

# 整流电路

## 学习目标与重点

- 掌握整流电路的工作方式；
- 重点掌握单相整流电路的工作原理和波形分析；
- 重点掌握三相整流电路的工作原理和波形分析；
- 了解不同电路中电力电子器件的容量的选取。

## 关键术语

整流电路；触发角；导通角；移相范围；管压降；平均值

## 【应用导入】 手机充电器的工作原理是什么？

众所周知,手机电池储存的是直流电,而充电器接在电源插座上得到的是交流电,手机充电器如何实现将交流电转变成直流电给手机充电的呢?这就是本章所要学习的变流技术中的整流电路。



在工业生产和科学实验中,很多设备如直流电动机的调速、直流发电机的励磁、电焊、电镀等都需要电压可调的直流电,整流电路就是电力电子技术中将交流转换成直流的电路。整流电路是电力电子技术中出现最早的一种电力变换。

整流电路的分类:按组成的器件可分为不可控、半控、全控三种;按电路结构可分为桥式电路和零式电路;按交流输入相数分为单相电路和多相电路;按变压器二次电流的方向是单相或双向,又分为单拍电路和双拍电路。其中,采用不可控性器件电力二极管作为整流元件,获得固定大小的直流电压,这种整流称为不可控整流;采用半控型器件晶闸管作为整流元件,通过控制门极触发脉冲的相位控制输出整流电压的大小,这种整流方式称为可控整流,也称为相控整流;采用全控型器件(如 GTR、GTO、IGBT 等)作为整流元件,通过脉冲宽度调制(PWM)实现整流称为 PWM 整流电路。

学习整流电路的工作原理时,要根据电路的开关器件通、断状态及交流电源电压波形和负载的性质,分析其输出直流电压、电路中各元器件的电压电流波形。在重点掌握各种整流电路中波形分析方法的基础上,得到整流输出电压与移相控制角之间的关系。

整流电路可分为相位控制(简称相控)整流电路和斩波控制(简称斩控)整流电路,本章讲述的主要是相控整流电路。

### 3.1 单相可控整流电路

单相可控整流电路是晶闸管相控整流电路中最简单,也是最基本的电路。本节介绍典型的单相可控整流电路,以此学会一些分析和设计方法。

典型的单相可控整流电路包括单相半波可控整流电路、单相桥式全控整流电路、单相全波可控整流电路及单相桥式可控整流电路等。单相可控整流电路的交流侧接单相电源。

#### 3.1.1 单相半波可控整流电路

##### 1. 带电阻负载的工作情况

单相半波可控整流电路的原理图及带电阻负载时的工作波形如图 3.1 所示。通过整流变压器 T 得到一个负载所需要的电压瞬时值  $u_2$ , 作为整流电路的输入电压, 其一次电压用  $u_1$  表示, 其有效值分别用  $U_1$  和  $U_2$  表示, 其中  $U_2$  的大小根据需要的直流输出电压  $u_d$  的平均值确定。

在工业生产中, 呈现电阻性负载的有电阻加热炉、电解电镀装置等。电阻负载的特点是电压与电流成正比, 两者波形相同。

整流电路的工作过程是, 首先认为晶闸管(开关器件)为理想器件, 即晶闸管导通时忽略其管压降损耗, 并且晶闸管阻断时其漏电流也忽略为零。在特意研究晶闸管的开通、关断过程时要考虑损耗, 电路分析中认为晶闸管的开通与关断过程瞬时完成。

单相半波可控整流电路阻性负载的电路如图 3.1(a)所示, 在晶闸管 VT 处于断态时, 电路中没有电流流过, 所以负载电阻 R 两端电压为零, 电源电压  $u_2$  全部施加于 VT 两端。如在  $u_2$  正半周 VT 承受正向阳极电压期间的  $\omega t_1$  时刻给 VT 门极加触发脉冲, VT 满足导通条件, 则 VT 开通。忽略晶闸管通态电压, 则直流输出电压瞬时值  $u_d$  与  $u_2$  相等。至  $\omega t = \pi$  即  $u_2$  降为零时, 电路中电流亦降至零, VT 关断, 之后  $u_d$ 、 $i_d$  均为零。图 3.1(b)分别给出了  $u_d$  和晶闸管两端电压  $u_{VT}$  的波形。 $i_d$  的波形与  $u_d$  波形相同。

当改变触发时刻时,  $u_d$  和  $i_d$  波形也随之改变, 整流输出电压  $u_d$  为极性不变但瞬

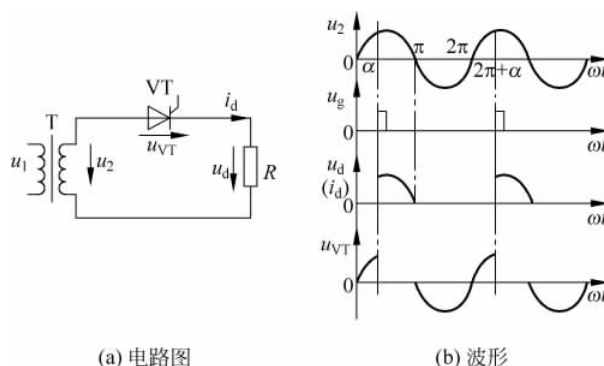


图 3.1 单相半波可控整流电路及波形

时值变化的脉动直流,其波形只在  $u_2$  正半周内出现,故称“半波”整流。加之电路中采用了可控件——晶闸管,且交流输入为单相,故该电路称为单相半波可控整流电路。整流电压  $u_d$  波形在一个电流周期中只脉动 1 次,故该电路也称为单脉波整流电路。

触发角也称控制角,是指从晶闸管开始承受正向阳极电极起,到施加触发脉冲止的电角度,用  $\alpha$  表示。导通角是指晶闸管在一个电流周期中处于通态的电角度,用  $\theta$  表示,  $\theta = \pi - \alpha$ 。直流输出电压平均值为

$$U_d = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t d(\omega t) = \frac{\sqrt{2} U_2}{2\pi} (1 + \cos \alpha) = 0.45 U_2 \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad (3-1)$$

可以看出,当  $\alpha = 0$  时,整流输出电压平均值为最大,用  $U_{d0}$  表示,  $U_d = U_{d0} = 0.45 U_2$ 。随着  $\alpha$  增大,  $U_d$  减小,当  $\alpha = \pi$  时,  $U_d = 0$ ,该电路中 VT 的  $\alpha$  移相范围为  $180^\circ$ 。所以,调节  $\alpha$  角即可控制  $U_d$  值。这种通过控制触发脉冲的相位控制直流输出电压的方式称为相位控制方式,简称相控方式。

电流  $i_d$  波形和电压  $u_d$  波形呈正比,所以也是不完整的正弦波形,因此在选择晶闸管、熔断器、导线截面以及计算负载电阻  $R_d$  的有功功率时,必须按电流有效值计算。输出电压的有效值即均方根值  $U$  为

$$U = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} (\sqrt{2} U_2 \sin \omega t)^2 d(\omega t) = U_2 \sqrt{\frac{1}{4\pi} \sin 2\alpha + \frac{\pi - \alpha}{2\pi}} \quad (3-2)$$

电流有效值  $I$  为

$$I = \frac{U}{R_d} = \frac{U_2}{R_d} \sqrt{\frac{1}{4\pi} \sin 2\alpha + \frac{\pi - \alpha}{2\pi}} \quad (3-3)$$

电流波形的波形系数

$$K_f = \frac{I}{I_d} = \frac{\sqrt{\frac{1}{4\pi} \sin 2\alpha + \frac{\pi - \alpha}{2\pi}}}{\frac{\sqrt{2}}{\pi} \cdot \frac{1 + \cos \alpha}{2}} = \frac{\sqrt{\pi \sin 2\alpha + 2\pi(\pi - \alpha)}}{\sqrt{2}(1 + \cos \alpha)} \quad (3-4)$$

$\alpha=0$  时

$$K_f = \frac{\sqrt{2\pi \cdot \pi}}{2\sqrt{2}} = \frac{\pi}{2} = 1.57 \quad (3-5)$$

由式(3-5)可见,半波整流电路得到的是脉动直流,其有效值大于平均值,且随着  $\alpha$  的增大  $K_f$  值也增大,说明在同样直流电流时,其有效值随  $\alpha$  增大而增大。

对于整流电路,通常要考虑功率因数  $\cos\varphi$  和电源的伏安容量。可以看出,变压器二次侧所供给的有功功率(忽略晶闸管的损耗)为  $P=I^2R_d=UI$ (注意:不是  $i_d^2R_d$ ),而变压器二次侧的视在功率  $S=U_2I$ 。所以电路功率因数为

$$\cos\varphi = \frac{P}{S} = \frac{UI}{U_2I} = \sqrt{\frac{1}{4\pi}\sin 2\alpha + \frac{\pi-\alpha}{2\pi}} \quad (3-6)$$

从式(3-6)可见,  $\cos\varphi$  是  $\alpha$  的函数,  $\alpha=0$  时,  $\cos\varphi$  最大为 0.707。这说明尽管是电阻性负载,由于存在谐波电流,电源的功率因数也不会是 1,而且当  $\alpha$  越大时,功率因数越低。这是因为移相控制导致负载电流波形发生畸变,大量高次谐波成分减小了有功输出却占据了电路容量。

**【例 3-1】** 有一个单相半波可控整流电路,负载电阻  $R_d=10\Omega$ ,直接接到交流电源 220V 上,要求控制角从  $0\sim\pi$  可移相,如图 3.2 所示。求:(1)控制角  $\alpha=\pi/3$  时,电压表、电流表读数。(2)选择晶闸管元件,并计算此时的功率因数。

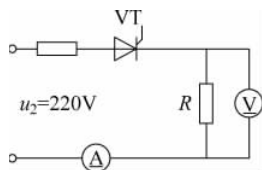


图 3.2 单相半波可控整流电路

**解:** (1) 由式(3-2)计算得当  $\alpha=\pi/3$  时,

$$\begin{aligned} U_d &= \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{3}}^{\pi} \sqrt{2}U_2 \sin\omega t d(\omega t) = \frac{\sqrt{2} \times 220}{2\pi} \left(1 + \cos \frac{\pi}{3}\right) \\ &= 0.45 \times 220 \times \frac{1 + \cos \frac{\pi}{3}}{2} = 74.4(\text{V}) \end{aligned}$$

$$I_d = U_d/R_d = 74.4/10 = 7.44(\text{A})$$

(2) 电流的有效值为

$$I_{VT} = I_2 = \frac{U_2}{R_d} \sqrt{\frac{1}{4\pi}\sin 2\alpha + \frac{\pi-\alpha}{2\pi}} = \frac{220}{10} \sqrt{\frac{1}{4\pi}\sin\left(2 \times \frac{\pi}{3}\right) + \frac{\pi-\pi/3}{2\pi}} = 13.95(\text{A})$$

晶闸管的通态平均电流可以按下式计算与选择

$$I_{T(AV)} = (1.5 - 2) \frac{I_{VT}}{1.57} = 13.33 \sim 17.77(\text{A})$$

取  $I_{T(AV)} = 20(\text{A})$ 。

晶闸管额定电压可按下式计算与选择

$$U_{TE} = (2 \sim 3)U_m = 622 \sim 933(\text{V})$$

取  $U_{TE} = 1000(\text{V})$ 。

可选用 KP20-10 型晶闸管。

计算此时的功率因数为

$$\cos\varphi = \frac{P}{S} = \frac{I_2 R}{U_2} = 0.634$$

## 2. 带电感负载的工作情况

生产实践中,更常见的是电感性负载,该负载既有电阻也有电感,当负载中感抗  $\omega L$  与电阻相比不可忽略时即为阻感负载;若  $\omega L \gg R$ ,则负载主要呈现为电感,称为电感负载,如电机的励磁绕组。

如图 3.3(a)所示,将负载换成阻感负载时,电感对电流变化有抗拒作用。当流过电感器件的电流变化时,在电感两端产生感应电动势,其极性是阻止电流变化的,当电流增加时,感应电动势的极性阻止电流增加;当电流减小时,感应电动势的极性反过来阻止电流减小。这使得流过电感的电流不能发生突变,这是阻感负载的特点,也是理解整流电路带阻感负载工作情况的关键之一。

当晶闸管 VT 处于断态时,电路中电流  $i_d = 0$ ,负载  $L+R$  两端的电压为 0,电源电压  $u_2$  全部加在 VT 两端。在  $\omega t_1$  时刻,即触发角  $\alpha$  处,触发 VT 使其开通, $u_2$  加于负载两端,因电感  $L$  的存在使  $i_d$  不能突变, $i_d$  从 0 开始增加,如图 3.3(b)所示,同时  $L$  的感应电动势试图阻止  $i_d$  增加;这时,交流电源一方面供给电阻  $R$  消耗的能量,另一方面供给电感  $L$  吸收的磁场能量。到  $u_2$  由正变负的过零点处, $i_d$  已经处于减小的过程中,但尚未降到零,因此 VT 仍处于通态。此后, $L$  中储存的能量逐渐释放,一方面供给电阻消耗的能量,另一方面供给变压器二次侧绕组吸收的能量,从而维持  $i_d$  流动。至  $\omega t_2$  时刻,电感能量释放完毕, $i_d$  降至零,VT 关断并立即承受反压,如图 3.3(b)中晶闸管 VT 两端电压  $u_{VT}$  波形所示。由  $u_d$  波形还可看出,由于电感的存在延迟了 VT 的关断时刻,使  $u_d$  波形出现负的部分,与带电阻负载时相比其平均值  $U_d$  下降。

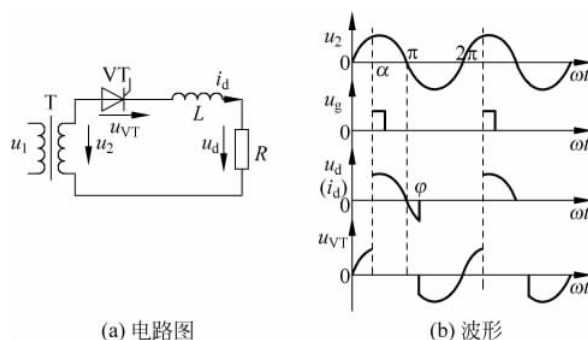


图 3.3 带阻感负载的单相半波可控整流电路及其波形

随着电感  $L$  增大,并到一定程度时,电感  $L$  中存储的能量能保证整个负半周期和  $\omega t_2$  到来时间段内仍然保持电流持续,即电源  $u_2$  负半周  $L$  维持晶闸管导通的时间就等于晶闸管在  $u_2$  正半周导通的时间,  $u_d$  中负的部分就等于正的部分,其平均值  $u_d$  等于零,输出的直流电流波形波动较小。

为解决上述矛盾,在整流电路的负载两端并联一个二极管,称为续流二极管,用 VD 表示,如图 3.4(a)所示。图 3.4(b)是该电路的典型工作波形。

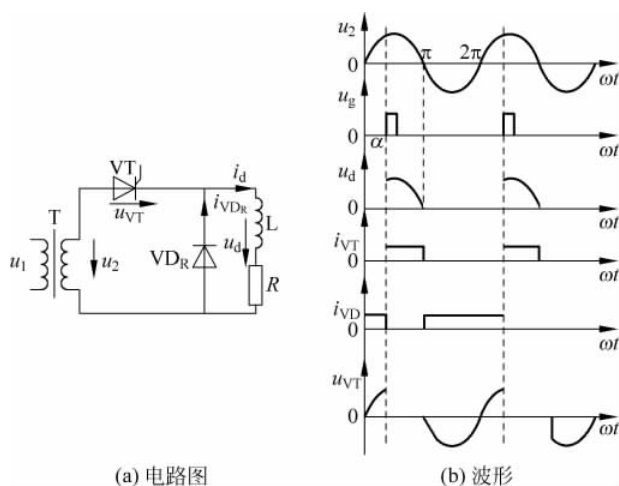


图 3.4 单相半波带电阻负载有续流二极管的电路及波形

加有续流二极管的电路与没有续流二极管的电路相比,在  $u_2$  正半周时两者工作情况是一样的。当  $u_2$  过零变负时,  $VD_R$  导通,  $u_d$  为零。此时为负的  $u_2$  通过  $VD_R$  向 VT 施加反压使其关断,  $L$  储存的能量保证了电流  $i_d$  在  $L$ - $R$ - $VD_R$  回路中流通,此过程称为续流。  $u_d$  波形如图 3.4(b)所示,如忽略二极管的通态电压,则在续流期间  $u_d$  为

0,  $u_d$  中不再出现负的部分, 这与电阻负载时基本相同。但与电阻负载时相比,  $i_d$  的波形是不一样的。若  $L$  足够大,  $\omega L \gg R$ , 即负载为电感负载, 在 VT 关断期间,  $VD_R$  可持续导通, 使  $i_d$  连续, 且  $i_d$  波形接近一条水平线, 如图 3.4(b) 所示。在一周期内,  $\omega t = \alpha \sim \pi$  期间, VT 导通, 其导通角为  $\pi - \alpha$ ,  $i_d$  流过 VT, 晶闸管电流  $i_{VT}$  的波形如图 3.4(b) 所示; 其余时间  $i_d$  经过  $VD_R$ , 续流二极管电流  $i_{VD_R}$  波形如图 3.4(b) 所示, 导通角为  $\pi + \alpha$ 。若近似认为  $i_d$  为一条水平线, 恒为  $I_d$ , 则流过晶闸管的平均电流值  $I_{dVT}$  和有效值  $I_{VT}$  分别为

$$I_{dVT} = \frac{\pi - \alpha}{2\pi} I_d \quad (3-7)$$

$$I_{VT} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} I_d^2 d(\omega t)} = \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{2\pi}} I_d \quad (3-8)$$

续流二极管的电流平均值  $I_{dVD_R}$  和有效值  $I_{VD_R}$  分别为

$$I_{dVD_R} = \frac{\pi + \alpha}{2\pi} I_d \quad (3-9)$$

$$I_{VD_R} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{2\pi + \alpha} I_d^2 d(\omega t)} = \sqrt{\frac{\pi + \alpha}{2\pi}} I_d \quad (3-10)$$

晶闸管移相范围为  $0^\circ \sim 180^\circ$ , 其承受的最大正反向电压为  $u_2$  的峰值均为  $\sqrt{2}U_2$ 。续流二极管承受的电压为  $-u_d$ , 其最大反向电压为  $\sqrt{2}U_2$ , 亦为  $u_2$  的峰值, 正向的电压一直为 0V。

单相半波可控整流电路的单输出脉动大, 变压器二次侧电流中含直流分量, 造成变压器铁心直流磁化, 为使变压器铁心不饱和, 需增大铁心截面积, 增大了设备的容量。该电路的实际应用较少, 分析该电路的主要目的在于为后续电路打下基础。

### 3. 单相半波可控整流电路仿真分析

利用 Multisim 仿真单相半波整流电路输出的电压图形是十分方便的,  $\alpha = 20^\circ$  时阻性负载的输出电压的波形如图 3.5 所示。

#### 3.1.2 单相桥式全控整流电路

在单相可控整流电路中, 单相桥式全控整流电路是应用较多的, 电路如图 3.6 所示, 所接负载分为电阻负载、阻感性负载和反向感应电动势负载。

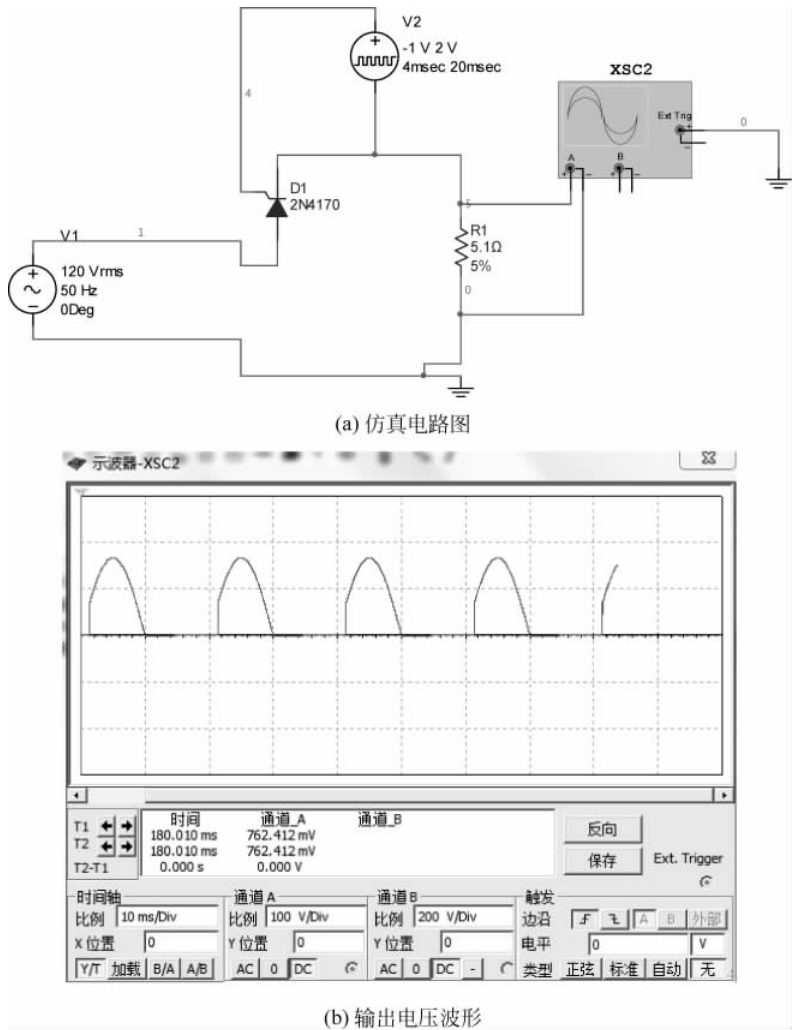


图 3.5 单相半波带电阻负载仿真电路及输出电压波形

### 1. 带电阻负载的工作情况

由 4 个晶闸管构成了单相桥式全控整流电路中的桥,晶闸管  $VT_1$  和  $VT_4$  组成一对桥臂, $VT_2$  和  $VT_3$  组成另一对桥臂。在  $u_2$  正半周(即 a 点电位高于 b 点电位),4 个晶闸管均不导通,负载无电流流过,即  $i_d$  为零, $u_d$  也为零, $VT_1$ 、 $VT_4$  串联承受电源电压,设  $VT_1$  和  $VT_4$  的漏电阻相等,则各承受  $u_2$  的一半。若在触发角  $\alpha$  处给  $VT_1$  和  $VT_4$  加触发脉冲, $VT_1$  和  $VT_4$  即全部导通,电流从电源 a 端经  $VT_1$ 、 $R$ 、 $VT_4$  流回电源 b 端。当  $u_2$  过零时,流经晶闸管的电流也将为零, $VT_1$  和  $VT_4$  关断。



在  $u_2$  负半周期,仍在触发角  $\alpha$  处触发  $VT_2$  和  $VT_3$  ( $VT_2$  和  $VT_3$  的  $\alpha=0$  位于  $\omega t = \pi$  处),  $VT_2$  和  $VT_3$  导通,电流从电源 b 端流出,经  $VT_2$ 、 $R$ 、 $VT_3$  流回电源 a 端。当  $u_2$  过零,为正半周期时,流经晶闸管的电流也将为零,  $VT_2$  和  $VT_3$  关断。半周期后,又是导通,如此循环地工作下去,整流电压  $u_d$  和晶闸管  $VT_1$ 、 $VT_4$  两端电压波形分别如图 3.6 所示。晶闸管承受的最大正向电压和反向电压分别为  $\frac{\sqrt{2}}{2}U_2$  和  $\sqrt{2}U_2$ 。

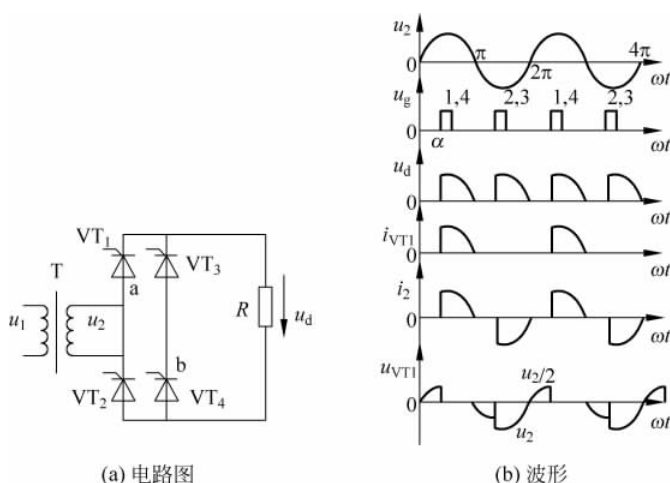


图 3.6 单相桥式全控整流电路带电阻负载时的电路及波形

无论交流电源的正半周期还是负半周期,负载两端都有电流流过,故该电路为全波整流。在  $u_2$  一个周期内,整流电压波形脉动 2 次,脉动次数是半波整流电路的 2 倍,该电路属于双脉波整流电路。变压器二次绕组中,正负两个半周电流方向相反且波形对称,平均值为零,即直流分量为零,如图 3.6 所示,不存在变压器直流磁化问题,变压器绕组的利用率也高。

整流电压的平均值为

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2}U_2 \sin \omega t d(\omega t) = \frac{2\sqrt{2}U_2}{\pi} \frac{(1 + \cos \alpha)}{2} = 0.9U_2 \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad (3-11)$$

$\alpha=0^\circ$  时,  $U_d=U_{d0}=0.9U_2$ 。 $\alpha=180^\circ$  时,  $U_d=0$ 。可见,  $\alpha$  角的移相范围为  $180^\circ$ 。

向负载输出的直流电流平均值为

$$I_d = \frac{U_d}{R} = \frac{2\sqrt{2}U_2}{\pi R} \frac{1 + \cos \alpha}{2} = 0.9 \frac{U_2}{R} \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad (3-12)$$

晶闸管  $VT_1$ 、 $VT_4$  和  $VT_2$ 、 $VT_3$  轮流导电,流过晶闸管的电流平均值只有输出直流电流平均值的一半,即

$$I_{dVT} = \frac{I_d}{2} = 0.45 \frac{U_2}{R} \frac{1 + \cos\alpha}{2} \quad (3-13)$$

为选择晶闸管、变压器容量、导线截面积等定额,需考虑发热问题,为此需计算电流有效值。流过晶闸管的电流有效值为

$$I_{VT} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \left( \frac{\sqrt{2}U_2}{R} \sin\omega t \right)^2 d(\omega t)} = \frac{U_2}{\sqrt{2}R} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha + \frac{\pi - \alpha}{\pi}} \quad (3-14)$$

变压器二次电流有效值  $I_2$  与输出直流电流有效值  $I$  相等,为

$$I = I_2 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \left( \frac{\sqrt{2}U_2}{R} \sin\omega t \right)^2 d(\omega t)} = \frac{U_2}{R} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha + \frac{\pi - \alpha}{\pi}} \quad (3-15)$$

由式(3-14)和式(3-15)可见

$$I_{VT} = \frac{1}{\sqrt{2}} I \quad (3-16)$$

不考虑变压器的损耗时,要求变压器的容量为  $S = U_2 I_2$ 。

## 2. 带阻感负载的工作情况

桥式全控整流电路阻感负载电路图如图 3.7(a)所示。分析电感  $L$  的方法同于单相半波可控整流电路,假设电路已工作于稳态。在  $U_2$  正半周期,触发角  $\alpha$  处给晶闸管  $VT_1$  和  $VT_4$  加触发脉冲使其开通,  $u_d = u_2$ 。由于有电感存在使负载电流不能突变,电感对负载电流起平波作用,假设负载电感很大,负载电流  $i_d$  连续且波形近似为一水平线,其波形如图 3.7(b)所示。  $u_2$  过零变负时,由于电感的作用晶闸管  $VT_1$  和  $VT_4$  中仍流过电流  $i_d$ ,并不关断。至  $\omega t = \pi + \alpha$  时刻,给  $VT_2$  和  $VT_3$  加触发脉冲,因  $VT_2$  和  $VT_3$  本已承受正电压,故两管导通。 $VT_2$  和  $VT_3$  导通后,  $u_2$  通过  $VT_2$  和  $VT_3$  分别向  $VT_1$  和  $VT_4$  施加反压使  $VT_1$  和  $VT_4$  关断,流过  $VT_1$  和  $VT_4$  的电流迅速转移到  $VT_2$  和  $VT_3$  上,此过程称为换相,亦称为换流。至下一周期重复上述过程,如此循环下去,  $u_d$  波形如图 3.7(b)所示,其平均值为

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \sqrt{2}U_2 \sin\omega t d(\omega t) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 \cos\alpha = 0.9U_2 \cos\alpha \quad (3-17)$$

当  $\alpha = 0^\circ$  时,  $U_d = U_{d0} = 0.9U_2$ 。  $\alpha = 90^\circ$  时,  $U_d = 0$ 。可见,  $\alpha$  角的移相范围为  $90^\circ$ 。

单相桥式全控整流电路带阻感负载时,晶闸管  $VT_1$ 、 $VT_4$  两端的电压波形如图 3.7(b)所示,晶闸管承受的最大正反向电压均为  $\sqrt{2}U_2$ 。晶闸管导通角  $\theta$  与  $\alpha$  无关,均为  $180^\circ$ ,其电流波形如图 3.7(b)所示,平均值和有效值分别为:  $I_{dVT} = \frac{1}{2} I_d$  和  $I_{VT} = \frac{1}{\sqrt{2}} I_d = 0.707 I_d$ 。

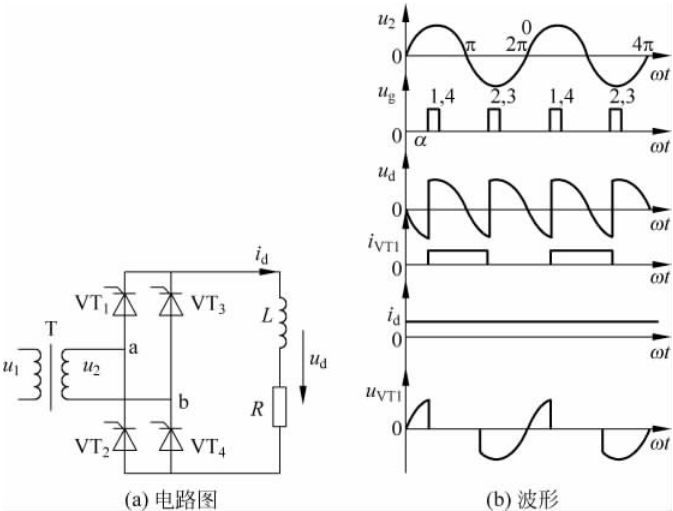


图 3.7 单相桥式全控整流电路带电感负载时的电路及波形

3. 带反电动势负载时的工作情况

反电动势负载指的是负载为蓄电池、直流电动机的电枢(忽略其中的电感)等时。如图 3.8(a)所示,下面着重分析反电动势-电阻负载时的情况。

当忽略主电路各部分的电感时,只有在  $u_2$  瞬时值的绝对值大于反电动势即  $|u_2| > E$  时,才有晶闸管承受正电压,有导通的可能。晶闸管导通之后,  $u_d = u_2$ ,  $i_d = \frac{u_d - E}{R}$ ,直至  $|u_2| = E$ ,  $i_d$  即降至 0 使得晶闸管关断,此后  $u_d = E$ 。

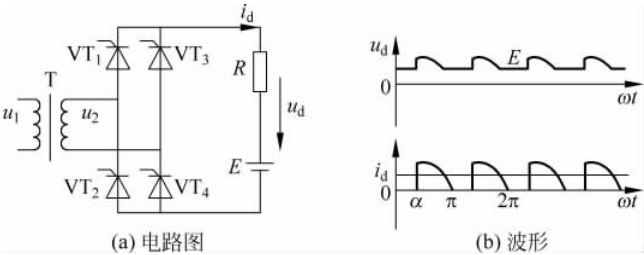


图 3.8 单相桥式全控整流电路接反电动势-电阻负载时的电路及波形

4. 电路仿真

利用 Multisim 仿真单相桥式全控整流电路输出的电压图形,如图 3.9 所示为  $\alpha = 45^\circ$  时阻性负载的输出电压的波形。

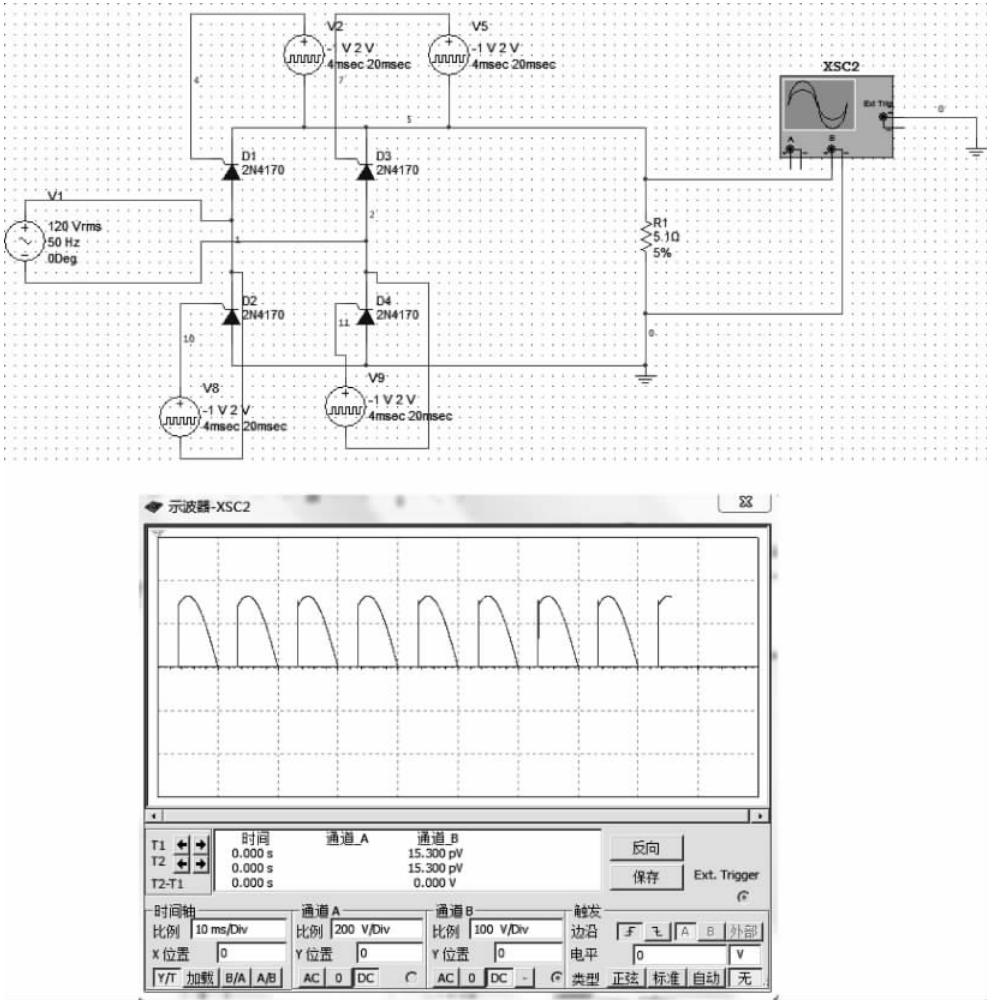


图 3.9 单相桥式全控整流电路仿真电路及输出电压波形

### 3.1.3 单相全波可控整流电路

#### 1. 电路分析

单相可控整流电路中较为实用的一种双半波可控整流电路除了单相桥式全控整流电路之外,还有一个就是单相全波可控整流电路,其带电阻负载时的电路如图 3.10(a)所示。

在单相全波可控整流电路中,电源侧变压器 T 带中心抽头,在电源  $u_2$  正半周,晶

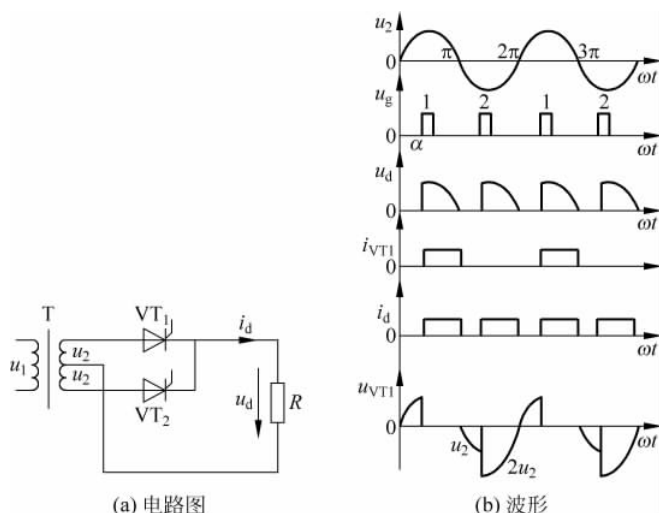


图 3.10 单相全波可控整流电路及波形

闸管  $VT_1$  工作,变压器二次绕组上半部分流过电流。在电源  $u_2$  负半周,晶闸管  $VT_2$  工作,变压器二次绕组下半部分流过反方向的电流。图 3.10(b)给出了  $u_d$  波形。由波形可知,单相全波可控整流电路的  $u_d$  波形与单相全控桥的一样,交流输入端电流波形一样,变压器也不存在直流磁化的问题。当接其他负载时,也有相同的结论。因此,单相全波与单相全控桥从直流输出端或从交流输入端看均是基本一致的。两者的区别在于:

(1) 单相全波可控整流电路中变压器的二次绕组带中心抽头,结构较复杂。绕组及铁心对铜、铁等材料的消耗比单相全控桥多,在当今世界上有色金属资源有限的情况下,这是不利的。

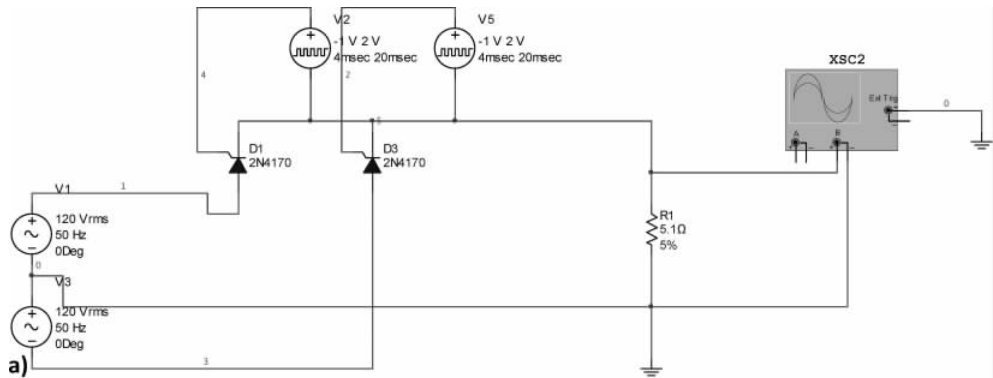
(2) 单相全波可控整流电路中只用 2 个晶闸管,比单相全控桥式可控整流电路少 2 个,相应地,晶闸管的门极驱动电路也少 2 个;但是在单相全波可控整流电路中,晶闸管承受的最大电压为  $2\sqrt{2}U_2$ ,是单相全控桥式整流电路的 2 倍。

(3) 单相全波可控整流电路中,导电回路只含 1 个晶闸管,比单相桥少 1 个,因而也少了一次管压降。

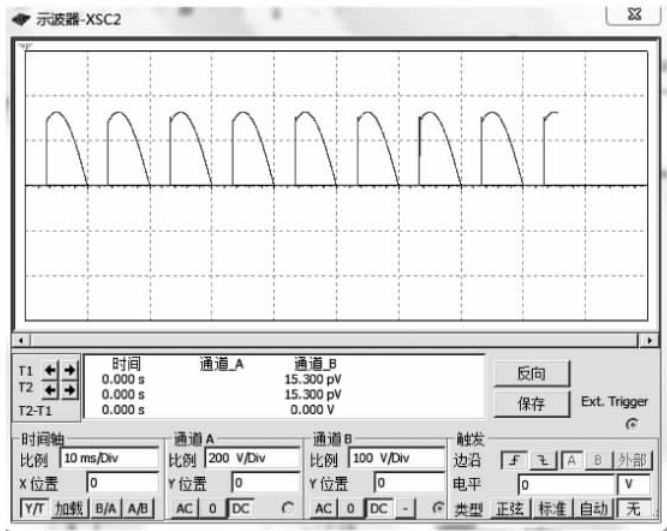
从上述(2)、(3)考虑,单相全波电路适宜于在低输出电压的场合应用。

## 2. 电路仿真

利用 Multisim 仿真单相桥式全波整流电路输出的电压图形, $\alpha=45^\circ$ 时阻性负载的输出电压的波形如图 3.11 所示。



(a) 仿真电路图



(b) 输出电压波形

图 3.11 单相全波整流电路仿真电路及电压输出波形

### 3.1.4 单相桥式半控整流电路

单相桥式全控整流电路中的每一个导电回路中有 2 个晶闸管,即用 2 个晶闸管同时导通以控制导电的回路。实际上为了对每个导电回路进行控制,只需一个晶闸管就可以了,另一个晶闸管可以用二极管代替,从而简化整个电路。因此把图 3.7(a)中的晶闸管  $VT_2$ 、 $VT_4$  换成二极管  $VD_2$ 、 $VD_4$  即成为如图 3.12(a)所示的单相桥式半控整流电路(先不考虑  $VD_R$ )。半控电路与全控电路在电阻负载时的工作情况相同,这里无须讨论。以下针对电感负载进行讨论。

电感电路分析方法与全控桥时相似,假设负载中电感很大,且电路已工作于稳态。在电源  $u_2$  正半周,触发角  $\alpha$  处给晶闸管  $VT_1$  加触发脉冲, $u_2$  经晶闸管  $VT_1$  和二极管  $VD_4$  向负载  $L$  和  $R$  供电。 $u_2$  过零变负时,因电感作用使电流连续,电流通过  $VT_1$  继续导通。但因 a 点电位低于 b 点电位,使得电流从  $VD_4$  转移至  $VD_2$ ,同时  $VD_4$  关断,电流不再流经变压器二次绕组,而是由  $VT_1$  和  $VD_2$  续流。此阶段,忽略器件的通态压降,则  $u_d=0$ ,不像全控桥电路那样出现  $u_d$  为负的情况。

同理,在  $u_2$  负半周触发角  $\alpha$  时刻触发  $VT_3$ ,  $VT_3$  导通,则向  $VT_1$  加反压使之关断, $u_2$  经  $VT_3$  和  $VD_2$  向负载供电。 $u_2$  过零变正时, $VD_4$  导通, $VD_2$  关断。 $VT_3$  和  $VD_4$  续流, $u_d$  又为零。此后重复以上过程。

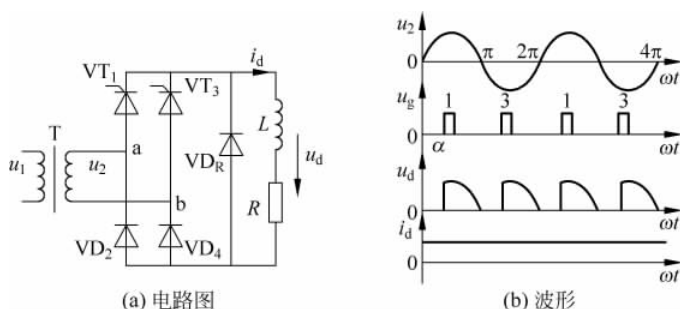


图 3.12 单相桥式半控整流电路,有续流二极管,阻感负载时的电路及波形

为了防止出现失控现象,在该电路实用中需加设续流二极管  $VD_R$ ,如图 3.12(a) 所示。实际运行中,若无续流二极管,则当  $\alpha$  突然增大至  $180^\circ$  或触发脉冲丢失时,由于电感储能不经变压器二次绕组释放,只是消耗在负载电阻上,会发生一个晶闸管持续导通而两个二极管轮流导通的情况,这使  $u_d$  成为正弦半波,即半周期  $u_d$  为正弦,另外半周期  $u_d$  为零,其平均值保持恒定,相当于单相半波不可控整流电路时的波形,该现象称为失控。例如,当  $VT_1$  导通时切断触发电路,则当  $u_2$  变负时,由于电感的作用,负载电流由  $VT_1$  和  $VD_2$  续流,当  $u_2$  又为正时,因  $VT_1$  是导通的, $u_2$  又经  $VT_1$  和  $VD_4$  向负载供电,出现失控现象。

图 3.12 中,有续流二极管  $VD_R$  时,续流过程由  $VD_R$  完成,在续流阶段所有晶闸管关断,这就避免了某一个晶闸管持续导通从而导致失控的现象。同时,续流期间导电回路中只有一个管压降,少了一次管压降,有利于降低损耗。

有续流二极管时电路中各部分的波形如图 3.12(b) 所示。

抑制失控的单相桥式半控整流电路的另一种接法如图 3.13 所示,相当于把图 3.6 (a) 中的  $VT_3$  和  $VT_4$  换为二极管  $VD_3$  和  $VD_4$ ,这样可以省去续流二极管

$VD_R$ , 续流由  $VD_3$  和  $VD_4$  来实现。这种接法的两个晶闸管阴极电位不同, 二者的触发电路需要隔离。

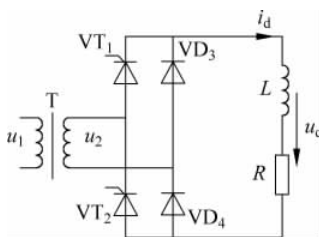


图 3.13 单相桥式半控整流电路的另一接法

## 3.2 三相可控整流电路

相对于单相整流电路, 三相整流电路具有负载容量较大、直流电压脉动较小的优点, 其交流侧由三相电源供电。三相可控整流电路中, 最基本的是三相半波可控整流电路, 应用最为广泛的是三相桥式全控整流电路, 以及双反星形可控整流电路、十二脉波可控整流电路等, 均可在三相半波的基础上进行分析。本节首先分析三相半波可控整流电路, 然后分析三相桥式全控整流电路。

### 3.2.1 三相半波可控整流电路

#### 1. 电阻负载

三相半波可控整流电路如图 3.14(a)所示。交流电源侧采用 $\Delta$ -Y接法, 这样二次侧有零线, 并且避免 3 次谐波电流流入电网。三个晶闸管分别接入 a、b、c 三相电源, 它们的阴极连接在一起, 称为共阴极接法, 这种接法触发电路有公共端, 连线方便。

分析方法同单相, 首先假设将电路中的晶闸管换作二极管, 并用 VD 表示, 该电路就成为三相半波不可控整流电路。此时, 共阴极连接的三个二极管对应的相电压中哪一个的值最大, 则该相所对应的二极管导通, 并使另两相的二极管承受反压关断, 输出整流电压即为该相的相电压, 波形如图 3.14(b)~(f)所示。

在一个周期中, 器件工作情况如下: 在  $\omega t_1 \sim \omega t_2$  期间, a 相电压最高,  $VD_1$  导通,  $u_d = u_a$ ; 在  $\omega t_2 \sim \omega t_3$  期间, b 相电压最高,  $VD_2$  导通,  $u_d = u_b$ ; 在  $\omega t_3 \sim \omega t_4$  期间, c 相电压最高,  $VD_3$  导通,  $u_d = u_c$ 。此后, 在下一周期相当于  $\omega t_1$  的位置即  $\omega t_4$  时刻,  $VD_1$  又



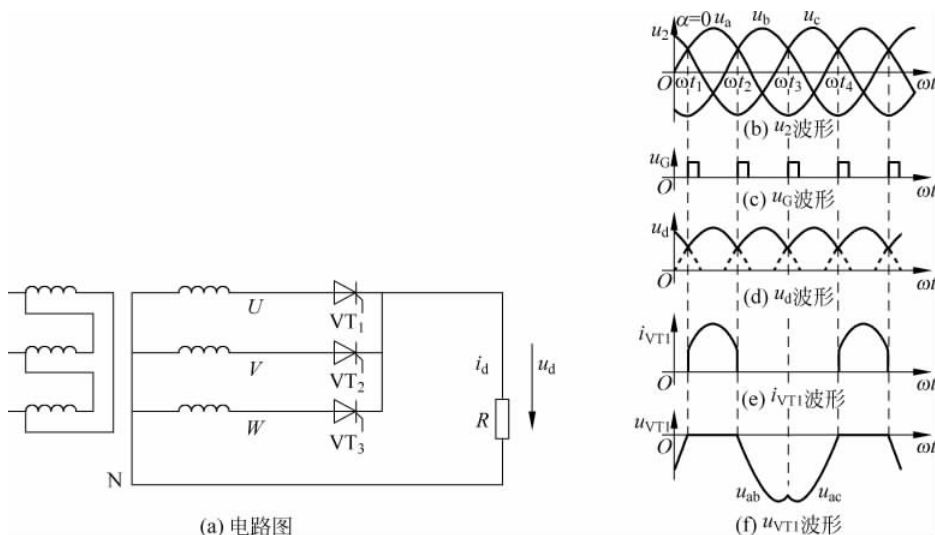


图 3.14 三相半波可控整流电路共阴极接法,电阻负载时的电路及  $\alpha=0^\circ$  时的波形

导通,重复前一周期的工作情况。如此,一周期中  $VD_1$ 、 $VD_2$ 、 $VD_3$  轮流导通,每管各导通  $120^\circ$ 。 $u_d$  波形为三个相电压在正半周期的包络线。

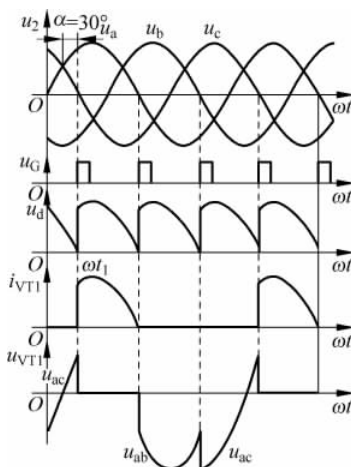
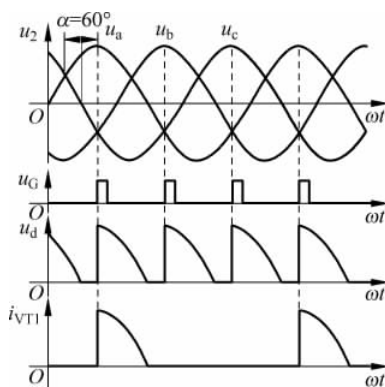
自然换相点指的是,在相电压的交点  $\omega t_1$ 、 $\omega t_2$ 、 $\omega t_3$  处,均出现了二极管换相,即电流由一个二极管向另一个二极管转移,称这些交点为自然换相点。对晶闸管电路而言,自然换相点是各相晶闸管能触发导通的最早时刻,将其作为计算各晶闸管触发角  $\alpha$  的起点,即  $\alpha=0^\circ$ ,要改变触发角只能是在此基础上增大,即沿时间坐标轴向右移。若在自然换相点处触发相应的晶闸管导通,则电路的工作情况与以上分析的二极管整流工作情况一样。回顾 3.1 节的单相可控整流电路可知,各种单相可控整流电路的自然换相点是变压器二次电压  $u_2$  的过零点。

$VT_1$  两端的电压波形如图 3.13(f) 所示,共由 3 段组成:第 1 段,  $VT_1$  导通期间,管压降为 0,可近似为  $u_{VT1}=0$ ;第 2 段,在  $VT_1$  关断后,  $VT_2$  导通期间,  $u_{VT1}=u_a-u_b=u_{ab}$  为一段线电压;第 3 段,在  $VT_3$  导通期间,  $u_{VT1}=u_a-u_c=u_{ac}$  为另一段线电压,即晶闸管电压由一段管压降和两段线电压组成。由图可见,  $\alpha=0^\circ$  时,晶闸管承受的两段线电压均为负值,随着  $\alpha$  增大,晶闸管承受的电压中正的部分逐渐增多。其他两管上的电压波形形状相同,相位依次差  $120^\circ$ 。

增大  $\alpha$  值,是将触发脉冲后移,整流电路的工作情况相应地发生变化。

图 3.15 是  $\alpha=30^\circ$  时的波形。从输出电压、电流的波形可看出,这时负载电流处于连续和断续的临界状态,各相仍导电  $120^\circ$ 。

在  $\alpha>30^\circ$  之后,出现波形断续,例如  $\alpha=60^\circ$  时,整流电压的波形如图 3.16 所示,当

图 3.15 三相半波可控整流电路,电阻负载,  $\alpha=30^\circ$  时的波形图 3.16 三相半波可控整流电路,电阻负载,  $\alpha=60^\circ$  时的波形

导通一相的相电压过零变负时,该相晶闸管关断。此时下一相晶闸管虽承受正电压,但它的触发脉冲还未到,不会导通,因此输出电压电流均为零,直到触发脉冲出现为止。这种情况下,负载电流断续,各晶闸管导通角为  $90^\circ$ ,小于  $120^\circ$ 。

若  $\alpha$  角继续增大,整流电压将越来越小,  $\alpha=150^\circ$  时,整流输出电压为零。故电阻负载时  $\alpha$  角的移相范围为  $150^\circ$ 。

由于电压波形分为了连续和断续两种状态,整流电压平均值的计算分两种情况:

(1)  $\alpha \leq 30^\circ$  时,负载电流连续,有

$$U_d = \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{5\pi}{6}+\alpha} \sqrt{2}U_2 \sin \omega t d(\omega t) = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U_2 \cos \alpha = 1.17 U_2 \cos \alpha \quad (3-18)$$

其中,当  $\alpha=0^\circ$  时,  $U_d$  最大,为  $U_d=U_{d0}=1.17 U_2$ 。

(2)  $\alpha > 30^\circ$  时, 负载电流断续, 晶闸管导通角减小, 此时有

$$U_d = \frac{1}{\frac{2\pi}{3}} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t d(\omega t) = \frac{3\sqrt{2}}{2\pi} U_2 \left[ 1 + \cos\left(\frac{\pi}{6} + \alpha\right) \right]$$

$$= 0.675 U_2 \left[ 1 + \cos\left(\frac{\pi}{6} + \alpha\right) \right] \quad (3-19)$$

负载电流平均值均为

$$I_d = \frac{U_d}{R} \quad (3-20)$$

晶闸管承受的最大反向电压, 由图 3.15 不难看出为变压器二次线电压峰值, 即

$$U_{RM} = \sqrt{2} \times \sqrt{3} U_2 = \sqrt{6} U_2 = 2.45 U_2 \quad (3-21)$$

由于晶闸管阴极与零线间的电压即为整流输出电压  $u_d$ , 其最小值为零, 而晶闸管阳极与零线间的最高电压等于变压器二次相电压的峰值, 因此晶闸管阳极与阴极间的最大正向电压等于变压器二次相电压的峰值, 即

$$U_{FM} = \sqrt{2} U_2 \quad (3-22)$$

## 2. 阻感负载

如果负载为阻感负载, 且  $L$  值很大, 由于电感的储能作用, 整流电流  $i_d$  的波形基本是平直的, 流过晶闸管的电流接近矩形波, 则如图 3.17(b) 所示。

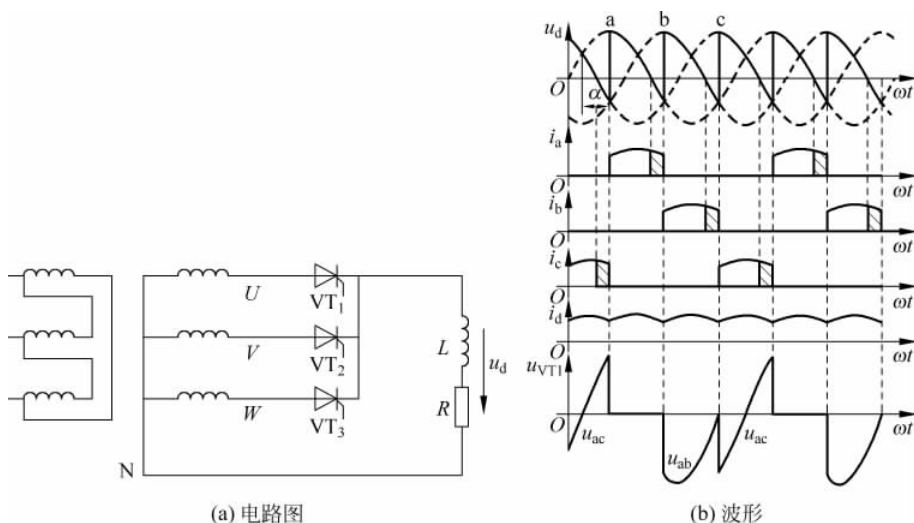


图 3.17 三相半波可控整流电路, 阻感负载时的电路及  $\alpha = 60^\circ$  时的波形

由于  $\alpha \leq 30^\circ$  时, 整流电压波形与电阻负载时相同, 因为两种负载情况下, 负载电流均连续。

当  $\alpha > 30^\circ$  时, 例如  $\alpha = 60^\circ$  时, 当  $u_2$  过零时, 由于电感的存在, 阻止电流下降, 因而  $VT_1$  继续导通, 直到下一相晶闸管  $VT_2$  的触发脉冲到来, 才发生换流, 由  $VT_2$  导通向负载供电, 同时向  $VT_1$  施加反压使其关断。这种情况下  $u_d$  波形中出现负的部分, 若  $\alpha$  增大,  $u_d$  波形中负的部分将增多, 波形如图 3.17(b) 所示。至  $\alpha = 90^\circ$  时,  $u_d$  波形中正负面积相等,  $u_d$  的平均值为零。可见阻感负载时  $\alpha$  的移相范围为  $90^\circ$ 。

由于负载电流连续,  $U_d$  可由式(3-18)求出, 即

$$U_d = 1.17U_2 \cos \alpha$$

变压器二次电流即晶闸管电流的有效值为

$$I_2 = I_{VT} = \frac{1}{\sqrt{3}} I_d = 0.577 I_d \quad (3-23)$$

由此可求出晶闸管的额定电流为

$$I_{VT(AV)} = \frac{I_{VT}}{1.57} = 0.368 I_d \quad (3-24)$$

晶闸管两端电压波形如图 3.17(b) 所示, 由于负载电流连续, 因此晶闸管最大正向电压峰值均为变压器二次线电压峰值, 即

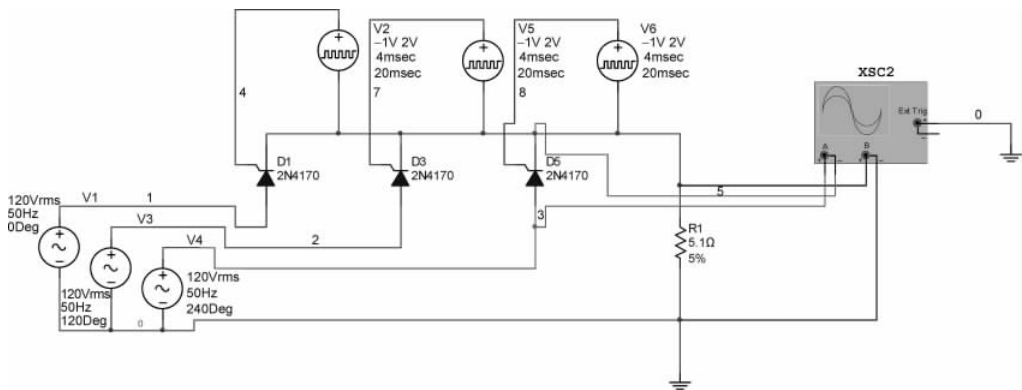
$$U_{FM} = U_{RM} = 2.45U_2 \quad (3-25)$$

### 3. 仿真电路

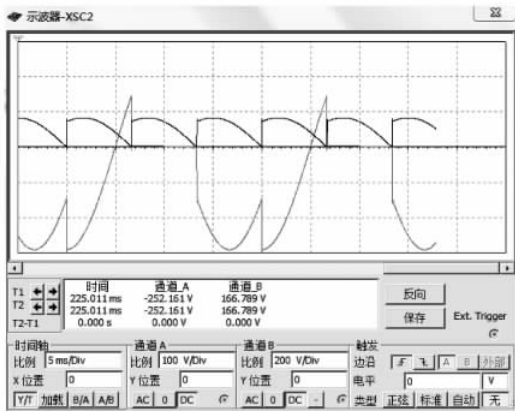
利用 Multisim 仿真单相桥式全波整流电路输出的电压图形, 如图 3.18 所示为  $\alpha = 30^\circ$  时阻性负载的输出电压的波形。

## 3.2.2 三相桥式全控整流电路

目前在各种整流电路中, 三相桥式全控整流电路的应用最为广泛, 其原理图如图 3.19 所示, 其中 6 个晶闸管的连接方式为: 3 个共阴极连接在一起的晶闸管 ( $VT_1$ 、 $VT_3$ 、 $VT_5$ ) 称为共阴极管; 3 个阳极连接在一起的晶闸管 ( $VT_2$ 、 $VT_4$ 、 $VT_6$ ) 称为共阳极管。此外, 按照晶闸管导通的顺序对 6 个晶闸管进行顺序编号, 即共阴极管中与 a、b、c 三相电源相接的 3 个晶闸管分别为  $VT_1$ 、 $VT_3$ 、 $VT_5$ , 共阳极管中与 a、b、c 三相电源相接的 3 个晶闸管分别为  $VT_4$ 、 $VT_6$ 、 $VT_2$ 。从后面的分析可知, 按此编号, 晶闸管的导通顺序为  $VT_1$ - $VT_2$ - $VT_3$ - $VT_4$ - $VT_5$ - $VT_6$ 。



(a) 仿真电路图



(b) 输出电压波形

图 3.18 单相全波整流电路仿真电路及输出电压波形

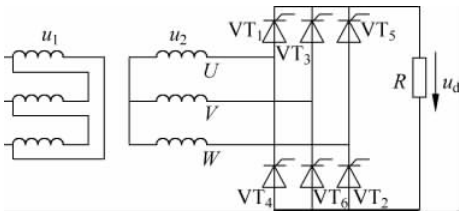


图 3.19 三相桥式全控整流电路原理图

1. 带电阻负载时的工作情况

分析方法类似于三相半波可控整流电路,假设将电路中的 6 个晶闸管换作二极管,这种情况也就相当于晶闸管触发角  $\alpha=0^\circ$  时的情况。所以,共阴极组的 3 个晶闸管,阳极所接交流电压值最高的一个导通。共阳极组的 3 个晶闸管,则是阴极所接交

流电压值最低(或者说负得最多)的一个导通。这样,任意时刻共阳极组和共阴极组中各有 1 个晶闸管处于导通状态,施加于负载上的电压为某一线电压。此时电路工作波形如图 3.20 所示。

各晶闸管均在自然换相点处换相时  $\alpha=0^\circ$ 。由图 3.20 中变压器二次绕组相电压与线电压波形的对应关系看出,各自然换相点既是相电压的交点,同时也是线电压的交点。在分析  $u_d$  的波形时,既可从相电压波形分析,也可以从线电压波形分析。

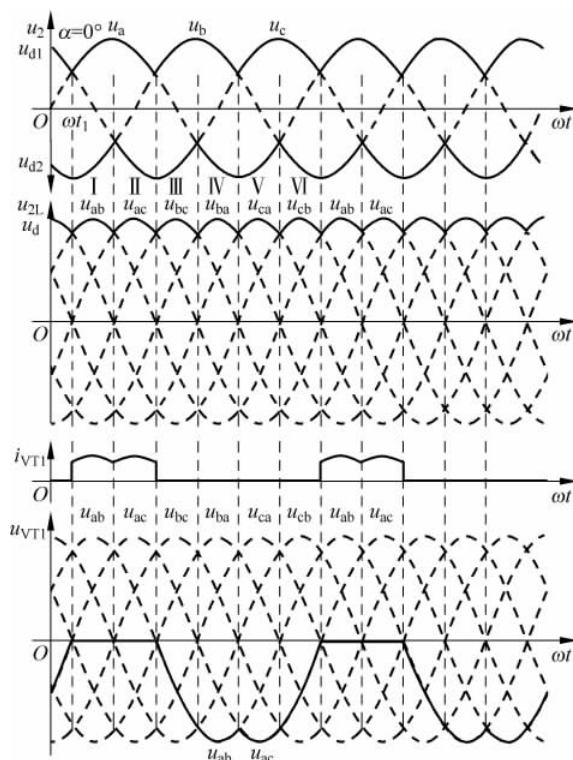


图 3.20 三相桥式全控整流电路带电阻负载  $\alpha=0^\circ$  时的波形

从相电压图形分析得到,共阴极组中的晶闸管导通时,整流输出电压  $u_{d1}$  为相电压在正半周的包络线;共阳极组中的晶闸管导通时,整流输出电压  $u_{d2}$  为相电压在负半周的包络线,总的整流输出电压  $u_d = u_{d1} - u_{d2}$  是两条包络线间的差值,将其对应到线电压波形上,即为线电压在正半周的包络线。

对应从相电压分析来看,直接从线电压波形看,由于共阴极组中处于通态的晶闸管对应的是最大(正得最多)的相电压,而共阳极组中处于通态的晶闸管对应的是最小(负得最多)的相电压,输出整流电压  $u_d$  为这两个相电压相减,是线电压中最大的一个,因此输出整流电压  $u_d$  波形为线电压在正半周期的包络线。

根据晶闸管导通、关断的变化情况,将波形中的一个周期等分为 6 段,每段为  $60^\circ$ ,如图 3.20 所示,每一段中导通的晶闸管及输出整流电压的情况如表 3.1 所示。由该表可见,6 个晶闸管的导通顺序为  $VT_1$ - $VT_2$ - $VT_3$ - $VT_4$ - $VT_5$ - $VT_6$ 。

表 3.1 三相桥式全控整流电路电阻负载  $\alpha=0^\circ$  时晶闸管工作情况

时 段	I	II	III	IV	V	VI
共阴极组中导通的晶闸管	$VT_1$	$VT_1$	$VT_3$	$VT_3$	$VT_5$	$VT_5$
共阳极组中导通的晶闸管	$VT_6$	$VT_2$	$VT_2$	$VT_4$	$VT_4$	$VT_6$
整流输出电压 $u_d$	$u_a - u_b = u_{ab}$	$u_a - u_c = u_{ac}$	$u_b - u_c = u_{bc}$	$u_b - u_a = u_{ba}$	$u_c - u_a = u_{ca}$	$u_c - u_b = u_{cb}$

从触发角  $\alpha=0^\circ$  时的情况可以总结出三相桥式全控整流电路的一些特点如下:

(1) 每个时刻均需 2 个晶闸管同时导通,形成向负载供电的回路,其中 1 个晶闸管是共阴极组的,1 个是共阳极组的,且不能为同 1 相的晶闸管。

(2) 对触发脉冲的要求: 6 个晶闸管的脉冲按  $VT_1$ - $VT_2$ - $VT_3$ - $VT_4$ - $VT_5$ - $VT_6$  的顺序,相位依次差  $60^\circ$ ; 共阴极组  $VT_1$ 、 $VT_3$ 、 $VT_5$  的脉冲依次差  $120^\circ$ ,共阳极组  $VT_4$ 、 $VT_6$ 、 $VT_2$  也依次差  $120^\circ$ ; 同一相的上下两个桥臂,即  $VT_1$  与  $VT_4$ , $VT_3$  与  $VT_6$ , $VT_5$  与  $VT_2$ ,脉冲相差  $180^\circ$ 。

(3) 整流输出电压  $u_d$  一周脉动 6 次,每次脉动的波形都一样,故该电路为 6 脉波整流电路。

(4) 在整流电路合闸启动过程中或电流断续时,为确保电路的正常工作,需保证同时导通的 2 个晶闸管均有触发脉冲。为此,可采用两种方法:一种是使脉冲宽度大于  $60^\circ$  (一般取  $80^\circ \sim 100^\circ$ ),称为宽脉冲触发。另一种方法是,在触发某个晶闸管的同时,给序号紧前的一个晶闸管补发脉冲。即用两个窄脉冲代替宽脉冲,两个窄脉冲的前沿相差  $60^\circ$ ,脉宽一般为  $20^\circ \sim 30^\circ$ ,称为双脉冲触发。双脉冲电路较复杂,但要求的触发电路输出功率小。宽脉冲触发电路虽可少输出一半脉冲,但为了不使脉冲变压器饱和,需将铁心体积做得较大,绕组匝数较多,导致漏感增大,脉冲前沿不够陡,对于晶闸管串联使用不利。虽可用去磁绕组改善这种情况,但又使触发电路复杂化。因此,常用的是双脉冲触发。

(5)  $\alpha=0^\circ$  时晶闸管承受的电压波形如图 3.20 所示。图中仅给出  $VT_1$  的电压波形。将此波形与三相半波时图 3.14 中的  $VT_1$  电压波形比较可见,两者是相同的,晶闸管承受最大正、反向电压的关系也与三相半波时一样。

以晶闸管  $VT_1$  为例, $VT_1$  流过电流  $i_{VT_1}$  的波形如图 3.20 所示,由此波形可以看出,晶闸管一周期中有  $120^\circ$  处于通态, $240^\circ$  处于断态,由于负载为电阻,故晶闸管处于

通态时的电流波形与相应时段的  $u_d$  波形相同。

随着触发角  $\alpha$  改变,电路的工作情况将发生变化。 $\alpha=30^\circ$  时的波形如图 3.21 所示。从  $\omega t_1$  角开始把一个周期等分为 6 段,每段为  $60^\circ$ 。与  $\alpha=0^\circ$  时的情况相同,一周期中  $u_d$  波形仍由 6 段线电压构成,每一段导通晶闸管的编号等仍符合表 3-1 的规律。区别在于,晶闸管起始导通时刻推迟了  $30^\circ$ ,组成  $u_d$  的每一段线电压因此推迟  $30^\circ$ , $u_d$  平均值降低。晶闸管电压波形也相应发生变化,如图 3.21 所示。图中同时给出了变压器二次侧 a 相电流  $i_a$  的波形,该波形的特点是,在  $VT_1$  处于通态的  $120^\circ$  期间, $i_a$  为正, $i_a$  波形的形状与同时段的  $u_d$  波形相同,在  $VT_4$  处于通态的  $120^\circ$  期间, $i_a$  波形的形状也与同时段的  $u_d$  波形相同,但为负值。

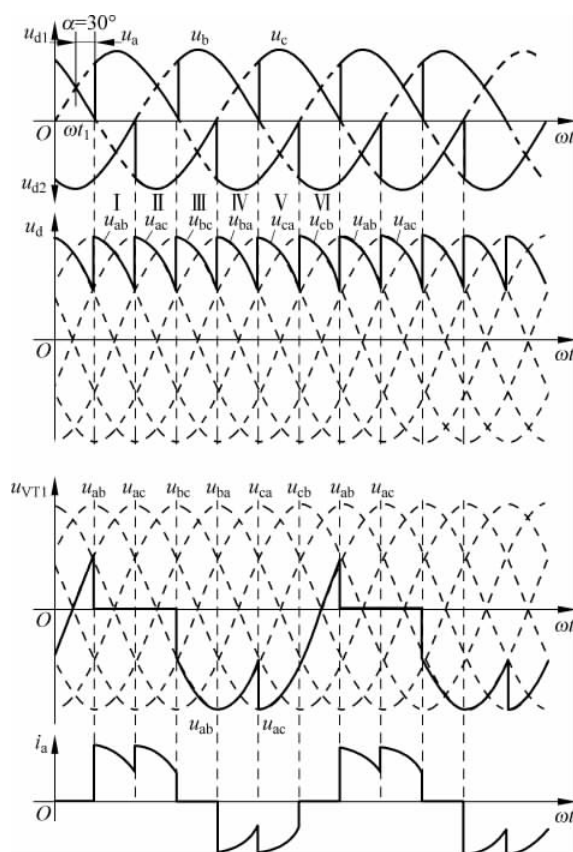


图 3.21 三相桥式全控整流电路带电阻负载  $\alpha=30^\circ$  时的波形

$\alpha=60^\circ$  时的波形如图 3.22 所示,电路工作情况仍可对照表 3-1 分析。 $u_d$  波形中每段线电压的波形继续向后移, $u_d$  平均值继续降低。 $\alpha=60^\circ$  时  $u_d$  出现了为零的点,所以  $\alpha=60^\circ$  是波形连续的临界点。



由以上分析可见,当 $\alpha \leq 60^\circ$ 时, $u_d$ 波形均连续,对于电阻负载, $i_d$ 波形与 $u_d$ 波形的形状是一样的,也连续。

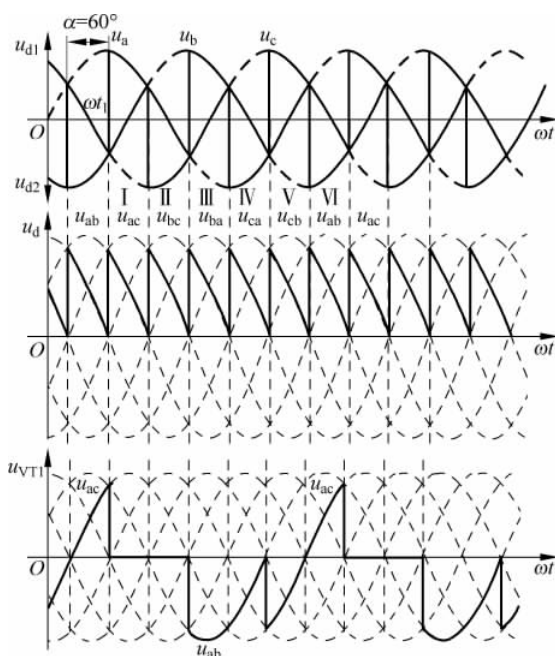


图 3.22 三相桥式全控整流电路带电阻负载 $\alpha=60^\circ$ 时的波形

当 $\alpha > 60^\circ$ 时,如 $\alpha=90^\circ$ 时电阻负载情况下的工作波形如图 3.23 所示,此时 $u_d$ 波形每 $60^\circ$ 中有 $30^\circ$ 为零,由于是电阻负载,电压与电流波形呈正比,一旦电压 $u_d$ 降至零,电流 $i_d$ 也降至零,流过晶闸管的电流 $i_{VT1}$ 即降至零,晶闸管关断,输出整流电压 $u_d$ 为零,因此 $u_d$ 波形不能出现负值。图 3.23 中还给出了晶闸管电流和变压器二次电流的波形。

随着触发角继续增大至 $120^\circ$ ,整流输出电压 $u_d$ 波形将全为零,其平均值也为零,可见带电阻负载时三相桥式全控整流电路 $\alpha$ 角的移相范围是 $120^\circ$ 。

## 2. 阻感负载时的工作情况

三相桥式全控整流电路反电动势阻感负载供电(即用于直流电机传动)是三相桥式全控整流电路阻感负载基础上进行分析的,对于带反电动势阻感负载的情况,只需在阻感负载的基础上掌握其特点,即可把握其工作情况。

当波形连续即 $\alpha \leq 60^\circ$ 时,电路的工作情况与带电阻负载时十分相似,各晶闸管的通断情况、输出整流电压 $u_d$ 波形、晶闸管承受的电压波形等都一样。区别在于负载不同时,同样的整流输出电压加到负载上,得到的负载电流 $i_d$ 波形不同,电阻负载时 $i_d$

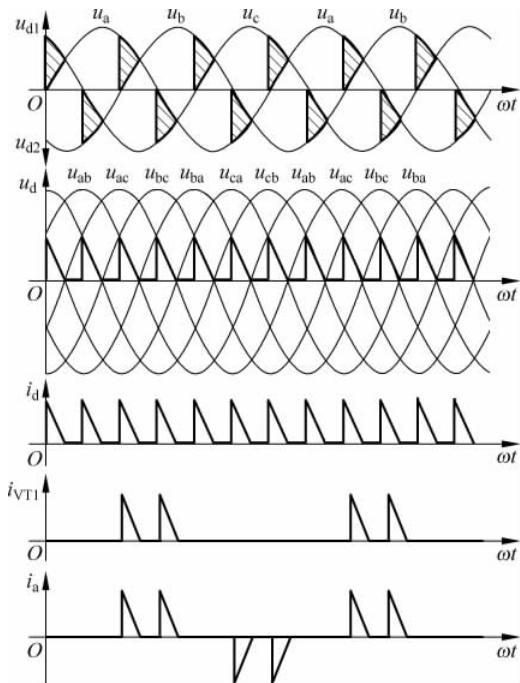


图 3.23 三相桥式全控整流电路带电阻负载  $\alpha=90^\circ$  时的波形

波形与  $u_d$  的波形形状一样。而阻感负载时,由于电感的作用,使得负载电流波形变得平直,当电感足够大的时候,负载电流的波形可近似为一条水平线。图 3.24 和图 3.25 分别给出了三相桥式全控整流电路带阻感负载  $\alpha=0^\circ$  和  $\alpha=30^\circ$  时的波形。

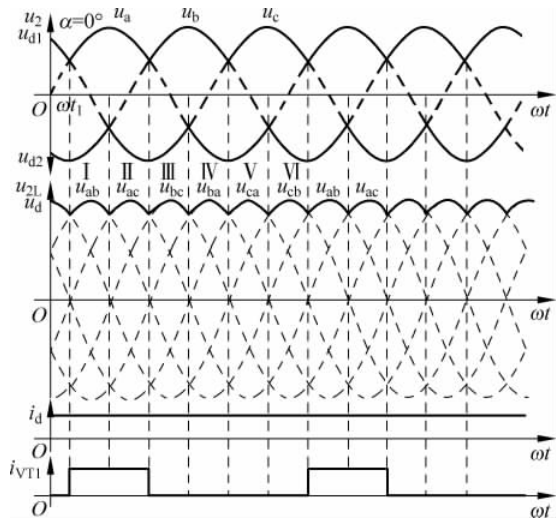


图 3.24 三相桥式全控整流电路带阻感负载  $\alpha=0^\circ$  时的波形

晶闸管  $VT_1$  电流  $i_{VT_1}$  的波形如图 3.24 所示,与图 3.20 带电阻负载时的情况进行比较。由于电感的储能作用,当晶闸管  $VT_1$  导通时, $i_{VT_1}$  波形由负载电流  $i_d$  波形决定,是其一部分,和  $u_d$  波形不同。

图 3.25 中除给出  $u_d$  波形和  $i_d$  波形外,还给出了变压器二次侧 a 相电流  $i_a$  的波形,可与图 3.21 带电阻负载时的情况进行比较。

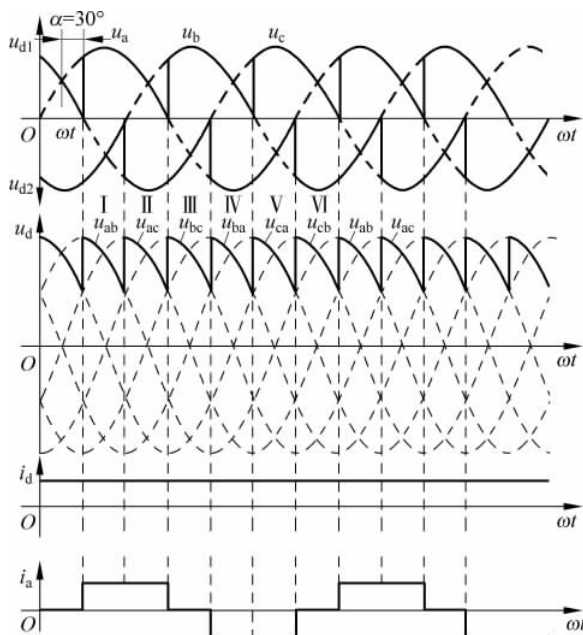
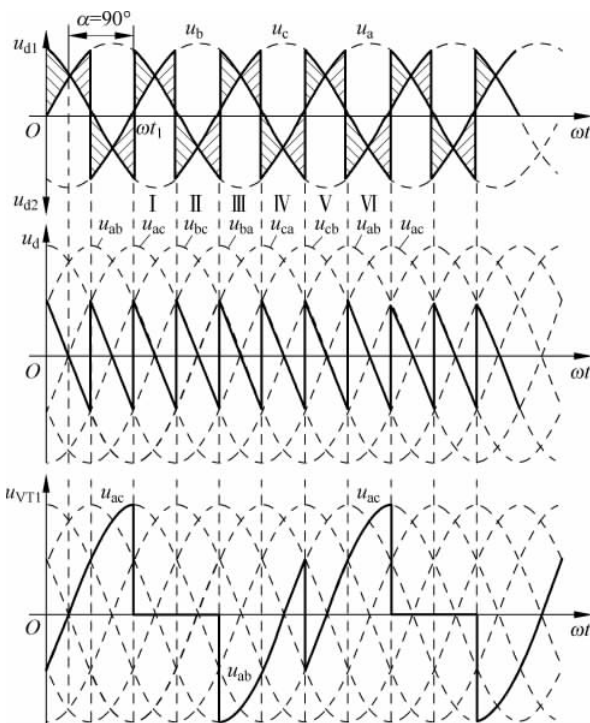


图 3.25 三相桥式全控整流电路带阻感负载  $\alpha=30^\circ$  时的波形

在波形断续时,当  $\alpha > 60^\circ$  时,阻感负载时的工作情况与电阻负载时不同,电阻负载时  $u_d$  波形不会出现负的部分,而阻感负载时,由于电感  $L$  的作用,晶闸管继续导通, $u_d$  波形会进入负半周。 $\alpha=90^\circ$  时的波形如图 3.26 所示。若电感  $L$  值足够大, $u_d$  中正负面积将基本相等, $u_d$  平均值近似为零。这表明,带阻感负载时,三相桥式全控整流电路的  $\alpha$  角移相范围为  $90^\circ$ 。

### 3. 定量分析

整流输出电压  $u_d$  的波形在一周期内脉动 6 次,且每次脉动的波形相同,因此在计算其平均值时,只需对一个脉波(即  $1/6$  周期)进行计算即可。此外,以线电压的过零点为时间坐标的零点,于是可得当整流输出电压连续时(即带阻感负载时或带电阻负载  $\alpha \leq 60^\circ$  时)的平均值为

图 3.26 三相桥式全控整流电路带阻感负载  $\alpha=90^\circ$  时的波形

$$U_d = \frac{1}{\frac{\pi}{3}} \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}+\alpha} \sqrt{6}U_2 \sin\omega t d(\omega t) = 2.34U_2 \cos\alpha \quad (3-26)$$

带电阻负载且  $\alpha > 60^\circ$  时, 整流电压平均值为

$$U_d = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\pi} \sqrt{6}U_2 \sin\omega t d(\omega t) = 2.34U_2 \left[ 1 + \cos\left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right) \right] \quad (3-27)$$

输出电流平均值为  $I_d = U_d/R$ 。

当整流变压器为图 3.19 中所示采用星形联结, 带阻感负载时, 变压器二次侧电流波形如图 3.24 中所示, 为正负半周各宽  $120^\circ$ 、前沿相差  $180^\circ$  的矩形波, 其有效值为

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left( I_d^2 \times \frac{2}{3}\pi + (-I_d)^2 \times \frac{2}{3}\pi \right)} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d = 0.816 I_d \quad (3-28)$$

晶闸管电压、电流等的定量分析与三相半波时一致。

三相桥式全控整流电路接反电动势阻感负载时, 在负载电感足够大足以使负载电流连续的情况下, 电路工作情况与电感性负载时相似, 电路中各处电压、电流波形均相同, 仅在计算  $I_d$  时有所不同, 接反电动势阻感负载时的  $I_d$  为

$$I_d = \frac{U_d - E}{R} \quad (3-29)$$

式中  $R$  和  $E$  分别为负载中的电阻值和反电动势的值。

4. 电路仿真

利用 Multisim 仿真单相桥式全波整流电路输出的电压图形。如图 3.27 所示为  $\alpha=45^\circ$  时阻性负载的输出电压波形。

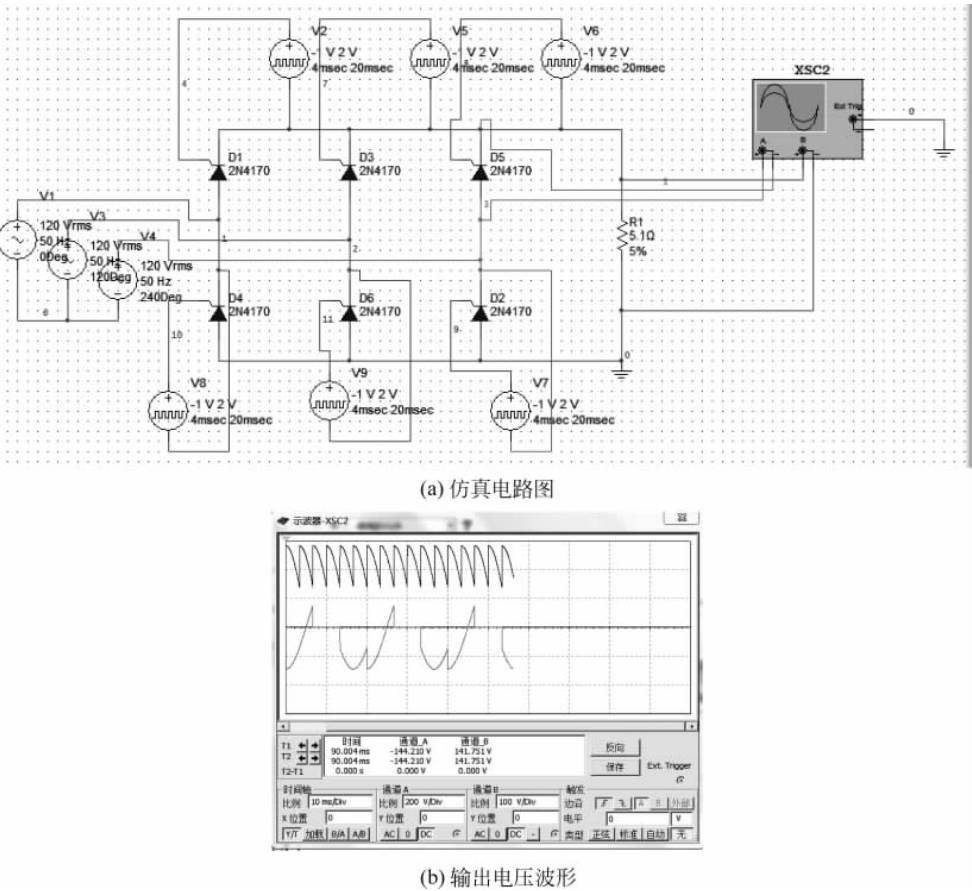


图 3.27 三相桥式全控整流电路仿真电路及电压输出波形

知识拓展

针对目前手机的广泛使用,运用所学的 AC/DC 整流电路的知识,将由交流电源提供的交流电 220V 转变成手机所能接受的直流电 5V2A。

设计方案: 此处介绍新型 RCC 式开关,主要电路图如图 3.28 所示。交流市电经过整流滤波变为直流电,直流电通过启动电路使开关管  $M_1$  导通,在自激振荡电路的作用下开关管  $M_1$  导通时变压器存储能量,开关管  $M_1$  关断时由于反激变换的作用开始

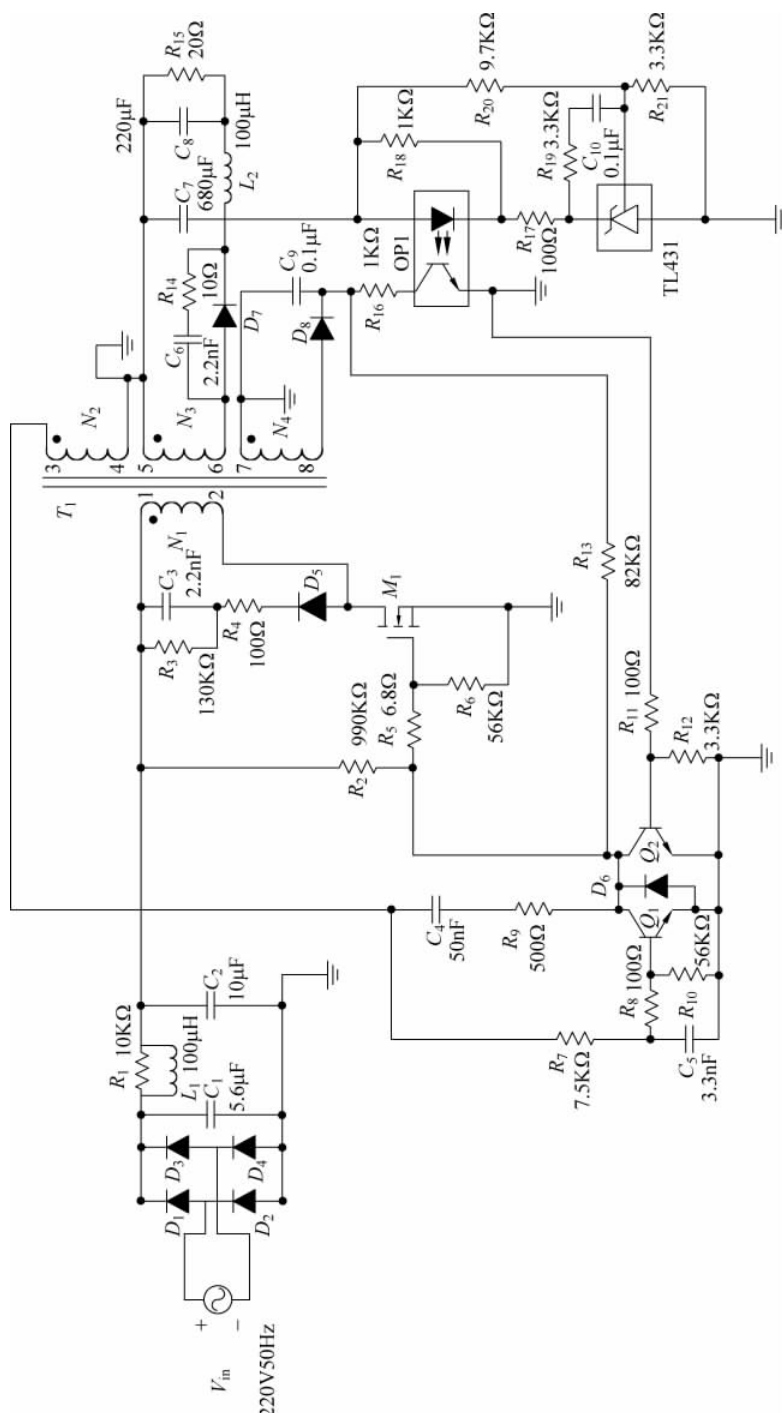


图 3.28 主结构电路主要电路图(Multism 仿真图)\*

\* 此图为仿真图,为与软件一致,电路符号未改为国标,标注的字母也未作修改,请读者注意。

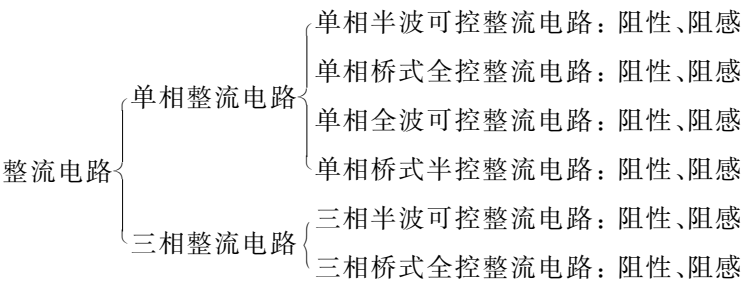
向输出电路传递能量。自激振荡频率由负载电流的变化而变化维持输出电流的恒定。新型 RCC 式开关电源电路通过对电容的充放电来实现自激振荡,当输出电路电压升高超过额定电压时,阻塞反馈电路通过对输出电压的采样反馈使开关管  $M_1$  停振,从而阻止能量的继续传递从而降低输出电压,当输出电压降低到额定电压时,阻塞反馈电路停止工作,开关管  $M_1$  继续自激振荡并且通过反激变换从而向输出电路传递能量,从而达到调节输出电压使其稳定。

具体反激过程是:开关管  $M_1$  导通后,变压器  $T_1$  原边绕组 1 产生(1 正 2 负)电动势,此时同名端为正,电流流过原边绕组将能量储存在绕组上。由于互感  $T_1$  辅助绕组 2 驱动正反馈也产生(3 正 4 负)感应电动势, $T_1$  辅助绕组 4 辅助电源产生(7 正 8 负)感应电动势, $T_1$  辅助绕组 3 输出端产生(5 正 6 负)感应电动势。正反馈辅助绕组使开关管  $M_1$  更加导通,通过反激变换的作用使二极管  $D_7$ 、 $D_8$  截止。当开关管  $M_1$  关断后,原边绕组为了维持原来电流产生感生电动势,原边绕组电压反相(2 正 1 负),原边通过  $D_5$ 、 $R_4$ 、 $R_3$ 、 $C_3$  组成环路。

本章小结

将交流转变为直流的电路称为整流电路,可控整流电路在生产中应用广泛。掌握常用的可控整流电路的工作原理、特点与分析方法是本章的重点,也是学习其他类型线路的基础。学习本章时,要抓住相控整流电路是通过改变晶闸管的控制角  $\alpha$  要点来进行整流输出电压调节的。单相全桥和三相全桥相控整流电路最为实用。

本章内容结构:



习题及思考题

一、填空题

1. 电阻负载的特点是\_\_\_\_\_,在单相半波可控整流电阻性负载电路中,晶闸管

控制角  $\alpha$  的最大移相范围是\_\_\_\_\_。

2. 阻感负载的特点是\_\_\_\_\_,在单相半波可控整流带阻感负载并联续流二极管的电路中,晶闸管承受的最大正反向电压均为\_\_\_\_\_,续流二极管承受的最大反向电压为\_\_\_\_\_ (设  $U_2$  为相电压有效值)。

3. 单相桥式全控整流电路中,带纯电阻负载时, $\alpha$  角移相范围为\_\_\_\_\_,单个晶闸管所承受的最大正向电压和反向电压分别为\_\_\_\_\_和\_\_\_\_\_;带阻感负载时, $\alpha$  角移相范围为\_\_\_\_\_,单个晶闸管所承受的最大正向电压和反向电压分别为\_\_\_\_\_和\_\_\_\_\_。

4. 晶闸管内部具有\_\_\_\_\_层半导体器件,有三个引出端,分别为:\_\_\_\_\_,\_\_\_\_\_,\_\_\_\_\_。

5. 控制角是指\_\_\_\_\_,用\_\_\_\_\_表示;导通角是指\_\_\_\_\_,用\_\_\_\_\_表示。

6. 单相全波阻感负载的可控整流电路中, $\alpha$  角移相范围为\_\_\_\_\_,单个晶闸管所承受的最大正向电压和反向电压分别为\_\_\_\_\_和\_\_\_\_\_。

7. 电阻性负载三相半波可控整流电路中,晶闸管所承受的最大正向电压  $U_{FM}$  等于\_\_\_\_\_,晶闸管控制角  $\alpha$  的最大移相范围是\_\_\_\_\_,使负载电流连续的条件为\_\_\_\_\_ ( $U_2$  为相电压有效值)。

8. 三相半波可控整流电路中的三个晶闸管的触发脉冲相位按相序依次互差\_\_\_\_\_,当它带阻感负载时, $\alpha$  的移相范围为\_\_\_\_\_。

9. 三相桥式全控整流电路带电阻负载工作中,共阴极组中处于通态的晶闸管对应的是\_\_\_\_\_的相电压,而共阳极组中处于导通的晶闸管对应的是\_\_\_\_\_的相电压;这种电路  $\alpha$  角的移相范围是\_\_\_\_\_, $u_d$  波形连续的条件是\_\_\_\_\_。

10. 三相桥式全控整流电路带电阻负载工作中,晶闸管的导通顺序是\_\_\_\_\_,依次相差\_\_\_\_\_。

## 二、简答题

1. 如图 3.29 所示的单相桥式半控整流电路中可能发生失控现象,何为失控,怎样抑制失控?

2. 作出单相半波可控整流电路在阻性和阻感性( $L$  足够大)负载下的  $u_d$ 、 $i_d$ 、 $u_{VT1}$  图形。

3. 作出单相全波可控整流电路在阻性和阻感性( $L$  足够大)负载下的  $u_d$ 、 $i_d$ 、 $u_{VT1}$  图形。

4. 作出单相桥式全控整流电路在阻性和阻感性( $L$  足够大)负载下的  $u_d$ 、 $i_d$ 、 $u_{VT1}$



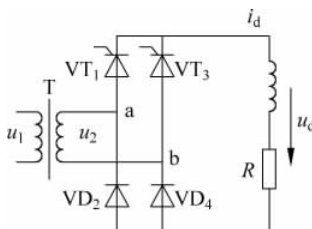


图 3.29 单相桥式半控整流电路

图形。

5. 作出单相桥式半控整流电路在阻性和阻感性( $L$  足够大)负载下的  $u_d$ 、 $i_d$ 、 $u_{VT1}$  图形。

6. 单相全波和单相桥式全控整流电路两者的区别是什么?

7. 单相半波可控整流电路中,如果:

- (1) 晶闸管门极不加触发脉冲;
- (2) 晶闸管内部短路;
- (3) 晶闸管内部断开;

试分析上述三种情况负载两端电压  $u_d$  和晶闸管两端电压  $u_{VT}$  的波形。

8. 有两组三相半波可控整流电路,一组是共阴极接法,一组是共阳极接法,如果它们的触发角都是  $\alpha$ ,那么共阴极组的触发脉冲与共阳极组的触发脉冲对同一相来说,例如都是 a 相,在相位上差多少度?

9. 在三相桥式全控整流电路中,电阻负载,如果有一个晶闸管不能导通,此时的整流电压  $u_d$  波形如何?

10. 单相桥式全控整流电路、三相桥式全控整流电路中,当负载分别为电阻负载或电感负载时,要求的晶闸管移相范围分别是多少?

11. 三相半波可控整流电路,阻性负载中, $\alpha=60^\circ$  时,绘制出  $u_d$ 、 $i_d$ 、 $u_{VT1}$  的图形。

### 三、计算题

1. 单相半波可控整流电路对电阻性负载供电, $R=20\Omega$ , $U_2=100V$ ,求当  $\alpha=0^\circ$  和  $\alpha=60^\circ$  时的负载电流  $U_d$ 、 $I_d$ 。

2. 单相全波可控整流电路对电阻性负载和阻感性( $L$  足够大)供电, $R=20\Omega$ , $U_2=100V$ ,求当  $\alpha=0^\circ$  和  $\alpha=60^\circ$  时的负载电流  $U_d$ 、 $I_d$ 。

3. 单相桥式全控整流电路对电阻性负载和阻感性( $L$  足够大)供电, $R=20\Omega$ , $U_2=100V$ ,求当  $\alpha=0^\circ$  和  $\alpha=60^\circ$  时的负载电流  $U_d$ 、 $I_d$ 。

4. 单相桥式半控整流电路对电阻性负载和阻感性( $L$  足够大)供电, $R=20\Omega$ ,

$U_2=100\text{V}$ , 求当  $\alpha=0^\circ$  和  $\alpha=60^\circ$  时的负载电流  $U_d$ 、 $I_d$ 。

5. 三相半波可控整流电路对电阻性负载和阻感性 ( $L$  足够大) 供电,  $R=20\Omega$ ,  $U_2=100\text{V}$ , 求当  $\alpha=0^\circ$  和  $\alpha=60^\circ$  时的负载电流  $U_d$ 、 $I_d$ 。

6. 三相桥式全控整流电路对电阻性负载和阻感性 ( $L$  足够大) 供电,  $R=20\Omega$ ,  $U_2=100\text{V}$ , 求当  $\alpha=0^\circ$  和  $\alpha=60^\circ$  时的负载电流  $U_d$ 、 $I_d$ 。

7. 图 3.30 为一种简单的舞台调光线路:

(1) 根据  $u_d$ 、 $u_G$  波形分析电路调光工作原理;

(2) 说明  $R_P$ 、VD 及开关 Q 的作用;

(3) 求本电路晶闸管最小导通角  $\theta_{\min}$ 。

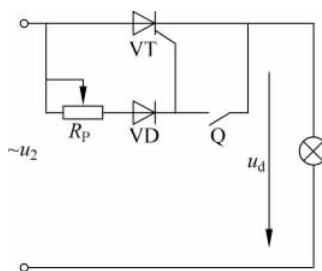


图 3.30 调光台灯线路图