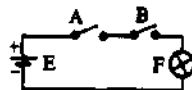


图 10-1

若开关 A、B 闭合用“1”表示,断开用“0”表示,灯泡亮用“1”表示,不亮用“0”表示,就可以列出表 10-1,这种逻辑关系表称作“与”门逻辑真值表。

表 10.1 简单“与”门的真值表

A	B	F
0	0	0
0	1	0
1	0	0
1	1	1

图 10-2 为用二极管组成的“与”门电路, A、B 为两个输入端,  $D_A D_B$  为两只二极管, F 为输出端。

二极管具有单向导电性, 当它承受正向电压时导通, 承受反向电压时截止。为了分析方便, 门电路输入, 输出信号都用电平的“高”或“低”来表示, 规定高电平为“1”, 低电平为“0”, 即正逻辑表示法(负逻辑与此相反, 即高电平为“0”, 低电平为“1”)。设电源电压  $E_c$  远大于 A、B 两端输入电压的高电平。

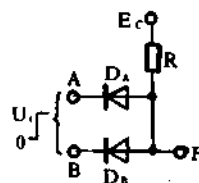


图 10-2

下面来分析一下这种关系。图

10-3(a)中,  $t_0 \sim t_1$  时间内, 输入端 A、B 均处于低电平时(这时认为其值大约为 0 伏), 二极管  $D_A、D_B$  均处于正向导通状态, 当忽略二极管正向压降后, 认为输出端也为低电平。  $t_1 \sim t_2$

时间内, 输入端 B 跳至高电平, 由于 A 端为低电平, 则  $D_A$  仍导通,  $D_B$  则承受反向偏压而截止, 由于  $D_A$  的作用, F 点被箝位于低电平。  $t_2 \sim t_3$  时间内, 输入端 A 为高电平而 B 端为低电平, 情况与上面正好相反, 输出端 F 仍为低电平。  $t_3 \sim t_4$  时间内, 输入端 A、B 均为高电平, 这时  $D_A、D_B$  均导通(因为  $E_c > U_1$ ), 忽略二极管正向压降, F 点输出电压约等于输入电压, 即输出 F 为高电平, 实现了“与”门电路。

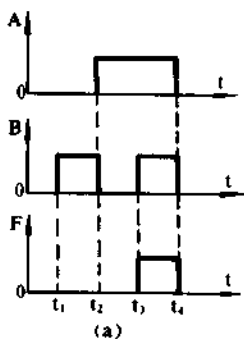


图 10-3

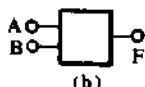


图 10-3(b)为二输入端“与”门的电路符号。

2. “或”门电路 能够实现“或”逻辑关系的门电路称为“或”门。图 10-4 为最简单的“或”门电路。

图中的 A、B 仍为两个开关, 它与图 10-1 不同的是二者处于关联状态来控制灯泡 F。只要开关 A、B 中有一个闭合, 灯泡 F 就亮, 只有 A、B 均断开时, 灯泡才会熄灭。

同样, 可以列出这个“或”门的真值表, 见表 10-2

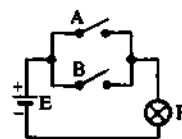


图 10-4

表 10-2 简单“或”门的真值表

A	B	F
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	1

用二极管组成的“或”门电路见图 10-5,此时, $D_A$ 、 $D_B$  的连接方向与“与”门正好相反,电源为 $-E_C$ 。

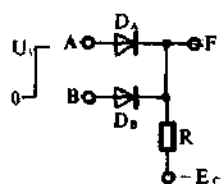


图 10-5

图中开关 A 并联在灯泡 F 两端,R 为限流电阻。当开关 A 断开时,灯泡点亮,而开关 A 闭合时,灯泡 F 两端被 A 短路,则熄灭,这种关系见表 10-3 的真值表。

“非”门又称反相器,意思即输出电平的高低总是和输入电平相反,还要注意的是:“非”门只有一个输入端,一个输出端,它的电路符号与下面讲到的“与非”门类似。

表 10-3 “非”门的真值表

A	F
0	1
1	0

分析它们的工作过程可借助于图 10-6(a)的波形图,分析原理同“与”门,这里就不过多地介绍了。图 10-6(b)为“或”门的电路符号。

3. “非”门电路 能够实现逻辑“非”关系的门电路称为“非”门电路。

图 10-7 为一个简单的“非”门电路。

图中开关 A 并联在灯泡 F 两端,R 为限流电阻。当开关 A 断开时,灯泡点亮,而开关 A 闭合时,灯泡 F 两端被 A 短路,则熄灭,这种关系见表 10-3 的真值表。

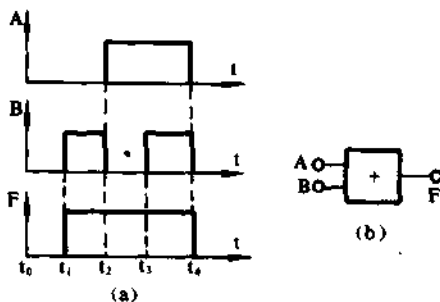


图 10-6

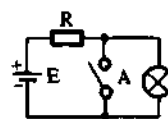


图 10-7

4. “与非”门电路 图 10-8(a)是一个用具有开关特性的半导体三极管电阻和二极管组成的“与非”门电路,简称 DTL 电路。图中的  $R_D$ 、 $D_A$  和  $D_B$  与前面讲过的“与”门电路相同,图的右边构成“非”门,二者组合,构成“与非”门电路。当 A、B 两输入端有一个为低电平时,二极管即导通,则 C 点基本为低电平,晶体管基极电位为在 $-U_B$  的作用下,R 和  $R_B$  的分压值, $U_B$  为负值,晶体管发射结反向偏置,因此其截止,则集电极输出端 F 为高电平, $U_o \approx U_C$ ;当两个输入端 A、B 均为高电平时,可使  $U_B > 0.7V$ ,则晶体管饱和导通,F 点输出为低电平, $U_o \approx U_{CES}$ 。

图 10-8(b)为常见的晶体管“与非”门电路,简称 TTL 电路。由于二极管“与非”门电路工作速度慢,故一般多用 TTL 电路。图中的  $T_1$  为多发射极三极管,A、B 和 C 为三个输入端, $T_1$

与  $R_1$  组成两路的输入级;  $T_2$  和  $R_2, R_3$  组成电路的中间级, 即从  $T_2$  发射极和集电极同时输出两个相反相位的信号, 作为  $T_3$  和  $T_5$  的驱动信号;  $T_3, T_4$  和  $T_5$  组成输出级,  $T_3, T_4$  构成复合管作为  $T_5$  的一个有源负载。它的工作原理较二级管“与非”门复杂。

“与非”门电路符号见图 10-8(c) 和 (d), 其中 (c) 为单输入端的“非”门图 10-8(d) 为三输入端“与非”门, 输出端的小圆圈, 表示“非”的意思。

表 10-4 为三输入端“与非”门的真值表, 共有 8 种状态。

表 10-4 “与非”门的真值表

A	B	C	F
0	0	0	1
0	0	1	1
0	1	0	1
1	0	0	1
0	1	1	1
1	1	0	1
1	0	1	1
1	1	1	0

5. “或非”门电路 它是由一个“或”门电路和一个“非”门电路组成, 如图 10-9(a) 为一个 DTL 型的“或非”门。前面的两只二极管组成“或”门, 后面的晶体管为“非”门。图 10-9(b) 为“或非”门的符号, 方框中的“+”号为“或”意思。

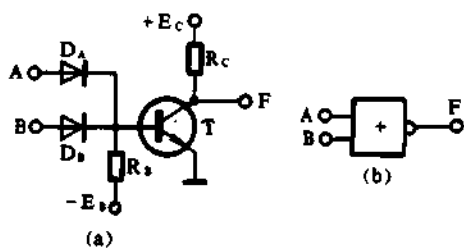


图 10-9

“或非”的关系是, 当输入端 A 或 B 中有一个为高电平时, 输出为低电平; 只有 A 和 B 均为低电平时, 输出才为高电平。

6. “异或”门电路 所谓“异或”关系, 两个输入信号电平相同时没有输出, 只有不同时才有输出。

图 10-10 为异或门电路符号。

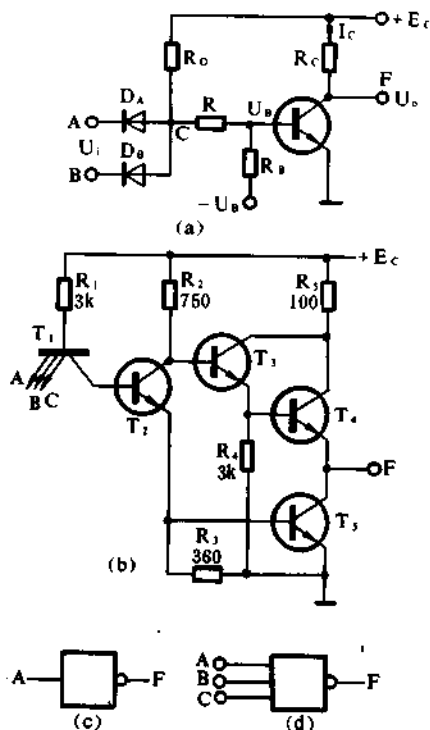


图 10-8

下面列出两个输入端“或非”门的真值表, 见表 10-5。

表 10-5“或非”门的真值表

A	B	F
0	0	1
0	1	0
1	0	0
1	1	0

“或非”的关系是, 当输入端 A 或 B 中有一个为高电平时, 输出为低电平; 只有 A 和 B 均为低电平时, 输出才为高电平。



图 10-10

	与AND	或OR	非NOT
中国标准			
美国MIL标准			
日本JIS标准			
其它			

图 10-11

它的逻辑真值表见表 10-6。输入端 A 或 B 有一个为高电平时,输出为高电平;二者均为低电平或二者均为高电平时,输出为低电平。

表 10-6 “异门”门的真值表

A	B	F
0	0	0
0	1	1
1	0	1
1	1	0

另外,还有集电极开路“或非”门等应用的很多,它的特点和“与非”相类似,功能不同,逻辑关系相同,这里不再介绍。

7. 国内外常用的门电路符号 关于门电路的符号,各国未统一,为了读者阅读和参考各种书籍及外文资料,这里仅列举“与”、“或”、“非”三种门电路的符号,见图 10-11,其它派生门电路符号只是这三种符号的结合。

#### 四、布尔代数与卡诺图

1. 布尔代数 布尔代数是布尔 1847 年发表的一篇关于逻辑的数理分析论文中提出的计算数字逻辑的组合方法,又称逻辑代数、开关代数、命题演算、符号逻辑等,也就是描述电路开关两种动作组合结果的数学方法。逻辑代数是学习数字电路的基础,下面简单介绍。

布尔代数中把“开”、“关”(或低电平、高电平)这两种不同的动作状态用“0”、“1”来表示,并且把它按一定的法则用数学方法进行处理。布尔代数最基本的运算法则可为逻辑乘(“与”运算)、逻辑加(“或”运算)和逻辑非三种。

(1)逻辑乘(“与”运算) 前面介绍的“与”门即满足此条件。例如有两输入端 A 和 B,输出端为 F,则可以写为下面的逻辑表达式:

$$F=A \cdot B \text{ 或 } F=AB$$

也有写作为:

$$F=A \cap B \quad F=A \wedge B \text{ 及 } F=A \& B$$

它的关系我们前面已经讲过,并且在表 10-1 中表示出来了。

(2)逻辑加(“或”运算) 前面也介绍过了,即“或”门电路,对于图 10-6 的电路,可以表示为下面的逻辑表达式:



$$F=A+B$$

也可以写作:

$$F=A \cup B \quad \text{或} \quad F=A \vee B$$

它的逻辑关系真值表在表 10-2 中已经给出了。

(3)逻辑非 反相器电路,即“非”门电路,它的逻辑关系真值表见表 10-3,相应的逻辑表达式为。

$$F=\bar{A}$$

式中的“ $\bar{\quad}$ ”即求反的意思。 $\bar{A}$  读作“A 非”或“非 A”。此外,如下面的式子:

$$F=\bar{\bar{A}}$$

“ $\bar{\bar{\quad}}$ ”即“非非”就是“是”,则有:

$$F=\bar{\bar{A}}=A$$

**2. 布尔代数的运算规律** 普通代数中的交换律、结合律与分配律同样适用于布尔代数的运算。

根据与、或、非的关系,可以分别得到表 10-7 的规律:

表 10-7 基本的布尔代数运算

	与	或	非
根 据	$0 \cdot 0=0$ $1 \cdot 0=0$ $0 \cdot 1=0$ $1 \cdot 1=1$	$0+0=0$ $0+1=1$ $1+0=1$ $1+1=1$	$\bar{1}=0$ $\bar{0}=1$
推 出	$A \cdot 0=0$ $A \cdot 1=A$ $A \cdot A=A$	$A+0=A$ $A+1=1$ $A+A=A$	$A+\bar{A}=1$ $A \cdot \bar{A}=0$ $\bar{\bar{A}}=A$

常用的定律与公式有:

- (1) 交换律 (a)  $A \cdot B=B \cdot A$   
(b)  $A+B=B+A$
- (2) 结合律 (a)  $(A \cdot B) \cdot C=A \cdot (B \cdot C)$   
(b)  $(A+B)+C=A+(B+C)$
- (3) 分配律 (a)  $(A+B)(A+C)=A+BC$   
(b)  $AB+AC=A(B+C)$
- (4) 减号律 (a)  $A \cdot 0=0$   
(b)  $A+1=1$   
(c)  $A \cdot 1=A$   
(d)  $A+0=A$
- (5) 对合律  $\bar{\bar{A}}=A$
- (6) 互补律 (a)  $A \cdot \bar{A}=0$   
(b)  $A+\bar{A}=1$
- (7) 重迭律 (a)  $A \cdot A=A$   
(b)  $A+A=A$
- (8) +吸收律 (a)  $A(A+B)=A$   
(b)  $A+AB=A$

(9) 反演律 (a)  $\overline{A \cdot B} = \overline{A} + \overline{B}$

(b)  $\overline{A + B} = \overline{A} \cdot \overline{B}$

注意,反演律也可用于多变量的运算,例如:

$$\begin{aligned} \overline{A+B+C} &= \overline{A+B} \cdot \overline{C} \\ &= \overline{A} \cdot \overline{B} \cdot \overline{C} \end{aligned}$$

同样,有:

$$\overline{A \cdot B \cdot C \cdot D} = \overline{A} + \overline{B} + \overline{C} + \overline{D}$$

以上定律反映在逻辑图上,如图 10-12 所示

**例 10.1** 通过真值表证明分配律中的(a)的正确性。

$$(A+B)(A+C) = A+BC$$

解 由 A、B 和 C 三个变量列出真值表有几种状态呢,从前面我们也许看到了;若有几个输入变量,并且仅有“0”和“1”两个状态,则它们的组合共有 2 个状态。此题输入变量为 3 个,则状态组合共有:

$$2^3 = 8 \text{ 个}$$

为此,我们将等式左、右两边分别列出真值表,然后进行比较,见表 10-8

表 10-8 该式的真值表

			左			右	
A	B	C	A+B	A+C	(A+B)(A+C)	B · C	A+B · C
0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	0	1	0	0	0
0	1	0	1	0	0	0	0
0	1	1	1	1	1	1	1
1	0	0	1	1	1	0	1
1	0	1	1	1	1	0	1
1	1	0	1	1	1	0	1
1	1	1	1	1	1	1	1

可以通过真值表进行对比,看出 A、B、C 在每一种状态下,输出状态均相同,于是证明了这个式子的正确性。

**例 10.2** 通过反演律,计算反演式。

$$f(X, Y, Z) = (X+Y)(\overline{X}+Z)$$

解 X、Y 和 Z 为三个输入变量,进行反演运算:

$$\begin{aligned} \overline{f(X, Y, Z)} &= \overline{(X+Y)(\overline{X}+Z)} \\ &= \overline{(X+Y)} + \overline{(\overline{X}+Z)} \\ &= \overline{X} \cdot \overline{Y} + \overline{\overline{X}} \cdot \overline{Z} \\ &= \overline{X} \cdot \overline{Y} + X \cdot \overline{Z} \end{aligned}$$

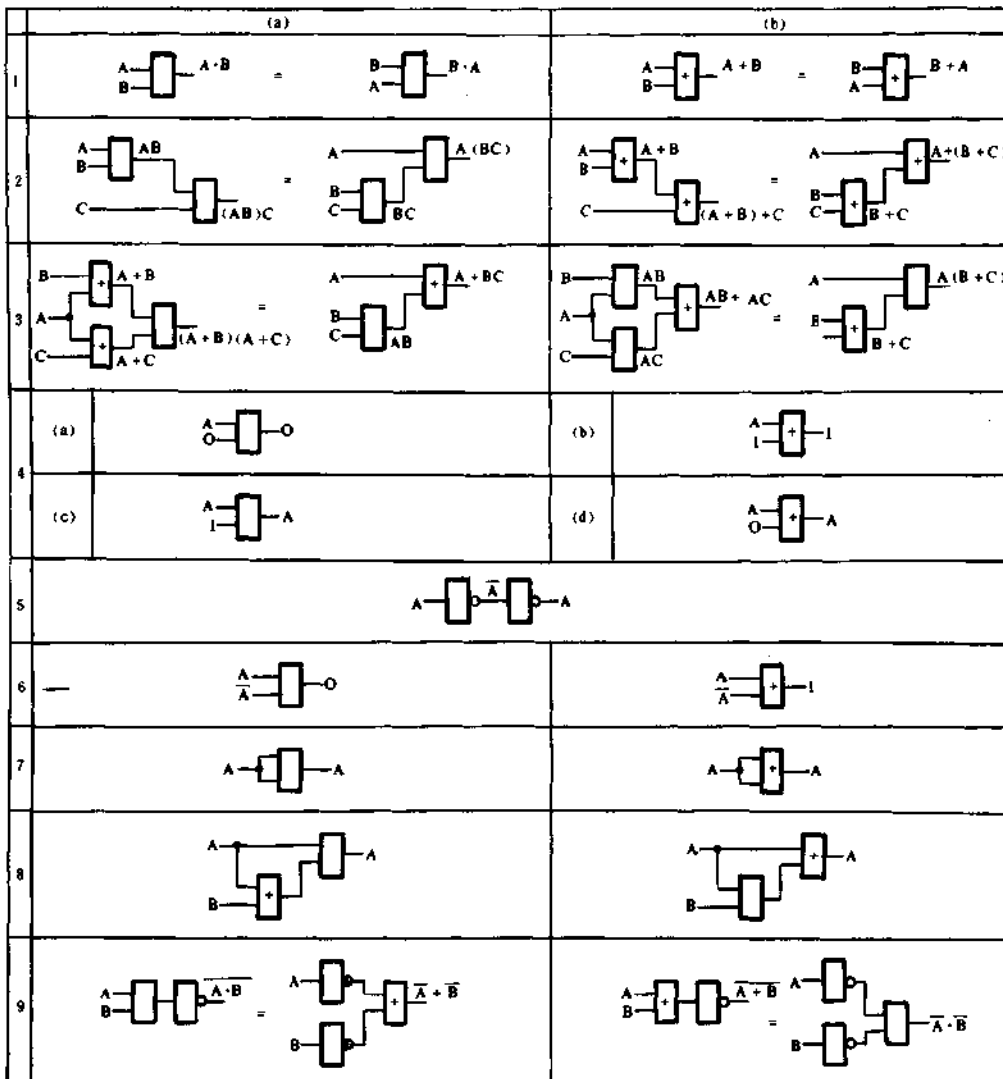


图 10-12

**3. 逻辑函数的化简与卡诺图** 实现同一个逻辑关系的数字电路可以有多种不同的形式。如果想设计一个电路,究竟使用哪种更好呢?这要看门电路的形式,同时要尽量用更少的单元门电路来实现,这里便提出了逻辑函数的化简,即门电路的化简。

如图 10-13,我们举出了几种功能相同,但是电路形式不同的逻辑电路。

例如图 10-13(b)图中的两个电路,左图的逻辑关系式为:

$$\begin{aligned} \overline{(A+B)} + \overline{(C+D)} &= \overline{(A+B)(C+D)} \\ &= (A+B)(C+D) \end{aligned}$$

右图的逻辑关系式为:

$$(A+B)(C+D)$$

二者逻辑关系相同,即逻辑功能相同,但左图由三个两输入端“或非”门组成,右图由两个“或”门和一个“与”门组成。

对于多个变量,并且逻辑关系复杂的逻辑函数,可以用公式化简法和卡诺图化简法。注意,

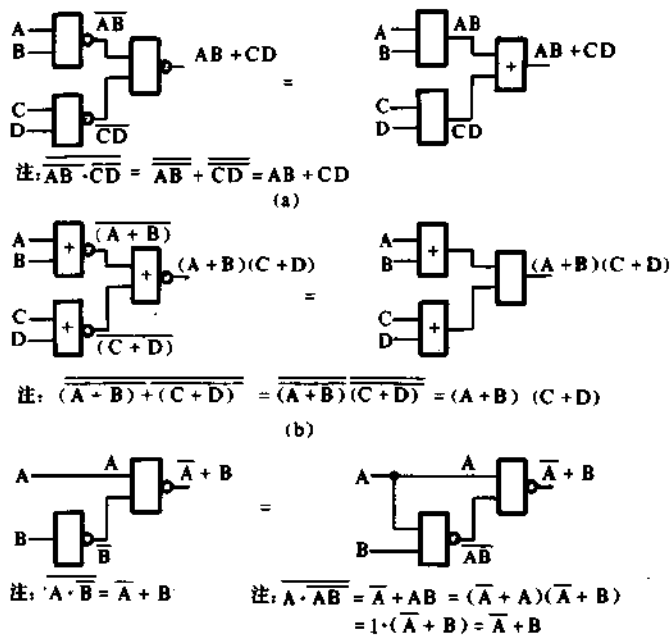


图 10-13

这部分内容对于数字电路的学习是很重要的。下面分别介绍。

(1)公式化简法 利用逻辑代数的基本公式进行化简,常用的方法有:

(a)并项法 利用公式

$$AB + A\overline{B} = A(B + \overline{B}) = A \cdot 1 = A$$

**例 10.3** 化简

解

$$\begin{aligned} & A(BC + \overline{B}\overline{C}) + A(\overline{B}C + B\overline{C}) \\ & A(BC + \overline{B}\overline{C}) + A(\overline{B}C + B\overline{C}) \\ & = A(BC + \overline{B}\overline{C}) + A(\overline{B+C})(B+C) \\ & = A(BC + \overline{B}\overline{C}) + A(\overline{B}\overline{C} + BC) \\ & = A \end{aligned}$$

(b) 吸收法 利用公式

$$A + AB = A(1 + B) = A \cdot 1 = A$$

(3) 消去法 利用公式

$$A + \overline{A}B = (A + \overline{A})(A + B) = A + B$$

(4) 配项法 利用公式

$$A + \overline{A} = 1$$

并且配上一些合适的变量进行化简

**例 10.4** 化简

解

$$\begin{aligned} & A\overline{B} + B\overline{C} + \overline{B}C + \overline{A}B \\ & A\overline{B} + B\overline{C} + \overline{B}C + \overline{A}B \\ & = A\overline{B} + B\overline{C} + (A + \overline{A})\overline{B}C + (C + \overline{C})\overline{A}B \\ & = A\overline{B} + B\overline{C} + A\overline{B}C + \overline{A}BC + \overline{A}BC + \overline{A}BC \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 &= (\overline{A}B + A\overline{B}C) + (B\overline{C} + \overline{A}B\overline{C}) + \overline{A}B\overline{C} + \overline{A}BC \\
 &= \overline{A}B(1+C) + B\overline{C}(1+\overline{A}) + \overline{A}C(B+B) \\
 &= \overline{A}B + B\overline{C} + \overline{A}C
 \end{aligned}$$

**例 10.5** 证明下式恒等

$$ABCD + \overline{A}B\overline{C}D = \overline{A}B + B\overline{C} + CD + \overline{D}A$$

证明: 右式 =  $\overline{A}B + B\overline{C} + CD + \overline{D}A$

$$\begin{aligned}
 &= \overline{A}B \cdot \overline{B}C \cdot \overline{C}D \cdot \overline{D}A \\
 &= (\overline{A} + \overline{B})(\overline{B} + \overline{C})(\overline{C} + \overline{D})(\overline{D} + \overline{A}) \\
 &= (\overline{A} + B)(\overline{B} + C)(\overline{C} + D)(\overline{D} + A) \\
 &= (\overline{A}B + \overline{A}C + BC)(\overline{C}D + \overline{C}A + DA) \\
 &= \overline{A}BCD + \overline{A}CCD + BCCD \\
 &\quad + \overline{A}BCA + \overline{A}ACC + A\overline{C}CB \\
 &\quad + \overline{A}ABD + \overline{A}ACD + ABCD \\
 &= \overline{A}BCD + ABCD \quad \text{证毕}
 \end{aligned}$$

(2) 卡诺图化简法 所谓卡诺图,即根据逻辑函数各个变量的逻辑关系按一定规律画出的一种表格式的方框图。它比较直观地将变量与输出之间的逻辑关系表达出来,并且在逻辑函数的化简中起着重要的作用。

例如图 10-14 为一个三变量卡诺图,输入变量为 A、B 和 C,输出为 F,它们之间的关系为:

$$F = \overline{A}B\overline{C} + ABC + A\overline{B}C$$

图 10-14

		$\overline{C}$	C	
AB	C	0	1	$F = \overline{A}B\overline{C} + ABC + A\overline{B}C$
$\overline{A}\overline{B}$	00	0	0	
$\overline{A}B$	01	(a) 1	0	
AB	11	0	(b) 1	
$A\overline{B}$	10	(c) 1	0	

将表的行表示 A、B 的不同取值,考虑到化简时的相邻性,排列顺序为:

00-01-11-10

而表的列表示 C 的两种取值,只有两个状态:

0-1

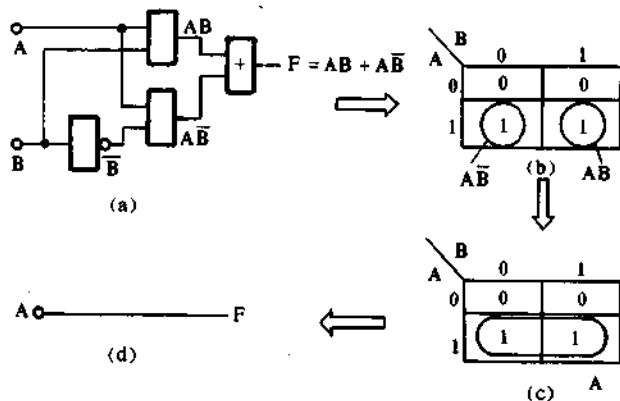


图 10-15

函数表达式写出。

表中的值为函数下的状态。

将逻辑函数表达式中对应的三项在表中填入“1”,而其它位置均填“0”。

卡诺图,逻辑函数表达式及真值表对一个固定的逻辑关系来讲是等价的,它们之间可以由一个导出其它两个。

卡诺图化简的原则是相邻项可以合并,我们通过下例来介绍。

**例 10.6** 用卡诺图化简图 10-

15(a)的电路。

解 首先将 10-15(a)图的逻辑

$$F = AB + A\bar{B}$$

然后,画出两变量卡诺图,见图 10-15(b),其中  $A\bar{B}$  项和  $AB$  项中的状态为“1”。其余两空填入“0”,可从卡诺图中见到,两个“1”在位置上是相邻的,于是可在图上一个线框把它们圈起来,得到图 10-15(c),然后找出二者逻辑状态相同的变量而去掉逻辑状态相反的变量。二者对应的 A 变量均为“1”而 B 变量有两个状态,即可以得到化简结果:

$$F = A$$

对应图 10-15(d),即 A 和 F 通过一根导线连接,实现了化简的目的。

**例 10.7** 对图 10-16 的卡诺图进行化简,并且写出化简前后的逻辑表达式。

解 从图 10-16 可以得出化简前的逻辑函数表达式

$$F = \bar{A}\bar{B}\bar{C}\bar{D} + \bar{A}\bar{B}C\bar{D} + \bar{A}B\bar{C}\bar{D} + \bar{A}BC\bar{D} \\ + A\bar{B}\bar{C}\bar{D} + A\bar{B}C\bar{D} + A\bar{B}\bar{C}D + A\bar{B}CD$$

先找相邻项,卡诺图中间四项可以合并,同样,四角间也具有相邻性,故四个角上可以进行合并,分别得到:

消去 AC, 得到 BD;

消去 AC, 得到  $\bar{B}\bar{D}$ 。

$$F = BD + \bar{B}\bar{D}$$

**例 10.8** 化简图 10-17(a) 的卡诺图,并且写出化简后的结果。

解 先分析一下此题,这是一个四输入变量 A、B、C 和 D 的卡诺图,并且仅有四项为“0”如果采用合并“1”的

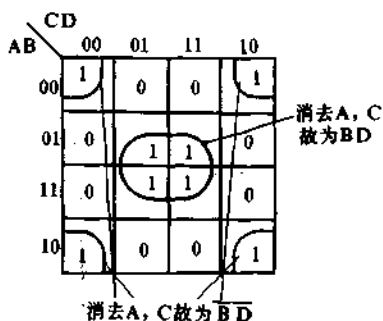


图 10-16

相邻项的方法,有好几种方法,但是如果不熟练,往往不好处理。我们知道,对于一个逻辑函数两次求反等于它本身,这里我们可以利用这个反演律来处理,即 F 变为  $\bar{F}$ ,“1”变为“0”,“0”变为“1”,即得到图 10-17(b) 的反演卡诺图,这时可以有两种组合并,得到如下的关系式:

$$F = \bar{B}\bar{C}\bar{D} + \bar{B}CD$$

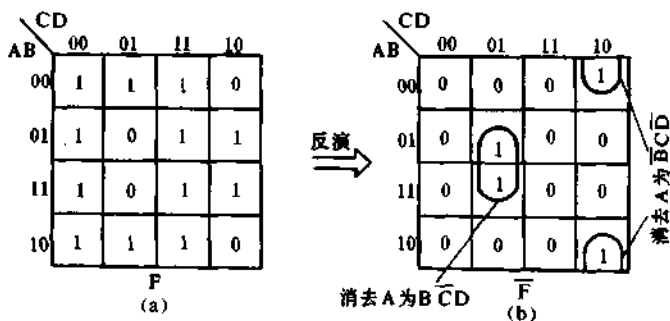


图 10-17

然后再对  $\bar{F}$  求反:

$$F = \bar{\bar{F}} = \overline{\bar{B}\bar{C}\bar{D} + \bar{B}CD} \\ = \overline{\bar{B}\bar{C}\bar{D}} \cdot \overline{\bar{B}CD} \\ = (B + C + D)(\bar{B} + \bar{C} + \bar{D})$$

**例 10.9** 列出布尔代数常用公式

逻辑运算	常用符号	其它符号
AND(乘运算也称“与”运算)	$AB, A \cdot B$	$A \cap B, A \wedge B, A \& B$
OR(加运算也称“或”运算)	$A+B$	$A \cup B, A \vee B$
NOT(反运算也称“非”运算、否定运算)	$\bar{A}$	$\sim A, \neg A$

### 常量之间的关系

1a	$0 \cdot 0 = 0$	1b	$0 + 0 = 0$
2a	$0 \cdot 1 = 0$	2b	$0 + 1 = 1$
3a	$1 \cdot 1 = 1$	3b	$1 + 1 = 1$
4a	$\bar{0} = 1$	4b	$\bar{1} = 0$
5a	$\bar{\bar{0}} = 0$	5b	$\bar{\bar{1}} = 1$

### 与普通代数相似的定理

交换律	6a	$AB = BA$	6b	$A + B = B + A$
结合律	7a	$A(BC) = AB(C)$	7b	$A + (B + C) = (A + B) + C$
分配律	8a	$A(B + C) = AB + AC$	8b	$A + BC = (A + B)(A + C)$

### 变量与常量的关系

9a	$A \cdot 0 = 0$	9b	$A + 0 = A$
10a	$A \cdot 1 = A$	10b	$A + 1 = 1$
11a	$A \cdot A = A$	11b	$A + A = A$
12a	$A \cdot \bar{A} = 0$	12b	$A + \bar{A} = 1$
13a	$\bar{\bar{A}} = A$	13b	$A = \bar{\bar{A}}$

### 德·摩根定理(De Morgan's)

14a	$\overline{ABC} = \bar{A} + \bar{B} + \bar{C}$	14b	$A + B + C = \overline{\bar{A}\bar{B}\bar{C}}$
吸收定理			
15b	$A(A + B) = A$	15b	$A + AB = A$
16a	$A(\bar{A} + B) = AB$	16b	$A + \bar{A}B = A + B$

摩根(De Morgan 1806-1871)英国数学家逻辑学家

**例 10.10** 三台电动机 A、B、C, 当 A 运转时 B 必须运转; 当 B 运转时, C 必须运转。如不满足上述条件, 就应发出报警信号, 试用逻辑电路实现。

真值表

A	B	C	Z
0	0	0	0
0	0	1	0
0	1	0	1
0	1	1	0
1	0	0	1
1	0	1	1
1	1	0	1
1	1	1	0

**例 10.11** 一盏灯从三个地方都能独立地控制,写出逻辑函数式。

真值表

A	B	C	Z	说明
0	0	0	0	
0	0	1	1	任一开关闭合,灯亮
0	1	0	1	
1	0	0	1	
0	1	1	0	两开关闭合,灯灭
1	0	1	0	
1	1	0	0	
1	1	1	1	三个开关闭合,灯亮

**例 10.12** 狼、粮仓门的问题。仓门打门时羊来了,羊要吃粮,应报警,但只有狼来了,狼不吃粮,故不用报警,如果狼、羊都来了,狼要吃羊,应报警。仓门不打开时,羊和狼单独来,都不用报警,一齐来时,狼要吃羊,应报警。试写出逻辑函数式。

D	G	W	Z
0	0	0	0
0	0	1	0
0	1	0	0
0	1	1	1
1	0	0	0
1	0	1	0
1	1	0	1
1	1	1	1

**例 10.13** 简述逻辑函数的卡诺图化简法

在一个由小方块组成的方图上,对应于逻辑函数输入,以循环码顺序排列(即相邻两个代码之间只有一位状态不同),其输出函数值填入相应的小方块中,即为卡诺图。

化简法

小方块中几何相邻(紧挨着、行或列两头相对、对折起来位置重合)的同值项可以合并,消去不同的因子,只包含公共因子。如果是  $2^n$  个小方块合并,则可消去  $n$  个变量。

例 1 按下列四种图式等出逻辑函数式

解 (a)  $f(X_1, X_2, X_3, X_4) = \bar{X}_1 \bar{X}_2 \bar{X}_3 X_4 + \bar{X}_1 \bar{X}_2 X_3 X_4$   
 $+ \bar{X}_1 X_2 X_3 X_4 + X_1 \bar{X}_2 \bar{X}_3 X_4 + X_1 \bar{X}_2 X_3 X_4$   
 $+ X_1 X_2 \bar{X}_3 X_4 + X_1 X_2 X_3 X_4 + X_1 X_2 \bar{X}_3 X_4$

列出真值表,1 为运转,0 为不运转。Z 为报警信号,1 为报警,0 为不报警。

列出 Z 与 A、B、C 之间的逻辑函数式

$$Z = \bar{A}BC + A\bar{B}C + A\bar{B}\bar{C} + ABC$$

简化

$$Z = \bar{A}BC + A\bar{B}C + A\bar{B}\bar{C} + ABC$$

$$= AB(\bar{C} + C) + (\bar{A} + A)BC \quad 8a$$

$$= AB + BC \quad 12b$$

解 A、B、C 为三个地方的控制开关,1 为闭合,0 为打开,Z 为路灯,1 为点亮,0 为熄灭。

列出 Z 与 A、B、C 之间的逻辑函数式

$$Z = \bar{A}BC + \bar{A}\bar{B}C + A\bar{B}\bar{C} + ABC$$

解 羊来、狼来、门开、报警均为 1,否则为 0。羊、狼、门、报警器用 G、W、D、Z 表示。

$$Z = \bar{D}GW + DG\bar{W} + DGW$$

$$= \bar{D}GW + DG(W + \bar{W}) \quad 8A$$

$$= \bar{D}GW + DG \quad 12b$$

$$= G(\bar{D}W + D) \quad 8a$$

$$= G(W + D) \quad 16b$$



(b)  $f(X_1, X_2, X_3, X_4) = \bar{X}_1\bar{X}_2\bar{X}_4 + \bar{X}_1X_3X_4 + \bar{X}_1X_2X_3 + X_1X_2X_4$

(c)  $f(X_1, X_2, X_3, X_4) = \bar{X}_1\bar{X}_2\bar{X}_4 + \bar{X}_1\bar{X}_3X_4 + \bar{X}_1X_2X_3 + X_2X_4$

(d)  $f(X_1, X_2, X_3, X_4) = \bar{X}_1\bar{X}_2\bar{X}_3 + \bar{X}_1\bar{X}_3\bar{X}_4 + X_2X_4$

(a)

		$X_1$	$X_2$		
$X_3$	$X_4$	00	11	11	10
00		1			
01		1	1	1	
11			1	1	
10		1	1		

(b)

		$X_1$	$X_2$		
$X_3$	$X_4$	00	01	11	10
00		1			
01		1	1		1
11			1		1
10		1	1		

(c)

		$X_1$	$X_2$		
$X_3$	$X_4$	00	01	11	10
00		1			
01		1	1		1
11			1		1
10		1	1		

(d)

		$X_1$	$X_2$		
$X_3$	$X_4$	00	01	11	10
00		1			
01		1	1		1
11			1		1
10		1	1		

# 第十一章 数字电路(二)——触发器

## 一、什么是触发器

在数字电路中,有一种基本的逻辑单元电路,它有一个或两个稳定状态,在一定条件下,可以从一种稳定状态迅速地转换到另一种状态,这种转换及状态的确定,不仅取决于产生转换时的条件,还与转换之前的状态有关,它称之为触发电路,即触发器。

触发器的两个稳定状态,我们分别称它们为“0”状态和“1”状态,利用它,可以保存一位二进制的信息。触发器与普通门电路的不同点是:门电路的状态只由输入状态决定而触发器在触发信号作用后,电路的状态仍然保留,即有记忆功能。二者之间的关系是:门电路是基础,而触发器则是由若干个门电路组成的。触发器在数字电路中应用很广,由它又组成了许多不同功能的电路,特别是在计算机电路中用得更多。

下面就以几种不同逻辑功能的触发器进行介绍。

## 二、基本 RS 触发器

图 11-1 画出了由两个“与非”门组成的基本 RS 触发器。图中的“与非”门 A 和 B 的其中一个输入端与对方的输出端相连。A 的另一个输入端称为 R 端,即复位端;B 的另一个输入端为 S 端,即置位端;B 的输出端称为 Q 端,即输出端;A 的输出端称为  $\bar{Q}$  端,即反相输出端。下面分析一下它的工作过程。

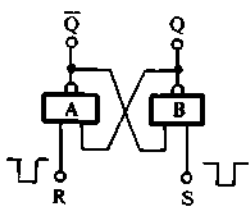


图 11-1

**1. 工作过程** 对于 R、S 输入端取不同电平时的情况分别说明。

(1)如果触发器原来处于“0”状态,即输出端  $Q=0, \bar{Q}=1$  的状态,当输入端 S 加上一个负脉冲后,  $S=0$ 。这样,门 B 的输出就要变化,使 Q 由“0”变为“1”,这个高电平又加到了门 A 的输入端,由于 R 端不变,即  $R=1$ ,则门 A 的输出也要变化,使  $\bar{Q}$  由“1”变为“0”,此时,触发器已由“0”状态变为“1”状态了。当把 S 端的负脉冲去掉,触发器的状态仍然不变,自动保持“1”状态,而不再返回原来的状态。

(2)当电路处于“1”状态时,即  $Q=1, \bar{Q}=0$ 。若在 R 端加一个负脉冲,  $R=0$ ,门 A 的输出由“0”变为“1”,即  $\bar{Q}=1$ ,这个高电平又反过来加到门 B 的输入端,使其输出发生变化, Q 由“1”变为“0”,这时触发器由“1”状态返回“0”状态了。当把 R 端的负脉冲去掉,触发器的状态仍然不会再变,而自动保持“0”状态了。

(3)当 R、S 均为高电平时,如果电路原来处于“1”状态,则  $Q=1$  与  $R=1$  维持  $\bar{Q}=0$ ,反过来对于 B 门,  $\bar{Q}=0$  与  $S=1$  维持  $Q=1$ ,即触发器的状态不变。

(4)当 R、S 端同时加入负脉冲时,这时门 A 和门 B 的输出均为“1”,这就破坏了触发器两个输出端必须有相反逻辑状态的原则,这是不允许的。同样,当 R、S 端的负脉冲同时消失后,由于门 A 和门 B 响应时间总会有微小的差异,因此,哪一个门优先导通是不定的,若门 A 输出先变为“0”状态,通过反馈会使门 B 输出变为“1”状态;若门 B 输出先变为“0”状态,同样通过反馈使门 A 输出变为“0”状态。所以可以说触发器的状态不确定,因此要避免出现 R、S 同时为“0”的情况。

根据以上分析,我们可以列出基本 RS 触发器的真值表,见表 11-1 所示。

表 11-1 基本 RS 触发器的真值表

R	S	Q	$\bar{Q}$
1	0	1	0
0	1	0	1
1	1	不变	
0	0	不定	

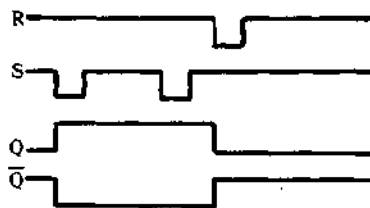


图 11-2

基本 RS 触发器的波形图如图 11-2。

从波形图中可以看出,平时 R、S 均为高电平,当 R 端加负脉冲,使触发器输出  $Q=0$ ;而 S 端加负脉冲,使触发器输出  $Q=1$ 。故称 R 端为复位端,S 端称为置位端,基本 RS 触发器又称为复位——置位触发器。

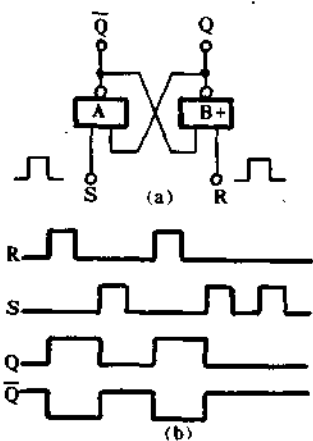


图 11-3

2. 其它类型的 RS 触发器 利用“或非”门也可以构成基本 RS 触发器,它的电路如图 11-3(a),波形图见图 11-3(b),与上面电路不同的是此时 R、S 触发端的触发脉冲为正脉冲。

它的工作原理类似于前面的电路,读者可以自行分析,这里就不过多介绍了。

### 3. 基本 RS 触发器的电路符号

虽然基本 RS 触发器由基本的门电路组成,但是它往往作为一个整体出现,故它有特定的电路符号,如图 11-4 所示。

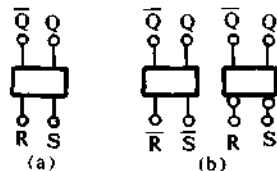


图 11-4

对于前面讲到的用“或非”门组成的触发器由于 R、S 端高电平有效,如图 11-4(a)所示;而用“与非”门组成的触发器, R、S 端低电平有效,电路符号必须有所区别,如图 11-4(b)的两种画法,即可以在 R、S 字母上用“-”表示,即为  $\bar{R}$ 、 $\bar{S}$ ,也可以用 R、S 端画上小圆圈表示。

## 三、同步 RS 触发器

在触发器的实际应用中,时常要求触发器由一个脉冲信号来控制,实现人们要求的各种功能,这个脉冲信号即同步信号,俗称时钟信号。即这时电路的状态不仅与输入端、输出端的状态有关,同时还与时钟有关,这里讲的是同步时钟作用下的 RS 触发器。

同步 RS 触发器也是由基本门电路组成的,图 11-5 即为一个用四个“与非”门组成的同步 RS 触发器电路。

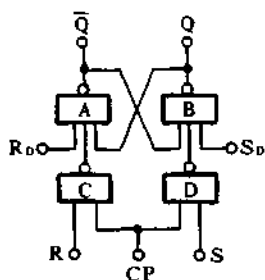


图 11-5

图中的  $R_D$ 、 $S_D$  端与前面相同,即复位端、置位端,门 A 和门 B 构成了基本 RS 触发器,所不同的是它们的输入端为三端,并且分别和“与非”门 C 和 D 的输出相连,门 C 和门 D 的其中一个输入端连在一起接时钟信号 CP,此外门 C 的另一个输入端为 R 端,门 D 的另一个输入端为 S 端。

与基本 RS 触发器类似,由门 A 和门 B 组成的基本 RS 触发器工作过程的分析就不重复了。下面仅就门 C 和门 D 的作用加以分析。

这里的时钟脉冲 CP 为一个一个的正脉冲。当 CP 不出现时,CP 端为“0”电平,则门 C 和门 D 都处于截止状态,即关闭状态;只有当 CP 端出现正向脉冲时,门 C 和门 D 的状态才会分别根据 R、S 端的状态来确定,整个触发器才会出现输出状态的改变,所以称其为同步 RS 触发器,又称钟控 RS 触发器。

门 A 和门 B 的  $R_D$  和  $S_D$  可以使触发器直接复位(即使  $Q=0$ )和置位(即使  $Q=1$ ),而不变时钟脉冲的控制, $R_D$  和  $S_D$  称为直接复位、置位端,也称异步输入端。一般  $R_D$ 、 $S_D$  常被用来预先把触发器置成所需的初始状态。例如,要求初始状态为  $Q=0$ 、 $\bar{Q}=1$ ,可在  $R_D$  端加上一个负脉冲,预置后  $R_D$ 、 $S_D$  仍保持高电平即可。

为了表明时钟脉冲的控制作用,我们将  $Q_n$  表示某一个时钟脉冲到来之前的状态,而用  $Q_{n+1}$  表示该时钟脉冲作用后的新状态。将这种关系用列表的形式表示,即真值表,这里将其称作特性表。表 11-2 即同步 RS 触发器的特性表。

表 11-2 同步 RS 触发器的特性表

R	S	$Q_{n+1}$
1	0	0
0	1	1
0	0	$Q_n$
1	1	不定

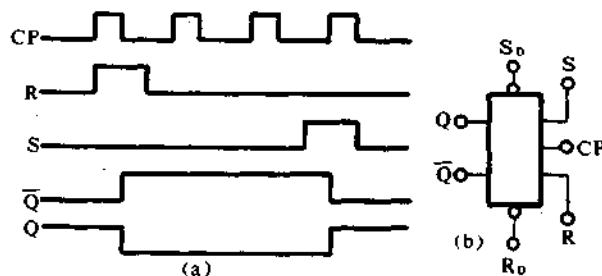


图 11-6

同步 RS 触发器的波形图和电路

符号见图 11-6,其中图(a)为波形图,图(b)为电路符号。

## 四、JK 触发器

### 1. 简介

由于同步 RS 触发器在  $R=S=1$  时的输出状态不定,为了避免这种情况的出现,必须进一步对电路进行改进。可以采取引入反馈的方法,见图 11-7。

图中的反馈支路有两条:一条从输出 Q 端反引回一条连接到门 C 的输入端,另一条从输出  $\bar{Q}$  反引回一条连接到门 D 的输入端。这时门 C 的输入控制端称 K 端,门 D 的输入控制端称 J 端。由于 Q 和  $\bar{Q}$  总有一个为“0”状态,即当  $J=K=1$ (即触发器的不定状态),并且  $CP=$

1 时,门 C 和门 D 的输入由于受上面讲到的反馈连线作用,则门 C 和门 D 的输入端不可能全部为“1”,触发器的输出就不会同时为“0”,触发器就不会出现状态不定的情况了。

对于这个 JK 触发器的逻辑功能分析为:

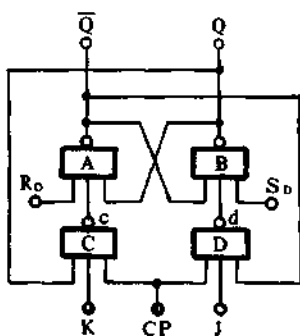


图 11-7

(1) 当  $J=0, K=0$  时,该触发器中门 C 和门 D 的输出均为 1,不受 CP 的影响,门 A 和门 B 相当于基本 RS 触发器,故  $Q_{n+1}=Q_n$

(2) 当  $J=1, K=0$  时,若触发器原状态为  $Q=0, \bar{Q}=1$ ,当 CP 脉冲到达时,门 D 的三个输入端全为“1”,输出为“0”;而门 C 输出为“1”,这相当于基本 RS 触发器被置位状态,使  $Q=1$  而  $\bar{Q}=0$ 。

(3) 当  $J=0, K=1$  时,与上面的过程相反,门 C 输出为“0”门 D 的输出为“1”,故处于复位状态,使  $Q=0, \bar{Q}=1$ 。

(4) 当  $J=1, K=1$  时,设触发器原状态为  $Q=0$  和  $\bar{Q}=1$ ,CP 作用后,门 C 的输出为“0”而门 D 的输出为“1”,因为由“与非”门组成的基本 RS 触发器负脉冲(低电平)起作用,故 Q 会从“0”跳为“1”而  $\bar{Q}$  从“1”跳为“0”。如果触发器原状态为  $Q=1, \bar{Q}=0$ ,CP 脉冲作用后,Q 会从“1”跳为“0”而  $\bar{Q}$  从“0”跳为“1”。可知,在  $J=1, K=1$  时,CP 脉冲作用后,触发器输出状态要由原状态向另一种状态翻转,即  $Q_{n+1}=\bar{Q}_n$ 。

2. “空翻”问题 所谓“空翻”即触发器在同一脉冲作用的时间内,触发器出现的输出状态两次以上的翻转,这显然是不允许的。这里讲的 JK 触发器就存在“空翻”问题。

在  $J=K=1$  时,当 CP 脉冲到达时,设触发器由“0”态( $Q=0, \bar{Q}=1$ )翻转为“1”态( $Q=1, \bar{Q}=0$ ),设每个“与非”门的平均延迟时间为  $t_{pd}$ ,触发器内部的动作过程为  $CP=1 \rightarrow$  门 D 打开  $\rightarrow d=0 \rightarrow$  门 B 关闭  $\rightarrow Q=1 \rightarrow$  门 A 打开  $\rightarrow \bar{Q}=0$ 。从  $d=0$  到  $\bar{Q}=0$  要经过两个门(A、B)的延迟时间  $2t_{pd}$ ,为了使由门 A、门 B 组成的基本 RS 触发器可靠地翻转,D 门输出的负脉冲宽度(与 CP 脉冲宽度基本相同)应大于  $2t_{pd}$ ,但又不能大于  $3t_{pd}$ ,否则,Q 变为“1”时使 C 门输入全为“1”又会造成 C 门打开,使 C 的输出为“0”,基本 RS 触发器就会出现“0”状态。因此,CP 脉冲太宽,全使触发器在一个时钟期间内状态翻转多次,出现“空翻”现象,从而破坏了原设计的逻辑功能。

严格控制时钟脉冲 CP 的宽度,实际上比较困难。为了防止“空翻”,可以在触发器内部电路加以改进,目前较常用的是主从型结构 JK 触发器。

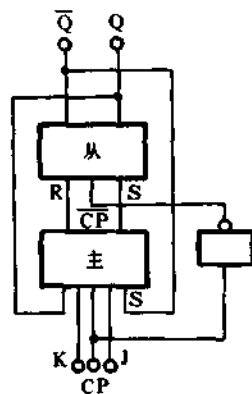


图 11-8

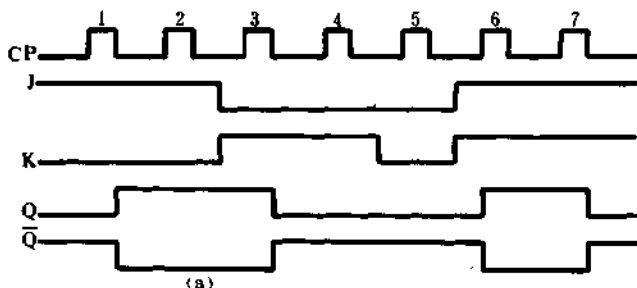
## 五、主从 JK 触发器

它是通过两个可控的 RS 触发器,其中一个称为主触发器,另一个称为从触发器。主从触发器从触发器间通过引导控制门的隔离,防止“空翻”现象的产生,该电路如图 11-8 所示。

两个触发器的时钟脉冲通过一个“非”门连接,当 CP 脉冲由“0”跳到“1”时,主触发器根据 J、K 端的输入信号动作,从触发器在  $\overline{CP}$  的作用下被封锁。只有当时钟脉冲结束后,CP 变为“0”, $\overline{CP}$  变为“1”,从触发器才根据主触发器的输出信号动作,故主从触发器输出端 Q、 $\bar{Q}$  的状

态变化发生在时钟脉冲的下降沿。因为每个时钟只有一个下降沿,对应一个时钟,触发器的输出状态只能变化一次,有效地防止了“空翻”现象。

主从触发器的波形图和符号见图 11-9,CP 脉冲下降沿作用对触发器翻转,故 CP 脉冲画有小圆圈,其真值表与前面的 JK 触发器相同。



### 六、T 触发器

T 的意思即反转或反复。把主从 JK 触发器的 J、K 端相连,就构成了 T 触发器。当  $T=0$ ,即  $J=K=0$  时,时钟脉冲不会使触发器翻转;当  $T=1$ ,即  $J=K=1$  时,时钟脉冲的下降沿使触发器状态翻转。

图 11-10(a)为 JK 触发器转换为 T 触发器的接线图,(b)为波形图,(c)为 T 触发器的电路符号。

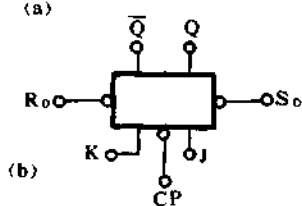


图 11-9

### 七、D 触发器

将 JK 触发器的 J 端通过一个“非”门与 K 端相连接,就构成了 D 触发器。

$D=0$ (即  $J=0, K=1$ )时,时钟脉冲作用后,触发器的输出为  $Q=0, \bar{Q}=1$ 。

$D=1$ (即  $J=1, K=0$ )时,时钟脉冲作用后,触发器的输出为  $Q=1, \bar{Q}=0$ 。

可以得出结论:在 CP 脉冲的作用下,触发器输出状态由 D 的状态决定,即  $Q_{n+1} = D$ 。

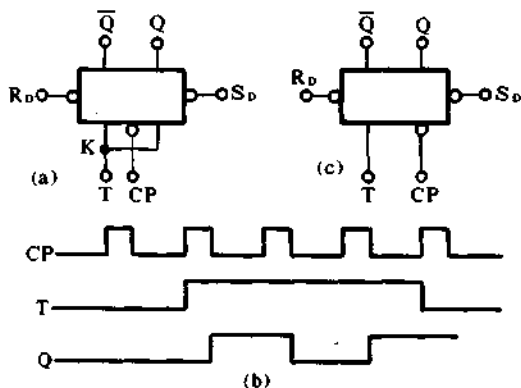


图 11-10

目前集成 D 触发器多为维持阻塞型的,它的输出状态变化于时钟脉冲的上升沿。图 11-11 (a)为 JK 触发器改成的 D 触发器电路,(b)为维持阻塞 D 触发器的电路符号,(c)为波形图。

### 八、各种触发器字头的含意

RS 触发器中的 R 是 Reset(复位),S 是 Set(置位)的字头;JK 触发器中的 J 是 Jack,K 是 King 的字头,有王子与国王之意,大概就是说这种触发器很好吧;T 触发器的 T 是 Trigger(扳机)的字头;D 触发器的 D 是 Delay(推迟)的字头。

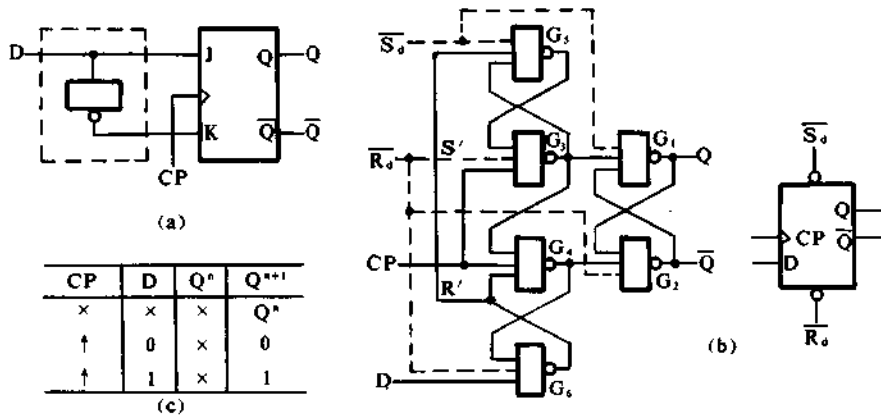


图 11-11

## 第十二章 数字电路(三)——脉冲波形的产生和整形

用于矩形脉冲波形的产生和整形的基本单元电路有单稳态触发器、多谐振荡器和施密特触发器,它们可以用分立元件组成,也可以用集成与非门组成。因为用中规模集成电路 555 定时器很容易构成单稳态触发器、多谐振荡器和施密特触发器,所以本章主要介绍由 555 定时器构成的单稳态触发器、多谐振荡器和施密特触发器。

### 一、555 定时器

555 定时器是一种将模拟和数字电路结合在一起的中规模集成电路,它的功能灵活,适用范围广,只要在它的外部配接两、三个阻容元件,就可以方便地组成单稳态触发器、多谐振荡器和施密特触发器,所以在波形的产生与变换、测量、控制和家用电器等领域中都有着广泛的应用。

#### 1. 555 定时器的简化原理图

图 12-1 是 555 定时器的简化原理图。它由两个比较器  $C_1$  和  $C_2$ 、一个 RS 触发器、一个放电三极管 T、一个非门以及三个  $5k\Omega$  电阻串联的分压器组成。

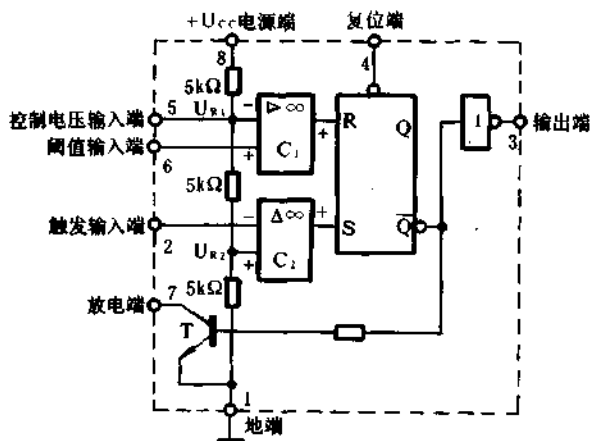


图 12-1

管 T 导通。正常工作时,应将复位端 4 接到高电平上。

当阈值输入端 6 所加的电压小于  $\frac{2}{3}U_{CC}$ 、触发输入端 2 所加的电压小于  $\frac{1}{3}U_{CC}$  时,比较器  $C_1$  和  $C_2$  的输出分别为低电平和高电平,使 RS 触发器的  $R=0$ 、 $S=1$ ,即触发器置 1,此时,输出端 3 为高电平,放电三极管 T 截止。

当阈值输入端 6 所加的电压大于  $\frac{2}{3}U_{CC}$ 、触发输入端 2 的电压大于  $\frac{1}{3}U_{CC}$  时,比较器  $C_1$  和  $C_2$  分别输出高电平和低电平,使 RS 触发器的  $R=1$ 、 $S=0$ ,即触发器置 0,此时,定时器输出低电平,放电三极管 T 导通。

在图 12-1 中,2 是触发输入端,3 是输出端,4 是复位端,5 是控制电压输入端,6 是阈值输入端,7 是放电端。当控制电压输入端 5 悬空时,比较器  $C_1$  和  $C_2$  的参考电压分别为  $U_{R1} = \frac{2}{3} \times U_{CC}$  和  $U_{R2} = \frac{1}{3}U_{CC}$ 。

当控制电压输入端 5 不用时,应将它经  $0.01\mu F$  的滤波电容器接地。

#### 2. 555 定时器的工作原理

当复位端 4 为低电平时,不论触发输入端 2 和阈值输入端 6 处于何种电平,能使 RS 触发器置 0,此时放电三极



当阈值输入端 6 所加的电压小于  $\frac{2}{3}U_{CC}$ 、触发输入端 2 的电压大于  $\frac{1}{3}U_{CC}$  时,比较器  $C_1$  和  $C_2$  均输出低电平,使 RS 触发器的  $R=S=0$ ,此时,触发器的状态不变,放电三极管的状态也不变。

根据以上分析,可以列出 555 定时器的功能表,如表 12-1 所示。

表 12-1 555 定时器的功能表

输入			输出	
阈值输入	触发输入	复位	输出	放电三极管
×	×	0	0	导通
$< \frac{2}{3}U_{CC}$	$< \frac{1}{3}U_{CC}$	1	1	截止
$> \frac{2}{3}U_{CC}$	$> \frac{1}{3}U_{CC}$	1	0	导通
$< \frac{2}{3}U_{CC}$	$> \frac{1}{3}U_{CC}$	1	不变	不变

## 二、单稳态触发器

在数字系统中,经常会遇到要把一系列宽度和幅度不均匀的脉冲变换成一系列宽度和幅度均匀的脉冲的问题,即脉冲的整形问题,如图 12-2(a)所示。还会遇到要把一个脉冲延迟一段时间后再利用的问题,即脉冲的延时问题,如图 12-2(b)所示。此外,还会遇到脉冲的定时(即产生一定宽度的矩形波)问题。要解决这些问题,就要采用单稳态触发器。

### 1. 电路的组成

用 555 集成定时器组成的单稳态触发器如图 12-3(a)所示。它是在 555 集成定时器的基础上外接 RC 电路组成的。图中,将控制电压输入端 5 悬空;比较器  $C_2$  的反相输入端(即触发输入端)2 外加触发脉冲  $u_i$ ,其波形见图 12-3(b);555 定时器的输出端 3 是单稳态触发器的输出端。

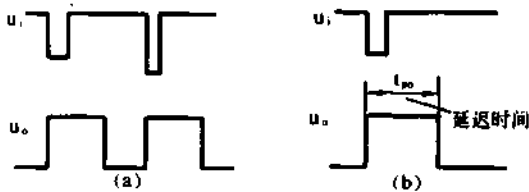


图 12-2

### 2. 工作原理

#### ① 电路只有一个稳定状态

当接通电源  $U_{CC}$  后,设在没有外加触发脉冲作用的情况下,  $u_i$  为高电平(即  $u_i > \frac{1}{3}U_{CC}$ ),则比较器  $C_2$  的输出为 0,使 RS 触发器的  $S=0$ 。同时,由于电源电压  $U_{CC}$  通过电阻 R 向电容器 C 充电,当  $u_c$  上升到稍大于  $\frac{2}{3}U_{CC}$  时,比较器  $C_1$  的输出为 1,使 RS 触发器的  $R=1$ 。因此,接通直流电源电压后,因  $R=1, S=0$ ,必能使 RS 触发器置于 0 状态,并保证放电三极管饱和导通,让 C 通过 T 迅速放电,使  $u_c$  迅速降低到接近于零,比较器  $C_1$  的输出由 1 变为 0,RS 触发器因 R

$=S=0$  而保持 0 状态不变。

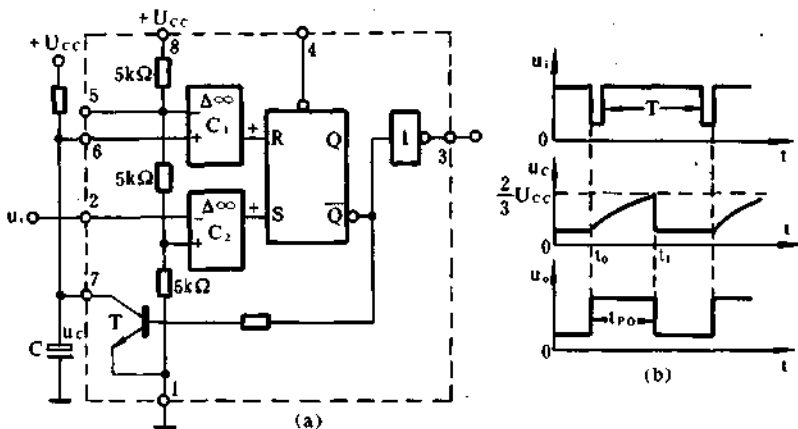


图 12-3

入端外加一个负脉冲,即  $u_i$  由高电平跳变为低电平,且低电平小于  $\frac{1}{3}U_{CC}$  时,则比较器  $C_2$  的输出为 1,即  $S=1$ ,使 RS 触发器由 0 状态翻传到 1 状态, $u_o$  由低电平跳变为高电平。RS 触发器处于 1 状态,使  $u_o$  为高电平的为单稳态触发器的暂稳状态。

暂稳状态是不能一直保持下去的,经过一定时间后,电路会自动地返回稳定状态。

### ③ 电容器 C 充电使电路自动返回稳定状态

电路在触发脉冲作用下翻转到暂稳状态以后,因  $\bar{Q}=0$ ,放电三极管截止,电容器 C 充电。当电容器 C 上电压上升到稍大于  $\frac{2}{3}U_{CC}$  时,比较器  $C_1$  的输出使  $R=1$ ,而且由于此时触发脉冲早已消失,比较器  $C_2$  的输出已使  $S=0$ ,所以 RS 触发器要自动返回 0 状态; $u_o$  由高电平跳变为低电平。

RS 触发器一旦返回 0 状态,因  $\bar{Q}=1$ ,放电三极管由截止状态变为导通状态,电容器 C 通过 T 迅速放电,使  $u_c$  由  $\frac{2}{3}U_{CC}$  跳变为  $U_{CES}$ ,电路便恢复到稳定状态,为接受下一个负脉冲作用作好准备。

电路工作时各处的电压波形图如图 12-3(b)所示。

### 3. 输出脉冲的宽度

单稳态触发器处于暂稳状态的时间就是输出脉冲的宽度  $t_{po}$ 。 $t_{po}$  是由外接 RC 电路的参数决定的。若忽略放电三极管 T 饱和和导通时的饱和管压降  $U_{CES}$ ,并取  $t_0$  瞬时为坐标原点,则  $u_c$  充电曲线的方程为  $t_{po}$  也称单稳态触发器的延迟时间。

$$u_c = U_{CC}(1 - e^{-t/RC})$$

$$\text{当 } t = t_1 \text{ 时, } u_c = \frac{2}{3}U_{CC}, \text{ 故有}$$

$$t_{po} = RC \ln 3 \approx 1.1RC$$

这个公式很重要。改变 R、C 的大小,即可改变输出脉冲宽度。这种电路的输出脉冲宽度可从几个微秒到数分钟。

### 4. 单稳态触发器的应用

前已指出,单稳态触发器可应用于脉冲的整形、延时和定时等方面,现在来说明这些问题。

#### (1) 脉冲的整形

由此可见,当  $u_i$  为高电平时,在接通直流电源后,必能保证 RS 触发器处于 0 状态,使单稳态触发器稳定地输出低电平,这就是电路的稳定状态。

② 外加触发脉冲使电路翻传到暂稳状态。

若在电路的输入端外加一个负脉冲,即  $u_i$  由高电平跳变为低电平,且低电平小于  $\frac{1}{3}U_{CC}$  时,则比较器  $C_2$  的输出为 1,即  $S=1$ ,使 RS 触发器由 0 状态翻传到 1 状态, $u_o$  由低电平跳变为高电平。RS 触发器处于 1 状态,使  $u_o$  为高电平的为单稳态触发器的暂稳状态。

由图 12-3(b)所示的波形图可知,单稳态触发器在外加触发信号的作用下,能输出一定宽度和幅度的矩形脉冲。所以,只要把一系列宽度和幅度不均匀的脉冲作为单稳态触发器的触发信号,就可以在单稳态触发器的输出端得到一系列宽度和幅度均匀的矩形脉冲。

### (2) 脉冲的延时

从图 12-3(b)中可以看出,单稳态触发器输出的矩形波  $u_o$  的下降沿,在时间上比输入信号  $u_i$  波形的下降沿滞后了一段时间  $t_{po}$ 。因此,利用  $u_o$  的下降沿去触发其它电路,就比用  $u_i$  的下降沿触发延迟了  $t_{po}$  时间。

### (3) 脉冲的定时

由于单稳态电路能产生一定宽度  $t_{po}$  的矩形脉冲,利用这个脉冲去控制其它电路,就可使该电路在  $t_{po}$  时间内动作或不动作。

## 三、多谐振荡器

在脉冲数字电路中,需要有一种不需要外加触发信号,一接上直流电源就能自动产生矩形波信号的电路。多谐振荡器就能满足这一要求。由于矩形波中含有很多谐波,故称这种电路为多谐振荡器。又由于这种电路没有稳定状态,故又称为无稳态电路。

用 555 集成定时器组成的多谐振荡器如图 12-4(a)所示。它是在定时器的基础上加上外接电阻  $R_1, R_2$  和电容器  $C$  组成的。

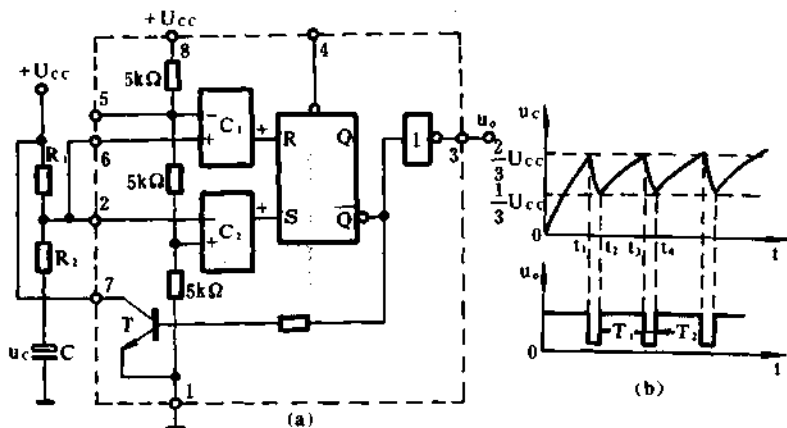


图 12-4

于  $\frac{2}{3}U_{cc}$ , 比较器  $C_1$  输出 1, 比较器  $C_2$  输出 0, 即  $R=1, S=0$ , 使 RS 触发器由 1 状态翻转为 0 状态,  $u_o$  由高电平跳变为低电平。这时  $\bar{Q}=1$ , T 饱和导通, 电容器 C 通过电阻  $R_2$  和 T 放电, 到  $t=t_2$  时,  $u_c$  下降到稍小于  $\frac{1}{3}U_{cc}$ , 比较器  $C_1$  输出为 0, 比较器  $C_2$  输出为 1, 使  $R=0, S=1$ , RS 触发器由 0 状态自动翻转到 1 状态,  $u_o$  由低电平跳变为高电平。接着 T 又截止, C 又充电, 如此周而复始, 重复上述过程, RS 触发器就自动地在 1 状态和 0 状态之间来回翻转, 便可在电路的输出端得到矩形波电压, 如图 12-4(b)所示。

### 2. 振荡周期

$$T \approx 0.7(R_1 + 2R_2)C$$

多谐振荡器的振荡频率为

### 1. 工作原理

当接通电源  $U_{cc}$  时, 设电容器 C 上的起始电压  $u_c = 0$ , 则比较器  $C_1$  和  $C_2$  的输出使  $R=0, S=1$ , 触发器处于 1 状态,  $u_o$  为高电平。因  $\bar{Q}=0$ , 放电三级管 T 截止, 电源能通过电阻  $R_1$  和  $R_2$  向电容器 C 充电, 经过时间  $t_1$  后,  $u_c$  将稍大

$$f = \frac{1}{T} \approx \frac{1.43}{(R_1 + 2R_2)C}$$

改变  $R_1$ 、 $R_2$  和  $C$  的数值,即可改变振荡频率。

由于比较器用放大倍数很高的集成运算放大器组成,灵敏度很高,又因运算放大器采用差动输入级,故多谐振荡器的振荡率受电源电压和温度变化的影响比较小。但振荡频率仍受电阻、电容的值随温度变化的影响,所以它的频率稳定性还不够高。

#### 四、施密特触发器

在数字系统中,有时要求把正弦波或其它非正弦波变换成矩形波,有时则要求把一系列幅度不等的脉冲中幅度较小的脉冲除去,而保留幅度大于一定数值的脉冲。这些任务可用施密特触发器来完成。

用 555 集成定时器组成的施密特触发器如图 12-5(a)所示。

##### 1. 工作原理

为讨论方便起见,假定输入电压  $u_i$  为三角波,如图 12-5(b)所示。实际上, $u_i$  可以为任意波形的信号。

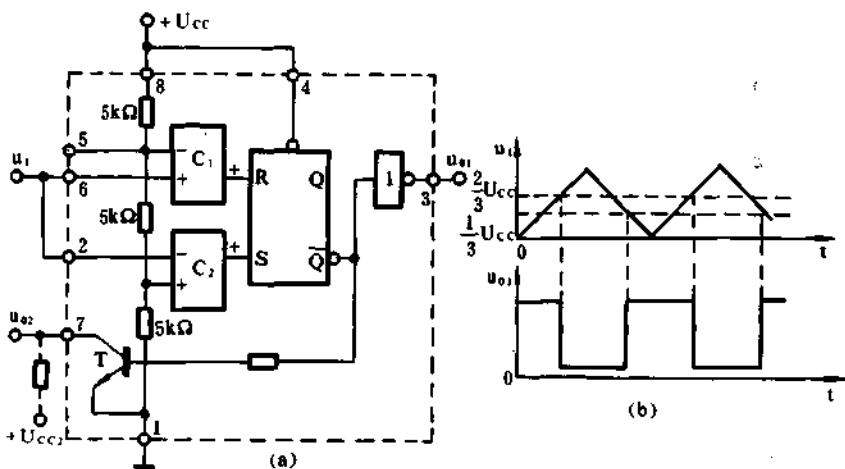


图 12-5

当  $u_i = 0$  时,比较器  $C_1$  输出 0,  $C_2$  输出 1, RS 触发器因  $R = 0, S = 1$  而处于 1 状态,  $u_{oi}$  为高电平,电路处于第一稳定状态。

当  $u_i$  从 0 开始上升,但当  $u_i < \frac{1}{3}U_{cc}$  时,比较器  $C_1$  仍输出 0,  $C_2$  仍输出 1, RS

触发器仍处于 1 状态,电路仍处于第一稳定状态。

当  $\frac{2}{3}U_{cc} > u_i > \frac{1}{3}U_{cc}$  时,比较器  $C_1$  仍输出 0,  $C_2$  的输出则由 1 变为 0, RS 触发器因  $R = S = 0$  保持 1 状态不变,电路仍处于第一稳定状态。

当  $u_i$  上升到稍大于  $\frac{2}{3}U_{cc}$  时,比较器  $C_1$  的输出由 0 变为 1,  $C_2$  仍输出 0, RS 触发器因  $R = 1, S = 0$  而由 1 状态翻转到 0 状态,  $u_{oi}$  由高电平跳为低电平,电路进入第二稳定状态。我们把  $u_i$  上升时,使电路由第一稳定状态翻转到第二稳定状态所需的输入电压称为高电平触发电压  $U_{TH}$ ,当控制电压输入端 5 悬空时,  $U_{TH} = \frac{2}{3}U_{cc}$ ,当  $u_i$  大于  $\frac{2}{3}U_{cc}$  后继续增大时,电路仍保持在第二稳定状态不变。

当  $u_i$  到达最大值后下降到稍小于  $\frac{2}{3}U_{CC}$  时,比较器  $C_1$  的输出由 1 变为 0,  $C_2$  仍输出 0, 触发器因  $R=S=0$  保持 0 状态不变, 电路仍处于第二稳定状态。

当  $u_i$  下降到稍小于  $\frac{1}{3}U_{CC}$  时, 比较器  $C_2$  的输出才由 0 变为 1, RS 触发器才由 0 状态翻转为 1 状态, 电路又返回第一稳定状态,  $u_{o1}$  由低电平跳变为高电平。我们把  $u_i$  下降时使电路由第二稳定状态返回第一稳定状态所需要的输入电压称为低电平触发电压  $U_{TL}$ 。当控制电压输入端 5 悬空时,  $U_{TL} = \frac{1}{3}U_{CC}$ 。由上分析可知, 施密特电路实际上是一个正反馈放大器。

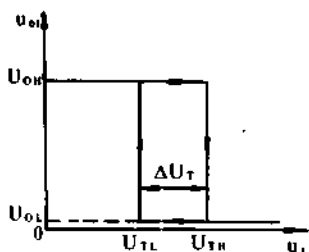


图 12-6

## 2. 回差电压

由以上分析可知,  $u_i$  上升时, 使触发器由第一稳定状态翻转到第二稳定状态所需的输入电压值是与  $u_i$  下降时使触发器由第二稳定状态翻转到第一稳定状态所需的输入电压值不同的, 两者之间的差值称为回差电压  $\Delta U_T$ , 如图 12-6 的电压传输特性所示。当电路中的控制电压输入端 5 悬空时, 回差电压  $\Delta U_T = U_{TH} - U_{TL} = \frac{1}{3}U_{CC}$ 。要调节回差电压的大小, 只要通过

外电路适当改变控制电压输入端 5 的电压即可实现。回差电压大, 表明电路工作很稳定, 抗干扰能力强; 回差电压小, 则表明电路对输入信号很敏感, 故此抗干扰能力也差。在实际应用中, 要根据要求, 确定回差电压的大小。

## 3. 输出信号的电平转换

如果要对输出信号进行电平转换, 可将放电端 7 经过电阻  $R$  接到另一个直流电源  $U_{CC2}$  上, 而将放电端 7 作为另一个输出端, 则该端的输出电压  $u_{o2}$  的电平将与  $u_{o1}$  不同。当  $u_{o1}$  为高电平时, RS 触发器的  $\bar{Q}$  端为低电平, 放电三极管  $T$  截止,  $u_{o2} = +U_{CC2}$  为高电平; 当  $u_{o1}$  为低电平时,  $\bar{Q}$  端为高电平,  $T$  饱和导通,  $u_{o2} \approx 0$ , 为低电平。

## 4. 施密特触发器的应用

施密特触发器的应用很多, 现举例如下:

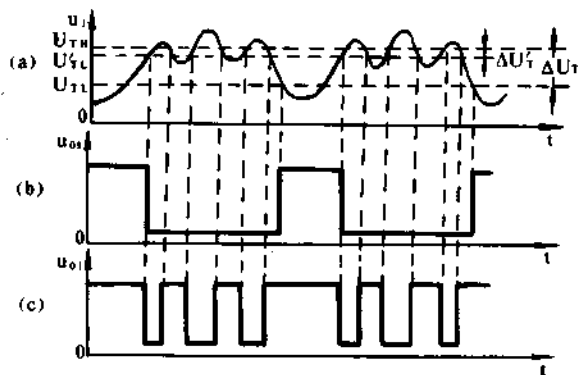


图 12-8

整形作用。

应该指出, 为了提高整形时的抗干扰能力, 应使用回差电压较大的施密特触发器, 此时可

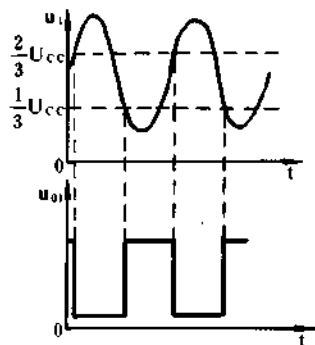


图 12-7

### (1) 波形的变换

由于施密特触发器的翻转仅与输入电压的大小有关, 而与输入电压的波形无关, 故可利用它来进行波形的变换。图 12-5(b) 已表示了将三角波变换为矩形波的情况。图 12-7 则表示了利用施密特触发器将正弦波变换为矩形波的情况。

### (2) 波形的整形

利用施密特触发器可将如图 12-8(a) 所示的带有顶部干扰的波形变换为前、后沿良好的矩形波, 这就是施密特触发器的

得到如图 12-8(b)所示的波形。若回差电压太小,则施密特触发器输出的是如图 12-8(c)所示的波形,这在整形时是不允许的。

### (3) 电压幅度的鉴别

施密特触发器有这样的特点,即不论输入信号的波形如何,只要输入电压的幅值达到高电平触发电压  $U_{TH}$ ,施密特触发器就会翻转,电路的输出状态就要发生变化。根据这一特点,可利用施密特触发器鉴别输入电压的幅度。

如图 12-9(a)所示,输入信号为一列幅度不等的矩形脉冲。利用施密特触发器可鉴别有多少个脉冲的幅度超过了规定值。当输入脉冲的幅度超过施密特触发器的高电平触发电压  $U_{TH}$ 时,电路的状态发生翻转,有脉冲输出;当输入脉冲的幅度小于  $U_{TH}$ 时,电路状态不发生翻转,没有脉冲输出。因此,利用电路输出端出现的脉冲数,就可以鉴别输入脉冲中有多少个脉冲的幅度超过了规定值。如图 12-9(b)所示,输出端出现了三个脉冲,即说明图 12-9(a)中有三个脉冲的幅度超过了规定值  $U_{TH}$ 。

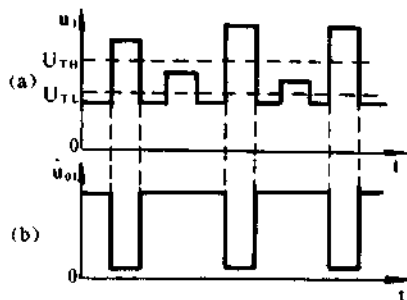


图 12-9

## 五、小结

(1) 555 定时器是一种将模拟功能与逻辑功能巧妙地结合在一起的中规模集成电路,其功能灵活,适用范围广,只要外接几个阻容元件,就可以构成单稳态触发器、多谐振荡器和施密特触发器。

(2) 单稳态触发器只有一个稳定状态,另一个是暂稳状态。用 555 定时器组成的单稳态触发器,在没有外加触发脉冲作用时,因  $u_i$  为高电平,在接通直流电源后,必能使 RS 触发器处于 0 状态,使电路进入稳定状态,输出低电平。当外加负脉冲后,RS 触发器翻转到 1 状态,电路进入暂稳状态,输出高电平。暂稳状态是不能一直保持下去的,由于电容器 C 充电,经过一定时间后,触发器会自动返回 0 状态。触发器返回到 0 状态后,电容器 C 要通过 T 放电,使电路恢复到稳定状态。

单稳态触发器处于暂稳状态的时间就是输出脉冲的宽度  $t_{po}$ 。在忽略 T 饱和压降的情况下,  $t_{po} \approx 1.1RC$ 。

单稳态触发器可用作延时、整形和定时单元。

(3) 多谐振荡器有两个暂稳状态。在用 555 定时器组成的多谐振荡器中,由于电容器 C 不断充放电,两个暂稳状态会自动地、周期性地轮流翻转。因此,多谐振荡器是不需要外加触发信号作用,就能自动产生矩形波的电路,在数字电路中,多谐振荡器常用作脉冲信号源。

在图 13-3-1(a)所示的多谐振荡器中,两个暂稳状态的时间为

$$T_1 \approx 0.7(R_1 + R_2)C$$

$$T_2 \approx 0.7R_2C$$

振荡周期为

$$T \approx 0.7(R_1 + 2R_2)C$$

(4) 施密特触发器也具有两个稳定状态。电路从第一稳定状态翻转到第二稳定状态是靠输



入电压增大到高电平触发电压来实现的,而第二稳定状态还得靠输入电压来维持。当输入电压消失或降低到低电平触发电压时,电路立即返回第一稳定状态。由于施密特触发器的输出状态完全取决于输入电压,所以它没有记忆功能。

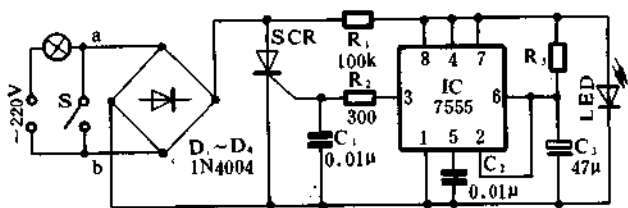


图 12-10

施密特触发器常用来实现对波形的变换、整形和电压幅度的鉴别。

**例 12-1** 图 12-10 是用 555 时基电路构成的一种延时开关电路,如果要求该电路延时 30 秒钟,已知  $C_3=47\mu\text{F}$ ,请估算  $R_3$  的阻值。最后请简述该电路原理。

答:根据延时的估算公式  $t=1.1R_3C_3$ ,则  $R_3$  约为  $510\text{k}\Omega$ 。

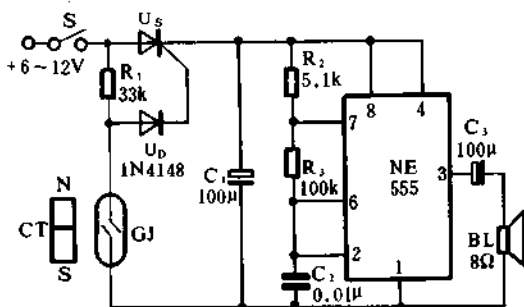


图 12-11

**例 12-2** 图 12-11 是一个简易磁控报警器电路,试求出由 555 时基电路构成的振荡器的振荡频率?

答:根据  $f = \frac{1.43}{(R_2 + 2R_3)C_2} \approx 700\text{Hz}$

**例 12-3** 图 12-12 是一小型电子按摩器电路图,电路中由 NE555,  $C_1$ 、 $C_2$ 、 $R_1$ 、 $VT_1$ 、 $R_2$ 、 $RD_1$  组成脉冲信号发生器,试估算该脉冲信号发生器的脉冲频率调节范围,并简述电路工作原理?

答:  $RD_1$  是一可调电阻,当  $RD=0$  时

$$f = \frac{1.43}{(R_1 + 2R_2)C_1} = \frac{1.43}{30 \times 10^3 \times 1 \times 10^{-6}} = \frac{1.43}{3 \times 10^{-2}} \approx 47(\text{Hz})$$

当  $RD_1=1\text{M}\Omega$  时

$$f = \frac{1.43}{(R_1 + 2(R_2 + RD_1))C_1} \approx \frac{1.43}{1030 \times 10^3 \times 1 \times 10^{-6}} \approx 1.4(\text{Hz})$$

∴ 频率范围:  $1.4 \sim 47(\text{Hz})$

NE555 集成定时器及  $C_1$ 、 $C_2$ 、 $R_1$ 、 $R_2$ 、 $VT_1$ 、 $RD_1$  构成一自激多谐振荡器,产生的脉冲信号

在施密特触发器中,高电平触发电压  $U_{TH}$  与低电平触发电压  $U_{TL}$  之间的差值  $\Delta U_T = U_{TH} - U_{TL}$  称回差电压(或滞后电压)。在图 13-4-1 (a)中,当控制电压输入端 5 悬空时,  $\Delta U_T = \frac{2}{3}U_{CC} - \frac{1}{3}U_{CC} = \frac{1}{3}U_{CC}$ 。回差电压大,电路的抗干扰能力强,整形效果好。

工作原理简述如下:在正常照明时,延时电路被短路,无电源不工作。当关闭 S 后, a、b 两端电压经二极管全波整流后送单向可控硅 SCR 和经  $R_1$  加到 CMOS 型时基电路 7555 上,使 IC 工作。开始工作时由于  $C_3$  两端电压很低,使 IC 第 3 脚输出高电平,经  $R_2$  驱动单向可控硅 SCR 导通,所以日光灯继续发光。当电源经  $R_3$  向  $C_3$  充电 t 秒后,  $C_3$  两端电压升到 IC 的翻转值使 IC 输出低电平, SCR 截止,日光灯熄灭。

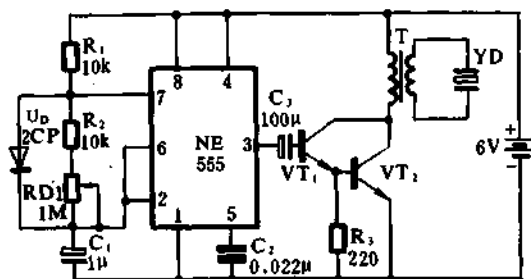


图 12-12

经电容  $C_3$  耦合至  $VT_1$ 、 $R_3$  组成的射极跟随器,用以稳定前级振荡和提高输出功率; $VT_2$  及  $T$  组成电压放大,使压电陶瓷片  $YD$  得到 150~200V 的脉冲电压,用以对人体施实按摩。



## 第十三章 数字电路(四)

### 寄存器、计数器、译码器、D/A 与 A/D 变换器

#### 一、寄存器

寄存器是用来寄存二进制数的部件。例如在数字系统中,把一些指令,数据或运算结果以二进制数的形式暂时存放起来。寄存器分为数码寄存器和移位寄存器两种,它们都有存放数码的功能,而且移位寄存器还有将数码移位的功能。一个触发器可以存放一位二进制数,如果要存放几位二进制数,就需要几个触发器。

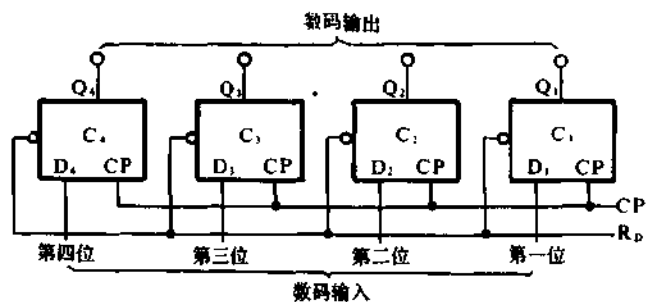


图 13-1

**1. 数码寄存器** 如图 13-1 所示,它是由四个 D 触发器组成的数码寄存器,可以同时存放四位数码。所有触发器的直接复位端  $R_D$  连在一起,开始在  $R_D$  加一个置“0”负脉冲,使各触发器都处于“0”态(或称清“0”);所有时钟脉冲输入都接在一起,从 CP 引线输入接收脉冲。把要寄存的数码分别从各触发器的 D 端送入,称为数码输入端,触发器的状态表示所寄存的数码值,可以从各触发器的 Q 端输出,称为数码输出端。

例如,要寄存 1001,可以把这四位数码按位分别加在各触发器的数码输入端。当 CP 端加一个正接收脉冲时( $CP=1$ ),根据 D 触发器的逻辑功能, $Q_{n+1}=D$ ,不论触发器原来处于什么状态,在 CP 脉冲的作用后,触发器的输出状态就是 CP 脉冲到来之前 D 输入端的状态。因此,数码 1001 就被寄存于四个触发器中, $C_1、C_4$  为 1 态, $C_2、C_3$  为 0 态。寄存的数码可从各触发器的 Q 端引出。

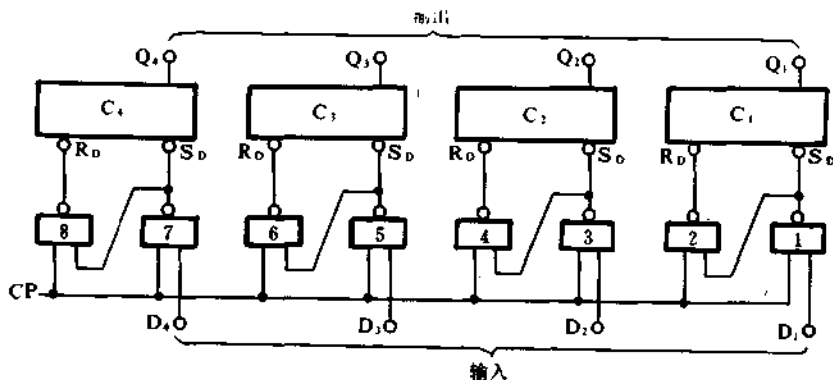


图 13-2

上述寄存器的各位数码是同时输入寄存器,而且也是同时输出,所以称为并行输入、并行输出。在接收数码时,先要由  $R_D$  清“0”,再由 CP 给出接收脉冲,作为触发器接收数码的命令以

传送数码,这种方式称为两拍接收方式。另外还有不需要预先清 0 的单拍接收方式,因为不需要预先清“0”,故数码的传送速度较快。

图 13-2 是一种单拍接收方式的数码寄存器,由四个基本 RS 触发器和八个“与非”门组成。首先把寄存的数码分别接到寄存器各对应的输入端,例如 1010,则  $D_4=1$ 、 $D_3=0$ 、 $D_2=1$ 、 $D_1=0$ ,当接收脉冲到来时  $CP=1$ ,7 门、3 门输出为 0, $C_4$ 、 $C_2$  就输入  $S_0$  为 0 的负脉冲,因而  $C_4$ 、 $C_2$  有置“1”的输出,同时 8 门、4 门输出为“1”,所以  $C_4$ 、 $C_2$  的输出必为“1”态, $Q_4=1$ 、 $Q_2=1$ ;由于  $D_3=0$ 、 $D_1=0$ ,5 门、1 门输出为“1”,6 门、2 门输出为“0”,使  $C_3$  和  $C_1$  变为“0”态, $Q_3=0$ 、 $Q_1=0$ ,使 1010 码被寄存下来。当  $CP=0$  时,各与非门输出均为“1”,各触发器保持原状。

**2. 移位寄存器** 它能在移位正脉冲的作用下,把寄存的数码依次向右或向左移位。

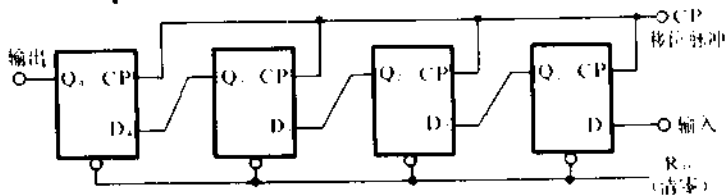


图 13-3

图 13-3 为四位左移移位寄存器,由四个 D 触发器组成。例如,它已寄存了 1011 数码,即  $Q_4=1$ 、 $Q_3=0$ 、 $Q_2=1$ 、 $Q_1=1$ ,由于前一级的输出端与后一级的输入端相连,所以,这

时  $D_2=Q_1=1$ 、 $D_3=Q_2=1$ 、 $D_4=Q_3=0$ ,在移进期间,使  $C_1$  的输入端  $D_1$  始终为“0”。当由 CP 加进来一个移位正脉冲时,因  $D_1=0$ ,故  $C_1$  被置“0”;因  $D_2=Q_1$ ,故  $C_2$  被置 1, $Q_2=0$ 、1;同理  $C_3$  被置 1, $C_4$  被置“0”,故寄存器中寄存的数码变成了 0110,与原来 1011 相比,依次向左移了一位,最高位被移出而丢失,每一个移位脉冲使数码向左移一位,如果来四个移位脉冲就使寄存的数码变为 0000。如果在输入端不是永远置“0”,而是按一组数码输入,那么经过几个移位脉冲后,就会逐位存入寄存器中。

移位寄存器有只能向左移或向右移的单向移位寄存器,也有既能向左移又能向右移的双向移位寄存器,还有能使数码自循环的循环移位寄存器。

## 二、计数器

它是一种能累计脉冲数目的逻辑部件。按功能分,有加法计数器、减法计数器、可逆计数器(即能做加法又能做减法);按计数体制分,有二进制计数器和非二进制计数器(常用的是十进制计数器)。

**1. 二进制加法计数器** 二进制是“逢二进一”, $1+1=0$  并向高位进 1。如图 13-4(a)所示,是由四个主从型 JK 触发器组成的四位异步二进制加法计数器,它能达到每输入一个计数脉冲,就能在  $Q_1$ 、 $Q_2$ 、 $Q_3$ 、 $Q_4$  所代表的四位二进制数的最低位上加 1。

图中四个 JK 触发器的 JK 端都处于“1”(高电平),由于每个触发器的 JK 都连在一起而构成了 T 触发器。 $T=1$  时,每输入一个计数脉冲, $Q_1$  的状态就会变化一次;而且, $Q_2$  的变化是发生在  $Q_1$  从“1”跳到“0”时(下降沿作用),因此,电路中把  $Q_1$  和  $CP_2$  相连,用  $Q_1$  的负跳使  $F_2$  触发器翻转。同理  $Q_2$  和  $CP_3$ 、 $Q_3$  和  $CP_4$  相连,以达到进位的目的。

计数前,先在  $R_0$  线上加一个负脉冲,清“0”,使四个触发器都置“0”,即  $Q_1=Q_2=Q_3=Q_4=0$ 。从  $CP_1$  输入计数脉冲,第 1 个脉冲输入  $F_2$ ,脉冲的下降沿使  $Q_1$  由“0”变为“1”,计数器的输出状态为  $Q_4=0$ 、 $Q_3=0$ 、 $Q_2=0$ 、 $Q_1=1$ ,也就是用 0001 记住了第 1 个脉冲;当第 2 个脉冲输入

后,  $Q_1=1$  由“1”变为“0”, 但  $Q_1$  的这一负跳, 使  $Q_2$  由“0”变为“1”, 计数器的状态变为 0010。依次类推, 在第 15 个脉冲输入后, 四个触发器全变为“1”态, 即 1111。因为这种电路的触发是从低位到高位, 各触发器依次翻转, 而不是同时翻转, 故称为异步计数器。

图 13-4(b) 为各触发器的翻转波形

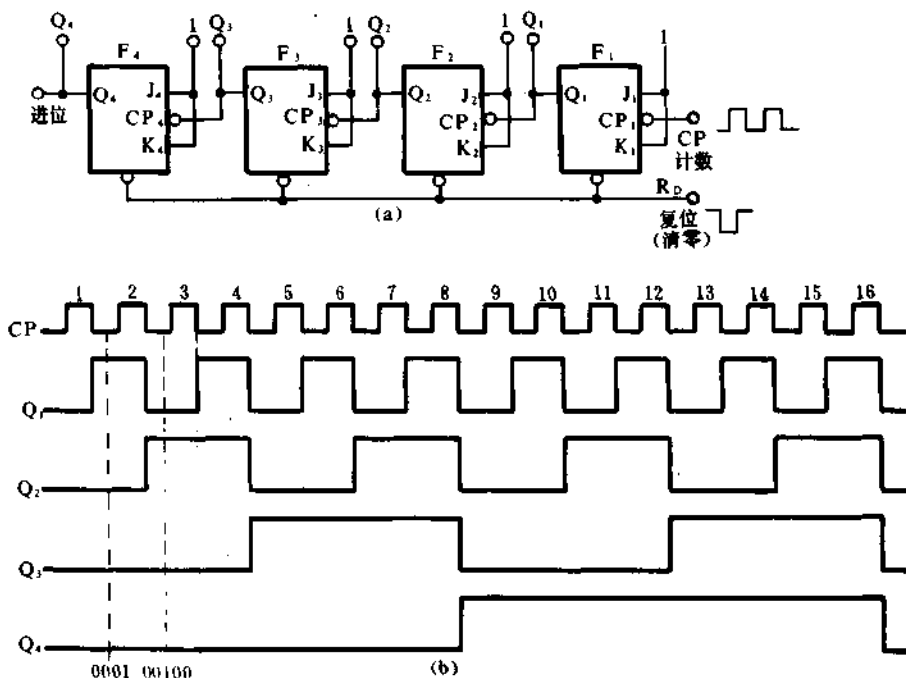


图 13-4

异步计数器的进位信号是逐步传送的, 另外一种同步计数器, 它可使计数脉冲同时去触发各个触发器, 使各触发器状态的改变发生在计数脉冲作用的同一时间。

**2. 十进制加法计数器** 数学电路中广泛采用二进制, 而我们日常生活中熟悉的是十进制。如果直接采用十进制, 那儿对应于 0、1、2、3、4、5、6、7、8、9 的十个数码, 就要求电路具有对应的十种状态, 很麻烦, 也较难找到合适的电路, 所以目前广泛采用的办法是, 用二进制数码来表示十进制数, 称为二—十进制, 即 BCD 码(Binary-coded Decinal 的缩写)。通常地二—十进制计数器就简称为十进制计数器。

要满足  $2^n > 10$  的最小  $n$  值是 4, 如果用四个触发器连接, 就能构成一个十进制计数器。但二进制四位有 16 个状态, 而表示十个数有十个状态足够了, 还多了六个状态。从十六个状态中舍六取十可以有很多种方式, 例如, 可以取前面十个状态舍最后六个状态。也可以舍中间六个状态而取其它十种状态, 这种工作就是常说的编码。我们可以按需要进行编码, 再按编定的码组织计数器。

二—十进制编码中最常用的一种是 8421 码。这种编码方式是在四位二进制的十六个状态中取出前十个状态(0000~1001)来表示 0~9 的十个数, 舍去后面六个状态(1010~1111)。

8421 码的十进制加法计数器真值表为

计数脉冲	$Q_4$	$Q_3$	$Q_2$	$Q_1$
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1
10	0	0	0	0

8421 是指这种编码的各位在十进制中所代表的具体数值,称为“权”。8421 码第四位的“权”是 8(即  $2^3$ ),第三位的“权”是 4(即  $2^2$ )。第二位的“权”是 2 即 ( $2^1$ ),第一位的“权”是 1( $2^0$ )。把二进制数码中数码为 1 的各位的“权”相加,就知道该二进制数码所代表的十进制数,例如 0110 这个二进制数码就等于  $0+4+2+0=6$ 。因此,如果采用 8421 码时,十进制数 529 就可写成“0101 0010 1001”

十进制数计数器也有同步和异步两类,图 13-5(a)是用主从型 JK 触发器组成的 8421 码一位同步十进制加法计数器,各 JK 触发器输入端的逻辑表达式为

$$J_1 = K_1 = 1$$

$$J_2 = Q_1 \bar{Q}_4, K_2 = Q_1$$

$$J_3 = K_3 = Q_1 Q_2$$

$$J_4 = Q_1 Q_2 Q_3, K_4 = Q_1$$

首先用  $R_D$  加负脉冲使计数器复位,则  $Q_4, Q_3, Q_2, Q_1$  为“0000”,这时各触发器的状态应为,  $J_1 = K_1 = 1, J_2 = K_2 = 0, J_3 = K_3 = 0, J_4 = K_4 = 0$ 。当第一个计数脉冲输入后,只有  $F_1$  翻转,则  $Q_4 Q_3 Q_2 Q_1$  变为 0001;而且各触发器的状态应变为,  $J_1 = K_1 = 1, J_2 = Q_1 \bar{Q}_4 = 1, K_2 = Q_1 = 1, J_3 = K_3 = 0, J_4 = 0, K_4 = Q_1 = 1$ 。当第二个计数脉冲输入后,  $F_1$  翻转为“0”态,  $F_2$  翻转为“1”态,  $F_3, F_4$  仍保持不变,为“0”态,则  $Q_4 Q_3 Q_2 Q_1$  变为 0010;而且各触发器的状态应变为  $J_1 = K_1 = 1, J_2 = K_2 = 0, J_3 = K_3 = 0, J_4 = K_4 = 0$ ,依此类推,可以看出计数器的脉冲输入数与计数器的输出状态符合 8421 码的十进制加法计数器真值表的关系,而且需要改变状态的触发器是在同一个计数脉

冲的作用下同时动作的,故称为同步式的。当第十个脉冲输入后, $Q_4Q_3Q_2Q_1$  就都复位为 0000,同时从  $Q_4$  端送出一个进位信号,从而这个电路就达到了十进位的作用,常称为十分频功能。图 13-5(b),为该十进制加法计数器的波形图。

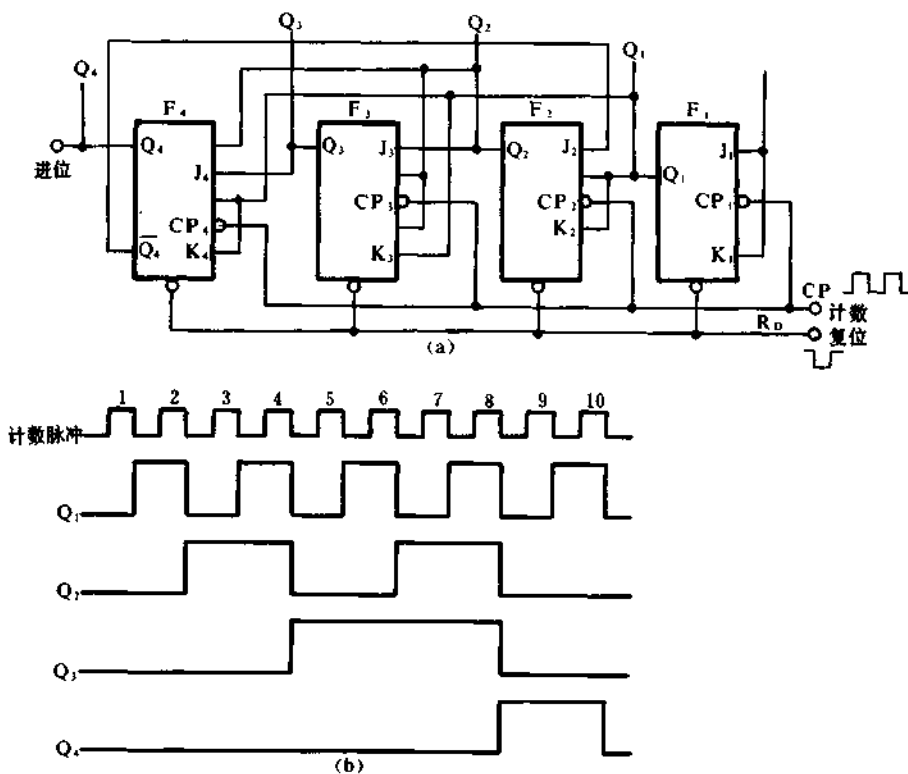


图 13-5

把这样的十进制加法计数器几个连接在一起,就可构成多位十进制加法计数器。个位数计数电路输入计数脉冲到到十个后,就向前一个十位计数器电路输入一个计数脉冲,十位计数器电路输入计数脉冲达到十个后,就向百位计数器电路输入一个计数脉冲,以此类推,就组成了十进位的加法计数。

### 三、译码器

它的作用是将输入的给定代码“翻译”成相应的输出信号,从而去控制其它部件工作。

想把寄存器或计数器中的二进制数显示出来,让人们看见是很容易的,因为每一位二进制数不是“0”,就是“1”,只要用一个显示器件来表示“0”和“1”就行了,例如用发光二极管的亮显示“1”,灭显示“0”,那么,用几个发光二极管就可以表示几位二进制数,许多数字设备(如计算机、数字测量仪等)就是用这种方式显示数据的。但是,人们对二进制数不大习惯,所以,常常希望用十进制数显示出来,这就需把二进制的编码翻译成十进制数码。译码器不一定是把二进制编码翻译成十进制数码,也可以翻译成其它各种进位制的代码,所以,可以说译码器就是把一种编码转换为另一种编码的部件。这里仅介绍二—十进制译码器(BCD 译码器)。

二一十进制数码有十种不同的组合状态,例如 8421 码其编码表为

十进制数	$Q_4$	$Q_3$	$Q_2$	$Q_1$
0	0	0	0	0
1	0	0	0	1
2	0	0	1	0
3	0	0	1	1
4	0	1	0	0
5	0	1	0	1
6	0	1	1	0
7	0	1	1	1
8	1	0	0	0
9	1	0	0	1

二一十进制译码器能对二一十制数码进行译码。译码器的输入来自十进制计数器的输出,如图 13-6 所示由  $G_0 \cdots G_9$  十个“与门”组成,译码器有  $F_0, F_1, F_2, F_3, \cdots, F_9$  十个输出端,要求对应于  $Q_4, Q_3, Q_2, Q_1$  的某个状态,译码器只有对应的那个输出端为“1”状态,例如  $Q_4, Q_3, Q_2, Q_1$  为 0000 时,只有  $F_0$  为“1”,从图上可看出,这时只有  $G_0$  这个“与”门有输出;同理,当  $Q_4, Q_3, Q_2, Q_1$  为 0001 时,只有  $F_1$  为“1”;当  $Q_4, Q_3, Q_2, Q_1$  为 0101 时,只有  $F_5$  为“1”。

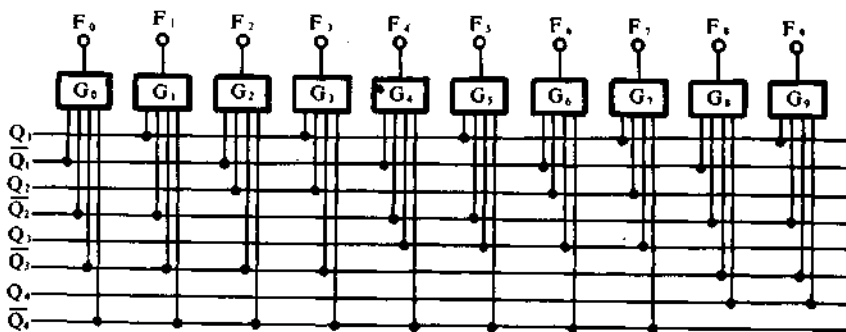


图 13-6

由此,可写出译码器的输出逻辑表达式为

$$F_0 = \overline{Q_4} \overline{Q_3} \overline{Q_2} \overline{Q_1}$$

$$F_1 = \overline{Q_4} \overline{Q_3} \overline{Q_2} Q_1$$

$$\begin{aligned}
 F_2 &= \bar{Q}_4 \bar{Q}_3 Q_2 \bar{Q}_1 \\
 F_3 &= \bar{Q}_4 \bar{Q}_3 Q_2 Q_1 \\
 F_4 &= \bar{Q}_4 Q_3 \bar{Q}_2 \bar{Q}_1 \\
 F_5 &= \bar{Q}_4 Q_3 Q_2 \bar{Q}_1 \\
 F_6 &= \bar{Q}_4 Q_3 Q_2 Q_1 \\
 F_7 &= \bar{Q}_4 Q_3 Q_2 Q_1 \\
 F_8 &= Q_4 \bar{Q}_3 \bar{Q}_2 \bar{Q}_1 \\
 F_9 &= Q_4 \bar{Q}_3 \bar{Q}_2 Q_1
 \end{aligned}$$

$G_0 \dots G_9$  十个“与”门可用二极管“与”门电路组成,如图 13-7 就是一个二极管译码器矩阵,能实现上述的功能,从图上可看出,所有二极管的阳极都分别接在 0 到 9 的十条输出线上,它们的阴极则分别接在四个触发器的八个输出端,例如,和输出线 6 连接的四个二极管的阴极分别接在  $\bar{Q}_4, Q_3, Q_2, \bar{Q}_1$ , 所以 6 对应的触发器状态是  $\bar{Q}_4, Q_3, Q_2, \bar{Q}_1$ , 其余可类推。

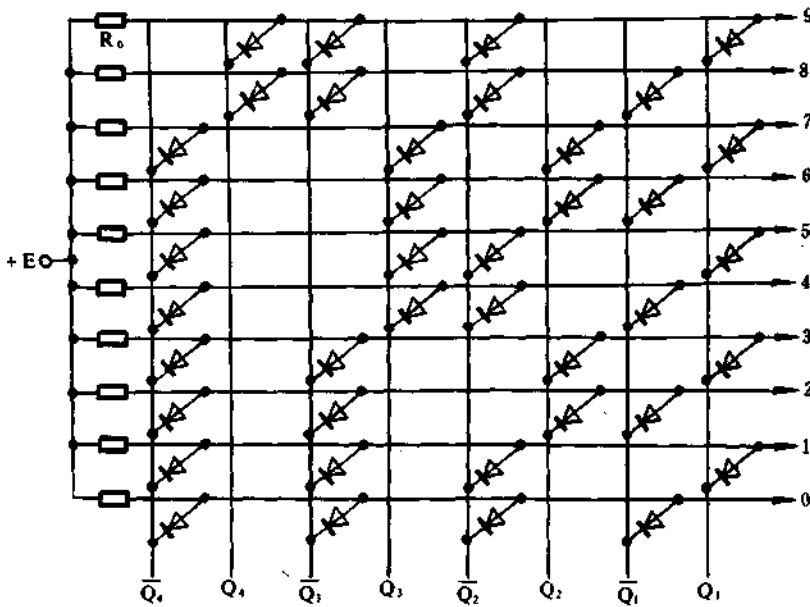


图 13-7

位进行判断,因此,  $G_2 \sim G_7$  输入端可省去  $\bar{Q}_4$ 。

简化后的逻辑式为

$$\begin{aligned}
 F_0 &= \bar{Q}_4 \bar{Q}_3 \bar{Q}_2 \bar{Q}_1 \\
 F_1 &= \bar{Q}_4 \bar{Q}_3 \bar{Q}_2 Q_1 \\
 F_2 &= \bar{Q}_3 Q_2 \bar{Q}_1 \\
 F_3 &= \bar{Q}_3 Q_2 Q_1 \\
 F_4 &= Q_3 \bar{Q}_2 \bar{Q}_1 \\
 F_5 &= Q_3 \bar{Q}_2 Q_1 \\
 F_6 &= Q_3 Q_2 \bar{Q}_1 \\
 F_7 &= Q_3 Q_2 Q_1
 \end{aligned}$$

上述的二极管矩阵要用 40 个二极管组成,其实,这个电路可以简化为图 13-8 的形式,只用 30 个二极管组成。以十进制数 9 为例,它在 8421 码中对应 1001, 因为  $Q_4=1$  只有对应 8 和 9 两种可能,再加上  $Q_1=1$ , 就能完全确定 9 这个数,即  $F_9 = Q_4 Q_1$ , 这说明与  $\bar{Q}_2, \bar{Q}_3$  相接的两个二极管可以省去;同理  $F_8$  可等于  $Q_4 \bar{Q}_1$ , 也可省去这两个二极管;另外 2 到 7 这六个数(即从 0010→0111), 都可以根据后三

$$F_8 = Q_4 \bar{Q}_1$$

$$F_9 = Q_4 Q_1$$

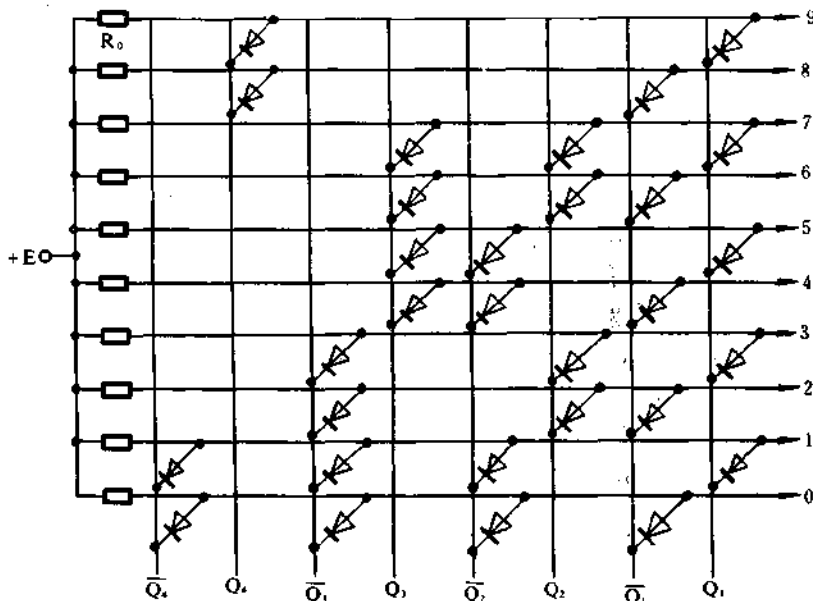


图 13-8

#### 四、D/A 与 A/D 变换器

数字信号就是一切离散的不连续变化的信号。人类最早认识的就是数字量，digital 源于拉丁文“指”的意思，用手指算数，所以开始是 10 进位的数，不连续的逢 10 进 1。数字信号的特点是，直观而准确(如数字手表、数字电压表)，抗干扰能力强(用 0 和 1 这些代码，受到干扰时电平稍有变化也没有什么影响)，便于运算和存储。

模拟信号就是一切连续变化的信号。如声音的高低、温度的冷热，Analog 源于希腊语“模仿”的意思，如杆秤是用秤砣的移动距离来模拟的。生活、生产中遇到的大多是模拟量，如温度、压力、流量、电位的变化。

在生产与生活中常常要对某些过程进行检测、计算、处理、控制、显示、执行等工作，例如温度传感器检测出来的是模拟量，如果需要通过计算机处理，就要变成数字量，最后控制阀门开启的大小，又常需要变为模拟量，所以我们经常要进行模拟量与数字量之间的转换。

##### 1、D/A 变换器 即数字(Digital)→模拟(Analog)变换器

(1)权电阻解码网络 各种二—十进制编码方式中，编码的各位在十进制中都代表一定的数值，称为“权”。例如二进制码的 1011 在十进制中代表  $8+0+2+1=11$ ，即二进制中最低位的权是  $2^0=1$ ，第二位的权是  $2^1=2$ ，第三位的权是  $2^2=4$ ，第四位的权是  $2^3=8$ ，第五位的权就是  $2^4=16$ 。

数字信号转换为模拟信号，可以先把数字信号每一位的代码转换成其权值相应的模拟信号，然后把各位的模拟信号相加，就成了代表这个数字信号的模拟信号。



**例 13.1** 如图 13-9 所示,当输入为 00000、00001、00010 和 00110 时,求输出电压  $U_o$ 。

解 5 位数即对应  $D_1D_2D_3D_4D_5$  的值,则  $U_o$  为

$$U_o = U_R \left( \frac{D_1}{2} + \frac{D_2}{4} + \dots + \frac{D_n}{2^n} \right) \quad D_1D_2 \dots D_n = 1 \text{ 或 } 0$$

当  $n=5$  时  $U_o = U_R \left( \frac{D_1}{2} + \frac{D_2}{4} + \frac{D_3}{8} + \frac{D_4}{16} + \frac{D_5}{32} \right)$

例如 00000 就对应  $U_o = 0$ , 00001 就对应  $U_o = \frac{1}{32} U_R$ , 00010 就对应  $U_o = \frac{1}{16} U_R = \frac{2}{32} U_R$ ,

00110 就对应  $U_o = \left( \frac{1}{8} + \frac{1}{16} \right) U_R = \frac{6}{32} U_R$

这种方式的缺点是各路电阻值差别较大,位数越多最大值的电阻越大,为了使误差较小,需要使最大输入电阻小于运算放大器的输入电阻,所以位数受到限制。另外,转换开关都是相应的晶体管开关,有一定的内阻,所以转换精度不高。

(2)  $R-2R$  电阻解码网络 如图 13-10 所示是由  $R$  与  $2R$  电阻组成的 T 型电路,故又称为 T 型电阻解码网络,后边可以接由运算放大器组成的跟随器,以提高网络带负载能力。因为电路中  $2R$  与  $2R$  并联为  $R$ ,所以计算十分方便。

可求出

$$U_o = \frac{2U_R}{3} \left( \frac{D_1}{2} + \frac{D_2}{4} + \dots + \frac{D_n}{2^n} \right)$$

( $D_1D_2 \dots D_n$  为二进制中的各位数 = 1 或 0)

这个电路中仅有两种电阻,做成集成电路也容易。

**2. A/D 变换器**(即模拟 (Analog)  $\rightarrow$  数字 (Digital) 变换器)

把一个模拟信号变换成数字信号,一般是把模拟信号输入后,通过采样门,保持电路、量化器、编码的过程,得到数字信号的输出,如图 13-11 所示。

(1) 采样 是把连续变化的模拟信号等间隔地(一般)取样值或进行周期性的测量。

(2) 保持电路 由于采样的脉宽较窄,量化来不及反应,故暂存储一下,使之展宽,一般是一个电容器。

(3) 量化 样值是一些瞬时的幅值,还要用离散的数字 0 和 1 来表示,这就要把瞬时的幅值变成二进位的数字。量化的方法按方式分有:

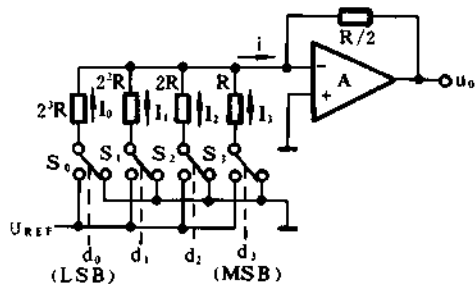


图 13-9

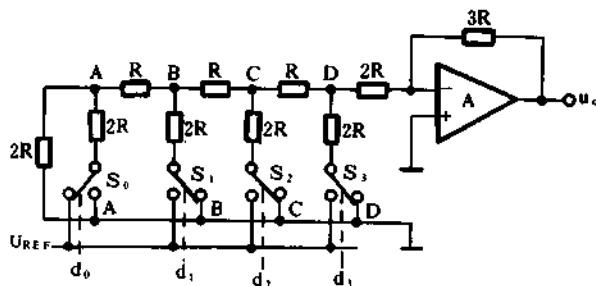


图 13-10



图 13-11 A/D 变换过程

①计数法 象日常生活中用尺量布,读的是尺的次数,准确到1尺,分辨能力也是1尺。

②逐步比较法 象用天平称重量一样,逐次比较到基本平衡为止,分辨能力取决于最小法码的单位。

③直读法 相当指针式磅称,直接从称盘上读出重量。

利用逐步比较法构成的 A/D 电压变换器如图 13-12 所示,就可以做成数字电压表。

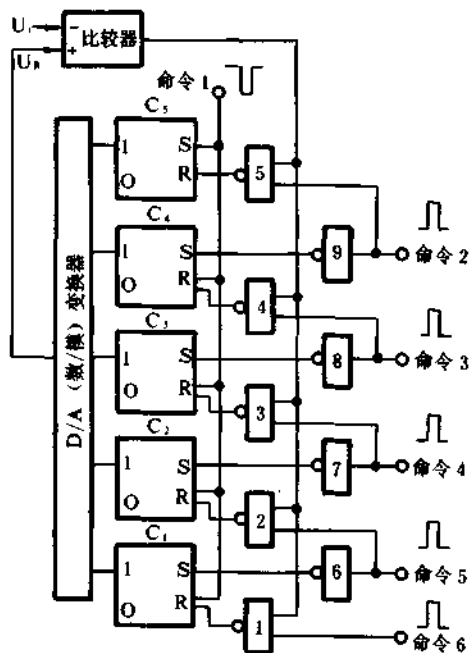


图 13-12

该电路利用 D/A 电压变换器做为一个部件,五个 RS 触发器组成五位二进制数码寄存器,  $C_5$  为最高位,  $C_1$  为最低位。由 9 个“与非”门组成控制单元,由命令 1~命令 6 进行操纵,除命令 1 为负脉冲外,其它都是正脉冲。

开始工作时,首先发出命令 1 负脉冲,把触发器  $C_5$  置“1”,并把  $C_4 \sim C_1$  均置“0”,这时寄存器的数码为 10000。并经 D/A 变换器变为 2.5 伏的参考电压  $U_R$ ,输送到比较器,将输入的取样电压  $U_i$  与  $U_R$  比较,若  $U_i > U_R$  则比较器输出为“0”,若  $U_i < U_R$  则比较器输出为“1”。现在如果  $U_i = 3$  伏,因  $U_i > U_R$ ,所以比较器输出为“0”,于是“与非”门 1~5 全关闭。

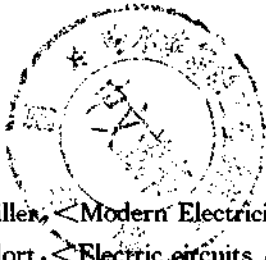
命令 2 正脉冲到来时,由于门 5 已关闭,故  $C_5$  的状态不受影响,但命令 2 经门 9 后变为负脉冲后送生  $C_4$ ,使  $C_4$  置“1”,故寄存器的数码变为 11000,  $C_4$  的“1”与  $C_5$  的“1”同时进入 D/A 变换器中,使输出电压  $U_R$  变为  $(2.5 + 1.5)$  伏,再进入

比较器与  $U_i$  比较,因为  $U_i < (2.5 + 1.5)$  伏,故比较器输出为“1”。

命令 3 正脉冲到来时,与比较器输出的“1”一起使“与非”门 4 开启,门 4 输出的负脉冲使  $C_4$  置“0”,同时命令 3 经门 8 使  $C_3$  置“1”,寄存器的数码变为 10100, D/A 变换器输出电压  $U_R$  变为  $(2.5 + 0.625)$  伏,比较器进行第三次比较。因为  $U_i < (2.5 + 0.625)$  伏,故比较器输出为“1”。

命令 4 正脉冲到来时,一方面经门 3 把触发器  $C_3$  置“0”,同时通过门 7 把触发器  $C_2$  置“1”,寄存器数码变为 10010, D/A 变换器输出电压  $U_R$  为  $(2.5 + 0.3125)$  伏。比较器进行第四次比较。因为  $U_i > (2.5 + 0.3125)$  伏,故比较器输出“0”门 2 关闭。当命令 5 正脉冲到来时,因门 2 关闭,故触发器  $C_2$  的“1”态不受影响。但命令 5 经门 6 后变为负脉冲可使触发器  $C_1$  置 1,寄存器数码变为 10011。D/A 变换器输出电压  $U_R = (2.5 + 0.3125 + 0.15625)$  伏,比较器进行第五次比较,因为  $U_i > (2.5 + 0.3125 + 0.15625)$  伏,故比较器输出为“0”,门 1 关闭。

命令 6 正脉冲到来时,因门 1 关闭,故触发器  $C_1$  就“1”状态不受影响,寄存器数码仍为 10011,这就是 A/D 变换器的最后结果,把模拟电压变换成了数字电压。



## 主要参考资料

1. G. M. Miller, <Modern Electricity/Electronics>, 1991
2. C. I. Hudort, <Electric circuits AC/DC>, 1992
3. R. Mauro, <Engineering Electronics>, 1989
4. A. S. sedra, <Microelectronic Circuits>, 1987
5. M. S. Ghauri, <Electronic Devices and circuits>, 1985
6. G. M. Glasford, <Analog Electronic circuits>, 1986
7. J. Millman, <Microelectronics>, 1991
8. E. S. Yang, <Microelectronics Devices>, 1990
9. D. E. Johnson, <Electric Circuit Analysis>, 1990
10. C. F. Wang, <Digital Circuit>, 1991
11. D. A. Bell, <Electronic Devices and Circuits>, 1986
12. H. H. William, <Engineering Circuit Analysis>, 1990
13. 尾崎弘, <电子回路>, 1989。
14. 藤井信生, <OPアンプの基础用> 1985。
15. 雨宫好文, <基础电子回路演习>, 1990。
16. 松元崇, <电子回路学基础>, 1985。
17. 柄本治利, <アナログ回路>, 1994。
18. 曾和将容等, <トランジスタ回路入门讲座> 1990。
19. 松元崇, <电气工学概论>, 1987。
20. 岛谷信, <电气, 电子工学基础>, 1987。
21. 谷腰欣司, <エレクトロニクス回路の使い方>, 1993
22. 赤羽进, <电子回路> 1986
23. 山口次郎, <电气电子工学概论>, 1994
24. 西川洁男, <电气电子工学入门>, 1995
25. 佐野敏一, <アナログ回路>, 1994
26. 小川矿一, <基础电子工学>, 1995
27. 矢部初男, <电子回路演习>, 1988
28. 童诗白, <模拟电子技术基础>, 1989
29. 闫石, <数字电子技术基础>, 1989
30. 康华光, <电子技术基础>, 1989
31. 何玉骐, <半导体电子学原理与计算>, 1986
32. 耿文学, <电工、电子、测量题解>, 1985
33. 山崎俊雄, <电气の技术史>, 1992
34. Ю. М. Борисов, <Электротехника>, 1990
35. А. И. Котлярский, <Промышленная электроника>, 1984

[General Information]

书名=☆电子技术自觉丛书 电工·电子基础精选电路详解

作者=

页数=200

SS号=0

出版日期=

封面	-9
书名	-8
版权	-7
目录	-6
正文	1