

前 摇 摇 言

本书是专为机械、模具、数控和机电类专业的学生而编写。机电一体化是现代机械制造的发展趋势,这就要求机械类专业的学生有必要掌握一定的电工电子技术基础,从而为今后的发展作准备。

本书在编写时参考了部分高职高专院校的专业培养计划,以“电工电子技术基础”课程的教学大纲和后续课程的需要为依据精选内容,争取做到合适、实用。注重基本概念的建立、基本定律的理解、基本方法的应用,强调联系实际应用。本书层次清晰、阐述准确、语言简练、图表清晰、实例紧扣理论。

本书共分 10 章,参考学时为 72~ 84 学时,其中第 1 章变压器、第 2 章电动机可依据不同院校后续课程和学时情况而选取,第 3 章的场效应管及其放大电路可作选学内容。

本书分电工电子部分。第 1~ 2 章由柳松柱编写,第 3~ 4 章由张和林编写,第 5 章由封燕芳编写,第 6~ 10 章由宋亚林编写。

由于编者水平有限,书中难免有不妥之处,恳请广大读者批评指正。

编者

2007 年 7 月

目 录

第 1 章 电路的基本概念和基本定律	(1)
1.1 电路概述	(1)
1.2 电路和电路模型	(1)
1.3 电路的基本物理量	(2)
1.4 欧姆定律	(2)
1.5 电路的工作状态	(3)
1.6 基尔霍夫定律	(3)
1.7 相关概念	(3)
1.8 基尔霍夫电流定律	(3)
1.9 基尔霍夫电压定律	(3)
1.10 电位的计算方法	(4)
本章小结	(4)
思考与练习	(4)
第 2 章 电路分析的基本方法	(5)
2.1 电阻元件的连接及其等效变换	(5)
2.1.1 电阻的串联	(5)
2.1.2 电阻的并联	(5)
2.1.3 混联电路的分析	(5)
2.2 电源的等效电路及其等效变换	(5)
2.2.1 电压源	(5)
2.2.2 电流源	(5)
2.2.3 电压源与电流源的等效变换	(5)
2.3 支路电流法	(6)
2.4 节点电位法	(6)
2.5 叠加定理	(6)
2.6 戴维南定理	(6)
本章小结	(6)
思考与练习	(6)
第 3 章 交流电路分析的基本方法	(7)
3.1 正弦量的基本概念	(7)
3.1.1 正弦量的三要素	(7)
3.1.2 正弦量的有效值	(7)
3.1.3 同频率正弦量的相位差	(7)
3.1.4 正弦量的相量表示法	(7)
3.1.5 用相量表示正弦量	(7)
3.1.6 用复数表示相量	(7)

第 8 章 正弦交流电路	(8)
8.1 电阻元件的正弦交流电路	(8)
8.2 电感元件的正弦交流电路	(12)
8.3 电容元件的正弦交流电路	(17)
8.4 串联的正弦交流电路	(23)
8.5 串联电路的电压、电流关系	(23)
8.6 串联电路的功率	(24)
8.7 阻抗的串联和并联	(26)
8.8 阻抗的串联	(26)
8.9 阻抗的并联	(28)
8.10 复阻抗和复导纳的等效变换	(29)
8.11 一般正弦交流电路的计算	(32)
8.12 功率因数的提高	(35)
8.13 提高功率因数的意义	(35)
8.14 提高功率因数的方法	(36)
本章小结	(37)
思考与练习	(37)
第 9 章 三相电路及其应用	(37)
9.1 三相电源的连接方法	(37)
9.2 对称三相交流电源的产生和特点	(39)
9.3 对称三相交流电源的星形连接	(40)
9.4 对称三相交流电源的三角形连接	(41)
9.5 三相负载的连接方法	(42)
9.6 三相负载的星形连接	(42)
9.7 三相负载的三角形连接	(43)
9.8 对称三相电路的功率	(44)
9.9 安全用电	(44)
本章小结	(44)
思考与练习	(44)
第 10 章 变压器	(45)
10.1 磁路的基本知识	(45)
10.2 铁磁材料的磁性能	(45)
10.3 交流铁心线圈	(47)
10.4 变压器	(48)
10.5 变压器的结构	(48)
10.6 变压器的工作原理	(49)
10.7 变压器的外特性和效率	(50)
10.8 特殊变压器	(51)
10.9 自耦变压器	(51)
10.10 仪用互感器	(51)

本章小结	(猿)
思考与练习	(猿)
第 远章 电动机	(猿)
三相异步电动机的结构和工作原理	(猿)
三相异步电动机的结构	(猿)
旋转磁场的产生	(猿)
电动机的转动原理	(猿)
三相异步电动机的铭牌数据	(猿)
三相异步电动机的控制	(猿)
电动机的启动控制	(猿)
电动机的制动控制	(猿)
电动机的调速控制	(猿)
三相异步电动机的基本控制电路	(猿)
常用低压控制电器	(猿)
三相鼠笼式异步电动机的启停控制线路	(猿)
三相异步电动机的正、反转控制电路	(猿)
三相异步电动机的降压启动控制电路	(猿)
单相异步电动机	(猿)
电容分相式单相异步电动机	(猿)
罩极式单相异步电动机	(猿)
本章小结	(猿)
思考与练习	(猿)
第 苑章 半导体二极管和二极管整流电路	(猿)
半 导 体	(猿)
本征半导体和 型半导体	(猿)
半导体的形成和单向导电性	(猿)
半导体二极管	(猿)
二极管的结构与伏安特性	(猿)
二极管的参数及选用	(猿)
二极管电路的分析方法	(猿)
特殊二极管	(猿)
二极管整流电路	(猿)
单相半波整流电路	(猿)
单相桥式整流电路	(猿)
本章小结	(猿)
思考与练习	(猿)
第 愿章 三极管及其放大电路	(猿)
半 导 体 三 极 管	(猿)
三极管的结构和电流放大作用	(猿)
三极管的特性	(猿)

摇摇摇摇三极管的主要参数	(员猿)
摇摇摇摇共射极基本放大电路	(员猿)
摇摇摇摇放大电路的组成	(员猿)
摇摇摇摇放大电路的直流通路和静态分析	(员猿)
摇摇摇摇放大电路的交流通路和动态分析	(员猿)
摇摇摇摇放大电路的基本分析方法	(员源)
摇摇摇摇图解法	(员源)
摇摇摇摇微变等效电路分析法	(员愿)
摇摇摇摇放大电路的三种基本组态	(员起)
摇摇摇摇共集电极放大电路	(员起)
摇摇摇摇共基极放大电路	(员起)
摇摇摇摇分压式射极偏置电路	(员猿)
摇摇摇摇工作点不稳定的因素	(员猿)
摇摇摇摇分压式射极偏置电路	(员源)
摇摇摇摇多级放大电路	(员源)
摇摇摇摇电压增益	(员起)
摇摇摇摇频率响应特性	(员起)
摇摇摇摇差动放大电路	(员愿)
摇摇摇摇功率放大电路	(员起)
摇摇摇摇对功率放大电路的基本要求	(员起)
摇摇摇摇互补对称功率放大电路	(员起)
摇摇本章小结	(员猿)
摇摇思考与练习	(员猿)
第 怨章 摇摇场效应管及其放大电路	(员愿)
摇摇摇摇场效应管	(员愿)
摇摇摇摇结型场效应管	(员愿)
摇摇摇摇绝缘栅场效应管	(员起)
摇摇摇摇场效应管放大电路	(员起)
摇摇摇摇自偏压电路	(员起)
摇摇摇摇分压式自偏压电路	(员起)
摇摇摇摇场效应管放大电路的微变等效分析计算	(员猿)
摇摇本章小结	(员猿)
摇摇思考与练习	(员猿)
第 员园章 摇摇集成运算放大电路	(员起)
摇摇摇摇集成运算放大器简介	(员起)
摇摇摇摇概述	(员起)
摇摇摇摇集成运放的电路结构组成和电路符号	(员起)
摇摇摇摇集成运放的主要参数和理想化条件	(员起)
摇摇摇摇集成运放电路中的负反馈	(员起)
摇摇摇摇负反馈的基本概念	(员起)

摇摇摇摇负反馈的四种组态	(员园)
摇摇摇摇负反馈对放大电路性能的影响	(员园)
摇摇摇摇集成运放构成信号运算电路	(员园)
摇摇摇摇同相比例运算电路和反相比例运算电路	(员园)
摇摇摇摇加法运算电路和减法运算电路	(员园)
摇摇摇摇积分运算电路和微分运算电路	(员园)
摇摇摇摇集成运放构成信号处理电路	(员园)
摇摇摇摇电压比较器	(员园)
摇摇摇摇单门限电压比较器	(员园)
摇摇摇摇迟滞比较器	(员园)
摇摇摇摇用集成运放构成振荡电路	(员园)
摇摇摇摇自激振荡电路的结构及振荡平衡条件和振荡的建立	(员园)
摇摇摇摇桥式振荡电路	(员园)
摇摇本章小结	(员园)
摇摇思考与练习	(员园)
第 员章 摇摇门电路和组合逻辑电路	(员园)
摇摇摇摇数字电路概述	(员园)
摇摇摇摇数字信号	(员园)
摇摇摇摇数制与 码	(员园)
摇摇摇摇基本逻辑关系与门电路	(员园)
摇摇摇摇晶体管的开关特性	(员园)
摇摇摇摇基本逻辑关系与分立元件门电路	(员园)
摇摇摇摇 门电路	(员园)
摇摇摇摇逻辑函数及化简	(员园)
摇摇摇摇逻辑代数	(员园)
摇摇摇摇逻辑函数的表示方法	(员园)
摇摇摇摇逻辑函数的化简	(员园)
摇摇摇摇组合逻辑电路分析与设计	(员园)
摇摇摇摇组合逻辑电路的分析	(员园)
摇摇摇摇组合逻辑电路的设计	(员园)
摇摇摇摇常见组合逻辑电路	(员园)
摇摇摇摇编码器	(员园)
摇摇摇摇显示译码器	(员园)
摇摇摇摇加法器	(员园)
摇摇本章小结	(员园)
摇摇思考与练习	(员园)
第 圆章 摇摇触发器和时序逻辑电路	(员园)
摇摇摇摇触发器	(员园)
摇摇摇摇基本 触发器	(员园)
摇摇摇摇同步 触发器	(员园)

摇摇摇摇主从 分运触发器	(页)
摇摇摇摇边沿触发器和 裁触发器	(页)
摇摇摇摇时序逻辑电路分析	(页)
摇摇摇摇常见时序逻辑电路	(页)
摇摇摇摇寄存器	(页)
摇摇摇摇计数器	(页)
摇摇摇摇缘缘集成定时器	(页)
摇摇摇摇缘缘集成定时器	(页)
摇摇摇摇由 缘缘构成的单稳态电路	(页)
摇摇摇摇由 缘缘构成的多谐振荡器	(页)
摇摇摇摇由 缘缘构成的施密特触发电路	(页)
摇摇本章小结	(页)
摇摇思考与练习	(页)
摇摇参考文献	(页)

第 1 章 电路的基本概念和基本定律

本章是电工电子技术的入门章，主要介绍电路理论的基本概念和基本定律，包括以下内容：电路的组成和作用，电路的基本物理量，电路分析的两个基本定律——欧姆定律和基尔霍夫定律，电路在三种不同状态下的电流和电压，以及电位的计算方法。

1.1 概 述

1.1.1 电路和电路模型

1.1.1.1 电路的组成和作用

电路是电流流经的路径，它由若干电路元器件按一定的方式组合而成，电路也称电路网络。

常见的电路有两大类：电力电路和信号电路。电力电路能够完成电能的产生、传输、分配和转换，其最典型的例子是给各部门供电的供电系统：发电机工作产生电能，经变压器升压传输到各变电站，经变电站变压器降压后输送到用电部门。信号电路能够进行信号的产生、变换和处理，如扩音机电路：输入语音经话筒变换为电信号以后再经放大传递到音箱，音箱将电信号还原为语音。虽然电力电路和信号电路的作用不同，但两者在能量转换过程方面是一致的，因此这两类电路的基本规律和分析方法是相同的。

任何一个电路都是由电源、负载和中间环节三个部分组成。通常把由非电能（或非电信号）转换为电能（或电信号）的供电设备和器件称为电源（或信号源）；把用电设备称为负载，负载是将电能转化成其他形式的能量而做功的器件；而连接电源和负载的部分就是中间环节，它起着传输、分配和控制的作用。

1.1.1.2 理想元件和电路模型

电气设备和器件的种类很多，在工作时表现出的电磁性质也很复杂，分析起来很困难，于是在电路理论中提出了理想元件和电路模型两个概念。理想元件是从实际元件中抽取其主要的、本质的电磁性质得到的元件，具有以下特点：首先每一种理想元件所反映的电磁现象可以用数学表达式精确表达；其次，任意一种实际电路元件中所发生的电磁现象，都可以由若干理想元件的综合来近似描述。电路模型是用理想元件及其组合代替实际元件所构成的与实际电路相对应的模型。本书中讨论的电路元件均为理想元件。

在电路理论中，信号源（或电源）提供的电压或电流称为激励；由激励在电路各部分产生的电压和电流则称为响应。电路分析的对象就是这些由理想元件组成的电路模型图（简称电路图），其任务则是在电路结构和元件参数已知的条件下，分析电路的激励与响应之间的关系。

1 电路的基本物理量

1.1 电流

电荷的定向移动就形成电流。单位时间内通过导体横截面的电量定义为电流强度，简称电流，用 i 表示，根据定义可知

$$i = \frac{dq}{dt} \quad (1.1)$$

式中， q 为 dt 时间内通过导体横截面的电荷量。

通常规定正电荷定向运动的方向为电流的方向。大小和方向不随时间变化的电流称为直流电流，用大写字母 I 表示；大小和方向随时间变化的电流称为交流电流，用小写字母 i 表示。在国际单位制中，电流的单位是安 [培] (A)，根据需要还可用千安 (kA)、毫安 (mA)、微安 (μ A) 等单位度量。

电路中电流的大小和方向都对电路的工作状态有很大影响，因此在测量或计算时，既要考虑电流的大小又要考虑电流的方向。但在分析较复杂电路时，往往不能一开始就确定出电流的实际方向，为此引入参考方向这个概念。电流的参考方向是人为任意设定的方向，用箭头标于电路图上。若计算或测量的电流值为正，说明电流的实际方向与参考方向一致；若计算或测量值为负，说明电流的实际方向与参考方向相反。这样根据电流的参考方向和值的大小可准确判断出电流的实际方向，如图 1.1 所示。显然，在未标电流参考方向的情况下，电流的正、负是没有意义的。

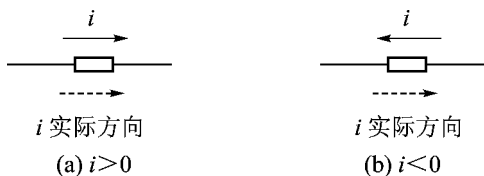


图 1.1 电流的参考方向与实际方向的关系

1.2 电位和电压

电流是因为电荷的定向运动而形成，而电荷的运动是因为电场力对电荷做了功。在电场力作用下，正电荷总是从高电位点移向低电位点，因此电路中各点的电位是分析电路时经常用到的一个概念，它反映了电路中不同位置处电场力对电荷做功的能力，用字母 ϕ 表示。若某点电位为恒定值，则用大写字母 Φ 表示。电路中各点电位的高低是相对于参考点而言的，通常可以指定电路中任一点的电位为零，称为参考点或零电位点，其他各点的电位在数值上就等于把单位正电荷从该点移到零电位点时，电场力所做的功，即

$$\phi = \int_{\phi_0}^{\phi} \vec{E} \cdot d\vec{l} \quad (1.2)$$

ϕ 为正，表示该点电位高于参考点电位； ϕ 为负，则表示该点电位低于参考点电位。参考点确定后，各点电位就随之确定；参考点不同，各点的电位也不同。

在国际单位制中，电位的单位是伏 [特] (V)，此外还有千伏 (kV)、毫伏 (mV)、微伏 (μ V) 等单位。

电压就是电位差，任意两点间电压的定义为

电压的参考方向

电压的方向规定为从高电位点指向低电位点，大小和方向不随时间变化的电压称为直流电压，用大写字母 U 表示；大小和方向随时间变化的电压称为交流电压，用小写字母 u 表示。电压的单位和电位的单位相同，也是伏（V）。

通常电压的方向也难以事先确定，和电流一样，引入电压的参考方向（或称正方向），参考方向任意设定，用箭头标于电路图上，或用“+”、“-”极性表示，还可用双下标符号表示，如默认 u_{AB} 的参考方向为从 A 点指向 B 点。根据计算结果，如果 u_{AB} 为正，表示 A、B 两点电压的实际方向与参考方向一致，即 A 点电位高于 B 点电位， u_{AB} 跃增；如果 u_{AB} 为负，表示 A、B 两点电压的实际方向与参考方向相反，即 A 点电位低于 B 点电位， u_{AB} 约增，如图 1-1 所示。在设定电路中电流和电压的参考方向时，常把两者设为一致，称为关联方向。

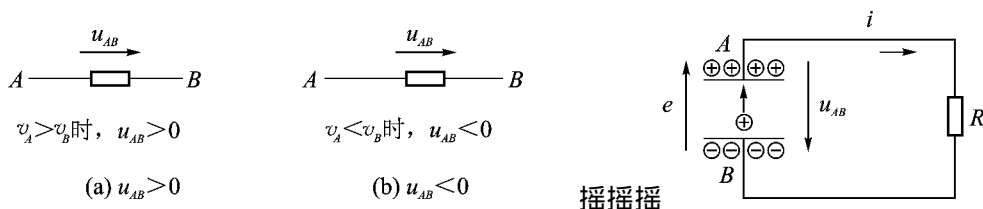


图 1-1 电压的参考方向与两点间电位高低的关系

电动势

如图 1-2 所示，A 为带正电荷的电极，B 为带负电荷的电极，A、B 间存在电场，A 点电位高，B 点电位低。用导线将 A、B 连接起来后，电场力就会把正电荷从 A 点沿导线迁移到 B 点，迁移的过程也就是电流流过导线的过程。但随着电极 A 上正电荷的减少、电极 B 上负电荷的增多，A 的电位降低，B 的电位增高，A、B 间电场逐渐减弱，电流逐渐减小，直至为零。为了维持电流的持续，必须保持 A、B 间电位差恒定，因此必须有一种内力能克服电场力将正电荷从 B 送回到 A，电源就是产生这种力的装置。电动势是衡量电源克服电场力对正电荷做功能力的物理量，用字母 \mathcal{E} 表示。在数值上，电动势 \mathcal{E} 等于电源内力把单位正电荷从低电位点经电源内部移到高电位点所做的功，即

$$\mathcal{E} = \int_B^A \vec{F} \cdot d\vec{l} \quad (1-1)$$

式中， \vec{F} 为电源内力，电动势的方向规定为经电源内部从低电位点指向高电位点。电动势的单位与电压的单位相同，也是伏（V）。

电功率

电荷是携带能量的粒子，电路中流过电流的同时，必然伴随着能量的转换。正电荷从电路的高电位点移到低电位点，能量减小，说明这段电路消耗了电能（所消耗的电能转化为其他形式的能量，如灯泡发光、发热）；正电荷从电路的低电位点移到高电位点，能量增大，说明这段电路提供了电能（所提供的电能由其他形式的能量转化而来，如干电池的化学能、发电机的机械能）。

单位时间内电场力所做的功定义为该电路的电功率 P ，则有

$$P = \frac{W}{t} \quad (1.1.1)$$

(1.1.1)

式中， W 为电场力所做的功。

当 W 取关联方向时，有

$$P = UI \quad (1.1.2)$$

即

$$P = UI \quad (1.1.3)$$

(1.1.3)

在国际单位制中，功率的单位是瓦 [特] (瓦)。

实际电路中，设备或元件在不同情况下可能工作状态不同，例如，蓄电池在供电时提供功率，但在充电时却消耗功率，因此根据 P 的符号可以判断设备或元件的工作状态。若 $P > 0$ ，说明 W 的参考方向与实际方向一致，正电荷是从高电位点移到低电位点，电路消耗了功率，该元件属于负载；若 $P < 0$ ，说明 W 的参考方向与实际方向相反，正电荷是从低电位点移到高电位点，电路提供了功率，该元件属于电源。

需要注意的是，当 W 取非关联方向时，公式 (1.1.3) 要改为

$$P = -UI \quad (1.1.4)$$

(1.1.4)

1.2 欧姆定律

欧姆定律是电路的基本定律之一，它指出了任意时刻电阻元件两端电压和电流之间的关系，当电阻两端电压和电流取关联参考方向时，欧姆定律的表达式为

$$U = RI \quad (1.2.1)$$

(1.2.1)

式中， R 为电阻元件的阻值，在国际单位制中，电阻的单位是欧 [姆] (Ω)，根据需要电阻还可用千欧 (k Ω)、兆欧 (M Ω) 来度量，其换算关系为

$$1 \text{ k}\Omega = 10^3 \Omega, \quad 1 \text{ M}\Omega = 10^6 \Omega$$

电阻的倒数称为电导，用 G 表示，即

$$G = \frac{1}{R} \quad (1.2.2)$$

(1.2.2)

电导的单位是西 [门子] (S)，一个电阻元件，既可用电阻表示，也可用电导表示，若用电导表示，欧姆定律可表示为

$$I = GU \quad (1.2.3)$$

(1.2.3)

需要注意的是，当电压和电流取非关联参考方向时，欧姆定律的表达式应写为

$$U = -RI \quad (1.2.4)$$

(1.2.4)

或

$$I = -GU \quad (1.2.5)$$

(1.2.5)

如果以电压为横坐标，以电流为纵坐标，根据测量结果可画出电阻的电压- 电流关系曲线，称为电阻的伏安特性曲线。如果电阻的伏安特性曲线是一条过原点的直线 (见图 1.2.1)，伏安关系遵循欧姆定律，则说明该电阻是一个常数，与工作电压或工作电流无关，这样的电阻称为线性电阻。

严格地说，线性电阻是不存在的，如金属导体通过不同的电流时，其阻值是不恒定的，但在一定的电流 (或电压) 范围内，阻值的变化很小，因此许多实际的电阻器都可用线性电阻作为它的模型。

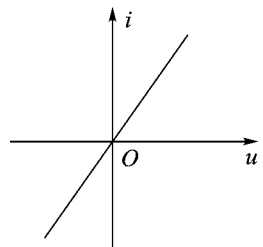


图 1.2.1 线性电阻的伏安特性

例 1.1 在图 1.1 所示电路中, 求各元件上的功率。

解 设电路中电流和电阻两端电压分别为图示方向, 则

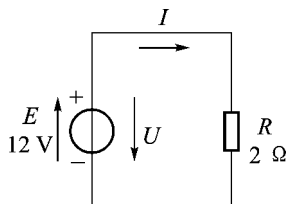


图 1.1 例 1.1 电路

$$I = 2 \text{ A}$$

$$U = 4 \text{ V}$$

电阻功率 $P_R = UI = 8 \text{ W}$

电源功率 $P_E = EI = 24 \text{ W}$

由结果可知, 该电路中电源提供功率, 电阻消耗功率。

1.2 电路的工作状态

电路在工作中有三种不同的工作状态, 本节以简单的直流电路为例, 讨论电路在不同工作状态时电流、电压等方面的特征。

1.2.1 有载工作状态

图 1.2 所示电路为直流电源对负载供电电路, E 为电源电动势, R_0 为电源内阻, R_L 为负载电阻, 当开关合上时, 电路处于有载工作状态, 此时

电源输出电流 $I = \frac{E}{R_0 + R_L}$ (1.2.1)

电源输出电压 $U = \frac{R_L E}{R_0 + R_L}$ (1.2.2)

可见, I 的大小取决于负载的多少, 负载并联得越多, 总的负载电阻 R_L 越小, 电流 I 越大, 输出功率也越大; 输出电压 U 为电动势 E 减去内阻上的压降, 当 $R_L \gg R_0$ 时, 内阻 R_0 上的压降可忽略, 电源输出电压为

$$U \approx E \quad (1.2.3)$$

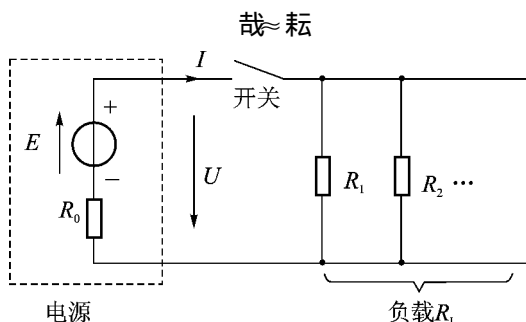


图 1.2 直流电源对负载的供电电路

当电源输出的电流和电压均为额定值时, 电源便处于额定工作状态。什么是额定值呢? 电气设备的额定值是设备制造厂对设备的使用规定, 按照额定值来使用是最经济合理和安全的, 能保证电气设备的使用寿命。电源设备的额定值包括额定电压 U_N 、额定电流 I_N 和额定容量 S_N , 用电设备的额定值包括额定电压 U_N 、额定电流 I_N 和额定功率 P_N 。电气设备的额定值一般都标在产品铭牌上或注明在说明书中。使用电气设备时, 应按照设备额定值的要求, 尽可能使设备在额定状态下工作。例如, 一台单相变压器的铭牌上标有 U_N 、 I_N 、 S_N , 这些值就是变压器的额定值。变压器输出电流与负载大小有关, 并不一定总是 I_N , 但不应超过 I_N , 否则发热严重, 易破坏绝缘, 缩短使用寿命。

圆爰开路状态

在图 员圆苑所示电路中，当开关断开时，电路处于开路状态。开路时，电路不构成闭合回路，电路中电流为零，电源空载，不输出功率，内阻上压降为零，电源端电压等于电源电动势。

因此，开路时有

$$\begin{aligned} \text{电压} &= E & (1) \text{ 员圆} \\ \text{电流} &= 0 & (1) \text{ 员圆} \end{aligned}$$

猿爰短路状态

如图 员圆苑所示，当电源两端因为某种原因被导线直接连在一起时，称为电源短路。电源短路时，负载电阻近似为零，此时

$$\begin{aligned} \text{电路中的电流} &= \frac{E}{R_0} & (1) \text{ 员圆} \\ \text{电源的端电压} &= 0 & (1) \text{ 员圆} \end{aligned}$$

一般情况下，电源内阻都很小，所以电源短路时电路中的电流相当大，这将造成电源设备的损坏和烧毁。短路也可能发生在负载两端或电路的其他位置，一般是由于绝缘损坏或接线不慎等原因造成。短路的危害很大，因此在实际工作中要避免短路事故的发生。

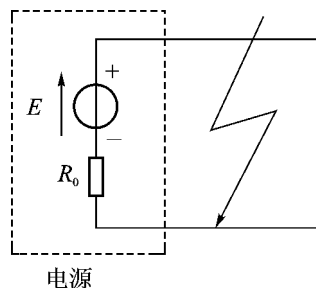


图 员圆苑 电源短路的情况

1 圆 基尔霍夫定律

欧姆定律阐述的是线性电阻元件两端电压和电流的关系，基尔霍夫定律阐述的则是若干元件组成电路后，电路中各电流和各电压之间的关系。欧姆定律和基尔霍夫定律是电路分析的两个最基本的定律。基尔霍夫定律有两部分内容：一部分是基尔霍夫电流定律；一部分是基尔霍夫电压定律。

1 圆 圆 相关概念

在介绍基尔霍夫定律之前，先介绍几个在电路中常用的概念。

员爰支路

没有分支的任意一段电路称为支路。同一支路内，所有元件流过相同的电流。

在图 员圆愿所示电路中，共有三条支路：耘、砸组成一条支路，电流为 I_1 ；耘、砸组成一条支路，电流为 I_2 ；砸组成一条支路，电流为 I_3

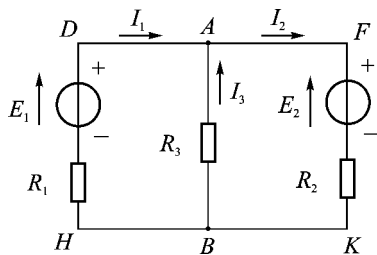


图 员圆愿 电路举例

圆爰节点

电路中三个或三个以上导线相连接的点称为节点。图 员圆愿所示电路中有两个节点：节点 粤和节点 月

1.1.1 回路

由若干个支路组成的闭合路径称为回路，图 1.1.1 所示电路有三条回路：回路 1、回路 2 和回路 3。

1.1.2 基尔霍夫电流定律

基尔霍夫电流定律指出，对电路中任意一个节点，在任意时刻，流入该节点的电流总和等于流出节点的电流总和。基尔霍夫电流定律简称为 KCL，又称为基尔霍夫第一定律。

以图 1.1.1 中节点 a 为例，根据 KCL 有

$$I_1 + I_2 - I_3 = 0$$

也可写成

$$I_1 + I_2 = I_3$$

可见，若规定流入节点的电流为正，则流出节点的电流就为负，基尔霍夫电流定律也可写成

$$\sum I = 0 \quad (1.1.1)$$

即在任意时刻，电路中任意一个节点电流的代数和恒等于零。式 (1.1.1) 是 KCL 的数学表达式，也称节点电流方程。

基尔霍夫电流定律不仅适用于节点，也可推广到任意假设的封闭面，这样的封闭面称为广义节点。例如，图 1.1.2 所示为封闭面所包围的电路，有三条支路与电路的其余部分相连接，根据 KCL 有

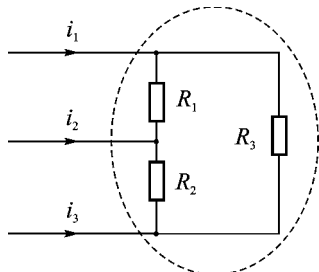


图 1.1.2 广义节点

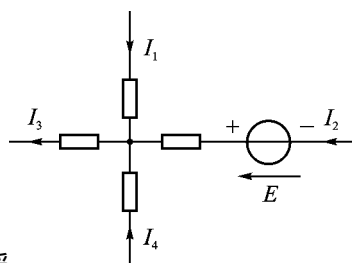


图 1.1.3 例 1.1 电路

例 1.1 在图 1.1.3 所示电路中，已知 $R_1 = 2\Omega$ ， $R_2 = 3\Omega$ ， $R_3 = 1\Omega$ ，试求 I 的大小。解根据 KCL，对图 1.1.3 中节点，有

$$I_1 + I_2 - I_3 - I_4 = 0$$

所以

$$I_2 = I_3 + I_4 - I_1$$

代入数据

$$I_2 = [1 \times 1 + 1 \times 1 - 2 \times 1] \text{ A} = 0 \text{ A}$$

说明 I 的大小为 0 A，实际方向与图中参考方向相反。

1.1.3 基尔霍夫电压定律

基尔霍夫电压定律指出，在任意时刻，电路中任意一个回路上各段电压的代数和恒为零，其数学表达式为

$$\sum U = 0 \quad (1.1.2)$$

基尔霍夫电压定律简称为 KVL，又称为基尔霍夫第二定律，式 (1.1.2) 也称为回路电压方程。

以图 员圆中回路为例，按顺时针方向，根据式(员圆)有

$$U_4 - U_1 - U_2 - U_3 + E_1 + E_2 = 0$$

注意在根据式 (员圆) 列方程时，应先设回路方向。这里设回路方向为顺时针方向，当电压参考方向与回路方向一致时，则该电压取“垣”，如 U_1 、 U_2 、 U_3 ，反之取“原”，如 E_1 、 E_2 。

将各段电压的具体值代入，得

$$I R_4 - I R_1 - I R_2 - I R_3 + E_1 + E_2 = 0$$

或

$$I (R_1 + R_2 + R_3 + R_4) = E_1 + E_2$$

即

$$\sum \overset{\text{源}}{I} R = \sum \overset{\text{原}}{E} \tag{员圆}$$

式 (员圆) 为运兹在线性电阻电路中的另一种形式，它表明在回路中各段电阻上电压降的代数和等于各个电动势的代数和。用式 (员圆) 写方程时，要注意当回路方向和电动势方向一致时，电动势取“垣”，反之取“原”。

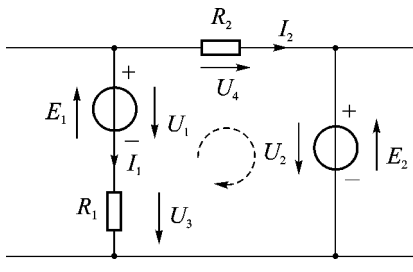


图 员圆 回路举例

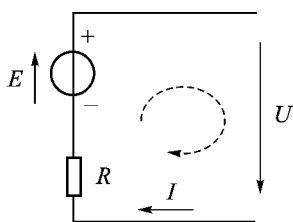


图 员圆 运兹应用于假想回路

运兹不仅适用于具体回路，而且可用于假想回路，例如，对图 员圆所示的假想回路，写运兹方程有

$$I R_1 + I R_2 + I R_3 + I R_4 - E_1 - E_2 = 0$$

即

$$I = \frac{E_1 + E_2}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4}$$

$$\tag{员圆}$$

式 (员圆) 也被称为有源支路欧姆定律的表达式。

基尔霍夫定律所确定的电流方程、电压方程与各支路是什么元件无关，因此，无论是线性电路还是非线性电路，无论电路是处于稳态还是暂态，基尔霍夫定律都普遍适用。

例 员 已知在图 员圆所示电路中， $R_1 = 2 \Omega$ ， $R_2 = 3 \Omega$ ， $R_3 = 1 \Omega$ ， $R_4 = 1 \Omega$ ，求回路中的电流。

解 设回路电流参考方向如图 员圆所示，沿顺时针方向对回路列运兹方程有

$$I R_1 + I R_2 + I R_3 + I R_4 - E_1 - E_2 = 0$$

则

$$I (R_1 + R_2 + R_3 + R_4) = E_1 + E_2$$

代入数据得

$$I = \frac{E_1 + E_2}{R_1 + R_2 + R_3 + R_4} = \frac{10 + 10}{2 + 3 + 1 + 1} = 2 \text{ A}$$

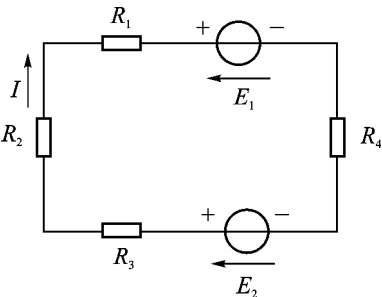


图 员圆 例 员 猿图

说明回路中电流大小为 2 A，实际方向与设定的参考方向相反。

1.1 电位的计算方法

在电路理论中，电位是一个重要概念，在一些复杂电路的分析中，可以以节点电位为未知量，通过计算节点电位来求支路电流；在分析电路时，也常常用到电位，如对二极管而言，只有当阳极电位高于阴极电位时，二极管才导通。因此，电位的计算是电路分析中比较重要的一个环节。在 1.1 节中已介绍过电位、电压的概念和它们之间的关系，本节将讨论电位的计算方法。

电位的计算依据就是“某两点间的电压等于这两点的电位之差”这一关系，比如 A、B 两点，因为 $U_{AB} = \varphi_A - \varphi_B$ ，若 B 点电位已知，A、B 间电压可求，则 φ_A 即可求得，A 点电位就由此确定。可见求某点电位可分以下三步进行。

(1) 首先根据条件找到电路中的某个已知电位点 (B 点)。

(2) 求出待求点 (A 点) 与已知电位点 (B 点) 之间的电压 (U_{AB})。

(3) 根据已知点 (B 点) 的电位及其与待求点间的电压 (U_{AB})，计算出待求点的电位 (φ_A)。

例 1.1 电路参数如图 1.1 所示，已知 O 为零电位点，求 A、B、C 各点电位。

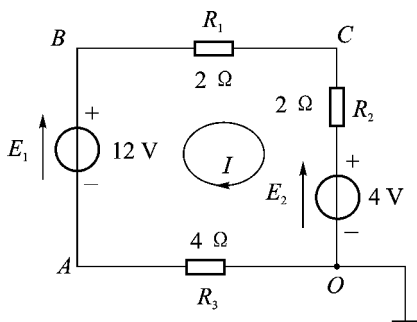


图 1.1 例 1.1 电路

解 设回路中电流方向为顺时针方向，并标注在图中。

通过列回路的 KVL 方程，求出回路中的电流

$$-12 + 2I + 2I + 4I - 4 = 0$$

因为 O 点电位 $\varphi_O = 0$ ，所以有

$$\varphi_B - \varphi_A = 12$$

$$\varphi_C - \varphi_O = 4$$

同理，

$$\varphi_B - \varphi_C = 2I = 2 \times 1 = 2$$

$$\varphi_A - \varphi_O = 4I = 4 \times 1 = 4$$

本章小结

电路由电源、负载和中间环节组成。电路分析的任务就是分析电路中的同一元件上电流、电压的关系以及电流、电压、电功率在电路中的分配。

在分析电路时，要给电路中的电流、电压预先设定一个方向，称为参考方向，当计算出电流、电压的值为正时，实际方向与参考方向一致，否则，实际方向与参考方向相反。一般取电流、电压的方向一致，称为关联参考方向。

欧姆定律是电路分析的基本定律，反映电阻元件的电流、电压关系，引入参考方向后，欧姆定律应写成 $U = RI$ ，当 I 为关联参考方向时，取“+”，反之，取“-”。

如果电阻的伏安特性符合欧姆定律，则该电阻为线性电阻。

源电路有三种工作状态：有载工作、开路、短路状态。有载时， $I < I_N$ ， $U < U_N$ ；开路时， $I = 0$ ， $U = U_N$ ；短路时， $I = I_N$ ， $U = 0$ 。电气设备或元件安全工作的条件是，供电电压等于设备或元件的额定电压。

缘基尔霍夫定律是电路分析的另一个基本定律，基尔霍夫电流定律指出节点电流的关系，其内容是任意时刻节点电流的代数和为零，即 $\sum I = 0$ ；基尔霍夫电压定律指出回路上各段电压的关系，其内容是任意时刻回路上各段电压的代数和恒为零，即 $\sum U = 0$ 。

透电位是电路分析中用到的重要概念，电位的计算可按以下步骤进行。

(员) 首先根据条件找到电路中的某个已知电位点 (如月点)。

(圆) 求出待求点 (如粤点) 与已知电位点 (月点) 之间的电压 (哉_月)。

(猿) 根据已知点 (月点) 的电位和它与待求点的电压 (哉_月)，计算出待求点的电位 (灾_粤 = 灾_月 + 哉_月)。

思考与练习

员 员摇电路中粤、月两点电压哉_月 = 10V，粤、月两点中哪一点的电位低？

员 圆摇在图 1-15 中，已知哉_月 = 10V，哉_粤 = 5V，求哉_月。

员 猿摇在图 1-16 中，设各电阻均为 10Ω，电流及其参考方向如图所示，求哉_月、哉_粤。

员 源摇在题 1-3 中，设粤点电位为零，月、悦点电位灾_月、灾_悦是多少？若悦点电位为零，月、悦点电位灾_月、灾_悦又是多少？从计算结果可得出什么结论？

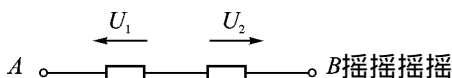


图 1-15 练习 1-15 图

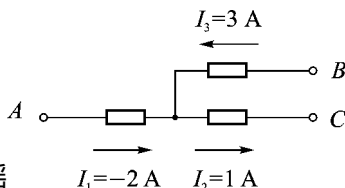


图 1-16 练习 1-16 图

员 缘摇图 1-17 中三个元件串联，已知哉_月 = 10V，哉_粤 = 5V，哉_粤 = 10V，哉_粤 = 10V，求各元件的功率，并说明是提供功率还是消耗功率。

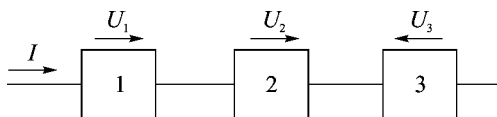


图 1-17 练习 1-17 图

员 透摇额定值为 100W、220V 的电阻，允许流过的电流最大是多大？一个 100W、220V 的电阻，最多允许加多大的电压？

员 苑摇求图 1-18 中 (葬)、(遭)、(糟) 三种情况下的哉和哉_乙。

员 愿摇图 1-19 中的电路可测量电源的电动势 耘和内阻 砸，当杂合于“员”时，电压表读数为 10V，当杂合于“圆”时，电流表读数为 1A，求 耘和 砸。

员 怨摇对图 1-20 中的电路写运文兹方程。

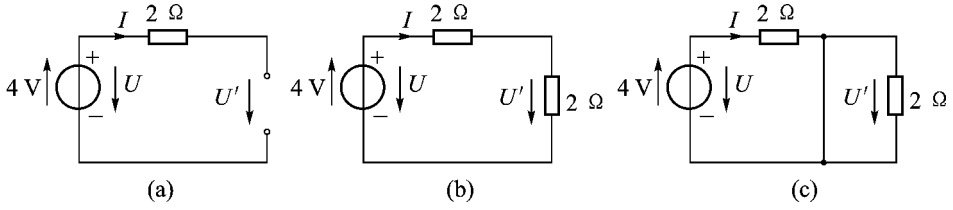


图 题 1-10 习题 1-10 图

1-11 求图 1-11 中的未知电流。

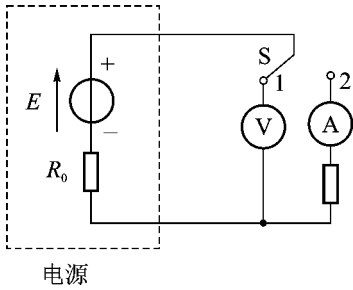


图 题 1-11 习题 1-11 图

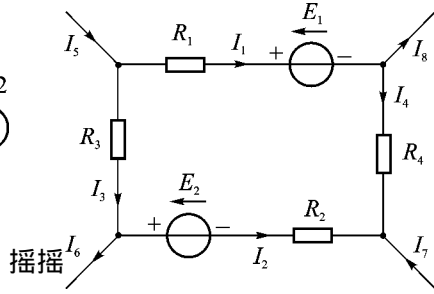
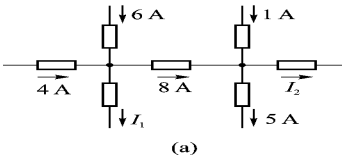
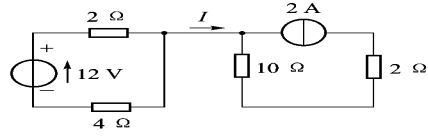


图 题 1-12 习题 1-12 图



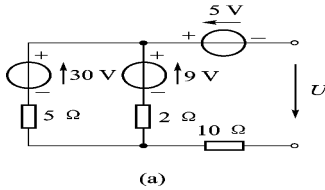
(a)



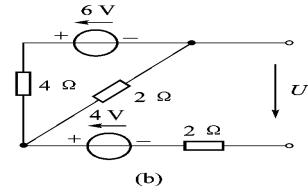
(b)

图 题 1-13 习题 1-13 图

1-14 求图 1-14 中电路的电压 U。



(a)



(b)

图 题 1-14 习题 1-14 图

1-15 电路如图 1-15 所示，以 c 为参考点，求 a、b、d 各点电位 U_a 、 U_b 、 U_d ，并计算每个电阻与每个电源的功率。电路中电阻消耗的总功率与电源提供的总功率相等吗？

1-16 在图 1-16 所示电路中，分别求当开关 S 闭合和断开时，a 点的电位 U_a 。

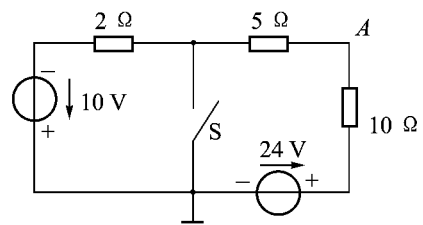
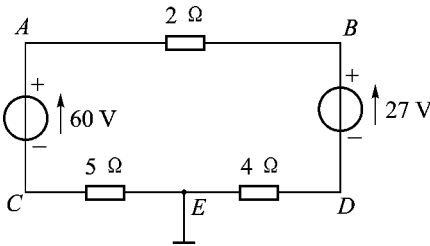


图 题 1-15 习题 1-15 图 图 题 1-16 习题 1-16 图

第 2 章 电路分析的基本方法

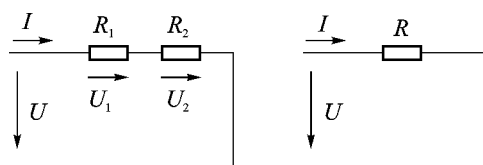
电路分析方法是电路理论中的重要部分，本章将一般线性电路的分析方法作为重点内容讨论。为了突出线性电路基本定理和分析方法的关键性，本章是以直流电路为例进行分析的。

2.1 电阻元件的连接及其等效变换

在电路分析中，有一些多回路的复杂电路可以通过电阻的等效变换，化简为只有一个回路的简单电路，从而简化电路的分析计算。这种通过电阻等效变换来分析电路的方法在电路分析中常常用到。

2.1.1 电阻的串联

按照图 2-1 所示电路中的电阻 R_1 、 R_2 顺序相连，通过同一电流的连接法称为电阻的串联。将该 R_1 、 R_2 串联电路看做一个整体，如果这个串联电路两端的伏安关系与某个电阻 R 两端的伏安关系相同，则称电阻 R 为 R_1 、 R_2 串联电路的等效电阻。



(a) 电阻的串联 (b) 等效电路

图 2-1 电阻的串联

由图 2-1 (a) 有 $U = U_1 + U_2$

由图 2-1 (b) 有 $U = IR$

由于图 2-1 (a)、(b) 电路的伏安关系相同，因此有

$$IR = U_1 + U_2 \tag{2-1}$$

即串联电路的等效电阻为各个串联电阻之和，由此推广到多个电阻串联，则有

$$R = R_1 + R_2 + \dots + R_n \tag{2-2}$$

电阻串联可以分压，设总电压为 U ，则

$$\begin{aligned}
 U_1 &= IR_1 = \frac{U}{R_1 + R_2 + \dots + R_n} R_1 \\
 U_2 &= IR_2 = \frac{U}{R_1 + R_2 + \dots + R_n} R_2 \\
 &\vdots \\
 U_n &= IR_n = \frac{U}{R_1 + R_2 + \dots + R_n} R_n
 \end{aligned} \tag{2-3}$$

可见串联电阻上电压的分配和电阻成正比，式 (2-3) 称为串联电阻的分压公式，推

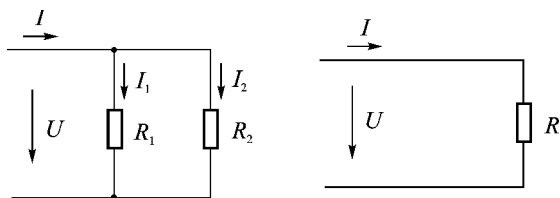
推广到多个电阻串联有

$$U = I \left(R_1 + R_2 + \dots + R_n \right) \quad (4-10)$$

式 (4-10) 称为并联电阻的分压公式。

2.2 电阻的并联

如图 4-11 所示电路中的电阻 R_1 、 R_2 并接在两个公共节点之间，承受相同电压的接法称为电阻的并联。



(a) 电阻的并联

(b) 等效电路

图 4-11 电阻的并联

设 R_1 、 R_2 并联电路的等效电阻为 R ，则由图 4-11 (a) 有

$$U = I R = I_1 R_1 = I_2 R_2 \quad (4-11)$$

由图 4-11 (b) 有

$$U = I R$$

由于等效，图 4-11 (a)、(b) 电路的伏安关系应相同，因此有

$$\frac{1}{R} = \frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} \quad (4-12)$$

或

$$R = \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \quad (4-13)$$

如果用导电表示，式 (4-12) 可写成

$$G = G_1 + G_2$$

即并联电路的等效电导为各并联电导的和，推广到多个电导并联有

$$G = G_1 + G_2 + \dots + G_n \quad (4-14)$$

电阻并联可以分流，设总电流为 I 则

$$\begin{aligned} I &= I_1 + I_2 + \dots + I_n \\ I &= \frac{U}{R_1} + \frac{U}{R_2} + \dots + \frac{U}{R_n} \end{aligned} \quad (4-15)$$

如果用导电表示，则式 (4-15) 可写成

$$\begin{aligned} I &= \frac{U}{R_1} + \frac{U}{R_2} + \dots + \frac{U}{R_n} \\ I &= U \left(\frac{1}{R_1} + \frac{1}{R_2} + \dots + \frac{1}{R_n} \right) \end{aligned} \quad (4-16)$$

可见，并联电导上电流的分配和电导成正比，推广到多个电导并联有

$$I_k = I \frac{G_k}{G} \quad (4-17)$$

式(2-1-1)称为并联电导的分流公式。

2.2 混联电路的分析

兼有电阻串联和并联的电路称为混联电路。对于混联电路，可以逐步利用电阻的串联、并联化简的办法进行分析，得到混联电路的等效电阻，并应用分压、分流公式计算各元件的电流和电压。

例2-1-1 如图2-1-1(a)所示电路中，已知 $R_1=2\Omega$ ， $R_2=3\Omega$ ， $R_3=4\Omega$ ， $R_4=5\Omega$ ， $R_5=6\Omega$ ， $R_6=7\Omega$ ，试求 A 、 B 两端的等效电阻 R_{AB} 。

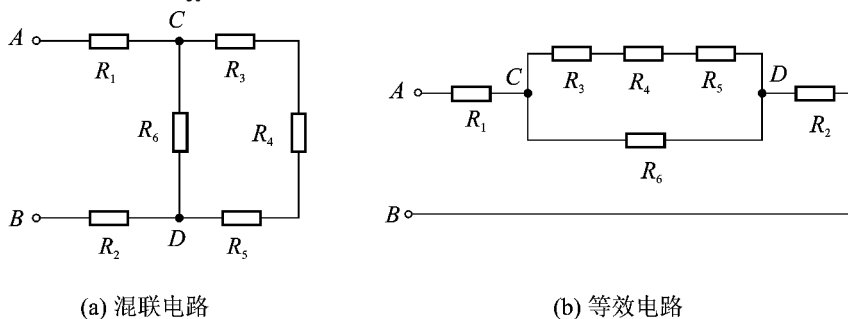


图 2-1-1 例 2-1-1 电路

解 依据串、并联关系将图 2-1-1(a) 所示电路等效改画得到图 2-1-1(b) 所示电路，则

$$R_{AB} = R_1 + \frac{R_2 \cdot (R_3 + R_4)}{R_2 + R_3 + R_4} + R_5 + R_6$$

于是

$$R_{AB} = 2 + \frac{3 \cdot (4 + 5)}{3 + 4 + 5} + 6 + 7 = 15.5 \Omega$$

例 2-1-2 如图 2-1-2 所示的电路中， $R_1=2\Omega$ ， $R_2=3\Omega$ ， $R_3=4\Omega$ ， $R_4=5\Omega$ ， $R_5=6\Omega$ ， $R_6=7\Omega$ ，求 R_{AB} 的值和伏特表所测得的电压 U 。

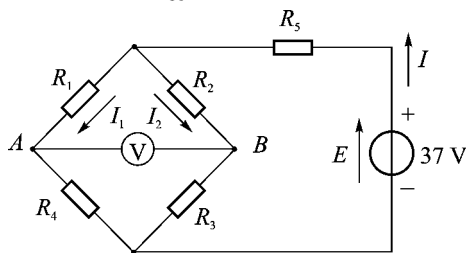


图 2-1-2 例 2-1-2 电路

解 这是一个多回路的复杂电路，可以利用电阻的串、并联关系化简电路，得到

$$R_{AB} = \frac{R_1 \cdot (R_2 + R_3)}{R_1 + R_2 + R_3} + R_4 + R_5 + R_6$$

根据并联电路的分流公式，有

$$U = \frac{R_2 + R_3}{R_1 + R_2 + R_3} \cdot E$$

求 U 时, 可设电源负极为零电位点, 可得伏特表所测得的电压

2.2 电源的等效电路及其等效变换

电源有电压源和电流源两种形式的模型, 两者可等效变换。有些复杂的电路, 通过电压源和电流源的相互等效变换可简化为简单电路, 这种分析方法也是电路分析中的一个基本途径。

2.2.1 电压源

电池、稳压源这样的实际电源, 为电路提供一定的电压, 因为含有内阻, 可用一个电动势 E_0 和一个内阻 R_0 串联的电路来等效, 如果是直流电源, 电动势则为 E_0 , 电源等效电路如图 2-2-1 所示。图中 U 是电源的端电压, I 是负载电流, R 是负载电阻。电源输出端电压为

$$U = E_0 - IR_0 \quad (2-2-1)$$

式中, E_0 、 R_0 为电源参数, U 则与负载电阻 R 有关。

根据式 (2-2-1), 可作出直流电源的伏安特性曲线, 如图 2-2-2 所示。图中 A 点为开路点, 是输出电流为零的开路工作状态, 开路电压为 E_0 ; B 点为短路点, 是端电压为零的短路工作状态, 短路电流为 $I_{sc} = E_0/R_0$ 。电源的端电压随负载电流变化, 输出电流越大, 电源内阻 R_0 上的压降越大, 输出端电压越小。如果电源的内阻 R_0 为零, 电源将输出恒定的端电压 E_0 , 我们称这种电压源为理想电压源, 它的伏安特性曲线是与坐标轴横轴平行的一条直线, 如图 2-2-3 所示。可见电压源内阻越小, 电源越接近理想电压源, 输出端电压越接近电动势的值 E_0 。

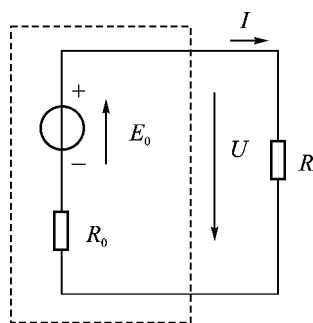


图 2-2-1 直流电源的电压源等效电路

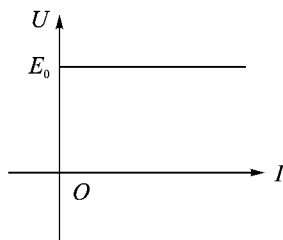
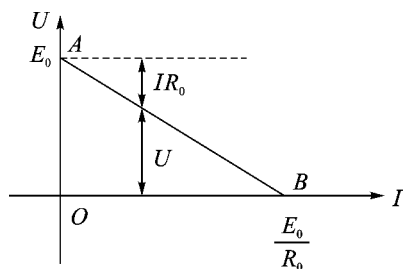


图 2-2-2 实际电压源的伏安特性曲线 图 2-2-3 理想电压源的伏安特性曲线

2.2.2 电流源

一个实际电源, 既可用电压源的形式来表示, 也可用电流源的形式来表示。

式 (2-2-1) 可写成 $I = \frac{E_0}{R_0} - \frac{U}{R_0}$

两边同除以 R_0 ，得

$$I = I_s \frac{R_0}{R_0 + R} \quad (2.1.10)$$

式中， I_s 为电源的短路电流， I_0 为电源内部的电流，如果用 R_0 来表示电源内阻，则式 (2.1.10) 可表示为

$$I = \frac{I_s R_0}{R_0 + R} \quad (2.1.11)$$

可见电源输出的电流与负载电阻 R 有关，式 (2.1.11) 对应的电路如图 2.1.12 所示，伏安特性曲线如图 2.1.13 所示。

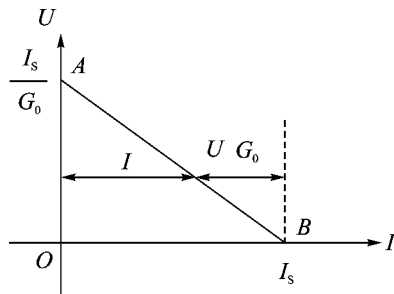
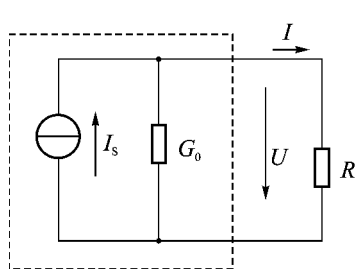


图 2.1.12 实际电源的电流源等效电路 图 2.1.13 实际电流源的伏安特性曲线

当电流源的内导 G_0 趋于零时，电源将输出恒定的电流 I_s ，称这种电流源为理想电流源，理想电流源的伏安特性曲线为一平行于坐标轴纵轴的直线，如图 2.1.14 所示。可见电流源内导越小，越接近理想电流源。

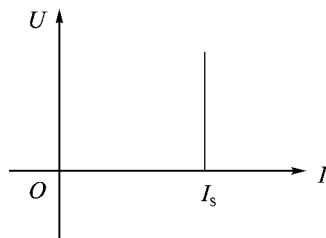


图 2.1.14 理想电流源的伏安特性曲线

2.1.2 电压源与电流源的等效变换

由于式 (2.1.11) 是式 (2.1.9) 的另一种形式，比较两式可得

$$\left. \begin{aligned} I_s &= \frac{E}{R_0} \\ R_0 &= \frac{E}{I_s} \end{aligned} \right\} \quad (2.1.12)$$

或
$$\left. \begin{aligned} R_0 &= \frac{E}{I_s} \\ I_s &= \frac{E}{R_0} \end{aligned} \right\} \quad (2.1.13)$$

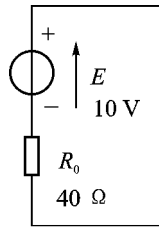
式 (2.1.12)、式 (2.1.13) 就是电压源和电流源等效变换的条件。显然电源的两种等效形式有相同的伏安特性，这正说明了电源对外电路是等效的。值得注意的是：电压源、电流源的等效仅仅是对外电路等效而言，电源内部特性并不等效。例如，电源在开路时，电压源内部不消耗能量，而电流源内阻流过 I_s ，内部能量消耗最大。另外，理想电压源和理想电流源是不能等效变换的。

例 2.1.1 图 2.1.15 (a) 中电源的电动势 $E = 10\text{V}$ ，内阻 $R_0 = 2\Omega$ ，试求与之等效的电

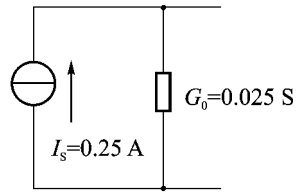
流源。

解 将与该电压源等效的电流源形式如图 4-10(a) 所示, 根据式 (4-10) 可得

$$I_s = \frac{E}{R_0} = \frac{10}{40} = 0.25 \text{ A}$$



(a) 电压源



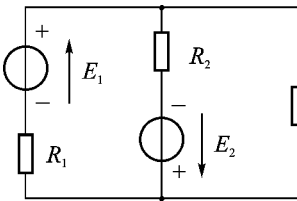
(b) 电流源等效电路

在画等效电路时, 要注意电源的两种等效电路输出的电流方向要一致, 即电压源的流出端要与电流源的高电位端相一致。

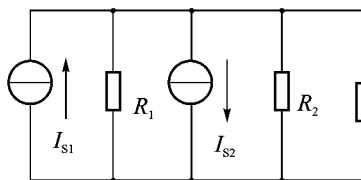
图 4-10 例 4-1 图

利用电源的等效变换可将一些复杂的电路化简, 从而达到求解电路的目的。

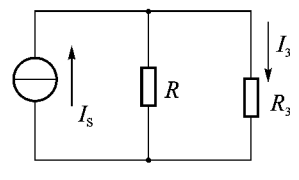
例 4-2 如图 4-11(a) 所示电路中, $R_1 = 2 \Omega$, $R_2 = 3 \Omega$, $R_3 = 4 \Omega$, 求电阻 R_3 上流过的电流。



(a) 原电路图



(b) 用电流源等效电压源后的电路



(c) 化简后的电路

图 4-11 例 4-2 图

解 这是一个有三条支路的复杂电路。先对电压源实行等效变换, 化为电流源, 如图 4-11(b) 所示, 其中

$$I_{s1} = \frac{E_1}{R_1} = \frac{10}{2} = 5 \text{ A}$$

$$I_{s2} = \frac{E_2}{R_2} = \frac{6}{3} = 2 \text{ A}$$

内阻 R_1 、 R_2 不变, 然后再对图 4-11(b) 进行化简, 得到图 4-11(c), 在图 4-11(c) 中有

$$I_s = I_{s1} - I_{s2} = 5 - 2 = 3 \text{ A}$$

由图 4-11(c) 得

$$I_3 = \frac{I_s R}{R + R_3} = \frac{3 \times 4}{4 + 4} = 1.5 \text{ A}$$

2.2 支路电流法

前面两节主要讨论了运用等效变换进行电路分析的方法, 其思路是通过电源、电阻的等效变换, 将电路化简, 然后直接应用基尔霍夫定律和欧姆定律求解。一般来说, 把能化简为一个回路的电路称为简单电路, 反之, 把不能化简为一个回路的电路称为复杂电路, 显然上述方法只适用于简单电路。对复杂电路则需用下面介绍的方法求解, 支路电流法就

是其中之一。

以支路电流为电路变量，应用基尔霍夫定律和欧姆定律列出用支路电流表示的电路方程，然后求解电路的方法称为支路电流法。下面结合具体网络的分析介绍支路电流法。

在图 1-15 中，设电路参数已知，求各支路电流。由图 1-15 可知，电路的支路数 $b=6$ ，节点数 $n=4$ ，回路数 $l=b-n+1=3$ 。取六个支路电流 $I_1 \sim I_6$ 为网络变量，设定它们的参考方向并标于图上。根据基尔霍夫定律，对四个节点列出节点电流方程为

节点 a	$I_1 - I_2 - I_3 = 0$	(1-15)	图 1-15 支路电流法
节点 b	$I_1 - I_4 + I_5 = 0$	(1-16)	
节点 c	$I_2 - I_6 + I_5 = 0$	(1-17)	
节点 d	$I_4 - I_6 - I_3 = 0$	(1-18)	

仔细观察上面四个方程，可以发现其中任意一个均可由其他三个方程得出，所以这四个方程线性相关，其中只有三个方程是独立的。

一般来说，具有 n 个节点的电路，只能列出 $n-1$ 个独立的基尔霍夫方程。对应于独立方程的节点称之为独立节点， n 个节点的电路有 $n-1$ 个独立节点，剩余的为非独立节点。非独立节点可任意选择，这里可选 d 为非独立节点。

为了求解 b 个支路电流，还需应用基尔霍夫电压定律列出 $(b-n+1)$ 个方程式。对图 1-15 所示电路还需列三个基尔霍夫电压方程，电路有七个回路，可选三个回路列方程，例如，选回路 a-b-d-a、回路 a-c-d-a、回路 b-d-c-b 列方程为

回路 a-b-d-a	$E_1 - I_4 R_4 + E_4 - I_5 R_5 - E_1 = 0$	(1-19)
回路 a-c-d-a	$E_2 - I_6 R_6 + E_4 - I_5 R_5 - E_2 = 0$	(1-20)
回路 b-d-c-b	$I_4 R_4 - I_6 R_6 - I_3 R_3 = 0$	(1-21)

以上三个回路方程是相互独立的，其中任何一个方程都不能从其他两个方程得出。并不是所有回路电压方程都是独立的，比如回路 a-b-c-d-a 的基尔霍夫电压方程为

$$E_1 - I_4 R_4 - I_6 R_6 - I_3 R_3 + E_3 - I_5 R_5 - E_1 = 0$$

可由式 (1-19) 与式 (1-20) 相加而得，因此回路 a-b-c-d-a 的方程就不是独立的。

在一般情况下，具有 n 个节点、 b 条支路的网络总是具有 $(b-n+1)$ 个独立的回路，可写出 $(b-n+1)$ 个独立的回路方程。只要所选取的回路有自己独有的、在其他回路中未出现过的回路，那么所选的回路就是独立回路，所列的方程就是相互独立的。

由三个独立节点电流方程式 (1-16)、式 (1-17)、式 (1-18) 和三个独立回路电压方程式 (1-19)、式 (1-20)、式 (1-21) 组成一组方程组，解这个方程组就能得出待求的六条支路电流。

综上所述，用支路电流法进行电路分析可按以下步骤进行。

(1) 确定复杂电路中的支路数 b 并标定 b 条支路的电流方向，以 b 条支路电流作为电路变量。

(2) 对 $(n-1)$ 个独立节点列基尔霍夫方程。

(3) 对 $(b-n+1)$ 个独立回路列基尔霍夫方程。

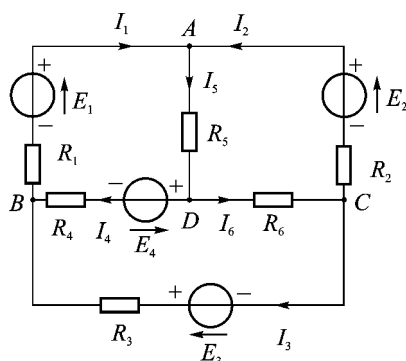


图 1-15 支路电流法

(源) 联立独立节点的电压方程和独立回路的电压方程，得到由 $n-1$ 个方程组成的线性方程组，求解方程组，得到各支路电流。

(缘) 根据要求计算元件上的电压或功率等物理量。

例 4.1.1 如图 4.1.1 所示， E_1 为电压源， E_2 为电压源， R_1 、 R_2 、 R_3 为电阻，试用支路电流法求各支路电流。

解 电路有三条支路，分别设定三个电流的参考方向并标于图上。由于有三个未知数，故需三个方程，根据 KCL 和 KVL 列出方程组，有

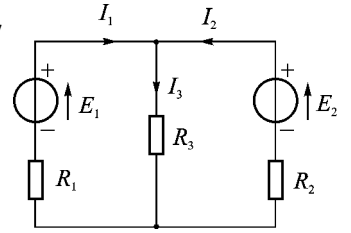


图 4.1.1 例 4.1.1 支路电流法

$$I_1 - I_3 = 0$$

$$I_1 - I_2 - I_3 = 0$$

$$E_1 - I_1 R_1 - I_3 R_3 - E_2 + I_2 R_2 = 0$$

代入已知参数得

$$I_1 - I_3 = 0$$

$$I_1 - I_2 - I_3 = 0$$

$$10 - I_1 - 3I_3 - 20 + 2I_2 = 0$$

解方程组，得各支路电流为

$$I_1 = 2 \text{ A}$$

$$I_2 = 2 \text{ A}$$

$$I_3 = 2 \text{ A}$$

2.4 节点电位法

节点电位法讨论的支路电流法是用支路电流作为分析变量建立电路方程。本节将要讨论的节点电位法，则是用节点电位作为电路分析变量来建立方程。

在网络中任选一个节点作电位参考点，其余 $n-1$ 个独立节点对参考点的电压就称为独立节点电位。在图 4.1.2 的电路中，有三个节点，选取零电位点后，节点 1 的电位等于节点 1 和零电位点之间的电压 U_{10} ，节点 2 的电位等于节点 2 和零电位点之间的电压 U_{20} 。如果每个节点的电位可知，那么根据支路电流和支路端电压的关系，有

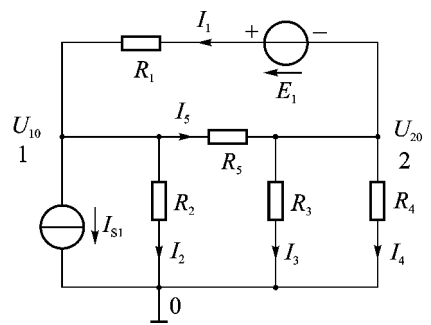


图 4.1.2 节点电压法

$$\left. \begin{aligned}
 & \text{原越} \frac{\text{原哉} \text{垣哉} \text{垣耘}}{\text{砸}} \text{越员} (\text{原哉} \text{垣哉} \text{垣耘}) \\
 & \text{原越} \frac{\text{哉}}{\text{砸}} \text{越员哉} \\
 & \text{原越} \frac{\text{哉}}{\text{砸}} \text{越员哉} \\
 & \text{原越} \frac{\text{哉}}{\text{砸}} \text{越员哉} \\
 & \text{原越} \frac{\text{哉} \text{原哉}}{\text{砸}} \text{越员} (\text{哉} \text{原哉})
 \end{aligned} \right\} \quad (圆 圆)$$

可见只要求出各节点电位，所有的支路电流也就可求。节点电位法就是以电路的灶个独立节点电位为网络变量，根据运列写用节点电位表示的电路方程——节点电流方程，并求解该方程的电路分析方法，该方法也称为节点电压法。

图圆电路有节点员和节点圆这两个独立节点，它们的运方程为

$$\left. \begin{aligned}
 & \text{原原原原原越} \\
 & \text{原原原原原垣越}
 \end{aligned} \right\} \quad (圆 圆)$$

将式(圆)代入得

$$\left. \begin{aligned}
 & \text{原} (\text{原哉} \text{垣哉} \text{垣耘}) \text{原原原原原哉} \text{原原} (\text{哉} \text{原哉}) \text{越圆} \\
 & \text{原原} (\text{原哉} \text{垣哉} \text{垣耘}) \text{原原哉} \text{原原哉} \text{垣原} (\text{哉} \text{原哉}) \text{越圆}
 \end{aligned} \right\} \quad (圆)$$

整理，得

$$\left. \begin{aligned}
 & (\text{原垣原垣原}) \text{哉} \text{原} (\text{原垣原}) \text{哉} \text{越原垣原耘} \\
 & \text{原} (\text{原垣原}) \text{哉} \text{垣} (\text{原垣原垣原垣原}) \text{哉} \text{越原原耘}
 \end{aligned} \right\} \quad (圆)$$

式(圆)进一步写成

$$\left. \begin{aligned}
 & \text{原哉} \text{原原哉} \text{越原} \\
 & \text{原原哉} \text{垣原哉} \text{越原}
 \end{aligned} \right\} \quad (圆)$$

式(圆)就是图圆电路的以节点电位表示的节点电流方程，式(圆)是具有两个独立节点的电路的节点电流方程的一般形式。式(圆)中，具有相同双下标的电导原、原分别是独立节点员、圆所连接的各个支路的电导和，称为各独立节点的自电导，自电导前总取“垣”。具有不同双下标的电导原、原分别是连接员、圆两个节点的各支路电导的和，称为互电导，互电导前总取“原”。式(圆)中等号右边分别是流进节点员、圆的所有电流源电流的代数和（若有源支路是电压源，则化为电流源），当电流源的电流方向为流进节点时取“垣”，反之取“原”。

将式(圆)推广到具有灶个独立节点的一般网络，节点电流方程为

$$\left. \begin{aligned}
 & \text{原哉} \text{原原哉} \text{原} \dots \text{原原哉} \text{越原} \\
 & \text{原原哉} \text{垣原哉} \text{原} \dots \text{原原哉} \text{越原} \\
 & \dots \\
 & \text{原原哉} \text{原原哉} \text{原} \dots \text{垣原哉} \text{越原}
 \end{aligned} \right\} \quad (圆)$$

由以上分析，用节点电压法进行网络分析的步骤如下。

(员) 选定参考点并用符号“⊥”标记，随后标定各独立节点的节点电位。

(4) 根据电路的结构和元件参数确定各节点的自电导、互电导、电流源电流，再按式 (4-1) 列写节点电流方程。

(5) 解节点电流方程组，求得各节点电位。

(6) 根据需要由各节点电压计算各支路电压或支路电流。

例 4-1 在图 4-1 所示电路中，元件参数已标于图上，用节点电压法求各支路电流。

解 电路有四个节点，以节点“0”为参考点，其他三个独立节点的电位分别为 U_{10} 、 U_{20} 、 U_{30} ，以三个独立节点电位为变量，列电路的节点电流方程为

$$\left. \begin{aligned} (G_{11} - G_{12} - G_{13})U_{10} + G_{12}U_{20} + G_{13}U_{30} &= I_{1s} \\ G_{21}U_{10} + (G_{22} + G_{23})U_{20} - G_{23}U_{30} &= I_{2s} \\ G_{31}U_{10} - G_{23}U_{20} + G_{33}U_{30} &= I_{3s} \end{aligned} \right\}$$

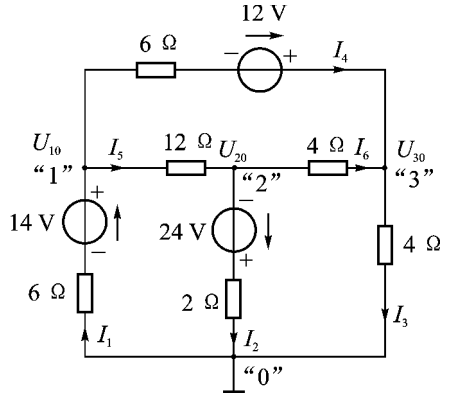


图 4-1 例 4-1 图

解以上方程组，得

$$\left. \begin{aligned} U_{10} &= 12 \text{ V} \\ U_{20} &= 12 \text{ V} \\ U_{30} &= 12 \text{ V} \end{aligned} \right\}$$

然后根据各支路电流和端电压的关系求支路电流。

由 $U_{10} = 14 \text{ V}$ 得 $I_1 = 2.33 \text{ A}$

由 $U_{20} = 12 \text{ V}$ 得 $I_2 = 6 \text{ A}$

由 $U_{30} = 12 \text{ V}$ 得 $I_3 = 3 \text{ A}$

由 $U_{10} = 12 \text{ V}$ 得 $I_4 = 2 \text{ A}$

由 $U_{20} = 12 \text{ V}$ 得 $I_5 = 1 \text{ A}$

由 $U_{30} = 12 \text{ V}$ 得 $I_6 = 3 \text{ A}$

例 4-2 电路及元件参数如图 4-2 所示，用节点电压法求各支路电流。

解 电路有 A、B、O 三个节点，且含有理想电压源，在选参考点时，可选理想电压源任意端的节点为参考点，则另一端的节点电位可直接得出，无须再列该点的节点电流方程。例如，本例中选 O 点为参考点，则 A 点电位为

$$U_{AO} = 60 \text{ V}$$

按式 (4-1) 列节点电流方程为

$$\left. \begin{aligned} (G_{11} - G_{12})U_A + G_{12}U_B &= I_{1s} \\ G_{21}U_A + (G_{22} + G_{23})U_B &= I_{2s} \end{aligned} \right\}$$

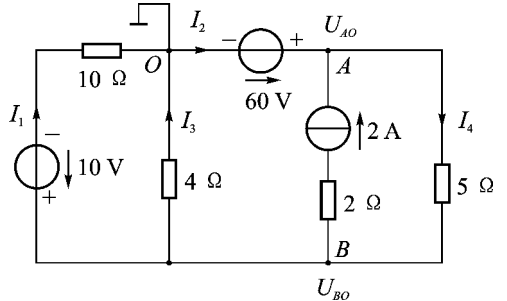


图 4-2 例 4-2 图

联立上面两式，解得

$$\left. \begin{aligned} U_A &= 60 \text{ V} \\ U_B &= 60 \text{ V} \end{aligned} \right\}$$

在列节点电流方程时，含理想电流源的支路中的 2Ω 电阻作短路处理，既不在互导中出现，也不在自导中出现。这是因为，方程实质是 $\sum I = 0$ ，只与节点电流有关，而含理想电

流源的支路，其支路电流与理想电流源所串接的电阻是没有任何关系的。

下面就可由三个节点的电位计算出各支路的端电压和支路电流。

- 由 越 越 越 越 得 越 越 越
- 由 越 越 越 越 得 越 越 越
- 由 越 越 越 越 得 越 越 越
- 由 越 越 越 越 得 越 越 越

2 叠 加 定 理

叠加定理是线性电路的基本定理，是分析线性电路的重要方法，在学习中，不必过分注意定理的证明，而要深入理解定理的意义和适用范围，并能灵活应用。

叠加定理的内容是：在含有多个独立电源的线性电路中，任意支路的电流或电压等于各个独立电源单独作用时在该支路产生的电流或电压的代数和。下面以图 所示的电路为例进行说明。

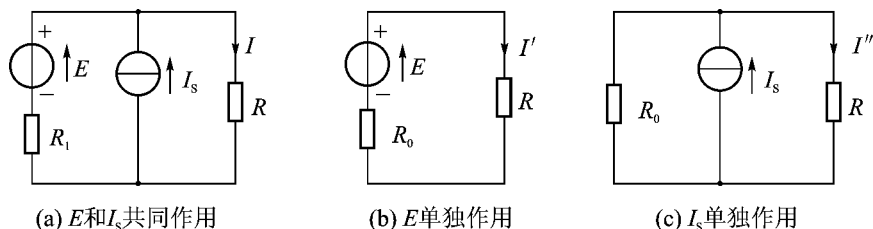
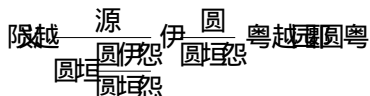


图 所示叠加定理

图 所示的电路有两个独立电源：理想电压源 和理想电流源 ，两个电源共同作用在 上产生的电流为 图 所示的电路为理想电流源不作用，理想电压源单独作用时的情况，此时 上的电流为 图 所示的电路为理想电压源不作用，理想电流源单独作用时的情况，此时 上的电流为 根据叠加定理，有 在处理不作用的电源时，若是理想电压源不作用，应将它作短路处理，若是理想电流源不作用，应将它作开路处理。

叠加定理只适用于线性电路，不适用于非线性电路，即使在线性电路中，叠加定理也不能用于计算功率，因为功率与电压、电流不是线性关系。

例 图 电路中元件参数已知，试用叠加定理求 电阻上的电流 和功率 解 电路有两个独立电源，先由理想电流源单独作用，则理想电压源用短路代替，这时的电路如图 所示，对图 进行整理，得图 ，由图 可得



再由理想电压源单独作用，则理想电流源作开路处理，这时的电路如图 所示，对图 进行整理，得图 ，由图 可得



最后根据叠加定理，图 中的电流为

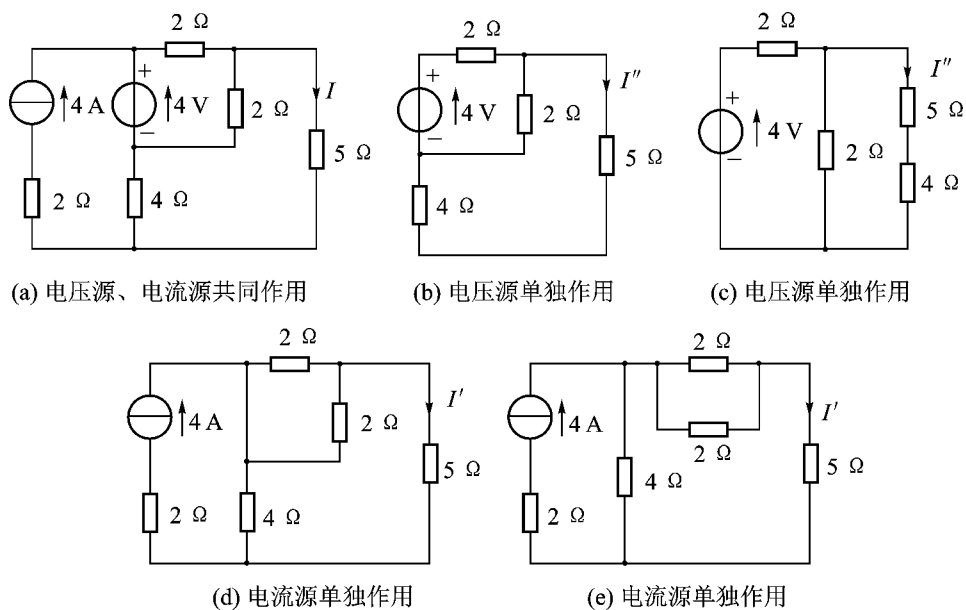


图 4-10 例 4-1 电路

图 4-10 (a) 电路 (b) 电路 (c) 电路

图 4-10 (d) 电路 (e) 电路

需要说明的是，例 4-1 中 I' 的参考方向与 I 一致，故在求代数和时 I' 均取“+”，若 I' 的参考方向与 I 相反，则在进行叠加时 I' 应取“-”。

2.2 戴维南定理

如果一个网络具有两个端口与外电路相连，不管其内部结构如何，都可称为二端网络。如果该二端网络内含独立电源，则为有源二端网络，否则为无源二端网络。如图 4-11 (a) 所示，虚线框内的电路与支路通过 A 、 B 两点相连，则 A 、 B 左、右两边均为二端网络，虚线框中的电路为有源二端网络，支路为无源二端网络。就虚线框内的有源二端网络而言，由于它为支路提供电能，因此相当于一个电源。

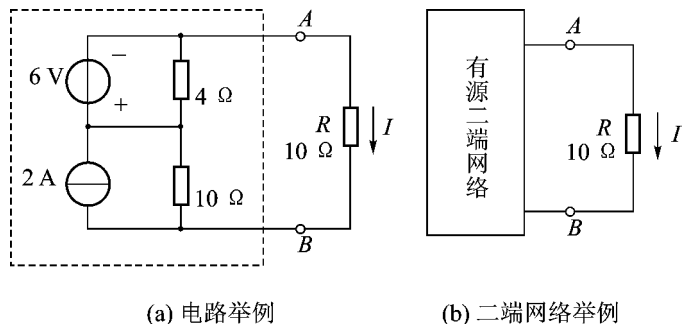


图 4-11 二端网络说明

任何一个有源线性二端网络都可用一个电动势 E 与内阻 R_0 串联的电压源来等效，其中电动势 E 等于有源二端网络的开路电压 U_{oc} ，内阻 R_0 等于将有源二端网络除源后的等效电阻，这就是戴维南定理的内容。

例 四 摇 已知图 四四四 (葵) 所示电路中, 耘 越 四 灾, 耘 越 怨 灾, 砸 越 远 灾, 砸 越 猿 灾, 求其戴维南等效电路。

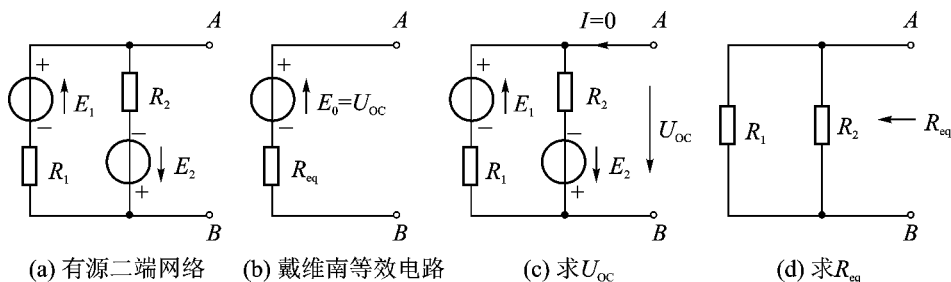


图 四四四 摇 例 四 怨 电路图

解 摇 根据戴维南定理, 图 四四四 (葵) 有源二端网络总可以等效为图 四四四 (遵) 所示的电路, 其中 耘 越 怨 等于 粤 月 两端的开路电压 哉 越 怨, 因为开路, 所以流入两个端口的电流为 零 由图 四四四 (糟) 可求得

$$哉 越 怨 越 \frac{E_1 R_2 - E_2 R_1}{R_1 R_2 + R_1 R_2 + R_1 R_2} \Omega 越 怨 灾$$

等效电路中的 砸 越 猿 是将有源二端网络中的独立电源去掉, 将理想电压源作短路处理, 将理想电流源作开路处理后, 从 粤 月 两端看进去的等效电阻, 可由图 四四四 (茁) 得

$$砸 越 猿 越 \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} \Omega 越 猿 \Omega$$

在分析电路时, 如果只需分析网络中某一条支路或某一部分电路, 可应用戴维南定理。其方法是将待求支路从原电路中移开, 支路以外的部分就是一个有源二端网络, 用戴维南定理求出其等效电路, 然后再把支路还原, 继而根据要求计算相关电量。

例 四 员 摇 图 四四四 (葵) 是一个电桥电路, 已知电路中各元件的参数, 用戴维南定理求 障 的表达式和电桥平衡条件。

解 摇 电桥是一种用来测量电阻等参数的精密仪器, 最简单的直流电桥如图 四四四 (葵) 所示。四个电阻 砸 越 一, 砸 越 二, 砸 越 三, 砸 越 四 组成电桥的四个臂, 悦 阅 端为电源输入端, 粤 月 端为电桥的输出端, 砸 越 零 为检流计的电阻, 电桥平衡是指流过检流计的电流 障 越 零 时的工作状态。

用戴维南定理求 障 时, 首先把待求 砸 越 零 支路从原电路中移出, 原电路成为如图 四四四 (遵) 所示的有源二端网络与待求支路串联的电路。

然后根据戴维南定理作出有源二端网络的等效电路。

由图 四四四 (糟) 可看出, 二端网络的开路电压为 粤 月 两点的电位差, 即

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

由图 四四四 (茁) 可看出, 有源二端网络中去掉电源后, 其等效电阻为 砸 越 一, 砸 越 二 和 砸 越 三 分别并联后再串联的电阻, 即

$$砸 越 猿 越 \frac{R_1 R_2}{R_1 + R_2} + \frac{R_3 R_4}{R_3 + R_4}$$

最后将待求支路还原, 即用戴维南等效电路替代原有源二端网络再与待求支路串联, 得到图 四四四 (藻), 由图 四四四 (藻) 可求出

$$障 越 零 越 \frac{R_1 R_2 R_3 R_4}{R_1 R_2 (R_3 + R_4) + R_3 R_4 (R_1 + R_2) + R_1 R_2 R_3 + R_3 R_4 R_1} 耘$$

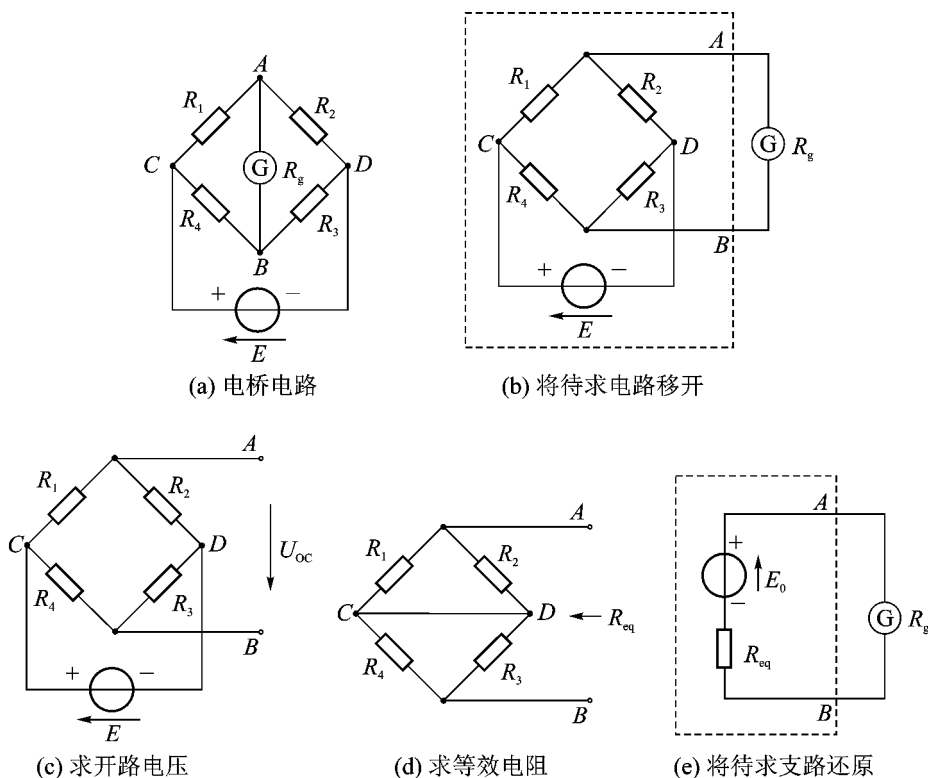


图 4-11 例 4-11 电路图

令 $U_G = 0$, 得电桥平衡的条件为

$$R_1 R_3 = R_2 R_4$$

即相对臂电阻的乘积相等。

可见, 当只需分析网络中某一条支路或某一部分电路时, 若用支路电流法, 必然会附带算出一些不必要的电流来, 若用戴维南定理则会方便许多。在学习戴维南定理时, 与叠加定理一样, 同样不必过分在意定理的证明, 而要正确理解定理的含义并恰当应用。

本章小结

电路中电阻的基本连接方式有串联和并联, 串联电阻的等效电阻等于各串联电阻之和, 并联电阻的等效电导等于各并联电阻的电导之和。

电源有两种形式的电路模型: 电压源和电流源。电压源模型为理想电压源 U_0 与电源内阻 R_0 的串联, 电流源模型为理想电流源 I_0 与电源内导 G_0 的并联。在一定条件下, 两种电源模型可进行等效变换 (仅对外电路等效), 等效变换的条件是

$$I_0 R_0 = U_0, \quad G_0 R_0 = 1$$

或

$$U_0 G_0 = I_0, \quad R_0 G_0 = 1$$

线性电路的分析方法有多种, 有的电路可以通过电阻的串、并联和电源的等效变换将电路简化为只有一个回路的简单电路, 再在化简后的电路中用基尔霍夫定律求解相应的电

流、电压。对于这种可化简的电路，电路的等效变换是一个容易掌握的分析方法。

源支路电流法和节点电压法是分析复杂电路的基本方法。支路电流法以支路电流为变量，根据运兹和运兹列出节点电流方程和回路电压方程，然后解联立方程求出各支路电流；节点电压法是以各独立节点相对参考点的电压为变量，根据运兹列出用节点电位表示的电路方程，解出各节点电位，求出各支路电压，再根据支路电压和电流的关系求出各支路电流。与电路的等效变换法相比，支路电流法和节点电压法在分析电路时不用改变电路结构。

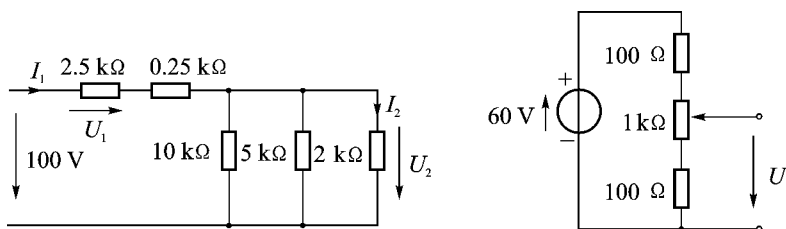
缘叠加定理是线性电路中普遍适用的基本定理，其内容是：在含有多个独立电源的线性网络中，任意支路的电流或电压等于各个独立电源单独作用时，在该支路产生的电流或电压的代数和。理想电压源不作用，应作短路处理，理想电流源不作用，应作开路处理。

远戴维南定理是分析复杂电路的重要定理，其内容是：任何一个有源线性二端网络都可用一个电动势 耗与内阻 砾串联的电压源来等效，其中电动势 耗等于有源二端网络的开路电压 哉，内阻 砾等于将有源二端网络除源后的等效电阻。若要分析线性电路中某条支路的电流或电压，可将这条支路从电路中移出，将该支路以外部分用戴维南等效电路替代，再将该支路还原后用运兹求出支路电流或电压。

思考与练习

圆 员摇求图 圆缘缘电路中的电流 隔 隔和电压 哉、哉。

圆 圆摇图 圆缘园中 员噪) 的电位器两端各串联有 员园Ω 的电阻，调节电位器的滑动触点可改变输出电压 哉，试求电压 哉的输出范围。



摇摇图 圆缘缘摇习题 圆 员图摇摇摇摇摇摇摇摇图 圆缘园摇习题 圆 圆图

圆 猿摇有一电流表表头，内阻为 缘园Ω，满偏电流为 员皂粤，要把它改装成量程为 猿灾的电压表，需串联多大电阻？若改装成量程为 员粤的电流表，需并联多大电阻？

圆 源摇求图 圆缘缘中各电路 粤 月两端的等效电阻 砾。

圆 缘摇将图 圆缘园中各电路变换成电压源等效电路。

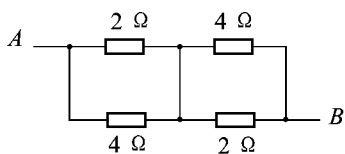
圆 远摇将图 圆缘园中各电路变换成电流源等效电路。

圆 苑摇将图 圆缘园中电路化简为单一电源的电路，在分析电路时，与理想电压源并联的支路、与理想电流源串联的支路该如何处理？

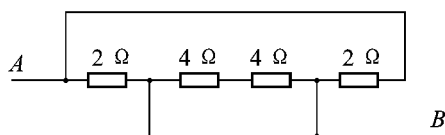
圆 愿摇图 圆缘园中，已知 耗越耗越苑灾，砾越员Ω，砾越缘Ω，砾越圆Ω，用电源的等效变换求通过 砾支路的电流。

圆 怨摇用支路电流法求图 圆缘园所示电路的各支路电流，并计算各电阻吸收的功率和各电源发出的功率。

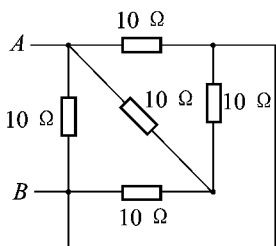
圆 员园摇用节点电压法求图 圆缘园所示电路各支路电流。



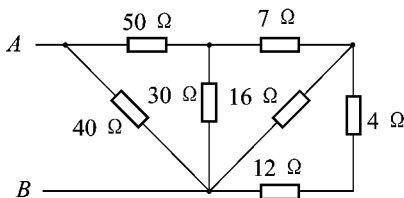
(a)



(b)

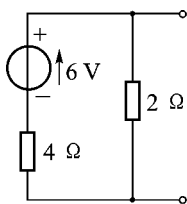


(c)

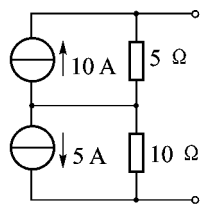


(d)

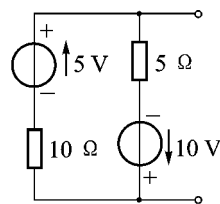
图 4-1 习题 4-1 源图



(a)

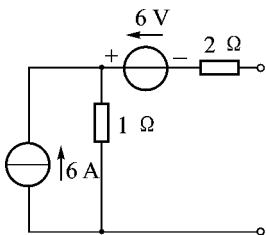


(b)

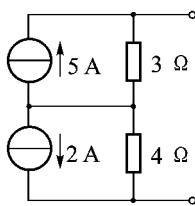


(c)

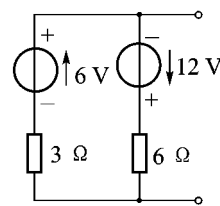
图 4-2 习题 4-2 缘图



(a)

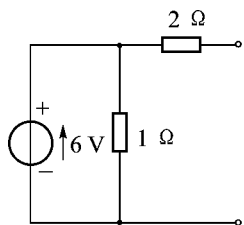


(b)

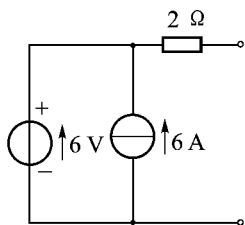


(c)

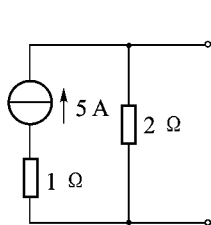
图 4-3 习题 4-3 远图



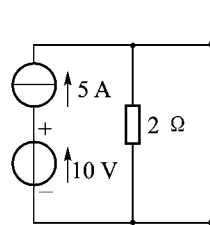
(a)



(b)



(c)



(d)

图 4-4 习题 4-4 苑图

4-1 用节点电压法求图 4-1 所示电路中的电流 I 和电压 U 。

4-2 用节点电压法求图 4-2 所示电路中各电源和电阻的功率，并说明功率的平衡关系。

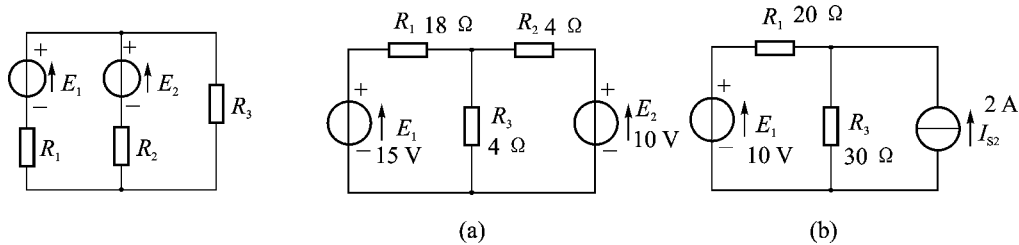


图 习题 愿图

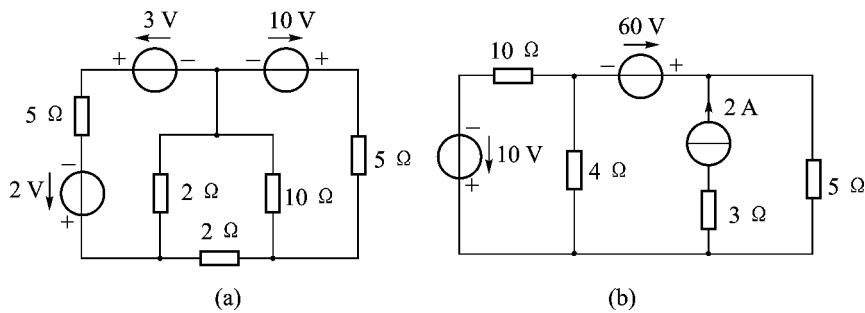


图 习题 愿图

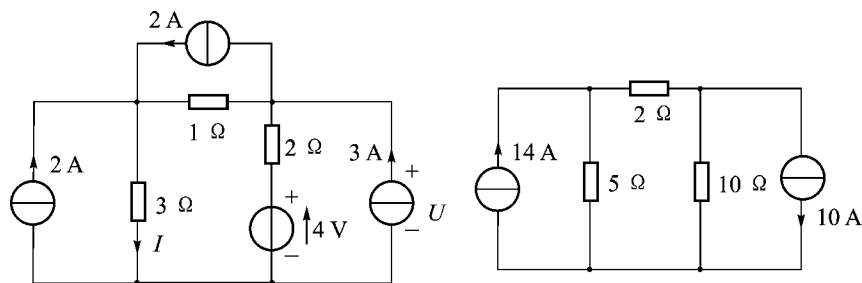


图 习题 愿图

圆 员摇用叠加定理重新求解习题 愿

圆 员摇用叠加定理计算图 愿所示电路中的 陨

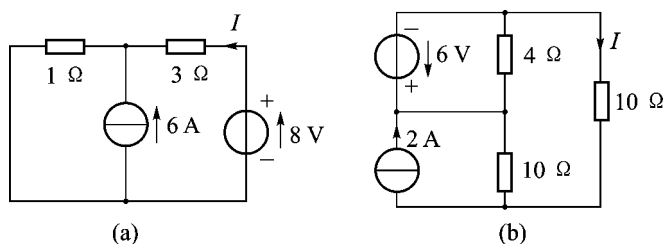


图 习题 愿图

圆 员摇求图 愿所示电路的戴维南等效电路。

圆 员摇用戴维南定理求图 愿所示各电路中的电流 陨

圆 员摇一个有源二端网络的开路电压为 缘灾, 短路电流为 缘粤, 若在端口接一个 圆 灾的电阻, 求该电阻消耗的功率。

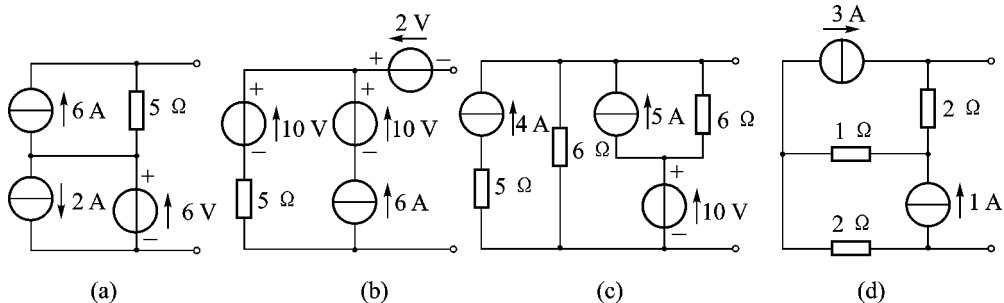


图 习题 员图

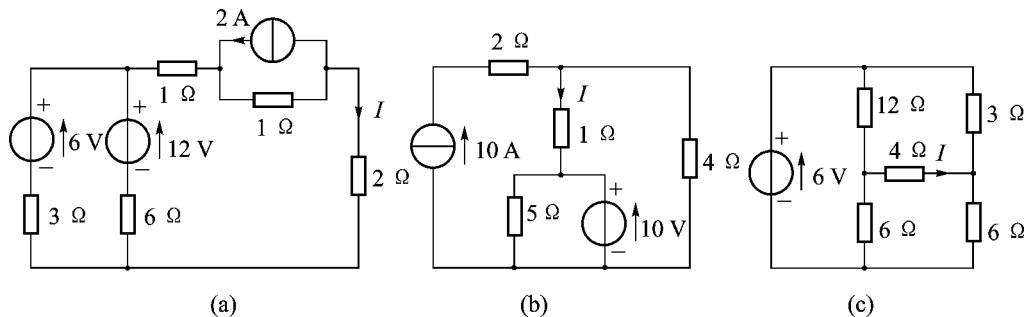


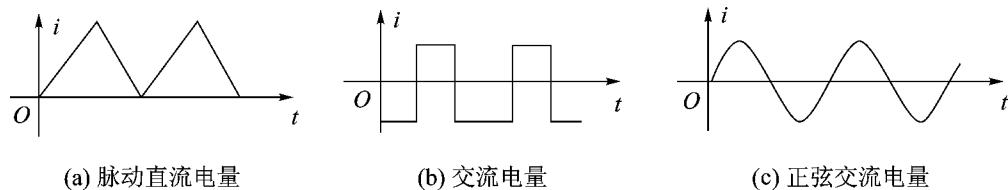
图 习题 员图

第 3 章 交流电路分析的基本方法

正弦交流电在实践中应用广泛，也是分析非正弦交流电的基础。本章介绍了正弦交流电的概念和表示方法，单一元件正弦交流电路、串联正弦交流电路的分析方法，在此基础上还介绍了正弦交流电路的一般分析方法。

3.1 正弦量的基本概念

在工程上所用到的电流、电压等很多都是随时间作周期性变化的电量，称为周期电量，如图 3-1 所示的三种电量均为周期电量。在规定了电流的参考方向后，图 3-1(a) 所示的周期电量大小随时间变化，但取值总为正，即方向不随时间变化，称为脉动直流电量。图 3-1(b)、(c) 所示的周期电量其大小、方向均随时间作周期性变化，称为交流电量。其中图 3-1(c) 这样随时间按正弦规律变化的周期电量称为正弦交流电量，简称正弦量。由正弦交流电源激励的电路就是正弦交流电路。正弦交流电源是既经济又方便的电源，可以利用变压器改变电压来实现远距离高压输电和按需要为用户提供不同的电压。此外，交流电动机等电气设备在正弦交流电作用下有较好的性能，因此，工程实践中正弦交流电得到了广泛的应用。



(a) 脉动直流电量

(b) 交流电量

(c) 正弦交流电量

图 1-1 周期电量

3.1 正弦量的三要素

图 1-1(c) 所示是一个正弦交流电流，它在任意时刻的数值称为该正弦电流的瞬时值，其数学表达式为

$$i = I_m \sin(\omega t) \quad (1-1)$$

正弦量的特征有三个，即正弦量变化的快慢、变化的幅度和初始情况。反映这三个特征的量被称为正弦量的三要素。

正弦量变化一周所需的时间称为周期，基本单位是秒（s），常用单位还有毫秒（ms）、微秒（ μs ）。

正弦量在每秒内交变的次数称为频率，基本单位是赫[兹]（Hz），常用的单位还有千赫（kHz）、兆赫（MHz）。

我国电力系统的标准频率采用 50Hz，这种频率的电源主要应用于工业和日常生活，习惯上称为工业频率，简称工频。有些国家如美国、日本的工频采用 60Hz。

正弦量变化一个周期，相应的电角度改变 2π 弧度。将正弦量在单位时间内改变的电角度定义为角频率，用 ω 表示，单位为弧度/秒（rad/s），显然， T 、 f 、 ω 三者的关系如下。

$$T = \frac{1}{f} \quad (1-2)$$

$$\omega = 2\pi f = \frac{2\pi}{T} \quad (1-3)$$

可见，周期、频率、角频率是从不同的角度反映了正弦量的同一特征，即正弦量变化的快慢，三者相互联系，知道其中一个，另两个则可求得。正弦量的自变量既可是时间 t 也可是电角度 ωt ，因为对于确定的正弦量， ω 是常数， t 和 ωt 正比例地一一对应。

正弦量在一个周期内所达到的最大数值称为正弦量的最大值，也称为幅值或峰值，用带下标的大写字母表示，如 I_m 、 U_m 或 E_m 。式 (1-1) 中的 I_m 就是该正弦电流的最大值。

式 (1-1) 中的 ωt 描述了正弦量变化的进程，它确定正弦量在任意时刻的状态，称为相位角或相位。当 $t=0$ 时，正弦量的相位角称为初相位角或初相，用 ψ 表示，单位是弧度（rad），它描述了正弦量在计时起点时的状态，即正弦量的初始状态。 ψ 的取值范围是

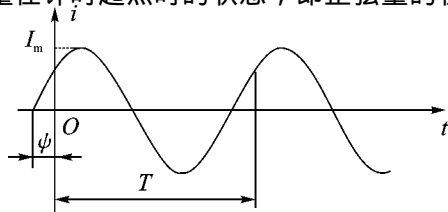


图 1-2 正弦交流电流

原 $\pi \leq \psi \leq \pi$ 。

综上所述, 周期 (或频率、角频率)、最大值 (有效值)、初相分别描述了正弦量变化的快慢、幅度和初始状态, 称为正弦量的三要素。只有三要素确定了, 正弦量才被完全确定, 也就是说, 三要素是正弦量相互比较的依据。

3.3.1 正弦量的有效值

正弦量的大小、方向都随时间变化, 因此用瞬时值来反映正弦量的大小很不方便, 通常使用有效值来衡量正弦量的大小。

交流电流的有效值是从电流的热效应来规定的, 如果交流电流 i 在一个周期内通过电阻所产生的热量, 与直流电流 I 在相同时间内通过相同电阻所产生的热量相等, 就称交流电流 i 与直流电流 I 具有相同的热效应, 交流电流 i 的有效值就等于直流电流 I 。

根据有效值的定义, 有

$$I^2 R T = \int_0^T i^2 R dt$$

可得

$$I = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt} \quad (3.3.1)$$

即交流电流的有效值等于它的均方根值。

对于正弦交流电流, $i = I_m \sin(\omega t + \psi)$, 代入式 (3.3.1), 可得正弦电流的有效值为

$$I = \frac{I_m}{\sqrt{2}} \quad (3.3.2)$$

同理, 正弦电压和正弦电动势的有效值为

$$U = \frac{U_m}{\sqrt{2}} \quad (3.3.3)$$

$$E = \frac{E_m}{\sqrt{2}} \quad (3.3.4)$$

可见, 正弦量的有效值等于最大值的 $\frac{1}{\sqrt{2}}$ 倍。

一般所讲的正弦交流电流、电压的大小, 如无特别说明, 都是指的有效值, 电气设备上所标的额定值和交流电流表、电压表上的刻度指示, 也都是有效值。例如, 日常照明所用的交流电压为 220V, 是指交流电压的有效值为 220V。

3.3.2 同频率正弦量的相位差

在正弦交流电路中, 电压 u 和电流 i 的频率相同, 但初相并不一定相同, 分析交流电路常常要分析同频率正弦量的相位关系。

设同频率的正弦电压和正弦电流分别为

$$u = U_m \sin(\omega t + \psi_u)$$

$$i = I_m \sin(\omega t + \psi_i)$$

它们间的相位之差称为相位差, 用 φ 表示, 有

$$\varphi = (\omega t + \psi_u) - (\omega t + \psi_i) = \psi_u - \psi_i$$

可见，两个同频率的正弦量的相位差就是它们的初相之差，虽然两个同频率正弦量的相位都随时间变化，但它们的相位差却与时间无关，只与初相有关，是一个常数。通常，相位差 φ 的取值范围也是 $-\pi \leq \varphi \leq \pi$ 。

这样两个同频率的正弦量根据相位差的不同，两者之间关系也不同。

(1) $\varphi > 0$ 即 $\psi_u > \psi_i$ ，说明电压 u 的变化进程先于电流 i ，称为电压 u 超前电流 i 的相位 φ 角度，也称电流 i 落后电压 u 的相位 φ 角度。

(2) $\varphi < 0$ 即 $\psi_u < \psi_i$ ，则与上面情况相反。

(3) 如果 $\varphi = 0$ ，称电压 u 与电流 i 同相； $\varphi = \frac{\pi}{2}$ 称电压 u 与电流 i 正交； $\varphi = \pi$ 则称电压 u 与电流 i 反相。

图 3-1 形象地说明了同频率正弦量之间的关系。

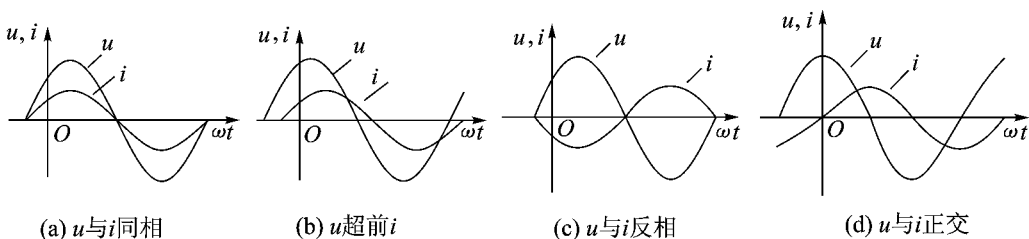


图 3-1 同频率正弦量之间的关系

3.1 正弦量的相量表示法

3.1.1 用相量表示正弦量

设有一正弦电流 $i = I_m \sin(\omega t + \psi)$ ，如果在直角坐标系中从原点出发作一相量 \dot{I}_m ，它的长度等于正弦量的最大值 I_m ，与横轴的夹角等于正弦量的初相 ψ ，并以正弦量的角速度 ω 绕原点以逆时针方向旋转，则在任意时刻 t ，该矢量在纵轴上的投影为 $I_m \sin(\omega t + \psi)$ ，这个值就等于该正弦量的瞬时值 i ，如图 3-2 所示。因此可以用这样一个旋转矢量来表示该正弦电流。

由于旋转矢量反映的是正弦量随时间的变化，它在纵轴上的投影是时间的函数，它本质上并不是像力、电场强度那样在空间有一定方向的矢量，因此称这个旋转矢量为相量，用其上带小圆点的大写字母来表示，如 \dot{I}_m 、 \dot{I} 、 \dot{U} 、 \dot{U}_m 、 \dot{U}_e 。

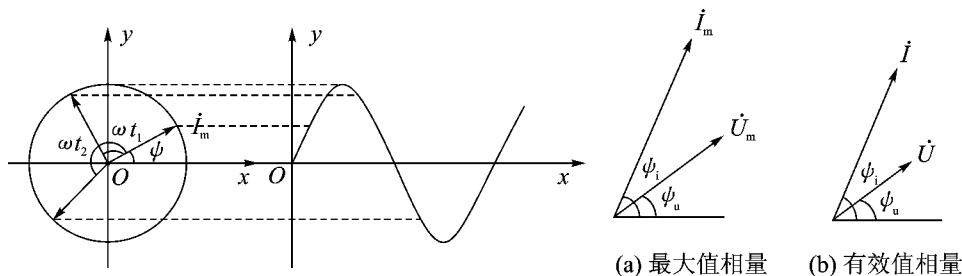


图 3-2 用旋转矢量表示正弦量 用相量表示正弦量

要画出旋转矢量每一瞬间的位置是烦琐的,而且对于若干同频率的正弦量,角频率相同,只需最大值和初相两个要素就可以相互区分,因此通常只用初始位置的矢量表示正弦量,如图 4-1(a) 所示。由于在实际问题中所考虑的往往是有效值,为方便起见,常把相量图中的每个相量的长度缩小为原来长度的 $1/\sqrt{2}$,使相量的长度等于有效值。这样的相量称为有效值相量,而原相量称为最大值相量,如图 4-1(b) 所示。

把几个同频率的正弦量的相量画在一起,用来分析它们之间大小和相位关系的图称为相量图。在正弦交流电路的定性分析中用相量图十分方便和有效,如果定量分析则需借助复数。

3.1 用复数表示相量

如果把相量 \dot{U} 置于复平面,则相量 \dot{U} 就是复平面上以角速度 ω 绕原点逆时针旋转的旋转矢量,该旋转矢量可用一个复数 $U e^{j\omega t + \psi}$ 来表示,复数的模等于相量 \dot{U} 的长度 U ,辐角等于相量 \dot{U} 与实轴的夹角 $\omega t + \psi$,即

$$U e^{j(\omega t + \psi)} \quad (4-1)$$

将该复数化为指数形式为

$$U e^{j\psi} e^{j\omega t} \quad (4-2)$$

式 (4-2) 中的 $e^{j\psi}$ 表示模为 U 辐角以速度 ω 随时间 t 变化的复数,因此复数 $U e^{j\psi} e^{j\omega t}$ 实际为一个模等于正弦量的最大值 U 、初始辐角为正弦量初相 ψ ,且以角速度 ω 逆时针旋转的旋转复数。

可见旋转相量 \dot{U} 、表示该相量的旋转复数 $U e^{j\psi} e^{j\omega t}$ 和正弦量 u 三者是一一对应的,这表明正弦量既可用相量表示,也可用复数表示。

将复数 $U e^{j\psi} e^{j\omega t}$ 化为代数形式

$$U [\cos(\omega t + \psi) + j \sin(\omega t + \psi)] \quad (4-3)$$

比较式 (4-3) 与正弦量 $u = U \cos(\omega t + \psi)$,可见,复数的虚部就是正弦量 u 的瞬时值,即

$$u = U \sin(\omega t + \psi) = [U \cos(\psi)] \sin(\omega t + \psi) \quad (4-4)$$

由于对同频率的正弦量、角频率 ω 可不作区分,因此用复数表示相量时,只需用模为有效值 U 辐角为初相 ψ 的复数 $U e^{j\psi}$ 来表示相量 \dot{U} ,记为

$$\dot{U} = U e^{j\psi} \quad (4-5)$$

同理,正弦电压和正弦电动势分别表示为

$$\dot{U} = U e^{j\psi} \quad (4-6)$$

$$\dot{E} = E e^{j\psi} \quad (4-7)$$

正弦量用复数表示后,正弦函数的运算就转化为复数的运算。

交流电路中的电流和电压都是同频率的正弦量。可以证明基尔霍夫电流定律和电压定律的复数形式为

$$\sum \dot{I} = 0 \quad (4-8)$$

$$\sum \dot{U} = 0 \quad (4-9)$$

例 猿 猿用复数计算三个同频率正弦电压

$$u_1 = U_m \cos(\omega t + \frac{\pi}{3})$$

$$u_2 = U_m \cos(\omega t - \frac{\pi}{6})$$

$$u_3 = U_m \cos(\omega t)$$

的和 猿 猿 猿 (猿 猿 猿)

解 猿 猿将三个正弦电压写成复数形式

$$U_1 = \frac{U_m}{\sqrt{2}} e^{j(\omega t + \frac{\pi}{3})}$$

$$U_2 = \frac{U_m}{\sqrt{2}} e^{j(\omega t - \frac{\pi}{6})}$$

$$U_3 = \frac{U_m}{\sqrt{2}} e^{j\omega t}$$

求和得

$$U = U_1 + U_2 + U_3 = \frac{U_m}{\sqrt{2}} [e^{j(\omega t + \frac{\pi}{3})} + e^{j(\omega t - \frac{\pi}{6})} + e^{j\omega t}]$$

最后

$$u = \sqrt{3} U_m \cos(\omega t + \frac{\pi}{4})$$

3.2 RLC 元件的正弦交流电路

分析正弦电路的目的是确定电路中电压、电流的大小和相位关系，以及功率消耗和能量转换。只含电阻、电感、电容中某一种元件的电路称为单一参数电路，其他电路都是由单一参数电路组合而成，因此掌握单一参数电路中电压、电流关系是分析各种交流电路的基础。本节将讨论三种单一参数的电路。

3.2.1 电阻元件的正弦交流电路

电阻电压电流关系

在电阻元件的交流电路中，取电流、电压方向为关联参考方向，如图 3.2.1 所示，设通过电阻的电流为正弦量

$$i = I_m \cos(\omega t) \quad (3.2.1)$$

根据欧姆定律，则电阻两端电压为

$$u = R i = R I_m \cos(\omega t) \quad (3.2.2)$$

式中

$$U = R I_m$$

比较式 (3.2.1)、式 (3.2.2) 可见，在电阻元件的交流电路中，电压和电流是同频率的正弦量，且相位相同，如图 3.2.1 所示，电压的最大值（或有效值）与电流最大值（或有效值）之比，就等于电阻 R 的值，即

$$R = \frac{U}{I} \quad (3.2.3)$$

或

$$u_R = R i_R \quad (4-10)$$

电阻元件电路中的电压、电流关系用相量形式可表示为

$$\dot{U}_R = R \dot{I}_R \quad (4-11)$$

相量图如图 4-10 所示。

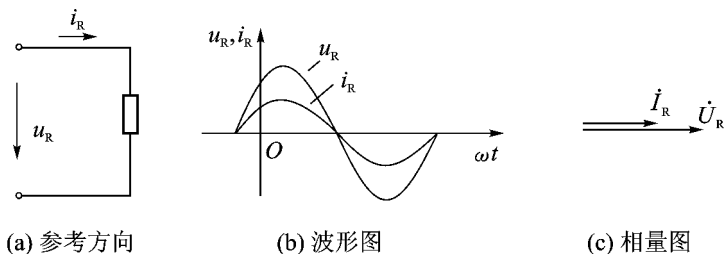


图 4-10 电阻元件正弦交流电路的电压、电流关系

4.1.2 功率

由电阻两端的电压和流过电阻的电流，可求出电阻的功率。在任意瞬间，电压瞬时值和电流瞬时值的乘积称为瞬时功率，用小写字母 p 表示，即

$$p = u_R i_R = R i_R^2 \quad (4-12)$$

在电阻元件的交流电路中， u_R 、 i_R 同相，其值或同时为正，或同时为负，所以瞬时功率值总为正，即 $p \geq 0$ ，由式 (4-12) 也可得出这一结论。这说明电阻在任何时候都是消耗功率的，是耗能元件。

通常，用一个周期内瞬时功率的平均值来宏观地反映周期性交流电路的功率消耗，称为平均功率，用大写字母 P 表示，单位为瓦特（瓦），简称瓦。

电阻元件的平均功率为

$$P = \int_0^T p dt = \int_0^T u_R i_R dt = R \int_0^T i_R^2 dt = R I^2 T \quad (4-13)$$

例 4-1 有一阻值为 10Ω 的电阻，设工作电压为 $u = 10\sqrt{2} \sin(\omega t) \text{ V}$ ，求电阻中的电流瞬时值和电阻的功率。

解 用相量表示电压

$$\dot{U} = 10 \angle 0^\circ \text{ V}$$

根据式 (4-11) 有

$$\dot{I} = \frac{\dot{U}}{R} = \frac{10 \angle 0^\circ}{10} = 1 \angle 0^\circ \text{ A}$$

因此

$$i = 1 \sqrt{2} \sin(\omega t) \text{ A} \quad P = I^2 R = 1^2 \times 10 = 10 \text{ W}$$

3.4.2 电感元件的正弦交流电路

猿 电感元件的特性

电感元件是描述电流磁场效应的电路模型，当有电流通过电感元件时，电感元件周围就会产生磁场，并以磁场的形式储存能量。

以图 猿 所示的电感线圈为例，当电流 i_L 通过电感线圈时，线圈内部将产生磁通，磁通的方向与电流方向符合右手定则，用磁力线表示，磁场的强弱用磁通 Φ 表示。设线圈有 N 匝，且绕制紧密，各匝线圈中的磁通可视为相等，那么 N 匝线圈中的磁通之和称为磁链，也称全磁通，用 ψ 表示，即

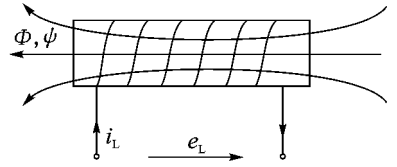


图 猿 线圈中电流的磁效应

$$\psi = N\Phi \quad (猿 猿)$$

ψ 与 Φ 的单位均为韦伯 (宰遭)，简称韦。 ψ 是由通过电感线圈的电流产生，与电流的关系是

$$\psi = L i_L \quad (猿 肆)$$

或

$$L = \frac{\psi}{i_L} \quad (猿 伍)$$

式中， L 称为电感元件的自感系数，单位为亨利 (匀)，简称亨。若自感系数 L 为常数，即 L 的大小不随电流变化而变化，只与线圈的结构和周围介质有关的电感元件称为线性电感元件。本书中所讨论的电感元件均为线性电感元件。

当电流 i_L 变化时，与线圈交链的磁链也发生变化，根据法拉第电磁感应定律和楞次定律，线圈中将产生感应电动势，感应电动势的大小与磁链对时间的变化率成正比，方向总是企图阻碍磁链的变化。若取线圈的感应电动势的方向与电流方向一致，则感应电动势为

$$e_L = -L \frac{di_L}{dt} \quad (猿 陆)$$

通常规定电感元件的端电压 u_L 、电流 i_L 、自感电动势 e_L 的参考方向一致，如图 猿 所示。根据 猿 有

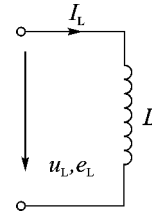


图 猿 电感元件 u_L 、 e_L

这就是电感元件上电压与电流的伏安关系。它指出电感元件的端电压取决于元件的自感系数以及电流对时间的变化率。

猿 电感元件的正弦交流电路

(员) 电压电流关系。

在电感元件的交流电路中，取端电压 u_L 、电流 i_L 、自感电动势 e_L 的参考方向一致，如图 猿 所示。设通过电感元件的电流为正弦量

$$i_L = I_m \sin(\omega t) \quad (猿 柒)$$

则电感元件的两端电压为

$$u_L = L \frac{di_L}{dt} = L \frac{d[I_m \sin(\omega t)]}{dt} = L I_m \omega \cos(\omega t) = L I_m \omega \sin(\omega t + \frac{\pi}{2}) \quad (猿 捌)$$

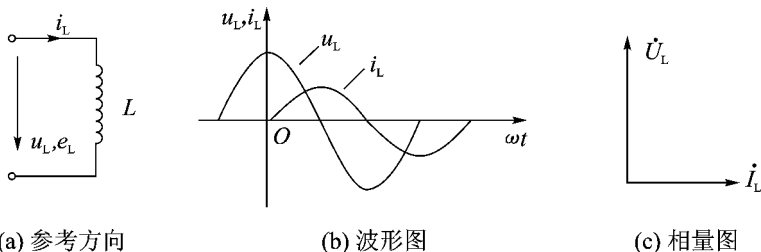


图 4-1 电感元件正弦交流电路的电压、电流关系

式中

$$\dot{U}_L = j\omega L \dot{I}_L$$

比较式(4-1)、式(4-2)可见,电感元件的正弦交流电路中,电压和电流是同频率的正弦量,电压比电流超前 $\frac{\pi}{2}$,如图4-1(b)所示。电压的最大值(或有效值)与电流最大值(或有效值)之比为

$$\frac{U_L}{I_L} = \frac{U_{Lm}}{I_{Lm}}$$

ωL 类似于电阻,反映了交流电路中电感对电流的阻碍作用,称为感抗,用 X_L 表示,单位为欧姆(Ω),即

$$X_L = \omega L \quad (4-3)$$

电感元件电路中,电压、电流关系用相量形式可表示为

$$\dot{U}_L = jX_L \dot{I}_L \quad (4-4)$$

其相量图如图4-1(c)所示。

分析式(4-3),感抗与电流频率成正比,频率越高,电感元件对电流的阻碍作用越大,当电源频率 $\omega \rightarrow 0$ 时, $X_L \rightarrow 0$,电感元件相当于短路,当电源为直流电源时, $\omega = 0$, $X_L = 0$,电感元件相当于短路,所以电感线圈具有“通低频、阻高频,通直流、阻交流”的特性。

(4-5) 功率。

电感元件的瞬时功率是

$$p = u_L i_L = U_L I_L \sin(\omega t + \frac{\pi}{2}) \sin \omega t \quad (4-5)$$

在正弦电路中

$$\begin{aligned} p &= U_L I_L \sin(\omega t + \frac{\pi}{2}) \sin \omega t \\ &= U_L I_L \cos \omega t \sin \omega t \\ &= \frac{U_L I_L}{2} \sin 2\omega t \end{aligned}$$

它是以 ω 角频率随时间变化的正弦函数,其波形如图4-2所示。

一个周期内

$$\int_0^{2\pi} p dt = \int_0^{2\pi} \frac{U_L I_L}{2} \sin 2\omega t dt = 0 \quad (4-6)$$

说明电感元件不消耗功率,只与电源进行能量交换,这一结论由图4-2所示的波形也可直观得出。

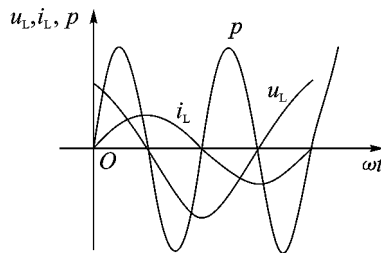


图 猿 猿 猿 电感元件的电压、电流、功率波形

在第一个和第三个猿周期内怎、蚤符号相同，责为正值，电感元件从电源取得能量转换为磁场能量；在第二个和第四个猿周期内怎、蚤符号相反，责为负值，电感元件将其中储存的磁场能量还给电源。

为了反映电感电路中能量交换的大小，把瞬时功率的最大值哉称为电感元件电路的无功功率，用匹表示，单位是乏耳（增），简称乏，即

$$\text{匹} = \text{哉} = \text{匹} \cdot \text{越} \quad \text{（猿 猿）}$$

相对于无功功率，平均功率又称为有功功率。

（猿 猿）能量。

电感作为储能元件，所储存的能量可由式（猿 猿）积分得出，若越园时蚤园，则当电流蚤增加到蚤越时，电感元件所储存的电场总能量为

$$\text{增} = \int_0^{\text{蚤越}} \text{责} \text{越} = \frac{1}{2} \text{越}^2 \text{匹} \quad \text{（猿 猿）}$$

说明电感所储存的能量由电感电流反映。

例猿 猿有一个蕴越缘皂匀的电感元件接在电压怎越圆园伏/圆粤（猿猿 猿）的电源上，试求电感上的电流和无功功率。

解摇电感的感抗为

$$\text{载} = \text{蕴} \cdot \text{越} = 282.6 \text{ 欧} \quad \Omega$$

电压的相量形式为

$$\text{哉} = \frac{\text{怎}}{\text{载}} = 0.71 \text{ 安} \quad \text{A}$$

由式（猿 猿）得

$$\text{匹} = \text{哉} \cdot \text{越} = 0.71 \cdot 282.6 = 200.6 \text{ 乏} \quad \text{var}$$

因此

$$\text{蚤} = \left[\frac{\text{怎}}{\text{载}} \right] \text{粤}$$

由式（猿 猿）得

$$\text{匹} = \text{哉} \cdot \text{越} = 200.6 \text{ 乏} \quad \text{var}$$

3.3 电容元件的正弦交流电路

电容元件的特性

电容元件是描述电荷电场效应的电路模型，当有数量相等、极性相反的电荷分别聚集在电容的两极上时，电容板间就会建立均匀的电场，并以电场的形式储存能量。

若电容两极板上聚集的电荷为 q ，两极板间则建立一定强度的电场，表现为两极板间存在端电压 u ，端电压 u 与 q 成正比，其比值定义为电容元件的电容，用 C 表示，单位为法拉 (F)，简称法，即

$$C = \frac{q}{u} \quad (4-1)$$

式 (4-1) 反映了电容元件储存电荷的能力，电容 C 的值不随电压变化。只与元件的结构、尺寸及介质有关的电容元件称为线性电容元件，本书只讨论线性电容元件。

电容极板上电荷的聚集与消散必然伴随着电荷的移动，极板上电荷逐渐累积，称为电容器充电；极板上电荷逐渐释放，称为电容器放电。在充电和放电过程中，导线中会形成电流。若取元件两端电压和电流的参考方向一致，如图 4-1 所示，则

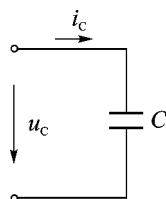


图 4-1 电容元件的电压、电流参考方向

$$i_c = C \frac{du_c}{dt} \quad (4-2)$$

这就是电容元件上电压与电流的伏安关系，它表示通过电容元件的电流与元件端电压的变化率成正比。

4.1 电容元件的正弦交流电路

(1) 电压电流关系。

在电容元件的交流电路中，取电容端电压 u_c 、电流 i_c 的参考方向一致，如图 4-2 (a) 所示，设通过电容元件的电压为正弦量

$$u_c = U_m \cos(\omega t + \varphi_u) \quad (4-3)$$

根据式 (4-2)，电容元件中流过电流为

$$i_c = C \frac{du_c}{dt} = C \frac{d[U_m \cos(\omega t + \varphi_u)]}{dt} = -U_m \omega C \sin(\omega t + \varphi_u) = U_m \omega C \cos(\omega t + \varphi_u - \frac{\pi}{2}) \quad (4-4)$$

$$i_c = I_m \cos(\omega t + \varphi_u - \frac{\pi}{2}) \quad (4-5)$$

式中

$$I_m = U_m \omega C$$

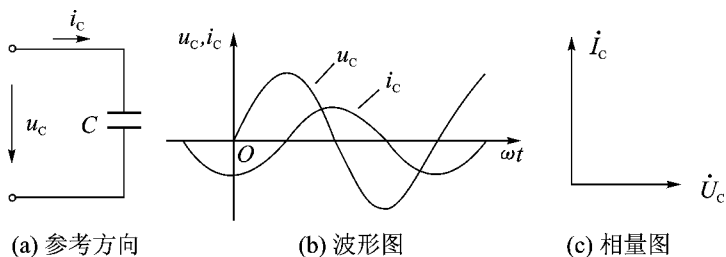


图 4-2 电容元件正弦交流电路的电压、电流关系

比较式 (4-3)、式 (4-5) 可见，电容元件的正弦交流电路中，电压和电流是同频率的正弦量，电流比电压超前 $\frac{\pi}{2}$ ，如图 4-2 (b) 所示。电压的最大值 (或有效值) 与电流最大值 (或有效值) 之比为

$$\frac{U}{I} = \frac{U_m}{I_m} = \frac{1}{\omega C}$$

$\frac{1}{\omega C}$ 反映了交流电路中电容对电流的阻碍作用，称为容抗，用 X_C 表示，单位为欧姆 (Ω)，即

$$X_C = \frac{1}{\omega C} \quad (猿 源)$$

电容元件电路中，电压、电流关系用相量形式可表示为

$$\dot{U}_C = -jX_C \dot{I}_C \quad (猿 源)$$

其相量图如图 猿 源 (猿) 所示。

分析式 (猿 源)，容抗与电流频率成反比，频率越高，电感元件对电流的阻碍作用越小，当电源频率 $\omega \rightarrow \infty$ 时， $X_C \rightarrow 0$ ，电容元件相当于短路，当电源为直流电源时， $\omega \rightarrow 0$ ， $X_C \rightarrow \infty$ ，电容元件相当于开路，所以电容元件具有“通高频、阻低频，通交流、隔直流”的特性。

(圆) 功率

电容元件的瞬时功率

$$p = u_C i_C = U_C I_C \sin \omega t \cos (\omega t - \frac{\pi}{2}) \quad (猿 源)$$

在正弦交流电路中

$$p = U_C I_C \sin \omega t \cos (\omega t - \frac{\pi}{2})$$

$$= U_C I_C \sin \omega t \sin \omega t$$

$$= U_C I_C \sin^2 \omega t$$

它是以 ω 角频率随时间变化的正弦函数，其波形如图 猿 源 (猿) 所示。

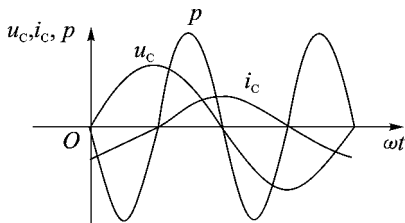


图 猿 源 (猿) 电容元件的电压、电流、功率波形

在一个周期内

$$W = \int_0^T p dt = \int_0^T U_C I_C \sin^2 \omega t dt = \frac{1}{2} U_C I_C T \quad (猿 源)$$

说明电感元件不消耗功率，只储存能量，这一结论由图 猿 源 (猿) 所示的波形可直观得出。在第一个和第三个 $\frac{1}{\omega}$ 周期内， u_C 升高， p 为正值，电容充电，元件从电源取得能量储存在电场中；在第二个和第四个 $\frac{1}{\omega}$ 周期内， u_C 降低， p 为负值，电容元件放电，元件将充电时所获得的能量还给电源，充电时获得的能量和放电时释放的能量相等，电容并不消耗功率。

为了反映电感电路中能量交换的大小，同样把瞬时功率的最大值 P_m 称为电感元件电路的无功功率，用 Q_C 表示，即

$$Q_C = \omega C U_C^2 \quad (猿 源)$$

(猿) 能量。

电容作为储能元件, 所储存的能量可由式 (猿 源) 积分得出, 若 贼 远 时 怎 越 园, 则当电压 怎 从 园 增加到 怎 贼 时, 电容元件所储存的电场总能量为

$$W_C = \int_0^{怎贼} C u \, du = \frac{1}{2} C 怎^2 \quad (猿 源)$$

说明电容所储存的能量由电容上电压反映。

例 猿 源 摇 一个电容量为 悦 越 缘 兹 的电容, 接在电压为 哉 越 园 灾 频率为 零 越 园 匀 的正弦电源上, 求流过该电容的电流。若电源频率为 零 越 园 匀 时, 流过该电容的电流又是多少呢?

解 摇 对 零 越 园 匀 的电源

$$\begin{aligned} \dot{I} &= \frac{\dot{U}}{X_C} = \frac{U \angle -\varphi}{\frac{1}{\omega C}} = \omega C U \angle -\varphi \\ &= 10 \times 10^{-6} \times 220 \angle -90^\circ = 2.2 \angle -90^\circ \text{ A} \end{aligned}$$

对 零 越 园 匀 的电源

$$\begin{aligned} \dot{I} &= \frac{\dot{U}}{X_C} = \frac{U \angle -\varphi}{\frac{1}{\omega C}} = \omega C U \angle -\varphi \\ &= 10 \times 10^{-6} \times 220 \angle -90^\circ = 2.2 \angle -90^\circ \text{ A} \end{aligned}$$

3.2 RLC 串联的正弦交流电路

猿 猿 节 讨论了单一参数的正弦交流电路, 在此基础上, 本节将讨论两个以上元件串联的正弦交流电路, 各个元件的电压和电流都规定为相同的参考方向。

3.2.1 摇 砸 说 串联电路的电压、电流关系

图 猿 源 是 砸 说 串联电路, 各电量的参考方向如图 猿 源 所示, 电路中各元件通过同一电流, 设电流为参考正弦量 蚤 越 伊 泽 贼 根据相量形式的基尔霍夫电压定律得

$$\begin{aligned} \dot{U} &= \dot{U}_R + \dot{U}_L + \dot{U}_C \\ &= [R + j(\omega L - \frac{1}{\omega C})] \dot{I} \\ &= Z \dot{I} \end{aligned} \quad (猿 源)$$

式中, 载 越 载 原 载 称为电抗, 是电路中感抗与容抗之差; 复数为

$$Z = R + jX \quad (猿 源)$$

它与电阻有相同的量纲, 称为复阻抗, 单位为欧姆 (Ω), 用图 猿 源 所示图形符号表示。其大小由电路参数和电源频率决定, 将在写成复数的极坐标形式为

$$Z = |Z| \angle \varphi \quad (猿 源)$$

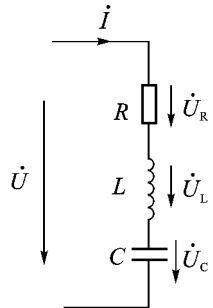


图 猿 源 摇 砸 说 串联电路

式中， Z 为复阻抗的模，称为阻抗。

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

φ_z 为复阻抗的辐角，称为阻抗角。

$$\varphi_z = \arctan \frac{X_L - X_C}{R} \quad (猿缘)$$

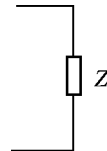


图 猿缘 复阻抗的电路符号

图 猿源所示的直角三角形直观地表示了电阻、电抗、阻抗三者的大小关系，称为阻抗三角形。

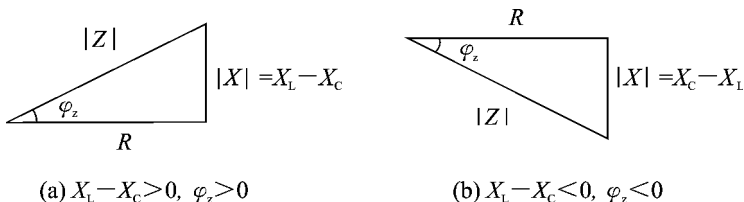


图 猿源 阻抗三角形

将式 (猿源) 代入式 (猿缘) 得

$$U = IZ \cos \varphi_z$$

即 $U = IZ \cos \varphi_z$ (猿缘)

$$\cos \varphi_z = \frac{R}{Z} \quad (猿缘)$$

式 (猿缘) 说明：电压的有效值等于电流有效值和阻抗的乘积，电压的相位超前电流相位 φ_z 角度。

当 $X_L > X_C$ 时， $\varphi_z > 0$ ，电压超前电流 φ_z ，电路呈感性；

当 $X_L < X_C$ 时， $\varphi_z < 0$ ，电压落后电流 φ_z ，电路呈容性；

当 $X_L = X_C$ 时， $\varphi_z = 0$ ，电压和电流同相，电路呈阻性。

当电路呈阻性时，这种情况称电路发生串联谐振。在串联谐振时，电路的阻抗在最小，等于电路的电阻 R ，电流值 I 最大，电压和电流相位相同。串联谐振在电路中常用于调谐。

可见，复阻抗 Z 全面反映了 R 、 X_L 、 X_C 串联电路电压、电流的大小和相位关系，因此 Z 是串联电路伏安关系的相量表达形式就是

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

R 、 X_L 、 X_C 串联电路用相量图来分析也很方便，由于三个元件有相同的电流，因此取电流相量 \dot{I} 作参考相量，然后根据 \dot{U}_R 、 \dot{U}_L 、 \dot{U}_C 与 \dot{I} 的大小关系和相位关系，分别画出 \dot{U}_R 、 \dot{U}_L 和 \dot{U}_C ，最后根据相量的加法法则在图上作出串联电路的总电压相量 \dot{U} ，如图 猿源所示。不难看出，总电压 \dot{U} 、电阻上的电压 \dot{U}_R 、电抗上的电压 \dot{U}_X 也构成一直角三角形，称为电压三角形，由电压三角形可得 \dot{U} 的有效值为

$$U = \sqrt{U_R^2 + U_X^2} = \sqrt{I^2 R^2 + I^2 (X_L - X_C)^2} \quad (猿缘)$$

\dot{U} 与 \dot{I} 的相位差为

$$\varphi_z = \arctan \frac{U_X}{U_R} = \arctan \frac{I(X_L - X_C)}{IR} \quad (猿缘)$$

电阻上的电压分量 U_R 、电抗上的电压分量 U_X 与总电压 U 的关系为

$$\left. \begin{aligned} & \dot{U}_1 = \dot{U}_2 \\ & \dot{U}_1 = \dot{U}_2 \end{aligned} \right\} \text{(猿 苑)}$$

$$\left. \begin{aligned} & \dot{U}_1 = \dot{U}_2 \\ & \dot{U}_1 = \dot{U}_2 \end{aligned} \right\} \text{(猿 苑)}$$

例 猿 远 图 猿 远 所示电路中, 已知 在 猿 越 (猿 远 垣 猿 远) Ω , 在 猿 越 (猿 远 垣 猿 远) Ω , 在 猿 越 (猿 远 垣 猿 远) Ω , 哉 越 猿 远 灾, 求 陨 陨 陨 和 哉 哉 哉.

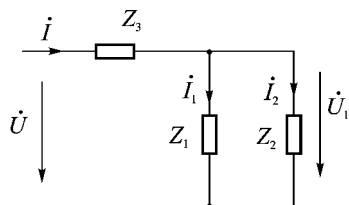


图 猿 远 图 猿 远 例 猿 远 图

解 猿 远 这是一个串、并联混合的正弦电路, 在 猿 与 在 猿 并联后再与 在 猿 串联, 应先看清串、并联方式后再作计算.

再 越 猿 越 猿 越 猿 远 灾 / 猿 远 灾 哉 哉 哉 (猿 远 垣 猿 远) Ω

再 越 猿 越 猿 越 猿 远 灾 / 猿 远 灾 哉 哉 哉 (猿 远 垣 猿 远) Ω

再 越 猿 越 猿 越 猿 远 灾 / 猿 远 灾 哉 哉 哉 (猿 远 垣 猿 远) Ω

在 猿 越 猿 越 猿 越 猿 远 灾 / 猿 远 灾 哉 哉 哉 (猿 远 垣 猿 远) Ω

在 猿 越 猿 越 猿 越 猿 远 灾 / 猿 远 灾 哉 哉 哉 (猿 远 垣 猿 远) Ω

设 哉 越 猿 远 灾, 则

陨 越 猿 越 猿 越 猿 远 灾 / 猿 远 灾 哉 哉 哉 (猿 远 垣 猿 远) Ω

哉 越 猿 越 猿 越 猿 远 灾 / 猿 远 灾 哉 哉 哉 (猿 远 垣 猿 远) Ω

陨 越 猿 越 猿 越 猿 远 灾 / 猿 远 灾 哉 哉 哉 (猿 远 垣 猿 远) Ω

陨 越 猿 越 猿 越 猿 远 灾 / 猿 远 灾 哉 哉 哉 (猿 远 垣 猿 远) Ω

3.3 一般正弦交流电路的计算

在分析正弦交流电路时引入了相量, 用到了相量法, 这样就把交流电路的计算转化成了复数的计算。引入相量后, 只要将电路的电压、电流、电阻或电导用电压相量、电流相量、复阻抗或复导纳替换, 那么分析直流电路的基本定律 (欧姆定律和基尔霍夫定律)、分析直流电路所用的方法 (第 4 章中介绍的各种定理和方法) 同样适用于正弦交流电路。本章不再重复已讨论过的计算方法, 只通过例题来说明这些方法在分析正弦交流电路时的应用。

例 猿 远 图 猿 远 所示电路中, 耘 越 猿 远 灾, 耘 越 猿 远 灾, 砸 越 猿 远 Ω , 载 越 猿 远 Ω , 求各支路电流。

解 猿 远 各支路电流参考方向已标于图上, 各支路阻抗分别为 在 猿 越 猿 远 Ω , 在 猿 越 猿 远 Ω , 在 猿 越 猿 远 Ω

本例分别用回路电流法和节点电位法求解。

(员) 用回路电流法求解。

设回路电流 i_a 、 i_b 参考方向如图猿圆所示，列回路电流方程为

$$\begin{cases} (R + \frac{1}{C}) i_a - i_b = E_1 \\ -i_a + (Ls + \frac{1}{C}) i_b = E_2 \end{cases}$$

代入数据，得

$$\begin{cases} (10 + \frac{1}{0.01}) i_a - i_b = 10 \\ -i_a + (0.1s + \frac{1}{0.01}) i_b = 10 \end{cases}$$

解方程组得

$$\begin{cases} i_a = \frac{10(0.1s + 100)}{10(0.1s + 100) - 1} \\ i_b = \frac{10(10 + 100)}{10(0.1s + 100) - 1} \end{cases}$$

因此各支路电流为

$$\begin{cases} i_1 = i_a = \frac{10(0.1s + 100)}{10(0.1s + 100) - 1} \\ i_2 = i_b = \frac{10(10 + 100)}{10(0.1s + 100) - 1} \\ i_3 = i_a - i_b = \frac{10(0.1s + 100) - 10(10 + 100)}{10(0.1s + 100) - 1} \end{cases}$$

(圆) 用节点电位法求解。

图猿圆中参考点已定，设节点 粤的电位为 U_a ，列 粤点的节点电位方程为

$$\left(\frac{1}{R} + \frac{1}{C} \right) U_a - \frac{1}{Ls + \frac{1}{C}} U_a = \frac{E_1}{R}$$

代入数据得

$$\left(\frac{1}{10} + \frac{1}{0.01} \right) U_a - \frac{1}{0.1s + 100} U_a = \frac{10}{10}$$

解方程得 粤点电位

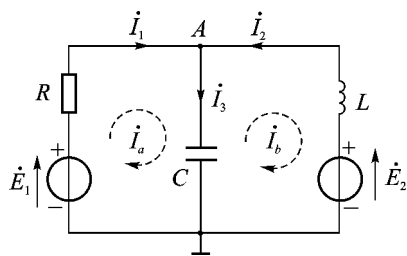
$$U_a = \frac{10(0.1s + 100)}{10(0.1s + 100) - 1}$$

各支路电流为

$$\begin{cases} i_1 = \frac{U_a}{R} = \frac{10(0.1s + 100)}{10(0.1s + 100) - 1} \\ i_2 = \frac{U_a}{Ls + \frac{1}{C}} = \frac{10(10 + 100)}{10(0.1s + 100) - 1} \\ i_3 = \frac{U_a}{R} - \frac{U_a}{Ls + \frac{1}{C}} = \frac{10(0.1s + 100) - 10(10 + 100)}{10(0.1s + 100) - 1} \end{cases}$$

本例中两种方法的计算结果有细微差异，是由于尾数的四舍五入而引起的。

例猿愿图猿圆所示电路中，已知 $i_a = 10 \text{ A}$ ， $i_b = 10 \text{ A}$ ， $R = 10 \Omega$ ， $C = 0.01 \text{ F}$ ， $L = 0.1 \text{ H}$ ，



图猿圆 例猿愿图

求支路的电流 i

解本例只要求计算某一支路的电流，用戴维南定理求解比较简便。

先移去支路，计算余下的有源二端网络的戴维南等效电路，月端开路电压为

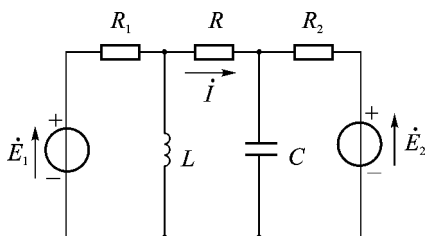


图 7-1 例 1 图

月端开路电压为

$$U_{oc} = \frac{R_2 \cdot E_1}{R_1 + R_2} - \frac{R_2 \cdot E_2}{R_1 + R_2}$$

$$Z_{eq} = \frac{j\omega L \cdot (-j\omega C)}{1 + j\omega L \cdot (-j\omega C)} = \frac{1}{1 + \omega^2 LC}$$

$$i = \frac{U_{oc}}{Z_{eq}} = \frac{R_2(E_1 - E_2)}{R_1 + R_2} (1 + \omega^2 LC)$$

月两端的等效复阻抗为

$$Z_{eq} = \frac{j\omega L \cdot (-j\omega C)}{1 + j\omega L \cdot (-j\omega C)} = \frac{1}{1 + \omega^2 LC}$$

$$Z_{eq} = \frac{1}{1 + \omega^2 LC}$$

然后求得支路的电流为

$$i = \frac{U_{oc}}{Z_{eq}} = \frac{R_2(E_1 - E_2)}{R_1 + R_2} (1 + \omega^2 LC)$$

3. 功率因数的提高

3.1 提高功率因数的意义

从第 7 章已知，交流电路的有功功率并不一定等于电流与电压有效值的乘积，还与电压与电流的相位差 φ 有关，即有功功率为

$$P = UI \cos \varphi$$

式中， φ 是电压、电流的相位差，也称为功率因数角， $\cos \varphi$ 称为电路的功率因数。功率因数由负载性质决定，负载为阻性时， $\cos \varphi$ 为 1，负载为感性或容性时， $\cos \varphi$ 介于 0~1 之间。

可以从两个方面来理解 $\cos \varphi$ ：一方面，交流电源都有一定的容量，当电源的电压、电流都达到额定值，即 $U=U_N$ 、 $I=I_N$ 时，若负载的功率因数 $\cos \varphi$ 越大，则负载获得的有功功率 P 越大，电源的利用率就越高；另一方面，当电源为有功功率一定、工作电压一定的负载提供功率时，若负载功率因数越大，则电源输出的电流越小，输电线路上的损耗也就越小。因此提高功率因数在节约能源、发挥供电设备潜能方面有重要的意义。

3.2 提高功率因数的方法

实际负载大多是呈感性的，如电动机、日光灯等，对于感性负载，提高功率因数的方法之一是在感性负载两端并联恰当的电容器。

如图 7-2 所示，感性负载两端电压为 U ，电流为 I ，功率因数角为 φ ，并联电容 C

后，整个电路的总电压不变，总电流为 I ，由于 I_L 的无功分量和 I_C 的相位相反，相互抵消一部分，整个电路的电流无功分量减小，有功分量不变，电压与总电流间的相位差减小为 φ ，功率因数 $\cos\varphi$ 相对没并联电容前提高。并联电容的实质是利用电容中的无功功率去补偿感性负载中的感性无功功率，从而减少电源与感性负载间的能量交换，使电源能更多地负担有功功率。提高功率因数，一般只将功率因数提高到 0.9 左右，而不必等于 1，因为当功率因数接近 1 时，所需的电容值已很大，设备成本将很高。

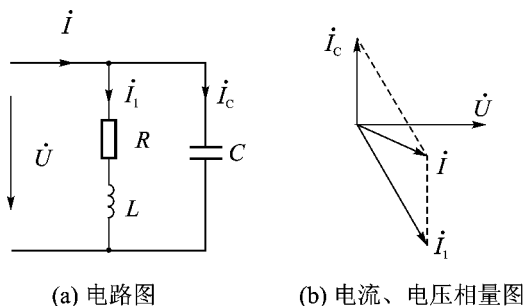


图 10-10 功率因数的补偿

例 10-1 在如图 10-11 所示的电路中接有一台功率为 P 的电动机，已知电动机取用的电流 I ，求电动机的功率因数。若在电动机两端并联一只电容值 C 的电容器，电路的功率因数变为多少？

解 电动机的功率因数为

$$\cos\varphi = \frac{P}{UI} = \frac{P}{U \sqrt{P^2 + Q^2}}$$

作电流、电压相量图，如图 10-11 所示，此时

$$I_L = I \sin\varphi = \frac{Q}{U}$$

$$I_C = \frac{Q}{U} = I \sin\varphi$$

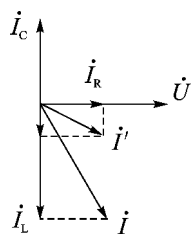


图 10-11 例 10-1 图

并联电容后

$$I' = \sqrt{I^2 \cos^2\varphi + (I \sin\varphi - I_C)^2} = \sqrt{I^2 \cos^2\varphi + (I \sin\varphi - I \sin\varphi)^2} = I \cos\varphi$$

$$\cos\varphi' = \frac{P}{UI'} = \frac{P}{U I \cos\varphi} = \frac{1}{\cos\varphi}$$

在电流三角形中求得功率因数

$$\cos\varphi' = \frac{I \cos\varphi}{I'}$$

例 10-2 有一感性负载，已知 $P = 100 \text{ W}$ ， $\cos\varphi = 0.8$ ，接在 $U = 220 \text{ V}$ 的电源上，欲将功率因数提高到 $\cos\varphi' = 0.9$ ，应并联多大的电容？

解 由 $P = UI \cos\varphi$ 和 $\cos\varphi = 0.8$ 得

$$I = \frac{P}{U \cos\varphi} = \frac{100}{220 \times 0.8} = 0.57 \text{ A}$$

从相量图可知

$$I_L = I \sin\varphi = 0.57 \times 0.6 = 0.34 \text{ A}$$

$$I_C = I_L - I' \sin\varphi' = 0.34 - 0.57 \times 0.433 = 0.09 \text{ A}$$

$$C = \frac{I_C}{\omega U} = \frac{0.09}{314 \times 220} = 1.3 \times 10^{-4} \text{ F} = 0.13 \mu\text{F}$$

由电容上电流、电压关系

得电容的大小为

本章小结

本章小结

大小和方向都随时间按正弦规律变化的电量称为正弦交流电量。描述交流电有三方面的物理量，即最大值（或有效值）、周期（或频率或角频率）和初相，它们称为正弦交流电的三要素。

正弦交流电的表示法有解析式、波形图和相量表示法。

用旋转矢量来表示正弦量的方法称为相量表示法，在任意时刻，旋转矢量在纵轴上的投影就等于正弦量的瞬时值。借助复数可对相量作定性分析，因此，应用复数解正弦电路的方法称为相量法。

交流电路中的线性元件有电阻、电感、电容，其电流、电压关系是分析交流电路的基础。三种元件的伏安关系、消耗功率情况如表 猿 圆所示。

表 猿 圆 电阻、电感、电容元件性质比较

	电阻	电感	电容
对电流的阻碍作用	电阻	感抗	容抗
伏安关系	$i = u/R$	$i = u/\omega L$	$i = u/\omega C$
有功功率	$P = UI$	0	0
无功功率	0	$Q = UI$	$Q = UI$

电阻、电感、电容串联电路的伏安关系等性质可参见表 猿 圆

将电压用电压相量、电流用电流相量、电阻电抗用复阻抗表示后，分析交流电路所用的定律、分析方法同直流电路完全一样，有时借助相量图帮助分析更直观。

电路的有功功率与视在功率的比值称为电路的功率因数，提高功率因数的意义是充分利用电源的容量、发挥电源潜能，节约用电。提高功率因数的方法是在感性负载两端并联一只电容量适当的电容器。

思考与练习

试求下列各组正弦量的相位关系，并画相量图。

- (1) $u = 220\sqrt{2}\sin(\omega t + 30^\circ)$ V, $i = 5\sqrt{2}\sin(\omega t - 60^\circ)$ A;
- (2) $u = 100\sqrt{2}\sin(\omega t + 45^\circ)$ V, $i = 20\sqrt{2}\sin(\omega t - 135^\circ)$ A;
- (3) $u = 100\sqrt{2}\sin(\omega t + 45^\circ)$ V, $i = 20\sqrt{2}\cos(\omega t - 45^\circ)$ A;
- (4) $u = 100\sqrt{2}\sin(\omega t + 45^\circ)$ V, $i = 20\sqrt{2}\cos(\omega t + 45^\circ)$ A.

下列各式，已知复数的代数形式，则求极坐标形式；已知极坐标形式，则求代

数形式。

(员) 猿/ 苑; 摇摇 (圆) 猿/ 原; 摇摇 (猿) 源; 摇摇 (源) 猿

猿 猿猿电流 蚤越员原原(猿越原)粤, 试求电流的有效值、频率、初相位, 并求当 越越原时, 电流的瞬时值。

猿 源三个正弦电流 蚤和 蚤的最大值分别为 员粤 员粤和 猿粤, 已知 蚤的初相为 猿, 蚤较 蚤超前 猿, 较 蚤滞后 员, 试分别写出三个电流的解析式。

猿 缘已知 怎越员/原(越原)灾, 怎越员/原(越原)灾, 试作 怎和 怎的相量图, 并用相量法求 怎垣怎, 怎原怎。

猿 远已知电阻 砸越员Ω, 电阻两端电压为 员灾, 初相为 猿, 角频率为 员, 试求电阻上的电流, 写出其瞬时值表达式, 并求电阻消耗的功率。

猿 苑已知电感元件的自感为 员皂匀, 通过的电流为 蚤越原(猿原)粤, 求电感两端的电压有效值和初相位, 并画相量图。

猿 愿某电容元件 悦越员μ云, 两端电压为 怎越员/原(猿原)灾, 求 蚤的瞬时值表达式, 并画电流和电压的相量图。

猿 怨图 猿所示电路是测量线圈参数的一种方法。方框内串联的 则 蕴是实际线圈的电路模型, 砸为已知电阻, 砸越员Ω, 用电压表分别测出总电压 哉越员灾, 线圈两端电压 哉越原灾, 电阻两端电压 哉越圆灾, 若电源角频率为 员, 求 则和 蕴。

猿 员如图 猿所示电路, 已知电流表 粤、 粤的读数均为 圆粤, 求电路中电流表 粤的读数。

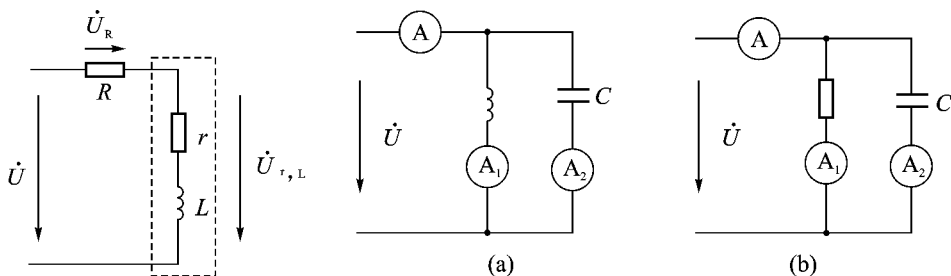


图 猿习题 猿 怨图 猿习题 猿 员图

猿 员三个复阻抗串联电路中, 已知 在 越 圆垣躁 Ω, 在 越 缘原躁 Ω, 在 越 (员原躁) Ω, 总电压 哉越员/原灾, 求电流 陨和电路的功率 孕 匝 杂

猿 员在 砸越员串联电路上激励一个 怎越员/原(越原)灾的电压, 已知 砸越员Ω, 蕴越员皂匀, 悦越员μ云, 求电路电流的瞬时值表达式。

猿 员在 砸越员串联电路中, 砸越猿Ω, 蕴越源皂匀, 悦越缘μ云, 通过电流 蚤越员/原(越原)粤, 求:

- (员) 电路的阻抗;
- (圆) 总电压 哉和各元件上的电压 哉、 哉、 哉;
- (猿) 作陨 哉、 哉、 哉相量图。

猿 员图 猿是一个简单的 砸移相电路, 分析输入、输出电压的大小和相位关系, 并作相量图。

猿 员求图 猿所示电路 粤 月端的复阻抗和复导纳。

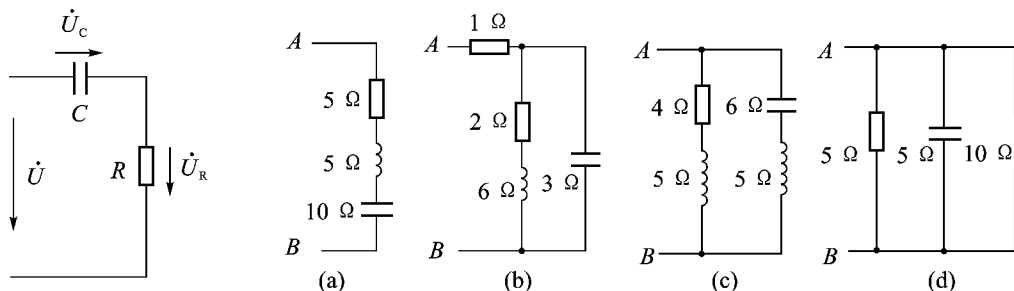


图 7-1 习题 7-1 原图

7-1 图 7-1 所示电路中, $R_1 = 1 \Omega$, $R_2 = 2 \Omega$, $R_3 = 3 \Omega$, $R_4 = 4 \Omega$, 电源电压 $\dot{U} = 10 \angle 0^\circ \text{ V}$, 试求电路的等效复阻抗和各元件上的电压、电流, 并作相量图。

7-2 图 7-2 所示电路中, $R_1 = 4 \Omega$, $R_2 = 6 \Omega$, $R_3 = 5 \Omega$, $R_4 = 5 \Omega$, 电源电压 $\dot{U} = 10 \angle 0^\circ \text{ V}$, 求电流 \dot{I} 和电压 \dot{U}_{AB} 。



图 7-2 习题 7-2 原图

7-3 已知负载的端电压 $\dot{U} = 100 \angle 0^\circ \text{ V}$, 通过负载的电流 $\dot{I} = 10 \angle -30^\circ \text{ A}$, 试求负载的视在功率、有功功率、功率因数, 并画出功率三角形。

7-4 两台单相交流电动机并联在 220 V 的交流线路上, 所取用的电功率分别为 $P_1 = 100 \text{ W}$, $P_2 = 200 \text{ W}$, 功率因数分别为 $\cos \varphi_1 = 0.8$, $\cos \varphi_2 = 0.7$, 求电路的总电流及总功率因数。

7-5 有一个有功功率 $P = 100 \text{ W}$ 的感性负载, 接在 220 V 的工频电源上, 通过的电流 $I = 1 \text{ A}$, 现并联一个 $C = 10 \mu\text{F}$ 的电容器, 试求并联电容器前后电路的功率因数。

7-6 在电压为 220 V 、频率为 50 Hz 的电源上, 接有一感性负载, $P = 100 \text{ W}$, $\cos \varphi = 0.8$, 现需将功率因数提高到 0.95 , 试问应并联多大的电容?

第 4 章 三相电路及其应用

本章介绍了三相电源的产生、连接方法和三相负载的连接方法，要求能掌握对称三相电路的计算问题。

4.1 三相电源的连接方法

4.1.1 对称三相交流电源的产生和特点

三相交流电动势是由三相交流发电机产生的。图 4-1 所示为三相交流发电机的结构原理图，它的主要部分是定子和转子。在定子铁心槽内均匀嵌放着三组匝数、结构完全相同的绕组。每相绕组的首端（或末端）之间在空间彼此互差 120°。转子是一对由直流电源供电的磁极，选择合适的极面形状，使定子与转子间的空气隙中的磁感应强度按正弦规律分布。

当转子以角速度 ω 顺时针方向旋转时，定子上的每相绕组依次切割磁力线，产生频率相同、最大值相等、初相互差的正弦感应电动势，方向由绕组末端指向始端，如以 A 相为参考正弦量，则有

$$\left. \begin{aligned} e_A &= E_m \sin(\omega t) \\ e_B &= E_m \sin(\omega t - 120^\circ) \\ e_C &= E_m \sin(\omega t - 240^\circ) \end{aligned} \right\} \text{ (源 1)}$$

相量表达式为

$$\left. \begin{aligned} \dot{E}_A &= \frac{E_m}{\sqrt{2}} \angle 0^\circ \\ \dot{E}_B &= \frac{E_m}{\sqrt{2}} \angle -120^\circ \\ \dot{E}_C &= \frac{E_m}{\sqrt{2}} \angle -240^\circ \end{aligned} \right\} \text{ (源 2)}$$

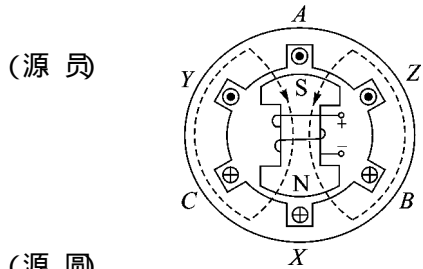


图 4-1 三相发电机结构原理图

这样三个频率相同、最大值相等、相位互差 120° 的电动势称为对称三相电动势。图 4-2 是它们的波形图和相量图。

由图 4-2 可知，三相对称电动势在任意瞬间的代数和为零，即

$$e_A + e_B + e_C = 0 \quad \text{(源 3)}$$

三个电动势到达最大值的先后次序称为相序，相序为 A→B→C，即 A 相在前，B 相落后，C 相落后 B 相的相序称正相序；反之相序为 A→C→B 的称为逆相序。工业上通常在配电装置的三根母线上涂以黄、绿、红的颜色来标志 A、B、C 三相。

4.1.2 对称三相交流电源的星形连接

如图 4-3 所示，把三相发电机绕组的末端 X、Y、Z 在连接起来，成为一个公共点 N，由

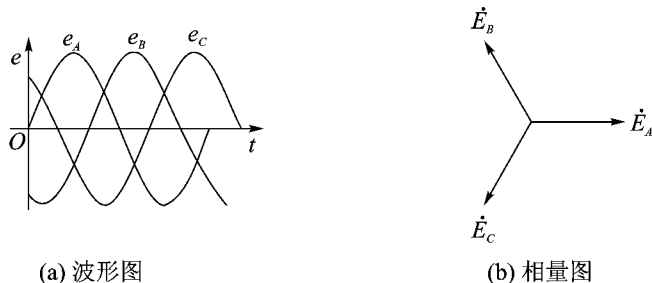


图 9-1 三相对称电动势的波形图和相量图

始端引出三条输电线，就成为星形连接。星形连接时，公共点称为中点或零点，从中点引出的导线称为中线或零线，如果中线接地，则该线又称为地线。从始端引出的三根导线称为端线或火线。

三相电源连接成星形时，可以得到两种电压，一种是端线与中线之间的电压，称为相电压，其有效值用 $U_{\text{相}}$ 、 $U_{\text{线}}$ 、 $U_{\text{相}}$ 表示，或统一用 $U_{\text{相}}$ 表示。其参考方向规定为由绕组始端指向绕组末端。因为三相电动势是对称的三相电动势，所以三个相电压也是对称的，有

$$\left. \begin{aligned} U_{\text{相}} &= U_{\text{相}} / \sqrt{3} \\ U_{\text{线}} &= U_{\text{相}} / \sqrt{3} \\ U_{\text{相}} &= U_{\text{相}} / \sqrt{3} \end{aligned} \right\} \text{(源 源)}$$

另一种电压是各端线之间的电压，称为线电压，其有效值用 $U_{\text{线}}$ 、 $U_{\text{相}}$ 、 $U_{\text{线}}$ 表示，或统一用 $U_{\text{线}}$ 表示，其参考方向规定为由下标中的前一个字母指向后一个字母。例如， U_{AB} 表示电压的参考方向为由端线 A 指向端线 B

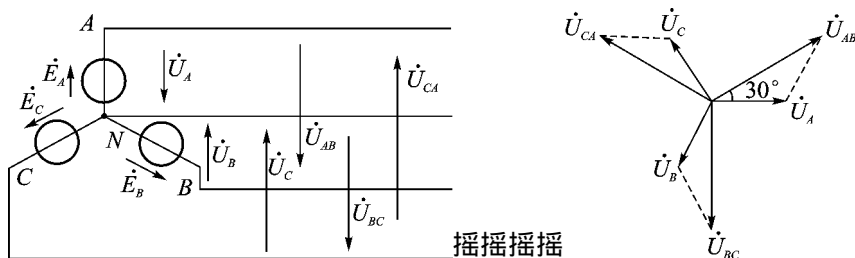


图 9-2 三相电源的星形连接及三相电源星形连接的相量图

下面分析电源星形连接时线电压与相电压的关系，按图 9-2 所示的参考方向，根据基尔霍夫电压定律，线电压与相电压的基本关系为

$$\left. \begin{aligned} U_{\text{线}} &= \sqrt{3} U_{\text{相}} \\ U_{\text{相}} &= U_{\text{线}} / \sqrt{3} \\ U_{\text{线}} &= \sqrt{3} U_{\text{相}} \end{aligned} \right\} \text{(源 缘)}$$

根据式 (源 缘) 作出线电压相量图如图 9-3 所示，由图可见，三个线电压相量也是对称的，各线电压与相应的相电压之间的关系如下：

$$\left. \begin{aligned} U_{\text{线}} &= \sqrt{3} U_{\text{相}} / \sqrt{3} \\ U_{\text{相}} &= U_{\text{线}} / \sqrt{3} / \sqrt{3} \\ U_{\text{线}} &= \sqrt{3} U_{\text{相}} / \sqrt{3} \end{aligned} \right\} \text{(源 远)}$$

式 (源 远) 表明, 电源为星形连接时, 若相电压对称, 则线电压也对称, 在数值上线电压等于相电压的 $\sqrt{3}$ 倍, 即

$$U_{\text{线}} = \sqrt{3} U_{\text{相}} \quad (\text{源 苑})$$

在相位上, 线电压超前相应的相电压 30°

4.2.2 对称三相交流电源的三角形连接

将三相发电机一相绕组的末端与另一相绕组的始端依次相连, 组成一回路, 如图 源 缘 所示, 再从三个接点引出三条导线向外送电, 就成为三角形连接。

由图可见, 三相电源接成三角形时, 线电压等于对应的相电压, 即

$$\left. \begin{aligned} U_{\text{线}} &= U_{\text{相}} \\ U_{\text{线}} &= U_{\text{相}} \\ U_{\text{线}} &= U_{\text{相}} \end{aligned} \right\} \quad (\text{源 愿})$$

如果三相电动势对称, 则三相电压的相量和为

$$U_{\text{相}} + U_{\text{相}} + U_{\text{相}} = 0 \quad (\text{源 怨})$$

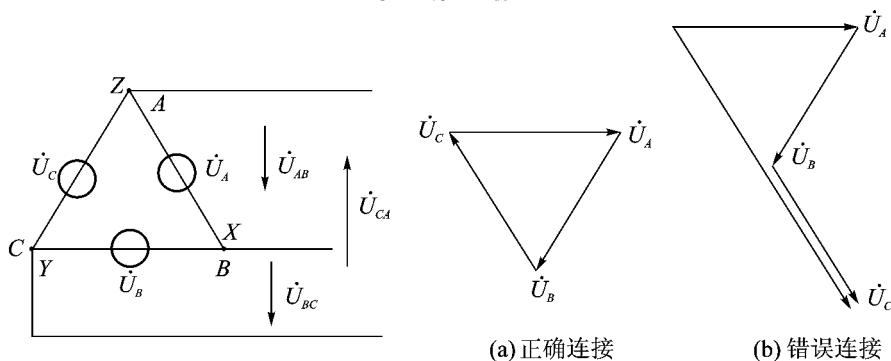


图 源 缘 三相电源的三角形连接图 源 怨 三相电源三角形连接相量图

闭合回路中不会产生环流。如果将某一相绕组 (例如悦相) 接反了 (即在与再接, 悦与粤接), 则由图 源 远 可知, 三角形回路中的总电压为

$$U_{\text{相}} + U_{\text{相}} + U_{\text{相}} = 2U_{\text{相}}$$

这时, 在回路中有一个大小等于相电压两倍的电源存在。由于绕组本身阻抗很小, 回路中的电流将会很大, 电机有被烧毁的危险, 这是绝对不允许的。实际电源的三相电动势不是理想的对称三相电动势, 它们的和并不绝对等于零, 所以三相电源通常都接成星形, 而不是三角形。

4.3 三相负载的连接方法

三相电路的负载由三部分组成, 其中的每一部分称为一相负载, 若各相负载的复阻抗相等, 则称这种负载为对称三相负载。一般三相电动机、三相变压器都可以看成是对称三相负载。由对称三相电源和对称三相负载所组成的电路, 称为对称三相电路。本节将只讨论对称三相负载的计算。

与三相电源一样，三相负载也有星形和三角形两种连接方式。

4.2.1 三相负载的星形连接

将三相负载在 Z_A 、 Z_B 、 Z_C 的一端连在一起，成为一个公共点 N' 并接到三相电源的中线上，而各负载的另一端分别接到三相电源的端线上，就构成星形连接，如图 4-2-1 所示，图中 Z_N 为中线阻抗。像这样用四根导线把电源和负载连接起来，对负载送电的输电方式称为三相四线制输电方式，若去掉中线，只用三根输电导线向外送电，则称为三相三线制输电方式。

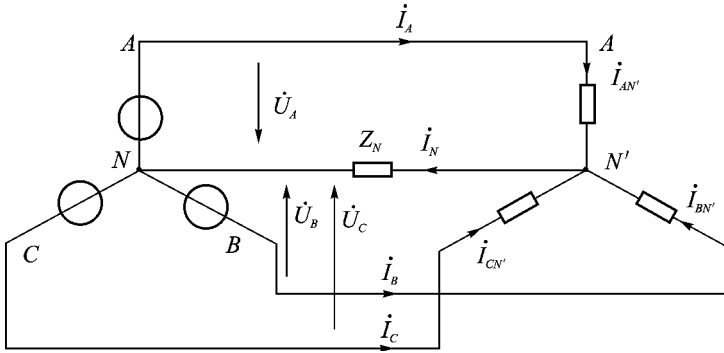


图 4-2-1 三相负载的星形连接

三相电路中，流过各相负载的电流，称为相电流，分别用 $I_{A\phi}$ 、 $I_{B\phi}$ 、 $I_{C\phi}$ 或统一用 I_{ϕ} 表示，而流经各端线的电流称为线电流，分别用 I_A 、 I_B 、 I_C 或统一用 I_L 表示。由图 4-2-1 可知，当负载接成星形时，每相负载与端线具有串联关系，相电流等于线电流，即有

$$I_{\phi} = I_L$$

为计算各相电流，首先计算中线上的电压 $U_{N'N}$ ，由节点电压法求得

$$U_{N'N} = \frac{U_A Z_N + U_B Z_N + U_C Z_N}{Z_A + Z_B + Z_C + 3Z_N} \quad (4-2-1)$$

不论电路对称与否，式 (4-2-1) 都适用。

当电路对称时， $Z_A = Z_B = Z_C = Z_{\phi}$ ， $Z_N = Z_N$ ，再代入式 (4-2-1) 得

$$U_{N'N} = \frac{U_A + U_B + U_C}{3 + 3Z_N/Z_{\phi}} \quad (4-2-2)$$

然后计算各相电流，可得

$$\begin{aligned} I_A &= \frac{U_A - U_{N'N}}{Z_{\phi}} \\ I_B &= \frac{U_B - U_{N'N}}{Z_{\phi}} \\ I_C &= \frac{U_C - U_{N'N}}{Z_{\phi}} \\ I_N &= -\frac{U_{N'N}}{Z_N} \end{aligned} \quad (4-2-3)$$

可见，对称三相电路中点 N' 和点 N 是等电位的，各相负载的电压就等于电源的相电

压，各相的计算具有独立性；由于三相电动势和负载是对称的，各相电压和电流也是对称的；由于对称三相电路中点 晕和点 晕电位相等，无论中线有无阻抗、阻抗是多少，中线上的电流均为零。因此对称三相电路中，中线可以去掉。但如果电路不对称，中线电流不为零，中线是不能省略的。

因此在计算三相对称电路时，无论电路是否有中线，也无论中线阻抗是否为零，总可以用一条阻抗为零的中线连接点 晕乙 点 晕或替代原来的中线，然后单独计算其中的一相，而其他两相就可根据对称关系直接写出。

例 源 员 摇 有一对称星形负载，每相复阻抗为 在 越 (愿 垣 越) 灾，与线电压为 猿 灾的对称三相电源连接，求各相电流，并画出相量图。

解 摇 根据题意可知电路对称，可添加一条阻抗为零的中线将三相电路化为各自独立的三相。因为 哉 越 猿 灾，所以 哉 越 $\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{3}}$ 灾

取 粤 相单独计算，设 哉 越 $\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{3}}$ 灾，则

$$I_{\text{粤}} = \frac{U_{\text{粤}}}{Z} = \frac{\frac{U_{\text{线}}}{\sqrt{3}}}{\sqrt{3}} = \frac{U_{\text{线}}}{3}$$

根据对称关系，可直接写出其他两相电流为

$$I_{\text{粤}} = \frac{U_{\text{粤}}}{Z} = \frac{U_{\text{线}}}{3}$$

$$I_{\text{粤}} = \frac{U_{\text{粤}}}{Z} = \frac{U_{\text{线}}}{3}$$

各相电压、相电流的相量图如图 源 愿 所示。

例 源 员 中的负载是对称的，下面通过一个例子来看负载不对称的情况。

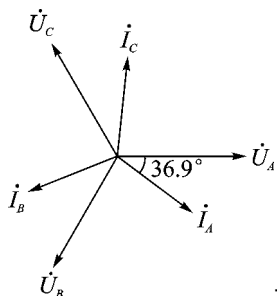


图 源 愿 例 源 员 图

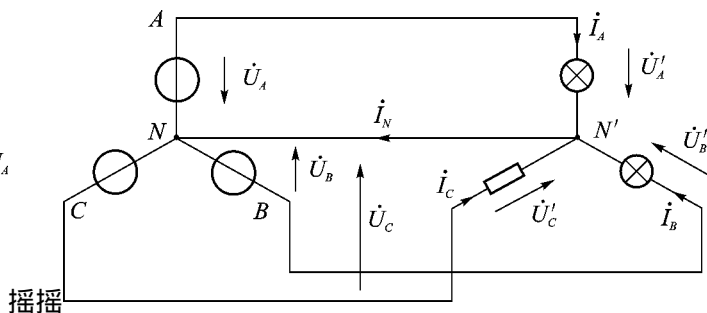


图 源 愿 摇 例 源 员 图

例 源 圆 摇 如图 源 怨 所示，对称三相电源线电压为 猿 灾，三相负载不对称，粤相和 月相为额定电压 圆 灾的灯泡组，在 粤 越 员 灾，在 月 越 缘 灾，试求：(员) 有中线且在 越 灾时，各负载的相电流和中线电流；(圆) 当中线断开时，各相负载的相电流和相电压。

解 摇 (员) 有中线时

在 越 灾

哉 越 猿 灾

设 粤 相的相电压为参考电压，即

$$U_{\text{粤}} = \frac{U_{\text{线}}}{\sqrt{3}} = \frac{3}{\sqrt{3}} = \sqrt{3} \text{ 灾}$$

则

$$I_{\text{粤}} = \frac{U_{\text{粤}}}{Z_{\text{粤}}} = \frac{\sqrt{3}}{1} = \sqrt{3} \text{ 灾}$$

$$U_{\text{越}} = \frac{U_{\text{源}}}{\sqrt{3}} \left[\frac{1}{Z_{\text{越}}} + \frac{1}{Z_{\text{悦}}} + \frac{1}{Z_{\text{粤}}} \right]$$

$$U_{\text{悦}} = \frac{U_{\text{源}}}{\sqrt{3}} \frac{Z_{\text{越}}}{Z_{\text{越}} + Z_{\text{悦}} + Z_{\text{粤}}}$$

$$U_{\text{粤}} = \frac{U_{\text{源}}}{\sqrt{3}} \frac{Z_{\text{悦}}}{Z_{\text{越}} + Z_{\text{悦}} + Z_{\text{粤}}}$$

$$I_{\text{越}} = \frac{U_{\text{越}}}{Z_{\text{越}}}$$

(9) 当中线断开时, 在 越 肆, 根据式 (源 愿), 有

$$U_{\text{再}} = \frac{U_{\text{源}}}{\sqrt{3}} \frac{Z_{\text{再}}}{Z_{\text{再}} + Z_{\text{再}} + Z_{\text{再}}}$$

式中, 有

$$U_{\text{再}} = \frac{U_{\text{源}}}{\sqrt{3}} \frac{Z_{\text{再}}}{Z_{\text{再}} + Z_{\text{再}} + Z_{\text{再}}}$$

$$U_{\text{再}} = \frac{U_{\text{源}}}{\sqrt{3}} \frac{Z_{\text{再}}}{Z_{\text{再}} + Z_{\text{再}} + Z_{\text{再}}}$$

代入数据计算, 得

$$U_{\text{再}} = \frac{U_{\text{源}}}{\sqrt{3}}$$

各相电流为

$$I_{\text{再}} = \frac{U_{\text{再}}}{Z_{\text{再}}}$$

$$I_{\text{再}} = \frac{U_{\text{再}}}{Z_{\text{再}}}$$

$$I_{\text{再}} = \frac{U_{\text{再}}}{Z_{\text{再}}}$$

各相负载电压

$$U_{\text{再}} = \frac{U_{\text{源}}}{\sqrt{3}} \frac{Z_{\text{再}}}{Z_{\text{再}} + Z_{\text{再}} + Z_{\text{再}}}$$

$$U_{\text{再}} = \frac{U_{\text{源}}}{\sqrt{3}} \frac{Z_{\text{再}}}{Z_{\text{再}} + Z_{\text{再}} + Z_{\text{再}}}$$

$$U_{\text{再}} = \frac{U_{\text{源}}}{\sqrt{3}} \frac{Z_{\text{再}}}{Z_{\text{再}} + Z_{\text{再}} + Z_{\text{再}}}$$

例 源 圆的计算结果表明, 在有中线的情况下, 如果中线阻抗接近于零, 即在 越 肆, 则 哉 肆 肆, 各相负载的相电压是对称的, 负载均能正常工作, 只是各相电流不对称, 中线电流不为零; 而负载不对称时, 如果中线断开, 将引起负载相电压分配的不平衡, 其中 月 相负载电压 哉 乙 的有效值超过了灯泡的额定电压, 灯泡不能安全使用, 而 粤 相负载电压 哉 乙 和 悦 相负载电压 哉 乙 的有效值较低, 负载同样不能正常工作。可见, 负载不对称时, 一定要有中线, 才能保证负载正常工作。

在实际的电气安装工程中, 中线上不允许接入开关和熔断器, 因为一旦开关断开或熔断器烧断, 中线的的作用就消失了, 同时还要求中线阻抗 在 肆 尽可能小。另一方面, 在分配负载时, 应尽量使负载对称, 使 隰 尽可能小。

4.4.2 三相负载的三角形连接

图 4.4.2 所示的是负载作三角形连接的情形，各相负载阻抗分别为 Z_{AB} 、 Z_{BC} 、 Z_{CA} 。由于每相负载接于两端线之间，所以各相负载的相电压就是电源的线电压。无论负载对称与否，其相电压总是对称的，各相负载的电流分别为

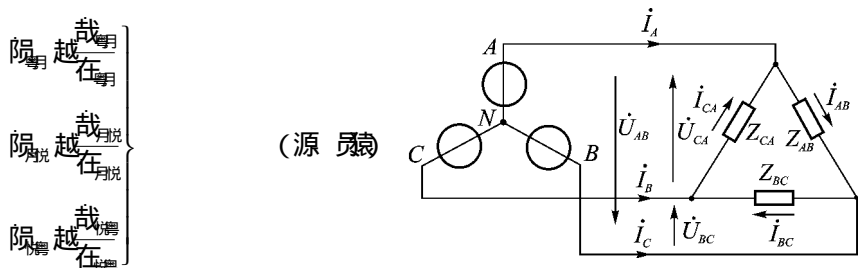


图 4.4.2 三相负载的三角形连接

根据基尔霍夫电流定律，各线电流为

$$\begin{cases} I_A = i_{CA} - i_{AB} \\ I_B = i_{AB} - i_{BC} \\ I_C = i_{BC} - i_{CA} \end{cases} \quad (4.4.1)$$

当负载对称时，在 $Z_{AB} = Z_{BC} = Z_{CA}$ 时，各相电流也是对称的。可见，只要求出其中一相电流，其余两相可以根据对称关系直接写出

$$\begin{cases} I_A = \sqrt{3} I_{AB} \\ I_B = \sqrt{3} I_{AB} \\ I_C = \sqrt{3} I_{AB} \end{cases} \quad (4.4.2)$$

将式 (4.4.2) 代入式 (4.4.1)，可以求得各线电流为

$$\begin{cases} I_A = \sqrt{3} I_{AB} \\ I_B = \sqrt{3} I_{AB} \\ I_C = \sqrt{3} I_{AB} \end{cases} \quad (4.4.3)$$

由式 (4.4.3) 可知，在对称负载三角形连接电路中，相电流和线电流也是对称的，其大小关系为线电流等于相电流的 $\sqrt{3}$ 倍，即

$$I = \sqrt{3} I_{\text{相}} \quad (4.4.4)$$

相位上，线电流落后相应的相电流 30° 。线电流和相电流的相量关系如图 4.4.3 所示。

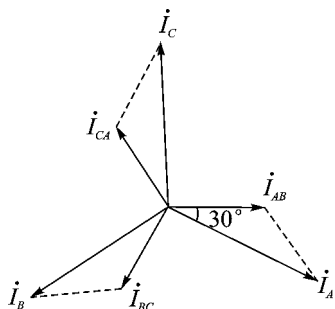


图 4.4.3 对称负载三角形连接的相量图

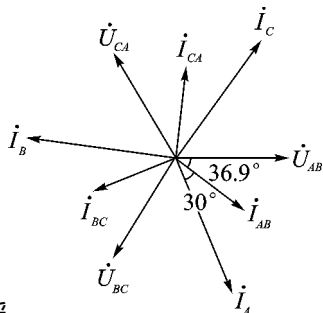


图 4.4.4 例源相量图

例 9-1 设例 9-1 中的对称三相负载作三角形连接，其他条件不变，求各相电流与线电流，并画出相量图。

解 设 $I_{\text{相}} = I_{\text{线}} / \sqrt{3}$ ，则

$$I_{\text{相}} = \frac{I_{\text{线}}}{\sqrt{3}} = \frac{I_{\text{线}}}{\sqrt{3}} \frac{U_{\text{线}}}{U_{\text{相}}} = \frac{I_{\text{线}}}{\sqrt{3}} \frac{U_{\text{线}}}{U_{\text{线}}} = \frac{I_{\text{线}}}{\sqrt{3}}$$

根据对称性，可直接写出其他两相电流

$$I_{\text{相}} = \frac{I_{\text{线}}}{\sqrt{3}} \angle -120^\circ$$

$$I_{\text{相}} = \frac{I_{\text{线}}}{\sqrt{3}} \angle 120^\circ$$

由式 (9-1) 可求得各线电流为

$$I_{\text{线}} = \sqrt{3} I_{\text{相}} = \sqrt{3} \frac{I_{\text{线}}}{\sqrt{3}} = I_{\text{线}}$$

$$I_{\text{线}} = \sqrt{3} \frac{I_{\text{线}}}{\sqrt{3}} \angle -120^\circ = I_{\text{线}} \angle -120^\circ$$

$$I_{\text{线}} = \sqrt{3} \frac{I_{\text{线}}}{\sqrt{3}} \angle 120^\circ = I_{\text{线}} \angle 120^\circ$$

三相负载既可作星形连接，也可作三角形连接，究竟如何连接，应根据负载的额定电压和电源电压而定，务必保证每相负载所承受的电压等于额定工作电压。例如，电源的线电压为 $U_{\text{线}}$ ，若负载的额定电压为 $U_{\text{相}}$ ，则负载应作三角形连接；若负载的额定电压为 $U_{\text{线}}$ ，则负载应作星形连接。

4. 对称三相电路的功率

有功功率（平均功率）

根据能量平衡关系，三相负载所吸收的有功功率与三相电源所提供的有功功率相等，并等于各相有功功率之和，即

$$P = P_{\text{相}} + P_{\text{相}} + P_{\text{相}} = 3 P_{\text{相}}$$

式中， $\varphi_{\text{相}}$ 、 $\varphi_{\text{相}}$ 、 $\varphi_{\text{相}}$ 分别是 U 、 V 、 W 相的相电压和相电流的相位差。

在对称三相电路中，由于各相电流和各相电压的有效值均相等，且各相相电压和相电流之间的相位差也相等，即

$$I_{\text{相}} = I_{\text{相}} = I_{\text{相}} = I_{\text{相}}$$

$$U_{\text{相}} = U_{\text{相}} = U_{\text{相}} = U_{\text{相}}$$

$$\varphi_{\text{相}} = \varphi_{\text{相}} = \varphi_{\text{相}} = \varphi_{\text{相}}$$

因而各相有功功率也相等，这时三相平均功率为

$$P = 3 P_{\text{相}} = 3 I_{\text{相}} U_{\text{相}} \cos \varphi_{\text{相}}$$

当三相负载作星形连接时

$$I_{\text{相}} = \frac{I_{\text{线}}}{\sqrt{3}}$$

$$U_{\text{相}} = \frac{U_{\text{线}}}{\sqrt{3}}$$

当三相负载作三角形连接时

$$I_{\text{相}} = I_{\text{线}}$$

$$P_{\text{总}} = 3 P_{\text{相}}$$

故无论对称负载作何种连接，三相有功功率用线电压、线电流表示时形式都是一样的，即

$$P_{\text{总}} = 3 U_{\text{相}} I_{\text{相}} \cos \varphi_{\text{相}}$$

式中， $\varphi_{\text{相}}$ 仍为相电压和相电流的相位差，就是每相负载的阻抗角，它与负载的连接方式无关。且不可将 $\varphi_{\text{相}}$ 误认为是 $\varphi_{\text{线}}$ 和 $\varphi_{\text{相}}$ 的相位差。

三相电动机等设备铭牌上标注的有功功率都是指三相总的有功功率。

三相无功功率

三相电路的无功功率也等于各相无功功率之和，即

$$Q_{\text{总}} = 3 Q_{\text{相}} = 3 U_{\text{相}} I_{\text{相}} \sin \varphi_{\text{相}}$$

在对称三相电路中，由于 $U_{\text{相}} = U_{\text{线}} / \sqrt{3}$ 与 $I_{\text{相}} = I_{\text{线}}$ ，故

$$Q_{\text{总}} = 3 U_{\text{相}} I_{\text{相}} \sin \varphi_{\text{相}} = \sqrt{3} U_{\text{线}} I_{\text{线}} \sin \varphi_{\text{相}}$$

三相视在功率

三相电路的视在功率

$$S_{\text{总}} = \sqrt{3} U_{\text{线}} I_{\text{线}}$$

在对称三相电路中

$$S_{\text{总}} = \sqrt{3} U_{\text{线}} I_{\text{线}} \cos \varphi_{\text{相}}$$

三相瞬时功率

三相电路瞬时功率分别等于各相瞬时功率之和，即

$$p_{\text{总}} = p_{\text{A}} + p_{\text{B}} + p_{\text{C}} = U_{\text{A}} i_{\text{A}} + U_{\text{B}} i_{\text{B}} + U_{\text{C}} i_{\text{C}}$$

可以证明，当电路对称时，三相电路瞬时功率为一常数，且等于三相电路总的有功功率。由于瞬时总功率为常数，所以三相电动机输出的瞬时机械转矩也是常数，因而运行比较平稳，这是三相电动机的优点之一。

三相功率因数

三相电路的功率因数为

$$\cos \varphi_{\text{总}} = \frac{P_{\text{总}}}{S_{\text{总}}}$$

若三相电路对称，三相电路的功率因数与每相的功率因数相等，即

$$\cos \varphi_{\text{总}} = \cos \varphi_{\text{相}}$$

例 3-1 有一对称三相负载，每相复阻抗在 $(R + jX) \Omega$ ，电源线电压 $U_{\text{线}}$ ，分别计算负载星形连接和三角形连接时，电路的有功功率、无功功率、功率因数。

解 每相负载阻抗为 $Z_{\text{相}} = \sqrt{R^2 + X^2} \angle \varphi_{\text{相}} \Omega$

每相负载阻抗功率因数为 $\cos \varphi_{\text{相}} = \frac{R}{\sqrt{R^2 + X^2}}$

负载作星形连接时

$$P_{\text{总}} = 3 U_{\text{相}} I_{\text{相}} \cos \varphi_{\text{相}} = 3 \frac{U_{\text{线}}}{\sqrt{3}} \frac{U_{\text{线}}}{\sqrt{3} Z_{\text{相}}} \cos \varphi_{\text{相}} = \frac{U_{\text{线}}^2}{Z_{\text{相}}} \cos \varphi_{\text{相}}$$

$$I_{\Delta} = \frac{I_{Y\Delta}}{\sqrt{3}} = \frac{I_{Y\Delta}}{\sqrt{3}} \times \frac{U_{Y\Delta}}{U_{Y\Delta}} = \frac{I_{Y\Delta}}{\sqrt{3}} \times \frac{U_{Y\Delta}}{U_{Y\Delta}} = \frac{I_{Y\Delta}}{\sqrt{3}} \times \frac{U_{Y\Delta}}{U_{Y\Delta}}$$

$$I_{\Delta} = \frac{I_{Y\Delta}}{\sqrt{3}} = \frac{I_{Y\Delta}}{\sqrt{3}} \times \frac{U_{Y\Delta}}{U_{Y\Delta}} = \frac{I_{Y\Delta}}{\sqrt{3}} \times \frac{U_{Y\Delta}}{U_{Y\Delta}} = \frac{I_{Y\Delta}}{\sqrt{3}} \times \frac{U_{Y\Delta}}{U_{Y\Delta}}$$

$$I_{\Delta} = \frac{I_{Y\Delta}}{\sqrt{3}} = \frac{I_{Y\Delta}}{\sqrt{3}} \times \frac{U_{Y\Delta}}{U_{Y\Delta}} = \frac{I_{Y\Delta}}{\sqrt{3}} \times \frac{U_{Y\Delta}}{U_{Y\Delta}} = \frac{I_{Y\Delta}}{\sqrt{3}} \times \frac{U_{Y\Delta}}{U_{Y\Delta}}$$

$$I_{\Delta} = \frac{I_{Y\Delta}}{\sqrt{3}} = \frac{I_{Y\Delta}}{\sqrt{3}} \times \frac{U_{Y\Delta}}{U_{Y\Delta}} = \frac{I_{Y\Delta}}{\sqrt{3}} \times \frac{U_{Y\Delta}}{U_{Y\Delta}} = \frac{I_{Y\Delta}}{\sqrt{3}} \times \frac{U_{Y\Delta}}{U_{Y\Delta}}$$

负载作三角形连接时

$$I_{\Delta} = \frac{I_{Y\Delta}}{\sqrt{3}} = \frac{I_{Y\Delta}}{\sqrt{3}} \times \frac{U_{Y\Delta}}{U_{Y\Delta}} = \frac{I_{Y\Delta}}{\sqrt{3}} \times \frac{U_{Y\Delta}}{U_{Y\Delta}} = \frac{I_{Y\Delta}}{\sqrt{3}} \times \frac{U_{Y\Delta}}{U_{Y\Delta}}$$

$$I_{\Delta} = \frac{I_{Y\Delta}}{\sqrt{3}} = \frac{I_{Y\Delta}}{\sqrt{3}} \times \frac{U_{Y\Delta}}{U_{Y\Delta}} = \frac{I_{Y\Delta}}{\sqrt{3}} \times \frac{U_{Y\Delta}}{U_{Y\Delta}} = \frac{I_{Y\Delta}}{\sqrt{3}} \times \frac{U_{Y\Delta}}{U_{Y\Delta}}$$

$$I_{\Delta} = \frac{I_{Y\Delta}}{\sqrt{3}} = \frac{I_{Y\Delta}}{\sqrt{3}} \times \frac{U_{Y\Delta}}{U_{Y\Delta}} = \frac{I_{Y\Delta}}{\sqrt{3}} \times \frac{U_{Y\Delta}}{U_{Y\Delta}} = \frac{I_{Y\Delta}}{\sqrt{3}} \times \frac{U_{Y\Delta}}{U_{Y\Delta}}$$

$$I_{\Delta} = \frac{I_{Y\Delta}}{\sqrt{3}} = \frac{I_{Y\Delta}}{\sqrt{3}} \times \frac{U_{Y\Delta}}{U_{Y\Delta}} = \frac{I_{Y\Delta}}{\sqrt{3}} \times \frac{U_{Y\Delta}}{U_{Y\Delta}} = \frac{I_{Y\Delta}}{\sqrt{3}} \times \frac{U_{Y\Delta}}{U_{Y\Delta}}$$

$$I_{\Delta} = \frac{I_{Y\Delta}}{\sqrt{3}} = \frac{I_{Y\Delta}}{\sqrt{3}} \times \frac{U_{Y\Delta}}{U_{Y\Delta}} = \frac{I_{Y\Delta}}{\sqrt{3}} \times \frac{U_{Y\Delta}}{U_{Y\Delta}} = \frac{I_{Y\Delta}}{\sqrt{3}} \times \frac{U_{Y\Delta}}{U_{Y\Delta}}$$

$$I_{\Delta} = \frac{I_{Y\Delta}}{\sqrt{3}} = \frac{I_{Y\Delta}}{\sqrt{3}} \times \frac{U_{Y\Delta}}{U_{Y\Delta}} = \frac{I_{Y\Delta}}{\sqrt{3}} \times \frac{U_{Y\Delta}}{U_{Y\Delta}} = \frac{I_{Y\Delta}}{\sqrt{3}} \times \frac{U_{Y\Delta}}{U_{Y\Delta}}$$

或

$$I_{\Delta} = \frac{I_{Y\Delta}}{\sqrt{3}} = \frac{I_{Y\Delta}}{\sqrt{3}} \times \frac{U_{Y\Delta}}{U_{Y\Delta}} = \frac{I_{Y\Delta}}{\sqrt{3}} \times \frac{U_{Y\Delta}}{U_{Y\Delta}} = \frac{I_{Y\Delta}}{\sqrt{3}} \times \frac{U_{Y\Delta}}{U_{Y\Delta}}$$

由计算可见,在相同的线电压下,负载作星形连接时的线电流、有功功率和无功功率均是三角形连接时的三分之一。对于正常运转时规定作三角形连接的大功率三相电动机,一般在启动时先把它连接成星形,待转速升高后,再连接成三角形,就是因为这个道理。

4.4 安全用电

电能作为一种最基本的能源,在国民经济和广大人民日常生活中不可缺少。只有掌握了用电的基本规律,懂得了用电的基本常识,才能主动、有效地利用电能,避免发生触电事故和电气故障。

4.4.1 触电及其形式

触电主要是指电流流经人体,使人体机能受到损害。当人体流过工频 50 Hz 或直流 100 mA 以上电流时,人就会产生麻痹、痉挛、刺痛、血压升高、呼吸困难等现象,最后因中枢神经系统麻痹,使呼吸停止、心脏停跳。

在维修电路、更换电器、清扫卫生时,容易发生的触电方式有单相触电和两相触电。

(1) 单相触电是人体接触一根火线所造成的触电事故。若电网的中性点接地,当人体接触其中一根火线时,电流经人体、大地回到中性点形成闭合回路,人体承受的电压为电源相电压 (220 V),这是十分危险的。若中性点不接地,电流经人体、大地、对地绝缘电阻和分布电容形成两条闭合回路。如果线路绝缘良好,空气阻抗、容抗很大,人体承受的电流就比较小,一般不发生危险;如果绝缘性不好,则危险性就增大。

(2) 两相触电是人体同时接触两根火线所造成的触电。当人体同时接触两相 (A、B 相) 火线时,电流经 A 相火线、人体、B 相火线构成闭合回路。人体承受的电压为电源线电压 (380 V),触电电流 380 V 以上,这种触电最为危险。还有一种触电是因为漏电引起的,电气设备的外壳正常时是不带电的,但如果绝缘损坏则外壳可能带电,如果人体触

及带电的外壳，就有触电危险。

触电伤人的直接因素是触电电流的大小。触电电流的大小和人体电阻、触电电压等有关。我国规定：特别潮湿，容易导电的地方，安全电压为安全电压。如果空气干燥，条件较好时，可用安全电压或安全电压。一般情况下，安全电压、安全电压、安全电压是安全电压的三个级别。

常用安全措施

为防止发生触电事故，在供电系统中，一般对用电设备采用保护接地或保护接零的方法防止设备漏电，避免发生触电事故。

(一) 保护接地。

将用电设备的外壳用接地体或导线可靠接地，称为保护接地。一旦设备的绝缘损坏，设备外壳带电，因与地可靠接触，其电位基本为零，人体触及设备外壳时，流经人体的电流很小，不会发生危险。保护接地一般用在电源中性点不接地的配电系统（三相三线制）中。

(二) 保护接零。

将电气设备的金属外壳与中线连接起来，称为保护接零。一旦有一相发生故障而接触外壳，则该相因短路立即将该相保险丝熔断，自动切断电源，以保证人身安全。保护接零适用于中性点接地的三相四线制供电系统中。

必须注意，在同一配电系统中，不允许一部分设备采用保护接地，而另一部分设备采用保护接零。

此外，要经常对电气设备进行全面的安全检查，检查有无漏电情况、绝缘老化程度、有无裸露部分，排查安全隐患。

本章小结

三相电动势由三相交流发电机产生，如果三相交流电动势的最大值相等、频率相同、相位互差 120° ，则称为对称三相电动势。对称三相电动势可提供两种电压：线电压和相电压。线电压和相电压的关系是

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

三相负载的连接方式有两种：星形连接和三角形连接。当负载的额定电压为三相电源的相电压时，采用星形连接；当负载的额定电压为三相电源的线电压时，采用三角形连接。负载作星形连接时，若负载对称，中线电流等于零，可采用三相三线制供电；若负载不对称，中线电流不等于零，这时只能采用三相四线制供电，并且中线上不得安装熔断丝或开关。因为如果中线断开，负载上电压不对称，负载将不能正常工作，甚至会发生严重事故。

在负载的计算中，只要求计算负载对称的情况。对称负载作星形连接时，负载两端电压等于电源的相电压，对称负载作三角形连接时，负载两端电压等于电源的线电压。这样经过相关处理后，三相电路的计算就能简化为了单相电路的计算，即根据每相电压和阻抗求相电流

$$I_{\text{相}} = \frac{U_{\text{相}}}{Z_{\text{相}}}$$

再根据不同连接方式时线电流和相电流的关系，可求出线电流。

三相电路的功率计算也只要求计算对称负载的功率，无论对称负载作星形连接还

是三角形连接，都可用形式统一的算式计算功率，即

$$P_{\text{越}} = 3 I_{\text{越}}^2 R_{\text{越}}$$

$$P_{\text{越}} = 3 I_{\text{越}}^2 R_{\text{越}}$$

为 避免触电，电气线路中要采取一定的安全保护措施，常见的有保护接地和保护接零两种。保护接地适用于电源中性点不接地的三相三线制中，保护接零适用于中性点接地的三相四线制中。

思考与练习

源 员 摇已知对称三相电源中，粤相电压的瞬时值是 $u_{\text{越}} = U_m \sin \omega t$ (猿 源 灾)，试写出其他相电压的瞬时值表达式、相量表达式，并绘出相量图。

源 圆 摇已知对称三角形负载电路中端线 粤的电流为 $I_{\text{越}} = I_m \sin \omega t$ ，求其余各线电流及相电流的相量表达式。

源 猿 摇三相电动机的三个绕组的六个端子分别接在一块接线板上，如图 源 猿 所示。每相绕组的额定电压为 猿 灾，问对称三相电源的线电压分别为 猿 灾和 猿 灾时，各端子与电源线应如何接线。

源 源 摇三相电动机，每相绕组的阻抗在 越 (猿 灾) Ω ，绕组连接成星形，接于线电压为 猿 灾的相电源上，求电动机消耗的有功功率。

源 缘 摇三相电源线电压 越 灾，对称三相负载三角形连接，已知负载的功率因数是 越，负载的有功功率是 愿 灾，求线电流和相电流。

源 远 摇如图 源 远 所示，三相四线制供电线路中，越 灾，负载 渣在 越 灾，渣在 越 灾，渣在 越 灾，渣在 越 灾，试求：

- (员) 负载两端的相电压、相电流和线电流；
- (圆) 当中线断开时，负载两端的相电压、相电流和线电流；
- (猿) 当中线断开且 渣在 渣短路时，负载两端的相电压和相电流。

源 苑 摇如图 源 苑 所示，三相负载分别是 砸 蕴 悦，若 砸越 灾，越 灾，越 灾，那么可否认为负载是对称的？若三相电源的 越 灾，试求：

- (员) 各相电流和中线电流，并作相量图；
- (圆) 各相消耗的有功功率、无功功率。

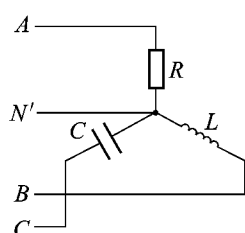
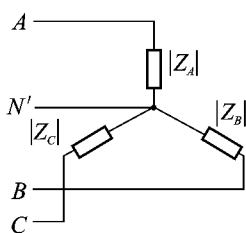
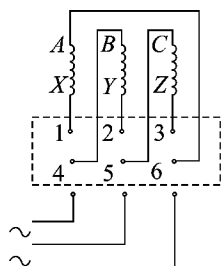


图 源 猿 摇习题 源 猿 图 源 远 摇习题 源 远 图 源 苑 摇习题 源 苑

源 愿 摇在三层楼房中，单相照明电灯均接在三相四线制电源上，每层为一相，每相装有 圆 灾 源 灾的灯泡 圆 只，电源为对称三相电源，线电压为 猿 灾，试求：

- (员) 当灯泡全部点亮时的各相电流、线电流及中线电流；

(圆) 当粤相灯泡半数点亮而月悦两相灯泡全部点亮时各相电流、线电流及中线电流。

源 怨 摇 一台星形连接的发电机, 相电流为 员 粤, 线电压为 怨 灾, 负载功率因数为 园 愿, 求此发电机提供的有功功率、无功功率与视在功率。

第5章 变 压 器

变压器是一种静止电气设备，它能实现变压、变流、变阻抗及电隔离作用，它根据应用场所不同又有各种不同类型。在电力系统中，通常采用高压输电，以减少输电线路的截面积，节约导电材料用量。但从发电机的安全运行到制造成本考虑，却不允许从发电机直接产生高电压，因此输电前，必须用变压器把电压升高到所需的数值，而工业和民用所需的不同大小的电压都是通过变压器降压后得到的。本章主要介绍变压器的结构、工作原理。在学习变压器时，除了要掌握电路的有关知识外，还要了解一些磁路知识。

5.1 磁路的基本知识

5.1.1 铁磁材料的磁性能

铁磁材料

实验证明，一个带铁心的通电线圈产生的磁场远远大于其空心时产生的磁场。其原因是铁心自身有自然磁性小区域，称为磁畴。在没有外磁场作用时，各个磁畴的磁场方向总体上是不规则的，宏观不显磁性，如图 5-1(a) 所示。而带铁心的通电线圈，铁心中的磁畴沿电流产生外磁场作定向排列，产生附加磁场，最终使通电线圈内部磁场显著增强，如图 5-1(b) 所示，这种现象称为磁化。能被磁化的材料称为铁磁材料。除铁之外，还有钴、镍以及它们的合金和氧化物等，都是铁磁材料。

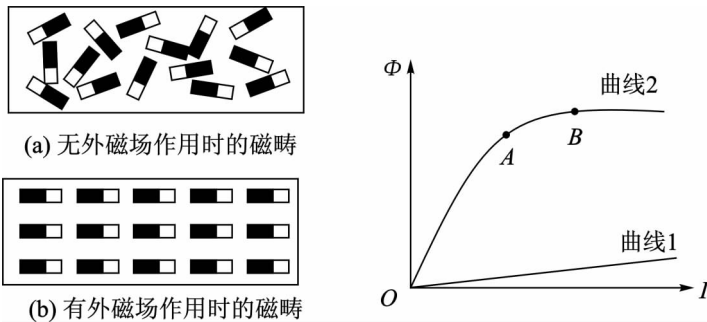


图 5-1 磁畴和铁心的磁化及磁化曲线

假定一个线圈的结构、形状、匝数不变，线圈中的磁通量为 Φ ，流入线圈的电流为 I ，铁心的磁化过程可以用图 5-1 所示曲线描述。

曲线 1 表示空心线圈时的情况，曲线 2 表示线圈中放入铁心时的情况，该曲线称为磁化曲线，上述两种情况的比较说明如表 5-1 所示。

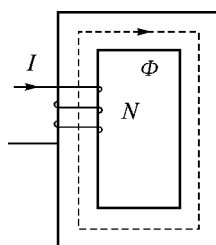
表 缘 员 磁化过程说明

曲线员	Φ 与 阡成正比且增加率较小	
曲线圆 (磁化曲线)	韵段	大部分磁畴的磁场沿外磁场方向排列, Φ 与 阡成正比且增加率较大
	粤段	所有磁畴的磁场最终都沿外磁场方向排列, 铁心磁场从未饱和状态过渡到饱和状态
	月点以后	饱和状态, 铁心的增磁作用已达到极限, 同曲线员

摇摇各种电动机、电器线圈中放入铁心, 最大工作磁通选在磁化曲线的粤段, 其目的就是用较小的电流产生较强的磁场, 充分利用了铁心的增磁作用。

圆援磁路

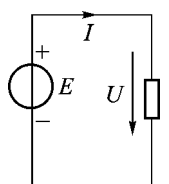
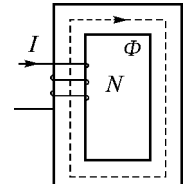
通常由铁心制成而使磁通集中通过的回路称为磁路, 如图 缘圆所示, 铁心中的磁通 Φ 称为主磁通, 少量磁通通过周围空气构成的回路称为漏磁通, 可忽略不计。



摇摇图 缘圆 磁路

线圈中电流有效值与线圈匝数的乘积称为磁通势。若用 Φ 表示磁通、云表示磁通势、砸表示磁阻, 这三个物理量可以分别对应电路中的电流 阡、电动势 耘和电阻 砸, 其相互关系也可以对应电路中的欧姆定律, 磁路与电路对照如表 缘圆所示。

表 缘圆 磁路与电路的比较

电摇摇路	磁摇摇路
	
电流 阡	磁通 Φ 轲
电动势 耘	磁通势 云
电阻 砸	磁阻 砸 轲
电压降 阡	磁压降 Φ 砸 轲

摇摇磁阻 砸表示物质对磁通具有的阻碍作用, 不同物质的磁阻不同。若铁心中存在空气间隙, 磁阻 砸会增大许多。磁路的欧姆定律只适用于铁心的非饱和状态。

猿援磁滞现象

当铁心线圈通入交流电时, 铁心会随交流电的变化而被反复磁化。在磁化过程中, 由于磁畴本身存在“惯性”, 使得磁通的变化滞后于线圈电流的变化, 这种现象称为磁滞。反复磁化形成的封闭曲线称为磁滞回线, 如图 缘圆所示。

铁磁材料在磁化时, 外磁场不断克服磁畴的“惯性”要消耗一定的能量, 称为磁滞损耗。磁滞损耗是引起铁心发热的原因之一。

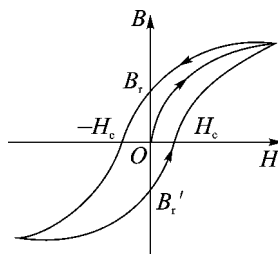
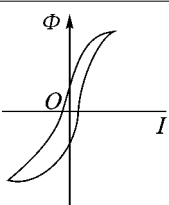
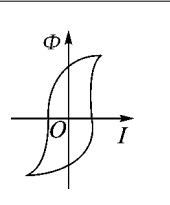


图 缘圆 磁滞回线

在交流供电设备中,应选择磁滞损耗小的铁磁材料。磁滞损耗小的铁磁材料称为软磁材料,其特点是磁滞回线狭长、面积小;磁滞损耗较大的铁磁材料称为硬磁材料,与软磁材料相比,其磁滞回线宽大、面积大。不同铁磁材料可用专门仪器测出其磁滞回线进行比较,以区分其性质。软磁材料与硬磁材料的比较如表 缘 猿所示。

表 缘 猿 软磁材料与硬磁材料的比较

软磁材料	硬磁材料
	
磁“惯性”小	磁“惯性”大
磁滞损耗小	磁滞损耗大
制作交流电器设备铁心等	制作永久磁铁等
硅钢、铸钢、铁镍合金等	钨钢、钴钢、铝镍合金等

源 缘 涡流

交变的磁通穿过铁心时,铁心中会产生感应电动势,因而会产生感应电流,它围绕磁感线呈旋涡状流动,故称为涡流。

涡流在铁心的电阻上引起的功率损耗,会使铁心发热并消耗能量,称为涡流损耗。为了减少涡流损耗,常将铁心分成许多彼此绝缘的薄片(硅钢片),由于硅钢中含有少量的硅,使铁心中的电阻增大而涡流减少,这样就可以有效地减少涡流损耗。

5 缘 缘 交流铁心线圈

如图 缘 缘 所示为交流铁心线圈电路,当铁心线圈两端加上交流电压 怎时,线圈中流过交流电流 蚤 铁心中将产生交变的磁通 Φ (略去漏磁通)。实验和理论推导可得出电压和磁通之间的关系为

$$哉越 缘 缘 晕 越 缘 缘 晕 越 缘 缘 晕 \quad (\text{缘 缘})$$

式中,哉为加在铁心线圈上电压的有效值,单位是伏[特](灾);晕为线圈匝数;枣为电源频率,单位是赫[兹](匀扎); Φ_m 为铁心中交变磁通的幅值,单位是韦[伯](宰遭)。

例 缘 缘 一个铁心线圈接在 缘 缘 灾 缘 缘 匀扎的交流电源上,若要使铁心中产生的磁通的最大值为 缘 缘 宰遭,问铁心上的线圈至少应绕多少匝?

解 缘 缘 根据式(缘 缘)可得

$$晕越 \frac{哉}{\text{缘 缘 枣}} 越 \frac{\text{缘 缘}}{\text{缘 缘 缘 缘}} \text{匝} 越 \text{缘 缘 匝}$$

例 缘 缘 例 缘 缘 中,如果铁心上的线圈只绕了 缘 缘 匝,线圈通电后会产生什么后果? 解 缘 缘 若线圈中只绕了 缘 缘 匝,而磁通最大值远远超过了规定的最大值。根据磁化曲线可

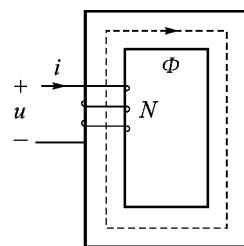


图 缘 缘 交流铁心线圈电路

知，对应的线圈中的电流将远远超过正常值，线圈通电后可能会被烧坏。

5.2 变 压 器

变压器是利用电磁感应原理制成的。它是传输电能或信号的静止电气设备，种类很多，应用十分广泛。例如，在电力系统中把发电机发出的电压升高，以供远距离传输，到达目的地后再用变压器把电压降低供用户使用；在实验室里用自耦变压器（调压器）改变电源电压；在测量电路中，利用变压器原理制成各种电压互感器和电流互感器以扩大对交流电压和交流电流的测量范围；在功率放大器和负载之间连接变压器，可以达到阻抗匹配，即负载上获得最大功率。变压器虽然用途及种类各异，但基本工作原理是相同的。

5.2.1 变压器的结构

变压器由铁心和绕组两部分组成。图 5-2-1 所示的是一个简单的双绕组变压器，在一个闭合铁心上套有两组绕组。 N_1 为一次绕组的匝数，一次绕组也称为原绕组或原边； N_2 为二次绕组的匝数，二次绕组也称为副绕组或副边。通常绕组都用铜或铝制漆包线绕制而成。

铁心是用厚度为 0.35mm~0.5mm 的硅钢片叠压而成。为了降低磁阻，一般用交错叠装的方式，即将每层硅钢片的接缝处错开。

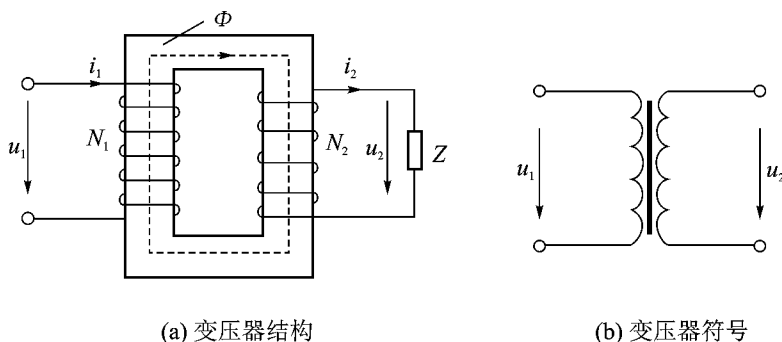


图 5-2-1 变压器结构示意图

5.2.2 变压器的工作原理

5.2.2.1 空载运行（变压作用）

变压器一次绕组接上交流电压 u_1 ，二次绕组开路，这种状态称为空载运行。此时二次绕组电流为 0，电压为开路电压 u_{20} ，一次绕组通过电流为 I_0 （空载电流），如图 5-2-2 所示。

根据标定的各量参考方向，其电压方程为

$$u_1 = I_0 R_1 + \frac{d\Phi}{dt} N_1 \quad (5-2-1)$$

由于绕组的电阻 R_1 很小，其电压降 $I_0 R_1$ 也很小，可忽略不计，因此

$$u_1 \approx \frac{d\Phi}{dt} N_1 \quad (5-2-2)$$

设主磁通

$$\Phi = \Phi_m \quad (5-2-3)$$

$$u_1 = N_1 \frac{d\Phi_m}{dt} \quad u_2 = N_2 \frac{d\Phi_m}{dt} \quad \frac{u_1}{N_1} = \frac{u_2}{N_2} = \frac{d\Phi_m}{dt}$$

$$U_1 = \frac{N_1}{N_2} U_2 \quad (9-10)$$

式中， $\sqrt{2} U_{1m}$ 是电动势的最大值，而有效值为

$$U_1 = \frac{N_1}{N_2} U_2 \quad (9-11)$$

故 $U_1 \approx \frac{N_1}{N_2} U_2$ 可见，外电压的相位超前电动势 $\frac{\pi}{2}$ ，而外加电压的有效值为

$$U_1 = \frac{N_1}{N_2} U_2 \quad (9-12)$$

同理 $U_2 = \frac{N_2}{N_1} U_1$ (9-13)

将式 (9-12) 和式 (9-13) 进行比较，得

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{N_1}{N_2} \quad (9-14)$$

可见，变压器空载运行时，一、二次绕组上电压的比值等于两者的匝数比。该比值称为变压器的变压比，简称变比，用 k 表示。

当输入电压 U_1 不变时，改变变压器的变比就可以改变输出电压 U_2 ，这就是变压器的变压作用。若 $k > 1$ ，为升压变压器，反之为降压变压器。

讨论分析：在一个降压变压器中，是否可以随意提高原边电压，以提高副边电压。

9.2.2 负载运行（变流作用）

如果变压器的二次绕组接有负载，称为负载运行。此时在二次绕组电动势 E_2 的作用下，将产生二次绕组电流 I_2 ，而一次绕组电流由 I_0 增加为 I_1 ，如图 9-15 所示。

为什么一次绕组的电流会由 I_0 增至 I_1 呢？

因为二次绕组有电流 I_2 后，二次绕组的磁通势 $N_2 I_2$ 也要在铁心中产生磁通。此时变压器的铁心中的主磁通是由一、二次绕组的磁通势共同产生的。 $N_2 I_2$ 的出现将改变铁心中原有的主磁通，但在一次绕组的外加电压（电源电压）不变的情况下，主磁通基本保持不变，因此一次绕组的电流必须由 I_0 增加到 I_1 ，以抵消二次绕组电流 I_2 产生的磁通。这样才能保证铁心中原有的主磁通不变。

其磁通势平衡方程为

$$N_1 I_1 = N_2 I_2 + N_1 I_0 \quad (9-15)$$

可是变压器负载运行时，一、二次绕组的磁通势方向相反，即二次绕组电流 I_2 对一次绕组电流 I_1 产生的磁通有去磁作用，因此当 I_2 增加时，铁心中的磁通将减小，于是一次绕组电流必须增加以保持主磁通基本不变。所以，无论 I_2 如何变化 I_1 总能按比例自动调节，以适应负载电流的变化。由于空载电流很小，因此它产生的磁能势 $N_1 I_0$ 可忽略不计。故

$$N_1 I_1 \approx N_2 I_2 \quad (9-16)$$

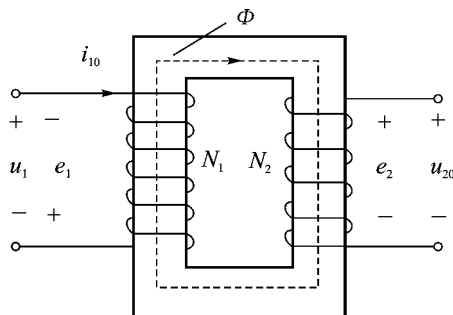


图 9-14 变压器的空载运行

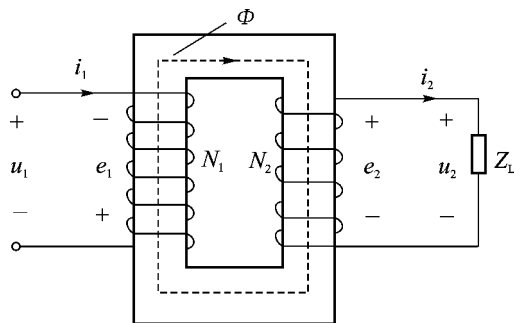


图 9-15 变压器的负载运行

于是变压器一、二次绕组电流有效值的关系为

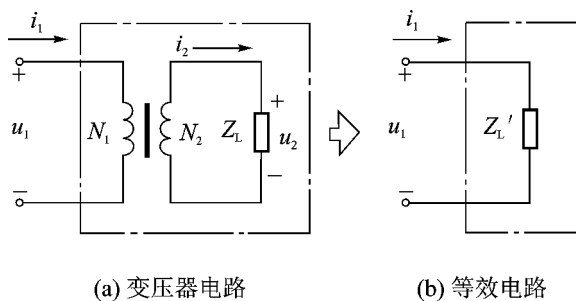
$$\frac{I_1}{I_2} = \frac{N_2}{N_1} \quad (\text{缘 员})$$

由式(缘 员)可知,当变压器负载运行时,一、二次绕组电流之比近似等于其匝数之比的倒数。改变一、二次绕组的匝数就可以改变一、二次绕组电流的比值,这就是变压器的变流作用。

猿 阻抗变换作用

变压器除了能起变压和变流作用外,它还有变换阻抗的作用,以实现阻抗匹配,即负载上能获得最大功率。如图缘 所示,变压器原边接电源 U_s ,副边接负载 Z_L ,对于电源来说,图中点划线内的电路可用另一个等效阻抗 Z_L' 等效代替。所谓等效,就是它们从电源吸收的电流和功率相等,等效阻抗 Z_L' 可由下式计算得

$$Z_L' = \left(\frac{N_1}{N_2}\right)^2 Z_L \quad (\text{缘 员})$$



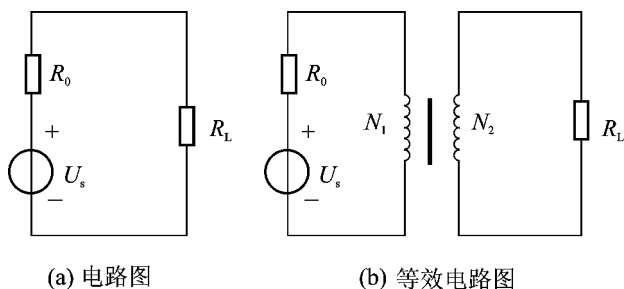
图缘 变压器的阻抗变换作用

匝数不同,实际负载阻抗 Z_L 折算到原边的等效阻抗 Z_L' 也不同。因此可以用不同的匝数比把实际负载变换为所需要的比较合适的数值,这种做法通常称为阻抗匹配,常用在电子电路中。

例缘 如图缘 所示,某交流信号源的输出电压 U_s ,其内阻 R_0 ,负载电阻 R_L 。

(员) 若将负载与信号直接连接,负载上获得的功率是多大?

(圆) 若要负载上获得最大功率,用变压器进行阻抗变换,则变压器的匝数比应该是多少?阻抗变换后负载获得的功率是多大?



图缘 例缘 电路图

解 (1) 由图 5-10 可得负载上的功率为

$$P_2 = I_2^2 R_L = \left(\frac{U_1}{n} \right)^2 \frac{R_L}{R_1 + \frac{R_2}{n^2}} \quad (5-10)$$

(2) 如图 5-10 所示, 加入变压器后实际负载折算到变压器原边的等效负载为 R_2' , 根据负载获得最大功率条件, 即 $R_2' = R_1$ (内阻等于负载), 则 $R_L = n^2 R_1$, 故变压器的匝数比为

$$n = \sqrt{\frac{R_2}{R_1}}$$

此时负载上获得的最大功率为

$$P_{2max} = \frac{U_1^2}{4(R_1 + \frac{R_2}{n^2})} = \frac{U_1^2}{4R_1} \quad (5-11)$$

可见经变压器的匝数匹配后, 负载上获得的功率大了许多。

5.2 变压器的外特性和效率

5.2.1 变压器的外特性

当电源电压 U_1 不变时, 随着副绕组电流 I_2 的增加 (负载增加)。原、副绕组阻抗上的电压降便增加, 这将使副绕组的端电压 U_2 发生变化, 当电源电压 U_1 和负载功率因数 $\cos\varphi_2$ 为常数时, U_2 和 I_2 的变化关系曲线 $U_2 = U_{20} - I_2 R_2' - I_2 X_2'$ 称为变压器的外特性, 如图 5-11 所示。对电阻性和电感性负载而言, 电压 U_2 随着电流 I_2 的增加而下降。

通常希望电压 U_2 的变化愈小愈好。从空载到额定负载, 副绕组电压的变化程度用电压变化率 ΔU 来表示, 即

$$\Delta U = \frac{U_{20} - U_2}{U_{20}} \quad (5-12)$$

在一般的变压器中, 由于其电阻和漏磁感抗很小, 电压变化率也很小, 约 5% 左右。

5.2.2 变压器的功率损耗与效率

变压器功率损耗包括铁心中的铁损 ΔP_{Fe} 和绕组中的铜损 ΔP_{Cu} 两部分。铁损的大小与铁心内磁感应强度的最大值 B_m 有关, 与负载大小无关, 而铜损则与负载大小有关 (正比于电流平方)。

变压器的效率常用下式确定

$$\eta = \frac{P_2}{P_1} = \frac{P_2}{P_2 + \Delta P_{Fe} + \Delta P_{Cu}} \quad (5-13)$$

式中, P_2 为变压器输出功率, P_1 为输入功率。

变压器的功率损耗很小, 效率很高, 一般在 95% 以上。在电力变压器中, 当负载为额定负载的 0.75 ~ 0.85 时, 效率达到最大值。

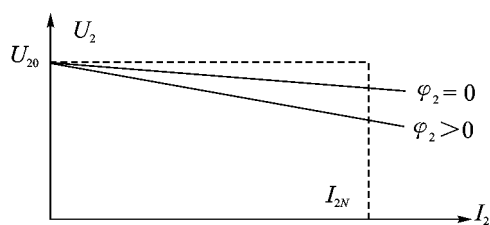


图 5-11 变压器的外特性曲线

5.5 特殊变压器

5.5.1 自耦变压器

自耦变压器的结构

如图 5-5-1 所示, 如果原、副边共用一个绕组, 使低压绕组成为高压绕组的一部分, 就称为自耦变压器。

与普通变压器相比, 自耦变压器用料少、重量轻、尺寸小, 但由于原、副边绕组之间既有磁的联系又有电的联系, 故不能用于要求原、副边电路隔离的场合。同时, 使用时应特别注意它的高压侧和低压侧不能接反。

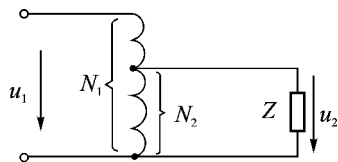


图 5-5-1 自耦变压器

在实用中为了得到连续可调的交流电压, 常将自耦变压器的铁心做成圆形, 副边抽头做成滑动的触头, 可自由滑动。当用手柄转动触头时, 就改变了副边匝数, 调节了输出电压的大小, 这种变压器称为自耦调压器。

使用自耦调压器的注意事项

(1) 原、副边不能对调使用, 否则可能会烧坏绕组, 甚至造成电源短路。

(2) 接通电源前, 应先将滑动触头调到零位, 接通电源后再慢慢转动手柄, 将输出电压调至所需值。

5.5.2 仪用互感器

在电工测量中, 被测量的电量经常是高电压或大电流, 为了保证测量者的安全及按标准规格生产测量仪表, 必须将待测电压或电流按一定比例降低, 以便于测量。用于测量的变压器称为仪用互感器, 按用途可分为电压互感器和电流互感器。

电压互感器

图 5-5-2 所示为接有电压互感器测量电压的电路图。为防止互感器原、副绕组之间绝缘损坏时造成危险, 铁心和副绕组的一端应当接地。

电压互感器的原绕组接待测高压, 副绕组接电压表, 其工作原理为

$$\frac{U_1}{U_2} = \frac{N_1}{N_2} \quad (5-5-1)$$

为了降低电压, 需要使 $N_1 \gg N_2$ 。通常规定电压互感器副绕组的额定电压设计成标准值 100V 。电压互感器也可以换成三相使用。使用电压互感器时, 副绕组不允许短路。

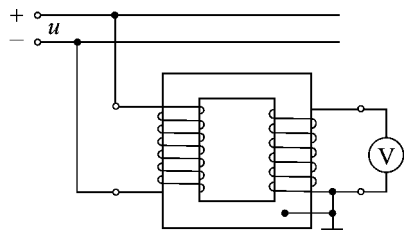


图 5-5-2 电压互感器

电流互感器

图 5-5-3 所示为接有电流互感器测量电流的电路图。电流互感器的原绕组串联在待测电

路中，待测电路的电流 I 即为原绕组电流；副绕组接电流表，流过电流 I_2 。其工作原理为

$$I_2 = \frac{N_1}{N_2} I \quad (\text{缘 员})$$

为了减小电流，需使 $N_2 \gg N_1$ 。只有原绕组匝数很少，副绕组匝数较多，才能将大电流转换成小电流进行测量。通常电流互感器副绕组额定电流设计成标准值 $I_2 = 5\text{A}$ 。

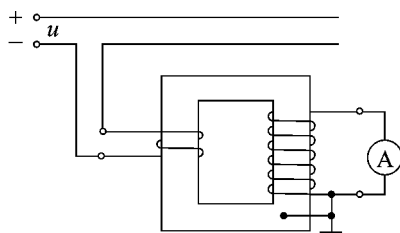


图 缘 圆 缘 电流互感器

应当注意，使用电流互感器时副绕组不能开路，否则铁心中的磁通将远远超过正常工作时的磁通，铁心中铁损耗增大而强烈发热。特别是匝数较多的副绕组将感应很高的电压，可能损坏设备并危及测量人员安全。

利用电流互感器原理可以制作便携式钳形电流表。它的闭合铁心可以张开，将被测载流导线钳入铁心窗口中，这根导线相当于匝数为 1 的电流互感器原绕组。铁心上绕有副绕组，与测量仪表连接，可直接读出被测电流的数值。用钳形电流表测量电流时不用断开电路，使用非常方便。

本章小结

缘 员 铁磁材料因其内部有磁畴而使其具有可被磁化的特性。根据被磁化的情况，铁磁材料可分为软磁材料和硬磁材料。

缘 圆 磁路一般由铁磁材料构成，它是使磁通集中通过的回路。磁路中磁通、磁通势和磁阻与电路中电流、电动势和电阻有相似的对应关系。

缘 猿 变压器是利用电磁感应传输电能或信号的，由铁心和绕组两部分组成。变压器按一、二绕组的匝数比可以实现变压、变流、变阻抗的作用。

缘 肆 变压器的外特性和电压变化率是评价供电质量的重要指标。

缘 伍 变压器的种类很多，包括自耦变压器、仪用互感器等。

思考与练习

缘 员 摇变压器的铁心是起什么作用的，不用铁心行不行？

缘 圆 摇为什么变压器的铁心要用硅钢片叠成？用整块铁心行不行？

缘 猿 摇变压器能否用来变换直流电压？如果将变压器接到与额定电压相同的直流电源上，会有输出吗？会产生什么后果？

缘 肆 摇有一空载变压器，原边加额定电压 U_N ，并测得原绕组电阻 R_1 ，试问原边电流是否等于 U_N/R_1 ？

缘 伍 摇如果错误地把电源电压 U_N 接到调压器的输出端，试分析会出现什么问题。

缘 陆 摇调压器用毕后为什么必须调回零点？

缘 苑 摇有一个单相照明变压器，容量为 S_N ，电压为 U_1/U_2 ，今欲在副边接上 n 盏、 P_N 的白炽灯，如果要求变压器在额定状态下运行，可接多少个白炽灯？并求原、副绕组的额定电流。

缘 有一个电源变压器，原边有 缘匝，接 灾电压，副边有两个绕组，一个电压 灾，负载 宰，另一个电压 灾，负载 宰。不计空载电流，两个都是纯电阻负载，试求：

- (员) 二次侧两个绕组的匝数；
- (圆) 一次侧绕组的电流；
- (猿) 变压器的容量最小值。

缘 某机修车间的单相变压器，一次侧的额定电压为 灾，额定电流为 缘，二次侧的额定电压为 灾，试求二次侧可接 灾 宰的白炽灯多少盏？

缘 已知信号源的交流电动势 灾，内阻 灾，通过变压器使信号源与负载完全匹配，若这时负载电阻的电流 灾，则负载电阻应为多大？

缘 单相变压器一次绕组匝数 灾，二次绕组 灾，现一次侧加电压 灾，二次侧接电阻性负载，测得二次侧电流 灾，忽略变压器的内阻抗及损耗，试求：

- (员) 一次侧等效阻抗 灾；
- (圆) 负载消耗的功率 灾。

第6章 电动机

电动机是将电能转化为机械能的装置，在生产实践中被广泛应用。本章介绍了三相异步电动机的结构、工作原理和常用的基本控制电路，并简要介绍单相电动机的工作原理。

6.1 三相异步电动机的结构和工作原理

电动机是能量转换装置，通常把机械能转化为电能的装置称为发电机，而把电能转化为机械能的装置称为电动机。电动机主要作为拖动生产机械之用，电动机按所需电源的种类可分为交流电动机和直流电动机，交流电动机又可分为异步电动机和同步电动机。由于异步电动机结构简单、运行可靠、维护方便和价格便宜，因此是所有电动机中应用最广泛的一种。下面主要介绍三相异步电动机和单相异步电动机。

6.1.1 三相异步电动机的结构

三相异步电动机分为定子（固定部分）和转子（转动部分）两个基本组成部分，如图 6-1 所示。

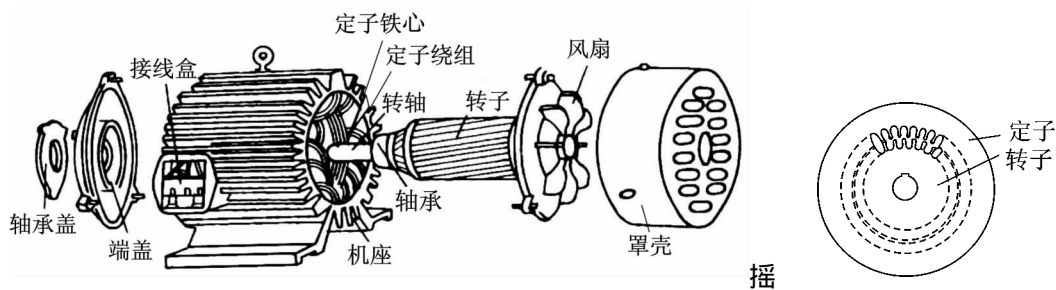


图 6-1 三相异步电动机的结构

图 6-2 定子和转子的铁心

三相异步电动机的定子由机座和装在机座内的圆筒形铁心及三相定子绕组构成。机座是用铸铁或铸钢所制成，铁心是由相互绝缘的硅钢片叠成（与变压器铁心一样）。铁心圆筒内表面冲有槽，如图 6-2 所示，它是用来放置三相对称绕组 的，这三相绕组可接成星形或三角形。

三相异步电动机的转子有两种形式：鼠笼式或绕线式。转子铁心是圆柱状，也用硅钢片叠成，表面冲有槽，以放置导条或绕组，轴上加机械负载。鼠笼式转子做成鼠笼状，就是在转子铁心的槽中置入铜条或铝条（导条），其两端用端环连接，称为短路环，如图 6-3 所示。在中、小型鼠笼式电动机中，转子的导条多用铸铝制成。

绕线式异步电动机结构如图 6-4 所示，它的转子绕组与定子绕组一样，也是三相，接成星形。每相的始端接在三相滑环上，尾端接在一起，滑环固定在转轴上，同轴一起旋转，环与环、环与轴都相互绝缘，在环上用弹簧压着碳质电刷，借助于电刷可以改变转子电阻，从

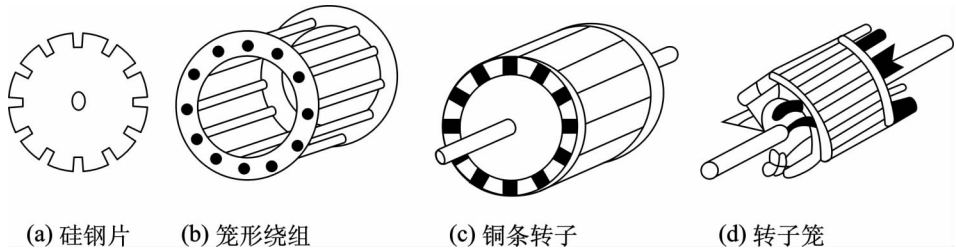


图 1-10 鼠笼式转子

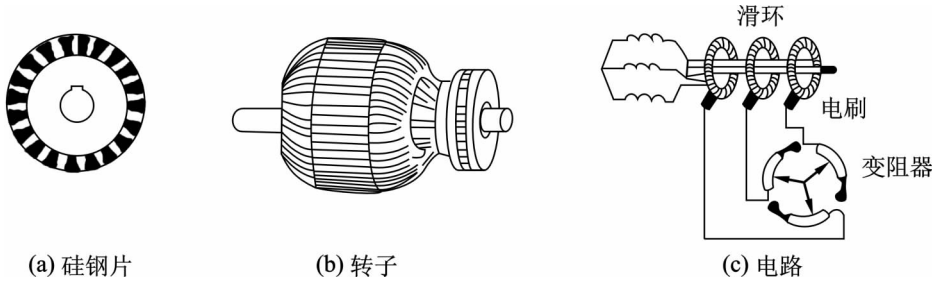


图 1-11 绕线式转子

而改变其启动和调速性能。

6.2 旋转磁场的产生

三相异步电动机接上电源就会转动，这是为什么呢？下面来做个简单实验。如图 1-12 所示，在装有手柄的蹄形磁铁极间放有一个可以自由转动的鼠笼转子，磁极和转子之间没有机械联系。当摇动磁极时，可以发现极子会跟着磁极一起转动，摇得快，转子也转得快；摇得慢，转子转动得也慢；反摇，转子则会马上反转。

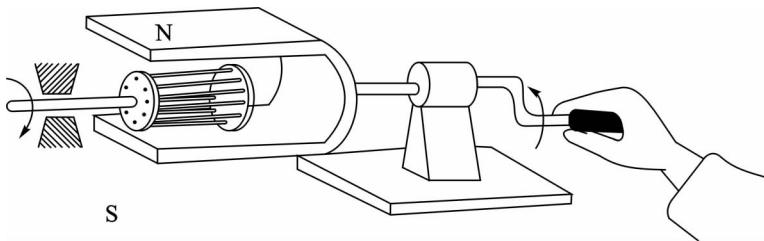


图 1-12 异步电动机模型

从这个实验中得出两点启示：第一，有一个旋转磁场；第二，转子跟着磁场旋转。因此，在三相异步电动机中，只要有一个旋转磁场和一个可以自由转动的转子就可以了。

1. 旋转磁场的产生

在三相异步电动机定子铁心中放有三相对称绕组。再设将三相绕组连成星形，接在三相电源上，如图 1-13 所示。绕组中通入三相对称正弦电流为

$$\begin{aligned} i_A &= I_m \sin \omega t \\ i_B &= I_m \sin (\omega t - 120^\circ) \\ i_C &= I_m \sin (\omega t - 240^\circ) \end{aligned}$$

其波形如图 1-13 所示。

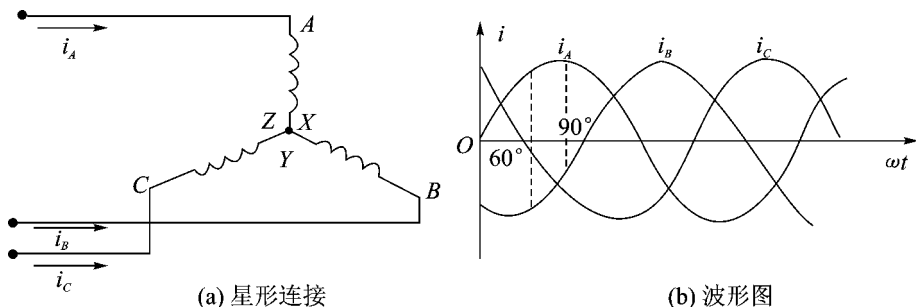


图 4-1 三相正弦电流的星形连接

设在正半周时，电流从绕组的首端流入、尾端流出；在负半周时，电流从绕组的尾端流入、首端流出。取各个不同的时刻，分析定子绕组中电流产生合成磁场的变化情况，用以判断它是否为旋转磁场。

在 $\omega t = 0^\circ$ 时，定子绕组中电流方向如图 4-2(a) 所示，此时 i_A 为正半周，其电流从首端流入、尾端流出， i_B 为负半周，电流从尾端流入、首端流出，可由右手定则判断合成磁场的方向。同理可得出图 4-2(b) 所示的 $\omega t = 60^\circ$ 时，以及图 4-2(c) 所示的 $\omega t = 120^\circ$ 时的合成磁场方向，当定子绕组中通入三相电流后，它们产生的合成磁场是随电流的变化在空间不断地旋转着。

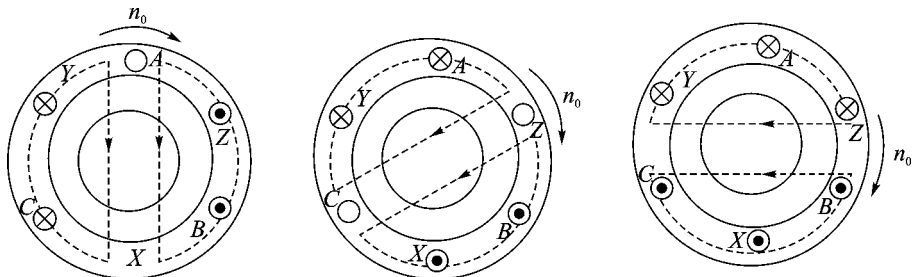


图 4-2 三相正弦电流的星形连接时合成磁场的产生 (a) $\omega t = 0^\circ$ 的合成磁场位置 (b) $\omega t = 60^\circ$ 的合成磁场位置 (c) $\omega t = 120^\circ$ 的合成磁场位置

旋转磁场的方向

旋转磁场的转向与三相电流 i_A 、 i_B 、 i_C 的顺序有关，也称相序。以上是按 A→B→C 的相序，旋转磁场按顺时针方向旋转。如将三相电源的任意两相对调位置，可发现此时旋转磁场也反转，因此改变相序可以改变三相异步电动机的转向，如图 4-3 所示。

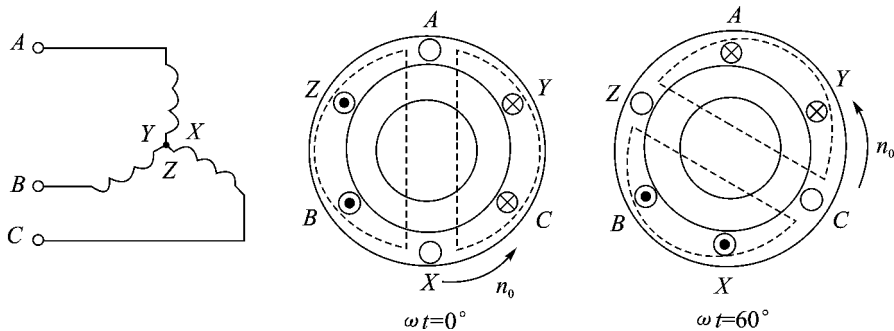


图 4-3 三相正弦电流的星形连接时合成磁场的反转

旋转磁场的极数

旋转磁场的极数与每相绕组的串联个数有关，以上每相有一个绕组，能产生一对磁极（极对数）。当每相有两个绕组串联，则绕组的首端之间的相位差为 120° ，则产生的旋转磁场具有两对极（极对数）称四极电动机，如图 10-10 和图 10-11 所示。

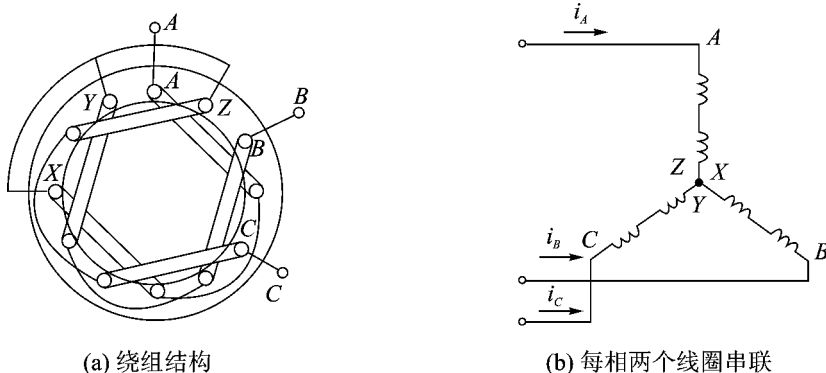


图 10-10 产生四极旋转磁场定子绕组

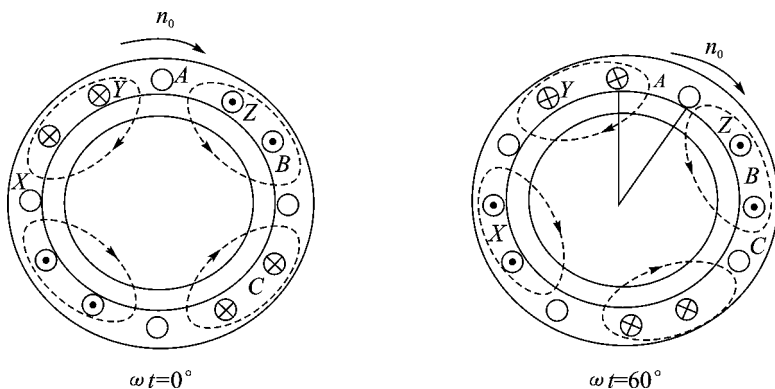


图 10-11 三相电流产生的定子磁场

同理，每相有三个绕组串联（极对数）时，六极电动机，绕组首端之间相位差为 120° ，则产生的旋转磁场具有三对极（极对数）。

旋转磁场的转速（同步转速）

旋转磁场的转速取决于磁极数。在一对磁极的情况下，当电流从 ω 到 ω 时，磁极也旋转了 360° 。设电源的频率为 f ，即电流每秒钟交变 f 次或每分钟交变了 $60f$ 次，则旋转磁场的转速为 n_0 ，转速的单位为转/分（rpm）。在两对磁极的情况下，当电流从 ω 到 ω 时，而磁场在空间仅旋转了 180° 。当电流交变一周时，磁场转过半周，比一对磁极的情况转速慢了一半，即 $n_0/2$ 。同理，在三对磁极的情况下， $n_0/3$ 。

由此可知，当旋转磁场有 p 对磁极时，其旋转磁场的转速为

$$n_0 = \frac{60f}{p} \quad (10-1)$$

在我国，工频 $f=50$ Hz，由式 (10-1) 可得出对应于不同极对数 p 的旋转磁场转速 n_0 ，如表 10-1 所示。

表 2-1 三相异步电动机旋转磁场与同步转速的关系

极数	2	4	6	8	10	12
同步转速 n_0 / (r/min)	3000	1500	1000	750	600	500

2.1 三相异步电动机的转动原理

2.1.1 转动原理

三相异步电动机的转动原理如图 2-1 所示。当旋转磁场按顺时针方向旋转时，其转子导条将切割磁力线（此时转子由于惯性不能马上随旋转磁场一起旋转），导条中就产生电动势，电动势的方向由右手定则确定，在电动势的作用下，闭合的导条就有电流，这个电流又受旋转磁场作用而产生电磁力，电磁力的方向可用左手定则确定。由电磁力产生电磁转矩而使转子转动起来。当旋转磁场反转时，电动机也反转。

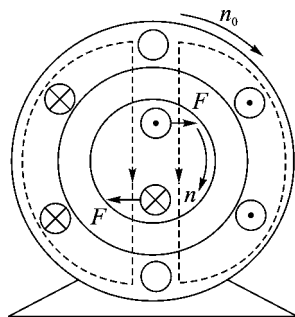


图 2-1 三相异步电动机的转动原理

2.1.2 转差率

电动机转子的转向与旋转磁场相同。但转子的转速不能与旋转磁场的转速相同，即 $n \neq n_0$ ，因为，如果两者相等，则转子与旋转磁场之间就没有相对运动了，因而转子导条就不切割磁力线，转子电动势和转子电流及电磁力和电磁转矩就不存在了。这样转子就不会继续以 n_0 的转速旋转，因此转子转速与旋转磁场转速之间必须要有差值，这就是异步电动机名称的由来。旋转磁场的转速 n_0 常称为同步转速。

用转速差 $\Delta n = n_0 - n$ 来表示转子转速 n 与同步转速 n_0 之间的转速差，则转差率 s 为转速差与同步转速之比，即

$$s = \frac{n_0 - n}{n_0} \quad (2-1)$$

转差率是异步电动机的一个重要物理量，转子转速 n 越接近同步转速 n_0 ，转差率越小，跟随性越好，一般异步电动机的转差率很小，通常用百分数表示，一般为 $2\% \sim 6\%$ 。

启动时（ $n=0$ ， $s=1$ ）转差率最大，同步时（ $n=n_0$ ， $s=0$ ）转差率最小。

例 2-1 有一台三相异步电动机，其额定转速 $n_N = 1440 \text{ r/min}$ ，试求电动机的极数和额定负载时的转差率 s_N ，电源频率 $f = 50 \text{ Hz}$ 。

解 由于电动机的额定转速接近而略小于同步转速，因此可判断 n_N 为异步转速，与此对应的极对数为 4，因此额定负载时的转差率为

$$s_N = \frac{n_0 - n_N}{n_0} = \frac{1500 - 1440}{1500} = 4\%$$

2.2 三相异步电动机的铭牌数据

电动机的外壳上都有一块铭牌，标出了电动机的型号和主要技术数据，以便能正确使用电动机。

三相异步电动机		
再 员 云 源	功 率 苑 噪 宰	频 率 缘 匀 扎
电 压 猿 灾	电 流 员 粤	接 法 摇 厶
速 员 灾 灾 灾	绝 缘 等 级 月	工 作 方 式 连 续
摇 年 摇 月 摇 日 摇 摇 摇 摇 摇 编 号 摇 摇 摇 摇 摇 伊 伊 电 机 厂		

电动机型号“再 员 云 源”：指国产再系列异步电动机，其机座中心高度为员 皂，
“厶”表示中机座（“蕴”表示长机座，“杂”表示短机座），“源”表示旋转磁场为四极（员 越 圆）。

额定功率 孕_额（苑 噪 宰）：表示电动机在额定工作状态下运行时输出的机械功率。

额定电压 哉_额（猿 灾）：表示定子绕组上应施加的线电压。为了满足定子绕组对额定电压的要求，通常功率 猿 宰 以下的异步电动机，定子绕组作星形连接；功率在 源 宰 以上时，定子绕组作三角形连接。

额定电流 陨_额（员 粤）：表示电动机额定运行时定子绕组的线电流。

额定转速 灶_额（员 灾 灾 灾）：表示电动机在额定运行时转子的转速。

频率 枣 缘 匀 扎）：表示电动机定子绕组输入交流电源的频率。

工作制：猿 表示电动机可以在铭牌标出的额定状态下连续运行，猿 为短时运行，猿 为短时重复运行。

绝缘等级（月级绝缘）：表示电动机各绕组及其他绝缘部件所用绝缘材料的等级。绝缘材料按耐热性能可分为再 粤 耘 月 云 匀 悦 七个等级，如表 远 圆所示。目前，国产再系列电动机一般采用月级绝缘。

表 远 圆 绝缘材料耐热性能等级

绝缘等级	再	粤	耘	月	云	匀	悦
最高允许温度 轳	怨 园	员 缘 园	员 怨 园	员 圆 园	员 缘 园	员 怨 园	大于 员 圆 园

除铭牌上标出的参数之外，在产品目录或电工手册中还有其他一些技术数据。例如：功率因数指在额定负载下定子电路的功率因数；效率是指电动机在额定负载时的效率，它等于额定状态下输出功率与输入功率之比，即

$$\eta = \frac{P_{\text{输出}}}{P_{\text{输入}}} = \frac{P_{\text{输出}}}{\sqrt{3} I_{\text{线}} U_{\text{线}}} \quad (\text{远 猿})$$

温升是指在额定负载时，绕组的工作温度与环境温度的差值；防护方式表示电动机外壳防护的方式为封闭式或非封闭式；噪声等级表示铭牌上标注电动机噪声的分贝数。

例 远 圆 若 孕_额 越 源 宰，哉_额 越 猿 灾，耘 越 月，陨_额 越 员 粤，效率 η 越 愿，求额定电流和启动电流。

解 摇 根据式（远 猿）得

$$\eta = \frac{P_{\text{输出}}}{\sqrt{3} I_{\text{线}} U_{\text{线}}} = \frac{P_{\text{输出}}}{\sqrt{3} I_{\text{线}} U_{\text{线}}}$$

可得

$$I_{\text{线}} = \frac{P_{\text{输出}}}{\sqrt{3} \eta U_{\text{线}}} = \frac{源 宰}{\sqrt{3} \times 愿 \times 猿 灾} = 员 粤$$

三相异步电动机

三相异步电动机结构简单、成本较低、运行可靠、使用和维护方便，在工农业生产中得到了广泛的应用。它可以用来拖动机床、水泵、鼓风机、压缩机、起重卷扬设备。据统计，工业电力拖动的机械用的电动机是异步电动机，异步电动机用电量占电网总负荷的 60% 以上。

4.1 三相异步电动机的控制

三相异步电动机的控制包括启动、制动、反转和调速四个控制过程，每个过程都有一定的要求，下面分别简要介绍。

4.1.1 电动机的启动控制

启动控制

电动机的启动控制就是把电动机的定子绕组与电源接通，使电动机的转速由静止（ $n=0$ ）加速到额定转速的过程。

在电动机启动的瞬间，其转速 $n=0$ ，转差率 $s=1$ ，转子电流达到最大值，这时定子电流也达到最大值。启动电流一般为电动机额定电流的 5~7 倍，这样大的启动电流在短时间会使线路上产生较大的电压降，而使负载的端电压降低，影响邻近负载的正常工作，如使日光灯熄灭等。因此，电动机启动的主要缺点是启动电流过大。一般采用一些适当的启动方法，以限制启动电流。

启动方法

鼠笼式异步电动机的启动方法有直接启动和降压启动两种。

（1）直接启动。

直接启动就是利用闸刀开关或接触器将电动机定子绕组直接接到电源上，这种方法称为直接启动或称全压启动。电路接法如图 4-1 所示。

直接启动的优点是设备简单，操作方便，启动过程短。只要电网的容量允许，应尽量采用直接启动。一般电动机能否直接启动主要依据以下情况进行判断：若电动机频繁启动时，且电动机的容量小于为其提供电源的变压器容量的 10% 时，允许直接启动；如果电动机不频繁启动，且其容量小于变压器的 30% 时，允许直接启动。通常 10kW 以下的异步电动机一般都采用直接启动的方法。

（2）降压启动。

如果电动机的容量较大，不满足直接启动条件时，必须采用降压启动。降压启动就是利用启动设备降低电源电压后，加在电动机定子绕组上，以减小启动电流。鼠笼式电动机降压启动时常用以下几种方法。

① 星形-三角形（再 Δ ）换接启动。如果电动机在运行时其定子绕组接成三角形，那么在启动时可把它接成星形，等到转速接近额定转速时再换接成三角形，如图 4-2 所示。这样，在启动时就把定子每相绕组上的电压降低到正常运行时的 $\frac{1}{\sqrt{3}}$ 。设每相定子绕组的阻抗为 Z ，电源线电压为 U_L ，三角形连接时的线电流为 I_{Δ} ，星形连接时的电流为 I_Y ，则有

哉
 猿查在渣 越 猿
 猿查在渣
 猿查在渣

可见，用星形- 三角形换接启动时的电流只是三角形启动的 $\frac{1}{\sqrt{3}}$ ，限制了启动电流。当然，由于电磁转矩与定子绕组电压的平方成正比，所以用再 Δ 换接启动时的启动转矩也减小为直接启动的 $\frac{1}{3}$ ，但其启动过程较长。

② 自耦降压启动。自耦降压启动就是利用自耦变压器将电压降低后加到电动机定子绕组上，当电动机转速接近额定转速时，再加额定电压的方法，如图 10-10 所示。

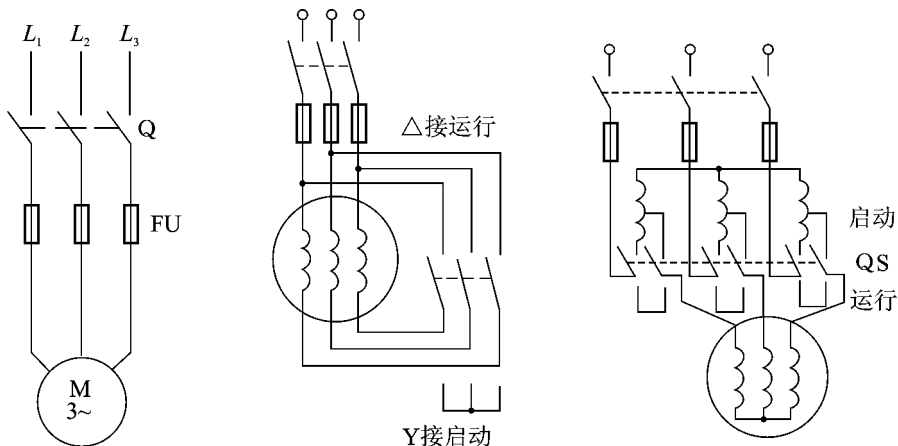


图 10-10 直接启动 图 10-11 再 Δ 换接启动 图 10-12 自耦降压启动

启动时把 QS 扳到启动位置，使三相交流电源经自耦变压器降压后，接在电动机的定子绕组上，这时电动机定子绕组得到的电压低于电源电压，因而减小了启动电流，待电动机转速接近额定转速时，再把 QS 从启动位置迅速扳到运行位置，让定子绕组得到额定电压。

自耦降压启动时，电动机定子绕组电压降为直接启动时的 $\frac{1}{k}$ （ k 为变压比），定子电流也降为直接启动时的 $\frac{1}{k}$ ，而电磁转矩与外加电压的平方成正比，故启动转矩为直接启动时的 $\frac{1}{k^2}$ 。

启动用的自耦变压器专用设备称为补偿器。它通常有几个抽头，可输出不同的电压，如电源电压的 $\frac{1}{2}$ 、 $\frac{2}{3}$ 、 $\frac{4}{5}$ 等，可供用户选用。

一般补偿器只用于大功率的电动机启动，且运行时采用星形连接的鼠笼式异步电动机。

③ 转子串电阻的降压启动。对于绕线式电动机而言，只要在转子电路串入适当的启动电阻 R_{st} ，就可以限制启动电流，如卷扬机、锻压机、起重机及转炉等，如图 10-13 所示。随着转速的上升可将启动电阻逐段切除。



图 10-13 绕线式电动机的串电阻启动

6.1 电动机的制动控制

1. 制动过程

因为电动机的转动部分有惯性，所以切断电源后，电动机还会继续转动一定时间后才能停止。但某些生产机械要求电动机脱离电源后能迅速停止，以提高生产效率和安全性，为此，需要对电动机进行制动，对电动机的制动也就是在电动机停电后施加与其旋转方向相反的制动转矩。

2. 制动方法

制动方法有机械制动和电气制动两类。机械制动通常用电磁铁制成的电磁抱闸来实现，当电动机启动时，电磁抱闸的线圈同时通电，电磁铁吸合，闸瓦离开电动机的制动轮（制动轮与电动机同轴连接），电动机运行；当电动机停电时，电磁抱闸线圈失电，电磁铁释放，在弹簧作用下，闸瓦把电动机的制动轮紧紧“抱住”，以实现制动。起重设备常采用这种制动方法，不但提高了生产效率，还可以防止在工作中因突然停电使重物下滑而造成的事故。

电气制动是利用在电动机转子导体内产生的反向电磁转矩来制动，常用的电气制动方法有以下两种。

(1) 能耗制动。

能耗制动是在切断三相电源的同时，在电动机三相定子绕组的任意两相中通以一定电压的直流电，直流电流将产生固定磁场，而转子，由于惯性继续按原方向转动，根据右手定则和左手定则不难确定这时转子电流与固定磁场相互作用产生的电磁转矩与电动机转动方向相反，因而可起到制动的作用。制动转矩的大小与通入定子绕组直流电流的大小有关，一般为电动机额定电流的 0.5 倍，可通过调节电位器来控制。因为这种制动方法是利用消耗转子的动能（转换为电能）来进行制动控制的，所以称为能耗制动，如图 6-1 所示。

能耗制动的优点是制动平稳、消耗电能少，但需要有直流电源。目前一些金属切削机床中常采用这种制动方法。在一些重型机床中还将能耗制动与电磁抱闸配合使用，先进行能耗制动，待转速降至某一值时，令电磁抱闸动作，可以有效地实现准确快速停车。

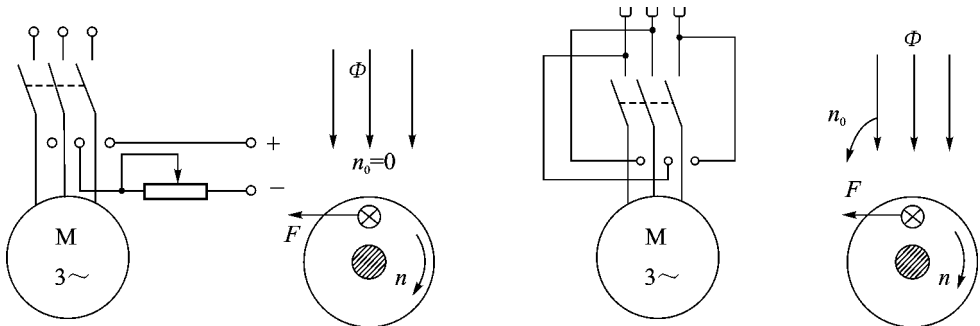


图 6-1 能耗制动

(2) 反接制动。

改变电动机三相电源的相序，使电动机的旋转磁场反转的制动方法称为反接制动。在电动机需要停止时，可将接在电动机上的三相电源中的任意两相对调位置，使旋转磁场反转，而转

子由于惯性仍按原方向转动,这时的转矩方向与电动机的转动方向相反,因而起到制动作用。当转速接近零时,利用控制电器迅速切断电源,否则电动机将反转,如图 1-15 所示。

在反接制动时,由于旋转磁场, n_s 与转子转速 n 之间的转速差 ($n_s - n$) 很大,转差率 s 很大,因此电流很大,为了限制电流及调整制动转矩的大小,常在定子电路(鼠笼式)或转子电路(绕线式)中串入适当电阻。

反接制动不需要另备直流电源,结构简单,且制动力矩较大、停止迅速,但机械冲击和能耗较大,一般在中、小型车床和铣床等机床中使用这种制动方法。

6.2 电动机的调速控制

6.2.1 调速过程

电动机的调速是在同一负载下得到不同的转速,以满足生产过程的要求,如各种切削机床的主轴运动随着工件与刀具的材料、工件直径、加工工艺的要求及吃刀量的大小不同,要求电动机有不同的转速,以获得最高的生产效率和保证加工质量。如果采用电气调速,则可以大大简化机械变速机构。根据电动机的转速公式

$$n = \frac{60}{2\pi} \frac{2\pi f}{p} (1 - s) \quad (1-1)$$

由公式可知,改变电动机的转速有三种可能,即改变磁极、改变转差率和改变电源频率,来实现调速。

6.2.2 调速方法

(1) 变极调速。

改变电动机的磁对数,即改变电动机定子绕组的接线,从而得到不同的转速,由于磁极数只能成倍改变,所以这种调速方法是有级调速。

两个线圈串联得出 4 极,两个线圈并联得出 2 极,从而得到两种磁对数(双极电动机)的转速,实现了变极调速,这种方法不能实现无极调速。双速电动机在机床上应用较多,如镗床、磨床、铣床等。

(2) 变频调速。

变频调速就是利用变频装置改变交流电源的频率来实现调速,变频装置主要由整流器和逆变器两大部分组成。整流器先将频率为 f 的三相交流电变为直流电,再由逆变器将直流电变为频率 f_1 ,且频率、电压都可调的三相交流电,供给电动机。当改变频率 f_1 时,即可改变电动机的转速。由此,可以使电动机实现无级变速,并具有硬的机械特性。

变频装置都由晶闸管(可控硅)及触发电路组成,在变频调速时,为了保证电动机的电磁转矩不变,就应保证电动机内旋转磁场的磁通量(称主磁通)不变,主磁通 $\Phi_m \approx \frac{U_1}{f_1}$ 可见,为了改变频率 f_1 而保证主磁通 Φ_m 不变,必须同时改变电源电压 U_1 ,使其比值 $\frac{U_1}{f_1}$ 保持不变。

(3) 变转差率调速。

改变转差率调速是在不改变同步转速 n_s 条件下的调速,这种调速只适用于绕线式电动机,是通过在转子电路中串入调速电阻(和串入启动电阻相同)来实现调速的。这种调速方法的特点是设备简单、投资少,但能量损耗较大。

生产机械调速时除了采用教材上所介绍的三异步电动机的电气调速方法之外,还广泛

采用机械的调速方法，如齿轮变速箱。

6.3 三相异步电动机的基本控制电路

现代的生产机械大部分都是由电动机拖动的，称为电力拖动。应用电力拖动是实现生产过程自动化控制的一个重要前提，为了使电动机按照生产机械的要求运转，必须用一定的控制电器组成控制电路，对电动机进行控制。目前国内外普遍采用由接触器、继电器和按钮等由触点电器组成的控制电路，对电动机进行启动、停止、正反转、制动等控制，这称为继电器接触器控制，它也是一种基本的控制方法。如果再配合其他无触点控制电器、控制电机、电子电路及计算机化的可编程控制器（PLC）等，便可构成生产机械的现代化自动控制系统。

6.3.1 常用低压控制电器

低压电器是指工作电压在直流 1500V 以下、交流 1000V 以下的各种电器，按其动作性质可分为手动电器和自动电器两种。下面先介绍继电器接触器控制系统中常用的几种低压电器。

1. 刀开关

刀开关是一种结构最简单的手动电器，它由静插座、手柄、触刀、铰链支座和绝缘底板组成。在低压电路中，刀开关用于不频繁接通和断开的电路，或用来将电路和电源隔离，因此刀开关又称为“隔离开关”。

按极数不同，刀开关分为单极（单刀）、双极（双刀）和三极（三刀）三种。它在电路图中的结构和符号如图 4-15 所示。

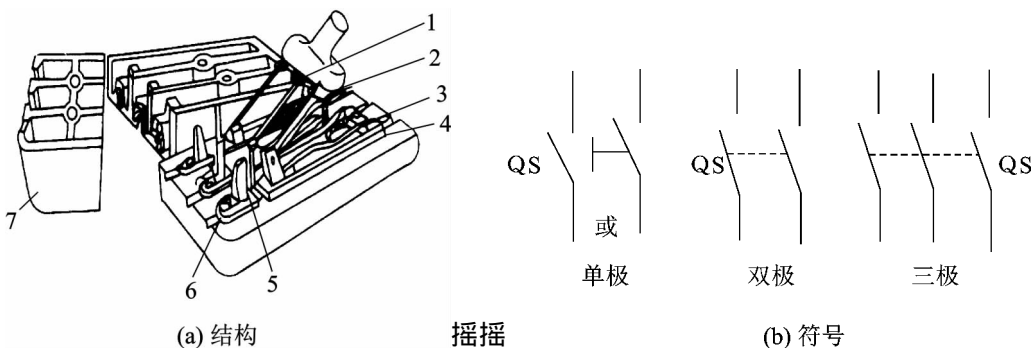


图 4-15 摇刀开关

2. 组合开关

在机床电气控制线路中，组合开关（又称转换开关）常用来作为电源引入开关，也可以用它来直接启动和停止小容量鼠笼式电动机或使电动机正反转，局部照明电路也常用它来控制。

组合开关的种类很多，常用的有 JY 系列，其结构和符号如图 4-16 所示。

组合开关有三对静触片，每个触片的一端固定在绝缘垫板上，另一端伸出盒外，连在接线柱上。三个动触片套在装有手柄的绝缘转动轴上，转动轴可以将三个触点同时接通或断开。组合开关有单极、双极、三极和多极几种，额定电流有 10A、15A、20A 和 30A 等多种。

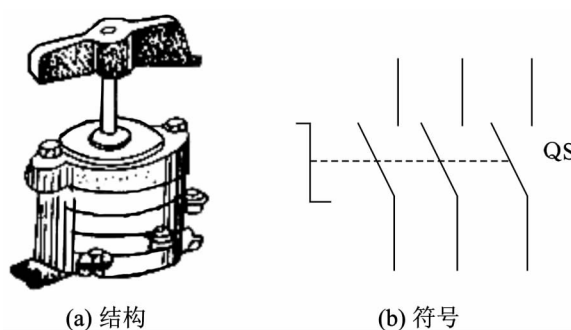


图 1-10 摇组合开关

按钮

按钮通常用来接通或断开控制电路（其电流较小），从而控制电动机或其他电气设备的运行，按钮的结构和符号如图 1-11 所示。它由按钮帽、动触点、静触点和复位弹簧等构成。按钮未按下时，动触点是与上面的静触点接通的，这对触点称为动断触点（常闭触点）；按下时，动触点和上面的静触点是断开的，这对触点称为动合触点（常开触点）。当按下按钮帽时，上面的动断触点断开，而下面的动合触点接通；当松开按钮帽时，使动触点在复位弹簧的作用下复位，使动断触点和动合触点都恢复原来的状态。

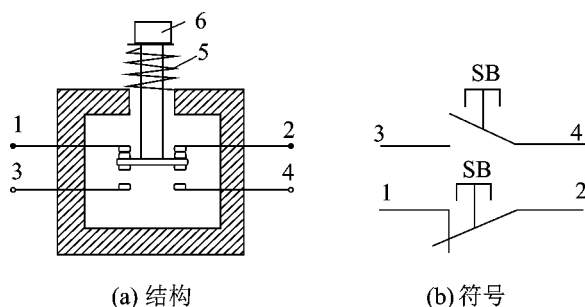


图 1-11 按钮

熔断器

熔断器是最常用的短路保护电器。熔断器中的熔片（或熔丝）一般用电阻率较高且熔点较低的合金制成（如铅锡合金等），或用截面很小的良导体制成（如铜、银等）。在正常工作时，熔断器中的熔丝（或熔片）不应熔断。一旦发生短路，熔断器中的熔丝（或熔片）应立即熔断，及时切断电源，以达到保护线路和电气设备的目的。如图 1-12 所示为常用的熔断器的结构及其符号。

在实际应用中，熔断器熔体的额定电流应按下式计算

$$\text{熔体额定电流} \geq \frac{\text{电动机的启动电流}}{\text{系数}}$$

如果电动机频繁启动，则为

$$\text{熔体额定电流} \geq \frac{\text{电动机的启动电流}}{\text{系数} \times \text{圆}}$$

如果多台电动机合用一个熔断器，一般可粗略地按下式计算

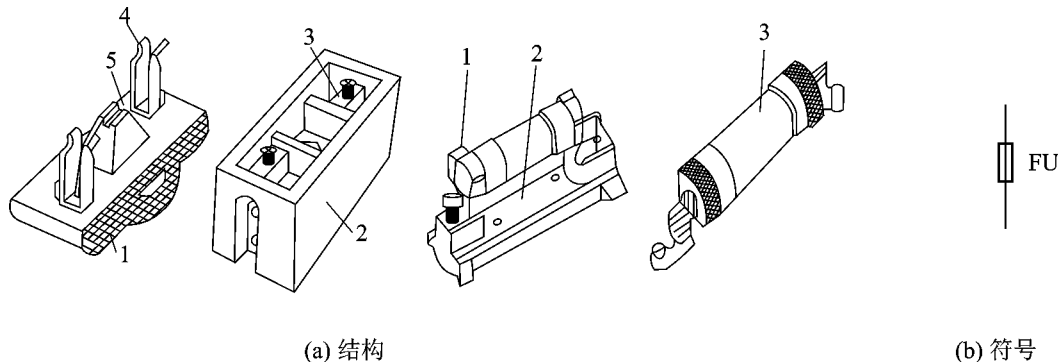


图 4-10 熔断器

熔体额定电流 I_N 应大于或等于被保护对象的额定电流

现在应用的熔体额定电流有 1A、2A、3A、4A、5A、6A、7.5A、10A、15A、20A、25A、30A、35A、40A、45A、50A、60A、75A、100A、150A、200A、250A、300A、350A、400A、450A、500A、600A、750A、1000A 等规格。

自动空气断路器 (空气开关或自动开关)

自动空气断路器也称空气开关或自动开关,它是常用的一种低压保护电器,可实现短路、过载和失(欠)压保护。它的结构形式很多,如图 4-11 所示的是一般原理图。主触点通常是由手动的操作机构来闭合的,开关的脱扣机构是一套连杆装置,当主触点闭合后就被锁钩锁住。如果电路发生故障,脱扣机构就在脱扣器的作用下将锁钩脱开,于是主触点在释放弹簧的作用下迅速分断。脱扣器有过流脱扣器和欠压脱扣器等,它们都是电磁铁装置。

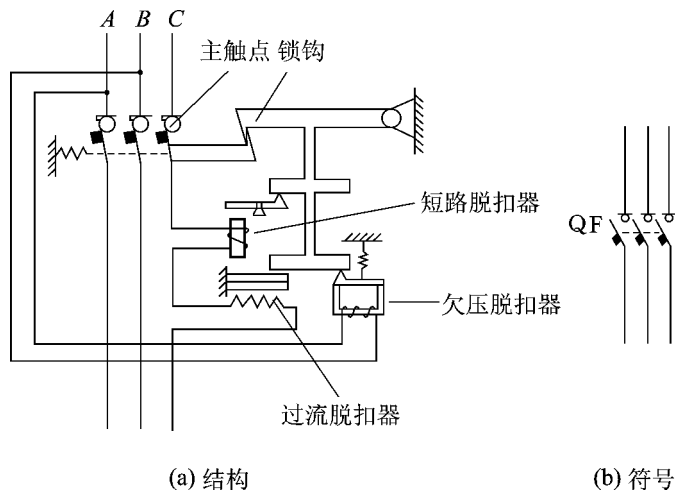


图 4-11 自动空气断路器结构示意图

在正常情况下,过流脱扣器的衔铁是释放着的;一旦发生严重过载或短路故障时,与主电路串联的线圈(图中只画出一相)就将产生较强的电磁吸力把衔铁往下吸而顶开锁钩,使主触点断开。欠压脱扣器的工作恰恰相反,在电压正常时,吸住衔铁,主触点才得以闭合;一旦电压严重下降或断电时,衔铁就被释放而使主触点断开。当电源电压恢复正常时,必须重新手动合闸后才能工作,实现了失压保护。

常用的自动空气断路器有 DZ 系列。

交流接触器

交流接触器是一种靠电磁力的作用使触点闭合或断开来接通和断开电动机（或其他电气设备）电路的自动电器。如图 2-10 所示为接触器的结构和符号。

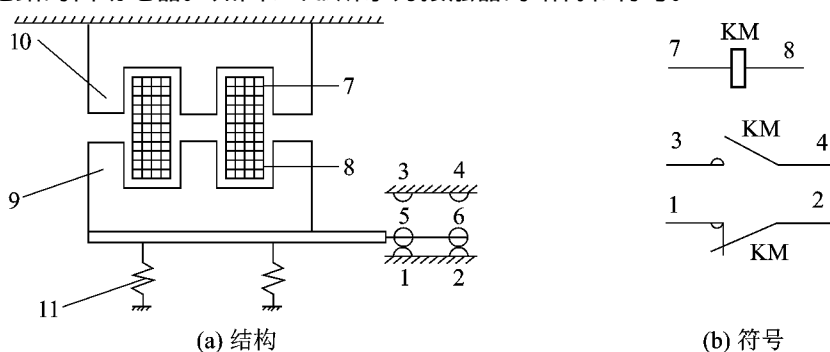


图 2-10 交流接触器

交流接触器电磁铁的铁心分为静铁心和动铁心两部分，静铁心固定不动，动铁心与触点连在一起可以移动，当静铁心的吸引线圈通过额定电流时，静、动铁心之间产生电磁吸力，动铁心带动动触点一起移动。使动断触点断开，动合触点闭合；当吸引线圈断电时，电磁力消失，动铁心在弹簧的作用下带动触点复位，可见利用交流接触器线圈的通电或断电控制交流接触器触点闭合或断开。

交流接触器的触点分为主触点和辅助触点两种。主触点的接触面积较大，允许通过较大的电流；辅助触点的接触面积较小，只能通过较小的电流（缘零以下）。主触点通常是三对动合触点，可接在电动机的主电路中。当接触器线圈通电时，主触点闭合，电动机旋转；当接触器线圈断电时，主触点断开，电动机停止。这就是利用线圈中小电流的通、断来控制主电路中大电流的通断。交流接触器的辅助触点通常是两对动合触点和两对动断触点，可以用于控制电路中。

热继电器

热继电器是用来保护电动机使之不过载的保护电器。它是利用膨胀系数不同的双金属片遇热后弯曲变形，去推动触点，从而断开控制电路。热继电器主要由发热元件、双金属片、触点及一套传动和调整机构组成，它的结构和符号如图 2-11 所示。

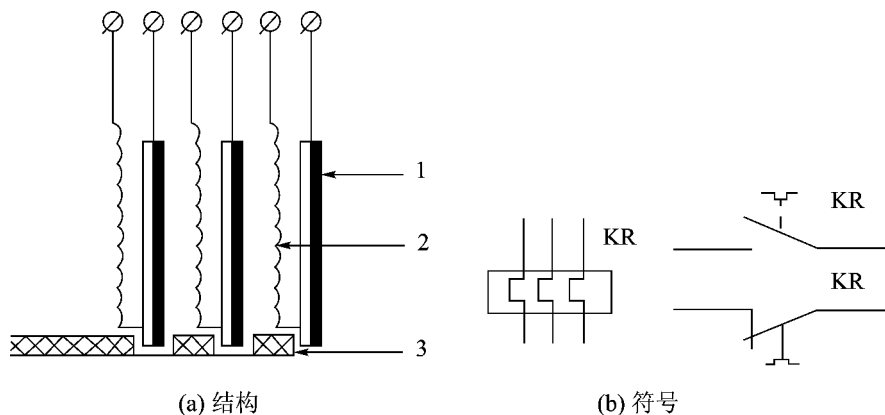


图 2-11 热继电器

由于热惯性，热继电器不能做短路保护。因为发生短路时，要求电路立即断开，而热继电器是不能立即动作的。但是这个“热惯性”也是合乎要求的，在电动机启动或短时过载时，热继电器不会动作，这可避免电动机的不必要停止。如果热继电器动作后，应排除故障后手动复位。

通常用的热继电器有 JKH 系列、JR 系列及 JRS 等系列。热继电器的主要技术数据是整定电流（整定值），所谓整定电流，就是热元件中通过的电流超过此值的 1.05 倍时，热继电器应当在 20min 内动作。如 JKH 系列热继电器的整定电流从 0.5A~100A，共有九个等级。根据整定电流选用热继电器，整定电流与电动机的额定电流基本一致。

6.2 三相鼠笼式异步电动机的启停控制线路

小容量鼠笼式异步电动机可以进行直接启动，其中用了组合开关 QS、交流接触器 KM、按钮 SB 及热继电器 FR 及熔断器 FU 等几种电器。

工业中生产机械动作是各种各样的，因而满足这些生产机械动作要求的继电器控制电路也是多种多样的，但各种控制电路一般都由主电路和控制电路这两大基本环节按照一定要求连接而成。下面以工业中最常用的鼠笼式异步电动机的控制电路为例，说明继电器控制的基本环节及其控制原理。

点动控制

点动控制就是按下启动按钮时电动机转动，松开启动按钮时电动机就停止，电路如图 6-2 所示。

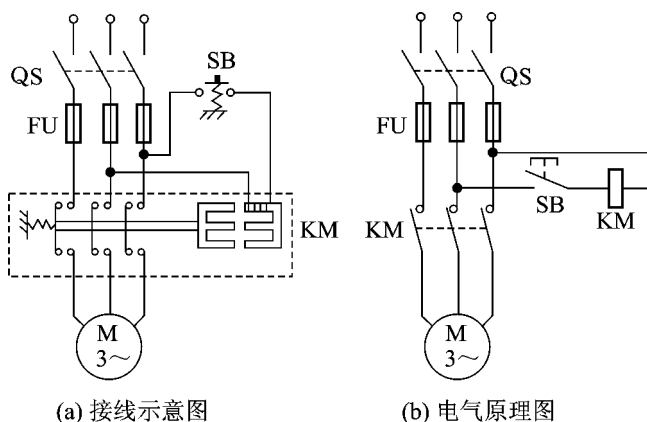


图 6-2 点动控制电路

电路由电源开关 QS、熔断器 FU、按钮 SB、交流接触器 KM 和电动机 M 组成。当电动机需要点动时，先合上 QS，再按下 SB，此时接触器的吸引线圈（称线圈）通电，铁心吸合，于是接触器的三对主触点闭合，电动机与电源接通而运转。当松开 SB 时，接触器线圈失电，动铁心在弹簧力作用下释放复位，主触点 KM 断开，电动机停止。

图 6-2 (a) 是接线图，这种画法不便作图和读图，通常采用规定的图形符号和文字符号把电路画成如图 6-2 (b) 所示的原理图。原理图分成两部分，一部分由转换开关（或三相刀闸）QS、熔断器 FU、接触器的主动合触点 KM 和电动机 M 组成，这是电动机的工作电路，电流较大，称为主电路；另一部分由按钮 SB 和接触器线圈 KM 组成，它是控制主电路通或断的，电流较小，称为控制电路。控制电路通常与主电路共用一个电源，

但也有另设电源的。

在原理图中，同一电器的各个部件必须采用同一文字符号，如接触器的线圈和触点都用 KM 表示，对复杂的控制电路可把主电路与控制电路分开来画。如龙门刨床，其控制电路非常复杂，为了便于图纸的晒图、读图、保管和携带，因此采用把主电路和控制电路分开画的方式。

圆 启动、停控制（自锁控制）

大多数生产机械需要连续工作，如水泵、通风机、机床等，如仍采用点动控制电路，则需要操作人员一直按着按钮来工作，这显然不符合生产实际的要求。为了使电动机在按下启动按钮后能保持连续运转，需用接触器的一对辅助动合触点与启动按钮并联，如图 图 20-10 所示。

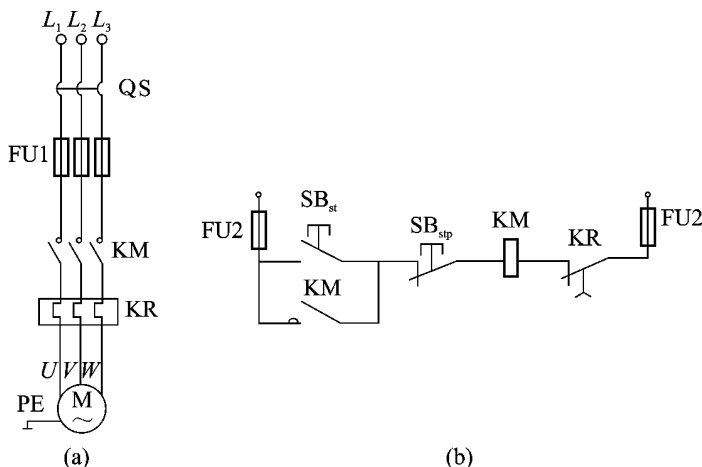
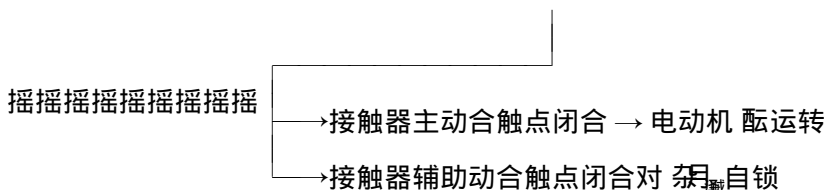


图 图 20-10 启动、停控制电路

此时电路中有两个按钮，启动按钮 按钮 （绿色按钮帽）和停止按钮 按钮 （红色按钮帽），其操作过程如下。

(员) 启动操作。

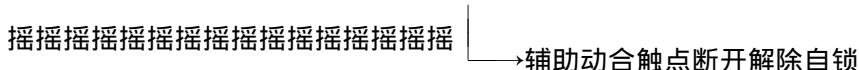
合上 开关 → 按下启动按钮 按钮 → 接触器线圈 线圈 通电



这时若松开启动按钮 按钮 ，由于接触器的辅助动合触点已闭合，它给线圈 线圈 提供了另外一条通路，因此松开启动按钮 按钮 后线圈仍然保持通电，于是电动机便可连续运行。接触器用自己的辅助动合触点“锁住”自己的线圈电路，这种作用称为“自锁”，此时该触点称为“自锁触点”。

(圆) 停止操作。

按下停止按钮 按钮 → 接触器线圈失电 → 主合触点断开 → 电动机 电动机 停止



在图 4-10 电路中，开关 QS 作为隔离开关使用，当需要检查、维修电动机或电路时，用它来隔离电源，确保操作人员安全。隔离开关一般不能用于带负载切断或接通电源。启动时应先合上 QS，再按启动按钮 SB_起；停止时则应先按下停止按钮 SB_停，再断开 QS。

6.2 三相异步电动机的正、反转控制电路

6.2.1 正、反转控制电路

在生产机械中往往需要运动部件向正、反两个方向运动，如机床工作台的前进与后退、主轴的正转与反转、起重机的提升与下降等，都是由电动机的正、反转实现的。在学习三相异步电动机的工作原理时已经知道，只要将三相电源中的任意两相对调，改变旋转磁场的方向，即可改变电动机的转向实现正反转。因此，只要用两个交流接触器就能实现这一要求，如图 4-11 所示。

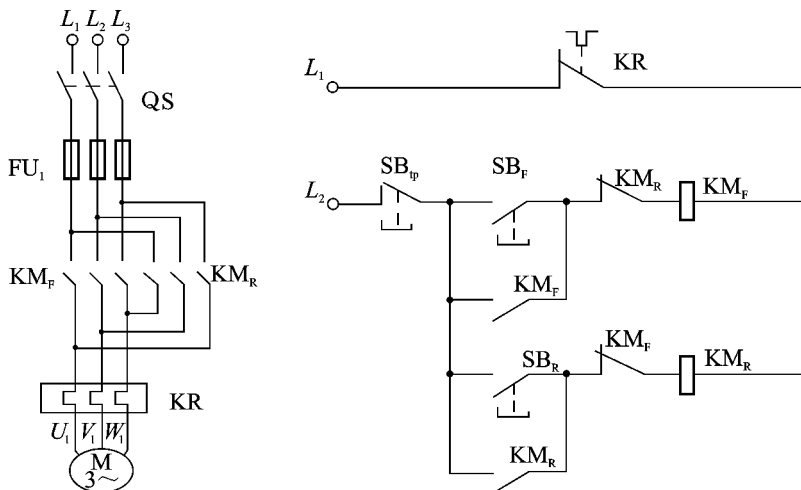


图 4-11 接触器互锁的正、反转控制电路

在图 4-11 中，KM_F 为正转接触器，KM_R 为反转接触器，SB_起 为正转启动按钮，SB_反 为反转启动按钮。正转接触器 KM_F 的三对主动合触点把电动机按相序 U₁-V₁-W₁ 与电源相接；反转接触器 KM_R 的三对主动合触点把电动机按相序 U₁-W₁-V₁ 与电源相接。

显然在反转时，反转接触器 KM_R 把电源的 U₁ 和 V₁ 对调后加在电动机上。因此主电路能够实现正、反转，但从主电路中可以看出，KM_F 和 KM_R 的主动合触点是不允许同时闭合的，否则会发生相间短路。因此正、反两个接触器只能有一个工作，这就是正、反转控制电路的约束条件。怎样实现这一约束条件呢？接触器必须把自己的辅助动断触点串入对方的线圈电路中。当正转接触器 KM_F 线圈通电时，其辅助动断触点断开，切断 KM_R 线圈电路，即使按下 SB_反，KM_R 线圈也不会通电。这两个接触器利用各自的辅助动断触点封锁对方的控制电路，称为接触器“互锁”的正反转控制电路。正、反转控制电路加入互锁环节后，就能够避免两个接触器同时通电，从而防止了相同短路事故的发生。

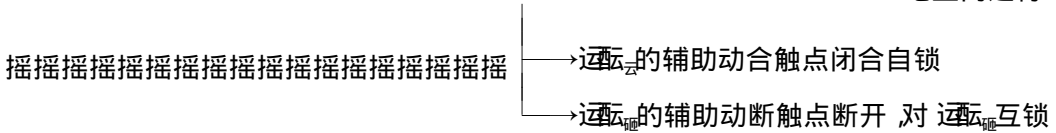
上述电路中，正、反转之间的相互转换必须先按下停止按钮 SB_停，如由正转到反转时，先按停止按钮 SB_停，令 KM_F 失电，辅助动断触点 KM_F 闭合，然后按下 SB_反，才能使 KM_R 通电，电动机反转。如果不按 SB_停 而直接按 SB_反，将不起作用。反之，由反转改为正

转也要先按下停止按钮。这种操作方式适用于功率较大的电动机及一些频繁正、反转的电动机。

因为电动机如果由正转直接变为反转或由反转直接变为正转时，在换接瞬间，旋转磁场已经反向，而转子由于惯性仍按原方向旋转，转子导体与旋转磁场之间切割速度突然增大，感应电动势和感应电流随之增大，电磁转矩也突然增大，其方向又与旋转磁场方向相反，这时转差率接近于圆，不仅会引起很大的电流冲击，而且会造成相当大的机械冲击。如果频繁正、反转还会使热继电器动作，因此对功率较大的电动机及一些频繁正、反转的电动机一般应先按停止按钮，待转速下降后再反转。接触器互锁的正反转控制电路的操作过程如下。

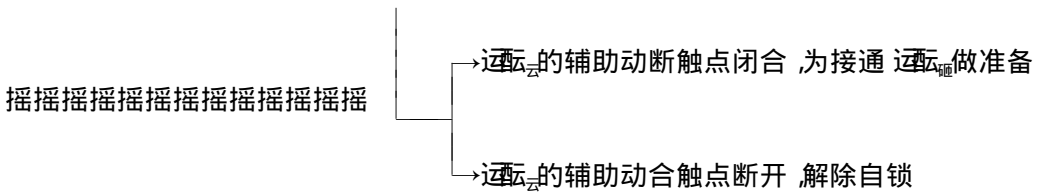
(丙) 正转操作。

合上开关 → 按下正转启动按钮 → 电动机得电 → 电动机主触点闭合 → 电动机得电正向运行

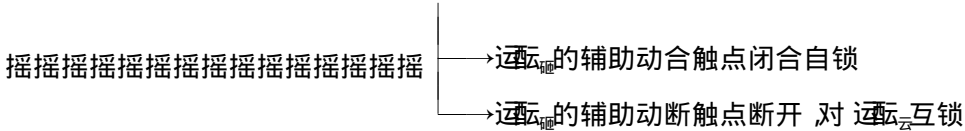


(丁) 反转操作。

按下停止按钮 → KM线圈失电 → KM的主触点断开 → 电动机失电停止



按下反转启动按钮 → KM_R通电 → KM_R的主触点闭合 → 电动机得电反向运行



由以上分析可以看出，电动机正、反转切换时，停止按钮对于功率较大的电动机是必要的，但是对一些功率较小的允许直接正、反转的电动机而言，就有些烦琐。为此可采用复式按钮互锁的控制电路，这种互锁方式是接触器互锁和按钮互锁结合在一起的，如图 2-10 所示。

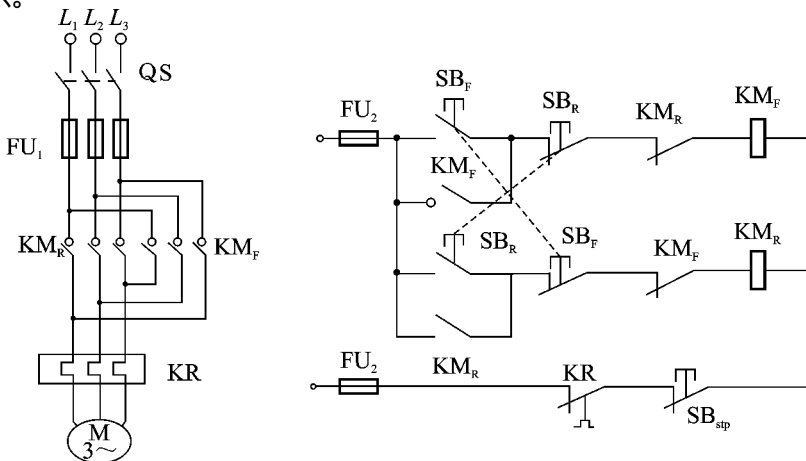


图 2-10 复式按钮互锁的正、反转控制电路

当电动机正转时,按下反转按钮 $\text{SB}_{\text{反}}$,它的动断触点断开,使正转接触器线圈 $\text{CJ}_{\text{正}}$ 失电;同时它的动合触点闭合,使反转接触器线圈 $\text{CJ}_{\text{反}}$ 通电,于是电动机由正转直接变为反转。同理当电动机反转时,按 $\text{SB}_{\text{正}}$ 可以使电动机直接变为正转,操作快捷方便。

行程控制

行程控制就是当运动部件到达一定行程或位置时采用行程开关(又称限位开关)来进行控制。如吊钩上升到达终点时要求自动停止,龙门刨床的工作台要求在一定的范围内自动往返等,这类控制被称为行程控制。

(一) 行程开关。

行程开关又称为限位开关,它是利用机械部件的位移来切换电路的自动电器。它的结构和工作原理都与按钮相似,只不过按钮用手按,而行程开关用运动部件上的撞块(挡铁)来撞压。当撞块压着行程开关时,就像按下按钮一样,使其动断触点断开,动合触点闭合;而当撞块离开时,就如同手松开了按钮,靠弹簧作用使触点复位。行程开关有直线式、单滚轮式、双滚轮式等,如图 4-10 所示。其中双滚轮式行程开关无复位弹簧,不能自动复位,它需要两个方向的撞块来回撞压,才能复位。

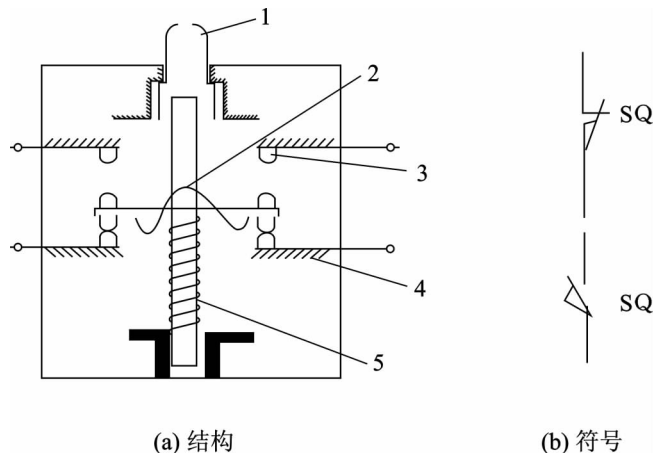


图 4-10 行程开关

(二) 自动往返行程控制电路。

某些生产机械如万能铣床要求工作台在一定范围内能自动往返运动,以便对工件连续加工。为了实现这种自动往返行程控制,可将行程开关 $\text{SQ}_{\text{左}}$ 和 $\text{SQ}_{\text{右}}$ 装在机床床身的左右两侧,将撞块装在工作台上,随工作台一起运动,如图 4-11 所示。

当电动机正转带动工作台向右运动到极限位置,撞块 撞 撞行程开关 $\text{SQ}_{\text{右}}$:一方面使其动断触点断开,使电动机先停转;另一方面也使其动合触点闭合,相当于自动按下了反转启动按钮 $\text{SB}_{\text{反}}$,使电动机反转带动工作台向左运动。这时撞块 撞 离开行程开关 $\text{SQ}_{\text{右}}$,其触点自动复位,由于接触器 $\text{CJ}_{\text{反}}$ 自锁,故电动机继续带动工作台左移。当移动到左面极限位置时,撞块 撞 撞行程开关 $\text{SQ}_{\text{左}}$:一方面使其动断触点断开,使电动机先停转;另一方面其动合触点又闭合,相当于按下正转启动按钮 $\text{SB}_{\text{正}}$,使电动机正转带动工作台右移。如此往复不已,直到按下停止按钮 $\text{SB}_{\text{停}}$ 电动机才会停止。

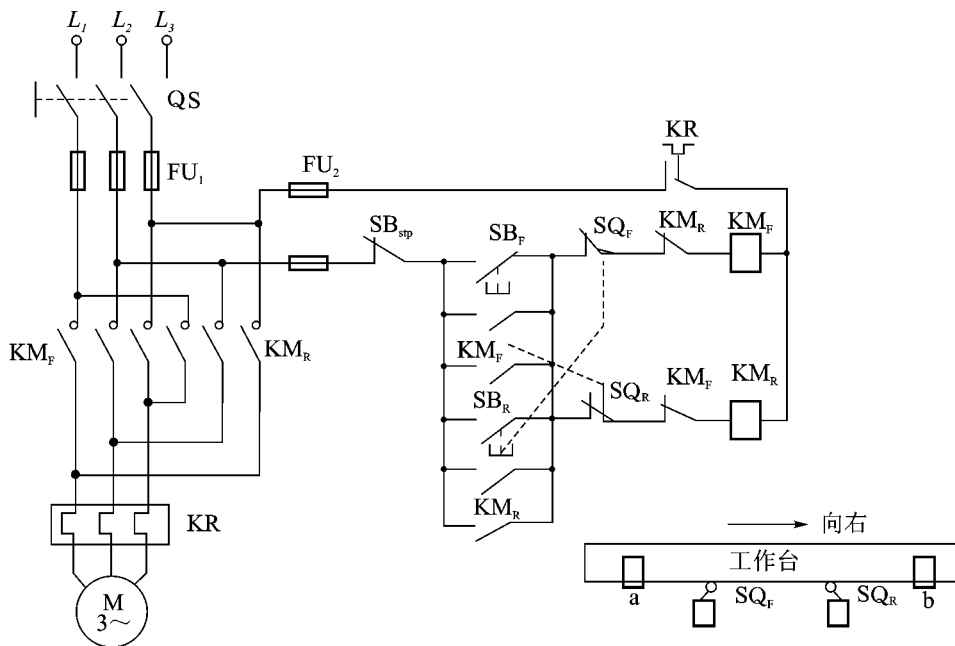


图 10-10 摇臂自动往返行程控制电路

6.3.3 三相异步电动机的降压启动控制电路

在这里介绍再 Δ 换接启动。

对于正常运行时 Δ 形连接的电动机，可在启动时接成再形，以减小启动电流，待转速上升后再换接成 Δ 形，投入正常运行，其控制电路如图 10-11 所示。图 10-11 中的 $KM_{\text{再}}$ 、 KM_{Δ} 是交流接触器， KT 是时间继电器。

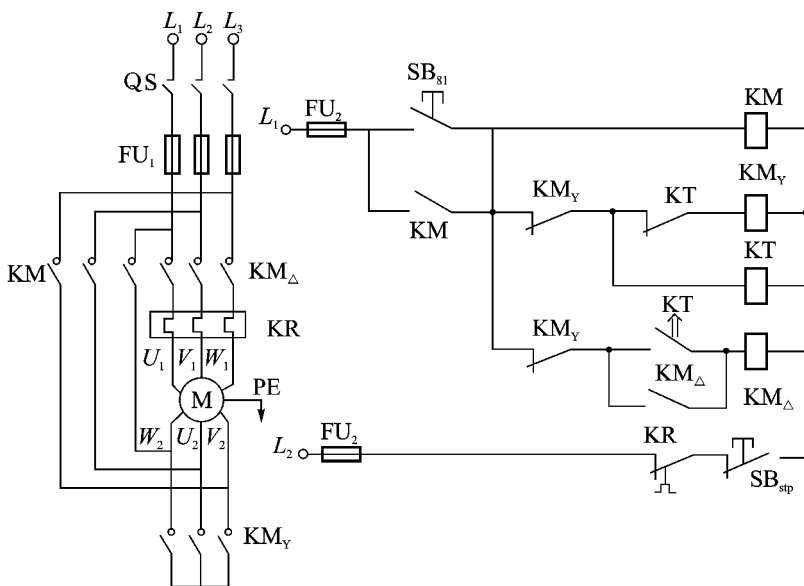
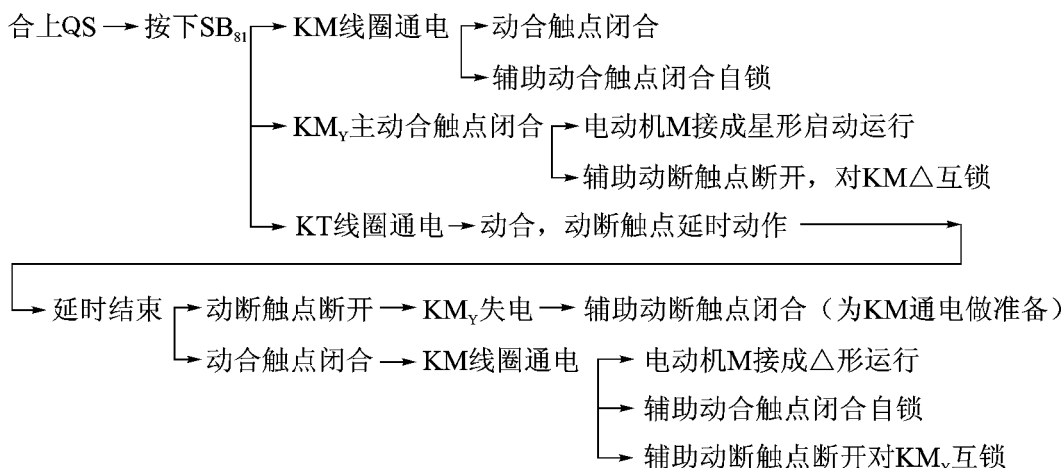


图 10-11 再 Δ 换接启动控制电路

再原 Δ 换接启动的操作过程如下。



停止时要按下 S_B ，使 KM 和 KM_v 线圈失电，主动合触点断开，电动机 失电停止。

6.2 单相异步电动机

单相异步电动机是由单相电源供电的小功率电动机，日常生活中的电风扇、电冰箱、洗衣机、搅拌机等均采用单相异步电动机作动力。

由于单相异步电动机绕组中通的是单相交流电，若电动机定子铁心上只有单相绕组，所产生的磁通是交变脉动磁通，它的轴线在空间上是固定不变的，这样的磁通不可能使转子启动旋转。因此，必须采取其他的启动措施，下面介绍两种常用的笼型单相异步电动机的旋转原理。

6.2.1 电容分相式单相异步电动机

图 6-2-1 所示为电容分相式单相异步电动机的定子电路，定子具有两个绕组 U_1 、 U_2 ，它们在空间互差 90° 。其中， U_1 称为工作绕组，流过的电流为 i_1 ； U_2 绕组中串有电容器，称为启动绕组，流过的电流为 i_2 。这两个绕组接在同一单相交流电源上。适当选择电容 C 的大小，可使两个绕组中的电流相位差为 90° 。这样在空间上互成 90° 的两相绕组通入互差 90° 的两相交流电，便产生了旋转磁场。

在旋转磁场的作用下，电动机的转子就会沿旋转磁场方向旋转。有的单相异步电动机不采用电容分相，而是采用在启动绕组中串入电阻的方法，使得两相绕组中的电流在相位上存在一定的角度，也可以产生旋转磁场，如图 6-2-2 所示。

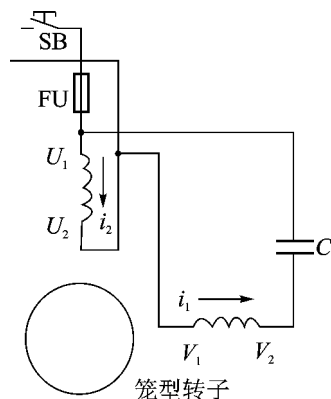
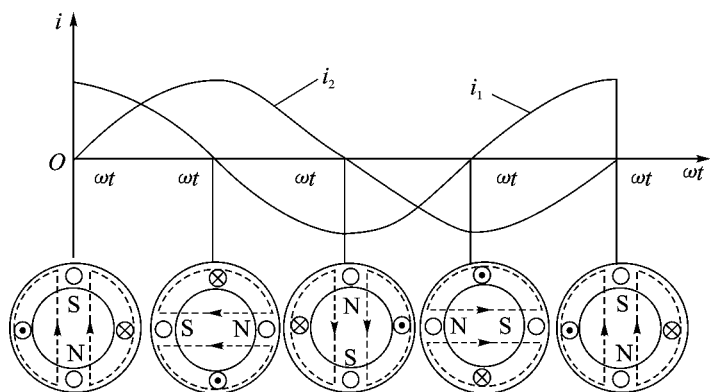


图 6-2-1 电容分相式单相异步电动机定子电路

图 6-10 互差 90° 的两相交流电的旋转磁场

6.2 罩极式单相异步电动机

罩极式单相异步电动机定子铁心做成凸极式，转子仍为笼型，如图 6-11 所示。在定子磁极上开一个槽，极分成两部分，在较小磁极上套一个短路铜环，称为罩极。在磁极上绕有单相绕组，当通入单相交流电时，铁心中便产生交变磁通。在交变磁通的作用下，铜环中产生感应电流。由楞次定律可知，感应电流产生的磁场将阻碍原来磁场的变化，使罩极下穿过的磁通滞后于未罩铜环部分穿过的磁通，如同磁通总是从未罩部分向罩极移动。总体上看，好像磁场在旋转，从而获得启动转矩。

罩极上的铜环是固定的，而磁场总是从未罩部分向罩极移动，故磁场的转动方向是不变的。所以，罩极式单相异步电动机不能改变转向，它的启动转矩较分相式单相异步电动机的启动转矩小，一般用在空载或轻载启动的台扇、排风机等设备中。

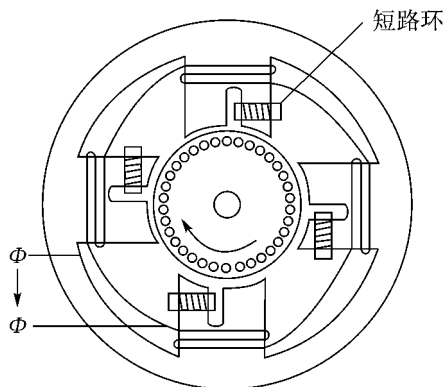


图 6-11 罩极式单相异步电动机结构图

本章小结

三相异步电动机的结构主要分为定子和转子。定子绕组中通以三相交流电源，产生旋转磁场，转子绕组在旋转磁场的作用下产生感应电流，这个感应电流受旋转磁场作用而产生电磁力，由电磁力产生电磁转矩使转子转动起来。改变三相电源的相序可以改变旋转磁场的转动方向，继而改变电动机的转动方向。

定子所产生的旋转磁场的转速称为同步转速 n_s ，即

$$n_s = \frac{60f}{p}$$

式中， f 为电源频率， p 为磁极对数，它与定子绕组每相的结构有关。

电动机的转速为 n ， n 十分接近同步转速 n_s ，但始终小于 n_s ，两者的差异用转差率 s 表示，即 $s = \frac{n_s - n}{n_s}$ 。转差率是异步电动机的重要物理量，转差率越小，则跟随性越好。

三相异步电动机的型号和主要技术数据都标在电动机的铭牌上，使用时要按铭牌上的数据要求正确使用电动机。

继电器接触器控制系统是电动机的基本控制系统，它由按钮、继电器、接触器、行程开关等低压电器组成，其结构简单、易于操作，可以实现对电动机的启动控制、正反转控制、再 Δ 换接启动控制，还可以实现过流、失压、自锁等保护。正确理解各种低压电器的作用、熟悉各种低压电器的使用是控制电动机正常运行的基础。

单相电动机定子绕组中通的是单相交流电，定子本身不能产生旋转磁场。电容分相式单相异步电动机给启动绕组串入电容，使工作绕组和启动绕组中的电流存在相位差，从而获取旋转磁场；罩极式单相电动机将定子铁心做成罩极式，利用感应电流对原磁场的阻碍作用，获得旋转磁场，在旋转磁场的作用下，单相电动机获取启动转矩。

思考与练习

1. 当电源电压低于额定电压或超过额定电压时，对异步电动机的运行会产生什么不良影响？

2. 电动机的电磁转矩是驱动转矩，但从机械特性来看，电磁转矩增加时，转速反而下降，这是什么原因？

3. 三相异步电动机在满载和空载启动时，启动电流和启动转矩是否相同？

4. 能耗制动消耗的是什么能？

5. 绕线式电动机采用转子串电阻启动时，所串电阻越大，启动转矩是否也越大？

6. 一台电动机在外加电压不变的条件下，转速高时消耗的功率大还是转速低时消耗的功率大？为什么？

7. 何谓动合触点和动断触点？如何区分按钮和交流接触器的动合触点和动断触点？

8. 一个按钮的动合触点和动断触点有可能同时闭合和同时断开吗？

9. 有一台四极三相异步电动机，电源频率为 50 Hz，带负载运行时的转差率为 4%，求同步转速和实际转速。

10. 两台三相异步电动机的电源频率为 50 Hz，额定转速分别为 1440 r/min 和 1000 r/min，试问它们各是几极电动机？额定转差率分别是多少？

11. 试画出异步电动机既能正转连续运行，又能正、反转点运行的控制电路。

12. 有两台异步电动机 M_1 和 M_2 ，要求 M_1 启动后经过一定时间延迟， M_2 能自行启动，同时停止，试画出其控制电路。

13. 有两台电动机，每次只允许有一台运转，且一台单转向；另一台要求能正、反转，两台电动机都要求有短路、过载及失压保护，试画出其电路（主电路和控制电路）。

14. 一台泵由鼠笼式异步电动机拖动，电动机的启动电流为额定电流的 7 倍，应选用多大的熔断器？

15. 某机床主轴由一台鼠笼式电动机拖动，润滑油泵由另一台鼠笼式电动机拖动。现要求：（1）主轴电动机必须在油泵电机启动后，才能启动；（2）若油泵电动机停止，则主轴电动机应同时停止；（3）主轴电动机可以独立停止；（4）两台电动机都需要有短路、过载、失压保护。试画出其电气控制原理图。

第 7 章 半导体二极管和二极管整流电路

半导体器件自 20 世纪 50 年代初问世以来，由于其大量的优点，逐步代替了电子管器件。在随后短短的几十年里，越来越先进的集成电路相继出现，电子技术进入了飞速发展时期。本章主要介绍半导体的相关基本知识、PN 结的形成及其单向导电性，着重分析了二极管的特性和由二极管组成的整流电路。

7.1 PN 结

7.1.1 P 型半导体和 N 型半导体

1. 半导体基础

在自然界中有许多物质，按其导电性能可以分为导体、半导体和绝缘体。而多数现代电子元器件则正是由半导体材料制成的，这不仅仅是因为上述三类物质之间的导电差别，更主要的是半导体有它独特的导电性能。如当外界的环境（纯净半导体受到加热、光照或加入微“杂质”元素时）发生变化时，其导电能力会有显著的提高。为了便于大家理解半导体的这些特点，我们了解一下其相关基础知识。

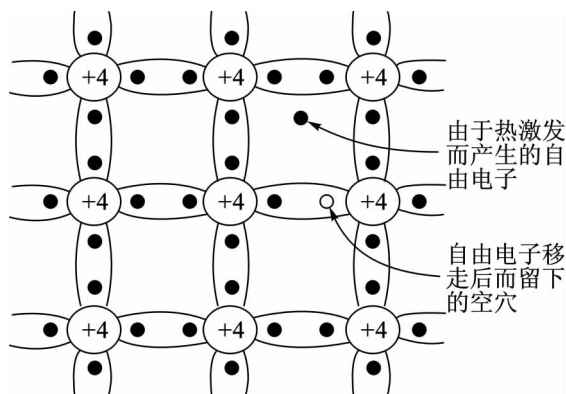


图 7.1.1 电子空穴对的产生

目前所见到的电子元器件中，常用的半导体材料是硅和锗。它们都是四价元素，最外层原子轨道的电子数均为四个，它们极易与相邻原子的价电子形成共价键，如图 7.1.1 所示。在共价键的约束下，当外界无激发或者为热力学零度时，这些外层电子不能自由移动，而物体的导电性能又决定于能够移动的电子数的多少。因此，这时候的半导体是不能导电的，就像绝缘体一样。但此时如果有光照或受到加热，少数价电子就会克服共价键的约束力而成为自由电子。同时在原来共价键的位置会出现一个空位，称为空穴。一般来说，原子本是呈中性的，出现一个空穴后，该原子就带正电，因此，也可以认为空穴带正电，而这个空穴又可能被相邻原子中的价电子填补。这样一来，相当于带正电的空穴在沿着电子填补运动的反方向移动。所以说，纯净的半导体中有两种载流子（带电粒子）：带负电的自由电子和带正电的空穴。当在电场作用下，两种载流子就会发生定向移动而形成电子流和空穴流，两者的移动方向相反，但形成电流的方向相同，共同形成半导体中的电流。

根据以上分析可知，纯净半导体中的电子与空穴总是成对出现的，当自由电子填补了空穴后，它们又成对消失，称为复合。在一定条件下，自由电子、空穴对的产生和复合总是在进行，但最终处于平衡状态；对于纯净半导体而言，自由电子数和空穴数总是相等的，且它们是少量的。

7.1.1 空穴型半导体和 电子型半导体

虽然纯净半导体中含有两种载流子（自由电子和空穴），但在共价键的作用下，其数量非常有限，导电能力仍很差。若在纯净半导体中加入微量杂质，则它的导电性能会发生显著变化。

在硅（或锗）晶体里加入微量的三价元素，如硼（B），单个杂质原子外层轨道上的三个价电子与其周围的四个硅原子形成共价键时，就留下一个空位。常温下，相邻硅原子的价电子很容易过来填补这个空位，并在硅原子处产生一个空穴，使杂质原子变成带负电的离子，如图 7-1 所示。这种半导体的空穴数远远大于自由电子数，称为空穴型半导体，也称为 空穴型半导体。在 空穴型半导体中，空穴占多数，是多子；自由电子则是少子。

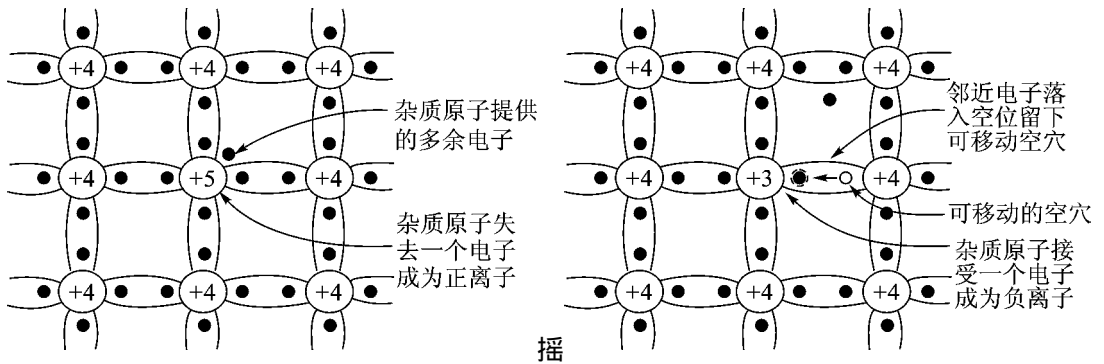


图 7-1 空穴型半导体的共价键结构

图 7-2 电子型半导体的共价键结构

在硅（或锗）晶体里加入微量的五价元素，如磷（P），单个杂质原子外层轨道上的五个价电子与其周围的四个硅原子形成共价键时，就多出个价电子，在常温下，它很容易摆脱磷原子的约束而成为自由电子，杂质原子就变成不能移动的正离子。如图 7-2 所示，在这种半导体中，自由电子数远远大于空穴数，称为电子型半导体，也称为 电子型半导体。在 电子型半导体中，自由电子占多数，是多子；空穴则是少子。

上述两种半导体中的多子数目由掺杂浓度来决定，而少子的数目与掺杂无关，主要取决于纯净半导体元素的原子核对电子的束缚力的大小，但这一点是受温度影响的。

7.2 PN 结的形成和单向导电性

7.2.1 PN 结的形成

若只有一个 空穴型半导体或 电子型半导体，那它在电路中的作用只相当于一个电阻。如果在同一块纯净半导体中，根据不同的掺杂工艺，使其一半为 空穴型；另一半为 电子型，则在两者的交界处就会形成 PN 结，它是构成各种半导体器件的基础。

电子型半导体的电子为多子，空穴型半导体的空穴为多子。因此，它们各自多子浓度均大于对方。当 空穴型半导体和 电子型半导体紧靠在一起时，因 电子区电子浓度大于 空穴区电子的浓度，于是电子将从浓度大的 电子区向浓度小的 空穴区扩散。首先是交界处附近的电子跑到 空穴

区，与 N 区的空穴复合，于是 P 区的一侧只留下一些不能移动的带正电的五价离子，它们不参与导电，形成正电荷区；而交界处附近 N 区的空穴因与扩散过来的电子相复合，出现了一些带负电的三价离子，形成负电荷区。这样在交界处附近就形成一个空间电荷区，该电荷区构成了一个由 P 区指向 N 区的内电场。在该电场的作用下，多子的扩散运动受阻，而少子则产生与扩散运动反向的漂移运动。扩散运动使内电场增强，漂移运动又使其削弱。当两者达到动态平衡时，交界处的扩散电流与漂移电流几乎相等，总的“表现”电流为零。这时，空间电荷区达到一个稳定的状态，该电荷区就稳定下来，这个区域就称为 PN 结，如图 2-10 所示。

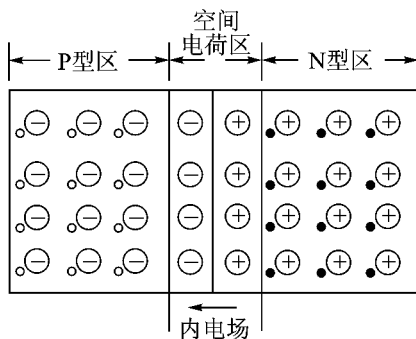


图 2-10 PN 结的形成

PN 结的单向导电性

当在 PN 结的两端外加正向电压 U_F 时，即 P 区接电源正极，N 区接电源的负极，如图 2-11 所示。在外电场的作用下，P 区的多子与 N 区的多子被迫向 PN 结方向移动。当 P 区中的空穴进入后，就中和一部分负离子；同样，N 区中的电子进入也会中和一部分正离子。这样一来，内电场就被削弱，导致扩散运动超过漂移运动，多子就会顺利地通过，从而形成较大的正向电流 I_F ，此时，PN 结表现出正向电阻很小。

如果在 PN 结两端外加反向电压 U_R ，即 P 区接电源负极，N 区接电源正极，如图 2-12 所示。在外电场的作用下，P 区和 N 区中的多子进一步远离 PN 结，内电场被进一步加强，此时，扩散运动几乎停止，而漂移运动则被加强，P 区和 N 区中的少子可以顺利地通过 PN 结，当这两者达到稳定状态后就形成反向饱和电流 I_R ，但是因少子的数量有限，在反向电压不是很大的情况下，反向饱和电流通常很小，也说明 PN 结反向电阻很大。

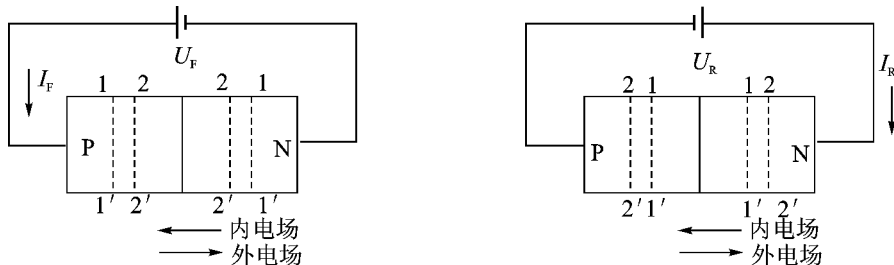


图 2-11 PN 结正向偏置 图 2-12 PN 结反向偏置

综上所述，PN 结具有单向导电性。当加正向电压时，即正向偏置时，PN 结电阻很小，正向电流较大，PN 结处于导通状态；外加反向电压时，即反向偏置时，PN 结电阻很大，反向电流很小，PN 结处于截止状态。

7.1 半导体二极管

7.1.1 二极管的结构与伏安特性

1. 二极管的结构

半导体二极管是在一个 PN 结的两极加上相应的电极引线和外壳组成。根据其内部结构的不同，可以将二极管分为点接触型和面接触型两种。

点接触型二极管结构如图 7-1(a) 所示。它的特点是：PN 结的接触面积小，不能通过大电流；但因其结电容小，适合于在高频下工作。如 2AP9 系列点接触型锗管，它可以在电子设备中作高频检波，也可以用来作小电流整流。

面接触型二极管的结构如图 7-1(b) 所示。其特点是：PN 结的接触面积大，容许通过较大的电流；但因其结电容大，不可用于高频场合，常用于频率在 100 kHz 以下的整流，如 2CZ 系列二极管。

图 7-1(c) 是硅工艺平面型二极管结构图，一般用于集成电路。二极管的符号如图 7-1(d) 所示，P 区的一边为阳极 a，N 区的一边为阴极 k。

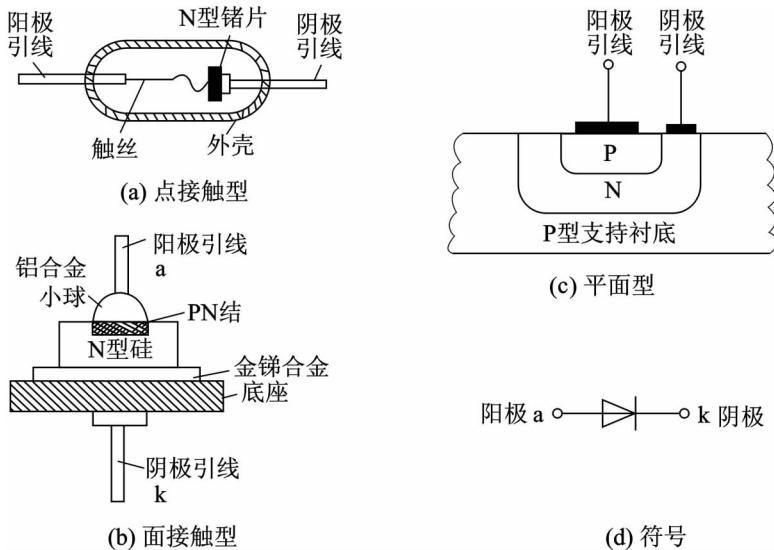


图 7-1 半导体二极管的结构和符号

2. 二极管的伏安特性

因二极管的核心元件是 PN 结，所以它也具有单向导电性。二极管的特性常用伏安特性来表示，即二极管两端的电压与通过管子的电流的关系。

实际二极管的伏安特性如图 7-2 所示，该曲线反映出二极管具有如下特点。

(1) 正向电压较小时，外电场还不足以克服 PN 结的内电场，所以，此时正向电流几乎为零。只有在外加电压超过某一数值后，才有明显的电流，称该电压为死区电压。在室温下，硅管的死区电压约为 0.5V，锗管的为 0.2V。当正向电压大于死区电压时，电流随电压的增长很快，几乎为直线，此时管子处于导通状态，如图 7-2 中的 ① 段所示。正向

导通后, 硅管的压降约为 $0.7V$, 锗管约为 $0.3V$

(圆) 在反向电压作用下, 少数载流子很容易通过, 但因其数量较少, 所以反向电流也很小。此时, 二极管处于截止状态, 如图 7-10 中的 ② 段所示。温度升高时, 少数载流子增加, 反向电流随之增加。

(猿) 当反向电压增加到一定值时, 反向电流剧增, 称为二极管反向击穿, 如图 7-10 中的 ③ 段所示。产生击穿时的电压称为反向击穿电压。普通二极管是不允许工作于该区的。

(源) 温度升高时, 二极管的正向曲线左移, 反向曲线下移, 如图 7-11 所示。

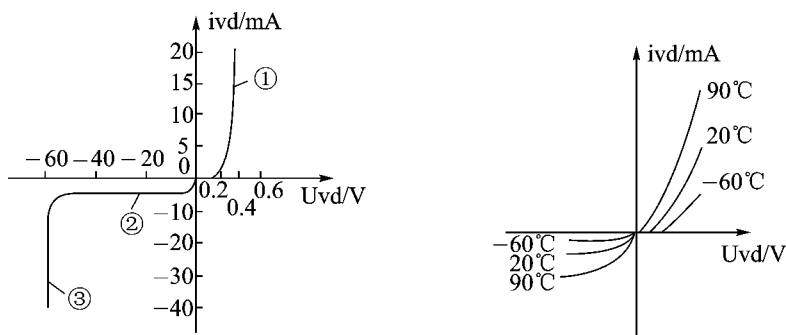


图 7-10 二极管的伏安特性 图 7-11 温度对二极管伏安特性的影响

7.2 二极管的参数及选用

二极管的主要性能参数有以下几个。

1. 最大整流电流 I_{FM}

它是指二极管长期运行时所允许通过的最大正向电流。选用时应注意通过二极管的实际工作电流不得超过此值, 而且还要注意散热条件, 否则容易将其烧毁。

2. 最大反向工作电压 U_{RM}

二极管使用时所允许加上的最高反向电压, 若超过此值, 就有可能将其击穿。为了确保安全, 常用在最大反向电压的一半。

3. 最大反向电流 I_{RM}

二极管两端加上 U_{RM} 时的电流值。漏电流越小, 二极管单向导电性越好, 它和少数载流子的浓度有关, 因此, 受温度影响较大, 选用时要考虑温度因素。

4. 最高工作频率 f_M

当二极管在高频下工作时, 由于电容效应, 其单向导电作用退化。最高工作频率即指当二极管的单向导电作用开始明显退化时, 交流信号的频率。因此使用二极管时, 若通过二极管的电流大于此值, 则起不到应有的作用。

除以上介绍了几个主要参数之外, 其他参数可以通过查阅相关手册了解, 这些都是正确使用和合理选用二极管的依据。除此之外, 还需将温度的影响加以考虑。

7.3 二极管电路的分析方法

二极管被广泛用于各种电子电路中, 对于含有二极管的电路, 应该充分根据二极管的

伏安特性，再结合相关的电路定律、电路元件的性质进行分析。

例 7-1 在如图 7-10 所示电路中，已知 $u_i = U_m \sin \omega t$ ， U_R 为二极管的正向压降和反向电流均忽略不计，试画出 u_o 的波形。

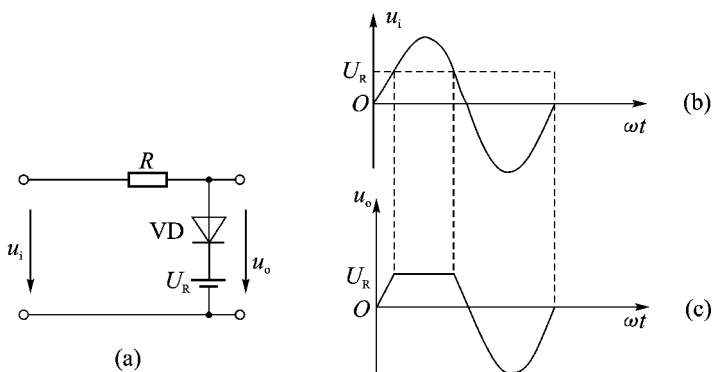


图 7-10 例 7-1 题图

(a) 电路 (b) 输入波形 (c) 输出波形

解 因为 u_i 是按正弦规律变化的，当 $u_i < U_R$ 时，二极管两端所加的为反向电压，二极管就处于截止状态，所以 $u_o = 0$ ；当 $u_i > U_R$ 时，二极管正向导通，此时其相当于短路， $u_o = u_i$ ，可得出如图 7-10(c) 所示的波形。

例 7-2 电路如图 7-11 所示，它有两个输入端 (A, B) 和一个输出端 L。若给 A, B 两端三组不同的电位值：① U_H, U_H ；② U_H, U_L ；③ U_L, U_L 。试求 L 点的电位。(不计二极管的压降)

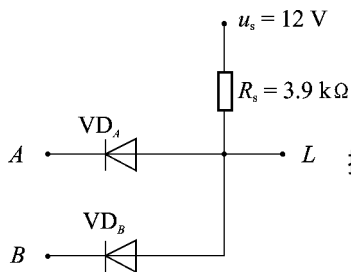


表 7-1 分析结果

U_A	U_B	U_L
高	高	高
高	低	低
低	低	低

图 7-11 例 7-2 题图

(1) 当 A, B 两端都处于高电位 U_H 时，这时候 VD_A 和 VD_B 均处于正向导通状态，所以输出端 L 的电位 U_L 被钳在 U_H ，即 $U_L = U_H$ 。

(2) 当 A 端处于低电位 U_L 时，B 端处于高电位 U_H 时，由于 VD_B 两极间电位差较大而优先导通，L 点的电位 U_L 被钳在 U_L ， VD_A 则处于反向电压作用下而截止，所以 $U_L = U_L$ 。

(3) A, B 两端都处于低电位 U_L 时，这时 VD_A 和 VD_B 都处于正向导通状态， U_L 被钳在 U_L 。

将分析结果列在表 7-1 中。由表中可以看出，只有当两个输入端都为高电位时 (U_H, U_H)，输出端才是高电位。

7.2 特殊二极管

除了以上所讨论的普通二极管外，常见的还有许多特殊二极管，如光电二极管、发光

二极管、稳压二极管等，现在分别作简要介绍。

1. 光电二极管

它的特点是当光线照在其上时，可产生成对的电子和空穴，从而反向电流随光照强度增加而增加。为了便于光照，光电二极管的管壳上有一个玻璃窗口。图 7-10 为它的符号。这种器件的 PN 结在反向偏置的状态下运行，它可以用做光控元件。

2. 发光二极管

它的工作原理与发光二极管正好相反，当该管正向偏置通过电流时就会发光。目前在电子、控制及电工仪器等领域应用较为广泛，其符号如图 7-11 所示。



图 7-10 光电二极管符号 图 7-11 发光二极管符号

3. 稳压二极管

稳压二极管是一种特殊二极管，其符号和伏安特性曲线如图 7-12 所示，从图 7-12 中可知，它的正向曲线与普通二极管相似，而反向曲线则更陡些。当反向电压较小时，其反向电流很小，如曲线 AB 段。若反向电压继续增加，就会进入击穿区， ΔU_z 变化很大，而 ΔI_z 变化很小，如 BC 段。因此，在 BC 段当反向电流大范围变化时，反向电压几乎不变。稳压管就工作在反向击穿区，且反向电压撤除后，稳压管仍正常。当然，若反向电流太大，这时就有可能因过热而将稳压管烧毁，为此，使用稳压管时须串联一个合适的限流电阻。

稳压管在直流稳压电源中应用非常广泛。图 7-13 所示的电路就是一个由稳压管构成的简单稳压电路。它是限流电阻，稳压管反接在直流电源的两端，使它工作在反向击穿区。当 u_i 波动而上升时，必将导致 i_z 增加。这样流过稳压管的电流 i_z 就会大大增加，于是 i_R 增加很多， R 上的压降相应增加，从而使电压不变。同理，当 u_i 变动时，稳压管也能起到稳压的作用。

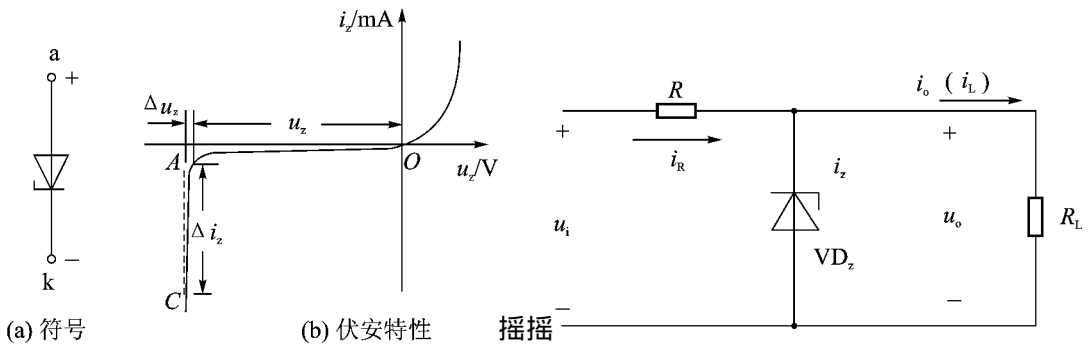


图 7-12 稳压管的符号与伏安特性

图 7-13 简单的稳压电路

7.2 二极管整流电路

在许多电子、控制装置中，有时为了得到稳定的直流电压，常利用具有单向导电性的

元器件（如二极管、晶闸管等），将交流电转换成单向脉动直流电。其对应的电路称为整流电路，对于 100W 以下的小功率整流电路，一般用二极管作整流元件。整流电路有单相和三相半波、全波、桥式及倍压整流等不同形式，在此，只介绍单相半波整流和单相桥式整流电路。为了便于分析电路，先假定二极管均为理想模型，即正向电阻为零，反向电阻为无穷大。

7.1 单相半波整流电路

图 7-1 是单相半波整流电路，图 7-1 中 T 为变压器，它将交流电变为整流电路所需的交流电压，二极管 VD 与负载电阻 R_L 串联，并且与变压器的副边绕组相接。

设变压器的副边交流电压为

$$u = U_m \sin \omega t \quad (7-1)$$

其波形如图 7-2 所示，当 $\omega t \in [0, \pi]$ 时， u 为正半周，变压器的副边的电压极性为上正下负，即 A 点的电位高于 B 点，此时，二极管正向导通， i_o 通过负载电阻。由于二极管的正向电阻很小，其正向压降也很小，所以负载电阻 R_L 上的电压 $u_o \approx u$ 。当 $\omega t \in [\pi, 2\pi]$ 时， u 为负半周，变压器的副边的电压极性为上负下正，即 B 点的电位高于 A 点，二极管受反向电压作用而截止，没有电流流过负载，此时，输出电压 $u_o = 0$ 。因此，在负载电阻 R_L 上得到的是半波整流电压 u_o 。其大小是变化的，而且极性一定，也就是单向脉动电压。

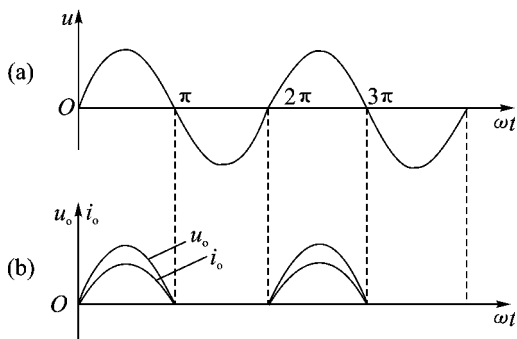
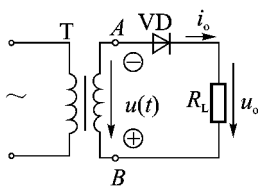


图 7-1 单相半波整流电路 图 7-2 单相半波整流电路的电压与电流的波形
这种脉动直流电压的大小可以用它的平均值来表示，即

$$U_o = \frac{1}{T} \int_0^{\pi} \sqrt{2} U \sin \omega t \, d\omega t = \frac{\sqrt{2} U}{\pi} \quad (7-2)$$

式中， U 为变压器副边电压的有效值。

由此可以得出整流电流平均值

$$I_o = \frac{U_o}{R_L} = \frac{\sqrt{2} U}{\pi R_L} \quad (7-3)$$

当二极管不导通时，承受的最高反向电压就是变压器副边的交流电压 u 的最大值 U_m ，即

$$U_{RM} = U_m = \sqrt{2} U \quad (7-4)$$

在设计这种电路时，应选择合适的整流元件，并且要考虑电源电压的不稳定，选二极管时，对其最大整流电流和最大反向电压应留有一定的余量。

例 7-1 有一单相半波整流电路，如图 7-1 所示，已知负载电阻 $R_L = 10\Omega$ ，变压器

副边电压 $u(t)$ 试求 u_o 和 i_o

解

$u_o = |u(t)|$
 $i_o = \frac{u_o}{R_L}$

7.2 单相桥式整流电路

如图 7.2.1 所示是单相桥式整流电路，它由电源变压器、四个整流二极管和负载电阻 R_L 组成。其中四个二极管组成一个电桥，故称为桥式整流电路。

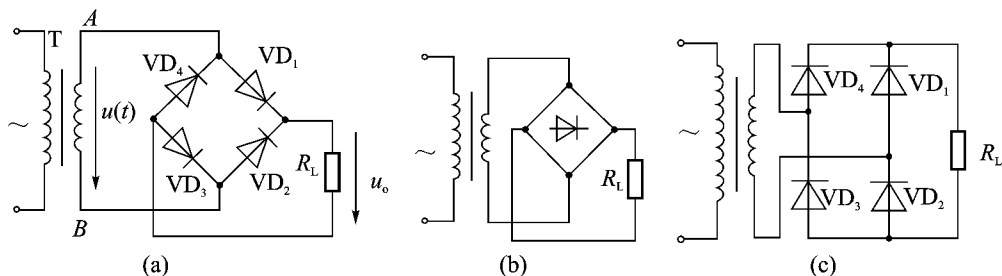


图 7.2.1 单相桥式整流电路

在该电路中， VD_1 阳极和 VD_3 阴极相连， VD_2 阳极和 VD_4 阴极相连，再分别接向变压器副边绕组的 A 、 B 两端； VD_1 与 VD_2 的阴极相连， VD_3 与 VD_4 的阳极相连，分别接向负载的两端而输出直流电压。图 7.2.1 (a)、(b) 是桥式整流电路的不同表示形式。

设变压器副边电压波形如图 7.2.2 所示，在 $\omega t \in [0, \pi]$ 期间， u 处于正半周，变压器副边的极性为上正下负，即 A 点的电位高于 B 点，因此，二极管 VD_1 和 VD_3 受正向电压作用而导通， VD_2 和 VD_4 受反向电压作用而截止，电流 i_o 的通路为 $A \rightarrow VD_1 \rightarrow R_L \rightarrow VD_3 \rightarrow B$ ，这时候负载电阻 R_L 上得到一个半波电压。

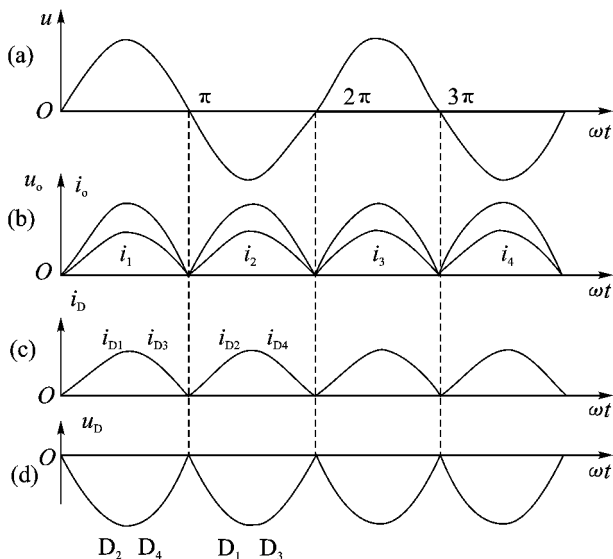


图 7.2.2 单相桥式整流的波形图

在 $\omega t = \pi \sim 2\pi$ 期间, 处于正半周, 变压器副边的极性为上负下正, 即 a 点的电位低于 b 点, 因此, 二极管 V_{D1} 和 V_{D2} 受反向电压作用而截止, V_{D3} 和 V_{D4} 受正向电压作用而导通, 电流 i 的通路为 $b \rightarrow V_{D3} \rightarrow R_L \rightarrow V_{D4} \rightarrow a$, 同样在负载电阻 R_L 上得到另一半波电压, 并且在两个半周内流经 R_L 的电流方向一致。

由此看来, 当电源电压 u_2 交变一周时, 在 R_L 上得到的整流电压 u_d 在两个半周内都有, 而且方向相同, 其波形如图 7-10 (b) 所示。

从以上图形中可以看出, 在电源电压 u_2 相同的情况下, 桥式整流电路输出的直流电压的平均值 U_d 是半波整流电路的两倍, 即

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} U_m \sin \omega t d\omega t + \frac{1}{\pi} \int_{\pi}^{2\pi} U_m \sin \omega t d\omega t \quad (7-10)$$

流经 R_L 的直流电流, 即输出的直流电流

$$I_d = \frac{U_d}{R_L} = \frac{2}{\pi} \frac{U_m}{R_L} \quad (7-11)$$

在单相桥式整流电路中, 负载电流是由四个二极管轮流供给的, 如图 7-10 (c) 所示, 因此流过整流元件的平均电流 I_D 为输出直流电流 I_d 的一半, 即

$$I_D = \frac{I_d}{2} = \frac{1}{\pi} \frac{U_m}{R_L} \quad (7-12)$$

在 u_2 的正半周, V_{D1} 、 V_{D2} 导通。如果不计它的正向压降, 二极管 V_{D1} 、 V_{D2} 的阴极就等于直接接在变压器绕组的上端, 阳极接在绕组的下端, 因此 V_{D1} 、 V_{D2} 承受的最大反向电压等于 u_2 的峰值。在 u_2 的负半周, V_{D3} 、 V_{D4} 承受同样大小的反向峰值电压, 如图 7-10 (d) 所示, 可见每个整流元件承受的最大反向电压为

$$U_{RM} = U_m \quad (7-13)$$

桥式整流电路输出的直流电压高、脉动小, 若电源变压器得到充分利用, 则能较好地完成整流任务, 所以这种电路在实际中得到了广泛应用。其缺点是二极管用的较多。目前, 市场上已有整流桥产品出售, 其额定电流可达数安, 最大反向电压为 $1000V$ 以内, 各种不同规格的品种可供选用, 电路连接很方便, 因而桥式整流电路的缺点就无所谓缺点了。

例 7-1 设有—台直流电源采用单相桥式整流电路, 交流电路电压为 $220V$, 负载要求输出电压 $U_d = 24V$, 直流电流 $I_d = 10A$, 求:

- (1) 通过二极管的平均电流、二极管承受的最高反向电压;
- (2) 整流变压器的变比和容量。

解 (1) 通过二极管的平均电流

$$I_D = \frac{I_d}{2} = \frac{10A}{2} = 5A$$

由式 (7-10) 和式 (7-13) 可以确定变压器副边电压的有效值和二极管承受的最高反向电压 U_{RM}

$$U_d = \frac{2}{\pi} U_2 = 24V \quad U_{RM} = U_2$$

$$U_2 = \frac{\pi}{2} U_d = \frac{3.14}{2} \times 24V \approx 37.7V$$

(2) 考虑到变压器副边绕组和管子上的压降, 变压器副边电压大约要高 10% 左右, 即 $U_2 = 37.7V \times 1.1 \approx 41.5V$

整流变压器的变比

$$k = \frac{U_1}{U_2} = \frac{220V}{41.5V} \approx 5.3$$

变压器副边电流的有效值为 $I_2 = \frac{U_2}{Z_L}$

变压器的容量 $S = U_1 I_1 = U_2 I_2$

本章小结

半导体元件中有两种载流子：电子和空穴。它们参与导电，这是半导体所固有的物理特性。将 P 型、N 型半导体接触在一起时，交界处就形成一个稳定的 PN 结。当加正向偏置电压时，二极管正向电阻很小，处于导通状态；当加反向电压时，二极管的反向电阻很大，此时呈截止状态，这就是二极管的单向导电性。

整流是利用二极管的单向导电性将交流电变成脉动直流电的过程。整流二极管可以看成理想二极管，即不计二极管的压降的影响。在分析整流电路时，一定要掌握二极管的特性。

在整流电路中，以桥式整流电路用得最多，与其他的整流电路相比，虽然多用了两个二极管，但对管子的耐压要求却降低了，因此得到了广泛的应用。

思考与练习

图 2-10 所示二极管电路如图 2-10(a)、(b) 所示，试判断两图中二极管是导通还是截止的。

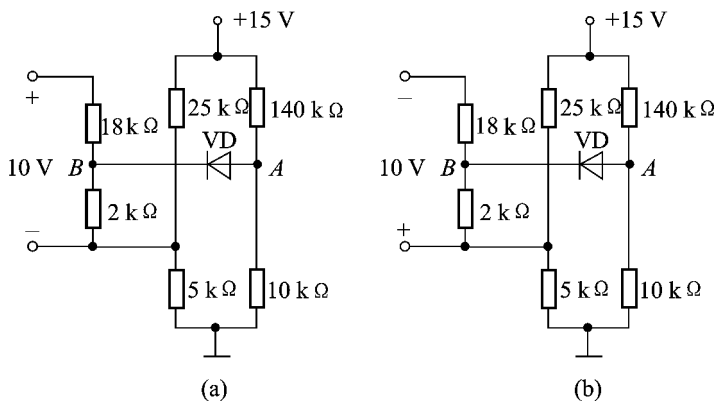


图 2-10 习题 2-10 图

图 2-11 在图 2-11(a)、(b) 所示的电路中，已知 $u_i = 10 \sin \omega t$ V，二极管的正向压降、反向电流均不计，试画出 u_o 的波形。

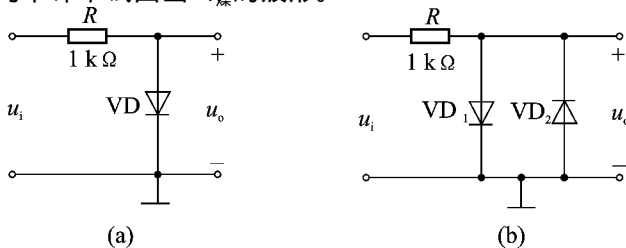


图 2-11 习题 2-11 图

7.1 如图 7.1 所示电路，试计算下列情况下的输出电压 u_o ：
 (1) $u_1 > u_2$ ；(2) $u_1 < u_2$ ；(3) $u_1 = u_2$

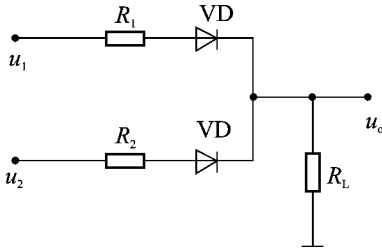


图 7.1 习题 7.1 图

7.2 要得到输出为 U_d 的直流电压，试根据以下两种情况计算交流电压（变压器副边电压）和二极管承受的最大反向电压：
 (1) 单相半波整流；(2) 单相桥式整流。

7.3 在某电路中，电压为 U_d ，电阻为 R ，若采用单相桥式整流电路供电，试求：

- (1) 变压器副边电压和电流的有效值；
- (2) 求每个二极管中流过的平均电流和承受的最高反向电压。

7.4 已知交流电源电压为 U_d ，频率 f ，负载要求输出电压平均值为 U_d ，输出电流平均值为 I_d ，试求变压器的变比和容量。

7.5 图 7.2 所示为一种逻辑门电路，当给予 A 、 B 两个端点三组不同的电位值时，试求 L 点的电位值，通过二极管的电流 I_A 、 I_B 及总电流 I_L

- (1) A 、 B 两点均为高电位 U_H ；
- (2) A 点处于低电位 U_L ， B 点处于高电位 U_H ；
- (3) A 、 B 两点均为低电位 U_L

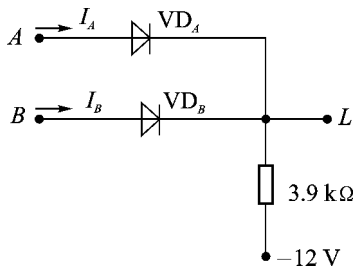


图 7.2 习题 7.5 图

第 8 章 三极管及其放大电路

在自动控制和电子系统中，常常需要将微弱的电信号放大成为所需的较强电信号，例如，把反映压力、速度、温度等物理量的微弱电信号进行放大多倍后再去推动执行元件（如继电器、指示仪表等），这时就需要放大电路来完成这些任务。

本章首先介绍三极管的结构、特性和相关参数，接着重点讨论共射极基本放大电路的组成和相关分析方法，阐述放大电路的三种基本组态、静态工作点稳定的射偏电路和多级放大电路，最后简要分析差动放大电路及功率放大电路。

8.1 半导体三极管

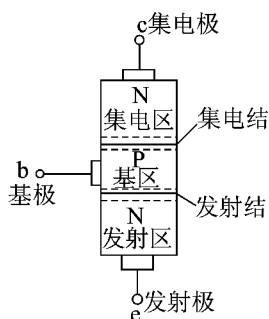
半导体三极管又称为晶体三极管，简称晶体管。它是一种重要的半导体器件，它的放大作用和开关作用使得电子技术迅速发展，在很多领域得到了广泛应用。

8.1.1 三极管的结构和电流放大作用

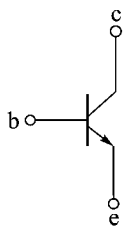
8.1.1.1 三极管的结构

半导体三极管是整个电子技术的核心元件，目前许多集成电路中都离不开它。与二极管相似，三极管也分为硅三极管和锗三极管；而根据结构三极管又分为 NPN 型和 PNP 型，其中 NPN 型就是两个 N 型半导体中部夹着一个 P 型半导体，PNP 型也如此类推。所以，不论哪一种三极管都是由两个 PN 结和三层半导体组成。

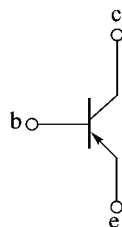
图 8-1-1 即为 NPN 型三极管的结构示意图，从三层半导体上各自接出一根引线就构成三极管的三个电极，它们分别为发射极、基极和集电极。引出电极所对应的半导体分别称为发射区、基区和集电区。虽然发射区和集电区都是 N 型半导体，但发射区掺杂较多，而集电区和基区的接触面积较大，因而它们并不是对称的。发射区与基区交界处



(a) NPN 型三极管的结构



(b) NPN 型三极管的符号



(c) PNP 型三极管的符号

图 8-1-1 三极管的结构与符号

的 N 区称为发射结，集电区与基区交界处的则称为集电结。两种三极管的符号分别如图 4-10 (a)、(b) 所示，这两者的工作原理相同，只是在电路中电压极性与电流流向不同而已。

由以上分析可知，三极管内部结构的特点是：发射区掺杂较高，即电子的浓度高；基区非常薄，而且杂质浓度低；集电区体积大，但掺杂浓度较低。这些是三极管具有电流放大作用的内因。

4.1.2 三极管的电流放大作用

要想三极管能对微弱的信号进行放大，不仅要有内因，还要有合适的外部条件：发射结正向偏置，而集电结反向偏置。电路接法如图 4-11 所示。现在就以 NPN 型管为例来说明三极管的电流放大作用。

由于发射结正向偏置，即发射结导通，则可使发射区的电子越过发射结而源源不断地进入基区，从而形成发射极电流 I_E 。到达基区的电子，在靠近发射结的地方积累起来，使得基区中的电子浓度在靠近发射结处高于靠近集电结处，于是电子继续向集电区方向扩散。在扩散过程中，有部分电子与基区中的空穴相复合。同时基区接电源 U_{CE} 的正极，使基区因为复合而消耗的空穴经 U_{CE} 来补充，达到复合与空穴补充过程的动态平衡，从而形成稳定的基极电流 I_B 。但由于基区很薄，并且空穴的浓度较低，所以基极电流 I_B 很小。同时，为了保证发射区电子能不断地到达基区，因此发射区掺杂浓度较大。

这样一来，就使得大部分通过发射结的电子可以扩散到集电结的边缘，而集电结反偏，扩散过来的电子在外电场的作用下，很快就漂移到集电区，从而形成集电极电流 I_C 。显而易见，从上面的叙述中，三个电流之间有着如下的关系

$$I_C \approx I_E, I_C \gg I_B$$

这就是三极管的放大作用，把 I_C 与 I_B 之比称为直流放大系数 β ，且 $\beta \approx \frac{I_C}{I_B}$ 。

通过实验可知， I_B 的微小变化也会引起 I_C 的很大变化， $\Delta I_C \gg \Delta I_B$ ，又把 ΔI_C 与 ΔI_B 之比称为交流放大倍数

$$\beta \approx \frac{\Delta I_C}{\Delta I_B}$$

从以上分析可以得出以下结论：

- (1) 三极管要想放大输入信号，其外部条件是发射结正向偏置，而集电结反向偏置；
- (2) 放大作用实质上是用一个微小的电流变化 ΔI_B 去控制较大的电流变化 ΔI_C ；
- (3) NPN 型管与 PNP 型管的工作原理相似，只是在连接时电压的极性不同，电流流向不同，具体的接法如图 4-12 所示。

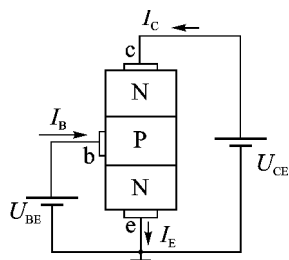


图 4-11 NPN 型的电路接法

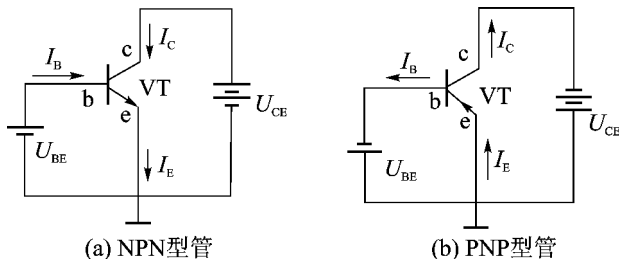


图 4-12 两种三极管的接法

8.2 三极管的特性

为了能够正确使用三极管，有必要了解它的特性。三极管的特性指各极间的电压与电流关系曲线，分输入和输出两组。在图 8.2.1 所示的电路中，左边的闭合回路称为输入回路；右边的回路称为输出回路，放大后的信号由 U_{ce} 取出。该电路输入和输出回路都是以发射极作为公共端，故又称它为共射极电路。该电路应用最为广泛，现在就以它为例如来阐述其输入、输出特性。图 8.2.2 与图 8.2.3 所示为 β 三极管的特性曲线。

8.2.1 输入特性

输入特性是指当 U_{ce} 为定值时，输入回路中 i_b 与 U_{be} 之间的关系。

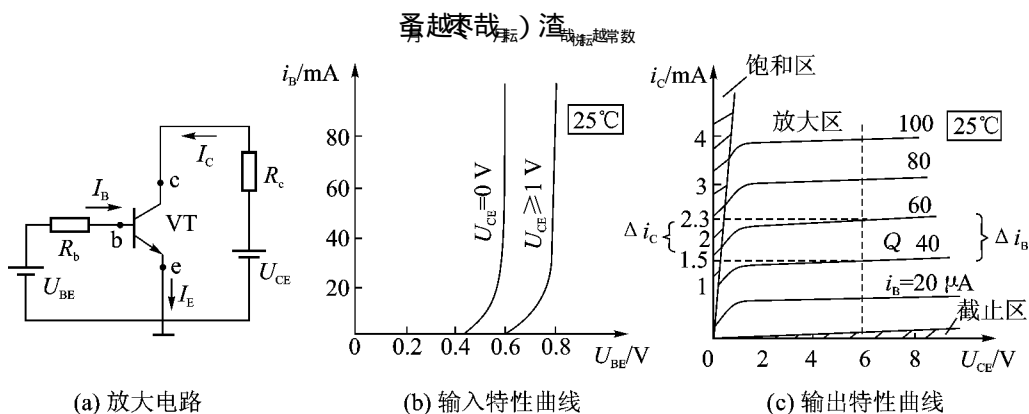


图 8.2.2 三极管的特性曲线

因为输入回路中，发射结是正向偏置的 PN 结，因此，输入特性就与二极管的正向伏安特性相似，当 $U_{ce} \geq 1V$ 时，输入曲线基本重合，如图 8.2.2 所示。

8.2.2 输出特性

输出特性是指当 i_b 为某一定值时，输出回路中， i_c 与 U_{ce} 之间的关系，即 $i_c = \beta i_b$ ，如图 8.2.3 所示。在该曲线中，每一条都与一个 i_b 值相对应，由输出特性曲线，三极管的工作状态可分为三种情况。

(1) 截止区：当 U_{ce} 低于基区电压时，发射区基本没有电子注入基区，所以 i_c 在特性曲线中， $i_c = 0$ 的那条特性曲线下的区域称为截止区，发射结或集电结上此时都为反向电压。

(2) 饱和区：在特性曲线上，在靠近纵轴 i_c 和趋于直线上所包围的部分被称为饱和区。该区的特点是 i_c 跃变，集电结也正偏，对基区中的自由电子向集电区漂移不利。所以即使 i_b 上升很多， i_c 也还是上升很少或不再上升，呈饱和状态。

(3) 放大区：饱和区和截止区中间的部分就是放大区。在该区内， i_c 的变化与 i_b 的变化成正比。特性曲线间隔大小反映了管子的 β 值，体现放大作用。因各条曲线近似平行等距，所以 β 近似为常数，一般的三极管的 β 值在 100~1000 之间。

例 8.2.1 在图 8.2.1 中，若 $U_{ce} = 10V$ ， $i_b = 20 \mu A$ ， $i_c = 2mA$ ， $\beta = 100$ ，求 U_{be} 并说明它所处的是何种状态？如果将 i_b 减少到 $10 \mu A$ ，又处于何种工作状态？

解耦发射结正偏，则该管可能处于饱和区或放大区，若工作于放大区，则有

$$\begin{aligned} I_{CQ} &= \beta I_{BQ} \\ I_{CQ} &= \beta I_{BQ} \\ I_{CQ} &= \beta I_{BQ} \end{aligned}$$

说明集电结反偏，处于放大区。

如果 I_{BQ} 减少到 I_{BQ} ，则

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

晶体管饱和时，集电极电流为 $I_{CQ} = I_{BQ}$

在临界饱和时有 $I_{CQ} = I_{BQ}$

临界饱和时，此时该管处于饱和状态。

8.1 三极管的主要参数

三极管的主要参数是用来表示三极管的性能及使用范围的，熟悉三极管的参数对于选择、使用、设计和计算三极管电路而言都是很重要的。

1. 电流放大系数 $\bar{\beta}$ 、 β

在上面已讲过， $\bar{\beta}$ ($\bar{\beta}$ 静态) 反映静态 (直流工作状态) 时集电极电流与基极电流之比， β (β 动态) 则是反映动态 (交流工作状态) 时的电流放大作用。

2. 集电极-基极反向饱和电流 I_{CBO}

(1) 集电极-基极反向饱和电流 I_{CBO} ：这是指发射极开路时，集电极和基极之间的反向饱和电流。它实质上是 N - P 结的反向饱和电流， I_{CBO} 越小，集电结质量就越好，此值随温度的升高而增大。

(2) 集电极-发射极反向饱和电流 I_{CEO} ：这是指基极开路时，流过集电极和发射极的电流。该值是衡量三极管稳定性能的主要标志。如果此值太大，则该管不宜选用，而且它也会随温度的升高而增大，其值大小为 $(1 + \beta) I_{CBO}$ 。

3. 极限参数

极限参数指三极管工作时，不允许超过的参数，否则，三极管的性能将下降。主要的极限参数有以下几个。

(1) 集电极最大允许电流 I_{CM} ：当集电极电流过大时， β 下降，通常取为 β 下降到 $\bar{\beta}$ 时，所对应的集电极电流。若超过这个电流而使用三极管，三极管的放大性能可能下降或被烧毁。

(2) 集电极-发射极反向击穿电压 $V_{(BR)C}$ ：当基极开路时，加在集电极、发射极最大的允许工作电压。当三极管所加的 V_{CE} 超过这个值时，会引起 I_{CQ} 的急速增加，从而造成三极管反向被击穿。

(3) 集电极-基极反向击穿电压 $V_{(BR)CB}$ ：发射极开路时，集电极、基极间的反向击穿电

压。

(源) 集电极最大允许功耗 P_{CM} ：这个参数值取决于三极管的温度升高，使用时不得超过，并且还要注意散热条件。在一般情况下，三极管被击穿后，若不超过最大功耗 P_{CM} ，而且进入击穿的时间很短，那么三极管的特性不会变坏。

8.2.1 共射极基本放大电路

为了进一步理解三极管的电流放大作用和在大电路中的功能，现在就以应用最为广泛的共射极基本放大电路为例来讨论放大电路的组成和相关的交、直流通路和静、动态分析。

8.2.1.1 放大电路的组成

图 8.2.1 是共射极基本放大电路的原理图。该图中的三极管是 NPN 型硅管，它是整个放大电路的中心元件。其基极为信号输入端，它与发射极共同组成输入回路；集电极为放大信号的输出端，通常在输出端外接负载或下一级放大电路的输入端，它和发射极一同构成输出回路。因输入回路和输出回路都以发射极为公共端，所以，该电路被称为共射极放大电路。

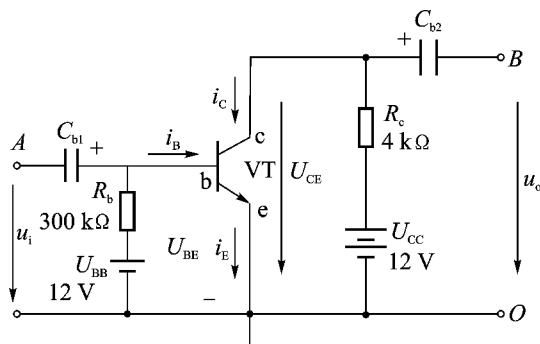


图 8.2.1 共射极基本放大电路

在该电路中， U_{BB} 为发射极提供正向偏置电压，并且由基极限流电阻 R_b 给基极一个合适的基极电流 I_B 。 U_{CC} 为集电极提供反向偏置电压，并且是整个回路中的能源，集电极电阻 R_c 的作用是将电流的变化转化成电压变化，并输出该电压变化信号。

电容 C_{b1} 、 C_{b2} 称为耦合电容，在这里充分利用了电容的性质（隔直流通交流的作用），一方面使三极管的输入端与信号源 U_{BB} 之间，输出端和负载之间的直流电压不相干扰；另一方面使交流信号尽量不衰减地传输给本级电路或负载。这样一来，三极管的静态就不会因接入外来信号或负载而发生变化。

8.2.1.2 放大电路的直流通路和静态分析

当放大电路接通直流电源后，若输入信号为零，三极管中只有直流电流通过时的状态称为静态或直流工作状态。分析放大电路的静态时，必须按直流流通途径来考虑。若把图 8.2.1 中与直流状态无关的部分去掉（即电容 C_{b1} 、 C_{b2} ）

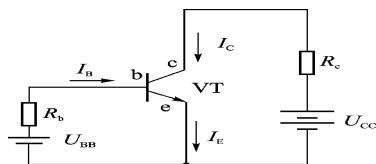


图 8.2.2 图 8.2.1 的直流通路

对于直流电流而言相当于开路), 就得到如图 8-10 所示的直流通路。

由图中可看出 $I_{BQ} = \frac{U_{CC} - U_{BEQ}}{R_b}$ (8-10)

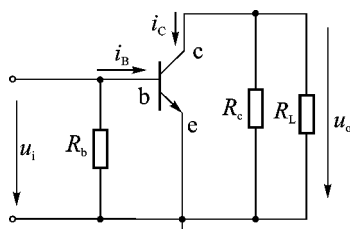
对于硅管, U_{BEQ} 为 0.7V 左右; 而锗管, U_{BEQ} 为 0.3V 左右, 而 $I_{CQ} = \beta I_{BQ}$ (8-11)

$U_{CEQ} = U_{CC} - I_{CQ} R_c$ (8-12)

静态工作时, 对应的 I_{BQ} 、 I_{CQ} 、 U_{CEQ} 等值在三极管特性曲线上所确定的点称为放大电路的静态工作点。它的位置取决于直流电源 U_{CC} 和电路元件的参数, 该点的选择是否合适, 将直接导致放大电路输出波形产生失真而影响其正常工作。

8.2 放大电路的交流通路和动态分析

在放大电路静态的基础上, 若放大电路的输入端加入一个正弦信号 u_i , 于是放大电路将对 u_i 进行放大, 电路中各点的电压、电流值随之波动, 此时对应的状态称为放大电路的动态。动态时, 由于电容的接入, 放大电路的工作情况发生了变化, 此时, 三极管的集电极和发射极间电压的交流成分 u_{ce} 将同时作用在两个并联的回路上: 一个经过 R_c 形成回路; 另一个经过电容 C_{b2} 与负载电阻 R_L 形成回路。如果不计电容的容抗和电源的内阻, 就可以得到如图 8-11 所示的交流通路。



在图 8-10 所示的放大电路中, U_{BEQ} 通过基极电阻 R_b 给三极管的发射结提供正向偏置电压, 同时又通过集电极电阻 R_c 向集电结提供反向偏置电压, 使三极管处于放大状态。若在合适静态工作点的基础上, 有输入信号 u_i 通过 C_{b1} 加到基极, 则由图 8-10 可知, u_i 通过 C_{b1} 加到了基极和发射极之间, 若 C_{b1} 选得恰当, 则作用在基极和发射极上的电压 u_{be} 就是在原来直流电压的基础上, 叠加了交流信号电压, 即有

$$u_{be} = U_{BEQ} + u_i$$

根据放大电路的工作过程: $u_i \rightarrow i_b \rightarrow i_c \rightarrow u_{ce}$, 可知 i_b 、 i_c 、 u_{ce} 都是在原来静态的基础上叠加了一个交流信号, 各信号的波形如图 8-12 所示。

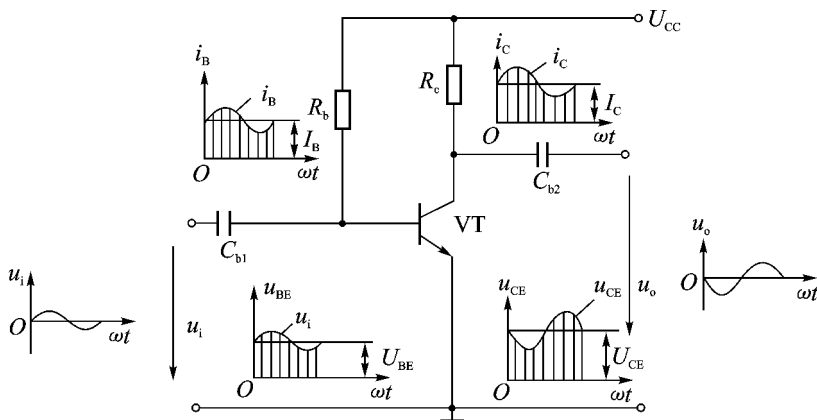


图 8-12 放大电路的动态工作

将输入信号和输出信号作一个对比, 就很快发现, 输入信号被放大了 β 倍, 但相位上和原来相反, 即相差 180° , 因而共射极放大电路也被称为反相电路。当处于动态工作情况

时，三极管各电压、电流均有两个分量：静态直流分量和动态交流分量。

8章 放大电路的基本分析方法

为了正确理解放大电路的基本功能，常需要对其进行电路分析，一般常用的分析方法有两种：图解法和微变等效电路分析法。

8.1 图解法

图解法是在三极管的输入和输出特性曲线上，直接利用作图的方法来分析放大电路的工作过程，其直流量及交流量都能在图形上表示出来，因此能比较直观地了解信号放大的物理过程。现仍以共射极放大电路为例介绍该方法。

静态分析

在如图 8.1.1 所示的电路中，如果 $u_i = 0$ ，则此时放大电路就处于静态。先作出该电路的直流通路，直流通路可以被三条虚线分成 I、II、III 三大部分，如图 8.1.1(a) 所示。在第 I 部分，由运₂定律可知，有方程 $I_B R_b + U_{BE} = U_{CC}$ ，而三极管基射极之间有关系 $I_E = (1 + \beta) I_B$ ，而电路的 I、II 部分又构成一个整体，所以以上两方程确定的直线和曲线的交点 Q 即为静态工作点，由图 8.1.1(b) 可找出 I_B 、 I_C 、 U_{CE} 。

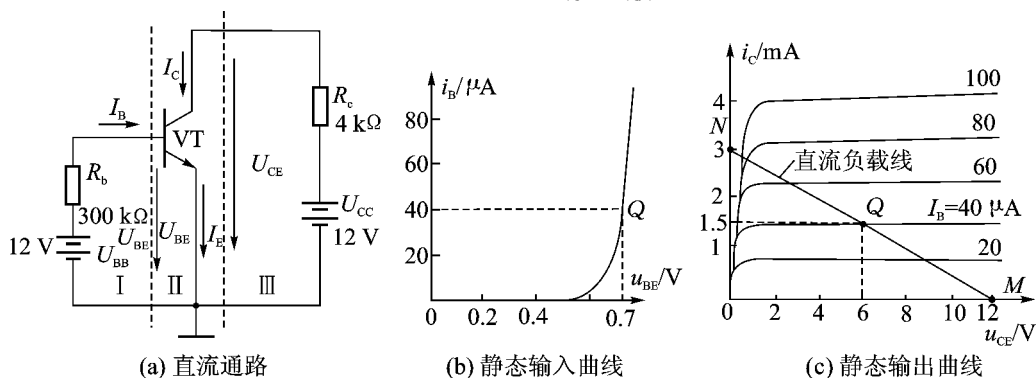


图 8.1.1 静态工作状态图解

同理，对于图 8.1.1 中的输出回路，仍可这样处理。由第 II 部分，有 $I_C = \beta I_B$ ，由第 III 部分，有方程 $I_C R_c + U_{CE} = U_{CC}$ ，在前面所得出的 I_C 值与这两个方程之间的交点 Q 也为静态工作点，并可确定 I_C 和 U_{CE} 。方程 $I_C R_c + U_{CE} = U_{CC}$ 所确定的直线又称为直流负载线。

现在就以具体参数来求 Q 点的电压、电流值。如图 8.1.1(c) 所示，在该电路输入特性曲线中作直线。

$$I_B R_b + U_{BE} = U_{CC}$$

又

$$I_C = \beta I_B$$

所以该直线与图 8.1.1(c) 的输出曲线相交于 Q 点，故 $I_B = 40 \mu A$ ， $I_C = 4 mA$ ， $U_{CE} = 6 V$ 。

动态分析

还是以图 8.1.1 所示的电路为例。当放大电路输入端加信号 $u_i = U_m \sin \omega t$ 时，信号输入

后, i_c 越 i_{cQ} 越, 可作出如图 8.1.10 中曲线 ① 所示的波形, 根据输入特性曲线可知它工作在放大区, 且 i_b 按正弦规律变化, 于是可作出 i_b 随 i_c 变化的波形, 而且可看出 i_b 是在 $20\mu\text{A} \sim 40\mu\text{A}$ 之间波动, 如图 8.1.10 中的曲线 ② 所示, 于是得出 i_b 随 i_c 变化的规律。

因外电路仍然满足 $i_c = \beta i_b$, 故其变化轨迹不变, 依然是直线 $Q'Q''$ 。又根据前面所讲的, 当 i_b 在 $20\mu\text{A} \sim 40\mu\text{A}$ 之间变化时, 在输出端, 三极管就工作在 $Q'Q''$ 的一组输出特性曲线之间, 当 i_b 越 $40\mu\text{A}$ 时, 直线与输出特性曲线交于 Q' ; 当 i_b 越 $20\mu\text{A}$ 时, 直线与输出特性曲线交于 Q'' 。这样, 当 i_c 按正弦规律变化时, 放大电路的工作点将以 Q 为中心, 沿直线 $Q'Q''$ 在 $Q \rightarrow Q' \rightarrow Q \rightarrow Q'' \rightarrow Q$ 之间来回移动。同时, i_c 、 i_b 也作相应的变化, 如图 8.1.10 所示。

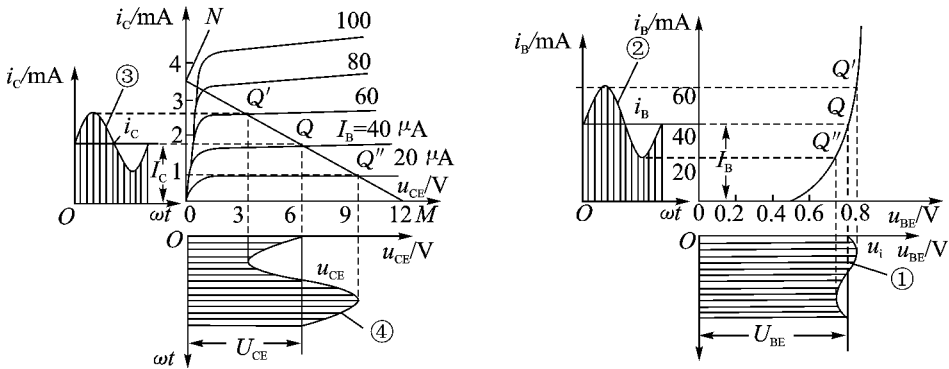


图 8.1.10 有输入信号时, 放大电路工作状态图

综合以上分析, 放大电路在没有信号输入时, 各电流、电压都是恒定值; 当有交变信号输入时, i_c 、 i_b 、 u_{CE} 、 u_{BE} 都是在原来静态的基础上叠加了交流成分, 与前面分析的是相同的。

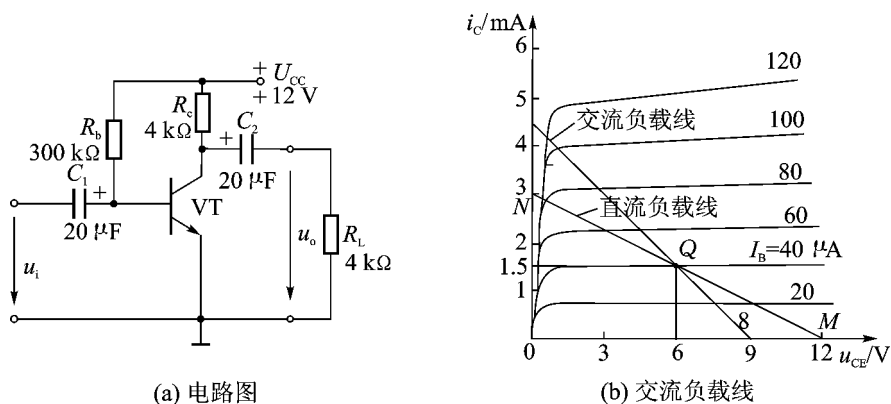
当放大电路工作时, 输出端总是要接一负载, 如图 8.1.11 (a) 所示。静态时, 因 U_{CE} 的隔直作用, U_{CE} 对 Q 点无影响; 动态时, 对 Q 点来讲, U_{CE} 越 U_{CEQ} 越, 于是外电路方程变为 $i_c = \beta i_b + I_{CQ} - U_{CE} / R_L$ 。在输出特性曲线坐标内, 该方程所确定的直线称为交流负载线。很显然, 交流负载线比直流负载线要陡些, 而且也经过 Q 点。

8.1.2 微变等效电路分析法

图解法分析放大电路虽然比较直观, 但却不能定量分析放大电路的性能, 而且这种方法主要用于分析大信号情况, 当放大电路所输入的信号为小信号时, 就应该采用微变等效电路分析法。

8.1.2.1 三极管的微变等效电路

根据三极管的输入特性曲线可知, 在 Q 点附近, 输入曲线可近似为直线, 电压 u_{BE} 的变化和 i_b 的变化成正比, 其比值为常数, 一般用 r_{be} 表示, 它称为三极管的输入电阻。当静态工作点不同时, 所对应的 r_{be} 也不相同。所以, 在实际的计算中, 不能直接采用手册上的数据, 但可以利用仪表来测量。对于低频小功率管, 工程上常采用下式直接进行估算, 即

图 10-10 共射极放大器输出端接负载 R_L 时的工作状态

则 r_{be} 为发射极电阻的静态值。 (愿 隔)

式中， I_E 为发射极电流的静态值。

由此看来，三极管的输入端可以等效为一个阻值为 r_{be} 的电阻，如图 10-11 所示。

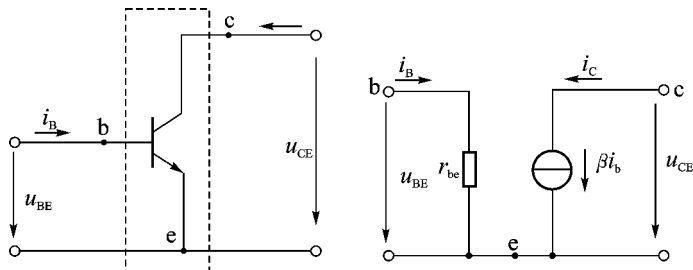


图 10-11 三极管的等效电路

从三极管的输出端来看，若它工作在线性放大区，那么其输出特性曲线近似为一组与横轴平行的直线，即当输入回路有 ΔI_B 时，输出回路必有 $\beta \Delta I_B$ 的变化，可见，它是一个受基极电流控制的电流源，有些手册上用 βI_B 表示。

而在三极管的实际输出曲线中，当 I_B 一定时，随 U_{CE} 的增加， I_C 也会有所增加，且在放大区内，它们之间的关系也成正比，通常比例系数采用 β 表示。从曲线可以得出，在 ΔU_{CE} 变化较大时， ΔI_C 变化却很小，即 β 值很大，因此工程上一般将其看成开路。

结合以上的分析，简化后的输出回路是一个受控电流源，其大小为 βI_B ，在此一定要注意，受控电流的方向由 I_B 的方向决定，不能随意假设。当负载较小时，用这个简化了的模型分析放大电路的各个指标时，均可满足工程的需要。但它只能用来分析交流分量，不能计算直流分量。

10.3 放大电路的微变等效电路

三极管的微变等效模型建立后，就可以很方便地得到放大电路的微变等效电路，从而利用线性电路的相关求解方法来分析放大电路的输出电压、电压增益、输入和输出电阻等指标。现以图 10-12 所示的电路为例来求它的微变等效电路。

由于微变等效电路法只能用来分析交流分量，所以先应作出该电路的交流通路，即交流分量流经的路线。将图 4-10(a) 中交流压降几乎为零的元件 U_{CC} 、 C_1 、 C_2 短接， U_{CC} 为直流电源也短接，就得到图 4-10(b) 所示的交流通路。再将通路中的三极管用它的微变等效模型来替换，即可得到放大电路的微变等效电路，如图 4-10(c) 所示。

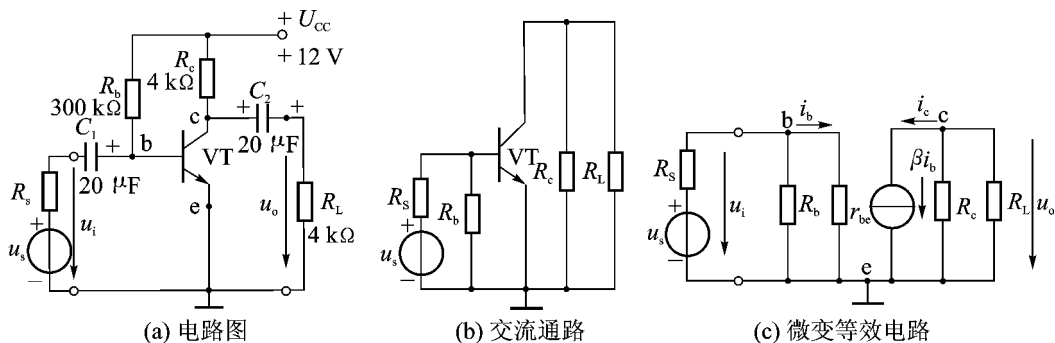


图 4-10 共射极放大电路的微变等效电路

共射极放大电路的性能分析

作出了放大电路的微变等效电路后，就可以利用求线性电路的一些方法来计算放大电路的主要性能参数（电压增益 A_{us} 、输入电阻 R_i 、输出电阻 R_o ），现以共射极放大电路为例来说明。

(一) 电压增益 A_{us}

由电压增益的定义可知， $A_{us} = \frac{u_o}{u_s}$ ，在此式中 u_s 为已知，而从图 4-10(c) 中很快得到 $u_o = \beta i_b R_c$ ， $i_b = \frac{u_i}{R_i}$ ，所以

$$A_{us} = \frac{u_o}{u_s} = \frac{\beta R_c}{R_i} \frac{u_i}{u_s} \quad (4-1)$$

因此可得出 $A_{us} = \frac{\beta R_c}{R_i} \frac{u_i}{u_s}$ (4-2)

(二) 输入电阻 R_i

当输入信号电压加到放大电路的输入端时，放大电路就相当于信号源的负载，这个负载的电阻就是放大电路的输入电阻。它等于输入电压与输入电流的比值，如图 4-11 所示。它的大小决定了放大电路从信号源那里吸取信号幅值的大小。因 $i_b = \frac{u_i}{R_i}$ ，故

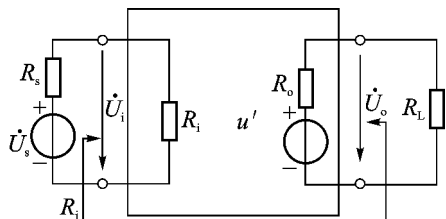


图 4-11 共射极放大电路的输入和输出电阻

R_i 越大，输入电压所传输的效率就越高，此时信号源的负担就越轻。所以，要求输入电阻要高一些。

由图 4-10(c) 可得 $R_i = r_{be} // R_b$

(三) 输出电阻 R_o

当放大电路将放大的信号传输给负载时，对于负载而言，此时的放大电路可以看成是一个具有内阻 R_o 的信号源，该内阻 R_o 就称为放大电路的输出电阻。由于输出电流在该电阻上产生一定的压降，所以要求输出电阻要小一些。

由图 8-10(a) 可知 $I_B = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{R_b}$

例 8-1 如图 8-10(a) 所示电路中, 已知 $U_{CC} = 12V$, $R_b = 300k\Omega$, $R_c = 2k\Omega$, $\beta = 100$, 试计算: (1) 静态工作点 I_B ; (2) 电压增益 A_{u_i} 和输入电阻 R_{i_i} 和输出电阻 R_{o_o} 。

解 (1) 确定静态工作点。

先作出该电路的直流通路, 如图 8-10(b) 所示, 则有 $I_B = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{R_b}$

$$I_B = \frac{12V - 0.7V}{300k\Omega} \approx 37\mu A$$

$$I_C = \beta I_B = 100 \times 37\mu A = 3.7mA$$

(2) 用微变等效电路法来求解电压增益、输入和输出电阻, 其微变等效电路如图 8-10(c) 所示。

由公式 $A_{u_i} = \frac{\beta R_c}{r_{be} + \beta R_c}$ 得 $A_{u_i} \approx \frac{\beta R_c}{r_{be}}$

$$A_{u_i} = \frac{100 \times 2k\Omega}{1k\Omega} = 200$$

$$R_{i_i} = R_b // r_{be} \approx r_{be} = 1k\Omega$$

$$R_{o_o} = R_c = 2k\Omega$$

$$R_{i_o} = R_c = 2k\Omega$$

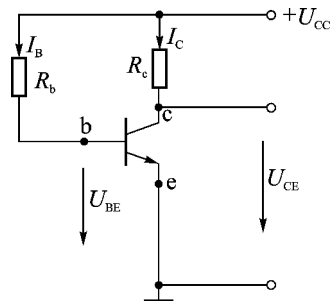


图 8-10(b) 直流通路

8-2 放大电路的三种基本组态

在常见的放大电路中, 根据输入回路与输出回路的公共端的不同, 一般有三种基本组态。它们分别是: 共发射极放大电路、共集电极放大电路和共基极放大电路。其中的共发射极放大电路在前面已讨论过, 在此只讨论后面的两种组态形式的放大电路。

8-2-1 共集电极放大电路

如果把集电极作为输入回路与输出回路的公共端, 就形成了共集电极放大电路。

图 8-11(a) 为其电路图。首先作出其交流通路。在作交流通路时, 假设地端为 φ 点, 则对于交流信号而言, 两电容可以短接, C_1 与地短接, 这样一来, 则 R_b 一端接地, 另一端与基极相连, 于是便可得到其交流通路, 如图 8-11(b) 所示。由该图可以看出, 输入电压 u_i 是加在基极和地 (集电极) 之间, 而输出信号则从发射极与地之间取出, 集电极为输入和输出回路的公共端。因此, 称这种电路为共集电极接法, 并且在这种电路中, 输出信号是从发射极上取出的, 所以又将其称为射极跟随器。

静态分析

计算静态工作点时, 两电容相当于开路。因此, 只需要考虑由 C_1 、 R_b 、 R_c 及三极管组成的直流通路, 即有

$$I_B = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{R_b + R_c}$$

而 $I_C = \beta I_B$, 代入上式, 得

$$I_C = \beta \frac{U_{CC} - U_{BE}}{R_b + R_c + \beta R_c}$$

所以 $I_C \approx \frac{\beta (U_{CC} - U_{BE})}{R_b + \beta R_c}$, 若 $\beta \gg \frac{R_b}{R_c}$, 则有

$$I_C \approx \frac{\beta (U_{CC} - U_{BE})}{\beta R_c} = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{R_c} \quad (8-11)$$

$$I_E = I_C + I_B \approx I_C = \frac{U_{CC} - U_{BE}}{R_c} \quad (8-12)$$

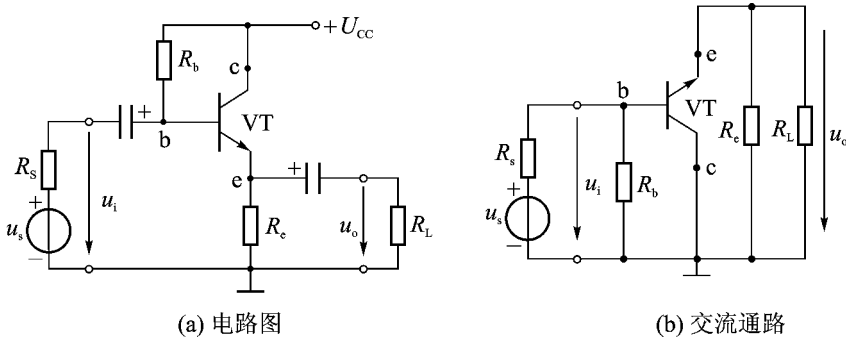


图 4-10 共集电极放大电路

(原原)

动态分析

(一) 电压增益 A_u

将交流通路中的三极管用微变等效模型代替后就得到如图 4-11 所示的等效电路，根据该电路可列出以下方程。

基极电压 $U_i = U_s \frac{R_b}{R_s + R_b}$

发射极电压 $U_e = U_i \frac{R_e}{R_e + R_L}$

集电极电压 $U_c = -\beta I_B (R_c + R_L)$

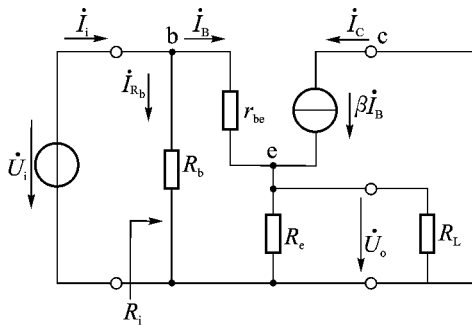
输出电压 $U_o = U_c - U_e = -\beta I_B (R_c + R_L) - U_i \frac{R_e}{R_e + R_L}$

电压增益 $A_u = \frac{U_o}{U_i} = -\beta \frac{R_c + R_L}{R_e + R_L} - \frac{R_e}{R_e + R_L}$

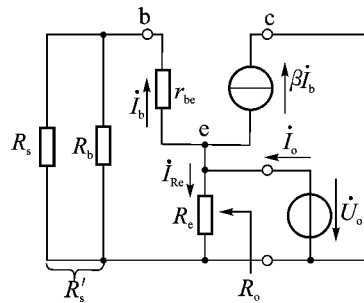
由于 $\beta \gg 1$ ，所以 A_u 接近于 -1 而略小于 -1 。同时还应注意到，它的输入电压与输出电压同相。可见，射极输出器输出电压的大小和相位都随着输入电压而变化，于是还把它称为射极跟随器。

(二) 输入电阻 R_i

因 $R_i = \frac{U_i}{I_i}$ ，而由图 4-12 (a) 可知



(a) 输入电阻的等效电路



(b) 输出电阻的等效电路

图 4-12 计算射极跟随器的小信号等效电路

$$r_{be} \approx r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{U_T}{I_{BQ}}$$

$$r_{be} \approx r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{U_T}{I_{BQ}}$$

于是 $r_{be} \approx r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{U_T}{I_{BQ}}$ 远 $(r_{be} \parallel r_{bb'})$

$$\frac{r_{be}}{1 + \beta} \ll r_{be} \parallel r_{bb'}$$

考虑到 $\beta \gg 1$ 及 $\beta (r_{be} \parallel r_{bb'}) \gg r_{be}$, 及 $r_{be} \approx \beta (r_{be} \parallel r_{bb'})$ (愿怨)

由式(愿怨)可知, 它的输入电阻比共射极放大电路的输入电阻 $r_{be} \parallel r_{bb'}$ 大得多, 这是该电路的一个重要特点之一。

(猿) 输出电阻 r_o

计算输出电阻的电路如图愿愿(遭)所示, 由输出电阻的定义有

$$r_o = \frac{U_o}{I_o} \quad (\text{前提 } U_i = 0, I_o = I_c)$$

而由该图又有 $r_o = (1 + \beta) r_{be}$

式中, $r_{be} \approx r_{bb'} + (1 + \beta) \frac{U_T}{I_{BQ}}$, $r_{be} \approx r_{bb'}$

代入上式, 于是有 $r_o \approx (1 + \beta) r_{bb'}$

所以 $r_o \approx r_{bb'}$

这说明射极输出器的输出电阻是两个电阻的并联, 一般情况下由 $r_o \approx \frac{(r_{be} \parallel r_{bb'})}{1 + \beta}$

可见, 射极输出器具有很小的输出电阻, 通常只有几欧到几十欧。在实际中, 为了得到较低的输出电阻, 常选用 β 较大的三极管。

根据以上的分析, 可以总结出射极输出器的特点: 电压增益小于 1 而接近于 1, 输出电压和输入电压同相; 输入电阻高, 输出电阻低。输入电阻越高, 放大电路从电源那里获取的信号电压就越多, 而输出电阻越小, 那么它带负载能力就越强。虽然它无电压放大能力, 只有电流和功率放大作用, 但这种放大电路只需要极小的信号电流就可以进行放大, 带动较大的负载。这一特点在各种电子线路中得到广泛的应用。

8.4.2 共基极放大电路

前两种放大电路的相关性能和分析方法已经详细讨论过了, 下面再来了解一下共基极放大电路。

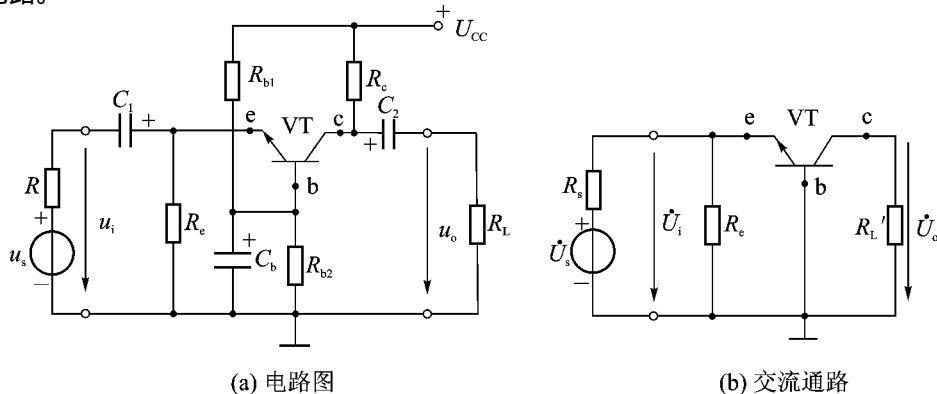


图 愿愿 共基极电路

图 8-10 (a) 为共基极电路的电路图。先画出它的交流通路，如图 8-10 (b) 所示，从图中可以明显地看出，其输入电压加在发射极与基极之间，而输出电压又是从集电极和基极两端取出，基极是输入回路和输出回路的公共端点。

8.2.1 静态分析

与前面的分析方法一样，首先要作出该电路的直流通路，如图 8-11 所示。很明显它与射极偏置电路的直流通路相同，故其静态工作点的分析方法也一样，在此不再重复。

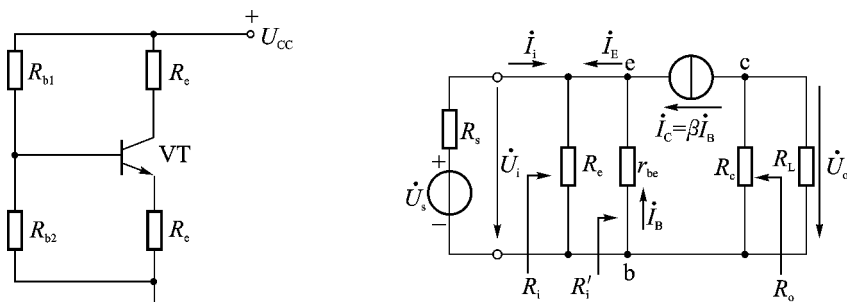


图 8-10 图 8-10 (a) 的直流通路 图 8-10 (b) 的微变等效电路

8.2.2 动态分析

(1) 电压增益 A_u

先作出它的微变等效电路，如图 8-11 所示，根据该图可以得出

$$i_c = \beta i_B$$

$$U_o = -i_c R_o = -\beta i_B R_o \quad (8-10)$$

可见，共基极与共射极电路的电压增益在数值上相同，只差一个负号，于是共基极电路的输出电压 U_o 与输入电压 U_i 同相。

(2) 输入电阻 R_i

共基极接法时，三极管的输入电阻为

$$R_i = r_{be} // \frac{R_c // R_L}{\beta + 1}$$

$$R_i \approx r_{be}$$

可见，共基极电路中，输入电阻较共射极电路减小了 $(\beta + 1)$ 倍。

(3) 输出电阻 R_o

三极管共基极接法时，三极管本身的输出电阻 r_{ce} 不可忽略，于是有共基极放大电路的输出电阻为 $R_o = r_{ce} // R_c // R_L \approx R_c$ 。

在共基极电路中，电流放大系数 α 越接近于 1 而小于 1，因此，共基极放大电路又称为电流跟随器。在宽频带或高频情况下要求稳定性较好时，选用共基极电路较为合适。

8.3 分压式射极偏置电路

由前面的分析可知，要使放大电路能正常工作，必须有一个合适的、稳定的静态工作

点。对于共射极电路来说，当环境温度发生变化或更换三极管而引起三极管的参数变化时，电路的静态工作点就不稳定，于是输出波形容易产生失真，这样放大电路就不能正常工作。为此，必须对原来所讲的固定偏流电路加以改进，使静态工作点得到稳定。

8.2.1 工作点不稳定的因素

在实际电工技术中，有时会因为某些因素的变化，而使得原先设置好的静态工作点发生变化，甚至于放大电路产生严重的失真而不能工作。在图 8.2.1 所示的放大电路中，用来产生偏置的电路称为偏置电路。放大电路的静态工作点就是由三极管的参数和偏置电路共同决定的，在该电路中， $U_{BE} \approx U_{BEQ}$ ，当 $U_{BE} > U_{BEQ}$ 时， $U_{BE} \approx U_{BEQ}$ ， U_{BEQ} 固定后， U_{BE} 也就随之固定，因而它被称为固定偏置电路。该电路结构简单，所用元件少，调试方便，一般只需调整 R_{B1} 便可得到一个合适的静态工作点，但其最大的缺点是稳定性差，通常只用在要求不高的场合。当偏置电路一定时，静态工作点就已调整好了。

但外界条件（如温度变化、三极管的老化、电源电压的波动等）改变时，也会使静态工作点发生变化。这里面主要是温度的影响。例如当温度升高时，三极管的 β 参数就会增大，导致 I_C 增加， U_{CE} 下降，工作点上移而偏离原来的位置，甚至移到使放大电路不能正常工作的地方。所以，当三极管参数随温度变化时，都集中表现为静态工作点的不稳定。因此，稳定静态工作点是放大电路正常工作的先决条件。

8.2.2 分压式射极偏置电路

为了克服上述电路缺陷，使工作点稳定，可以从改进偏置电路入手。即当外部条件发生变化时，仍然能维持 U_{BE} 不变，这样就达到了稳定静态工作点的目的。为了实现该目的，一般采用图 8.2.2 所示的电路——分压式射极偏置电路，简称射极偏置电路。它是交流放大电路中应用最广泛的一种基本电路单元。

从电路可以看出，该电路的偏置部分是由分压电阻 R_{B1} 、 R_{B2} 和射极电阻 R_E 一起构成。为了便于分析，设 $U_{BE} \approx U_{BEQ}$ ，有 $U_{BE} \approx U_{BEQ}$ ， $U_{BE} \approx U_{BEQ}$ ， $U_{BE} \approx U_{BEQ}$ 。在该图中，如果 $U_{BE} > U_{BEQ}$ ，就可以认为 $U_{BE} \approx U_{BEQ}$ 。当温度升高时， I_C 增加，于是 U_{CE} 也相应地增加，那么在 R_E 上产生的压降也随之增加，而基极对地电位 U_{BE} 固定不变，且 $U_{BE} \approx U_{BEQ}$ 。故 U_{BE} 将随 I_C 的增加而减小，从而自动地使 I_C 下降，这样一来就牵制了 I_C 的增加，使得工作点恢复到原来设置的位置。很明显，当温度下降时，调节过程与此相反。

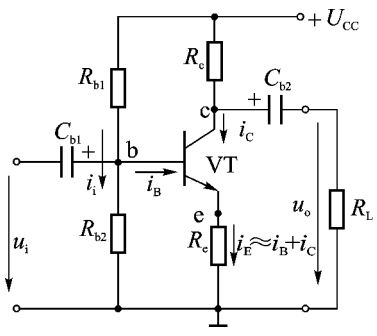


图 8.2.2 分压式射极偏置电路

在此应该注意，该电路的控制作用是靠 I_C 变化时，通过电阻 R_E 转化为电压的变动，再回送到输入回路使 U_{BE} 自动变化从而牵制 I_C 的变化来完成的。使用这个电路，虽然可以使静态工作点稳定，而且 R_E 越大，稳定性就越好；但是，它对交流信号也有抑制作用，使电压增益下降，且 R_E 越大，下降就越多。在实际中常常采用图 8.2.3 所示的电路，让交流信号顺利地通过，在此 C_E 被称为旁路电容。

例 8.2.1 如图 8.2.3 所示电路，如果在工作点处 β 越大，设 $U_{BE} \approx U_{BEQ}$ ，求：

- (1) 静态工作点；(2) 电压增益 A_{u0} 、输入电阻 R_{i0} 、输出电阻 R_{o0} ；(3) 如果 C_E 开路，

求 U_{ceQ} 、 I_{CQ}

解 (1) 先作该图的直流通路, 如图 8-10(a) 所示, 先来确定静态工作点。

由图 8-10(a) 可知, 基极电位 $U_{BQ} = U_{CC} \frac{R_{b2}}{R_{b1} + R_{b2}} = 12 \text{ V} \times \frac{7.5 \text{ k}\Omega}{39 \text{ k}\Omega + 7.5 \text{ k}\Omega} \approx 2.1 \text{ V}$ 。因 $U_{BQ} > U_{BEQ}$, 故 $I_{BQ} \approx \frac{U_{BQ} - U_{BEQ}}{R_{b1} \parallel R_{b2} + R_{b1} \parallel R_{b2} \parallel R_{b1} \parallel R_{b2}} \approx \frac{2.1 \text{ V} - 0.7 \text{ V}}{39 \text{ k}\Omega \parallel 7.5 \text{ k}\Omega + 39 \text{ k}\Omega \parallel 7.5 \text{ k}\Omega} \approx 0.02 \text{ mA}$ 。因 I_{BQ} 较小, 故不计。

$$U_{CEQ} = U_{CC} - I_{CQ} R_C - I_{EQ} R_E = 12 \text{ V} - I_{CQ} R_C - (I_{BQ} + I_{CQ}) R_E$$

$$I_{CQ} R_C + (1 + \beta) I_{BQ} R_E = U_{CC} - U_{CEQ}$$

$$I_{CQ} R_C + (1 + \beta) \frac{U_{BQ} - U_{BEQ}}{R_{b1} \parallel R_{b2} + R_{b1} \parallel R_{b2} \parallel R_{b1} \parallel R_{b2}} R_E = U_{CC} - U_{CEQ}$$

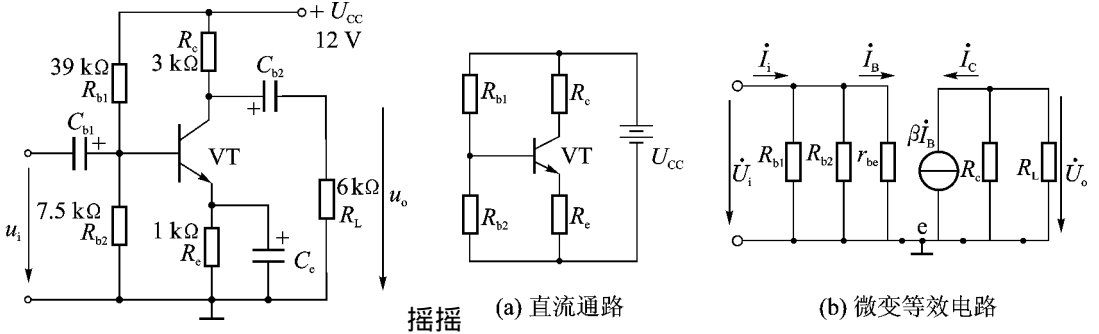


图 8-10 例 8-1 电路

图 8-10 例 8-1 电路的直流通路与微变等效电路

(2) 作出该电路的微变等效电路时, 因为交流电流通过 R_{b1} 和 R_{b2} 时, R_{b1} 和 R_{b2} 接近短路, 这时可将射极直接看成接地, 这样就得到图 8-10(b) 所示的微变等效电路图。

$$R_{b1} \parallel R_{b2} \approx R_{b1} \parallel R_{b2} \approx 6.5 \text{ k}\Omega$$

$$R_{b1} \parallel R_{b2} \parallel R_{b1} \parallel R_{b2} \approx 6.5 \text{ k}\Omega$$

$$R_{b1} \parallel R_{b2} \parallel R_{b1} \parallel R_{b2} \approx 6.5 \text{ k}\Omega$$

$$R_{b1} \parallel R_{b2} \parallel R_{b1} \parallel R_{b2} \approx 6.5 \text{ k}\Omega$$

(3) 当 R_{b1} 开路时, 微变等效电路如图 8-10(c) 所示, 由该图可知

$$R_{b1} \parallel R_{b2} \approx R_{b2} \approx 7.5 \text{ k}\Omega$$

$$R_{b1} \parallel R_{b2} \approx R_{b2} \approx 7.5 \text{ k}\Omega$$

故 $U_{ce} \approx U_{CC} - I_{CQ} R_C - I_{EQ} R_E = 12 \text{ V} - I_{CQ} R_C - (I_{BQ} + I_{CQ}) R_E$ 。由此可见, 当 R_{b1} 开路时, 电压增益的确下降很多。

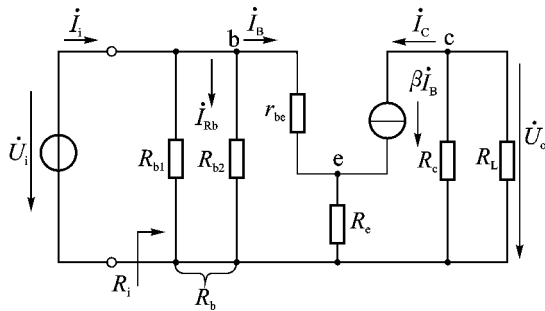


图 8-10 例 8-1 电路开路时的微变等效电路

求输入电阻 R_i : 先必须求出 R_{be} 。由图 8-10(c) 可知 $R_{be} = r_{be} + (1 + \beta) R_E$, 所以 $R_i = R_{b1} \parallel R_{b2} \parallel R_{be} \approx R_{b2} \parallel R_{be} \approx 7.5 \text{ k}\Omega \parallel (1 + \beta) R_E$ 。

求输出电阻 R_o 时, 由定义 $R_o = \dot{U}_o / \dot{I}_o$ (前提 $\dot{U}_o = 0, \dot{I}_o = 0$), 如图 8-10 所示。设 $\dot{U}_o = 0$, 则 $\dot{I}_o = 0$, 于是输出恒流源开路, 然后在输出端外加 \dot{U}_o , 产生 \dot{I}_o , 可见, $\dot{U}_o = R_o \dot{I}_o$, 则 $R_o = \dot{U}_o / \dot{I}_o$ 。

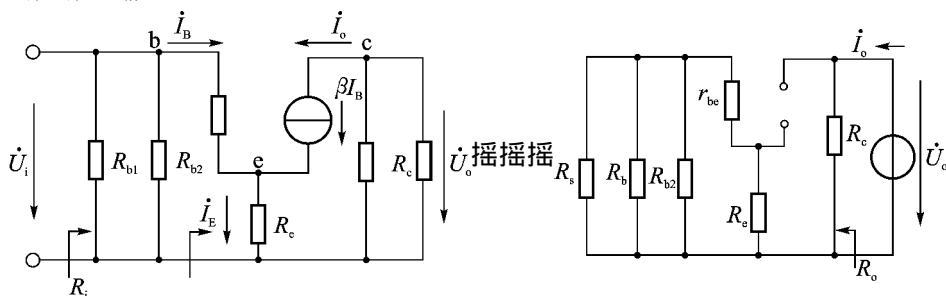


图 8-10 计算输入电阻

图 8-10 计算输出电阻

8.2 多级放大电路

多级放大电路的方框图如图 8-11 所示, 图中每一个方框代表一级放大电路, 方框中间的箭头的连线表示信号的传递方向, 前一级的输出总是作为后一级的输入。第一级作为输入级, 其任务是将小信号放大; 最后一级称为输出级, 它的任务是负责电路的功率放大; 其余各级称为中间级, 它们起着电压放大或负载与信号源的隔离作用。

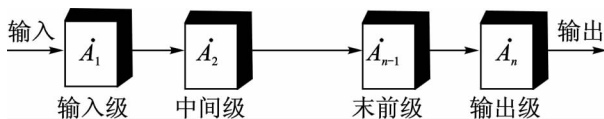


图 8-11 多级放大电路的方框图

在多级放大电路中, 级与级之间的连接方式称为耦合。通常有阻容耦合、变压器耦合和直接耦合三种方式。不论哪一种耦合电路, 都应该是将信号及功率不失真地、有效地传递, 并且对各级放大电路的静态工作点不能干涉影响。由于阻容耦合最简单、经济, 故而这种耦合方式获得了最广泛的应用。在此先讨论阻容耦合电路, 直接耦合将在 8.3 节中介绍。

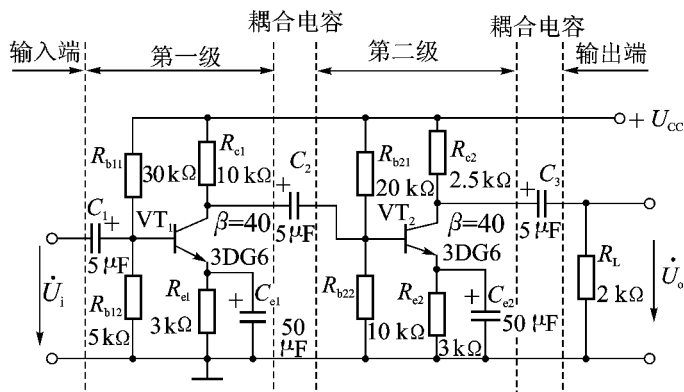


图 8-12 两级阻容耦合电压放大电路

图 8.2.1 所示电路为两级阻容耦合电压放大电路，图中第二级输出端的电阻 R_L 可以是实际负载电阻，也可以是后级放大电路的输入电阻，电容 C_{c1} 为级间耦合电容，由于电容不能通过直流电流，所以多级放大电路中各级静态工作点的分析和单级放大电路的分析相同，在此不再重复，下面只分析这种电路的动态特性。

8.2.2 电压增益

电压增益是指中频范围内电路的放大倍数。小信号时，放大电路处于线性工作状态，各项参数均为常数，这样一来多级放大电路也可用微变等效电路来表示，如图 8.2.2 所示。

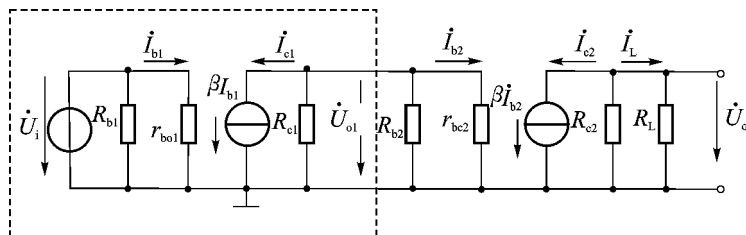


图 8.2.2 两级阻容耦合电压放大电路的微变等效电路

图 8.2.2 中的每一级放大倍数的计算和前面讨论的单级放大电路相同。因前一级的输出为次一级的输入，即 $U_{o1} = U_{i2}$ ，故前一级的负载电阻应包括后一级的输入电阻。由公式得第一级的放大倍数为

$$A_{u1} = \frac{U_{o1}}{U_i} = \frac{\beta I_{b1} R_{c1}}{I_{b1} (R_{b1} + r_{be1})} \quad (8.2.1)$$

式中， $R_{c1} = R_{c1} // R_{i2}$ ，且 $R_{i2} = r_{be2} // R_{b2}$

而第二级的放大倍数

$$A_{u2} = \frac{U_c}{U_{i2}} = \frac{\beta I_{b2} R_L}{I_{b2} (R_{b2} + r_{be2})} \quad (8.2.2)$$

式中， $R_L = R_{c2} // R_L$

由于多级放大电路是一级一级地放大，所以其总的放大倍数为

$$A_u = A_{u1} A_{u2} = \frac{\beta I_{b1} R_{c1}}{I_{b1} (R_{b1} + r_{be1})} \cdot \frac{\beta I_{b2} R_L}{I_{b2} (R_{b2} + r_{be2})} \quad (8.2.3)$$

在中频范围内，放大电路每级输出电压与输入电压的相位相差 180° ，因此式 (8.2.3) 又可以写成

$$A_u = \frac{\beta I_{b1} R_{c1}}{R_{b1} + r_{be1}} \cdot \frac{\beta I_{b2} R_L}{R_{b2} + r_{be2}} \quad (8.2.4)$$

上式说明：两级放大电路总的放大倍数的模等于每级放大倍数的模的积，相位为每级相位差之和。可见，经过两级放大之后，输出信号和输入信号相位相同。由此可以推广到一般情况， n 级电压放大电路的总放大倍数为

$$A_u = \frac{\beta I_{b1} R_{c1}}{R_{b1} + r_{be1}} \cdot \frac{\beta I_{b2} R_L}{R_{b2} + r_{be2}} \cdots \frac{\beta I_{bn} R_{Ln}}{R_{bn} + r_{ben}} \quad (8.2.5)$$

若 n 为偶数，则输出信号与输入信号同相，若 n 为奇数，则输入信号与输出信号反相。

8.2.3 频率响应特性

当输入信号的幅值恒定而频率变化时，放大电路的输出电压也随之而改变，即电压放

大倍数（电压增益）是信号频率的函数，此函数关系称为放大电路的频率响应特性。可以用实验方法作出此特性曲线，如图 8-10 所示。

为了描述放大电路的频率特性，常常采用频带这个概念。若取 $A_{0.707A}$ 所确定的电路增益为参考，当频率减小到使增益降为参考值的 $0.707A_1$ 时的频率 f_L ，称为下限截止频率；而当频率增大到使增益降为参考值 $0.707A_2$ 时的频率 f_H ，称为上限截止频率。那么 f_L 和 f_H 的频率区间就是放大电路的中频带。

中频区：放大倍数在该区间内基本为恒定值，这表示放大电路的电路模型为纯电阻网络，电路的响应不受信号频率的影响。由前面讨论的结果，表明在中频范围内电压增益与频率无关，因此，前面的放大电路的等效模型只适用于中频区。

低频区：小于下限频率 f_L 的范围称为低频区。此时放大电路中的耦合电容串联在电路中，对信号产生压降，电压增益因此下降。

高频区：大于上限频率 f_H 的范围称为高频区。此时放大电路中的耦合电容和旁路电容的容抗都可以不计，把它们看做短路。但影响输入回路的三极管内的结电容 C_{be} 和影响输出回路的分布电容 C_{bc} 都不能忽视。在高频情况下，其分流作用使电路的总增益降低，放大电路的高频等效电路如图 8-11 所示。

在多级放大电路中，由于总的放大倍数是各级放大倍数的积，所以总的频率响应特性就是各级频率响应特性相乘的结果，从图 8-10 中可以看出，多级放大电路总的频带宽度将比每一级放大电路的频带宽度要窄。

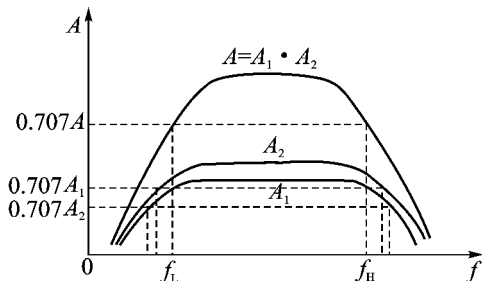


图 8-10 频率特性

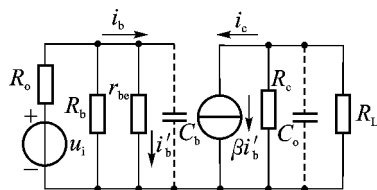


图 8-11 高频等效电路

8.2 差动放大电路

随着集成电路的快速发展，直接耦合放大电路得到越来越广泛的应用。这种耦合方式不但可以放大交流信号，而且由于级与级之间没有隔直流作用的电抗元件，因此还可以放大直流信号。但如此一来，使得前、后级间的静态工作点相互影响，彼此牵制；而且多级直接耦合放大电路还存在的一个重要问题是零点漂移现象。即当放大电路的输入信号 u_i 为零时，输出信号 u_o 不为零。这是因为三极管的参数随温度变化而变化后，将导致放大电路的静态工作点发生缓慢变化。当第一级放大电路的 Q 点由于某种原因而稍有偏移时，其输出电压也将缓慢变化，并且被一级一级地放大，使放大电路的输出端偏离固定值而上下波动，这种现象就称为零点漂移，如图 8-12 所示。

由于零点漂移的存在，故当 $u_i \neq 0$ 时，在输出端就很难辨别输出电压的变化到底是由谁引起的。如果输入信号很微弱，它很有可能被漂移所“淹没”。为

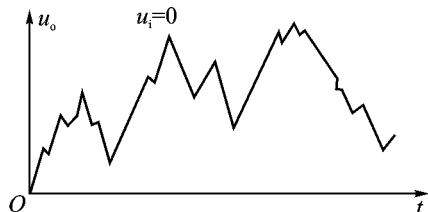


图 8-12 零点漂移现象

了克服零点漂移现象，就引入了差动放大电路。

下面主要介绍差动放大电路的工作原理。

图 8-1-1 是典型的差动放大电路，它是由两个特性完全相同的三极管 T_1 、 T_2 组成的理想对称电路。

8.1.1 差模输入

(1) 双端输入、双端输出。

如果输入信号 u_i 加在两个三极管的输入端之间，就称为双端输入。当 $u_{i1} = u_i$ ，这样的一对输入信号称为差模信号，输入方式称为差模输入。在这种方式下，若输入信号使 T_1 管集电极电流 I_{C1} 增加，在电路完全对称的情况下，将会使 T_2 管的 I_{C2} 等量减少。显然，发射极电阻 R_E 中流过两个大小相等而方向相反的电流 I_{E1} 和 I_{E2} ，它们的代数和为零。因此， R_E 可看成是短路。

如果两管集电极对地的电压变化量分别用 u_{o1} 和 u_{o2} 表示，则两管各自的输出电压分别为

$$u_{o1} = -\beta \frac{R_{C1}}{r_{be1}} u_{i1}, \quad u_{o2} = -\beta \frac{R_{C2}}{r_{be2}} u_{i2}$$

则两管集电极之间的输出电压（双端输出）为

$$u_o = u_{o1} - u_{o2} = \beta \frac{R_{C1}}{r_{be1}} u_{i1} - \beta \frac{R_{C2}}{r_{be2}} u_{i2}$$

电路的电压增益为

$$A_{u_d} = \frac{u_o}{u_i} = \beta \frac{R_C}{r_{be}} \quad (8-1-1)$$

它和单管的电压增益相同。

当输出端接有负载 R_L 时

$$A_{u_d} = \beta \left(\frac{R_C}{R_C + R_L} \right) \frac{R_C}{r_{be}} \quad (8-1-2)$$

因为接上负载后， R_L 两端电位极性相反且大小相等，可见负载 R_L 中点是交流信号的地电位，因此在输入的半边等效电路中，均为 $\frac{R_C}{2}$ 。

(2) 双端输入、单端输出。

在图 8-1-1 中，如果负载一端接地，输出电压只是从一管的集电极对地单独引出，就是单端输出。由于输出信号只有一管集电极电压的变化量，很明显，单端输出时，输出电压减少了一半，那么电压增益是

$$A_{u_{s1}} = \frac{A_{u_d}}{2} = \frac{\beta}{2} \frac{R_C}{r_{be}} \quad (8-1-3)$$

(3) 单端输入方式。

图 8-1-2 为单端输入的差动放大电路。设信号电压 u_i 从 T_1 管基极加入，而 T_2 管基极接地，则因为 T_2 管的发射极也需要相同极性的输入电压，只要 R_E 足够大，它对信号电流的分流作用就可以忽略，即 R_E 可看成是开路。于是输入信号被两管均分， T_1 和 T_2 管基、射极间获得一对大小相等、方向相反的信号。因此，当信号单端输入时，只要 R_E 足够大，两管仍可得到一对近似的差模信号，而且与双端输入时的状态基本相同。

8.1.2 共模输入

若在图 8-1-1 的两个三极管的输入端加大小相等、极性相反的一对电压，即 $u_{i1} = u_i$ ，这样的一对输入信号就称为共模信号，这种输入方式称为共模输入。

(1) 双端输出方式。

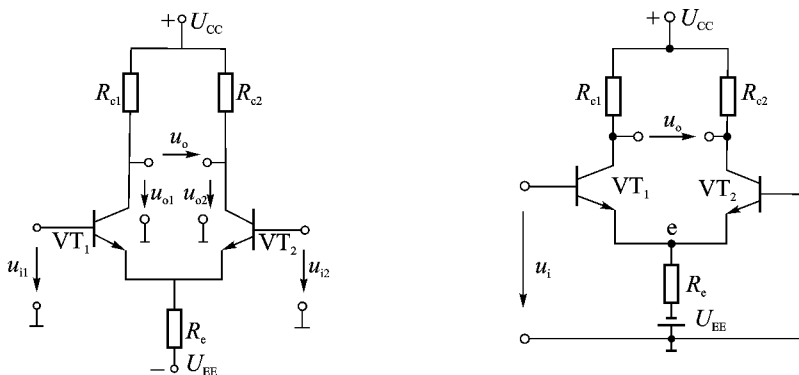


图 愿院瑶差动放大电路瑶瑶瑶瑶瑶图 愿院瑶单端输入的差动放大电路

如图 愿院所示,很明显在这种输入方式下,由于三极管 灾栽、灾栽的集电极电流变化相同,则集电极电位也变化相同,因此,得到的输出电压 怎越原怎,越原,其双端输出的电压增益则为

$$粤越怎转越(怎原怎)转~园$$

如前面所讲,当电源电压或温度发生变化时,引起两管集电极电流及电位的变化,这也就相当于在两个输入端加入了共模信号,这就是差动放大电路双端输出时,对零点漂移的抑制作用。但要达到这一点,必须要求电路尽量对称。

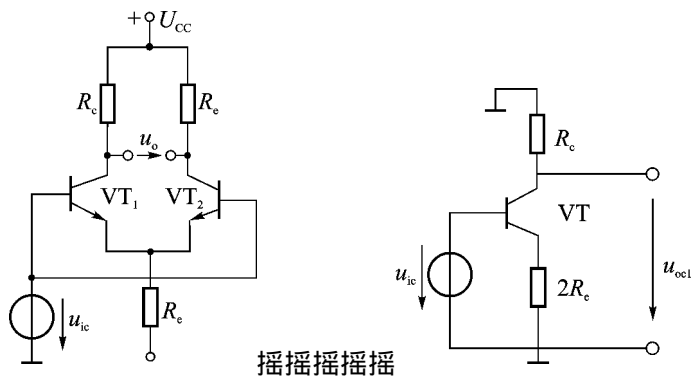


图 愿院瑶共模输入

图 愿院瑶半边共模电路

(圆) 单端输出方式。

对单端输出的差动放大电路,零点漂移的抑制主要靠电阻 砸来完成。如果当环境导致两管的集电极电流 蚤、蚤同时增大,则 砸上必有圆倍的增大电流,于是消耗电压增大,从而迫使 怎减小,进而牵制了 蚤、蚤的增大。其控制过程如下

$$环境因素 \to 隔 \uparrow \to 隔 \uparrow \to 栽 \uparrow \to 栽 \downarrow \to 隔 \downarrow \to 隔 \downarrow$$

但差模输入时,两管反向变化,故 砸上的电流保持不变。

图 愿院所示为单端输出的半边共模电路的交流通路,显然由图 愿院可知

$$粤越怎转越原\beta 砸转[则垣员垣\beta] 圆院]$$

在一般情况下,(员垣\beta) 圆院 > 则, \beta > 员,因此上式可简化为

$$粤 \approx 原\beta 砸转$$

(愿 员院)

由式(愿 员院)可以看出,砸越大,抑制共模信号的能力就越强。

(猿) 共模抑制比 K_{CMR}

恒量差动放大电路的性能指标为共模抑制比, 其定义为

$$K_{CMR} = \frac{A_{d}}{A_{c}} \quad (8-10)$$

差模增益越大, 共模增益就越小, 则共模抑制能力越强, 有时, 共模抑制比也可以用分贝数来表示

$$K_{CMR} = 20 \lg \frac{A_{d}}{A_{c}} \quad (8-11)$$

猿 差动输入

任意输入信号都可以看成是一个共模信号和一个差模信号的叠加, 由此可以得出, 将 u_{i1} 、 u_{i2} 分解为差模信号与共模信号的公式为

$$\begin{aligned} u_{i1} &= u_{cm} + \frac{u_{dm}}{2} \\ u_{i2} &= u_{cm} - \frac{u_{dm}}{2} \end{aligned}$$

综上所述, 要提高共模抑制比, 可用加大 R_{EE} 的方法来实现, 但是 R_{EE} 过大时, 它上面的压降也会增大, 这样一来要求供电电源电压太大。为了在较低的电源电压下, 获得与高 R_{EE} 值相同的结果, 可用恒流源来代替 R_{EE} , 而用一个三极管就可以实现恒流源特性。

在图 8-10 所示的电路中, 其静态工作点的分析可采用如下方法, 当偏流很小时, 两个三极管基极电位约为 0, 而发射极电位约为 $-I_{EE}R_{EE}$, 即有

$$\begin{aligned} u_{BE1} &= -I_{EE}R_{EE} \\ u_{BE2} &= -I_{EE}R_{EE} \end{aligned}$$

其动态分析仍可以采用微变等效电路法。

8.2 功率放大电路

多级放大电路的最后一级或末前级一般都是功率放大级, 将前面电压放大级送来的低频信号进行功率放大, 再去推动负载工作, 如使扬声器发声、继电器动作等。

8.2.1 对功率放大电路的基本要求

对功率放大电路有如下两点要求。

(1) 在不失真的情况下能够输出尽可能大的功率。为了获得较大的输出功率, 通常使它工作在极限状态, 但要考虑三极管的极限参数。由于信号大, 功率放大电路工作的动态范围大, 因此, 必须要考虑失真问题。

(2) 因为功率大, 所以要求提高效率。这里的效率, 就是负载得到的交流信号功率与电源供给的直流功率的比值。

功率放大电路输入大信号处理, 所以应该采用图解法来分析其性能。放大电路有三种工作状态, 如图 8-11 所示。在图 8-11 (a) 中, 点 Q 大约在交流负载线的中点, 称为甲类工作状态。前面所讲的放大电路就是工作在这种状态, 在甲类工作状态, 无论有无输入信号, 电源供给的功率 P_{DC} 总是不变的。当没有信号输入时, 电源功率全部消耗在三极管和电阻上, 一般以三极管的集电极消耗为主。当有信号输入时, 其中一部分转化为有

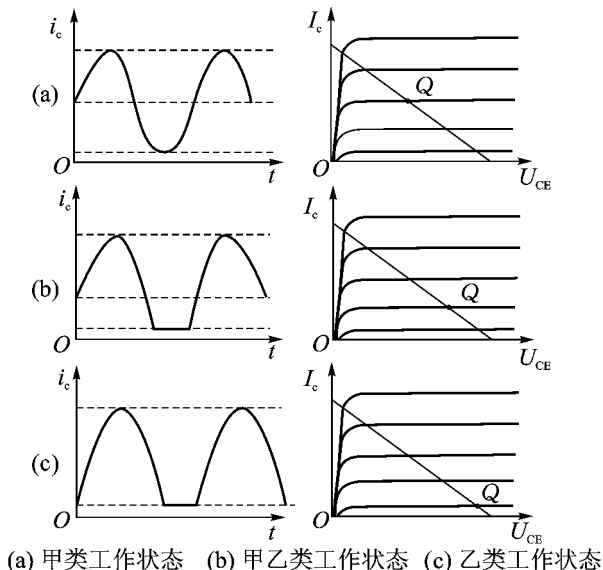


图 8-10 三种工作状态

用的输出功率 P_o 随信号增大而增大，信号越大，输出功率也越大。射极输出器常作为多级放大器的输出级，以单管为例，在甲类工作状态下其最高效率也只不过为 $\frac{1}{4}$ 。

为了提高效率，应设法将 I_{CQ} 降低，减小静态电流。当 u_{ce} 约等于 U_{CEQ} 时，在信号周期内三极管将有一段时间是截止的，如图 8-11(a) 所示，这种工作状态称为甲乙类状态。如果工作点继续下移到横轴上，如图 8-11(b) 所示，则只有在信号的正半周内三极管导通，而负半周内管子截止，这种工作状态称为乙类工作状态。

如果选用乙类工作状态，无输入信号时， $P_o = 0$ ，没有损耗；有信号时， I_{CQ} 的平均分量非常小，损耗大大下降，效率大大提高。但如果仍然采用单管射极输出电路，当输入为正弦波时，输出只有正半波。这样会造成严重的波形失真，为此提出了互补对称功率放大电路。

8.3 互补对称功率放大电路

图 8-12 所示是一种互补对称射极输出电路，图中 T_1 为 NPN 三极管， T_2 为 PNP 三极管，两管的基极相连作为输出端；偏置为零，工作于乙类状态；射极相连接到负载。下面分析该电路的工作情况。

当输入信号 $u_i = 0$ 时，因为三极管对称，射极电压 $u_e = 0$ ，所以 T_1 、 T_2 管的静态电流 $I_{CQ1} = I_{CQ2} = 0$ ， $I_{CQ} = 0$ 。此时负载电流为零，没有功率输出。

当有正弦信号 u_i 输入时，正半周时 T_1 导通而 T_2 截止，作为射极输出器将正半周的信号传给负载，即有电流 i_o 流过。当输入信号为负半周时，情况刚好相反， T_1 截止而 T_2 导通， T_2 作为射极输出器将负半周信号传给负载，即有电流 i_o 流过。这样一来，在输入信号电压的正负半周内， i_o 和 $-i_o$ 轮流流过负载，并且大小相等、方向相反，所以在负载中获得了完整的周期波形，如图 8-13 所示。在此电路中，两个三极管上下对称，交替工作，互补彼此之间的不足，所以常称为互补对称式电路或推挽式电路。

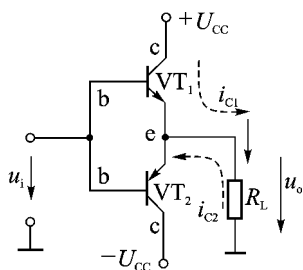


图 8-12 互补对称式射极输出电路

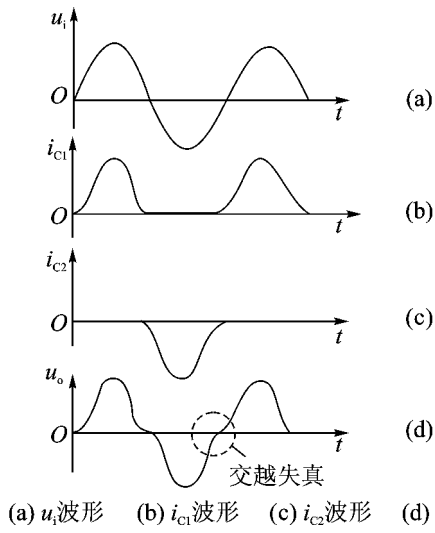


图 8-10 互补对称电路的波形

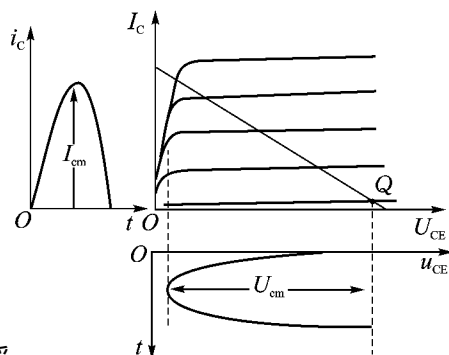


图 8-11 电路工作在乙类状态

下面来讨论该电路的输出功率和效率问题,从图 8-11 中可以看出,输出电压、电流的幅值分别为

$$U_{cm} \approx U_{CEQ}, \quad I_{cm} \approx I_{CQ}$$

所以输出最大交流功率为

$$P_{om} = \frac{1}{2} U_{cm} I_{cm} \approx \frac{1}{2} U_{CEQ} I_{CQ} \quad (8-10)$$

电路输入的直流功率为

$$P_{DC} = I_{CQ} U_{CEQ} \quad (8-11)$$

式中, I_{CQ} 为电流的平均值,可以通过下式求得

$$I_{CQ} = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi I_{cm} \sin \omega t d\omega t = \frac{1}{\pi} I_{cm} \int_0^\pi \sin \omega t d\omega t = \frac{1}{\pi} I_{cm} [-\cos \omega t]_0^\pi = \frac{1}{\pi} I_{cm} (1 - (-1)) = \frac{2}{\pi} I_{cm}$$

所以

$$P_{DC} = \frac{2}{\pi} I_{cm} U_{CEQ} \quad (8-12)$$

此时电路的最高效率为

$$\eta = \frac{P_{om}}{P_{DC}} = \frac{\frac{1}{2} U_{cm} I_{cm}}{\frac{2}{\pi} I_{cm} U_{CEQ}} = \frac{\pi}{4} \frac{U_{cm}}{U_{CEQ}} \approx 0.785 \frac{U_{cm}}{U_{CEQ}} \quad (8-13)$$

可见,工作在乙类状态的互补对称式射极输出电路的效率是很高的,因而成为功率放大电路的基本电路。但在此必须指明,图 8-11 所示的电路存在着一些缺点,这是因为 i_{C1} 、 i_{C2} 都是零偏置,在两管交替的瞬间, i_{C1} 和 i_{C2} 都等于零,工作于死区,故输出波形将会出现如图 8-10(d) 所示的交越失真。为了克服交越失真,通常采用 射极偏置和 射极偏置电路,在此将不作介绍,有兴趣的读者可以参阅相关资料。

本章小结

在放大电路中,三极管是很重要的核心元件。要使放大电路能够正常工作,三极管必须工作在放大区,为此,外接偏置电路必须正确供压,保证发射结正偏、集电结反偏。当输入信号 u_i 加在输入回路时,就会引起 i_{B1} 的变化而导致基极电流 i_{B1} 的变化,因 β 的关系又使得 i_{C1} 发生变化,由于 i_{C1} 的作用使得 i_{C2} 发生变化,这样就保证了 u_o 的传输和

放大。两电容悦、悦起到隔直通交的作用。放大电路的工作状态可分为静态和动态。

在放大电路中，凡是直流电流能通过的路径均为直流通路，凡是交流电流能通过的路径均为交流通路。直流负载线的斜率取决于直流负载电阻，而交流负载线的斜率取决于交流负载电阻，这两条线相交于匝点。匝点在输出特性曲线上的位置由隔、隔、载三个值决定。

放大电路可以用图解法来描述其中电压、电流的变化情况。作图的要点是将整个放大电路分成两大部分：线性的外偏电路为一部分，非线性的三极管为另一部分，然后再作图求解。

放大电路的另一种分析方法是微变等效电路法，其具体的步骤如下。

(员) 画交流通路。

(圆) 用三极管的微变模型取代交流通路中的三极管，此时一定要注意藻、遭、糟三个电极的对应位置。

(猿) 为了减少温度因素对工作点不稳定的影响，一般常采用分压式偏置电路，在发射极引入了反馈电阻。

(源) 根据放大电路中输入回路与输出回路的公共端的不同，可以把放大电路分为三种组态：共射极放大电路、共基极放大电路、共集电极放大电路。根据输入电压、输入电流和输出电压、输出电流之间的相位及大小关系，又可将它们称为反相电压放大器、电压跟随器和电流跟随器。

(缘) 各单级放大电路之间若采用阻容耦合就可以组成多级放大电路，其特点是各级直流量互不影响，而交流信号又能顺利地由前级传递给后级。它的计算是在单级放大电路的基础上运行的，在计算各单级放大电路时，必须注意下一级放大电路的输入电阻即为上一级的负载。总电压放大倍数等于各级的放大倍数之积。

思考与练习

愿 员 说明图 愿 题 所示的电路能否正常工作？如果不能，说明原因并加以改正。

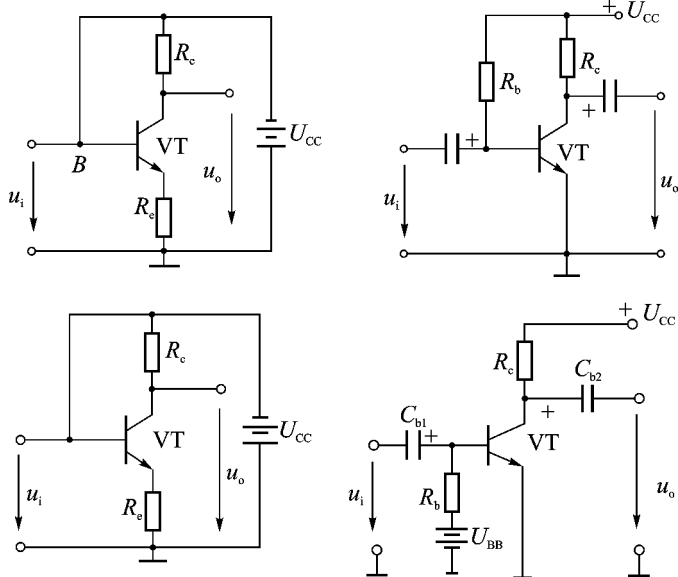


图 愿 题 愿 员 图

8.1.1 试判断图 8.1.1 所示电路的静态工作点处于哪个区？

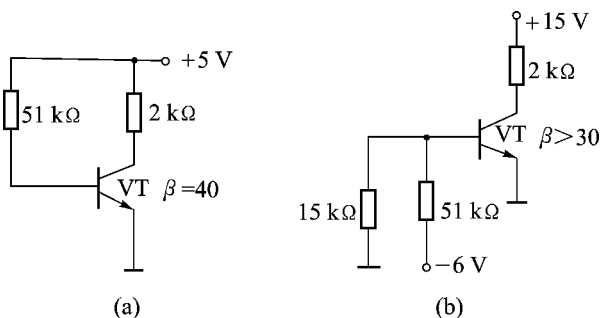


图 8.1.1 习题 8.1.1 图

8.1.2 试画出图 8.1.2 所示电路的微变等效电路，图中的电容可以忽略不计。

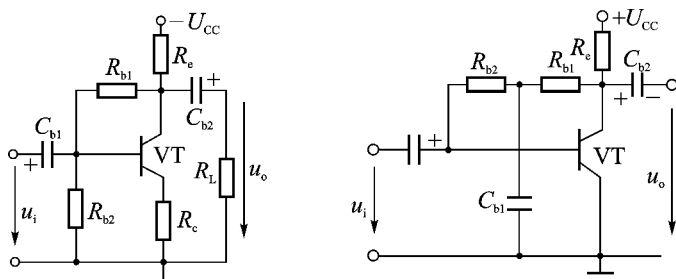


图 8.1.2 习题 8.1.2 图

8.1.3 放大电路如图 8.1.3 所示，其中 R_{b1} 越大， R_{b2} 越大， U_{cc} 越大。

- (1) 作出直流负载线，求出静态工作点 Q ；
- (2) 当 R_{b1} 由小变大时，工作点 Q 将如何移动；
- (3) 当 R_{b2} 由大变小改为小变大时，工作点 Q 将如何移动；
- (4) 当电源电压 U_{cc} 由大变小变为小变大时， Q 点将如何移动。

8.1.4 在图 8.1.4 所示的电路中，设参数已知。

- (1) 确定静态工作点，写出 I_{BQ} 、 I_{CQ} 、 U_{CEQ} 的表达式；
- (2) 画出其微变等效电路；写出 A_{u_m} 、 R_{i_m} 和 R_{o_m} 的表达式。

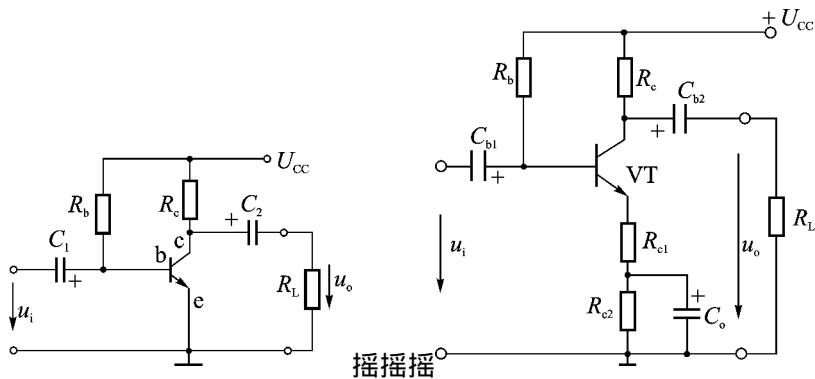


图 8.1.3 习题 8.1.3 图

图 8.1.4 习题 8.1.4 图

8.1.5 放大电路如图 8.1.5 所示， β 越大， R_{b1} 越大， R_{b2} 越大， R_c 越大， R_L 越大， U_{cc} 越大， U_{ce} 越大， R_{i_m} 越大， R_{o_m} 越大， A_{u_m} 越大， R_{i_m} 越大， R_{o_m} 越大， A_{u_m} 越大，试估算：

- (1) 放大电路的静态工作点；
 - (2) 放大电路的输入、输出电阻；
 - (3) 若测得 \dot{U}_o 越远，计算 \dot{U}_i 越远
- 愿 苑 如图 愿 苑 所示射极输出器，试求：
- (1) 静态工作点；(2) \dot{U}_o 和 \dot{U}_i (设 β 越远)。

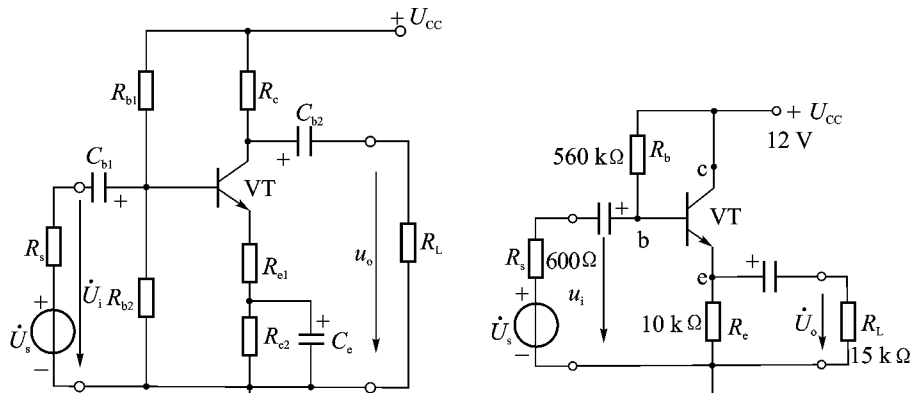


图 愿 苑 习题 愿 苑 图 愿 苑 习题 愿 苑 图

愿 愿 两级放大电路及各元件的参数如图 愿 愿 所示，试计算：(1) 当 \dot{U}_i 越远时，放大电路的总电压增益 \dot{U}_o ；(2) 当 \dot{U}_i 越远时，放大电路的总电压增益 \dot{U}_o 。

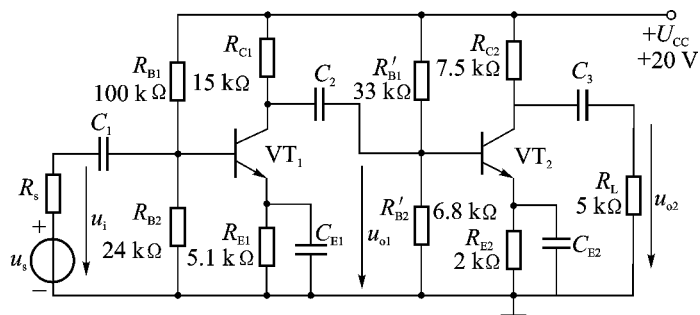


图 愿 愿 习题 愿 愿 图

愿 愿 图 愿 愿 所示的电路属于何种组态？它的输出电压 \dot{U}_o 的波形是否错误，若有，将其改正。

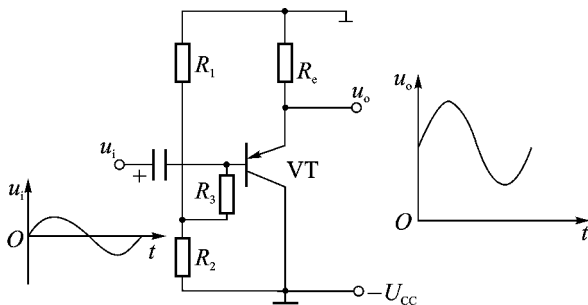


图 愿 愿 习题 愿 愿 图

8.1 从理论上讲, 完全对称的差动放大电路如果采用双端输出, 是否还有存在的必要? 为什么?

8.2 射极输出器的特点有哪些?

8.3 电路如图 8.3 所示, 已知某放大电路的输出电阻为 $100\ \Omega$, 输出端开路电压有效值为 $10\ \text{V}$ 。试问, 该放大电路接入负载电阻 $1\ \text{k}\Omega$ 时, 输出电压将下降多少?

8.4 电路如图 8.4 所示, 设输出端所接电流表的满偏电流为 $100\ \mu\text{A}$, 包括电流表内阻的回路电阻为 $100\ \Omega$, 两管的 β 值均为 100 , 试计算:

- (1) 每管的静态电流 I_{BQ} 、 I_{CQ} 值各为多少?
- (2) 当加多大的输入电压 U_i 时可以使电流表满偏?

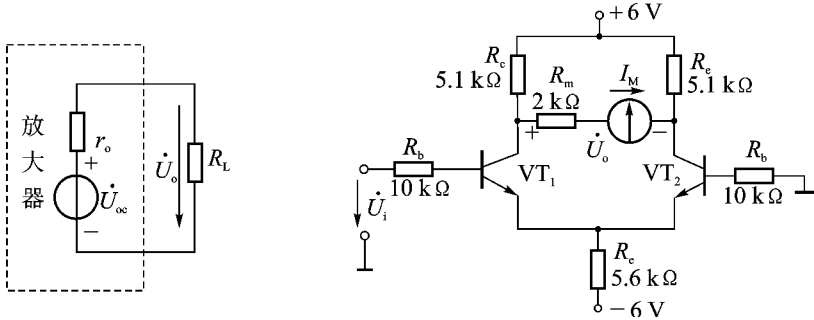


图 8.3 习题 8.3 图 图 8.4 习题 8.4 图

第9章 场效应管及其放大电路

场效应管是一种利用电场效应对半导体的导电能力进行控制的元件。与晶体管相比，它具有输入阻抗高、噪声低、热稳定性好、制造简单等优点，因而得到了迅速的发展，特别是在大规模集成电路中更是得到了广泛的应用。

9.1 场效应管

场效应管按结构的不同，可以分为结型场效应管和绝缘栅型场效应管两大类。

9.1.1 结型场效应管

1. 基本结构

结型场效应管的结构如图 9-1-1(a) 所示，它是以一块 N 型硅半导体为基体，在其上对应的两侧制出两个 P 区，这样，就有两个 PN 结。把两个 P 区连在一起引出的电极为栅极 G，从 N 型半导体两端各引出一个电极，分别为源极 S 和漏极 D，它们分别相当于三极管的基极、发射极、集电极。在两个 PN 结中间的 N 型区域称为 N 型导电沟道，所以它被称为 N 型沟道结型场效应管，其表示符号如图 9-1-1(b) 所示。图上的箭头方向表示栅极正偏时，源极电流流向漏区。

若在一块 P 型半导体的两侧制出两个 N 区，则可形成 P 型沟道结型场效应管，其表示符号见图 9-1-1(c)。

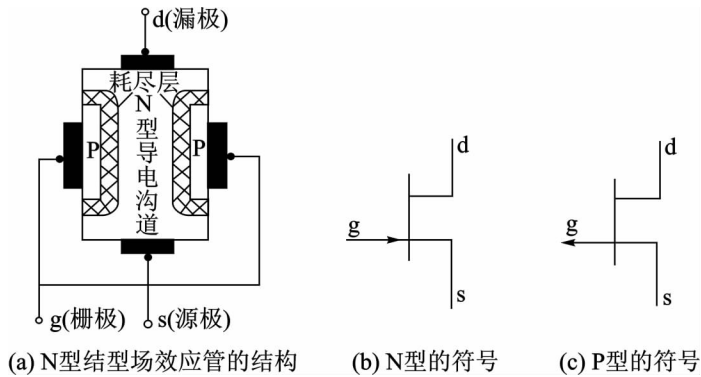


图 9-1-1 结型场效应管的结构示意图与符号

因此，不论是 N 型沟道结型场效应管或 P 型沟道结型场效应管，其结构都可以概括成由一沟道（N 型沟道或 P 型沟道）、二结（PN 结）、三电极（栅极、源极、漏极）组成。

2. 工作原理

场效应管外接电源的接法如图 9-1-2(a) 所示。源极 S 为公共端，电源 E_D 的负极与栅极 G 相连。

极 早相连，其正端与源极 泽相连；漏极电源 哉的负端与源极 泽相连，正端经负载电阻 砸与漏极 凿相连。可以看出，两个 孕结构均处于反向偏置，就会在结表面附近形成一个空间电荷区，由于该区内的载流子极少，故将它称为耗尽区。现以图 9.2.1 的几个电路图来说明，当漏源电压 u_{DS} 为一定时，改变栅源电压 u_{GS} 的大小对于耗尽区的状态和漏极电流 i_D 大小的影响。

(a) 图 9.2.1(a) 是当 $u_{GS} > 0$ 时的情况，这时的耗尽区较窄，导电沟道较宽，因 晕型半导体内含有大量的自由电子，所以形成较大的漏极电流 i_D 。

(b) 图 9.2.1(b) 是当 $u_{GS} < 0$ 时的情况，在负电场的作用下，耗尽区加宽，导电沟道变窄，漏极电流 i_D 减小；若负电源 哉越大，则耗尽区越宽，导电沟道越窄，漏极电流 i_D 越小。

(c) 图 9.2.1(c) 是表示栅极负电压增大到某一定值时的情况。此时，耗尽区已完全靠近，导电沟道被“夹断”，漏极电流 i_D 近似为零，这时的 u_{GS} 称为夹断电压 $u_{GS(off)}$ 。

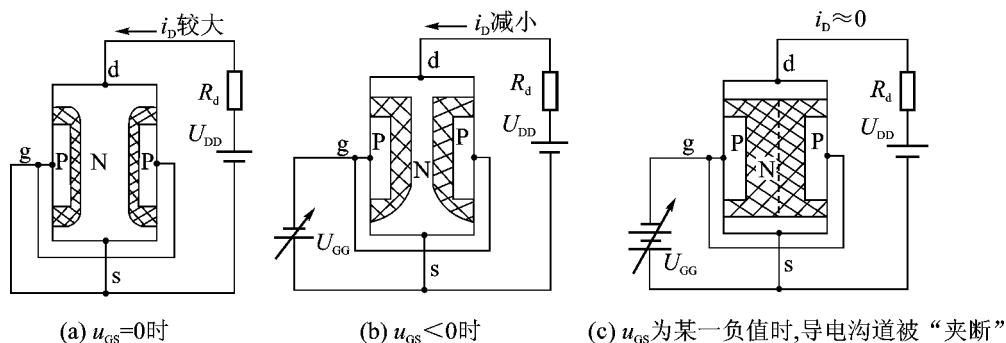


图 9.2.1 晕型结型场效应管的工作原理 (u_{GS} 对 i_D 的控制作用)

由以上分析可得出如下结论。

(a) 调整栅极负电压的大小，可以控制漏极电流 i_D 的大小。

(b) 结型场效应管栅源之间的加反向电压，故其输入电阻大，栅极电流很小，几乎不从信号源取用信号。

(c) 场效应管是电压放大元件，如图 9.2.2 所示，若将一个较小的信号 u_i 加在栅极上，栅源电压 u_{GS} 必随之变化，而 i_D 又是在 u_{GS} 的控制下相应地发生变化，且在漏极电阻 砸上得到较大的电压变化作为输出。这就是它进行电压放大的原理。例如， u_i 从 0 变到 $U_{GS(off)}$ ，对应的 i_D 由 I_{DSS} 降为 0，即变化了 I_{DSS} ，若 砸为 R_D ，则 砸上的电压变化为 $I_{DSS}R_D$ ，该电路将输入信号电压放大了 $I_{DSS}R_D$ 倍。

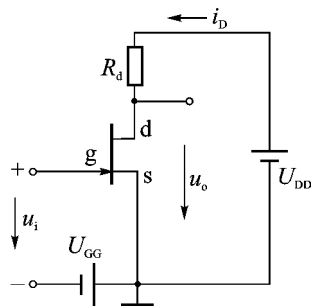


图 9.2.2 场效应管的电压放大作用

9.3 绝缘栅场效应管

因绝缘栅场效应管的 早极与 泽极、 凿极均没有电接触，所以称为绝缘栅极，绝缘栅场效应管以此得名。该管也有 晕沟道和 孕沟道两种，而每一类又分为耗尽型和增强型。

绝缘栅增强型绝缘栅场效应管

(一) 结构特点。

绝缘栅增强型绝缘栅场效应管的结构如图 2-1-1 所示。

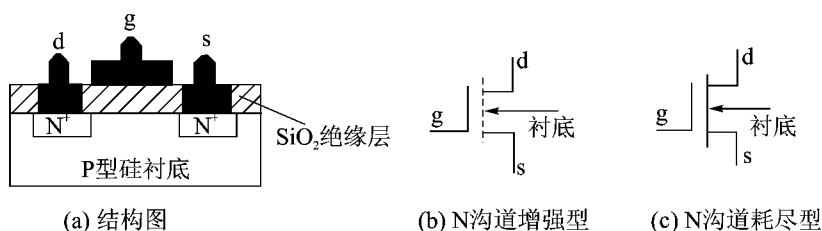


图 2-1-1 绝缘栅场效应管的结构示意图与符号

它以一块掺杂浓度很低、电阻率较高的 P 型硅片为基体，用扩散方法在它上面形成两个高掺杂的 N 型区，再分别加装电极作为源极、漏极。在 P 型硅衬底的表面覆盖绝缘层，从绝缘层表面引出一个电极作为栅极。这就是金属（电极）- 二氧化硅（绝缘栅）- 半导体场效应管，简称 MOS 管，其中绝缘栅的 MOS 管称为增强型 MOS 管，沟道的 MOS 管称为耗尽型 MOS 管。

(二) 工作原理与特性曲线。

在图 2-1-2 中，当栅极电压 U_{GS} 越正时，因衬底与源极、漏极分别形成两个 PN 结，不论 U_{GS} 是正是负，必有一个 PN 结反向截止，所以 I_D 越小；当 U_{GS} 为正向电压（栅接正，源接负）时，此时栅极和 P 型硅衬底相当于一个以二氧化硅为介质的电容器，在 U_{GS} 的作用下，P 型硅衬底在栅极下表面将集结电子而排斥空穴。因电子的集结将在 P 型硅衬底表面形成一个反型薄层，称为反型层。这个反型层即为栅极与漏极间的反型导电沟道。反型层形成后，在漏极正电压 U_{DS} 的作用下产生 I_D ，开始导通时栅源之间的电压称为开启电压 $U_{GS(th)}$ 。显然 U_{GS} 越大，反型层越厚，沟道电阻越小， I_D 越大。因此，若改变 U_{GS} 的大小，就改变了反型层的厚度，从而控制了 I_D 的大小，这就是栅源电压（输入）对漏极电流（输出）的控制作用。

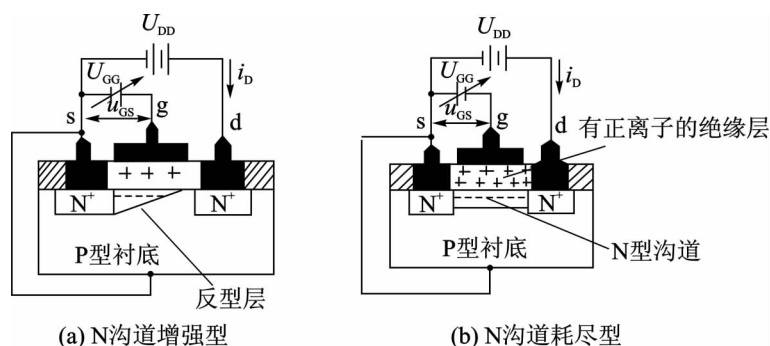


图 2-1-2 绝缘栅场效应管的基本工作原理

绝缘栅场效应管的特性曲线包括转移特性曲线和输出特性曲线。

转移特性曲线即为 I_D 随 U_{GS} 变化的关系曲线，如图 2-1-3 所示。图 2-1-4 是输出特性曲线，即 I_D 随 U_{GS} 变化的关系曲线。当 U_{GS} 较低时， I_D 按线性规律增长，然后随 U_{GS} 的增大而减慢其增大速度，最后几乎保持不变；当 U_{GS} 增大时，导电沟道变宽， I_D 增大，曲线将略向上移。

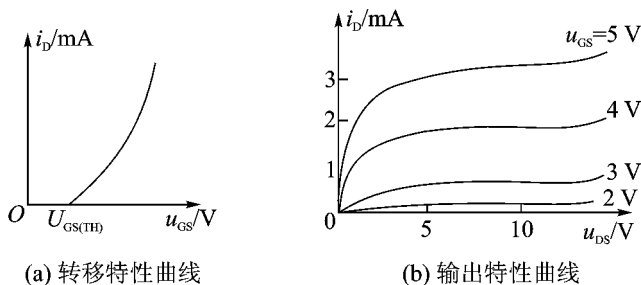


图 4-10 耗尽型绝缘栅场效应管的特性曲线

耗尽型绝缘栅场效应管

(一) 结构特点。

耗尽型绝缘栅场效应管的结构如图 4-11 所示，其结构与增强型的基本相同，只不过在二氧化硅绝缘层中掺入大量的正离子。当 $u_{GS} = 0$ 时，因正离子的作用，在 n 型硅衬底的表面感应出很多的电子，从而形成耗尽层。在正的 u_{GS} 作用下，就会有较大的漏极电流 i_D 。

(二) 工作原理和特性曲线。

若 u_{GS} 为负值，即所加的栅压为负，这时就会在沟道中感生一些正电荷与原有电子相复合，从而使得电子数变少，耗尽层变窄，则 i_D 减少。当 u_{GS} 为一定负值时，因沟道中正负电荷的复合，使得自由电子几乎耗尽，这时沟道就被夹断， $i_D = 0$ 。此时的栅压称为夹断电压 $U_{GS(OFF)}$ 。当 u_{GS} 为正值时，就会在沟道中感生出更多的电子，而使得沟道进一步变宽， i_D 比 i_{DSS} 更大。这就是对 i_D 的控制作用。

它的转移特性，即 i_D 与 u_{GS} 的关系曲线如图 4-12 所示。其输出特性，即 i_D 与 u_{DS} 的关系曲线如图 4-13 所示。

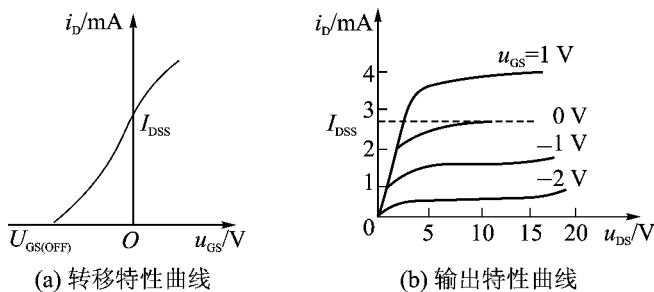


图 4-12 耗尽型绝缘栅场效应管的特性曲线

耗尽型的转移特性也可以用以下近似的数学关系式表示

$$i_D = I_{DSS} \left[\frac{u_{GS} - U_{GS(OFF)}}{U_{GS(OFF)}} \right]^2 \quad (4-1)$$

式中， I_{DSS} 是当 $u_{GS} = 0$ 时的漏极电流，称为漏极饱和电流； $U_{GS(OFF)}$ 为夹断电压。

场效应管只有一种载流子参与导电，而晶体管则是两种载流子导电。所以，场效应管也称为单极型晶体管，一般的晶体管称为双极型晶体管。

9.2 场效应管放大电路

在前面已经提到，场效应管的三个电极与晶体管的三个电极相对应：栅极对应发射极，源极对应集电极，漏极对应基极。因此，场效应管放大电路的组成也应与晶体管放大电路相似。图 9.2.1 为共源极放大电路，它与晶体管共射极放大电路十分相似。其中图 9.2.1(a) 为自偏压电路，图 9.2.1(b) 为分压式自偏压电路。下面分别讨论这两种电路的工作情况。

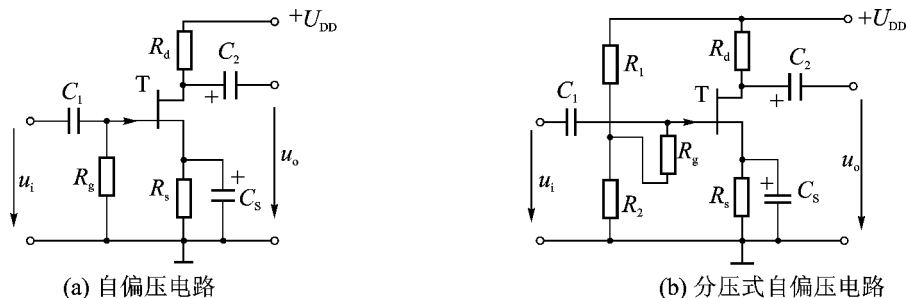


图 9.2.1 共源极放大电路

9.2.1 自偏压电路

正常工作条件

要想让场效应管能工作在放大区，则必须满足以下条件。

(1) 先给栅极一个负偏压（对于 N 沟道结型场效应管放大电路，应始终保证栅源电压 $u_{GS} < 0$ ）因为场效应管的输入电阻很高，栅极基本上不取用电流，所以必须使栅源极间的电压反偏。

(2) 场效应管应该工作在线性区，漏源电压 u_{DS} 必须为正。

偏压的获取

从图 9.2.1(a) 中可知，偏压的获取是靠接通电源 U_{DD} 后，有漏极电阻 R_d 产生压降 U_{GS} ，因栅极不取用电流，即 $I_G = 0$ ，所以

$$U_{GS} = -I_D R_s \quad (9.2.1)$$

由于 I_D 是依靠场效应管自身的电流 I_D 而产生的，故该电路又称为自给栅偏压电路。同样，为了减少 R_s 对交流放大倍数的影响，也在 R_s 的两端并联一个旁路电容 C_s 。

静态工作点

场效应管放大电路的静态工作点（ I_{DQ} ， U_{GSQ} ， U_{DSQ} ），也可用解析法求得。

漏极回路的电压方程为

$$U_{DD} = I_{DQ} R_d + U_{DSQ} \quad (9.2.2)$$

可以先由式 (9.2.1) 和式 (9.2.2) 求出 U_{GSQ} 和 I_{DQ} ，然后再由式 (9.2.2) 求得 U_{DSQ} ，这样静态工作点就可以确定了。

9.2.2 分压式自偏压电路

自偏压电路虽然能够稳定工作点，但是随着 R_s 的加大， U_{GS} 将越来越负，结果使得净

输入信号减小, 放大倍数降低。为了解决这个矛盾, 采用图 9-15 所示的分压式稳定工作点的电路。其原理是: 利用电阻 R_1 、 R_2 分压, 再经 R_g 接于栅极, 从而获得一个比较固定的正电位。因此可以将 R_g 选得较大, 而 I_{DQ} 又不致于负值过高, 影响放大倍数。

该电路的栅源极间偏压为

$$U_{GS} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{DD} - I_{DQ} R_g \quad (9-15)$$

若 $I_{DQ} R_g \gg U_{GS}$, 则可以忽略 $I_{DQ} R_g$, 那么式 (9-15) 可写成

$$U_{GS} \approx \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{DD} \quad (9-16)$$

而且

$$U_{GS} \approx \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{DD} - I_{DQ} R_g \quad (9-17)$$

所以分压式自偏压电路可用式 (9-16) 和式 (9-17) 联立求解得出 I_{DQ} 的值。

9.2 场效应管放大电路的微变等效分析计算

当输入低频小信号时, 与晶体管放大电路一样, 场效应管放大电路也可用小信号线性电路模型, 即微变等效分析法来作动态计算分析。

根据上面的分析可知, I_D 除受 U_{GS} 的控制之外, 还受 U_{DS} 的影响, 写成函数的形式为

$$I_D = I_D(U_{GS}, U_{DS}) \quad (9-18)$$

当 U_{GS} 、 U_{DS} 发生变化时, 将引起 I_D 的变化, 则可用下式表示

$$\Delta I_D \approx \left(\frac{\partial I_D}{\partial U_{GS}} \right) \Delta U_{GS} + \left(\frac{\partial I_D}{\partial U_{DS}} \right) \Delta U_{DS} \quad (9-19)$$

对于交流小信号, 式 (9-19) 可以写成

$$\dot{I}_D \approx g_m \dot{U}_{GS} - r_d^{-1} \dot{U}_{DS} \quad (9-20)$$

$$g_m = \frac{\partial I_D}{\partial U_{GS}} \quad (9-21)$$

$$r_d = \left(\frac{\partial I_D}{\partial U_{DS}} \right)^{-1} \quad (9-22)$$

式中, g_m 称为跨导, 它反映了栅极电压对漏极电流的控制能力, 相当于转移特性中工作点上的斜率, 单位为 mA/V 。 r_d 为漏极电阻 (输出电阻), 相当于输出特性工作点处斜率的倒数, 单位为 Ω 。

由式 (9-20) 可以作出场效应管在低频小信号时的等效电路, 如图 9-16 所示。其中 r_{gs} 为输入电阻, 通常认为 $r_{gs} \rightarrow \infty$ 。在输出回路中, 电压控制电流源为 $g_m \dot{U}_{GS}$, 与其并联的电阻 r_d 为输出电阻, 则电压控制电流源的输出电压为

$$\dot{U}_d = \frac{g_m \dot{U}_{GS} r_d R_d}{r_d + R_d} \quad (9-23)$$

$$A_{v0} = \frac{\dot{U}_d}{\dot{U}_{GS}} = \frac{g_m r_d R_d}{r_d + R_d} \quad (9-24)$$

式中, A_{v0} 为场效应管的电压放大系数。图 9-17 为共源极放大器的微变等效电路。

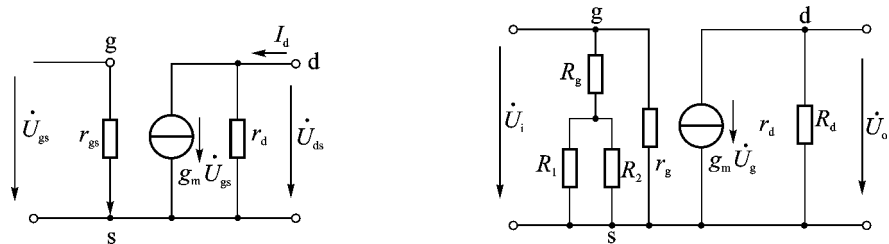


图 9-15 场效应管微变等效电路 图 9-17 共源极放大电路的微变等效电路 (1) 电压放大倍数。

由图 9-17 可知, $A_{v0} = \frac{g_m r_d R_d}{r_d + R_d}$ ($r_d \gg R_d$) $A_{v0} \approx g_m R_d$ ($r_d \gg R_d$)

$$U_{ce} \approx U_{ce0} \approx U_{DD} - I_{DQ} R_d \quad (怨 员)$$

一般来说, $R_d \gg R_{ds}$, 故有

$$U_{ce} \approx U_{ce0} \approx U_{DD} - I_{DQ} R_d \quad (怨 员)$$

如果放大器带有负载 R_L , 则

$$U_{ce} \approx U_{ce0} \approx U_{DD} - I_{DQ} (R_d // R_L) \quad (怨 员)$$

(圆) 输入电阻、输出电阻。

因 $R_i \approx R_g // [R_{gs} + (R_d // R_L)]$, 通常 $R_i \gg R_g \gg (R_d // R_L)$, 故

$$R_i \approx R_g \quad (怨 员)$$

$$R_o \approx R_d // R_L$$

一般情况下, $R_i \gg R_g$, 所以

$$R_i \approx R_g \quad (怨 员)$$

例 怨 员 摇一场效应管共源极放大电路如图 怨 员 所示。裁为 晕沟道耗尽型场效应管, 其中 裁 越 原 愿 灾, 隔 越 原 愿 皂 粤, 工作点处的 早 越 原 愿 皂 粤 嗽, 其他参数如图 怨 员 所示, 试求该电路的静态工作点、电压放大倍数、输入和输出电阻。

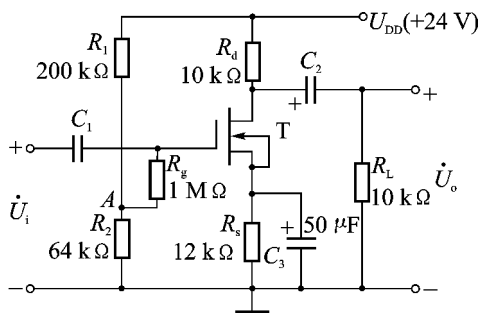


图 怨 员 摇例 怨 员 图

解 摇 (员) 求静态工作点。

由式 (怨 员) 和式 (怨 员) 可得到如下联立方程式

$$U_{gs} = U_{DD} \frac{R_2}{R_1 + R_2} - I_{DQ} R_g \quad (怨 员)$$

$$I_{DQ} = I_{D0} - \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} \left[U_{gs} - U_{gs0} \right]^2 \quad (怨 员)$$

得

$$I_{DQ} = I_{D0} - \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (U_{gs} - U_{gs0})^2$$

根据式 (怨 猿) 得

$$I_{DQ} = I_{D0} - \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (U_{DD} \frac{R_2}{R_1 + R_2} - I_{DQ} R_g - U_{gs0})^2$$

若不计 I_{D0} , 则由式 (怨 缘) 和式 (怨 远) 得

$$I_{DQ} = I_{D0} - \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (U_{DD} \frac{R_2}{R_1 + R_2} - I_{DQ} R_g - U_{gs0})^2$$

$$I_{DQ} = I_{D0} - \mu_n C_{ox} \frac{W}{L} (U_{DD} \frac{R_2}{R_1 + R_2} - I_{DQ} R_g - U_{gs0})^2$$

(圆) 电压放大倍数。

$$U_{ce} \approx U_{ce0} \approx U_{DD} - I_{DQ} (R_d // R_L) \quad (怨 员)$$

(猿) 求输入电阻、输出电阻。

$$R_i \approx R_g \gg R_{gs}, \quad R_o \approx R_d // R_L$$

可见, 场效应管放大电路的输入电阻 R_i 远比晶体管放大器的输入电阻 R_i 大, 所以在需要高输入电阻的地方一般选用场效应管放大电路。

本章小结

场效应管是一种电压控制器件，利用改变 i_D 的大小来改变导电沟道的宽窄，达到控制 i_D 的目的。在导电沟道中只有一种载流子起导电作用。根据当 i_D 越小时是否有 i_D 的差别，场效应管分为增强型和耗尽型两种，它们的输出特性同样分为三个区域。

因场效应管的三个电极与晶体管的三个电极相对应，所以，场效应管放大电路的组成也应和晶体管放大电路相似。当低频小信号输入时，场效应管放大电路和晶体管放大电路一样，也可用小信号线性电路模型，即微变等效分析法来作动态计算分析。

由于场效应管放大电路的输入电阻 r_{i1} 远比晶体管放大器的输入电阻 r_{i1} 大，所以在需要高输入电阻的地方一般选用场效应管放大电路。

思考与练习

1. 场效应管和晶体管的导电原理有何不同？为什么说场效应管是一种电压控制器件，而晶体管是电流控制器件？

2. 漏极特性分几个区，各区的含义是什么？

3. 场效应管的主要参数 $r_{DS(on)}$ 、 $r_{DS(off)}$ 说明什么？

4. 场效应管的三个电极和晶体管的三个极如何对应？

5. 一场效应管共源极放大电路如图 9-10 所示。载为 n 沟道耗尽型场效应管，其中 $i_{DQ} = 2 \text{ mA}$ ， $r_{DS(on)} = 2 \text{ k}\Omega$ ， $r_{DS(off)} = 100 \text{ k}\Omega$ ，工作点处的 $r_{DS(on)} = 2 \text{ k}\Omega$ ，其他参数如图 9-10 所示，试求该电路的静态工作点、电压放大倍数、输入和输出电阻。

6. 一分压式共源极效应管放大电路，如图 9-11 所示。载为 n 沟道耗尽型管，设静态 $i_{DQ} = 2 \text{ mA}$ ， $r_{DS(on)} = 2 \text{ k}\Omega$ ， $r_{DS(off)} = 100 \text{ k}\Omega$ ， $r_{DS(on)} = 2 \text{ k}\Omega$ ， $r_{DS(off)} = 100 \text{ k}\Omega$ ， $r_{DS(on)} = 2 \text{ k}\Omega$ ， $r_{DS(off)} = 100 \text{ k}\Omega$ ， $r_{DS(on)} = 2 \text{ k}\Omega$ ， $r_{DS(off)} = 100 \text{ k}\Omega$ 。计算：

(1) 静态值 $r_{DS(on)}$ 和 i_{DQ} ；

(2) r_{i1} 、 r_{i2} 和 r_{o} ；

(3) 如果将旁路电容 C_{B1} 去掉，再计算 r_{o} 。

第 10 章 集成运算放大电路

运算放大器简称运放，是以初期用于模拟计算机中进行多种数学运算而得名。它实质上是一种高增益、直接耦合的多级放大电路。其输入级一般为差动放大电路，中间级为电压放大电路，输出级为功率放大电路。集成运算放大器（简称集成运放）是将各级元器件及内部连线等都制做在同一块半导体芯片上，使它们成为一个整体，具有体积小、重量轻、耗电少、可靠性强、使用灵活方便等特点，在实际中得到了较为广泛的应用。

本章首先介绍了集成电路的基本概念，接着讨论集成运放的基本结构组成、主要性能参数指标及类型；阐述集成运放电路中的负反馈问题；最后介绍集成运放在信号运算和处理等方面的典型应用。

10.1 集成运算放大器简介

10.1.1 概述

集成电路一般分为数字集成电路和模拟集成电路两大类，又可分为线性与非线性集成电路。线性集成电路包括线性运算放大器、低频放大器、高频放大器、选频放大器等，其中线性集成运算放大器是线性集成电路中发展最快、应用最广的一种。线性集成运算放大器实际上是一个高增益直流放大器，它和各种反馈网络相配合，可以实现各种复杂的运算，所以又将它称为集成运算放大器。它可以完成信号的运算、比较、产生和变换等功能。

目前集成运放的作用已大大超出其当初模拟运算的范围，它能够实现多种多样的线性和非线性应用，并已成为一种通用性很强的基本集成电路分立元件而迅速发展起来。

10.1.2 集成运放的电路结构组成和电路符号

集成运放的电路结构组成

集成运放的种类很多，但它们的电路结构组成却基本相同，都是由输入级、中间级、输出级和偏置电路四大部分组成，如图 10.1.1 所示。

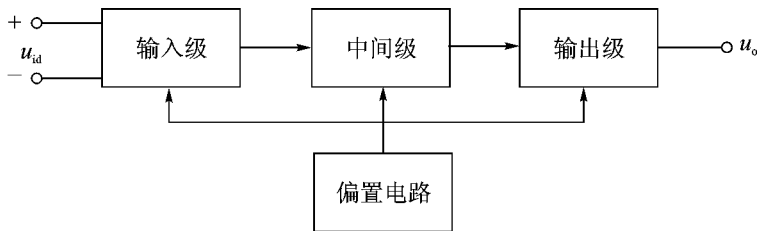


图 10.1.1 集成运放的组成框图

输入级是输入端与信号源相连，一般要求零点漂移小、输入阻抗大，能有效地放大有用信号、抑制无用信号。通常这一级都采用差动放大电路。

中间放大级主要是为集成运放提供很高的电压增益，一般采用共射级放大电路。

输出级是输出端与外接负载相连，要求输出电阻低、带负载能力强，能够输出足够大的功率，通常采用射级输出器或互补对称式电路。

偏置电路是为了以上各级电路提供稳定的偏置电流，一般由各种恒流源电路组成。

集成运放的电路符号

集成运放的内部十分复杂，对于使用者来说，没有必要把它们的内部弄清楚，只要把集成运放的几个管脚的用途和主要参数搞清楚就可以了。

集成运放的封装形式有扁平封装式、陶瓷或塑料双列直插式、金属圆壳式和菱式等几种。其中圆壳封装式有 8 脚、14 脚、16 脚等种类，双列直插式有 8 脚、14 脚、16 脚、18 脚、20 脚等种类。管脚排列的规则是：对于双列直插封装式，将集成运放水平放置，管脚向下，从缺口或标记点开始，按逆时针方向排列，左边靠近缺口处的为第一个管脚；对于圆壳封装式，管脚向下，标记点右边的第一个管脚号为 1，按顺时针方向依此排列。图 4-10 所示的是 14 脚的管脚和外部接线符号。

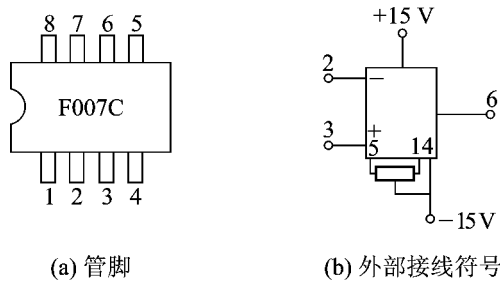


图 4-10 集成运放的管脚与图形符号

集成运放的型号及各个管脚的用法在集成电路手册上都可以查阅。一般的集成运放可以用图 4-10 中电路符号来表示，只需标出反相端、同相端和输出端即可，有必要时，也可以标出正、负电源端。

10.1 集成运放的主要参数和理想化条件

集成运放的主要参数

集成运放的主要参数是评价其性能好坏的依据。为了能正确选用集成运放，因此必须先熟悉其主要参数的含义。

(1) 开环差模电压增益 A_{od}

开环差模电压增益 A_{od} 是指集成运放在输入和输出之间没有外接其他环节时的差模电压放大倍数，是决定集成运放精度的主要参数，其值越大，其精度就越高。目前，有些高增益的集成运放的 A_{od} 已高达 10^6 量级（约 10^5 倍）。

(2) 差模输入电阻 R_{id}

差模输入电阻 R_{id} 是指从集成运放的两个输入端看进去的动态电阻，它反映的是集成运放输入端向差模输入信号源取用电流的大小，其值越大越好。

(獭) 最大差模输入电压 U_{idm} 。

最大差模输入电压 U_{idm} 是指集成运放的两个输入端所承受的最大差模电压值。如果超过这个值, 输入级的差动管将有一个发射结被击穿。

(源) 输入失调电压 U_{io} 。

因为集成运放的输入级为差动放大电路, 晶体管参数及电阻值的不绝对对称使得当输入电压为零时输出电压并不为零, 这种现象称为失调。通常, 通过在输入端加入适当的补偿电压或补偿电流可以克服失调现象。为了使集成运放的输出电压为零, 而在输入端所加的补偿电压就称为输入失调电压 U_{io} , 其值越小越好, 一般在 μV 范围内。

(缘) 开环输出电阻 R_o 。

开环输出电阻 R_o 是指集成运放输出级的输出电阻值。一般 R_o 越小, 集成运放带负载的能力就越强。

(远) 共模抑制比 K_{CMR} 。

共模抑制比 K_{CMR} 是指集成运放的差模电压增益和共模电压增益的比值, 它反映了集成运放对共模信号的抑制能力, 通常其值越大越好。有些高品质的集成运放的共模抑制比 K_{CMR} 已高达 10^5 。

(苑) 最大输出电压 U_{om} 。

在一定电源电压下, 能够使输出电压和输入电压失真不超过允许值时的最大输出电压值, 称为集成运放的最大输出电压 U_{om} , 一般用峰值表示, 有时也称它为动态输出范围。

圆 集成运放的理想化条件

为了便于分析和计算应用电路, 常把实际的集成运放看成是理想运算放大器。如图 圆 所示, 即开环差模电压增益 A_{od} 为无限大, 共模输入电阻 R_{ic} 为无限大, 开环输出电阻 R_o 为零, 此外, 还可以认为共模抑制比 K_{CMR} 为无穷大, 没有输入失调电压现象等。

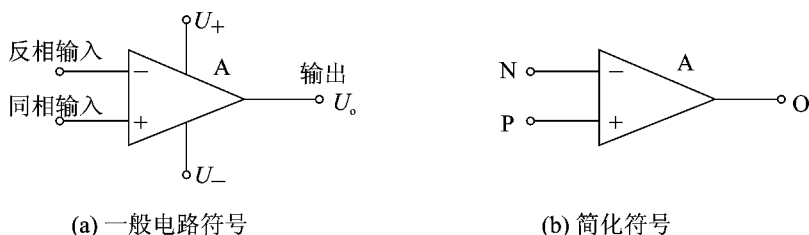


图 圆 集成运放的电路符号

由以上的理想条件, 假如集成运放工作在线性区, 就可以建立以下两个重要的概念。

(员) “虚短路”概念。

设集成运放的同相和反相输入端的电压分别为 U_p 和 U_n , 当集成运放工作在线性区时, 即有

$$U_p = U_n \quad (U_p = U_n)$$

由于 A_{od} 为有限值, 而理想集成运放的 A_{od} 为无限值, 故有 $U_p = U_n$, 即

$$U_p = U_n \quad (U_p = U_n) \quad (圆 员)$$

式 (圆 员) 说明理想集成运放两个输入端的电位相等, 就好像同相和反向输入端之间短路。

(3) “虚断路”概念。

由于理想集成运放两输入端之间的电压 $u_{id} = 0$ ，而输入电阻为无穷大，由欧姆定理可知，输入电流 $i_{i1} = i_{i2} = 0$ 。所以，对于理想集成运放来说，无论是同相输入端还是反相输入端，都不会有信号电流输入，即有

$$i_{i1} = i_{i2} = 0 \quad (4-10)$$

虽然实际的集成运放和理想集成运放之间有一定的差距，但有些高性能集成运放的性能指标非常接近理想集成运放。因此，利用理想集成运放的“虚短”和“虚断”概念来分析实际集成运放电路，不但其结果不会出现明显误差，而且为快速分析运放电路提供了方便。所以，由理想集成运放得出的两个重要概念是分析线性集成运放电路的基本出发点。

10.2 集成运放电路中的负反馈

10.2.1 负反馈的基本概念

所谓反馈，就是将放大电路的输出信号的一部分（或全部），通过适当的环节送回到输入端的过程。含有反馈的放大电路称为反馈放大电路。如果反馈到输入端的信号与输入端原有的信号叠加后，使得净输入信号增强，则称这种反馈方式为正反馈；反之，若叠加后，使得净输入信号减小，则称为负反馈。负反馈在自动控制系统中的应用非常广泛。本章主要讨论负反馈。

图 10-1 为反馈放大电路的组成框图， \otimes 表示没有反馈的放大电路，称为基本放大电路，信号由输入端向输出端正向传输； \oplus 为反馈电路，一般由电阻元件组成，信号由输出端向输入端传输，方向正好与基本放大电路中的相反。基本放大电路与反馈电路一起构成封闭的环路，所以含有反馈的电路称为闭环电路，不含有反馈的电路则称为开环电路。该框图中， \otimes 表示比较环节， \dot{X}_i 、 \dot{X}_f 、 \dot{X}_{id} 、 \dot{X}_o 分别表示电路的输入量、反馈量、净输入量和输出量，它们可以是电压信号，也可以是电流信号。

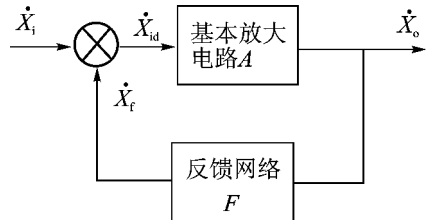


图 10-1 负反馈的原理框图

根据反馈环节从基本放大电路的输出信号中采样的不同，反馈可分为电压反馈、电流反馈。若反馈信号是输出电压的一部分或全部，就称为电压反馈；若反馈信号是与输出电流成正比，就称为电流反馈。

根据反馈环节和放大电路输入端的连接方式的不同，反馈可以分为串联反馈和并联反馈。串联反馈即是在输入回路中，输入信号、反馈信号和净输入信号三者串联，因为是串联，所以回路中的电流相同，故有 $\dot{X}_i = \dot{X}_f + \dot{X}_{id}$ 关系；而并联反馈则是输入回路中，输入信号、反馈信号和净输入信号之间是并联关系，同理，因并联电压相等，故有 $\dot{X}_i = \dot{X}_f + \dot{X}_{id}$ 关系。

在电路中常常采用瞬时极性法来判断是正反馈还是负反馈，其具体方法如下。

(1) 先设定输入信号某一瞬时的极性，确定输出信号和反馈信号的瞬时极性。

(2) 根据反馈信号与输入信号的连接情况，分析净输入量的变化，然后确定是正反馈

还是负反馈。

还是负反馈。

10.1 负反馈的四种组态

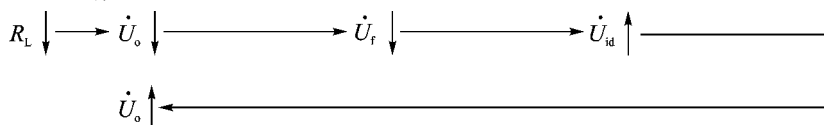
根据反馈电路的分类,再考虑反馈网络与放大电路的输入回路和输出回路的不同接法,就可以得到四种组态的反馈放大电路,即电压串联负反馈、电压并联负反馈、电流串联负反馈、电流并联负反馈。

10.1.1 电压串联负反馈

电路如图 10-1 所示,要判断电路属于哪一种反馈类型,首先应判断该电路是否存在反馈。判断的方法很简单,即观察输入和输出之间是否存在有联系的环节(元件或相关电路),若有则肯定有反馈存在。接着用瞬时极性法来判别是正反馈还是负反馈,最后判别是何种反馈类型。

在该电路中,因 R_c 将输出回路和输入回路联系在一起,因此该电路中存在反馈;假设在该电路的输入端接入信号源(正弦电压),若设其瞬时极性为“+”,即图中 \dot{U}_i 的上方为“+”。因隔直电容的容量足够大,在信号频率下,其容抗很小,可看成短路。从而使得三极管的基极电位升高,瞬时极性为“+”,导致 R_b 、 R_e 增大,集电极瞬时电位 \dot{U}_c 下降,故瞬时极性为“-”,但因 R_b 、 R_e 增大,由 R_c 越 R_e 可知,发射极的电位 \dot{U}_e 越 R_c 也增高,也就是说,输入信号与反馈信号极性相同, \dot{U}_e 抵消了 \dot{U}_i 的一部分,所以电路中引入的是负反馈;由于在该电路中,输入回路上的 R_s 、 R_b 和 R_e 三者之间互相串联,所以该电路为串联负反馈。又由输出端可以明显地看出,反馈环节 R_c 两端电压 \dot{U}_c 越 \dot{U}_o ,即反馈电压与输出电压成正比,因此是电压反馈。综上所述,该电路为电压串联负反馈。

电压反馈的特点是维持输出电压的基本恒定。例如,当 \dot{U}_i 一定时,若负载电阻 R_L 减小,使输出电压 \dot{U}_o 下降,那么电路就会有下面的自动调整过程。



上述过程中 \dot{U}_e 越 \dot{U}_i , \dot{U}_e 越 \dot{U}_i 。

10.1.2 电压并联负反馈

在如图 10-2 所示的电路中,电阻将输出回路与输入回路联系起来,因此,该回路中有反馈存在,仍然可以采用瞬时极性法来判别电路中各点的瞬时极性。设瞬时极性为“+”,由前面的分析可知,集电极瞬时极性为“-”,于是得出图中各点的瞬时极性如图 10-2 所示。该电路中,显然又有反馈信息,于是净输入信号只是输入的一部分,故为负反馈。又因为该电路的反馈信号与输出电压成正比,

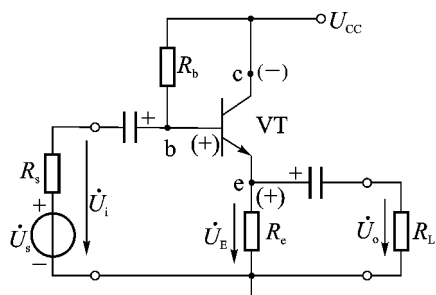


图 10-1 电压串联负反馈电路

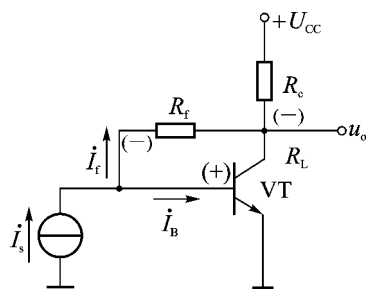
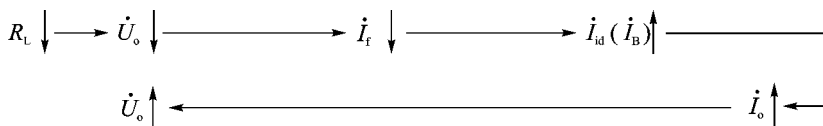


图 10-2 电压并联负反馈电路

所以是电压反馈。而且在电路中，所在的支路为并联关系，因此该电路为电压并联负反馈。

采用电压负反馈后，电路输出电压基本恒定，其调整过程如下。



上述过程中， U_o 越原， i_o 越原。

对于并联负反馈，信号源内阻越大，则反馈效果越好。

电流串联负反馈

在如图 4-10 所示的电路中，输入回路和输出回路由电阻 R_f 连接起来。设 U_i 瞬时极性为“+”，于是可以标出图中各点的瞬时极性。很显然， U_o 使净输入信号减小，因此，引入的是负反馈。若将输出端短接，反馈信号（ U_o ）依然有，所以是电流反馈。又在输入回路中，输入信号 U_i ，反馈信号 U_o ，净输入信号 $U_i - U_o$ 显然是串联关系，因此该电路为电流串联负反馈。

电流负反馈的特点是使输出电流恒定，当信号源电压一定时，如果负载 R_L 增大，使 I_o 减小，则负反馈电路就有如下的自动调整过程。

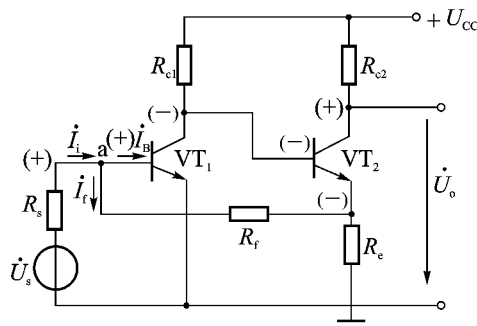
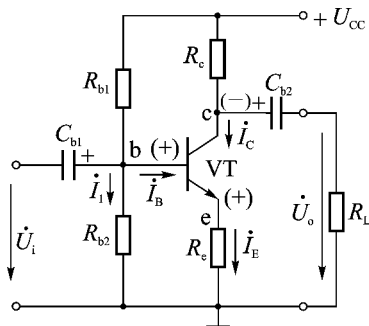
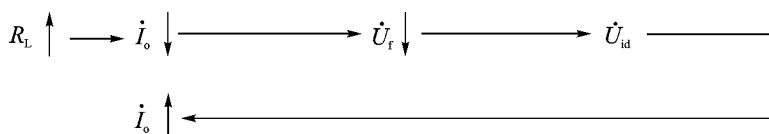
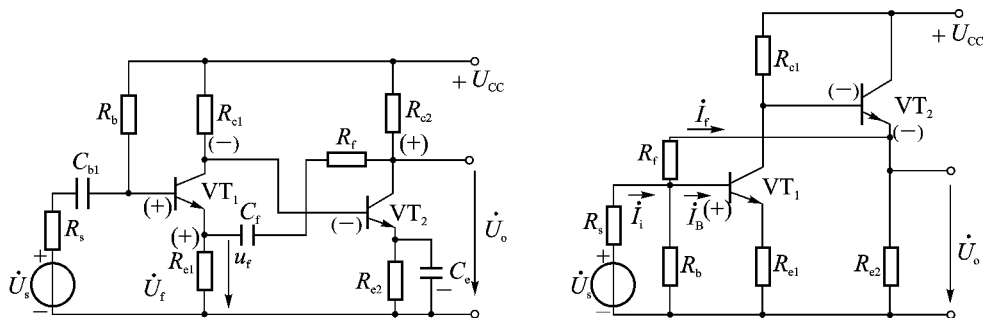


图 4-10 电流串联负反馈电路 图 4-11 电流并联负反馈电路

电路如图 4-11 所示。假设 U_i 的瞬时极性为“+”，使得 U_o 为“-”，经 R_f 反相得 U_o 为“+”，从而 U_o 为“+”， U_o 减小， U_o 降低，于是有各点电位瞬时极性如图 4-11 所示。由电位的瞬时极性，净输入信号为 $U_i - U_o$ ，因此是负反馈。若设 U_o 越原，电阻 R_L 上仍然有电流流过，于是为电流反馈。电路中，对 U_o 而言，三者 U_o 、 U_o 、 U_o 显然是并联关系。根据以上的分析，可知该电路为电流并联负反馈。其特点是维持电流的基本恒定。

例 4-1 试判断图 4-12 所示的反馈类型。

解摇图 员圆怨 中的 员是反馈环节，瞬时极性如图 员圆怨 所示。反馈电流 员使净输入信号 员减小，同时，因图中的 员与输出电压成正比，而且反馈电流所在的支路和输入电流及净输入电流所在支路为并联关系，所以为电压并联负反馈。



摇图 员圆怨 摇图 员圆 员电路摇摇摇摇摇摇摇摇摇摇图 员圆 员电路

例 员圆 员电路如图 员圆 员所示，试判断它的反馈类型。

解摇因在输入和输出回路之间存在着 员，故有反馈存在。设在放大电路的输入端接入电压的瞬时极性为“垣”，则其他各点电位瞬时极性如图 员圆 员所示，为负反馈。由图可知反馈电压为

$$U_f = U_o \cdot \frac{R_f}{R_{e2} + R_f}$$

当输出端短接后 员，所以它是电压负反馈，而且从第一级的输入回路来看， 员的发射结电压信号 员是输入信号 员与反馈电压 员之差，故是电压串联负反馈。

10 员 负反馈对放大电路性能的影响

员降低了闭环放大电路的放大倍数

从图 员圆 员所示的负反馈原理框图可以看出，负反馈放大电路的放大倍数称为闭环放大倍数，用符号 员表示，即有

$$K = \frac{U_o}{U_i}$$

式中， 员为放大电路的输入信号， 员为输出信号。

在基本放大电路中，其放大倍数称为开环放大倍数，用符号 员表示，即

$$K_0 = \frac{U_o}{U_i}$$

式中， 员为基本放大电路的净输入信号， 员为反馈信号。

反馈电路中的输出信号与输入信号的比值，称为反馈系数，用符号 员表示，即

$$F = \frac{U_f}{U_o}$$

综合上述几个公式，可以推出

$$K = \frac{K_0}{1 + K_0 F} \quad (10-1)$$

它是负反馈放大电路的基本关系式，表达了闭环电压的放大倍数、开环电压放大倍数和反馈系数之间的关系。因 员跃员，所以 员约员，闭环放大倍数小于开环放大倍数，即引入负反馈后，电路的电压放大倍数降低了。其中 员称为反馈深度，其值

越大, 反馈作用就越强, 放大倍数下降就越厉害。如果 $(1 + A_{v0}) \gg 1$, 则称电路引入了深度负反馈。通常当 $(1 + A_{v0}) \geq 10$, 就可以认为是深度负反馈。

在深度负反馈时, 闭环放大倍数为

$$A_{vf} \approx \frac{A_{v0}}{1 + A_{v0}} \approx \frac{1}{F}$$

提高增益的稳定性

在放大电路中, 温度变化、元件的老化、电源的不稳定和负载的变化等因素, 都会使放大电路的输出信号发生波动。虽然输入信号没有发生变化, 但是输出却发生了改变, 可见放大电路的增益发生了变化。这种情况总是有的, 并经常影响着电路, 从而使放大电路的增益很不稳定。引入负反馈后, 使放大电路的输出信号维持基本恒定, 那么也就提高了增益的稳定性。

扩展通频带

放大电路都有一定的频带宽度, 若超过这个范围, 增益将显著下降。从根本上来讲, 频带的限制是因为放大电路在不同频段上的增益发生变化造成的。如果能够做到在很宽的范围内增益稳定, 则频带自然宽了。而加了负反馈后, 对同样的输入信号, 在中频区由于输出信号较大, 因而反馈信号也较大, 于是输入信号被削弱较多, 使输出信号减少也较多, 而在高、低频区, 输出信号较小, 使得输入信号被削弱较小, 即输出信号减少的也较少。这样, 在高、中、低三个频区上的增益就比较均衡, 放大电路的通频带被加宽了。

减小非线性失真

由于在放大电路中有三极管等非线性元件, 若工作点的选取不合适, 或输入信号较大, 都会使输出信号失真。引入负反馈后, 放大电路可以利用失真的负反馈信号来改善输出信号, 从而抵消基本放大电路本身的非线性失真。

输入电阻和输出电阻

负反馈对放大电路的输入电阻和输出电阻的影响与电路的反馈类型有关。串联负反馈使输入电阻变大, 并联负反馈使输入电阻变小。电压负反馈可稳定输出电压, 具有恒压特性, 故使输出电阻变小。电流负反馈可稳定输出电流, 具有恒流特性, 故使输出电阻变大。

抑制噪声

噪声或干扰对放大电路来说是很不利的, 引入负反馈后, 可以抑制反馈环节内的噪声。其工作原理是: 加了负反馈后, 放大电路的输出信号幅值和噪声幅值都减小了。为了使放大电路的输入信号不变, 必须人为地增加输入信号来补充, 而电路的固有噪声是不变的, 因此, 提高了电路的信噪比。

10.2 集成运放构成信号运算电路

利用不同的集成运算放大电路, 可以实现信号的运算、比较和处理等, 这些基本电路在自动化仪表和自动控制中得到了广泛的应用。

10.2.1 同相比例运算电路和反相比例运算电路

员援同相比例运算电路

同相比例运算电路又称为同相输入比例运算电路,如图 员圆缘所示。信号电压 u_s 从同相输入端接入,并令反相端接地,引入电压串联负反馈。由理想运放“虚短”和“虚断”的概念,有

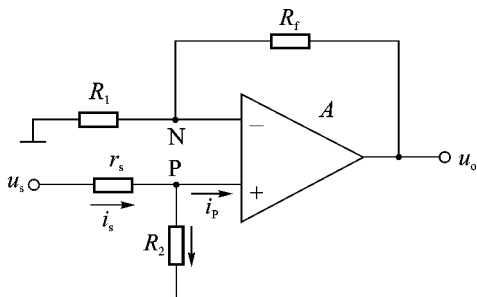


图 员圆缘 同相比例运算电路

$$u_o = u_s \cdot (1 + \frac{R_1}{R_2})$$

$$u_o = u_s \cdot (1 + \frac{R_1}{R_2})$$

所以 $u_o = u_s \cdot (1 + \frac{R_1}{R_2})$

上式中, r_s 通常就是信号源的输入电阻,它的值非常小,满足 $r_s \ll R_2$,因此有 $(1 + \frac{R_1}{R_2}) \approx 1$ 于是可以得出的闭环增益为

$$A_{uf} = 1 + \frac{R_1}{R_2} \quad (12-10)$$

从式 (12-10) 可以看出,闭环增益只和 R_1 、 R_2 这两个电阻有关,而与运放本身的开环差模电压增益 A_{od} 无关。这是因为把运放当成理想运放, A_{od} 为无穷大的缘故。如果要求考虑实际运放的 A_{od} ,并设 β 为反馈系数,则有

$$A_{uf} = \frac{1 + \frac{R_1}{R_2}}{1 - \frac{1 + \frac{R_1}{R_2}}{A_{od}\beta}} \quad (12-11)$$

在 $A_{od}\beta$ 比 $1 + \frac{R_1}{R_2}$ 大得多的情况下,有 $A_{uf} \approx 1 + \frac{R_1}{R_2}$ 。可见,只要取 $A_{od}\beta$ 比 $1 + \frac{R_1}{R_2}$ 大得多,则用上式来计算增益是足够精确的。

同相比例运算电路的输入电阻基本上由 r_s 确定。因电路引入了电压串联负反馈,输入电阻可以提高。另外,由于 $u_o = u_s \cdot (1 + \frac{R_1}{R_2})$,故运放的共模信号大,要求运放具有较大的共模抑制比。

员圆反相比例运算电路

图 员圆缘为反相比例运算电路的电路图。信号电压 u_s 从反相输入端接入, R_1 则引入电压并联负反馈。根据理想运放“虚短”和“虚断”的概念,并且因同相端接地,所以有

$$u_o = -\frac{R_2}{R_1} u_s$$

$$u_o = -\frac{R_2}{R_1} u_s$$

求解以上方程得

$$u_o = -\frac{R_2}{R_1} u_s \quad (12-12)$$

反相比例运算电路的闭环增益为

$$A_{uf} = -\frac{R_2}{R_1} \quad (12-13)$$

由以上分析可以得出,该电路的放大倍数只与外电阻 R_1 、 R_2 有关,而与运放本身的性质无关,这是把运放看成理想运放的原因。而式中的“原”则说明电路的输入信号和输出信号反相,它们在相位上相差 180°

实际使用的反相比例运算电路,还应在运放的同相输入端经一个电阻 R_3 再接地,如图 员圆缘所示。接上 R_3 是为了消除运放偏置电流 I_{os} 的影响,一般称 R_3 为平衡电阻。平衡电阻 R_3 的取值应为

$$R_3 = R_1 // R_2$$

反相比例运算电路的输入电阻 $R_{if} = R_1$,由于 $u_o = -\frac{R_2}{R_1} u_s$,运放共模输入近似为零,所

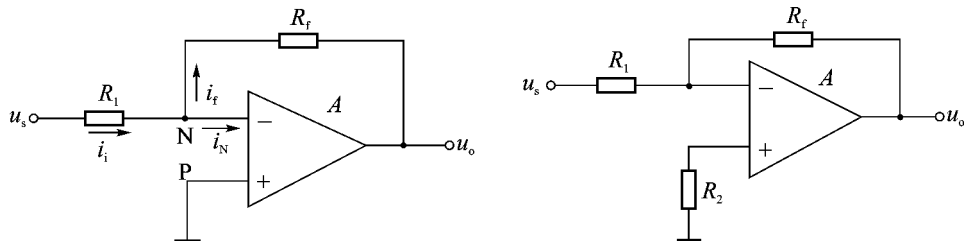


图 4-10 理想反相比例运算电路与实际反相比例运算电路
 以对运放的共模抑制比要求较低。

10.2 加法运算电路和减法运算电路

10.2.1 加法运算电路

若要将两个电压 u_{s1} 和 u_{s2} 相加, 则可在反相比例运算电路的基础上增加一个输入端, 这就构成图 4-11 所示的电路, 以完成上述要求。

同理, 利用 $i_N = 0$ 的结论, 对反相输入结点可写出下列方程式

(4-11)
$$-\frac{u_{s1}}{R_1} - \frac{u_{s2}}{R_2} + \frac{u_o}{R_f} = 0$$

 因 $i_N = 0$, 有 $\frac{u_{s1}}{R_1} + \frac{u_{s2}}{R_2} = \frac{u_o}{R_f}$
 得

$$u_o = -\frac{R_f}{R_1} u_{s1} - \frac{R_f}{R_2} u_{s2} \quad (4-12)$$

若取 $R_1 = R_2 = R_f$, 则公式 (4-12) 可写成

$$u_o = -(u_{s1} + u_{s2}) \quad (4-13)$$

式 (4-13) 表明, 在图 4-11 所示电路的输出电压 u_o 与两输入信号电压 u_{s1} 、 u_{s2} 的和成正比, 完成了两信号相加的目的, 而且还可以对其进行放大, 放大倍数由 R_f 与 R_1 的比值决定。式中的负号是因为反向输入而引起的, 若在图 4-11 的后面再接一个同样的电路, 则可将负号消除, 实现一般的加法运算。

该电路为反相输入结构, 所以对共模抑制比要求较低, 其设计和调节都很方便。但其输入电阻小, 实际电路需要在同相端接平衡电阻, 其值为 $R_1 // R_2 // R_f$ 。

加法运算电路还可以扩展为多个输入电压相加, 也可以利用同相比例运算电路来组成, 这一点请读者自己考虑。

10.2.2 减法运算电路

减法运算电路有差分式和反相信号求和式两种形式。

(1) 差分式减法运算电路。

差分式减法运算电路如图 4-12 所示, 从电路结构上分析, 它是同相输入和反相输入相结合的运算电路, 由理想运放的性质 (“虚短” 和 “虚断”), 因 $i_N = 0$, 可得出下列方程式

$$\begin{aligned} \frac{u_{s1}}{R_1} + \frac{u_{s2}}{R_2} + \frac{u_o}{R_f} &= 0 \\ \frac{u_{s1}}{R_1} + \frac{u_{s2}}{R_2} &= \frac{u_o}{R_f} \end{aligned}$$

由于 $i_N = 0$, 求解上述方程可得

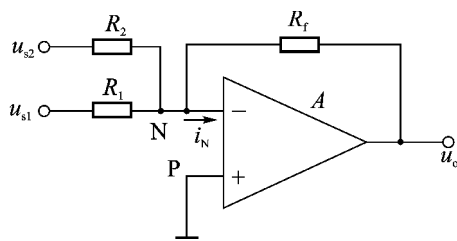


图 4-11 反相加法运算电路

怎越砸 · (砸垣砸) · 怎转砸垣砸) 原砸 · 怎转砸 (员愿 怨)

很明显, 如果选取的电阻值满足 砸转砸 越砸转砸, 或简单地取 砸越砸 越砸, 砸越砸, 则输出电压可表示为

怎越砸转砸 (怎原怎) (员愿 员)

由式 (员愿 员) 可看出, 图 员愿缘 所示电路的输出电压与两输入电压之差 怎原怎 成正比, 实现了两信号相减的目的; 同时这种电路还有放大作用, 所以又将它称为差动放大器。但由于电路有共模电压, 所以应选用共模抑制比较高的运放, 才能保证一定的运算精度。

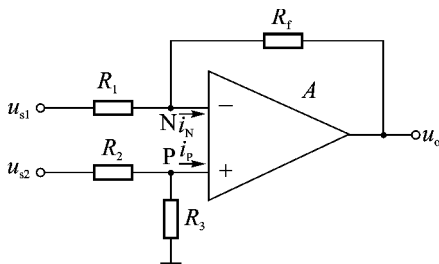


图 员愿缘 差分式减法运算电路

(圆) 反相信号求和式减法运算电路。

其电路如图 员愿远 所示, 它的第一级为反相运算电路, 若 砸越砸, 则

怎原怎

第二级为反相加法运算电路, 于是有

怎越原砸 (怎垣怎) 转砸 越砸 (怎原怎) 转砸 (员愿 员)

式 (员愿 员) 说明, 图 员愿远 所示电路实现了两信号相减的目的, 且还对输入信号进行了放大, 放大倍数由 砸转砸 确定。

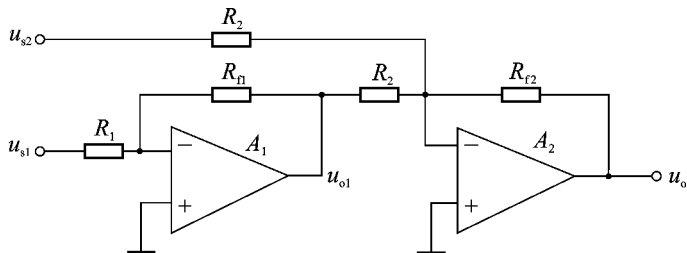


图 员愿远 反相信号求和式减法运算电路

这种减法运算电路属于反相输入结构, 放大电路没有共模信号, 因此, 允许 怎、怎 的共模电压范围大, 但其输入阻抗低。为了减小漂移, 提高运算精度, 通常需在同相端加接平衡电阻。

10 积分运算电路和微分运算电路

积分运算电路

将反向比例运算电路中的电阻 砸 换成电容 悦, 就成为基本的积分运算电路, 如图 员愿 所示。

由理想运放的性质 (“虚短” 和 “虚断”), 因为没有电流流进运放的任何一个输入端, 电容 悦 就以电流 蚤 进行充电。设电容 悦 的初始电压为零, 则

$$蚤 = \frac{u_{i1}}{R} = C \frac{du_o}{dt}$$

由于 蚤 越 蚤, 越 员, 有

$$怎 = \frac{原}{员} \int \frac{怎}{砸} dt \quad (员愿 员)$$

从式 (4-10) 可以看出, 输出电压与输入电压对时间的积分成正比, 故称为积分运算电路。式 (4-10) 中的负号表示输出电压与输入电压反相。

实际上用这种积分运算电路作积分运算时, 由于运放的输入失调电压、输入偏置电流和失调电流的影响, 常会出现积分误差。为此, 应选 I_{IB} 、 I_{IO} 和漂移均较小的运放, 同时也应在同相端加接平衡电阻。

在基本的积分运算电路的反相端再增加一个输入端口, 就构成如图 4-11 所示的电路, 这样就可实现两信号的求和积分, 该电路的输出与输入的关系为

$$u_o = -\frac{1}{RC} \int (u_{i1} + u_{i2}) dt \quad (4-11)$$

当 $R_1 = R_2 = R$ 时, 式 (4-11) 可以写成

$$u_o = -\frac{1}{RC} \int (u_{i1} + u_{i2}) dt \quad (4-12)$$

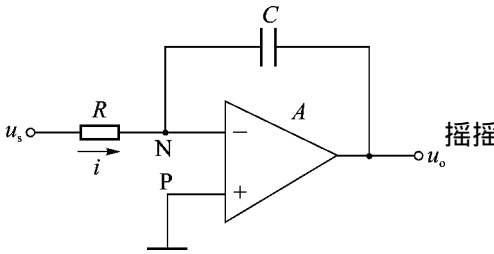


图 4-10 积分运算电路

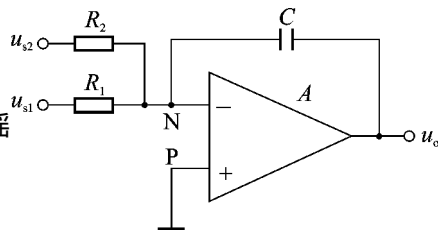


图 4-11 求和和积分运算电路

4.2.2 微分运算电路

若将积分运算电路中的 R 和 C 互换, 即变成微分运算电路, 如图 4-12 所示。

假设在 $t=0$ 时, 电容 C 的初始电压为零, 当 u_i 接入后, 即有 $i = C \frac{du_c}{dt}$, 同样, 由理想运放的性质 (“虚短” 和 “虚断”), 有 $u_i = -iR$, 从而得

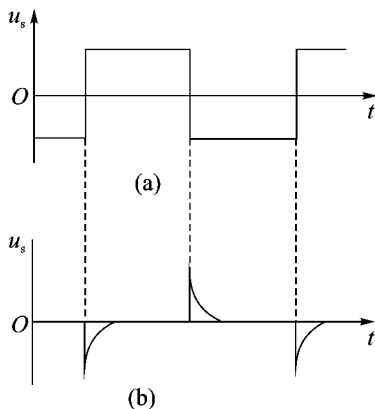
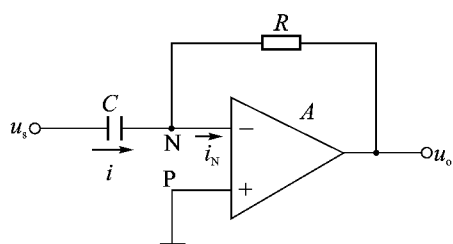
$$u_o = -RC \frac{du_i}{dt}$$

上式表明, 输出电压与输入电压对时间的微分成正比, 式中的负号表示输出电压和输入电压反相。

微分运算电路应用十分广泛, 除了可作为微分运算外, 在数字电路中还常用做波形变换, 如将矩形波变换成顶尖脉冲波等。其波形变换作用如图 4-13 所示。

10.4 集成运放构成信号处理电路

在电子电路中, 有时需要对信号进行一定的处理, 如有时要把无用的信号成分衰减到足够小的程度, 或者把有用的信号挑选出来。为此, 常采用有选频功能的电路来完成, 也就是让指定频段内的信号无衰减地通过, 而其他频段的信号则被大大地衰减, 几乎不能通过, 这样的电路称为滤波器。它是一种选频网络, 常把不受衰减或衰减较小的频率范围称为通带; 而受很大衰减的频率范围称阻带。通带和阻带的分界频率称为截止频率, 按通带和阻带相互位置的不同, 滤波器可以分为以下几种。



(a) 输入波形 (b) 输出波形

图 10-10 微分运算电路输出波形

低通滤波器

低通滤波器通常由零延展至某一规定的上限频率 f_H ，其幅频特性如图 10-11(a) 所示，主要用于需要削弱高次谐波或高频干扰的地方。

高通滤波器

高通滤波器通常由某一规定的下限频率 f_L 延展至无穷大频率，其幅频特性如图 10-11(b) 所示，主要用于需要削弱低频或直流成分的场所。

带通滤波器

带通滤波器的通带在两个界限频率 f_{L1} 和 f_{H1} 之间，其幅频特性如图 10-11(c) 所示，主要用来突出有用频段的信号，削弱此频段以外的信号与干扰，从而改善信噪比。

带阻滤波器

带阻滤波器的阻带在两个界限频率 f_{L2} 和 f_{H2} 之间，其幅频特性如图 10-11(d) 所示，主要用来抑制干扰。

全通滤波器

全通滤波器通常由零延展至无穷大频率，其幅频特性如图 10-11(e) 所示，主要用于相位均恒，校正相频特性。

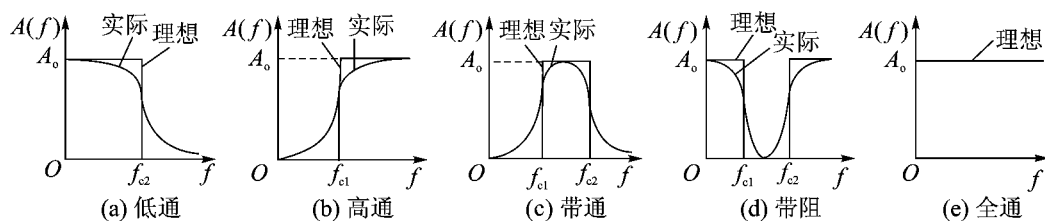


图 10-11 各种滤波器的幅频特性

各种滤波器的实际频响特性和理想状况是有差别的，一般只能是无限接近理想特性。

实际通带和阻带的界限频率定义为幅频特性等于 $\frac{A_0}{\sqrt{2}}$ 所对应的频率。以 A_0 为参考值， $\frac{A_0}{\sqrt{2}}$ 对应于原衰 3dB 点，即相对于 A_0 衰减 3dB。若以此信号幅值的平方表示信号的功率，则对应

的点正好是半功率点。

早期所使用的是无源滤波器，随着科学的发展，在 20 世纪下半叶，出现了有源滤波器，它是由 电阻、电容和运放一起构成的滤波器。它具有体积小、重量轻、输入阻抗高、输出阻抗低、输入和输出之间有较好的隔离作用，此外，还可以对信号进行放大。

这里主要介绍有源滤波器。

有源滤波器可以分为一阶、二阶和高阶有源滤波器，现在简要介绍一阶有源滤波器。

图 4-10 所示为一阶有源低通滤波器的一种基本形式。它是将一阶无源 RC 低通滤波器接到运放的输入端，运放则接成同相比例运算电路的形式，它起到隔离负载影响、提高增益和接负载能力的作用。

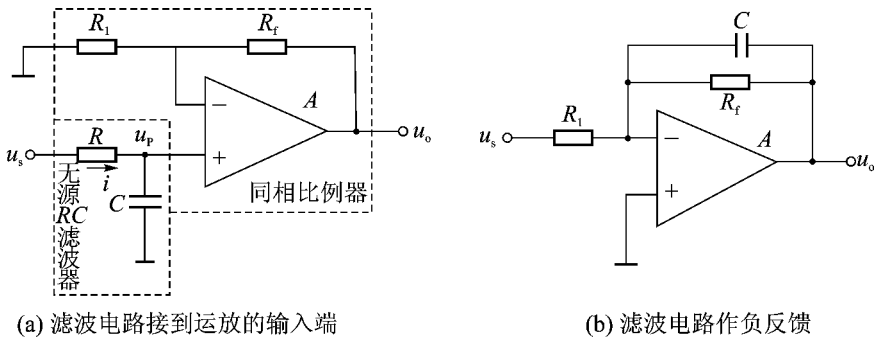


图 4-10 一阶有源低通滤波器

就图 4-10(a) 中的无源 RC 低通滤波器而言，其截止频率和截止电压之间有如下关系

$$U_c = \frac{U_p}{\sqrt{2}}$$

式中， $\tau = RC$ ，称为时间常数，则可得出其传递函数为

$$U_o = \frac{U_i}{1 + j\omega\tau} \quad (4-10)$$

幅频、相频特性分别为

$$|U_o| = \frac{U_i}{\sqrt{1 + (\omega\tau)^2}} \quad (4-11)$$

$$\varphi = -\arctan(\omega\tau) \quad (4-12)$$

当 $\omega \ll \frac{1}{\tau}$ 时， $|U_o| \approx U_i$ ；当 $\omega \gg \frac{1}{\tau}$ 时， $|U_o| \approx \frac{U_i}{\omega\tau}$ ，得滤波器的上截止频率为

$$\omega_c = \frac{1}{\tau} \quad (4-13)$$

而当 $\omega \gg \frac{1}{\tau}$ 时， $|U_o| \approx \frac{U_i}{\omega\tau}$ ， $\varphi \approx -90^\circ$ ，这时的作用也就是一个积分器，其输出电压和时间成线性关系，按负斜率（ $\frac{1}{\tau}$ ）下降。因此，此滤波网络总的频幅特性呈图 4-10(b) 所示的趋势。因运放电路接成同相比例运算电路，其增益为 $1 + \frac{R_f}{R_1}$ 。

图 4-10(c) 所示的是将 RC 低通网络作为运放的负反馈，实际上与 4-9 节中所讲的基本积分器相同，只是多增加了一个数值较大的电阻 R_f ，此电阻相当于一个时间常数很大的复位装置，其物理意义是电容上的初始电荷不为零。设 $\tau = RC$ ，称为时间常数，可获得该电路的频幅特性为

$$K_{\text{越}} = \frac{U_{\text{越}}}{\sqrt{U_{\text{垣}} \cdot U_{\text{率}}}} \quad (10-10)$$

从式(10-10)可以看出,这个电路的作用相当于无源阻容低通滤波器与反相比例器串联,其幅频曲线与图10-9(a)相似。这种滤波器的截止频率为 $\omega_c = \frac{1}{RC}$,增益为 $K_{\text{越}} = \frac{1}{\sqrt{1 + (\omega_c R)^2}}$ 。

10.4 电压比较器

电压比较器的功能就是用来比较两个电压的大小,比较结果以两种不同的电平输出,即输出高电平或低电平,一般用于测量、控制和信号处理等电路中。比较器中的运放,通常是开环或接成正反馈,主要工作在饱和区。

10.4.1 单门限电压比较器

图10-10所示为单门限电压比较器的基本电路。参考电压 U_{ref} 加于运放的反相输入端,它可以是正、负或零值,此图中给出的是正值。输入信号电压 u_s 则加于同相输入端,输出电压 u_o 表示与 U_{ref} 比较的结果。

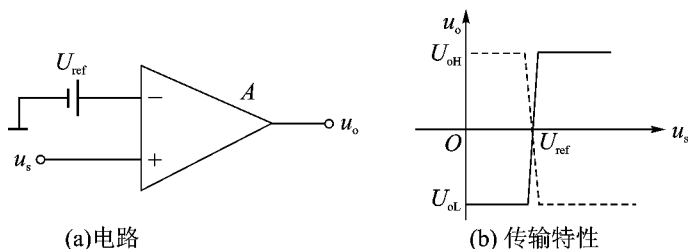


图10-10 同相输入单门限电压比较器

因运放处于开环工作状态,具有很高的开环差模电压增益,所以当 $u_s \approx U_{\text{ref}}$,即差模电压 $u_{\text{差}} \approx 0$ 时,运放处于负饱和状态, $u_o \approx U_{\text{OL}}$ 。当 $u_s \approx U_{\text{ref}}$ 跃变时,运放立即转入正饱和的状态, $u_o \approx U_{\text{OH}}$,其传输特性如图10-10(b)的实线所示。

比较器的输出电压 u_o 从一个电平跳变到另一个电平时,对应的输出信号电压 u_s 的值称为门限电压或阈值电压 U_{ref} 。很明显,对于图10-10(a)所示的比较器,其门限电压值为 U_{ref} 。由于信号电压 u_s 是从同相端接入,并且只有一个门限电压值,所以称这种比较器为同相输入单门限电压比较器。也可以把 u_s 从反相端输入,而把 U_{ref} 改接到同相端上,这时候则成为反相输入单门限电压比较器,其相应的传输特性如图10-10(b)的虚线所示。

当参考电压 $U_{\text{ref}} = 0$ 时,则输入信号电压 u_s 每次过零,其输出电压 u_o 都会发生跳变,这种比较器称为过零比较器。

10.4.2 迟滞比较器

单门限电压比较器虽然电路简单、灵敏度高,但它的抗干扰能力却非常差。图10-11

图 4-10 所示为同相输入单门限电压比较器，当其输入信号 u_i 中含有噪声干扰，其波形如图 4-10(a) 所示时，因为 u_i 在 U_{ref} 附近出现干扰，比较器的输出 u_o 将不稳定，时而为 U_{oH} ，时而为 U_{oL} ，其输出波形如图 4-10(b) 所示。如果把此输出作为控制信号去控制继电器，那么继电器就会频繁出现误动作，这是不允许的。采用迟滞比较器就是一种提高抗干扰能力的有效方案。

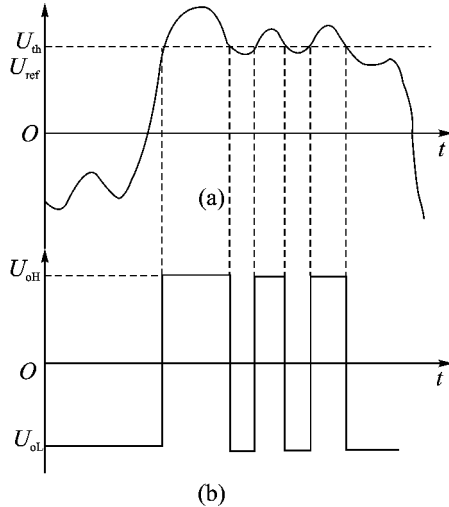


图 4-10 串入干扰信号的输入波形 (a) 单门限电压比较器的输出波形 (b)

图 4-11 是反相输入迟滞比较器的基本电路。它是在反相输入单门限电压比较器的基础上引入正反馈网络而构成的。如果把 U_{ref} 和 U_{oH} 的位置互换，也就组成了同相输入迟滞比较器。因为正反馈的作用，这种比较器具有双门限电压值，门限电压值随输出电压 u_o 的变化而变化。虽然灵敏度稍低一点，但抗干扰能力却大大提高了，只要干扰信号量不超过两个门限电压值之差，其输出电压就不会发生反复变化。

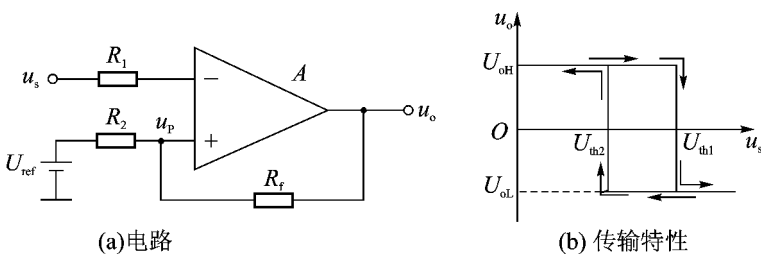


图 4-11 反相输入迟滞比较器

由于运放处于正反馈状态，因此主要仍工作于饱和区，输出电压 u_o 跳变的临界条件是 $u_i = U_{th1}$ 或 $u_i = U_{th2}$ ，即当 u_i 跃变时，输出电压 u_o 为低电平 U_{oL} ；反之， u_o 为高电平 U_{oH} 。显然，这里的 U_{th} 值实际上就是门限电压。设运放为理想的，由图 4-11(a) 可知，利用叠加原理有

$$u_i = U_{th1} = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_{oH} + U_{ref} \quad (4-10)$$

根据输出电压 u_o 的不同值 U_{oH} 和 U_{oL} ，可得上门限电压 U_{th1} 和下门限电压 U_{th2} 的值分

别为

$$U_{th1} = U_{OH} \frac{R_2 + R_3}{R_2 + R_3 + R_1} + U_Z \frac{R_3}{R_2 + R_3 + R_1} \quad (10-10)$$

$$U_{th2} = U_{OH} \frac{R_2 + R_3}{R_2 + R_3 + R_1} - U_Z \frac{R_3}{R_2 + R_3 + R_1} \quad (10-11)$$

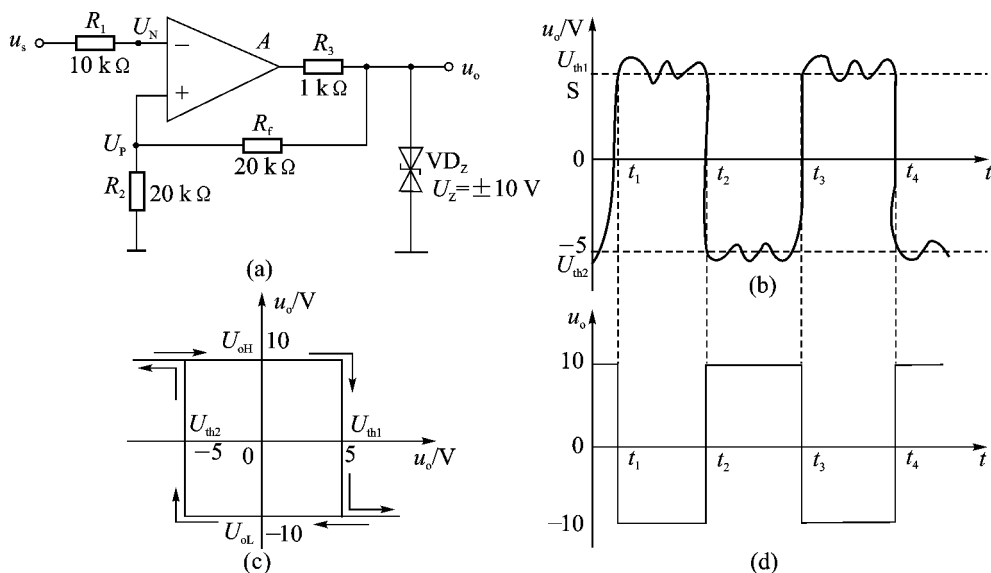
式(10-10)和式(10-11)表明:当输出电压 \$u_o\$ 为高电平 \$U_{OH}\$ 时(此时 \$u_o\$ 越 \$U_{th1}\$),发生跳变的临界条件为上门限电压值 \$U_{th1}\$;而输出电压 \$u_o\$ 为低电平 \$U_{OL}\$ 时(此时 \$u_o\$ 越 \$U_{th2}\$),发生跳变的临界条件为下门限电压值 \$U_{th2}\$。电路的两种状态的转换出现了迟滞,迟滞比较器也因此而得名,这种比较器的传输特性如图 10-13 所示。两个跳变点的电压之差称为门限宽度 \$\Delta U_{th}\$,其值为

$$\Delta U_{th} = U_{th1} - U_{th2} = 2U_Z \frac{R_3}{R_2 + R_3 + R_1} \quad (10-12)$$

门限宽度 \$\Delta U_{th}\$ 表明:当输出状态一经转换后,只要在跳变点电压值附近的干扰电压不超过 \$\Delta U_{th}\$ 值,输出电压的值就稳定不变。

迟滞比较器也称为施密特触发器,一般广泛应用于波形的产生、整形、幅度的确定和控制系统等场合。

例 10-1 设电路参数如图 10-14(a) 所示,输入信号如图 10-14(b) 所示。试画出该电路的传输特性和输出电压 \$u_o\$ 的波形。



(a) 电路 (b) 输入信号 (c) 传输特性 (d) 输出电压波形

图 10-14 例 10-1 迟滞比较器的电路和波形

解 由式(10-10)和式(10-11)得

$$U_{th1} = (U_{OH} + U_Z) \frac{R_3}{R_2 + R_3 + R_1}$$

$$U_{th2} = (U_{OH} - U_Z) \frac{R_3}{R_2 + R_3 + R_1}$$

可见,此电路的上门限电压和下门限电压对称于纵轴,其门限宽度 \$\Delta U_{th}\$ 越 \$U_{th1} - U_{th2}\$

(原) 灾 越(原)灾 由此可以画出其传输特性, 如图 10.1.1 所示。

根据其传输特性, 当 越(原)灾 时, 由波形图可知 怎(原)灾, 所以输出应为 怎(原)灾, 而 怎(原)灾 越(原)灾, 此后 怎(原)灾 在小于 越(原)灾 的范围内变化, 怎(原)灾 都保持为 原(原)灾 而不翻转。

当 越(原)灾 时, 因为 怎(原)灾 > 越(原)灾, 越(原)灾, 怎(原)灾 由 原(原)灾 翻转为 原(原)灾, 而 怎(原)灾 则变为 越(原)灾, 越(原)灾, 以后 怎(原)灾 在大于 原(原)灾 的范围内变化, 怎(原)灾 都保持 原(原)灾 不变。

当 越(原)灾 时, 又出现了 怎(原)灾 < 越(原)灾, 越(原)灾, 怎(原)灾 又出现跳变, 由 原(原)灾 变为 原(原)灾, 而 怎(原)灾 越(原)灾 越(原)灾。

如此往复, 就可以得出输出电压 怎(原)灾 的波形, 如图 10.1.2 (a) 所示。

由此例可以看出, 迟滞比较器可实现波形整形。此外, 还可以想象, 只要适当调整 越(原)灾、越(原)灾 和 Δ 越(原)灾 三个参数, 就可实现多种不同的功能。

10.2 用集成运放构成振荡电路

振荡电路属于波形发生电路, 是一种不需要输入信号就能够产生特定频率交流输出信号的电路, 也称为自激振荡电路, 在电工电子技术领域内有着广泛的应用。

10.2.1 自激振荡电路的结构及振荡平衡条件和振荡的建立

10.2.1.1 自激振荡电路的结构

如果在放大电路的输入端不加外接信号, 输出端仍有一定幅值和频率的输出信号, 这种现象称为自激振荡。对应的电路称为振荡电路。它是一种将直流电能转变成交流电能的转换电路, 实质上是一种特殊的放大电路。

在一般的放大电路中, 若产生自激振荡, 放大电路将不能正常工作。如扬声器系统, 当话筒和扬声器过近时, 扬声器就会发出刺耳的尖叫声, 这种自激振荡将导致扬声器无法工作, 所以应避免出现自激振荡。而在振荡电路中, 却是利用自激振荡来工作的。

振荡电路一般包括以下几个基本组成部分:

- ①放大电路的作用是实现信号的放大;
- ②反馈网络的作用是实现正反馈, 满足相位平衡条件;
- ③选频网络的作用是只让某一频率的信号满足自激振荡条件, 这一频率就是正弦波振荡电路的振荡频率。

10.2.1.2 振荡平衡条件和振荡的建立

自激振荡器由放大电路 (放大倍数为 A) 和正反馈电路 (反馈系数为 F) 组成, 其组成框图如图 10.2.1 所示。

当开关 杂接在位置 “原” 时, 输入信号电压 越(原)灾 经放大电路在输出端得到输出信号电压 越(原)灾,

越(原)灾 再由反馈电路回馈到输入端, 反馈信号为 越(原)灾。其中 越(原)灾 > 越(原)灾, 越(原)灾 < 越(原)灾, 若适当调整放大电路和反馈电路的参数, 使得 越(原)灾 = 越(原)灾, 即反馈电压 越(原)灾 和输入信号电压 越(原)灾 大小相等, 相位相同, 这时如果把开关 杂接到位置 “原” 上, 断开信号源, 接通反馈电路, 由于用反

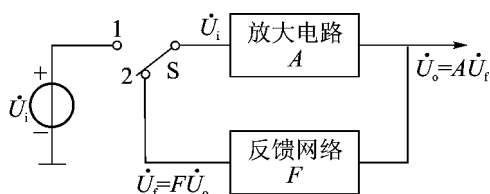


图 10.2.1 由放大电路到振荡电路

馈电压 U_{f} 代替了输入信号电压 U_{s} , 放大电路仍然有输出信号电压 U_{o} , 电路因此变成了自激振荡电路。

由公式 $U_{\text{f}} = \beta U_{\text{o}}$, $U_{\text{o}} = A U_{\text{f}}$, $U_{\text{f}} = \beta A U_{\text{f}}$ 可得, $\beta A = 1$ 就是自激振荡的平衡条件。

设 $\beta = \frac{U_{\text{f}}}{U_{\text{o}}}$, $A = \frac{U_{\text{o}}}{U_{\text{f}}}$

则 $\beta A = \frac{U_{\text{f}}}{U_{\text{o}}} \cdot \frac{U_{\text{o}}}{U_{\text{f}}} = 1$

即 $\beta A = 1$ 产生自激振荡的两个条件, 即:

产生自激振荡的两个条件, 即:

① 相位平衡条件为 $\angle \beta A = 2n\pi$ ($n=0, 1, 2, \dots$), 反馈电压 U_{f} 必须与原假设输入信号电压 U_{s} 同相位, 即必须是正反馈;

② 幅值平衡条件为 $|\beta A| = 1$

反馈电压 U_{f} 的幅值必须与原假设输入信号电压 U_{s} 的幅值相等, 即必须有足够的反馈, 以维持电路的稳定振荡。

当振荡电路不外接信号时, 怎样才能产生振荡呢? 实际上, 振荡电路的起振信号是由放大电路存在的瞬间扰动引起的。振荡电路在接通电源时, 电路中会产生一个电冲击 (也称瞬时电流扰动), 使得电路中各储能元件进入暂态过程, 冲击信号中包含有各种频率的分量。为了得到单一频率的正弦波输出电压, 此时振荡电路必须有选频特性, 相应的电路称为选频网络, 可以从不同频率的信号中选出只具有一个符合自激振荡条件的频率为 f_0 的信号, 这一信号通过放大、正反馈、再经过如此循环过程, 使 f_0 的信号幅值逐渐增大而产生自激振荡。由此可见, $\beta A = 1$ 是振荡器起振的条件。

信号起振后, 因三极管的非线性特性, 随着振荡信号的幅度的增加, 三极管进入饱和区, 电路的放大倍数随之下降, 从而限制了振荡电压幅值的持续增长, 最后达到稳定的等幅振荡, 这时 $\beta A = 1$, 从 $\beta A < 1$ 到 $\beta A = 1$ 的过程, 就是振荡电路自激振荡的建立与稳定的过程。通常从起振到等幅振荡所经历的时间是非常短的。

10.1 电感耦合式振荡电路

由 L 电路构成的选频网络称为 L 振荡电路, 而由 RC 电路构成的选频网络称为 RC 振荡电路。 L 振荡电路的振荡频率一般在几十千赫到几百兆赫之间。因 L 振荡电路的振荡频率为 $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$, 当振荡频率低时, 所要求的 L 和 C 的值较大, 这将使得振荡器的体积和重量增加, 损耗增强, 经济上很不合算, 同时选频特性变坏, 输出波形变差。因此, 振荡频率在 10^4 Hz 以下的低频振荡器, 常采用 RC 振荡器。本节只介绍由 RC 串并联网络构成的 RC 桥式振荡电路。

10.1.1 RC 串并联网络的选频特性

如图 10.1.1 所示, RC 串并联网络由 R_1 和 C_2 并联后再与 R_2 和 C_1 串联组成。设 R_1 和 C_2 的串联阻抗为 Z_{11} , R_2 和 C_1 的并联阻抗为 Z_{22} , 输出电压 U_{f} 与输入电压 U_{s} 的比值称为 RC 串并联网络的传输系数, 用 K 表示, 则有

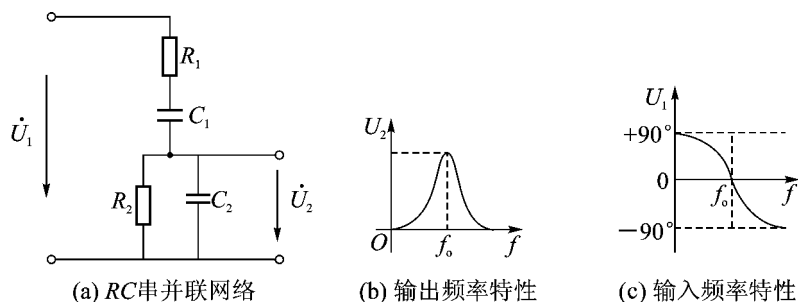


图 4-10 RC 串并联网络及其频率特性

$$U_2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2 + j\omega C_1 R_2} \cdot U_1$$

一般来说, 选取 $\omega C_1 R_2 = 1$, 则上式可以简化为

$$U_2 = \frac{R_2}{R_1 + R_2} U_1$$

其模值为

$$|U_2| = \frac{R_2}{\sqrt{R_1^2 + R_2^2}} U_1$$

相位为

$$\psi = \arctan \left[\frac{(\omega C_1 R_2 - 1) R_2}{R_1} \right]$$

当相位为零时, 则有

$$\omega C_1 R_2 = 1$$

即

$$\omega = \frac{1}{C_1 R_2}$$

将此公式带入模值和相位的表式, 则有

$$|U_2| = \frac{R_2}{\sqrt{R_1^2 + R_2^2}} U_1$$

$$\psi = \arctan \left[\frac{R_2 - R_1}{R_2} \right]$$

RC 串并联网络的幅频特性和相频特性如图 4-10(b)、(c) 所示。当 $\omega = \frac{1}{C_1 R_2}$ 时, 电压传输系数最大, $|U_2| = \frac{R_2}{\sqrt{R_1^2 + R_2^2}} U_1$, 相位为零, 输出电压和输入电压同相; 当 $\omega \neq \frac{1}{C_1 R_2}$ 时, $|U_2| < \frac{R_2}{\sqrt{R_1^2 + R_2^2}} U_1$, 相位不为零, 输出电压和输入电压不同相。由此可知, RC 串并联网络具有选频特性。

RC 桥式振荡电路

由运算放大器组成的 RC 桥式振荡电路如图 4-11(a) 所示, 它包括放大电路和选频电路两部分。

(1) 放大电路。

如图 4-11(a) 所示, 右边虚线框内是同相输入比例运算放大电路, 其闭环电压放大倍数为 $U_2 = \left(1 + \frac{R_2}{R_1} \right) U_1$, 数值仅由电阻 R_1 和 R_2 决定, 与信号频率无关。

(2) RC 选频电路。

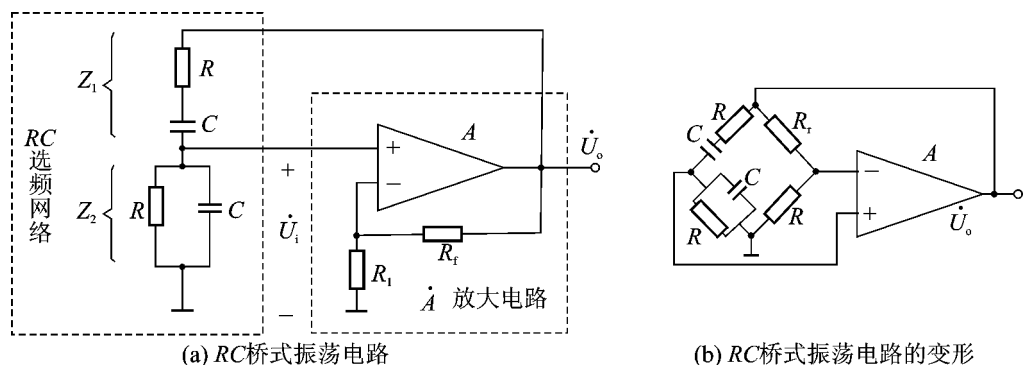


图 10-10 RC 桥式振荡电路

图 10-10(a) 所示左边虚线框内是由阻容串并联网络组成的选频电路，接在运算放大电路的输出端与地之间，并且将阻容选频电路的输出电压作为运算放大器同相输入端的输入电压，将运算放大器的输出电压作为阻容选频电路的输入电压。当频率为零时，由于阻容选频电路的相移为零，放大器同相输入时输出电压与输入电压同相，则电路构成正反馈，满足自激振荡的相位平衡条件。对于其他频率的信号而言，由于阻容选频电路的相移不为零，则不能满足相位平衡条件。

电路谐振时，阻容选频电路的电压传输系数等于 1，即输出电压等于输入电压的 1 倍，若要取得足够的反馈电压，满足自激振荡的幅值条件，只要令运算放大电路的闭环电压放大倍数 $A_{cl} > 1$ 就可以。为了便于起振，应取 $A_{cl} > 1$ 。为了实现 $A_{cl} > 1$ ，只要选取 $R_f > R_1$ 就可以。

为了使电路容易起振，电路起振后又能自动稳定振荡幅度，反馈电阻 R_f 可以采用具有负温度系数的热敏电阻。当电路起振时，振荡幅度和反馈电流较小，热敏电阻的阻值较大，使放大电路的放大倍数 $A_{cl} > 1$ ，容易起振。当振荡幅度增大时，反馈电流增大，热敏电阻的温度升高，阻值下降，负反馈增强，放大倍数降低，限制了振荡幅度的增大，从而达到自动稳幅的作用。

在该振荡电路中，选频电路中的阻容串联电路、阻容并联电路和放大电路中的 R_f 和 R_1 正好构成四个桥臂而组成一个桥式电路，如图 10-10(b) 所示，所以该电路又称为阻容桥式振荡电路。

本章小结

在半导体制造工艺的基础上，将整个电路中的元器件制作在一块规基片上，就构成特定的电子电路，称为集成运放电路。

集成运放电路是应用极为广泛的一种模拟集成电路，是具有较高增益的直接耦合多级放大电路，一般由输入极、中间极、输出极和偏置电路四个部分组成。对于运放内部电路的分析和工作原理只要求做定性的了解。主要目的是掌握它的主要技术指标，并掌握运放的选用原则，做到根据电路功能的要求，能正确、合理地选用元器件。

在信号的运算和处理方面的典型应用中，运放一般接成负反馈的形式，且工作在线性区。“虚短路”和“虚断路”的概念是分析这类电路的有力工具。

反馈就是把输出信号的一部分或全部回送到输入回路并与输入信号进行比较，然后用

比较后所得的偏差信号去控制输出，它分正反馈和负反馈两种。判别这两者可以用瞬时极性法来完成。在反馈电路中，如果输入信号、净输入信号、反馈信号三者输入回路中是串联的，称为串联反馈；若是并联，则称为并联反馈。若反馈信号和输出电压成正比，称为电压反馈；如果和输出电流成正比，则称为电流反馈。对于一个给定的电路，可以用短接法来判别它是电压反馈还是电流反馈。

在运算放大器中，比例器、加法器和减法器的输出、输入关系是线性的，而积分器和微分器的输入、输出之间是非线性关系，但运放本身工作在线性区。

有源滤波器通常是由有源滤波网络和运放构成的电路系统。根据幅频特性的不同，可以分为低通、高通、带通、带阻和全通五种滤波器。高阶滤波器一般都可以由一阶和二阶有源滤波器组成，因而要正确理解一阶和二阶有源滤波器的组成和工作原理。

电压比较器中的运放为开环状态或接成正反馈，主要工作在饱和区。单门限电压比较器和迟滞比较器有同相和反相输入两种接法。单门限电压比较器工作在开环状态，只有一个门限电压；而迟滞比较器中的运放则工作在正反馈状态，其正向过程和负向过程的门限电压不同。当输入状态一经转换后，只要跳变点电压值附近的干扰电压值不超过两个门限电压之差，输出电压的值就稳定不变，因而迟滞比较器可提高抗干扰能力。

振荡器由放大电路、反馈网络、选频网络和稳幅环节组成。振荡的平衡条件为 $A_{\text{中}} \dot{F}_{\text{中}} = 1$ ，即必须同时满足 $A_{\text{中}} \dot{F}_{\text{中}} = 1$ 和相位条件 $\psi_{\text{中}} + \varphi_{\text{中}} = 2n\pi$ ($n=0, 1, 2, \dots$) 才能维持振荡。起振条件除了相位条件 $\psi_{\text{中}} + \varphi_{\text{中}} = 2n\pi$ 外，还必须满足 $A_{\text{中}} \dot{F}_{\text{中}} > 1$ 。

串并联 LC 振荡器用串并联 LC 电路作选频网络，振荡频率为 $f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$ ，起振条件是 $A_{\text{中}} \dot{F}_{\text{中}} > 1$ ，常用于产生低频正弦波信号。

思考与练习

1. 运放的输入失调电压 U_{IO} 、输入失调电流 I_{IO} 和输入偏置电流 I_{IB} 是如何定义的？它们对运放的工作产生什么影响？

2. 如图 4-1 所示电路中，电源电压为 U_{CC} ， U_{EE} ，若 $U_{\text{IO}} = 0$ ， $I_{\text{IB}} = 0$ ，试求输出电压 U_{O} 的值。

3. 如图 4-2 所示电路中，已知运放的差模输入电阻 R_{id} ，输出电阻 R_{O} 。要求闭环增益 $A_{\text{uf}} = 10$ ，试设计电路元件 R_1 、 R_2 和 R_3 的最佳值，并求电路的输入电阻 R_{i} 。

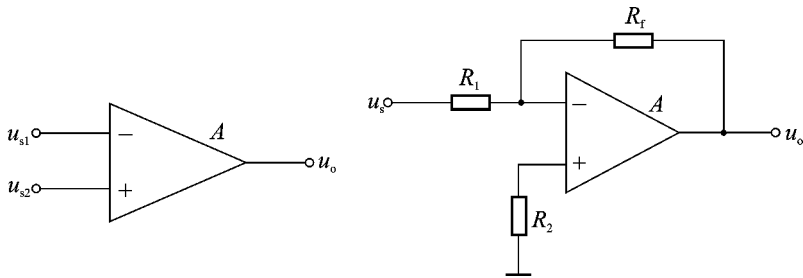


图 4-1 思考与练习 1 图 4-2 思考与练习 2 图

习题 1 在如图 1 所示电路中,当输入电压为多少时,输出电压为多少?

习题 2 为了提高反相比例器的输入电阻,一般采用一个桥形网络来代替电阻,如图 2 所示。现在要求输入电阻为多少,闭环增益为多少,并已选定电阻,求电阻的值。

习题 3 选用如图 3 所示电路去完成电压求和运算,若已选定电阻,试确定电路元件电阻和电阻的值。

习题 4 同相输入加法器如图 4 所示,求输出电压的表达式。当电阻为多少时,求输出为多少。

习题 5 图 5 所示电路是一个具有高输入阻抗、低输出阻抗、高共模抑制比的测量放大器。假设运放是理想的,试证明:电压增益为多少(电压/电压)。(电压/电压)。

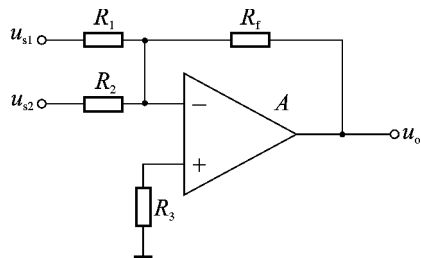


图 1 习题 1 图

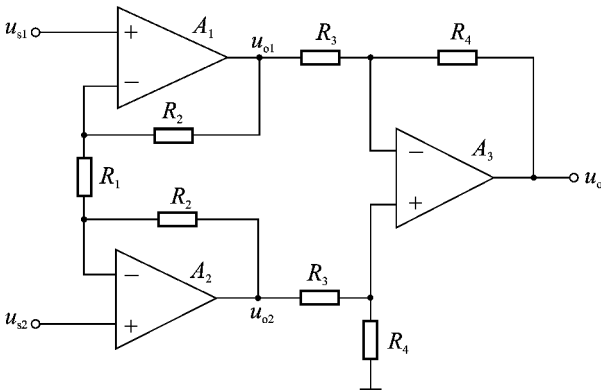
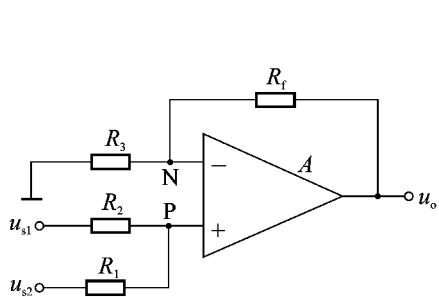


图 2 习题 2 图 图 3 习题 3 图 图 4 习题 4 图 图 5 习题 5 图

习题 6 电路如图 6 所示,其中运放、运放假定为理想运放,电容的初始电压为多少。

(1) 写出输出与输入、输出和输入之间的关系。

(2) 当电路中电阻为多少时,求输出电压的表达式。

习题 7 某一开环放大倍数为多少的放大电路,引入了多少的负反馈后,闭环放大倍数多少为多少?若多少增加为多少时,多少为多少?

习题 8 某反馈放大电路的框图如图 8 所示,试推导其闭环增益的表达式。

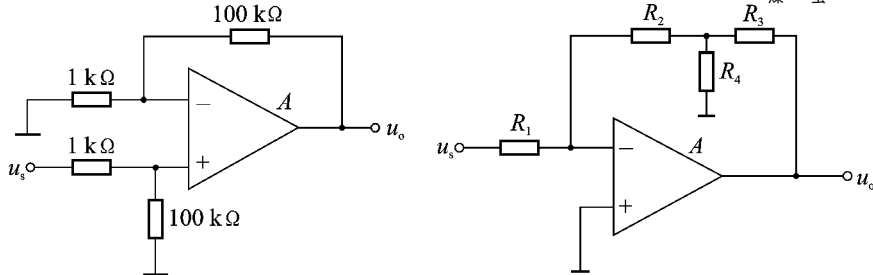


图 6 习题 6 图 图 7 习题 7 图 图 8 习题 8 图

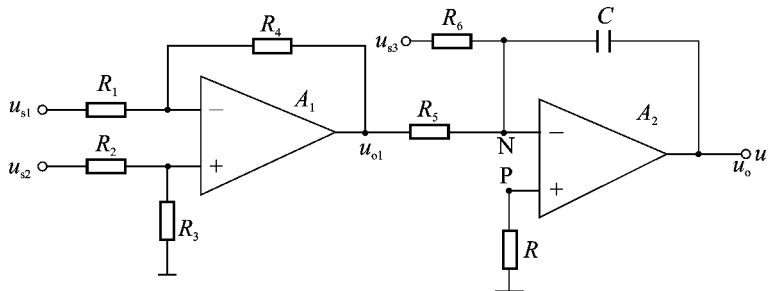


图 4-1-10 习题 4-10 图

4-10 在图 4-1-10 所示的电路中, 哪些元件组成了级间反馈通路? 它们所引入的反馈是正反馈还是负反馈? 是串联反馈还是并联反馈? 哪些是电压反馈? 哪些是电流反馈?

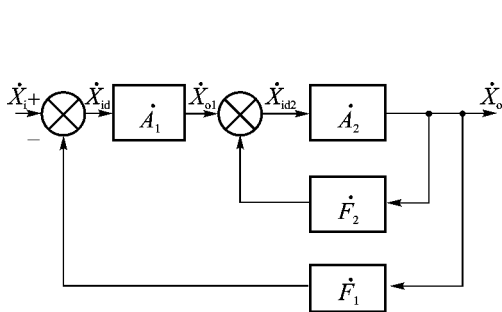


图 4-1-11 习题 4-11 图

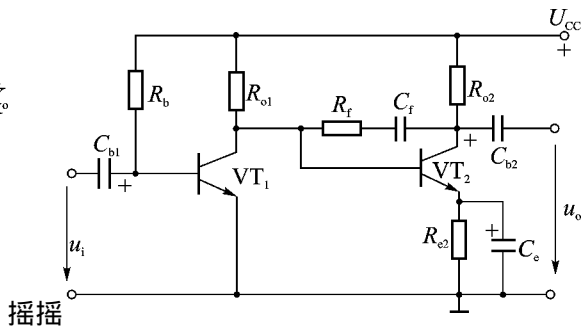


图 4-1-12 习题 4-12 图

4-11 某反馈放大电路的框图如图 4-1-11 所示, 已知其开环电压增益 $A_{u0} = 10^4$, 反馈系数 $F = 0.01$ 。若输出电压 $U_o = 10\text{V}$, 求输入电压 U_i 及净输入电压 U_{id} 的值。

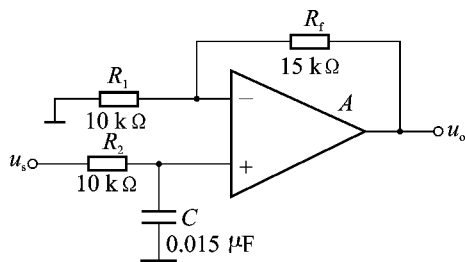
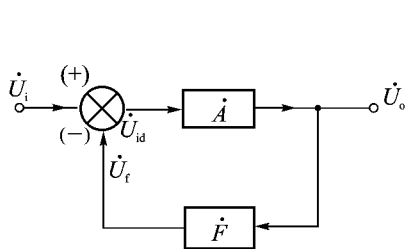


图 4-1-13 习题 4-13 图

4-12 一阶低通滤波器如图 4-1-13 所示, 设 A 为理想运放, 试求该滤波器的幅频特性和截止频率 f_c , 并画出幅频特性曲线示意图。

4-13 设运放为理想器件, 试求图 4-1-14 所示电压比较器的门限电压, 并画出它的传输特性。

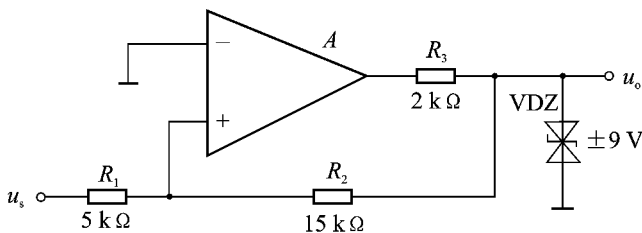


图 4-1-14 习题 4-13 图

10-1 振荡器产生自激振荡的条件有哪些？振荡器一般由哪几部分组成？

10-2 为什么说串联谐振网络具有选频特性？

第 11 章 门电路和组合逻辑电路

本章主要介绍数字电路的基础知识，如数字电路的特点、基本逻辑运算和逻辑门、逻辑函数的化简、逻辑电路的分析与设计等。

11.1 数字电路概述

11.1.1 数字信号

数字信号和数字电路

电子电路中的电信号可以分为两类：一类是在时间和数值上都是连续变化的信号，称为模拟信号，如图 11-1(a) 所示，例如，模拟语音的音频信号、由温度传感器转换来的反映温度变化的电信号等都是模拟信号；另一类是在时间和数值上都是离散的信号，称为数字信号，如图 11-1(b) 所示，目前广泛使用的典型数字信号是矩形波。数字信号常用抽象出来的二值信息 0 和 1 表示。数字信号 0 和 1 反应在电路中，可用开关的闭合和断开两种情况来表示；也可以用电路中的高电平和低电平两种状态表示；还可以用脉冲的有和无来表示等。

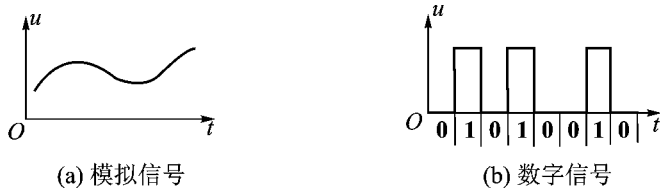


图 11-1 电子电路中的电信号

按照电子电路中工作信号的不同，通常将电路分为模拟电路和数字电路。处理模拟信号的电路称为模拟电路，如交流、直流放大器等。处理数字信号的电路称为数字电路，数字电路主要用来研究数字信号的产生、变换、传输、储存、控制等。由于数字电路的输出和输入信号之间都有一定的逻辑关系，因此，数字电路又称为逻辑电路。

数字电路的特点

数字电路广泛应用于各个技术领域，它所具有的特点如下。

(1) 便于集成化。由于数字信号简单，只需要用两种不同的状态来表示 0 和 1，因此，构成数字电路的基本单元电路也比较简单，对元件的精度要求不高，允许有一定的误差。这样就可以把为数众多的基本单元电路集成到一块芯片上，获得集成度高、组合方便、价格便宜的数字集成电路功能块。

(2) 抗干扰能力强。数字信号用两种相反的状态来表示，只有环境干扰相当强时才能

改变数字信号。因此，数字电路的抗干扰能力强，电路工作稳定可靠。

(猿) 精度高。通过增加二进制位数，可使数字电路处理信号的结果达到人们所希望得到的精度。因此，由数字电路组成的数字系统工作准确、精度高。

(源) 具有“逻辑思维”功能。数字电路主要研究输入信号与输出信号的逻辑关系。因此可采用数理逻辑原理来分析、设计电路，其方法简便，易于掌握。

猿援数字电路分类

按电路逻辑功能，数字电路通常分为组合逻辑电路和时序逻辑电路两类。

如果电路中任意时刻的输出信号仅取决于该时刻的输入信号，而与电路原来的状态无关，则称它为组合逻辑电路。如门电路、译码器、加法器等都属于组合逻辑电路。

如果电路中任意时刻的输出信号不仅取决于当时的输入信号，而且还与电路原来的状态有关，则称它为时序逻辑电路。如触发器、寄存器、计数器等都属于时序逻辑电路。

11 鄞鄞 数制与 月悦码

员援数制

由数字符号构成且表示物理量大小的数字与数字的组合，称为数。多位数中每一位的构成方法，以及从低位到高位进制规则，称为计数制，简称为数制。常用的数制有十进制、二进制、八进制和十六进制。

(员) 十进制。十进制是用 园-怨十个数字符号表示，其基数为 员园，按“逢十进一”的原则计数。如

$$(园缘缘)_{10} = 越园伊员^{10} + 缘怨伊员^9 + 缘缘伊员^8 + 缘缘伊员^7$$

公式中的注脚 员园表示十进制，每个数字在不同数位上表示的数值不同，其乘数 员园^越、员园^怨、员园^缘为该位的“权”。其 园 怨 缘 缘称为系数。

十进制数的权展开式为

$$晕_{10} = \sum_{i=0}^{n-1} 运_i 员^{10^i}$$

式中，运_越是从低位起的第 蚤位的系数，员^{10^越}为对应数位的权。

(圆) 二进制。在数字电路中应用最广泛的是二进制，二进制中只有 园 员两个数字，基数为 圆，按“逢二进一”的原则计数。如

$$(员圆员圆)_{2} = 越员伊员^{10} + 圆员伊员^9 + 圆员伊员^8 + 圆员伊员^7$$

与十进制数的表示方法相似，任意一个二进制数的权展开式为

$$晕_{2} = \sum_{i=0}^{n-1} 运_i 圆^{2^i}$$

式中，运_越是第 蚤位的系数，圆^{2^越}为对应数位的权。

(猿) 二进制数和十进制数的相互转换。数字电路采用二进制简便，但人们习惯十进制计数，因此，经常需要在两者间进行转换。

二进制数转换成十进制数的方法是，将二进制数按其权的展开式展开后再相加，可以使二进制数转换成十进制数，通常将其称为“乘权相加”法。如

$$(员圆员圆)_{2} = 越员伊员^{10} + 圆员伊员^9 + 圆员伊员^8 + 圆员伊员^7 + 越(园缘)_{10}$$

十进制数转换成二进制数的方法是，将十进制整数用 圆连除，一直到商为 园，每除一次记下余数 园或 员，把它们从后向前排列，即为所求的二进制数，通常将其称为“除 圆取余倒

记法”。

例 5-1 将十进制数 38 转换成二进制数。

解 因为 $2 \mid 38$ 余 0
 $2 \mid 19$ 余 1
 $2 \mid 9$ 余 1
 $2 \mid 4$ 余 0
 $2 \mid 2$ 余 0
 $2 \mid 1$ 余 1
 0

所以 $(38)_{10} = (100110)_{2}$

(源) 八进制和十六进制。与十进制比较, 二进制所需要的位数多, 例如, 十进制数 愿是一位数, 而等值的二进制数 猿则四位, 读写不方便。为了使用方便, 常把二进制改写成八进制或十六进制。

八进制是用 愿个数字符号表示, 基数为 愿, 按照“逢八进一”的原则计数, 各位的权是 愿的幂。将二进制转换为八进制时, 只需将二进制数从低位向高位分成若干组三位二进制数, 然后用对应的八进制数字代替每组的三位二进制数即可。若要将八进制数转换成二进制数也很简单, 只需用三位二进制数去代替每个相应的八进制数字即可。例如

$(173)_{8} = (100, 110, 111)_{2} = (100110111)_{2}$
 $(100110111)_{2} = (1, 001, 101, 111)_{8} = (147)_{8}$

十六进制是用 怨个数字符号表示, 基数为 怨, 按照“逢十六进一”的原则计数, 各位的权是 怨的幂。将二进制数转换为十六进制数时, 只需将二进制数从低位向高位分成若干组四位二进制数, 然后用对应的十六进制数字代替每组的四位二进制数即可; 反之, 若要将十六进制数转换成二进制数, 只需用四位二进制数去代替每个相应的十六进制数字即可。例如

$(1A3)_{16} = (10010, 1010, 11)_{2} = (100101011)_{2}$
 $(100101011)_{2} = (1, 0010, 1010, 11)_{16} = (12AB)_{16}$

表 5-1 为几种进制数的对照表。

表 5-1 几种进制数的对照表

十进制	二进制	八进制	十六进制
园	0000	园	园
员	0001	员	员
圆	0010	圆	圆
猿	0011	猿	猿
源	0100	源	源
缘	0101	缘	缘
远	0110	远	远
苑	0111	苑	苑
愿	1000	愿	愿
怨	1001	怨	怨

续表

十进制	二进制	八进制	十六进制
0	0000	0	0
1	0001	1	1
2	0010	2	2
3	0011	3	3
4	0100	4	4
5	0101	5	5
6	0110	6	6
7	0111	7	7

圆缘月猿码

数字系统中常常采用一定位数的二进制数来表示各种文字、符号信息等,通常称这种二进制数为代码。建立这种代码与文字符号或特定对象间的一一对应关系的过程,就称为编码。

所谓月猿码即二-十进制编码,指的是用四位二进制代码来表示一位十进制数的编码方法。由于四位二进制代码可以有 16 种不同的组合状态,从中选择十种状态用以表示 0~9 个数字,其余六种组合状态是无效的。因此,按选取方式的不同,可以得到不同的月猿编码。表 页码 圆中列出了几种常用的月猿码。

(员) 愿猿码。这是一种最常用的月猿码。由于这种编码的四位数从高位到低位的权依次为愿 源 圆 员,故称愿猿码。它选取 0000~0101 前十种组合表示一位十进制数,而对于 0110~0111 的六种状态是舍去不用的。例如,十进数 01234 用愿猿月猿码表示为

(01234) 愿猿越 (0000, 0001, 0010, 0011, 0100) 愿猿月猿越 (0100, 0101, 0110, 0111) 愿猿月猿

(圆) 缘猿码。这种编码的四位数从高位到低位的权依次为缘 源 圆 员,故称缘猿码。它选取 0000~0010 和 0100~0101 十种组合表示一位十进制数,而对于 0110~0111 和 0110~0111 的六种状态是禁用的。

(猿) 余猿码。这种编码各位无固定的权,它是由对应的愿猿码加猿后得到的。它选取 0101~0110 十种状态,去掉了 0000~0010 这前三种和 0111~0111 这后三种状态。

表 页码 圆 几种常用的月猿码

十进制数	愿猿码	缘猿码	余猿码
0	0000	0000	0101
1	0001	0001	0110
2	0010	0010	0111
3	0011	0011	0100
4	0100	0100	0101
5	0101	0101	0110
6	0110	0110	0111
7	0111	0111	0100
8	1000	1000	1001
9	1001	1001	1010

11 基本逻辑关系与门电路

11.1 晶体管的开关特性

在数字电路中，晶体管（见图 11.1）是基本的开关器件之一，它主要工作在截止区和饱和区，并能在这两种状态间快速转换。

11.1.1 晶体管的开关条件及特点

(1) 饱和条件及饱和时的特点。

饱和条件：晶体管由放大进入饱和的状态，称为临界饱和状态。设 I_{B1} 为基极临界饱和电流， I_{C1} 为集电极临界饱和电流， U_{CE1} 为集电极临界饱和管压降。由图 11.1 可得

$$I_{B1} \approx \frac{I_{C1}}{\beta} \quad (11.1)$$

$$I_{B1} > \frac{I_{C1}}{\beta} \quad (11.2)$$

当 $I_{B1} > \frac{I_{C1}}{\beta}$ 时，晶体管进入饱和状态。 I_{B1} 越大，饱和越深。在数字电路的分析和估算中，通常将 $I_{B1} > \frac{I_{C1}}{\beta}$ 作为判别晶体管是否饱和的条件。

饱和状态的特点：晶体管饱和时，对于硅管而言， $U_{CE1} \approx U_{CE(sat)}$ ， $U_{CE1} \approx U_{CE(sat)}$ ，均可忽略。晶体管 c 、 e 极之间相当于闭合的开关。饱和状态下的晶体管等效电路如图 11.2(a) 所示。

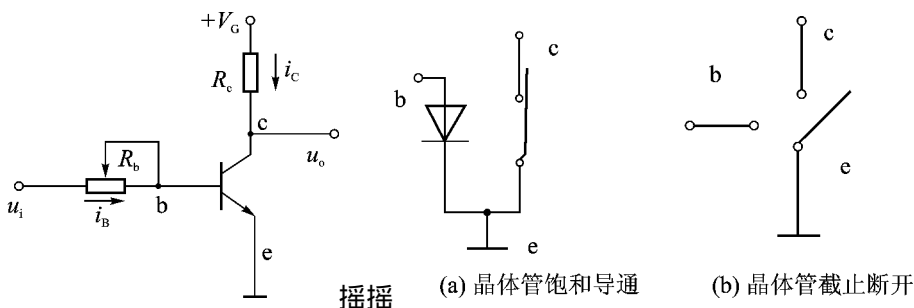


图 11.1 晶体管电路

图 11.2 晶体管开关等效电路

(2) 截止条件及截止时的特点。

截止条件：当 $U_{CE1} < U_{BE(sat)}$ 时，由晶体管的输入特性可知 $i_b \approx 0$ 。因此，硅晶体管的截止条件为 $U_{CE1} < U_{BE(sat)}$ 。

截止状态的特点：当 $i_b \approx 0$ 时， $i_c \approx 0$ ， $U_{CE1} \approx U_{CE(sat)}$ ，晶体管三个电极之间都相当于断开的开关。其等效电路如图 11.2(b) 所示。

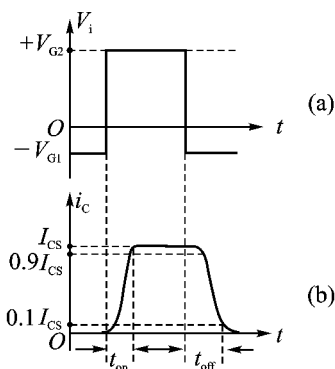
11.1.2 晶体管的开关时间

晶体管作为开关使用时，由饱和转换到截止、或由截止到饱和都需要经过一定的时间，通常将其称为晶体管的开关时间。

(1) 开启时间。晶体管由截止到饱和所需的时间称为开启时间，用 t_{on} 表示。如图 11.3 所示，当输入信号 u_i 由 $U_{BE(sat)}$ 跳变到 $U_{BE(sat)}$ 时，晶体管先经过一段延迟时间 t_{d} (i_c 由 0 上升到 I_{C1})，由截止区进入放大区。再经过一段上升时间 t_{r} (i_c 由 I_{C1} 上升到

园(员), 然后 员才接近于最大值, 晶体管由放大区进入饱和区。开启时间是延迟时间与上升时间之和, 即 员越越越越

(圆) 关闭时间。晶体管由饱和转换为截止所需的时间称为关闭时间, 用 员表示。如图 员愿原所示, 当输入信号 灾由 垣灾跳变到 原灾时, 晶体管的状态也不能瞬间改变。而是先经过一段存储时间 员(员由最大值下降到 园(员)), 晶体管由饱和区进入放大区。再经过一段下降时间 员(员由 园(员)下降到 园(员)), 然后 员下降为 园, 晶体管退出放大区而进入截止区。关闭时间是存储时间与下降时间之和, 即 员越越越越



(a) 输入电压 V_i 的波形 (b) 输出电流 i_c 的波形

图 员愿原 晶体管开关时间

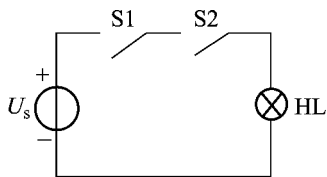
11 员愿 基本逻辑关系与分立元件门电路

所谓逻辑是指“条件”与“结果”的关系。在数字电路中, 利用输入信号来反映“条件”, 用输出信号来反映“结果”, 这样输入与输出间就存在一定的因果关系, 将其称为逻辑关系。数字电路能描述这些逻辑关系, 因此, 数字电路也称为逻辑电路。

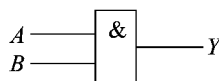
员愿与逻辑及与门电路

(员) 与逻辑。

当决定某一结果的所有条件都具备时, 这一结果就会发生, 这种因果关系称为与逻辑关系。如图 员愿缘所示, 只有当开关 灾员与开关 灾圆都闭合, 灯泡 灾才会亮; 其中只要有一个开关断开, 灯就灭。显然, 灯 灾与开关 灾员 灾圆之间是“与”的逻辑关系。假设开关的状态作为条件用 粤 月表示, 灯的状态作为结果用 再表示, 开关闭合及灯亮用 员表示, 开关断开及灯灭用 园表示, 就可列出 粤 月各种取值组合和 再的对应关系。这种将输入变量可能的取值组合状态及其对应的输出状态列成的表格, 称为真值表(见表 员愿猿)。



(a) 与逻辑电路



(b) 与门逻辑符号

图 员愿缘 与逻辑关系及符号

表 员愿猿 与逻辑真值表

粤	月	再
园	园	园
园	员	园
员	园	园
员	员	员

与逻辑表达式为 再越粤 · 月

与逻辑关系可归纳为：全 1 出 1，有 0 出 0

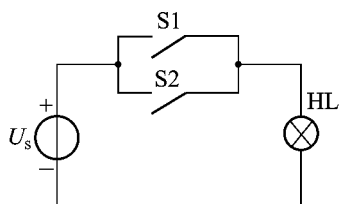
(与) 与门电路。

实现与逻辑运算的电路称为与门电路，与门的逻辑符号如图 5-1-10 所示。

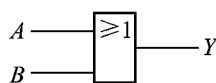
或逻辑及或门电路

(或) 或逻辑。

若决定某一结果的多个条件中只要有一个或几个具备时，这一结果就会发生，这种因果关系称为或逻辑关系。如图 5-1-11 所示，只要当开关 S_1 或开关 S_2 闭合，或开关 S_1 和开关 S_2 均闭合，灯泡 HL 就会亮；只有所有开关同时断开，灯才会灭。显然，灯 HL 与开关 S_1 、 S_2 之间是“或”的逻辑关系。其真值表如表 5-1-1 所示。



(a) 或逻辑电路



(b) 或门逻辑符号

图 5-1-11 或逻辑关系及符号

表 5-1-1 或逻辑真值表

输入	输出
0 0	0
0 1	1
1 0	1
1 1	1

或逻辑表达式为 $Y = A + B$

或逻辑关系可归纳为：全 0 出 0，有 1 出 1

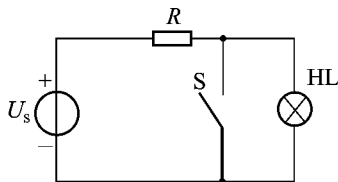
(或) 或门电路。

实现或逻辑运算的电路称为或门电路，或门逻辑符号如图 5-1-10 所示。

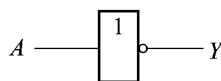
非逻辑及非门电路

(非) 非逻辑。

对于某一结果的发生，总是取决于某个条件的否定，即条件成立时，结果不发生；而条件不成立时，结果会发生，这种因果关系称为非逻辑关系。如图 5-1-12 所示，只要当开关 S 闭合，灯泡 HL 就会灭；而开关 S 断开时，灯泡 HL 反而会亮。显然，灯泡 HL 与开关 S 之间是“非”的逻辑关系。其真值表如表 5-1-2 所示。



(a) 非逻辑电路



(b) 非门逻辑符号

图 5-1-12 非逻辑关系及符号

表 员缘 缘非逻辑真值表

粤	再
园	员
员	园

缘非逻辑表达式为 再越粤

非逻辑关系可归纳为：有 员出 园, 有 园出 员

(圆) 非门电路。

实现非逻辑运算的电路称为非门电路, 非门逻辑符号如图 员缘苑 遭 所示。

11 缘缘 缘非门电路

目前分立元件门电路已由 缘非门所代替, 这种门电路是一种广泛应用于各种数字系统的数字集成电路。由于它的输入和输出结构均采用半导体晶体管, 故称为晶体管- 晶体管逻辑门电路, 简称 缘非电路。

员援 缘非与非门的电路结构

图 员缘愿 为典型的 缘非与非门电路, 它能实现对输入信号先与后非的逻辑运算。该电路由输入级、中间级和输出级三部分组成。

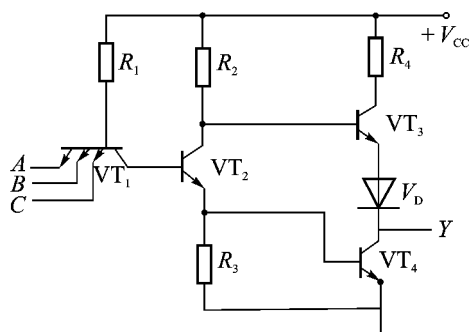


图 员缘愿 缘非与非门的基本电路

(员) 输入级：由 砸、灾裁组成, 砸为基极电阻, 灾裁为多发射极的三极管。多发射极三极管在功能上相当于三个晶体管, 它们的基极、集电极分别并联在一起, 而发射极分别制成电路的输入端。输入级完成与逻辑功能。

(圆) 中间级：由 砸、灾裁、砸组成, 它的作用是将输入级送来的信号分成两路输出, 一路是 灾裁的集电极, 另一路是 灾裁的发射极。集电极输出与基极输入信号反相, 而发射极输出则与基极输入信号同相。

(猿) 输出级：由 砸、灾裁、灾阅、灾裁组成, 灾裁和灾阅、灾裁组成推挽式输出电路, 砸为限流电阻。这样有利于提高工作速度和减少功耗。

圆援 电路工作原理

(员) 输入端有低电平时：灾裁只要有一个输入端为低电平时, 它的发射结将正向导通, 使 灾裁的基极电位很低, 而 灾裁的集电极电流仅是 灾裁集电极反向漏电流, 数值非常小, 使 灾裁处于深度饱和状态, 其饱和压降很小, 因此 灾裁与 灾裁都处于截止状态。灾裁

经 β 驱动 T_2 导通, 使输出 再为高电平。

(圆) 输入全为高电平时: 当所有输入端接高电平时, T_1 经 β 为 T_2 注入基极电流, 通过 T_2 集电结向 T_1 注入基极电流, 使 T_1 导通。 T_1 发射极电流又为 T_2 注入基极电流, 使 T_2 导通。 T_2 集电极电位不足以使 T_1 和 T_2 导通, 输出端和电源之间相当于开路, 使输出 再为低电平。

由以上分析可知, 当电路输入有低电平 (一个或多个) 时, 输出为高电平; 而当电路输入全为高电平时, 输出则为低电平。电路输出与输入之间为与非逻辑关系, 即 再越粤月悦, 其逻辑符号如图 5.1.4 所示。

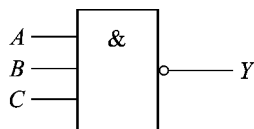


图 5.1.4 与非门逻辑符号

11.1 逻辑函数及化简

11.1.1 逻辑代数

逻辑代数所研究的内容是逻辑函数与逻辑变量之间的关系, 是分析和设计数字逻辑电路的基本数学工具。它是英国数学家乔治·布尔创立的, 因而也称为布尔代数。虽然逻辑代数中的逻辑变量也和普通代数一样, 都是用字母 A, B, C 等来表示, 但逻辑代数中的变量取值只有 0 和 1, 因而要比普通代数简单得多。而且, 这里的 0 和 1 不代表具体数值的大小, 而是表示两种相互对立的逻辑状态。

逻辑代数有三种基本逻辑运算, 即与运算、或运算和非运算。其逻辑关系已在 5.1.1 节中讲过。在数字系统中, 除了这三种基本逻辑运算之外, 还广泛应用与、或、非的不同组合, 最常见的复合逻辑运算有与非、或非、与或非、异或和同或等。

(1) 与非运算: “与”和“非”的复合运算。若输入变量为 A, B, C , 与非逻辑的逻辑表示式可写为 \overline{ABC} , 其逻辑功能为: 有 0 出 1, 全 1 出 0。

(2) 或非运算: “或”和“非”的复合运算。若输入变量为 A, B, C , 或非逻辑的逻辑表示式可写为 $\overline{A+B+C}$, 其逻辑功能为: 有 1 出 0, 全 0 出 1。

(3) 与或非运算: 若输入变量为 A, B, C, D , 与或非逻辑的逻辑表示式可写为 $\overline{AB+CD}$ 。

(4) 异或运算: 该运算是两个输入变量取值相同时输出为 0, 取值不相同输出为 1。异或运算可用表达式表示为 $A \oplus B = \overline{A}B + A\overline{B}$ 。逻辑功能即为: 相同出 0, 相异出 1。

(5) 同或运算: 该运算是异或运算的非运算。当两个输入变量取值相同时输出为 1, 取值不相同输出为 0。同或运算可用表达式表示为 $A \odot B = \overline{A \oplus B} = \overline{A}B + A\overline{B}$ 。逻辑功能即为: 相异出 0, 相同出 1。

11.1.2 逻辑函数的表示方法

(1) 逻辑函数。

在逻辑电路中, 如果输入变量 A, B, C, \dots 的取值确定之后, 输出变量 F 的值也就被唯一确定了, 那么可以说称 F 是 A, B, C, \dots 的逻辑函数, 写做

$$F = F(A, B, C, \dots)$$

任何一种具体事物的因果关系都可以用一种逻辑函数来描述。

表示逻辑函数的方法有：真值表、逻辑函数表达式和逻辑图等。

(圆) 真值表。

真值表是将输入逻辑变量的所有取值组合与相应的输出变量函数值排列在一起而组成的表格。每个输入变量有 0 和 1 两种取值， n 个输入变量就有 2^n 个不同的取值组合。它的主要优点是能够直观地反映输入变量取值与输出函数值之间的对应关系。主要的缺点是变量多时，列出的真值表就会比较繁杂，而且不能运用逻辑代数公式进行函数的化简。

(猿) 逻辑表达式。

按照对应的逻辑关系，用输入变量的与、或、非三种运算组合来表示输出函数变量的表达式称为逻辑表达式，它是一种代数式表示法。

(源) 逻辑图。

用若干基本逻辑符号连接构成的图，其输出与输入之间存在一定的逻辑关系，称为逻辑图。由于图中的逻辑符号通常能与实际电路器件相对应，因此，逻辑图具有接近工程实际的优点。

11.1 逻辑函数的化简

通常直接根据实际逻辑问题而归纳出来的逻辑函数及其对应的逻辑电路往往并非最简，因此有必要对逻辑函数进行化简。

11.1.1 基本定律

1. 互补律

$$A \cdot \bar{A} = 0$$

互补律 $A \cdot \bar{A} = 0$ $\bar{A} \cdot A = 0$

交换律 $A \cdot B = B \cdot A$ $\bar{A} \cdot \bar{B} = \bar{B} \cdot \bar{A}$

结合律 $(A \cdot B) \cdot C = A \cdot (B \cdot C)$ $(\bar{A} \cdot \bar{B}) \cdot \bar{C} = \bar{A} \cdot (\bar{B} \cdot \bar{C})$

分配律 $A \cdot (B + C) = A \cdot B + A \cdot C$ $\bar{A} \cdot \bar{(B \cdot C)} = \bar{A} \cdot (\bar{B} + \bar{C})$

重叠律 $A \cdot A = A$ $\bar{A} \cdot \bar{A} = \bar{A}$

反演律 $\overline{A \cdot B} = \bar{A} + \bar{B}$ $\overline{\bar{A} + \bar{B}} = A \cdot B$

还原律 $\overline{\bar{A}} = A$

11.1.2 常用公式

公式 1: $A + \bar{A} = 1$

证明: $A + \bar{A} = (A + \bar{A}) \cdot 1 = (A + \bar{A}) \cdot (A + \bar{A}) = A \cdot A + A \cdot \bar{A} + \bar{A} \cdot A + \bar{A} \cdot \bar{A} = A + \bar{A} = 1$

这说明在两个乘积项中分别含有同一因子的原变量和反变量，而其他因子相同时，可消去互为反变量的因子，合并成一项。

公式 2: $A + A \cdot B = A$

证明: $A + A \cdot B = A \cdot (1 + B) = A \cdot 1 = A$

这说明两个乘积项中，如果某一个乘积项 (A) 是另一个乘积项 (A·B) 的因子，则另一个乘积项 (A·B) 是多余的。

公式 3: $A + \bar{A} \cdot B = A + B$

证明: $A + \bar{A} \cdot B = (A + \bar{A}) \cdot (A + B) = 1 \cdot (A + B) = A + B$

这说明两个乘积项中，如果一个乘积项 (A) 的反函数 (\bar{A}) 是另一个乘积项 ($\bar{A} \cdot B$)

的因子，则这个因子是多余的。

公式源： $\overline{粤}月垣\overline{粤}悦垣粤月垣\overline{粤}悦$

证明： $\overline{粤}月垣\overline{粤}悦垣粤月垣\overline{粤}悦(粤垣\overline{粤})$

$\overline{粤}月垣\overline{粤}悦垣粤月垣\overline{粤}悦$

$\overline{粤}月(员垣\overline{粤})垣\overline{粤}悦(员垣\overline{粤})$

$\overline{粤}月垣\overline{粤}悦$

这说明表达式中如果两个乘积项，一个包含原变量（粤），另一个包含反变量（ $\overline{粤}$ ），而这两项其余的因子（月和悦）都是第三项（ $\overline{粤}悦$ ）的因子，则第三项是多余的。

猿援逻辑函数的公式化简法

（员）并项法：利用公式 $\overline{粤}垣\overline{粤}越粤$ 将两个乘积项合并成一项，合并后消去一个互补的变量，剩下的是两项中的公因子。例

再越 $\overline{粤}悦垣\overline{粤}悦$ 越 $\overline{粤}悦(悦垣\overline{悦})$ 越 $\overline{粤}悦$

（圆）吸收法：利用公式 $\overline{粤}垣\overline{粤}越粤$ 吸收多余的乘积项，进行化简。例

再越 $\overline{粤}悦垣\overline{粤}悦垣\overline{粤}悦垣\overline{粤}悦$ 越 $\overline{粤}悦(悦垣\overline{悦}垣\overline{粤}垣\overline{粤})$ 越 $\overline{粤}悦$

例 5-15 圆摇化简 再越 $\overline{粤}悦垣\overline{粤}悦垣\overline{粤}悦垣\overline{粤}悦$

解摇原式 越 $\overline{粤}悦(月垣\overline{月})垣\overline{粤}悦垣\overline{粤}悦垣\overline{粤}悦垣\overline{粤}悦$ (并项法)

越 $\overline{粤}悦垣\overline{粤}悦垣\overline{粤}悦垣\overline{粤}悦$

越 $\overline{粤}悦(垣垣垣垣)$ 垣 $\overline{粤}悦垣\overline{粤}悦垣\overline{粤}悦垣\overline{粤}悦$ (配项法)

越 $\overline{粤}悦(悦垣\overline{悦})垣\overline{粤}悦(粤垣\overline{粤})垣\overline{粤}悦垣\overline{粤}悦$ (并项法)

越 $\overline{粤}悦垣\overline{粤}悦垣\overline{粤}悦垣\overline{粤}悦$ (吸收法)

越 $\overline{粤}悦垣\overline{粤}悦$ (并项法)

越 $\overline{粤}悦垣\overline{粤}悦$ (消去法)

11 鄣 组合逻辑电路分析与设计

从逻辑功能的特点看，组合逻辑电路任意时刻的输出都只取决于该时刻的输入信号，而与电路前一时刻的状态无关。前面研究的各种门电路都属于组合逻辑电路，这也是组合电路的另一特点，即组合逻辑电路在结构上是由各种门电路组成的。下面将介绍以小规模集成门电路所构成的组合逻辑电路的分析方法和设计方法。

11 鄣鄣 组合逻辑电路的分析

分析逻辑电路的目的，就是根据给定的逻辑电路图，找出电路输入和输出之间的逻辑关系，写出它的逻辑表达式，求出电路的逻辑功能。分析的主要步骤具体如下。

（员）由已知的逻辑图写出逻辑函数表达式。方法是从输入到输出逐级推导，最后写出输出端的逻辑表达式。

（圆）对所写的逻辑函数式进行化简。

（猿）列真值表对电路进行逻辑功能分析。

下面举例说明组合逻辑电路的分析方法。

例 5-16 猿摇试分析如图 5-16 所示电路的逻辑功能。

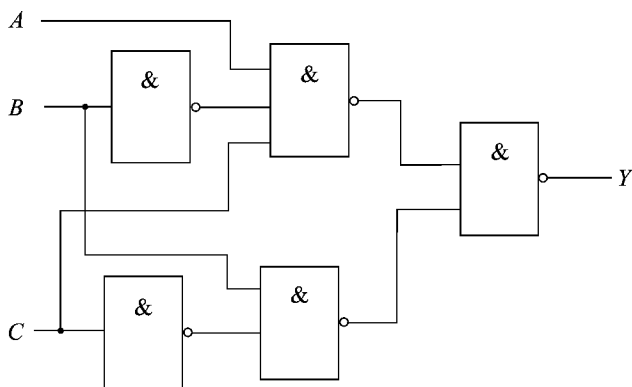


图 11-1-1 例 11-1 猿电路图

解 (1) 写逻辑函数表达式为

$$Y = \overline{A} \cdot \overline{B} \cdot \overline{C} + \overline{A} \cdot B \cdot \overline{C} + A \cdot \overline{B} \cdot C + A \cdot B \cdot C$$

(2) 化简表达式

$$Y = \overline{A} \cdot \overline{B} \cdot \overline{C} + \overline{A} \cdot B \cdot \overline{C} + A \cdot \overline{B} \cdot C + A \cdot B \cdot C$$

(3) 列真值表如表 11-1-1 所示。

表 11-1-1 例 11-1 猿电路真值表

粤	月	悦	再
园	园	园	园
园	园	员	园
园	员	园	员
园	员	员	园
员	园	园	园
员	园	员	员
员	员	园	员
员	员	员	园

由真值表可知, 电路中粤越园时, 必须有月为高电平而悦为低电平, 电路的输出才为员; 而当粤越员时, 只要月与悦状态相反, 输出就为员。

11.1.1 组合逻辑电路的设计

组合逻辑电路的设计步骤与分析步骤刚好相反, 设计的任务是根据给定的实际逻辑问题, 求出能实现该逻辑功能的最简单的逻辑电路。一般组合逻辑电路的设计可按以下步骤进行。

(1) 对实际问题中要求的逻辑功能进行分析, 确定输入和输出变量, 并对它们进行逻辑赋值, 即用园和员来分别代表输入变量与输出变量的两种不同状态。

(2) 根据逻辑功能列出真值表。

(3) 根据真值表写出逻辑表达式, 然后应用相关公式对其进行化简, 得到最简的逻辑表达式。

(源) 根据化简得到逻辑表达式, 画出逻辑电路图。

当然, 这些步骤并不是固定不变的, 在实际设计中, 应该根据具体情况灵活应用。下面举例说明组合逻辑电路的设计方法。

例 5.1.1 试设计一个三变量输入不一致鉴别器。即鉴别三个变量 A 、 B 、 C 是否完全相同。

解 (1) 分析命题。输入变量 A 、 B 、 C , 输出变量设为 F 。对逻辑变量赋值: 当 A 、 B 、 C 相同时, $F=1$; 当 A 、 B 、 C 不完全相同时, $F=0$ 。

(2) 根据题意列真值表如表 5.1.1 所示。

表 5.1.1 例 5.1.1 真值表

A	B	C	F
0	0	0	1
0	0	1	0
0	1	0	0
0	1	1	0
1	0	0	0
1	0	1	0
1	1	0	0
1	1	1	1

解 (3) 根据真值表, 得逻辑表达式为

$$F = \overline{A} \overline{B} \overline{C} + \overline{A} B C + A \overline{B} C + A B \overline{C}$$

(4) 画逻辑电路图, 如图 5.1.1 所示。

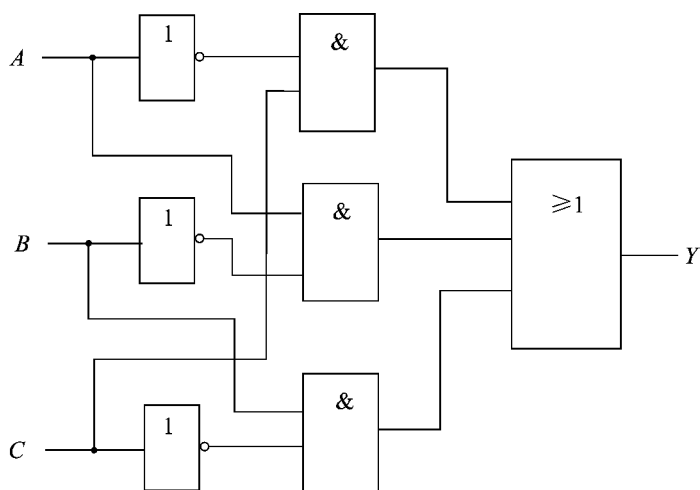


图 5.1.1 例 5.1.1 电路图

11 常见组合逻辑电路

11.1 编码器

用二进制代码的各种组合来表示文字、符号或数码等特定对象的过程，称为编码。能够实现编码操作的数字电路称为编码器。

现以二-十进制编码器为例，说明二-十进制编码器的工作原理。图 11-1 是一个二-十进制编码器的方框图，它的输入是 10 个信号，分别表示 0~9 十个十进制数。输出是四位二进制代码表示四位二进制数。由逻辑图可知，当 10 有信号（10 有效），其他输入端无信号（10 无效）时，输出为 0000，即 0 的编码。同理，当任何一个输入端有信号，就能获得相应的逻辑电路输出状态。如果无输入信号，则输出端为 1111，此时即为对 10 的编码，这样就完成了二-十进制编码的任务。电路的功能表如表 11-1 所示。

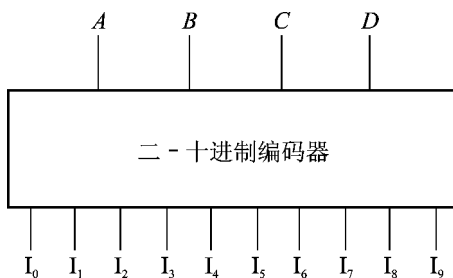


图 11-1 二-十进制编码器的方框图

表 11-1 二-十进制编码器功能表

十进制数	输入										输出			
	I ₀	I ₁	I ₂	I ₃	I ₄	I ₅	I ₆	I ₇	I ₈	I ₉	Y ₀	Y ₁	Y ₂	Y ₃
0	1	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	0	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0
2	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0
3	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0
4	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	1	0
5	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0	1
6	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0	0
7	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0	0
8	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0	0
9	0	0	0	0	0	0	0	0	0	1	0	0	0	0

11.2 显示译码器

译码是编码的逆过程。将编码时赋予代码的特定含义“翻译”出来的过程，称为译码。实现译码功能的电路称为译码器。下面将以显示译码器为例，来研究译码器的应用。

在数字测量仪表和各种数字系统中，都需要将数字量直观地显示出来。数字显示电路是数字设备不可缺少的一部分，它通常由显示译码器、驱动器和显示器等部分组成。下面分别介绍显示器和译码器。

1. 数字显示器件

由某些特殊半导体材料（如磷砷化镓）制成的二极管，在加正向电压时会发光，称为发光二极管（LED）。将七个发光二极管按“8”的形状排列封装在一起，即称为半导体数码管。利用这七个 LED 的不同发光组合，便可显示出 0, 1, 2, ..., 9 十个不同的数字。半导体数码管的外形和显示的数字图形如图 11-2 所示。

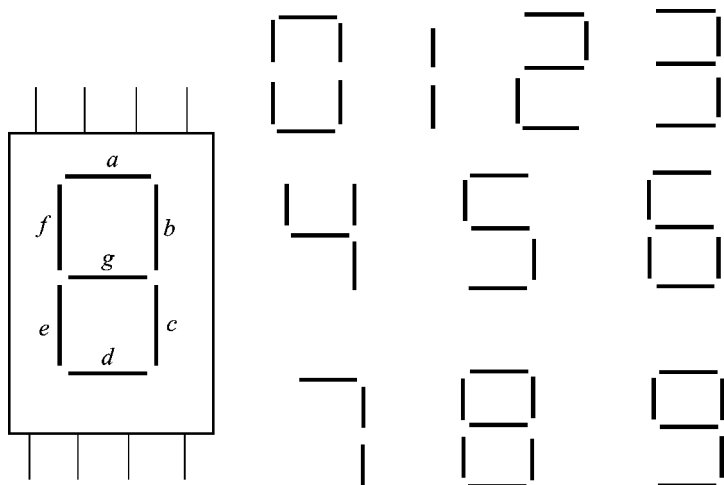


图 5-1-1 半导体数码管的外形和显示的数字图形

半导体数码管内部发光二极管的连接有两种，若七个 **LED** 的阳极连接在一起作为一个引出端，则称为共阳型数码管。共阳型数码管中的 **LED** 的阳极引出端接高电位，当某个 **LED** 的阴极接低电位时，对应的 **LED** 就发光，而阴极接高电位的则不发光，如图 5-1-2 (a) 所示。若七个 **LED** 的阴极连接在一起作为一个引出端，称为共阴型数码管。共阴型数码管的情况与共阳型数码管正好相反。其中的 **LED** 的阴极引出端接低电位，当某个 **LED** 的阳极接高电位时，对应的 **LED** 就发光，而阳极接低电位的则不发光，如图 5-1-2 (b) 所示。

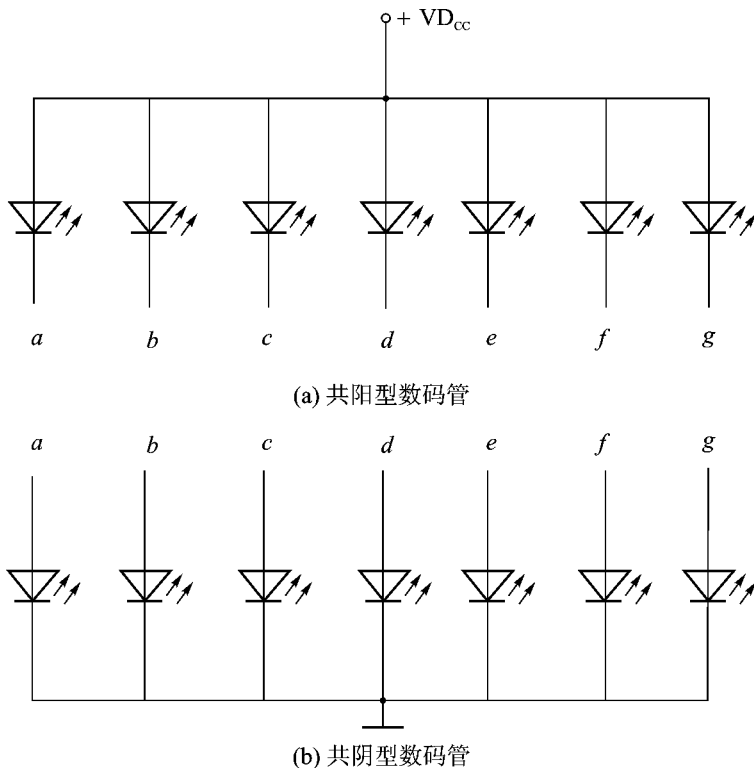


图 5-1-2 七段发光二极管接法

续表

输入				输出							字型
阅	悦	月	粤	葬	遭	糟	凿	藻	枣	早	
员	园	员	员	园	园	员	员	园	园	员	☐
员	员	园	园	园	员	园	园	园	员	员	⊐
员	员	园	员	员	园	园	员	园	员	员	⊑
员	员	员	园	园	园	园	员	员	员	园	⊒
员	员	员	员	园	园	园	园	园	园	园	暗

11.1 加法器

在数字系统中往往要对数字进行加、减、乘、除等算术运算。加法运算是算术运算中最基本的运算。本节将介绍加法运算的核心部分——半加器和全加器。

(1) 半加器：两个一位二进制数相加称为半加，实现半加运算的组合电路称为半加器。

两个一位二进制数的相加运算规律是逢二进一，则输入量 粤 月与输出量个位 杂 十位 悦之间的关系可用真值表表示，如表 5-1 所示。

表 5-1 半加器真值表

粤	月	杂	悦
园	园	园	园
园	员	员	园
员	园	员	园
员	员	园	员

由半加器真值表可得出输出量 杂 悦与输入量 粤 月之间的函数表达式为 $杂 = 粤 \oplus 月$ ， $悦 = 粤 \cdot 月$ 。

(2) 全加器：半加器只是解决了两个一位二进制数相加的问题，不能实现多位二进制的加法运算。所谓全加运算，是指两个多位二进制数相加时，将本位两个加数和来自低位的进位相加，并根据求和结果给出该位的进位信号。

根据全加器的逻辑功能，假设本位的两个加数分别为 粤_灶 和 月_灶，低位的进位为 悦_{灶-1}，本位的和为 杂_灶，本位的进位为 悦_灶，则可以列出全加器的真值表如表 5-2 所示。

表 5-2 全加器的真值表

粤 _灶	月 _灶	悦 _{灶-1}	悦 _灶	杂 _灶
园	园	园	园	园
园	园	员	园	员
园	员	园	园	员
园	员	员	员	园
员	园	园	园	员
员	园	员	员	园
员	员	园	员	园
员	员	员	员	员

根据表 1.1.1 所示的真值表可以写出 S_n 和 C_n 的逻辑表达式为

$$S_n = A_n \oplus B_n \oplus C_{n-1}$$

$$C_n = (A_n \& B_n) \vee (A_n \& C_{n-1}) \vee (B_n \& C_{n-1})$$

由 S_n 和 C_n 的逻辑表达式画出如图 1.1.2 所示的全加器的逻辑电路图。

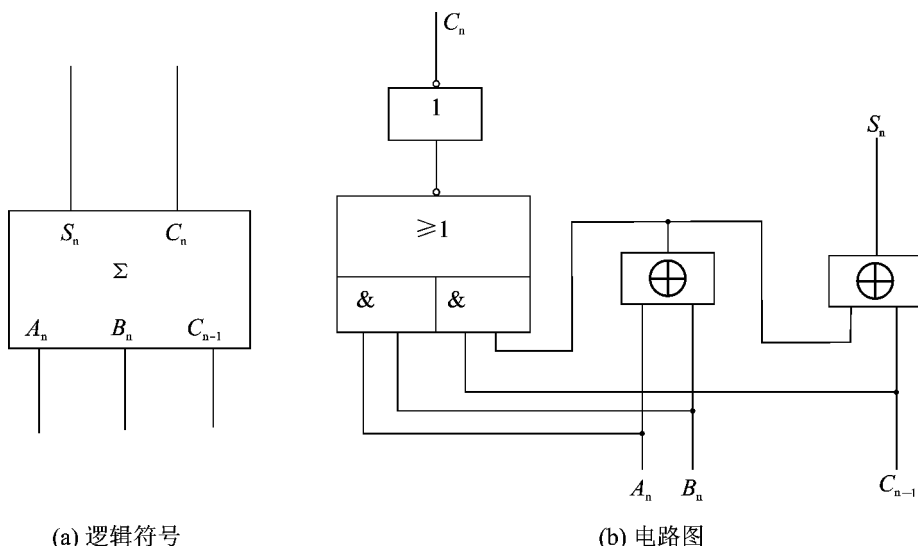


图 1.1.2 全加器

本章小结

数字信号是一种离散信号，常用 0 和 1 表示。数字电路中广泛采用二进制，其计数特点是逢二进一。二进制与十进制一一对应，也可转换为八进制和十六进制。二进制是十进制数的二进制代码。

基本逻辑关系有与、或、非三种，能完成一定逻辑关系的电路称为门电路。

逻辑函数有三种基本表示方法：逻辑表达式、真值表和逻辑图。这几种方法之间可以互相转换。利用逻辑代数的公式和规则，可以对逻辑表达式进行化简。

分析给定的组合逻辑电路时，先要写出逻辑表达式，然后化简，使输出与输入的逻辑关系一目了然。而设计一个组合电路的过程与分析过程恰恰相反。

通过对常用的编码器、显示译码器、加法器等的学习，可以初步掌握一些集成组合电路的逻辑功能、特点及使用方法。

思考与练习

1. 什么是数字信号？什么是模拟信号？数字信号有什么特点？

2. 数制和编码转换。

(1) 将十进制数 (10) 转换为二进制、八进制、十六进制；

(2) 将二进制数 (1010101) 转换为十进制、八进制、十六进制；

(猿) $(\overline{A} \overline{B} \overline{C}) \vee (\overline{A} \overline{B} C) \vee (\overline{A} B \overline{C}) \vee (\overline{A} B C) \vee (A \overline{B} \overline{C}) \vee (A \overline{B} C) \vee (A B \overline{C}) \vee (A B C)$;

(源) $(\overline{A} \overline{B} \overline{C}) \vee (\overline{A} \overline{B} C) \vee (\overline{A} B \overline{C}) \vee (\overline{A} B C) \vee (A \overline{B} \overline{C}) \vee (A \overline{B} C) \vee (A B \overline{C}) \vee (A B C)$;

(缘) $(\overline{A} \overline{B} \overline{C}) \vee (\overline{A} \overline{B} C) \vee (\overline{A} B \overline{C}) \vee (\overline{A} B C) \vee (A \overline{B} \overline{C}) \vee (A \overline{B} C) \vee (A B \overline{C}) \vee (A B C)$;

(远) $(\overline{A} \overline{B} \overline{C}) \vee (\overline{A} \overline{B} C) \vee (\overline{A} B \overline{C}) \vee (\overline{A} B C) \vee (A \overline{B} \overline{C}) \vee (A \overline{B} C) \vee (A B \overline{C}) \vee (A B C)$;

(苑) $(\overline{A} \overline{B} \overline{C}) \vee (\overline{A} \overline{B} C) \vee (\overline{A} B \overline{C}) \vee (\overline{A} B C) \vee (A \overline{B} \overline{C}) \vee (A \overline{B} C) \vee (A B \overline{C}) \vee (A B C)$ 。

猿 猿 用代数法化简以下函数。

(员) $\overline{A} \overline{B} \overline{C} \vee \overline{A} \overline{B} C \vee \overline{A} B \overline{C} \vee \overline{A} B C \vee A \overline{B} \overline{C} \vee A \overline{B} C \vee A B \overline{C} \vee A B C$;

(圆) $\overline{A} \overline{B} \overline{C} \vee \overline{A} \overline{B} C \vee \overline{A} B \overline{C} \vee \overline{A} B C \vee A \overline{B} \overline{C} \vee A \overline{B} C \vee A B \overline{C} \vee A B C$;

(猿) $\overline{A} \overline{B} \overline{C} \vee \overline{A} \overline{B} C \vee \overline{A} B \overline{C} \vee \overline{A} B C \vee A \overline{B} \overline{C} \vee A \overline{B} C \vee A B \overline{C} \vee A B C$;

(源) $\overline{A} \overline{B} \overline{C} \vee (\overline{A} \overline{B} \overline{C}) \vee (\overline{A} \overline{B} \overline{C})$ 。

猿 源 根据输入画出图 5-2-5 中各电路的输出波形。

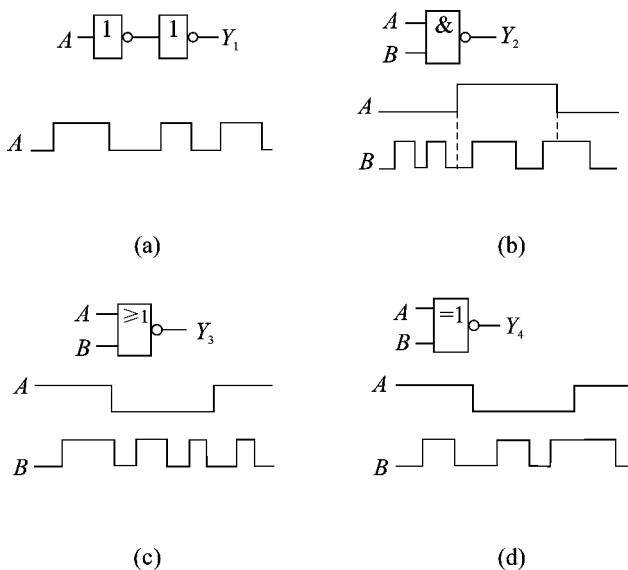


图 5-2-5 习题 5-2-5 源图

猿 缘 说明图 5-2-6 中的两电路有相同的逻辑功能。

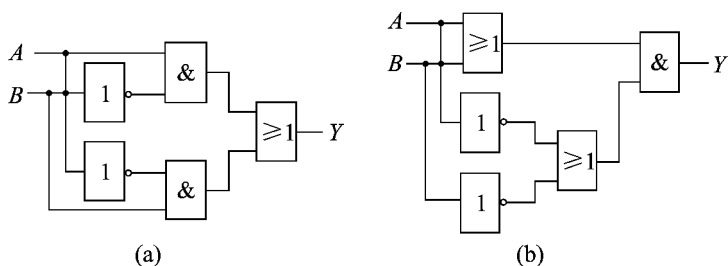


图 5-2-6 习题 5-2-6 缘图

猿 远 写出图 5-2-7 中的各逻辑图的函数表达式。

猿 苑 设计一个多数表决电路。要求粤、月、悦三人中只要有半数以上同意，则决议就能通过。但粤还具有否决权，即只要粤不同意，即使多数人意见也不能通过。（要求用最少的与非门实现）

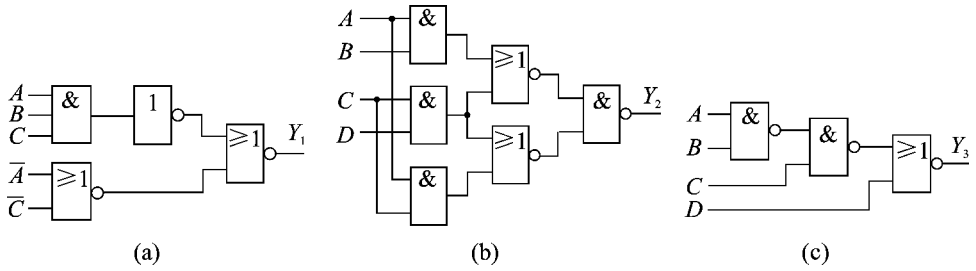


图 员圆 习题 员 远图

员圆 愿 某产品有粤月悦阅四项质量指标，其中粤为主要指标，产品检验标准规定为：当主要指标和两项次要指标都合格时，产品定为合格品，否则为废品。试用与非门画出判断产品为合格品的逻辑电路。

员圆 怨 设计一个故障显示电路，要求条件如下：

- (员) 两台电动机同时工作，绿灯亮；
- (圆) 其中一台电动机出现故障时，黄灯亮；
- (猿) 两台电动机同时出现故障时，红灯亮。

员圆 员 什么是编码？什么是编码器？什么是译码？什么是译码器？

员圆 员 试设计一个缘位二进制编码器，要求输入有信号时，输出对应的缘位二进制码。

第 12 章 触发器和时序逻辑电路

12.1 触 发 器

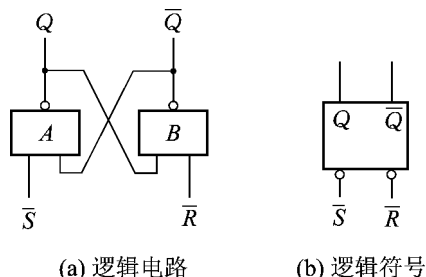
触发器是一种具有记忆功能的逻辑元件，是组成各种时序逻辑电路的基本单元。按逻辑功能的不同，可分为 **边沿**触发器、**电平**触发器等。

12.1.1 基本 **SR** 触发器

电路组成

将两个与非门交叉连接就构成了一个基本 **SR** 触发器，如图 12.1.1 所示。

\bar{S} 和 \bar{R} 是信号的输入端，在靠近方框处画有小圆圈，说明这种触发器输入信号是低电平有效。 Q 和 \bar{Q} 是输出端，在正常工作时，这两个输出端的状态总是相反的，即一个为 1 状态时，另一个为 0 状态。当 $Q=1, \bar{Q}=0$ 时，称触发器为 1 状态；当 $Q=0, \bar{Q}=1$ 时，称触发器为 0 状态。



(a) 逻辑电路 (b) 逻辑符号

图 12.1.1 基本 **SR** 触发器

工作原理

(1) 当 $\bar{S}=0, \bar{R}=1$ 时，触发器置 1

无论触发器原状态如何， $\bar{S}=0$ 使 $Q=1$ ；而 $\bar{R}=1$ 使 $\bar{Q}=0$ 。可见，触发器的状态为 1 状态，即 $Q=1, \bar{Q}=0$ 。 \bar{S} 端加低电平时，触发器为 1 状态，所以称 \bar{S} 为置 1 端或置位端。

(2) 当 $\bar{S}=1, \bar{R}=0$ 时，触发器置 0

无论触发器原状态如何， $\bar{R}=0$ 使 $\bar{Q}=1$ ；而 $\bar{S}=1$ 使 $Q=0$ 。可见，触发器的状态为 0 状态，即 $Q=0, \bar{Q}=1$ 。 \bar{R} 端加低电平时，触发器为 0 状态，所以称 \bar{R} 为置 0 端或复位端。

(3) 当 $\bar{S}=1, \bar{R}=1$ 时，保持原态。

若触发器原有的状态是 1，即 $Q=1, \bar{Q}=0$ ， $Q=1, \bar{Q}=0$ 使 $\bar{Q}=0$ ，而 $\bar{S}=1$ 使 $Q=1$ ；若触发器原有的状态是 0，即 $Q=0, \bar{Q}=1$ ， $Q=0, \bar{Q}=1$ 使 $Q=0$ ，而 $\bar{S}=1$ 使 $\bar{Q}=1$ 。可见，触发器的状态维持原状态不变，这就是触发器的“保持”功能，也称为记忆功能。

(4) 当 $\bar{S}=0, \bar{R}=0$ 时，状态不定。

当 $\bar{S}=0, \bar{R}=0$ 时， Q 和 \bar{Q} 的输出都为 1，即 $Q=1, \bar{Q}=1$ ，触发器既不是 1 状态，也不是 0 状态，破坏了 Q 和 \bar{Q} 的互补关系。当输入信号 \bar{S} 和 \bar{R} 同时回到 1 时，触发器的状态也很

难确定。所以在实际应用中，要避免出现 $\overline{Q} > Q$ 的状态。

逻辑功能描述

若规定用 Q^t 表示现态（原状态），用 Q^{t+1} 表示次态（新状态），根据以上分析，可归纳出基本 \overline{SR} 触发器的功能如表 12-1 所示。

表 12-1 基本 \overline{SR} 触发器功能表

\overline{S}	\overline{R}	Q^{t+1}	逻辑功能
0	1	1	置 1
1	0	0	置 0
1	1	Q^t	保持
0	0	不定	应避免

像这样全面说明触发器逻辑功能的表称为功能表，它只是描述触发器逻辑功能的多种方法中的一种。

由表 12-1 写出 Q^{t+1} 的函数表达式并化简后得

$$\begin{cases} Q^{t+1} = \overline{S} + \overline{R}Q^t \\ \overline{S}\overline{R} = 1 \end{cases} \quad (12-1)$$

式 (12-1) 称为基本 \overline{SR} 触发器的特性方程，式中 $\overline{S}\overline{R} = 1$ 称为约束条件，只有满足约束条件，即 \overline{S} 和 \overline{R} 不同时为 0 时， $Q^{t+1} = \overline{S} + \overline{R}Q^t$ 才成立。

12.2 同步 \overline{SR} 触发器

电路组成

基本 \overline{SR} 触发器的输出状态直接由输入信号控制，当输入信号发生改变时，输出就随之变化。在实际应用中，一个数字系统包含了多个触发器，希望这些触发器能按一定的节拍动作，于是就要求电路再增加一个控制端，只有控制端出现脉冲信号时，触发器才动作，这就是同步 \overline{SR} 触发器，如图 12-2 所示。所谓同步就是指触发器的状态的改变是在时钟脉冲 CP 作用下同步进行的。

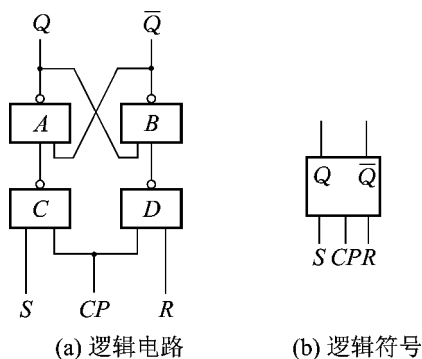


图 12-2 同步 \overline{SR} 触发器

由逻辑电路图可知，同步 \overline{SR} 触发器是在基本 \overline{SR} 触发器的基础上，增加了用来引入 \overline{S} 及脉冲 CP 信号的两个与非门而构成的。 Q 和 \overline{Q} 是输出端。

工作原理

当 $CP = 0$ 时，与非门 C 和 D 被封锁，不论 \overline{S} 及 \overline{R} 状态如何， Q 与 \overline{Q} 的输出信号均为 1，与非门 A 和 B 所组成的基本 \overline{SR} 触发器状态保持不变。所以，当 $CP = 0$ 时，即使输入信号 \overline{S} 及 \overline{R} 发生变化，触发器仍保持原状态。

当 $CP = 1$ 时，与非门 C 和 D 被打开，输入信号 \overline{S} 及 \overline{R} 通过 C 和 D 后取反，这时的同步 \overline{SR} 触发器就相当于基本 \overline{SR} 触发器，只是 \overline{S} 和 \overline{R} 需输入高电平有效。其逻辑功能如表 12-2 所示。

表 4-1 同步 D 触发器的功能表

时钟	D	Q	Q'	逻辑功能
0	任意	任意	任意	保持
1	0	0	1	置 0
1	1	1	0	置 1
1	任意	不定	不定	应避免

同步 D 触发器的逻辑功能描述

同步 D 触发器的功能表如表 4-1 所示，由功能表得到状态方程为

$$\begin{cases} Q^{n+1} = D \\ Q'^{n+1} = \bar{D} \end{cases} \quad (4-1)$$

约束条件： $D = 1$ 时， $Q = 1$ ； $D = 0$ 时， $Q = 0$

同步 D 触发器的两个输入端必须满足 $D = 1$ 的条件，即不可两个同为高电平。

4.2.2 主从 J-K 触发器

主从 J-K 触发器的电路组成

主从 J-K 触发器是一种功能齐全、应用广泛的触发器。它由两个同步 D 触发器组成，如图 4-2 所示，由四个与非门构成主触发器，另外四个与非门构成从触发器，输入端改用 J、K 表示，故称为主从 J-K 触发器。

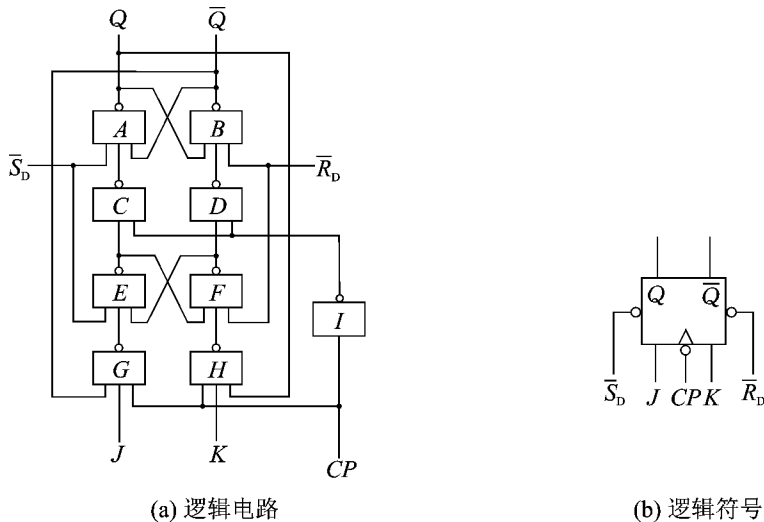


图 4-2 主从 J-K 触发器

图中 \bar{S}_D 和 \bar{R}_D 分别为直接置位端和直接复位端。当 $\bar{S}_D = 0$ 时，触发器被置 1；当 $\bar{R}_D = 0$ 时，触发器被置 0。它们不受时钟脉冲的控制，主要用于触发器工作前或工作过程中强制置位和复位，不用时让它们处于 1 状态（高电平或悬空）。

主从 J-K 触发器的工作原理

当时钟由 0 跳变到 1 时，主触发器的状态由输入信号 J、K 和触发器的输出决定，但此时 $\bar{S}_D = 0$ ，从触发器被封锁而保持原有状态不变，这样主从 J-K 触发器的状态不变。当时钟

由 员跳变到 园时, 主触发器被封锁, 其状态不变, 但此时 悦孕越员, 从触发器被打开, 其输出状态受主触发器状态控制, 即将主触发器中保存的状态传送到从触发器中去。可见, 触发器在 悦孕下降沿输出相应的状态。图 员圆猿(遭) 逻辑符号中 悦孕端小圆圈表示触发器是在 悦孕下降沿到来时才使触发翻转的。

由逻辑电路图可知以下内容。

当 允越园 运越园且 悦孕下降沿到来时, 如果触发器原态为 园, 现态仍为 园, 如果触发器原态为 员, 现态仍为 员, 即无论触发器原态如何, 现态均维持原态不变, 即 匝^{悦孕}越匝^{悦孕}。

当 允越园 运越员且 悦孕下降沿到来时, 如果触发器原态为 园, 现态仍为 园, 如果触发器原态为 员, 现态则翻转为 园, 即无论触发器原态如何, 现态均置为 园, 即 匝^{悦孕}越园。

当 允越员 运越园且 悦孕下降沿到来时, 如果触发器原态为 员, 现态仍为 员, 如果触发器原态为 园, 现态则翻转为 员, 即无论触发器原态如何, 现态均置为 员, 即 匝^{悦孕}越员。

当 允越员 运越员且 悦孕下降沿到来时, 如果触发器原态为 员, 现态则翻转为 园, 如果触发器原态为 园, 现态则翻转为 员, 即无论触发器原态如何, 现态均置为与原态相反的状态, 即 匝^{悦孕}越匝^{悦孕}。

猿援逻辑功能描述

根据以上分析可归纳出 允运触发器的逻辑功能表如表 员圆 猿所示。

表 员圆 猿 主从 允运触发器逻辑功能

允	运	匝 ^{悦孕}	逻辑功能
园	园	匝 ^{悦孕}	保持
园	员	园	置园
员	园	员	置员
员	员	匝 ^{悦孕}	翻转

主从 允运触发器的特性方程表示为

$$\text{匝}^{\text{悦孕}} \text{越允}^{\text{悦孕}} \text{匝}^{\text{悦孕}} \text{垣运}^{\text{悦孕}} \text{匝}^{\text{悦孕}} \quad (\text{员圆 猿})$$

12 阅触发生器和 裁触发器

员援阅触发器

阅触发器的实际应用也很广泛, 其逻辑电路和符号如图 员圆源所示。其中脉冲 悦孕处没有加小圆圈, 表示 阅触发器是由 悦孕上升沿触发的。逻辑功能表如表 员圆 源所示。

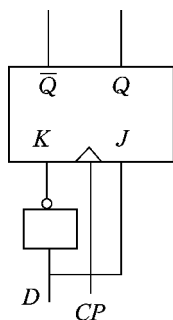
表 员圆 源 阅触发器逻辑功能

阅	匝 ^{悦孕}	逻辑功能
园	园	置园
员	员	置员

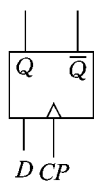
由表 员圆 源可以写出 阅触发器的特性方程为

$$\text{匝}^{\text{悦孕}} \text{越阅} \quad (\text{员圆 源})$$

从 阅触发器的逻辑功能表的特性方程可得出, 状态 匝^{悦孕}只与输入信号 阅有关, 而与触发器的原状态 匝^{悦孕}无关。

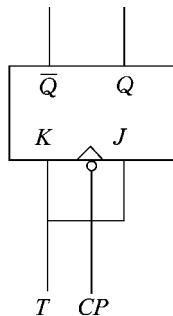


(a) 逻辑电路

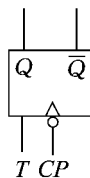


(b) 逻辑符号

图 12-10 JK 触发器



(a) 逻辑电路



(b) 逻辑符号

图 12-11 T 触发器

12.1.1 维持阻塞触发器

维持阻塞触发器是一种只具有保持和翻转功能的触发器，图 12-12 所示是它的逻辑电路和符号，表 12-1 是它的逻辑功能表。

表 12-1 维持阻塞触发器逻辑功能

输入	输出	逻辑功能
00	$Q^{n+1} = Q^n$	保持
01	$Q^{n+1} = \bar{Q}^n$	翻转

维持阻塞触发器的输入、输出状态关系可用特性方程表示为

$$Q^{n+1} = \bar{Q}^n \bar{A} + Q^n A$$

(图 12-12)

12.2 时序逻辑电路分析

分析一个时序逻辑电路，就是要找出电路的状态和输出状态在输入变化和时钟脉冲作用下的变化规律。分析时序逻辑电路时可按以下步骤进行。

(1) 写驱动方程：根据电路结构，写出每个触发器的时钟方程、驱动方程。

(2) 求状态方程和输出方程：把驱动方程代入各触发器的特性方程中，求出触发器的次态表达式即状态方程，由这些方程组成整个时序电路的状态方程组，写出电路中组合电路部分的输出方程。

(3) 列状态转换真值表：把电路的输入和现态各种可能的取值组合代入状态方程和输出方程进行计算，得到相应的次态和输出，列出状态转换真值表。

(4) 画工作波形图：根据状态转换真值表，画出工作波形图。

(5) 检查电路能否自启动。

例 12-1 试分析图 12-13 时序电路的逻辑功能。其中 \bar{A}_1 、 \bar{A}_2 、 \bar{A}_3 是三个主从 JK 触发器，下降沿触发，输入端悬空时与 1 状态等效。

解 电路中各触发器接同一个时钟信号，属同步时序电路。

(1) 根据给定的逻辑电路图，每个触发器的时钟信号为

$$CP_1 = CP_2 = CP_3 = CP$$

每个触发器的驱动方程为

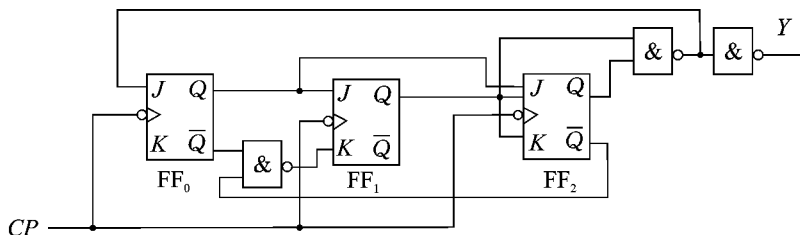


图 员愿 例 员愿 员的时序电路图

允越市正运摇摇摇摇摇摇摇摇运越员

允越市正运 运越市正运
允越市正运 运越市正运

(圆) 将上述驱动方程代入允运触发器的特性方程 匪越允运垣垣中, 可得到电路的状态方程

$$\begin{aligned} Q_0^{n+1} &= J_0 Q_0^n + \bar{K}_0 \bar{Q}_0^n \\ Q_1^{n+1} &= J_1 Q_1^n + \bar{K}_1 \bar{Q}_1^n \\ Q_2^{n+1} &= J_2 Q_2^n + \bar{K}_2 \bar{Q}_2^n \end{aligned}$$

根据逻辑电路可直接写出电路的输出方程

$$Y = Q_2 Q_1 Q_0$$

(猿) 由上述方程可得电路的状态转换表。

设电路的初态 匪匪匪分别为 园园园, 园园员, ..., 员员员, 代入状态方程及输出方程中计算得到次态 匪匪匪的值, 并列如表 员愿 远的状态转换表。

表 员愿 远图 员愿 员电路的状态转换表

匪	匪	匪	匪	匪	匪	再	说明
园	园	园	园	园	员	园	有效 状态
园	园	员	园	员	园	园	
园	员	园	园	员	员	园	
园	员	员	员	园	园	园	
员	园	园	员	园	员	园	
员	园	员	员	员	园	园	
员	员	园	园	园	园	员	
员	员	员	园	园	园	园	无效状态

摇摇 (源) 根据状态转换表画出工作波形图。

由状态转换表很容易看出, 每经过七个时钟脉冲信号, 电路的状态循环变化一次, 即 园园园 → 园园员 → 园园园 → 园园员 → 园园园 → 园园员 → 园园园, 同时输出端 再输出一个“员”, 所以这个电路具有对时钟信号的计数功能, 计数长度为 苑 图 员愿 苑为其工作波形图, 画波形图时要注意, 因是同步时序电路, 各个触发器均在 悦孕 的下降沿翻转。

(缘) 检查电路能否自启动。

由状态转换表可看出, 若电路状态因为干扰或其他原因进入无效态 员员员 时, 在经过一个 悦孕 后, 电路可自行进入有效态 园园园, 电路的这种能自行由无效态进入有效态的能力称为自启动。如果电路不能自启动, 就需要重设反馈使它能自启动。

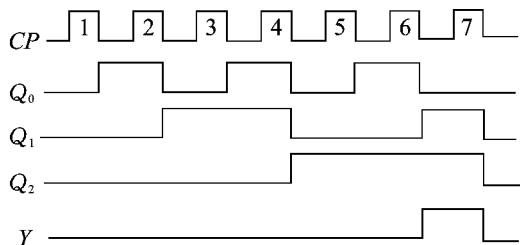


图 4-1-10 例 4-1 电路工作波形图

12.2 常见时序逻辑电路

时序逻辑电路与组合逻辑电路不同，它在任何时刻的输出不仅取决于该时刻的输入，而且还取决于电路的原来状态。下面介绍几种常见的时序逻辑电路。

12.2.1 寄存器

寄存器是数字电路中的一个重要逻辑部件，它能将二进制数码或信息暂时存储起来，是具有寄存功能的电路。一般寄存器都是借助时钟信号的作用把数据存放在具有记忆功能的触发器中，因此，寄存器是由各种触发器组合起来构成的。寄存器按照它的功能可分为数码寄存器和移位寄存器两大类。

1. 数码寄存器

仅具有接收数码、存储数码和清除原有数码功能的寄存器称为数码寄存器。一个触发器能存储一位二进制数码，若要寄存 n 位二进制数码，则需使用 n 个触发器。

图 4-1-11 所示为四个 D 触发器组成的四位数码寄存器。其中，各触发器的时钟输入端连在一起，作为寄存器的接收控制信号端。 $D_4 \sim D_1$ 为数码输入端， $Q_4 \sim Q_1$ 为数码输出端。

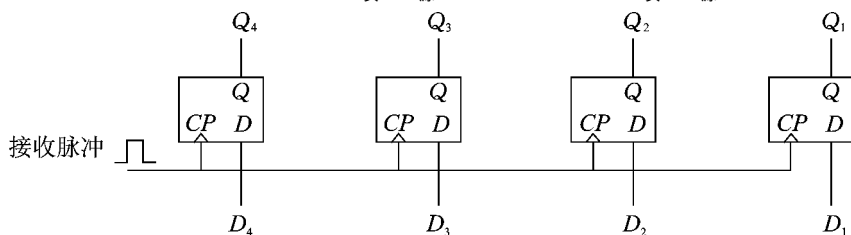


图 4-1-11 用 D 触发器组成的数码寄存器

当接收脉冲 CP 的上升沿到来时，触发器更新状态， $Q_4 \sim Q_1$ 输出更新后的数据。寄存器的数据可保存到下一个 CP 脉冲到来之前。

2. 移位寄存器

移位寄存器除了具有存储数码的功能外，还具有移位的功能。所谓移位，就是寄存器中所存放的数码，可以在移位脉冲的作用下逐次左移或右移。

(1) 单向移位寄存器。

图 4-1-12 所示的是用四个 D 触发器组成的右移移位寄存器。其中每个触发器的输出端

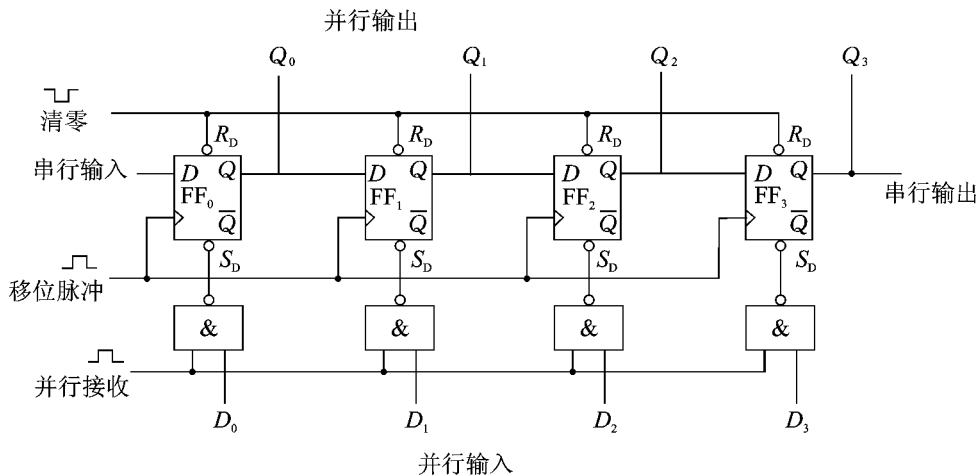


图 员圆园 四位单向右移寄存器

依次接到下一个触发器的输入端，由触发器 FF_n 的输入端输入数据。各触发器的置位端 R_D 全部连在一起，在接收数据前， R_D 输入一个负脉冲把各触发器置 0 状态，即清零。

现先分析将数码 1011 右移串行输入给寄存器的情况。所谓串行输入，是指逐位依次输入。寄存器初始状态 0000 ，各触发器的输入端状态 0000 。数码 1011 由串行输入端从低位到高位与移位脉冲 CP 同步输入，即先把最低位数码 1 送入，其次是 0 和 1 ，最后是最高位 1 。

当第一个 CP 脉冲的上升沿到来时， 1 移入触发器 FF_0 ，使 $Q_0=1$ ；

当第二个 CP 脉冲的上升沿到来时， 0 移入触发器 FF_0 ，使 $Q_0=0$ ，同时 FF_0 中原来的数据移入触发器 FF_1 ，使 $Q_1=1$ ；

当第三个 CP 脉冲的上升沿到来时， 1 移入触发器 FF_0 ，使 $Q_0=1$ ，同时 FF_0 、 FF_1 中原来的数据依次右移，使 $Q_1=0$ ， $Q_2=1$ ；

当第四个 CP 脉冲的上升沿到来时， 1 移入触发器 FF_0 ，使 $Q_0=1$ ，同时 FF_0 、 FF_1 、 FF_2 中原来的数据依次右移，使 $Q_1=1$ ， $Q_2=0$ ， $Q_3=1$ 。

四个移位脉冲作用完后，数码 1011 全部送入寄存器中，从各触发器的输出端可得到同时输出的数码 1011 ，通常将各位数据同时输出的方式称为并行输出。若将触发器 FF_3 的输出端 Q_3 作为整个寄存器的输出端，再经过四个移位脉冲作用后，数码 1011 便可依次从 Q_3 输出，通常将这种数据逐位依次输出的方式称为串行输出。其时序图如图 员圆员 所示。

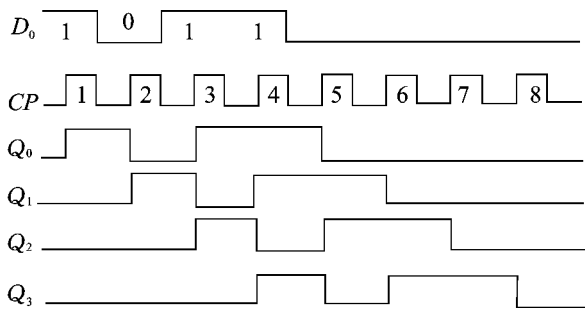


图 员圆员 四位单向右移寄存器时序图

再来分析一下数码 1011 并行输入给寄存器的情况。所谓并行输入，是指在接收数码时，各位数据是同时输入的。寄存器初始状态 1111 。在接收数码时，用一个并行接收正脉冲将图 8-1-10 中的四个与非门打开。其中，输入端 A_1, A_2, A_3 的数据为 1 ，就会使与非门输出状态为 0 ，把相应的触发器置 1 ；而输入端 A_4 的数据为 0 ，就会使与非门输出状态为 1 ，不能将相应的触发器置 1 ，仍然保持原 1 状态。于是，当并行输入 1011 时，并行输出 1011 。

(圆) 集成双向移位寄存器。

在图 8-1-11 所示的移位寄存器中，数码既可以左移，也可以右移，将其称为双向移位寄存器。

74LS194 是四位双向移位寄存器。 S_1 和 S_2 为工作方式控制端，它们的四种取值 ($00, 01, 10, 11$) 决定了寄存器的逻辑功能。其功能如表 8-1-1 所示。

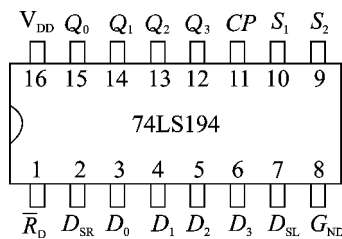


图 8-1-11 双向移位寄存器 74LS194 引脚图

表 8-1-1 双向移位寄存器逻辑功能

S_1	S_2	功 能
0	0	清零 Q_3, Q_2, Q_1, Q_0
1	1	并行输入, Q_3, Q_2, Q_1, Q_0
1	0	右移, $Q_3 \rightarrow Q_2, Q_2 \rightarrow Q_1, Q_1 \rightarrow Q_0$
0	1	左移, $Q_2 \rightarrow Q_3, Q_1 \rightarrow Q_2, Q_0 \rightarrow Q_1$
1	0	禁止, 各触发器保持不变

注：表中“0”表示任意取值。

12.2 计数器

计数器的基本功能是对时钟脉冲的个数进行计数，以实现测量、运算和控制。计数器的种类很多，按计数器中数码的编码方式可分为二进制、十进制和任意进制计数器；按计数过程中数字的增减可分为加法、减法和可逆计数器；按计数时触发器翻转的时序可分为同步、异步计数器等。

12.2.1 异步二进制计数器

图 8-1-12 是一个由三个下降沿触发的 J 触发器组成的三位二进制加法计数器的逻辑电路图。当各触发器的输入端 J, K 接高电平或悬空时（图中均悬空），若计数脉冲 CP 下降

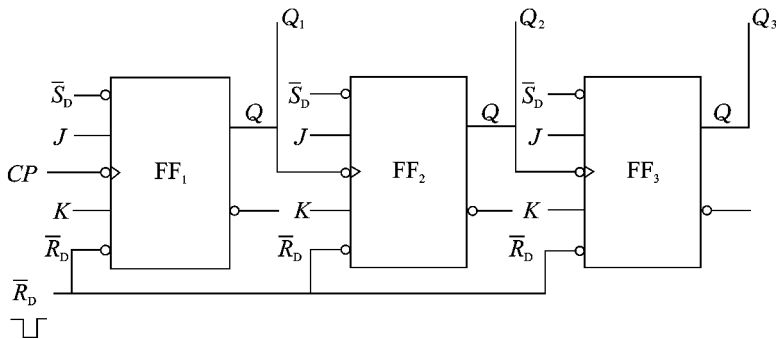


图 8-1-12 三位异步二进制加法计数器

沿到来,则触发器状态翻转一次。由电路图可知,当电路开始工作时,先将各触发器清零,使 $\bar{Q}_1\bar{Q}_2\bar{Q}_3$ 越 \bar{Q}_1 在计数脉冲作用下, \bar{Q}_1 的状态翻转一次。由于 \bar{Q}_1 的输出信号作为 \bar{Q}_2 的计数脉冲,当 \bar{Q}_1 的输出从 \bar{Q} 态变为 \bar{Q} 态时, \bar{Q}_2 的输出才会发生翻转。同理,其他高位触发器是在相邻低位触发器的输出由 \bar{Q} 态变为 \bar{Q} 态时进行翻转计数的。 \bar{Q}_1 、 \bar{Q}_2 、 \bar{Q}_3 的状态如图 10-10 所示。

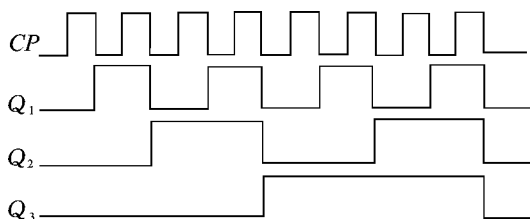


图 10-10 三位异步二进制加法计数器时序图

由时序图不难得出该计数器的状态转换表如表 10-1 所示。

表 10-1 三位异步二进制加法计数器状态转换表

状态顺序	\bar{Q}_3	\bar{Q}_2	\bar{Q}_1	等效十进制数
0	0	0	0	0
1	0	0	1	1
2	0	1	0	2
3	0	1	1	3
4	1	0	0	4
5	1	0	1	5
6	1	1	0	6
7	1	1	1	7

由表中数据可看出触发器的不同状态可代表输入的计数脉冲个数,因此该电路能完成计数功能,称为计数器。随着计数脉冲的输入,计数器状态按二进制数递增规律变化,称为加法计数器。因为电路中各触发器的 \bar{Q} 不接同一个信号,故各触发器的翻转不同步,这样的计数器称为异步计数器。若计数脉冲同时加到所有的触发器脉冲输入端,这样的计数器就称为同步计数器。

若将图 10-10 电路中低位触发器的 \bar{Q} 端连至相邻高位触发器的 \bar{Q} 端,当低位触发器由 \bar{Q} 变 \bar{Q} 时, \bar{Q} 由 \bar{Q} 变 \bar{Q} 产生负脉冲使高位触发器翻转,则构成三位二进制减法计数器,如图 10-11 所示,读者可自行分析。

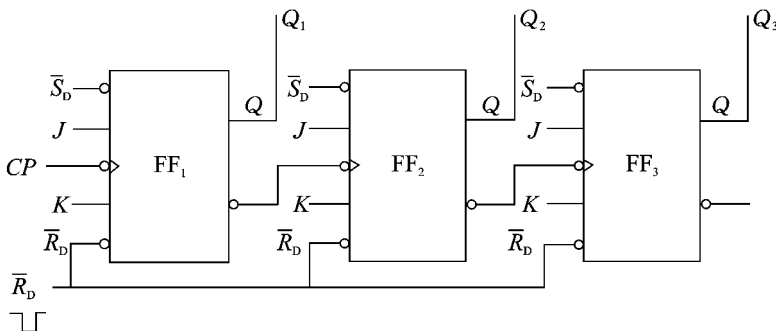


图 10-11 三位异步二进制减法计数器

4.2.2 同步二进制计数器

图 4.2.2 所示是四位同步二进制加法计数器，组成计数器的四个 D 触发器受相同 CP 信号控制，故为同步计数器。

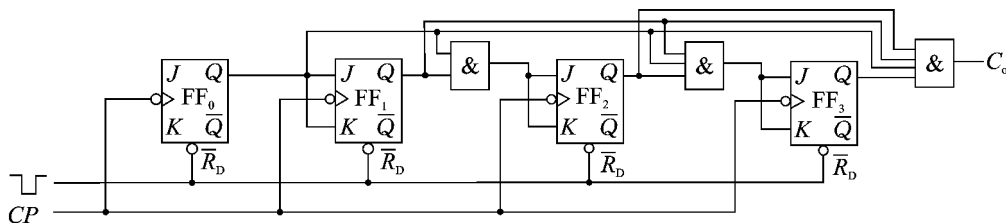


图 4.2.2 四位同步二进制加法计数器

由电路图不难得出各触发器的状态方程为

$$\begin{aligned} Q_0 &= \overline{Q_0} \\ Q_1 &= \overline{Q_1} \oplus Q_0 \\ Q_2 &= \overline{Q_2} \oplus Q_1 \oplus Q_0 \\ Q_3 &= \overline{Q_3} \oplus Q_2 \oplus Q_1 \oplus Q_0 \end{aligned}$$

根据状态方程列出计数器状态转换表（见表 4.2.3）。该计数器工作波形如图 4.2.3 所示。

表 4.2.3 四位同步二进制加法计数器状态转换表

输入脉冲数	Q_3	Q_2	Q_1	Q_0	等效十进制数	进位输出 C_n
1	0	0	0	0	0	0
2	0	0	0	1	1	0
3	0	0	1	0	2	0
4	0	0	1	1	3	0
5	0	1	0	0	4	0
6	0	1	0	1	5	0
7	0	1	1	0	6	0
8	0	1	1	1	7	0
9	1	0	0	0	8	1
10	1	0	0	1	9	1
11	1	0	1	0	10	1
12	1	0	1	1	11	1
13	1	1	0	0	12	1
14	1	1	0	1	13	1
15	1	1	1	0	14	1
16	1	1	1	1	15	1

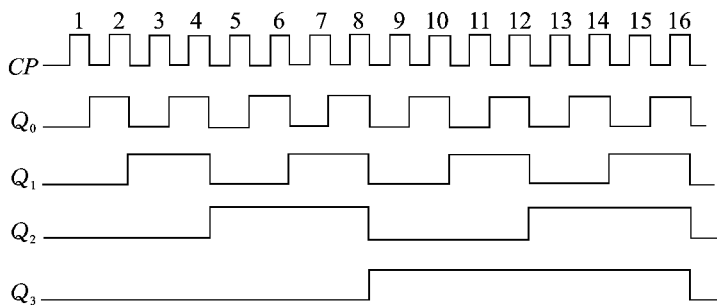


图 4.2.3 四位同步二进制加法计数器工作波形图

集成计数器

随着集成电路技术的发展，集成计数器已大量生产和广泛应用。集成计数器的种类繁多，一般功能都比较完善，可扩展性与通用性比较强。下面介绍二-五-十进制计数器 74LS290 的逻辑功能和扩展方法。

(1) 74LS290 的外引脚图、逻辑符号及逻辑功能。

74LS290 是一种典型的集成异步计数器，其外引脚图、逻辑符号如图 1-1 所示，逻辑功能如表 1-1 所示。

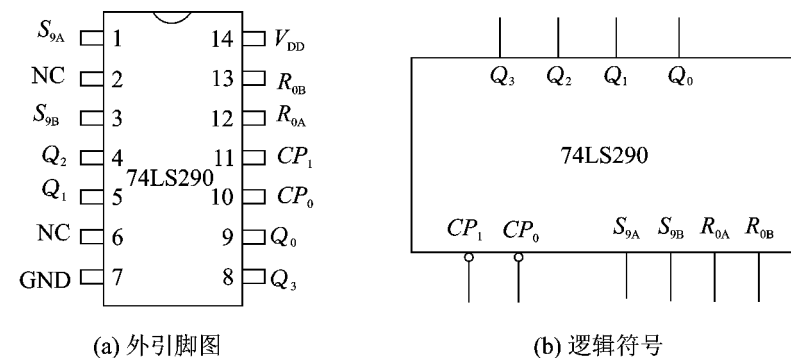


图 1-1 74LS290 二-五-十进制计数器

表 1-1 74LS290 功能表

输入					输出			
S_{9A}	S_{9B}	Q_2	Q_1	时钟	Q_3	Q_2	Q_1	Q_0
0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	1	0	0	0	0	0	0
0	0	0	1	0	0	0	0	1
0	1	0	0	↓	计数			
1	0	0	0	↓	计数			
1	0	1	0	↓	计数			
1	1	0	0	↓	计数			

注：表中“0”表示任意情况。

这种电路的功能很强，可灵活组成多种进制的计数器，由功能表可知其功能如下。

(1) S_{9A} 和 S_{9B} 为异步置零端，当这两端同时为高电平时，不管其他输入端的状态如何，计数器置零。

(2) 当 S_{9A} 和 S_{9B} 中任意一端为低电平，而 Q_2 和 Q_1 均为高电平时，计数器清零。

(3) 当 S_{9A} 、 S_{9B} 中有低电平及 S_{9A} 、 S_{9B} 中有低电平这两个条件同时满足时，计数器可实现计数功能。其基本工作方式如图 1-2 所示。

图 1-2(a) 中将计数脉冲由 CP_0 输入， Q_0 输出，即组成一位二进制计数。

图 1-2(b) 中将计数脉冲由 CP_0 输入， Q_3 、 Q_2 、 Q_1 输出，即组成五进制计数。

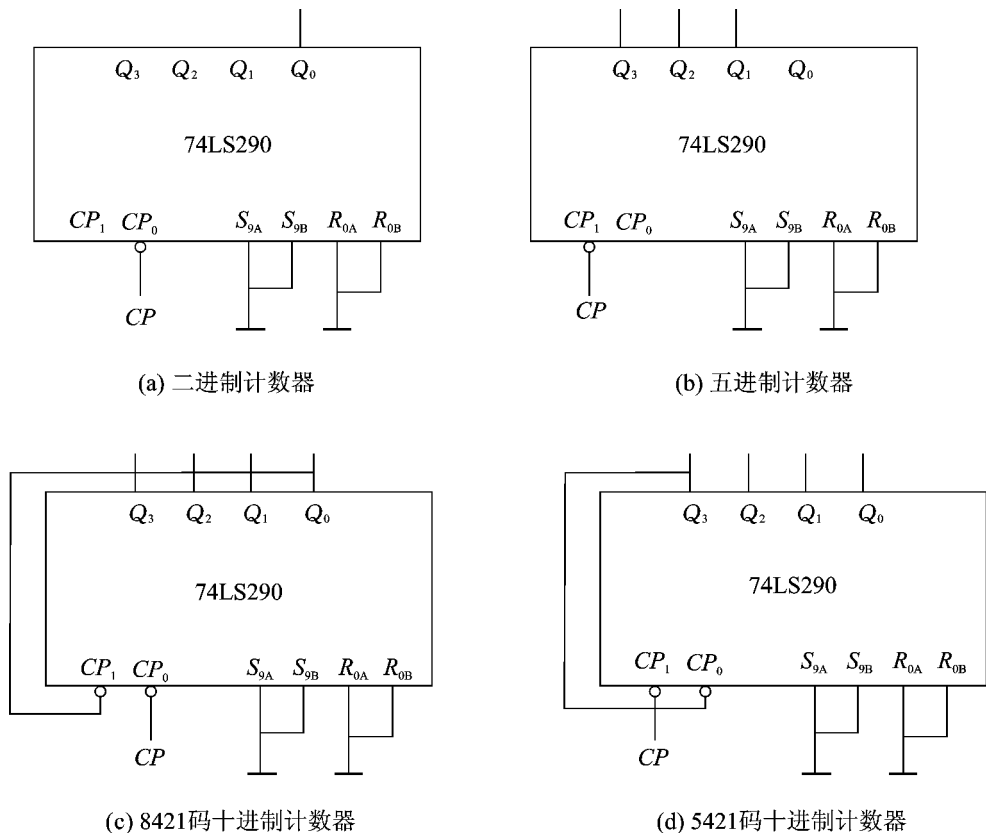


图 4-1-10 74LS290 的基本工作方式

图 4-1-10(a) 中将 CP_1 与 CP_0 相连，计数脉冲由 CP_1 输入，使电路先进行二进制计数，再进行五进制计数，即组成标准的 8421 码十进制计数器。

图 4-1-10(b) 中将 CP_1 与 CP_0 相连，计数脉冲由 CP_0 输入，使电路先进行五进制计数，再进行二进制计数，即组成标准的 5421 码十进制计数器。

12.2 555 集成定时器

555 定时器是一种性能优越、运用灵活的数字-模拟混合中规模集成电路。利用它极为方便地构成单稳态触发器、多谐振荡器和施密特触发器。由于使用方便，555 定时器在波形的产生与变换、测量与控制、自动定时、电子仿真、家用电器等方面得到了广泛的应用。

12.2.1 555 集成定时器

图 4-1-11 所示为 555 定时器的外引脚排列图，表 4-1-1 为 555 定时器的逻辑功能表。

其中，1 脚为接地端；2 脚为低触发端；3 脚为输出端；4 脚为复位端；5 脚为电压控制

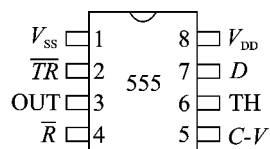


图 4-1-11 555 集成定时器引脚排列图

端；远脚 栽₁ 为高触发端；苑脚 阅为放电端；愿脚 灾₁ 为电源端。

表 员圆 员缘缘缘定时器逻辑功能表

复位端 栽 ₁	置位端 栽 ₂	砸强制复位端	输出 韵栽	放电开关 灾栽
伊	伊	园	园	导通
跃园栽 ₁	跃员栽 ₂	员	园	导通
约园栽 ₁	约员栽 ₂	员	不变	原状态
约园栽 ₁	约员栽 ₂	员	员	截止

摇摇由逻辑功能表可知，砸为置园输入端，当砸越园时，不论输入端 栽₁ 栽₂ 取什么值，定时器的输出端 韵栽越园 灾栽指缘缘定时器内晶体管 灾栽的工作状态，灾栽的集电极和发射极分别接在苑脚和员脚间。当灾栽状态“导通”时，定时器苑脚和员脚间相当于开关闭合。当灾栽状态“截止”时，定时器苑脚和员脚间相当于开关断开。当砸越员时，定时器具有以下基本功能。

(员) 当高触发端 栽₁ 跃园灾₁，且低触发端栽₂ 砸跃园灾₂时，定时器的输出 韵栽为园 灾栽导通，苑脚和员脚间相当于开关闭合。

(圆) 当高触发端 栽₁ 约园灾₁，且低触发端栽₂ 砸跃园灾₂时，定时器的输出 韵栽及 灾栽的状态保持原来的状态不变。

(猿) 当高触发端 栽₁ 约园灾₁，且低触发端栽₂ 砸约园灾₂时，定时器的输出 韵栽为员 灾栽截止，苑脚和员脚间相当于开关断开。

12.2 由 555 构成的单稳态电路

单稳态电路的特点是：电路有一个稳态和一个暂稳态；在外来信号的作用下，电路才能从稳态翻转为暂稳态；暂稳态维持的时间仅由电路自身的参数决定。

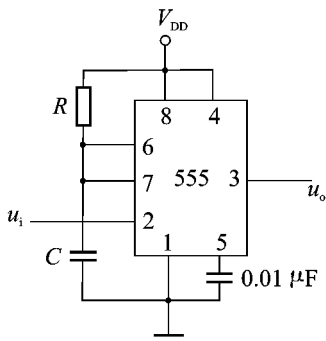
员缘电路结构

将低触发端栽₂作为触发信号 怎₁的输入端，再将高触发端 栽₁与放电端 阅接在一起，并与定时元件 砸 悦连接，则构成一个单稳态触发器。电路及工作波形如图 员缘缘缘所示。

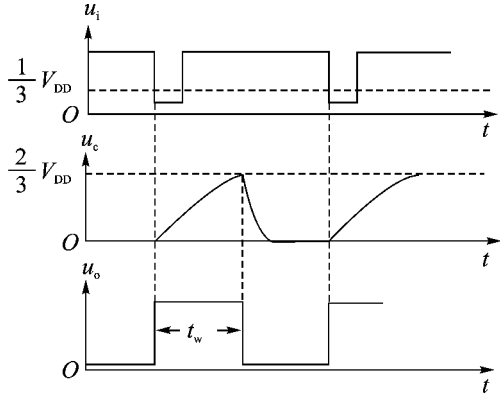
员缘电路工作原理

当电路接通电源，电容 悦的初始电压 怎₁越园，怎₁越员 (栽₂砸越怎₁跃园灾₂)，电源 灾₁通过电阻 砸向电容 悦充电，当 怎₁增大到略大于 $\frac{2}{3}U_{CC}$ 时，定时器的高触发端 栽₁ 跃园灾₁，由定时器的逻辑功能表不难看出，此时的输出端 韵栽越园灾₁，灾栽导通。电容 悦通过 灾栽放电，使高触发端 栽₁ 约园灾₁，输出端 韵栽状态保持为园不变。

当输入信号 怎₁的下降沿到来时，即 怎₁从员态变为园态，怎₁越园 (栽₂砸越怎₁约园灾₂)，而栽₁越园灾₁，定时器的输出 韵栽越园灾₁，灾栽截止，电路进入暂稳态。由于灾栽截止，电源 灾₁通过电阻 砸向电容 悦充电，当 怎₁增大到略大于 $\frac{2}{3}U_{CC}$ 时，栽₁越园灾₁ 跃园灾₁，由



(a) 单稳态触发器



(b) 工作波形

图 8-1-1 用 555 定时器构成的单稳态触发器

定时器的逻辑功能表不难看出，此时的输出端 u_o 导通。电路自动返回稳态。电容 C 放电，使电路又回到初始状态，当下一个信号输入时，重复上述过程。

忽略放电管的饱和压降， u_o 输出脉宽可近似看成 t_w ，由 u_c 上升到 $2/3 V_{DD}$ 所需要的时间，其大小可用下式估算

$$t_w \approx 1.1 RC$$

例 8-1 在图 8-1-1 (a) 所示单稳态电路中，电阻 $R=10k\Omega$ ，要求输出脉冲宽度 $t_w=1ms$ ，试选择定时电容 C 的大小。

解 由 $t_w \approx 1.1 RC$ ，知

$$C = \frac{t_w}{1.1R} = \frac{1 \times 10^{-3}}{1.1 \times 10^4} \approx 9.1 \mu F$$

应用举例

(1) 整形。

用单稳态电路对脉冲信号进行整形，只需把这些脉冲信号加在单稳态电路的输入端，作为输入触发信号，就可在输出端得到宽度和幅度都相同的脉冲信号，消除了噪声的影响，如图 8-1-2 所示。

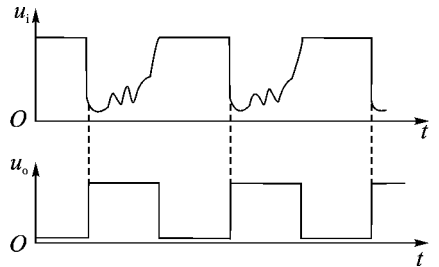


图 8-1-2 单稳态整形电路工作波形

(2) 脉宽调制。

在图 8-1-1 的单稳态电路中， R 改为可调电阻 R_p ，或将调制电压加在管脚 5，如图 8-1-3 所示，则可在输出端得到与输入信号频率相同，但脉冲宽度不同的波形，可用于脉冲宽度调制，脉冲宽度由 R_p 调节或由控制信号 u_c 调节。

(3) 开关延时。

单稳态电路输出一定宽度的矩形脉冲，可以用这个脉冲去控制某一个传输电路，起到开关的作用。

例 8-2 试分析图 8-1-4 所示电路的功能。

解 由图 8-1-4 可知，这是一个用 555 定时器构成的单稳态电路，其触发信号由开关 S 给出，输出端接继电器 J 的线圈。按下开关 S ，单稳态电路被触发，电路翻转到暂稳态，输出高电平，继电器线圈得电，交流电路中的触点闭合，灯泡点亮；经过一段时间，暂稳态结束，电路输出低电平，继电器线圈失电，触点断开，灯泡断电熄灭。调节 R_p 的大小，可控制灯泡

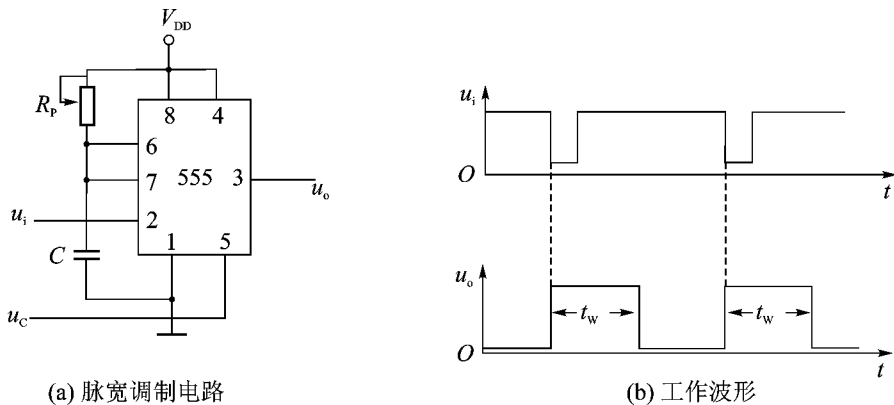


图 12-10 用 555 定时器构成的脉宽调制电路及工作波形

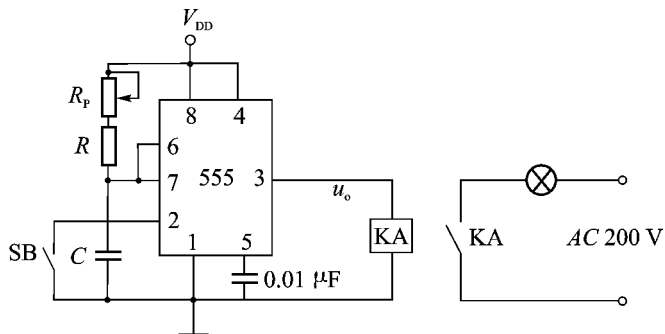


图 12-11 单稳态电路应用举例

点亮延时的时间。若将该电路的管脚 4 接一个金属感应片，可将电路改造为简易触摸开关，当有人触摸感应片时，电路输出高电平，继电器得电，灯泡点亮。

12.2 由 555 构成的多谐振荡器

多谐振荡器是一种自激振荡器，在接通电源后，不需要外加触发信号，它便能自动产生一定频率和幅度的矩形脉冲信号。由于矩形波中含有丰富的高次谐波分量，所以矩形振荡器也称为多谐振荡器。

电路结构

将高触发端 5 (5 脚) 与低触发端 2 (2 脚) 连在一起，作为电路的输入端。放电端 7 (7 脚) 将输出信号经定时元件 R 和 C 接到输入端就构成了一个多谐振荡器。电路及工作波形如图 12-12 所示。

工作原理

当电路接通电源，若电容 C 的初始电压 $u_C < U_{\frac{2}{3}}$ ，则 5 脚电压 $u_5 > \frac{2}{3}U_{DD}$ ，7 脚电压 $u_7 > \frac{2}{3}U_{DD}$ ，由 555 定时器逻辑功能表可知输出 $u_O = U_{DD}$ ，晶体管 T_1 截止，7 脚和 5 脚间相当于开关断开。电源 U_{DD} 通过 R 和 C 向电容 C 充电， u_C 不断升高。当 u_C 略大于 $\frac{2}{3}U_{DD}$ 时，定时器的状态保持 $u_O = U_{DD}$ 。只有当 u_C 跃至 $U_{\frac{2}{3}}$ 时，定时器的状态才会发生翻转，输出电压为低电平，即 $u_O = 0$ ， T_1 导通，5 脚和 7 脚间相当于开关闭合。电容 C 通过 R 对地放电， u_C 不

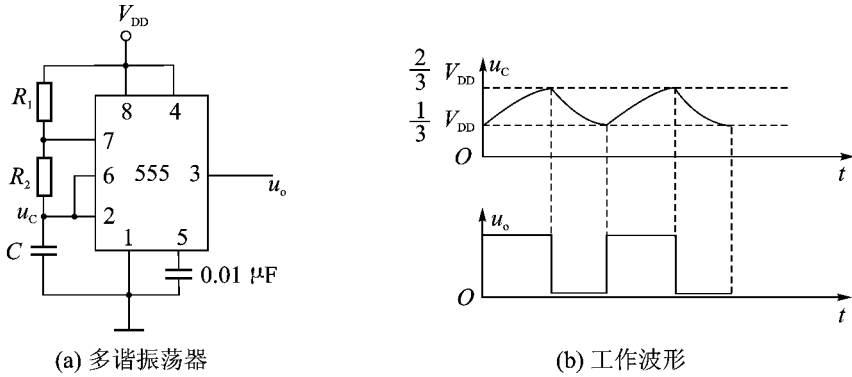


图 4-10 用 555 定时器构成的多谐振荡器及工作波形

断减小。当 u_c 略小于 $\frac{1}{3}V_{DD}$ 时, 定时器的状态再次发生翻转, 输出电压变为高电平, 即 u_c 越 $\frac{1}{3}V_{DD}$, 充电截止, 引脚和 5 脚间相当于开关断开。电容 C 通过 R_1 、 R_2 再次充电, 重复前面的过程, 形成振荡, 最终在输出端得到矩形波信号。

4.12 由 555 构成的施密特触发电路

施密特触发器是脉冲波形变换中经常使用的一种电路。它在性能上有两个重要特点: 其一是输入信号从低电平上升时的转换电平和从高电平下降时的转换电平不同; 其二是在电路状态转换时, 输出电压波形的边沿很陡。

对于 555 定时器, 将其高触发端 \overline{TR} (1 脚) 与低触发端 \overline{CT} (2 脚) 连在一起, 作为电路的输入端 u_i , 就可以构成一个施密特触发器, 其电路组成及工作波形如图 4-11 所示。

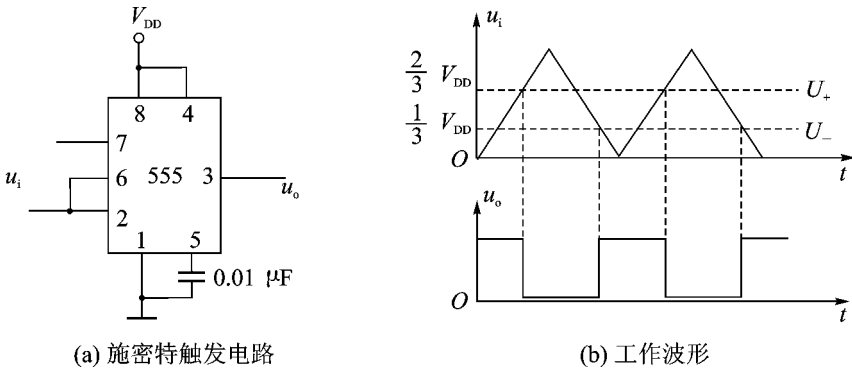


图 4-11 用 555 定时器构成的施密特触发电路及工作波形

图 4-11 所示电路工作原理如下。

当输入电压 u_i 约 $\frac{1}{3}V_{DD}$ 时, 则有 $\overline{CT} < \overline{TR}$, 定时器输出为高电平即 $u_o = 1$ 。当 u_i 增大, 在 $\frac{1}{3}V_{DD} < u_i < \frac{2}{3}V_{DD}$ 时, 定时器的输出保持原来的 1 态不变, 仍有 $u_o = 1$ 。

当输入电压 u_i 跃 $\frac{2}{3}V_{DD}$ 时, 定时器的状态发生翻转, 输出变为低电平, 即 $u_o = 0$ 。随着 u_i 下降, 在 $\frac{1}{3}V_{DD} < u_i < \frac{2}{3}V_{DD}$ 时, 定时器的输出保持原来的 0 态不变, 仍有 $u_o = 0$ 。只有当

当约 $1 \mu\text{s}$ 时, 定时器的状态发生翻转, 输出变为高电平, 即 Q 越 1

本章小结

触发器是具有记忆功能的逻辑电路, 按逻辑功能不同, 可将触发器分为 边沿触发器、主从触发器、JK 触发器和 D 触发器。

分析时序逻辑电路通常先根据电路结构写出方程组, 然后得出电路的状态转换表和时序图, 使电路的功能一目了然。

时序逻辑电路有寄存器、计数器等。寄存器作用时将二进制代码和数据暂时存储, 而不对数据进行处理, 寄存器分为数码寄存器和移位寄存器。计数器的作用是统计时钟脉冲的个数。

边缘触发器是一种数、模混合集成电路, 通过外部电路的不同组合, 可以构成单稳态触发器、多谐振荡器及施密特触发器等。

思考与练习

1. 基本 RS 触发器与同步 RS 触发器有什么异同?

2. 用或非门也可构成基本 RS 触发器, 如图 10-10 所示, 试分析其逻辑功能、列出逻辑真值表。

3. 若与非门构成的基本 RS 触发器的输入信号如图 10-11 所示, 试画出输出波形。

4. 已知主从 JK 触发器的输入信号如图 10-12 所示, 试画出其输出波形 (设触发器初态为 0)。

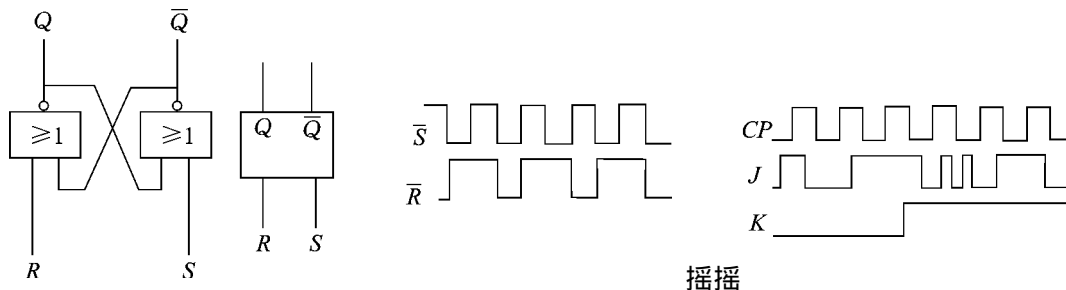


图 10-10 练习 1 图 10-11 练习 2 图 10-12 练习 3 图 10-13 练习 4

5. 设图 10-13 中各触发器的初态均为 0, 当加入时钟脉冲后, 画出 4 端输出波形。

6. 将 D 触发器的输入端输入恒为 1 的信号, 则得到 T 触发器, 试分析 T 触发器的逻辑功能。

7. 触发器有哪些分类方法? 根据逻辑功能的不同, 通常有哪几种触发器? 每种触发器的逻辑功能如何?

8. 主从型 JK 触发器的电路如图 10-14 (a) 所示, 输入波形如图 10-14 (b) 所

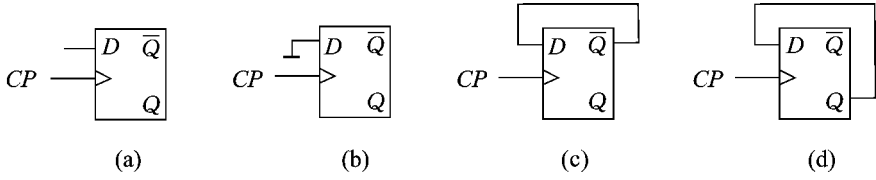


图 5-10 习题 5-10 原图

示，画出 Q 端的波形。设触发器的初始状态为 0

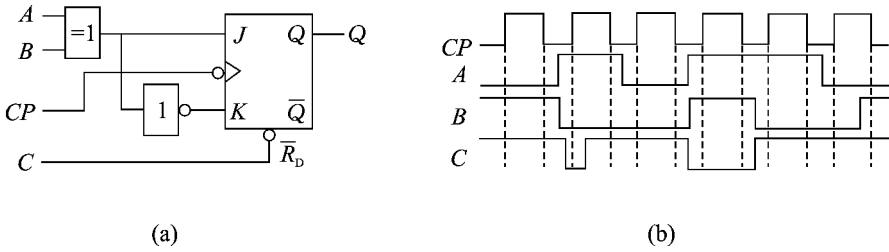


图 5-11 习题 5-11 原图

5-12 由两个 D 触发器组成的电路如图 5-12(a) 所示，输入波形如图 5-12(b) 所示，画出 Q_1 、 Q_2 的波形。设触发器的初始状态为 0

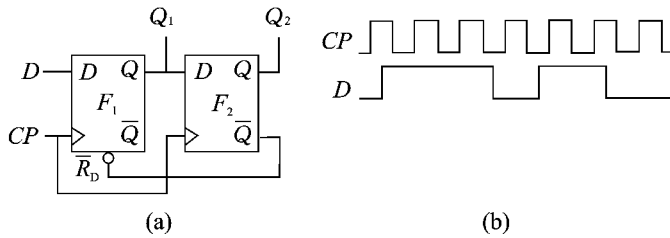


图 5-12 习题 5-12 原图

5-13 试用 J 触发器构成 D 触发器和 T 触发器。

5-14 试画出由维持阻塞 D 触发器组成的四位右移移位寄存器的逻辑图，设输入信号为 D ，并画出移位寄存器的工作波形。

5-15 单态触发器中暂稳态持续的时间和什么有关？

5-16 边缘定时接成的施密特触发器如图 5-16(a) 所示。

已知 $U_{T1} > U_{T2}$ ， $U_{T1} > U_{T2}$ ， $U_{T1} > U_{T2}$ 。

(1) 画出图 5-16(a) 电路的电压传输特性曲线 $U_{O1} > U_{O2}$ ；

(2) U_{O1} 的波形如图 5-16(b) 所示，定性画出 U_{O2} 的波形。

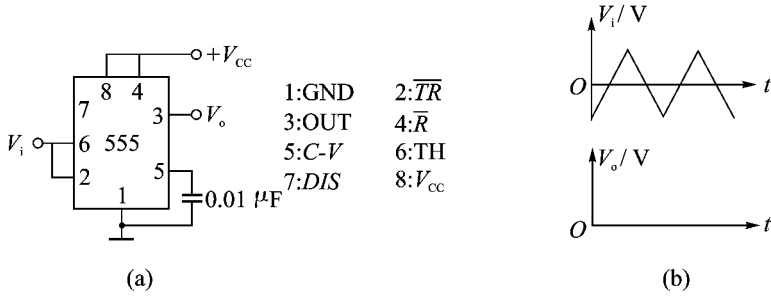


图 员圆 猿 习题 员圆 猿 图

参 考 文 献

- [员] 邱关源援电路援第 源版援北京：高等教育出版社，圆园园猿援
- [圆] 秦曾煌援电工学援第 缘版援北京：高等教育出版社，圆园园猿援
- [猿] 唐程山援电子技术基础援北京：高等教育出版社，圆园园猿援
- [源] 周绍敏援电工基础援第 猿版援北京：高等教育出版社，圆园园猿援
- [缘] 周雪援电子技术基础援北京：电子工业出版社，圆园园猿援
- [远] 李源生援电工电子技术援北京：北京交通大学出版社，圆园园猿援
- [苑] 沈裕钟援电工学援第 源版援北京：高等教育出版社，圆园园猿援
- [愿] 程周援电工与电子技术援北京：高等教育出版社，圆园园猿援
- [怨] 沈国良援电工电子技术基础援第 员版援北京：机械工业出版社，圆园园猿援
- [员园] 叶挺秀援电工电子学援北京：高等教育出版社，圆园园猿援
- [员员] 阎石援数字电子技术基础援第 源版援北京：高等教育出版社，圆园园猿援