

第3章

相控整流电路

3.1 概述

生活中,许多家电设备使用的电能都是交流电,而直流电动机、电镀电解电源、同步发电机励磁等使用的是直流电。因为直流电传输距离有限,且必须将其电压控制在有限范围之内,利用发电厂产生且长距离传输直流电不切合实际,所以在用到直流电时需要将交流电转化成直流电,这种交流电到直流电的转化过程称为**整流**。实现整流的设备有机械式整流器和电子器件整流器等多种类型,其中较为典型的机械式整流器包括直流发电机的电刷和换相器,现在较为广泛使用的是由电力电子器件组成的整流电路来实现交流到直流的转换。整流电路的性能和控制方式必须满足以下要求:效率高、输出的直流电压大小可以控制,以及直流侧电压和交流侧电流的纹波限制在允许范围内。

整流电路根据输入交流电源的相数,可以分为单相、三相和多相整流电路;根据电力电子器件控制特性,可以分为不可控、半控和全控整流电路;根据结构形式,可以分为零式和桥式整流电路。

本章首先讨论最基本的单相可控整流电路,分析和研究其工作原理、基本数量关系,以及负载性质对整流电路的影响,随后分析三相可控整流电路,再介绍有源逆变的工作原理,同时学习晶闸管触发电路的控制和整流电路的 Multisim 仿真方法。需要注意的是,本章除强调研究器件的导通、关断损耗问题外,一般将电力电子器件视为理想器件,即忽略电力电子器件开通和关断时的管压降和漏电压,同时认为器件的导通和关断均是瞬间完成的。

3.2 单相可控整流电路

3.2.1 单相半波可控整流电路

单相半波可控整流电路(Single Phase Half Wave Controlled Rectifier)是一种当交流输入电压为单相时,由可控器件为负载提供单向波动的直流电,且负载电压波形仅出现在正半周的电路,如图 3.1(a)所示。电路由变压器 T 供电,变压器 T 原边和电压的瞬时值分别用 u_1 和 u_2 表示, u_{VT} 、 u_d 分别表示晶闸管两端的电压和输出负载电压, i_d 表示负载电流。

1. 带电阻负载的工作情况

1) 工作原理

给定变压器副边瞬时电压 $u_2 = \sqrt{2}U_2 \sin \omega t$,其中 U_2 表示电压有效值,如图 3.1(b)所示。在一个工作周期内,带电阻负载的单相半波可控整流电路原理分析如下:

ωt_1 时刻给晶闸管 VT 门极施加触发脉冲信号,如图 3.1(c)所示。此时 VT 两端承受电压 u_2 为正,满足导通条件。VT 导通后,电流流经晶闸管和负载形成回路,此时晶闸

管两端电压差为零,负载电压等于变压器副边电压,即 $u_d = u_2$,流经负载的电流 $i_d = \frac{u_d}{R}$,波形起伏与 u_d 一致。

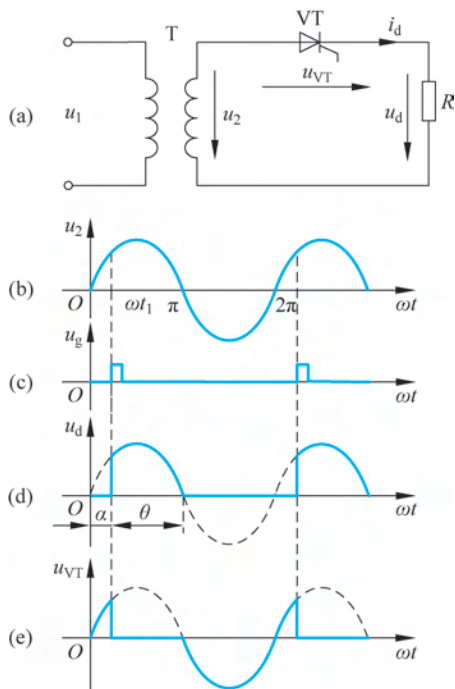


图 3.1 单相半波可控整流电路原理图及工作波形(电阻负载)

$\omega t = \pi$ 时,变压器副边电压 u_2 过零,此时晶闸管两端承受的电压为零,并即刻转为负值,VT 变为关断状态。之后, $i_d = 0$,因此负载两端电压 u_d 为零,晶闸管两端电压等于变压器副边电压,即 $u_{VT} = u_2$ 。

$\omega t = 2\pi$ 时刻,变压器副边电压开始回正。由于此时晶闸管没有触发信号,尚未导通,电路仍处于断开状态,回路无电流,输出电压 u_d 仍为零,此时晶闸管两端电压仍为变压器副边电压。直到 $\omega t = 2\pi + \omega t_1$ 时刻,晶闸管接收到触发信号且此时两端电压差为正值,因此晶闸管由关断状态变为导通状态,之后电路的工作模式与 ωt_1 时刻之后相同,呈周期性变化。可见,该电路的输出电压变换周期是 2π 。

从晶闸管开始承受正向电压到接收到触发脉冲信号的电角度称为**触发角**,有时也叫控制角,一般用 α 表示。晶闸管在一个周期内处于通态的电角度称为**导通角**,一般用 θ 表示。通过改变器件触发时刻从而调节电路输出电压和电流的控制方式,称为**相位控制**方式,简称相控。改变器件触发时刻的操作称为**移相**,通过移相改变触发角可以使整流输出电压平均值变化直至为 0,触发角从 0 至使整流输出平均电压为 0 的时刻的范围称为**移相范围**。

如果改变图 3.1 中晶闸管的触发脉冲作用时刻 ωt_1 ,整流电路输出电压 u_d 、负载电

流 i_d 的波形也随之变化,其平均值也同时改变。因此在电源正半周期内,通过改变晶闸管的触发时刻,可以调节整流器输出直流电压和电流的平均值。

2) 定量计算

带电阻负载的单相半波可控整流电路输出直流电压的平均值 U_d 为

$$U_d = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t d(\omega t) = \frac{\sqrt{2}}{\pi} U_2 \frac{1 + \cos \alpha}{2} = 0.45 U_2 \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad (3.1)$$

当 $\alpha=0$ 时,整流电路输出电压平均值最大,为 $0.45U_2$ 。随着 α 增大, U_d 减小,当 $\alpha=\pi$ 时, $U_d=0$ 。因此该整流电路的晶闸管 VT 的移相范围为 $0^\circ \sim 180^\circ$ 。当然,除式(3.1)外,移相范围也可以直接从图 3.1(d)中看出,在 $\alpha \in (0^\circ, 180^\circ)$ 时,输出电压 u_d 波形与横轴围成的区域面积为正,即输出的平均电压为正。

电路输出直流电流的平均值 I_d 为

$$I_d = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} i_d d(\omega t) = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \frac{\sqrt{2} U_2 \sin \omega t}{R} d(\omega t) = \frac{U_d}{R} \quad (3.2)$$

2. 带阻感负载的工作情况

1) 工作原理

图 3.2(a)所示为带阻感负载的单相半波可控整流电路原理图,其负载由电阻和电感共同组成。由于电感是储能元件,在电感电流增加时,电感产生电动势 $e_L = -L \frac{di_d}{dt}$,其极性将阻止电流的上升;在电感电流下降时,电感电动势 e_L 的极性将阻止电流的下降。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。晶闸管单相半波可控整流电路阻感负载时的工作过程可以分为以下几个阶段:

ωt_1 时刻,触发脉冲信号作用于承受正向电压的晶闸管,晶闸管 VT 导通,之后虽然触发脉冲消失,但是晶闸管在承受正向电压下仍保持导通状态。 u_2 作用于负载两端,因电感 L 的存在使电流 i_d 不能突变,感应电动势试图阻止 i_d 增加,因此电流 i_d 从 0 开始缓慢增加,如图 3.2(e)所示。在这个过程中,交流电源同时提供电阻 R 消耗的能量和电感 L 吸收的磁场能量。

π 时刻,输入电压 u_2 过零,与带电阻负载的整流电路不同的是,由于电感的作用,晶闸管并不会随着 u_2 变负而立刻关断。虽然 i_d 已经处于减小的过程中,但尚未降到 0,因为电感之前储存的能量并未完全释放,此时 $\left| L \frac{di_d}{dt} \right| - |u_2| = i_d R > 0$,意味着电感电动势 e_L 克服了 u_2 的负半周电压,使晶闸管仍然承受正向电压而继续导通。直至 ωt_2 时刻,电感储能释放完毕,此时 $\left| L \frac{di_d}{dt} \right| = |u_2|$, i_d 减小为 0,晶闸管关断。可见,在 $\pi \sim \omega t_2$ 时刻,晶闸管仍处于导通状态,忽略晶闸管的管压降,输出电压 u_d 与 u_2 相等,也随 u_2 出现了负值,如图 3.2(d)和图 3.2(e)所示。

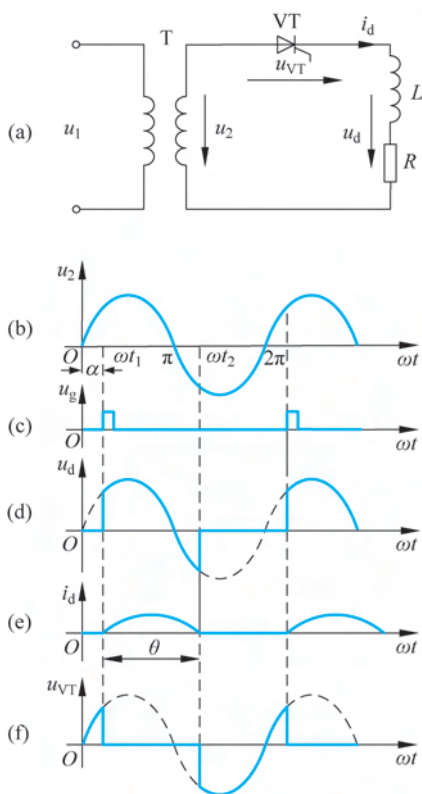


图 3.2 带阻感负载的单相半波可控整流电路原理图及工作波形

ωt_2 时刻,晶闸管关断,回路断流,流经电阻负载 R 的电流 $i_d=0$,晶闸管两端电压 $u_{VT}=u_2$ 。 $\pi+\omega t_1$ 时刻之前,晶闸管承受正向电压,但是门极没有触发,晶闸管处于关断状态,没有电流流过晶闸管,晶闸管两端电压 $u_{VT}=u_2$,负载电压 $u_d=0$,负载电流 $i_d=0$ 。

由此可见,带阻感负载整流电路的特点在于:当输出电压 u_d 和电流 i_d 方向一致时,交流侧输出电能,一部分电能在电阻 R 上消耗,另一部分由电感 L 转化为磁场能量储存起来;当输出电压 u_d 和电流 i_d 方向相反时,电感 L 储存的磁场能量释放,其中一部分能量仍然在电阻 R 上消耗,另一部分通过变压器副边回馈到电网。

2) 定量计算

将电路中的电力电子器件看作理想开关,即器件导通时认为开关闭合,其阻抗为零;器件断开时认为开关断开,其阻抗为无穷大,则电力电子电路就成为分段线性电路,方便分段进行分析计算。

以图 3.2(a)所示的单相半波可控整流电路为例,电路中只有晶闸管 VT 作为唯一的电力电子器件。当 VT 处于断态时,相当于电路在 VT 处断开;当 VT 处于通态时,其阻抗近似为零,相当于电路在 VT 处短路。电压源 u_2 、电感 L 和电阻 R 构成的回路满足

$$L \frac{di_d}{dt} + Ri_d = \sqrt{2}U_2 \sin \omega t \quad (3.3)$$

将 VT 受到触发脉冲导通的时刻 α 作为电路初始时刻,即初始化条件为 $\omega t = \alpha, i_d = 0$, 则求解式(3.3)可以得到

$$i_d = -\frac{\sqrt{2}U_2}{Z} \sin(\alpha - \varphi) e^{-\frac{R}{\omega L}(\omega t - \alpha)} + \frac{\sqrt{2}U_2}{Z} \sin(\omega t - \varphi) \quad (3.4)$$

式中, $Z = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$, $\varphi = \arctan \frac{\omega L}{R}$ 。由式(3.4)可得图 3.2(e)所示的电流波形,并求出导通角 θ 。

由上述分析与计算可知,当 φ 为定值时, α 角越大,电感 L 在 u_2 正半周的储能越少,维持导电的能力就越弱,电路导通角 θ 越小。若 α 不变,则电感 L 的储能随着 φ 的增大而增加, θ 也随之增大。当 φ 增大到趋近 90° ,电感 L 储能足以维持晶闸管导通的时间接近晶闸管在 u_2 正半周导通的时间,此时输出电压 u_d 正负半周的面积近似相等,其平均值 U_d 接近 0,输出的直流电流平均值也很小。为了解决这一问题,在电路的负载两端反向并联一只二极管,称为续流二极管。

3. 带续流二极管和阻感负载的工作情况

1) 工作原理

图 3.3(a)为带续流二极管和阻感负载的单相半波可控整流电路,其工作过程具体包括:

ωt_1 时刻,触发脉冲信号作用于晶闸管,晶闸管触发导通。由于 u_2 作用于负载两端, $u_d = u_2$ 。因大电感 L 的存在,负载电流 i_d 几乎保持不变,如图 3.3(d)所示。该过程与没有续流二极管的电路情况一致。

从 π 时刻开始, u_2 进入负半周, VT 关断, D_R 导通, u_d 为零。电感 L 的储能特点保证了电流 i_d 在 $L \rightarrow R \rightarrow D_R$ 回路中流通,此过程通常称为续流,该回路称为续流回路。 D_R 的可持续导通使 i_d 的波形是连续的,如图 3.3(d)所示。鉴于电感值远大于电阻值, i_d 的波形可视为一条水平线。

从 2π 时刻开始, u_2 进入正半周。但是没有触发信号,晶闸管 VT 仍处于关断状态。 $2\pi + \omega t_1$ 时刻触发信号作用于晶闸管使其导通, D_R 关断,阻感负载电压 $u_d = u_2$,电感 L 继续充电。

在一个工作周期内, VT 的导通角为 $\pi - \alpha$,其余时间电流流过二极管 D_R ,其导通角为 $\pi + \alpha$,电流 i_{DR} 的波形图如图 3.3(f)所示。

2) 定量计算

流过晶闸管 VT 的电流平均值 I_{dVT} 和有效值 I_{VT} 分别为

$$I_{dVT} = \frac{\pi - \alpha}{2\pi} I_d \quad (3.5)$$

$$I_{VT} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} I_d^2 d(\omega t)} = \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{2\pi}} I_d \quad (3.6)$$

根据图 3.3(g)所示的工作波形,晶闸管两端承受的最大正反向电压为 u_2 的峰值,即

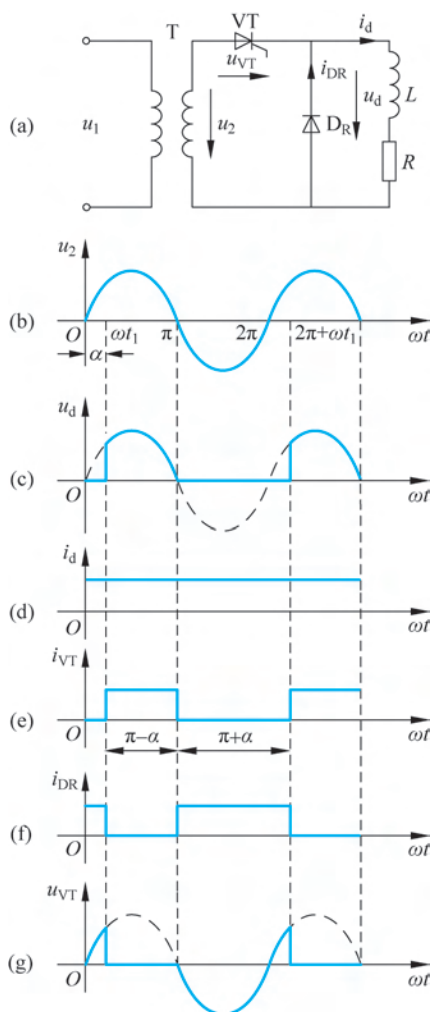


图 3.3 带续流二极管和阻感负载的单相半波可控整流电路原理图及工作波形

$\sqrt{2}U_2$ 。

续流二极管 D_R 的电流平均值 I_{dVDR} 和有效值 I_{VDR} 分别为

$$I_{dVDR} = \frac{\pi + \alpha}{2\pi} I_d \quad (3.7)$$

$$I_{VDR} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{2\pi+\alpha} I_d^2 d(\omega t)} = \sqrt{\frac{\pi + \alpha}{2\pi}} I_d \quad (3.8)$$

续流二极管 D_R 承受的最大反向电压为 u_2 的峰值 $\sqrt{2}U_2$ 。

例 3-1 某电阻负载要求 $0 \sim 24V$ 直流平均电压, 最大负载电流 $I_d = 30A$, 如果用 $220V$ 交流直接供电与用变压器降到 $60V$ 供电, 都采用单相半波可控整流电路, 是否能满足要求? 试比较两种供电方案的晶闸管导通角, 以及考虑安全裕量为 2 时的额定电流、额定电压。

解: 若采用 220V 交流直接供电, 当触发角 $\alpha=0$ 时, $U_{d0}=0.45U_2=99\text{V}$ 。若采用 60V 交流供电, 当 $\alpha=0$ 时, $U_{d0}=0.45U_2=27\text{V}$ 。所以, 调整两种电路的触发角 α 都能满足输出直流电压在 $0\sim 24\text{V}$ 的要求。

(1) 采用 220V 交流电源供电, 输出直流电压的平均值 U_d 为

$$U_d = 0.45U_2 \frac{1 + \cos\alpha}{2}$$

代入 $U_2=220\text{V}$ 和 $U_d=24\text{V}$, 可以得到电路的最低触发角 $\alpha_1=121^\circ$, 因此移相范围是 $121^\circ\sim 180^\circ$, 导通角 $\theta_1=180^\circ-121^\circ=59^\circ$ 。

根据晶闸管的性质可知, 其额定电压等于所承受的最大反向电压, 即

$$U_{N1} = \sqrt{2}U_2 = \sqrt{2} \times 220\text{V} = 311\text{V}$$

由负载电阻 $R = \frac{U_d}{I_d} = \frac{24}{30} = 0.8\Omega$, 可计算流过晶闸管的电流有效值 I_{VT1} 为

$$I_{VT1} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \left(\frac{\sqrt{2}U_2 \sin\omega t}{R} \right)^2 d(\omega t)} = 84\text{A}$$

平均电流 $I_{VT1(AV)}$ 为

$$I_{VT1(AV)} = \frac{I_{VT1}}{1.57} = \frac{84}{1.57} = 54\text{A}$$

那么, 晶闸管的额定电流为 54A。

考虑额定电流和额定电压安全裕量均取 2, 则晶闸管的额定电流等于 108A, 额定电压等于 622V。

(2) 采用降压到 60V 供电, $U_2=60\text{V}$ 。根据 $U_d = 0.45U_2 \frac{1 + \cos\alpha}{2}$ 可以计算出电路最低触发角 $\alpha_2=39^\circ$, 移相范围是 $39^\circ\sim 180^\circ$, 导通角 $\theta_2=180^\circ-39^\circ=141^\circ$ 。

晶闸管的额定电压为

$$U_{N2} = \sqrt{2}U_2 = \sqrt{2} \times 60 = 84\text{V}$$

流过晶闸管的电流有效值 I_{VT2} 为

$$I_{VT2} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \left(\frac{\sqrt{2}U_2 \sin\omega t}{R} \right)^2 d(\omega t)} = 51\text{A}$$

那么, 平均电流 $I_{VT2(AV)}$ 为

$$I_{VT2(AV)} = \frac{I_{VT2}}{1.57} = \frac{51}{1.57} = 32\text{A}$$

考虑额定电流和额定电压安全裕量取 2, 则晶闸管的额定电流等于 64A, 额定电压等于 168V。

根据例 3-1 的计算结果可以看出, 增加了降压器后, 触发角会减小, 选择的晶闸管的额定电压、额定电流都减小。因此, 工程中应尽量使晶闸管电路工作在小触发角状态。

3.2.2 单相桥式全控整流电路

1. 带电阻负载的工作情况

1) 工作原理

图 3.4(a)所示为单相桥式全控整流电路(Single Phase Bridge Controlled Rectifier)的原理图,其中负载为纯电阻 R ,晶闸管 VT_1 、 VT_4 和晶闸管 VT_2 、 VT_3 分别组成两对桥臂。电路的工作过程分析如下:

ωt_1 时刻,晶闸管 VT_1 和 VT_4 得到触发脉冲信号导通,形成如图 3.4(b)所示的回路。由于晶闸管 VT_1 和 VT_4 导通,忽略管压降, $u_{VT1} = u_{VT4} = 0$ 。 u_2 只作用于负载两端,负载电压 $u_d = u_2$,负载电流 $i_d = i_{VT1} = i_{VT4} = i_2 = \frac{u_d}{R}$ 。

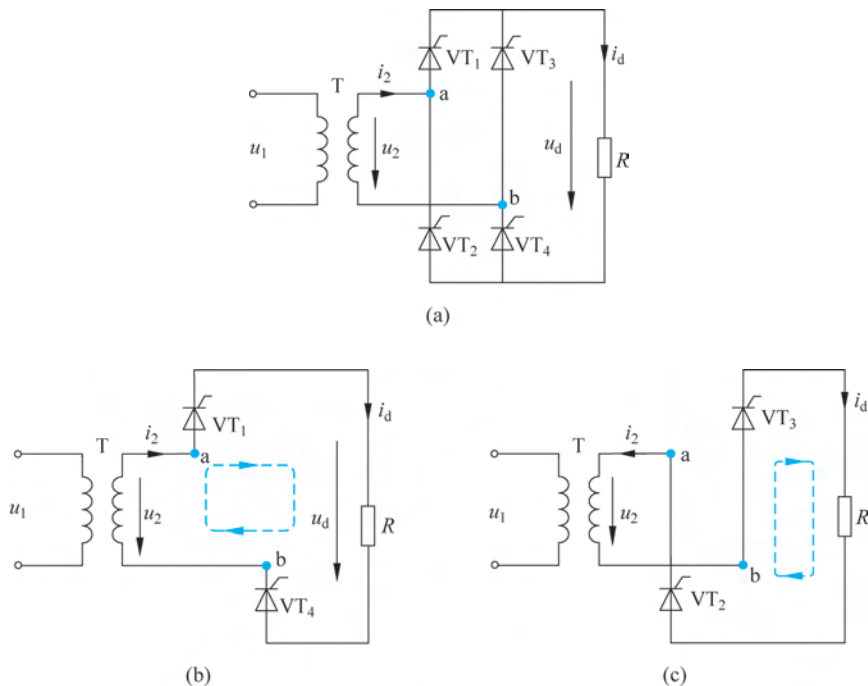


图 3.4 带电阻负载的单相桥式全控整流电路原理图

从 π 时刻开始, u_2 进入负半周。晶闸管 VT_1 和 VT_4 受反向电压关断, 由于没有触发信号, 晶闸管 VT_2 和 VT_3 尚未导通。此时电路中 b 点电动势高于 a 点电动势, 假设各晶闸管的漏电阻相等, 因此晶闸管 VT_1 和 VT_4 承受 $\frac{u_2}{2}$ 的反向电压, 晶闸管 VT_2 和 VT_3 承受 $\frac{u_2}{2}$ 的正向电压。负载电流 i_d 为 0, 输出电压 u_d 也为 0。

$\pi + \omega t_1$ 时刻, 触发晶闸管 VT_2 和 VT_3 导通, 形成如图 3.4(c) 所示的回路。 u_2 作用于负载两端, 即 $u_d = u_2$, 电流 $i_d = \frac{u_d}{R}$ 。此时晶闸管 VT_1 和 VT_4 承受电压为 $u_{VT1} = u_{VT4} = u_2$ 。

从 2π 时刻开始, u_2 进入正半周。由于 a 点电动势高于 b 点电动势, 则晶闸管 VT_1 和 VT_4 承受 $\frac{u_2}{2}$ 的正向电压, 晶闸管 VT_2 和 VT_3 承受 $\frac{u_2}{2}$ 的反向电压。此时的负载电流 i_d 为 0, 输出电压 u_d 也为 0。带电阻负载的单相桥式全控整流电路工作波形如图 3.5 所示。

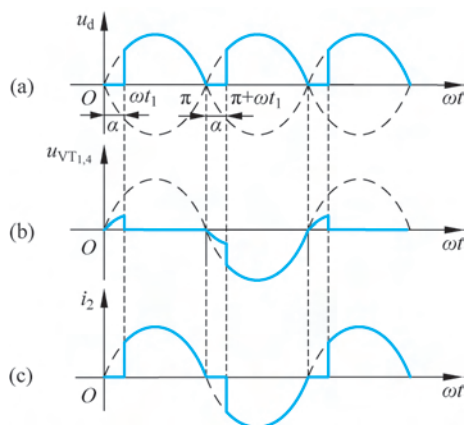


图 3.5 带电阻负载的单相桥式全控整流电路工作波形

2) 定量计算

整流输出电压的周期为 π , 平均值 U_d 为

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t d(\omega t) = \frac{2\sqrt{2} U_2}{\pi} \frac{1 + \cos \alpha}{2} = 0.9 \frac{(1 + \cos \alpha) U_2}{2} \quad (3.9)$$

当 $\alpha = 0$ 时, $U_d = U_{dm} = 0.9 U_2$; 当 $\alpha = 180^\circ$ 时, $U_d = 0$ 。因此触发角 α 的移相范围 $0^\circ \sim 180^\circ$ 。

负载输出直流电流的平均值 I_d 为

$$I_d = \frac{U_d}{R} = \frac{2\sqrt{2} U_2}{\pi R} \frac{1 + \cos \alpha}{2} = 0.9 \frac{(1 + \cos \alpha) U_2}{2R} \quad (3.10)$$

电路中不同桥臂上的晶闸管轮流导电, 流过晶闸管的电流平均值 I_{dVT} 只有输出电流平均值的一半, 即

$$I_{dVT} = \frac{I_d}{2} = 0.45 \frac{(1 + \cos \alpha) U_2}{2R} \quad (3.11)$$

流过晶闸管的电流有效值 I_{VT} 为

$$I_{VT} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \left(\frac{\sqrt{2} U_2}{R} \sin \omega t \right)^2 d(\omega t)} = \frac{U_2}{\sqrt{2} R} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha + \frac{\pi - \alpha}{\pi}} \quad (3.12)$$

那么, 晶闸管额定电流 I_{NVT} 可以取 1.5~2 倍的 $\frac{I_{VT}}{1.57}$ 。

根据上述分析可知,在单相桥式整流电路中,晶闸管承受的最高正向电压为 $\frac{\sqrt{2}U_2}{2}$,最高反向电压为 $\sqrt{2}U_2$,所以在留有裕量的情况下,晶闸管的额定电压 U_{NVT} 一般取2~3倍的 $\sqrt{2}U_2$ 。

变压器副边电流有效值 I_2 与输出直流电流有效值 I 相等,即

$$I = I_2 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \left(\frac{\sqrt{2}U_2}{R} \sin \omega t \right)^2 d(\omega t)} = \frac{U_2}{R} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha + \frac{\pi - \alpha}{\pi}} \quad (3.13)$$

由式(3.12)和式(3.13)可得

$$I_{\text{VT}} = \frac{1}{\sqrt{2}} I \quad (3.14)$$

不考虑变压器的损耗时,变压器的容积为 $S = U_2 I_2$ 。

例 3-2 单相桥式全控整流电路接电阻负载,交流电源电压 $U_2 = 220\text{V}$,要求输出的直流平均电压在35~150V范围内连续可调,并且在此范围内,要求输出的直流平均电流都能达到10A。试计算控制角的变化范围、晶闸管的导通角和确定电源容量,并选择晶闸管。

解: 由式(3.9)可得,当 $U_d = 35\text{V}$ 时, $\alpha = 130^\circ$;当 $U_d = 150\text{V}$ 时, $\alpha = 59^\circ$ 。因此控制角 α 的调节范围为 $59^\circ \sim 130^\circ$,导通角 θ 在 $50^\circ \sim 121^\circ$ 变化。

在电压的变化范围中要求整流输出平均电流 $I_d = 10\text{A}$,即

$$I_d = 0.9 \frac{(1 + \cos \alpha) U_2}{2R}$$

由式(3.10)~式(3.12)可得

$$I_{\text{VT}} = \frac{U_2}{\sqrt{2}R} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha + \frac{\pi - \alpha}{\pi}}$$

可得通过晶闸管电流有效值 I_{VT} 为

$$I_{\text{VT}} = \frac{2I_d}{\sqrt{2}} \times \frac{1}{0.9(1 + \cos \alpha)} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha + \frac{\pi - \alpha}{\pi}}$$

当 $\alpha = 59^\circ$ 时,代入上式得 $I_{\text{VT}} = 9.4\text{A}$;当 $\alpha = 130^\circ$ 时,代入上式得 $I_{\text{VT}} = 15.3\text{A}$ 。

可以看出,负载平均电流相同时,控制角越大,导通角越小,通过晶闸管的电流有效值越大,因此本题选择晶闸管时,应该按电压较低、控制角较大的情况计算。

晶闸管的额定电流 I_{NVT} 为

$$I_{\text{NVT}} = 2 \frac{I_{\text{VT}}}{1.57} = 2 \times \frac{15.3}{1.57} = 19.49\text{A}$$

晶闸管的额定电压 U_{NVT} 为

$$U_{\text{NVT}} = 3\sqrt{2}U_2 = 3\sqrt{2} \times 220 = 933.4\text{V}$$

变压器的副边电流 I_2 为

$$I_2 = \sqrt{2} I_{\text{VT}} = \sqrt{2} \times 15.3 = 21.63\text{A}$$

电源容量 S 为

$$S = U_2 I_2 = 220 \times 21.63 = 4758.6 (\text{W})$$

2. 带阻感负载的工作情况

1) 工作原理

图 3.6 所示为带阻感负载情况的单相桥式全控整流电路原理图及工作波形, 负载电感极大。电路的工作过程分析如下:

ωt_1 时刻, 晶闸管 VT_1 和 VT_4 触发导通, 形成变压器 a 点 $\rightarrow \text{VT}_1 \rightarrow L \rightarrow R \rightarrow \text{VT}_4 \rightarrow$ 变压器 b 点的回路。此时的负载电压 $u_d = u_2$, 晶闸管 VT_1 和 VT_4 两端的电压为 0。由于

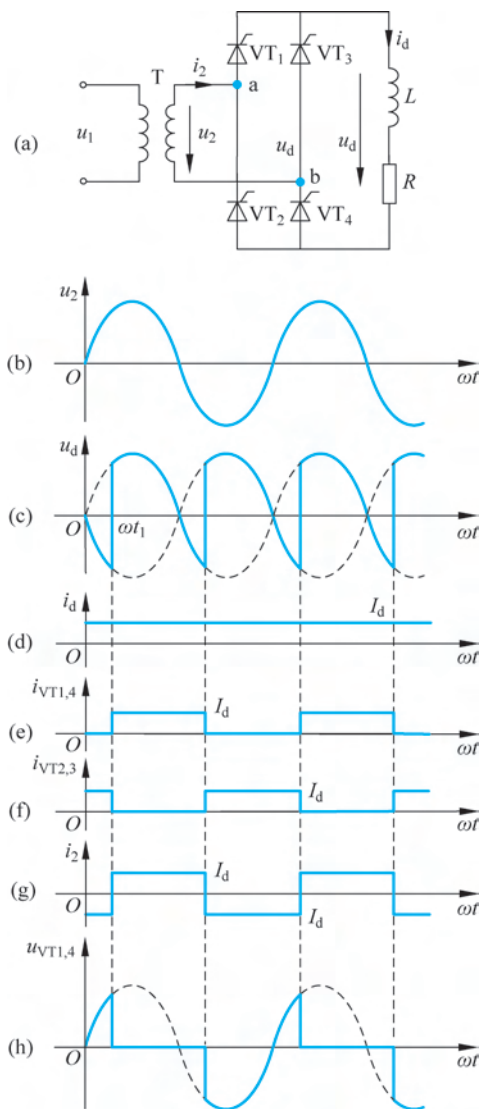


图 3.6 带阻感负载的单相桥式全控整流电路原理图及工作波形

负载电感很大,可以对负载电流 i_d 起平波作用,使其连续且波形近似为一水平线。

π 时刻, u_2 开始变为负电压。由于电感的作用晶闸管 VT_1 和 VT_4 仍保持导通状态,负载电流 $i_d = i_{VT1} = i_{VT4} = i_2$, 负载电压仍然等于 u_2 。

$\pi + \omega t_1$ 时刻,晶闸管 VT_2 和 VT_3 被触发导通。 u_2 作用于负载两端,并且通过晶闸管 VT_2 和 VT_3 分别向晶闸管 VT_1 和 VT_4 施加反压使 VT_1 和 VT_4 关断,流过晶闸管 VT_1 和 VT_4 的电流迅速转移到晶闸管 VT_2 和 VT_3 ,形成变压器 b 点 $\rightarrow VT_3 \rightarrow L \rightarrow R \rightarrow VT_2 \rightarrow$ 变压器 a 点的回路,电压 $u_d = u_2$, $i_d = i_{VT2} = i_{VT3} = -i_2$ 。

2) 定量计算

电路输出的直流平均电压 U_d 为

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t d(\omega t) = \frac{2\sqrt{2} U_2}{\pi} \cos \alpha = 0.9 U_2 \cos \alpha \quad (3.15)$$

由于在电流进入稳态后,电流可视为恒定不变,忽略了电流的脉动成分,相当于在恒定电流下,电感不起作用, $L \frac{di}{dt} = 0$, 因此输出的直流平均电流为

$$I_d = \frac{U_d}{R} \quad (3.16)$$

由于两桥臂的晶闸管交替导通,通过晶闸管的平均电流 I_{dVT} 为

$$I_{dVT} = \frac{I_d}{2} \quad (3.17)$$

通过晶闸管的电流有效值 I_{VT} 为

$$I_{VT} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} I_d^2 d(\omega t)} = \frac{I_d}{\sqrt{2}} \quad (3.18)$$

因为变压器副边在正负半周期里都有电流,则电流有效值 I_2 为

$$I_2 = \sqrt{\frac{2}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} I_d^2 d(\omega t)} = \sqrt{2} I_{VT} = I_d \quad (3.19)$$

3.2.3 单相桥式半控整流电路

单相桥式半控整流电路的原理图如图 3.7(a)所示,该电路将单相桥式全控整流电路中每个导电回路的一只晶闸管用二极管代替,起到了简化整个电路的作用,同时在负载侧反并联二极管 D_R 。由于带电阻负载的工作情况和单相桥式全控整流电路相同,接下来只讨论带阻感负载的电路工作情况。

1) 工作原理

在 α 时刻给晶闸管 VT_1 加触发脉冲,形成如图 3.7(b)所示的回路。此时 u_2 在正半周,作用于负载两端, $u_d = u_2$ 。

π 时刻, u_2 过零变负,之后 a 点的电位低于 b 点的电位。由于电感 L 放电,形成如图 3.7(c)所示的续流回路。此时通过晶闸管 VT_1 的电流为 0,晶闸管关断,负载电压 u_d

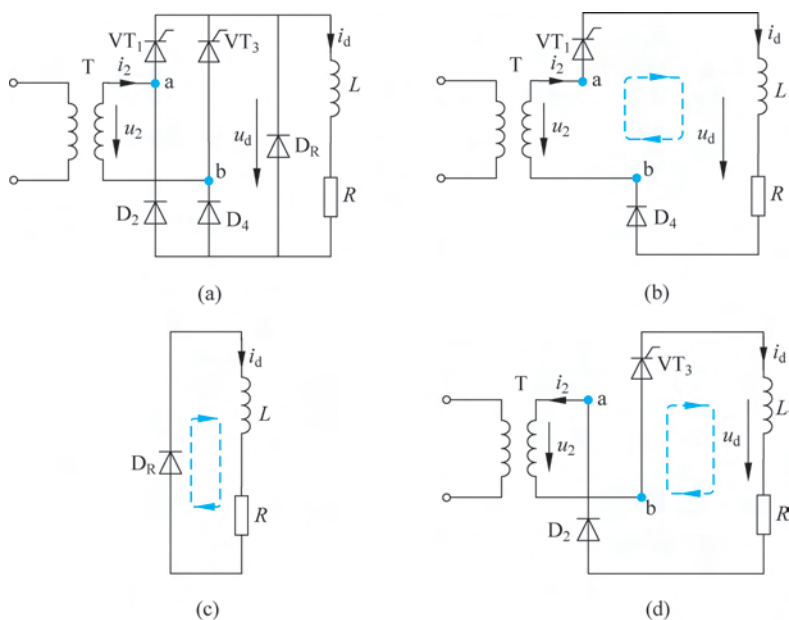


图 3.7 单相桥式半控整流电路原理图

为 0。

$\pi + \alpha$ 时刻, 给晶闸管 VT_3 加触发脉冲, VT_3 由于承受正向电压而导通, 形成如图 3.7(d) 所示的回路, $u_d = u_2$ 。当电压 u_2 再次过零的 2π 时刻, 电感 L 再次经过二极管 D_R 续流, 使晶闸管 VT_3 因没有电流流过而关断, u_d 又变为 0。此后电路重复以上周期。

倘若不设置续流二极管 D_R , 在 VT_1 导通时切断触发电路, 当 u_2 变负时, 由于电感的作用, 负载电流有 VT_1 和 D_2 续流, 当 u_2 又为正时, 因 VT_1 是导通的, u_2 又经 VT_1 和 D_4 向负载供电, 出现失控现象。此时电路的负载电压 u_d 为正弦半波, 相当于单相半波不可控整流电路的工作波形。可见, 续流二极管 D_R 的存在不仅使续流期间的导电回路中只有一个管压降, 降低了损耗, 而且避免了某一只晶闸管持续导通从而导致失控的现象。

单相桥式半控整流电路的晶闸管 and 二极管还有另一种接法, 如图 3.8 所示。其中, 晶闸管 VT_1 和 VT_2 串联, 二极管 D_3 和 D_4 串联, 和图 3.7 中续流二极管 D_R 的作用相同。但是由于两只晶闸管的阴极没有公共接点, 其触发电路需要互相隔离。

2) 定量计算

带续流二极管的单相桥式半控整流电路输出电压波形与单相桥式全控整流电路电阻负载时相同, 因此直流平均电压 U_d 的表达式也相同, 控制角的移相范围为 180° 。

从图 3.9(d)、(e) 中的电流波形可得, 通过晶闸管 VT_1 、 VT_3 和二极管 D_2 、 D_4 的电流有效值相等, 即

$$I_{VT1, VT3} = I_{D2, D4} = \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{2\pi}} I_d \quad (3.20)$$

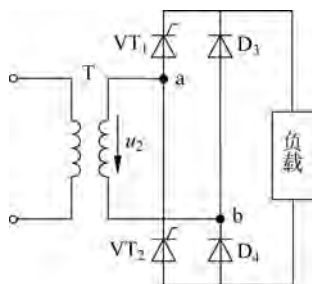


图 3.8 单相桥式半控整流电路的其他接法

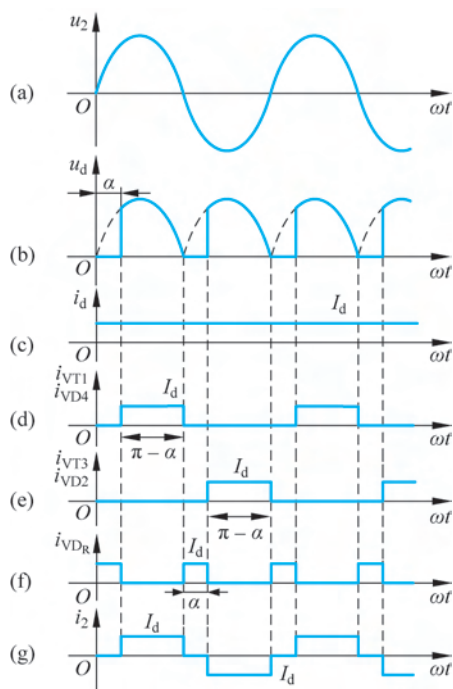


图 3.9 单相桥式半控整流电路工作波形

通过续流二极管 D_R 的电流有效值为

$$I_{DR} = \sqrt{\frac{\alpha}{\pi}} I_d \quad (3.21)$$

变压器副边电流有效值为

$$I_2 = \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{\pi}} I_d \quad (3.22)$$

3.2.4 单相全波可控整流电路

单相全波可控整流电路(Single Phase Full Wave Controlled Rectifier),又称单相双半波可控整流电路,其电路原理图如图 3.10(a)所示。电路中只有两只晶闸管,在副边带中心抽头的单相变压器的作用下,晶闸管 VT_1 工作在电压 u_2 的正半周,晶闸管 VT_2 工作在电压 u_2 的负半周。

α 时刻,给晶闸管 VT_1 施加门极脉冲信号使其导通,形成如图 3.10(b)所示的回路,变压器副边上部绕组流过电流, VT_1 两端电压为零,负载电压 $u_d = u_2$ 。

当电压 u_2 下降为零时,回路电流为零, VT_1 关断。由于晶闸管 VT_1 和 VT_2 都处于断态,电路中没有电流流过, $u_{VT1} = u_2, u_d = 0$ 。

在 $\pi + \alpha$ 时刻,触发导通 VT_2 ,变压器副边下部绕组流过电流,此时的电流回路如

图 3.10(c)所示。由于 VT_2 导通, VT_1 承受整个变压器副边电压, 即 $u_{VT1} = 2u_2$ 。当 u_2 再次过零时, VT_2 关断, 整个电路处于断流状态。单相全波可控整流电路一个周期内的工作波形如图 3.11 所示。

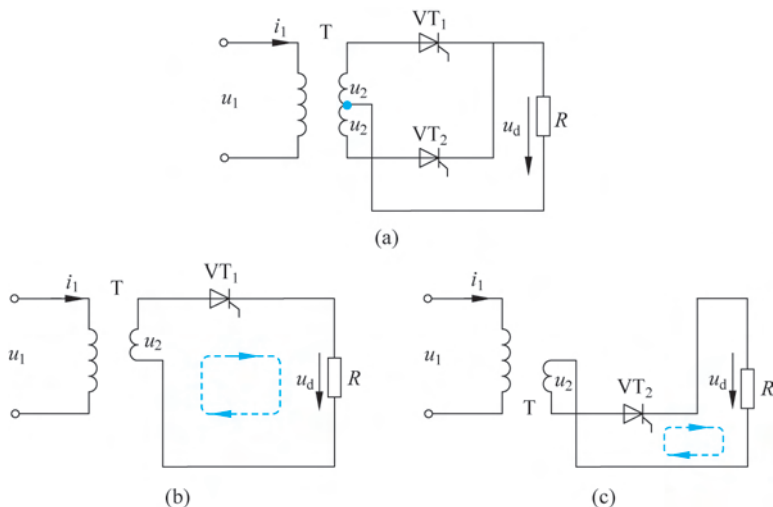


图 3.10 单相全波可控整流电路原理图

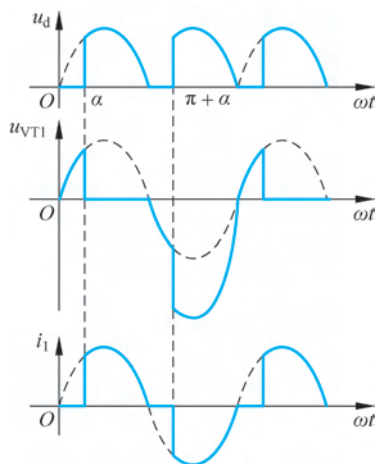


图 3.11 单相全波可控整流电路工作波形

单相全波可控整流电路与单相全控桥式电路从直流输出端或从交流输入端看电压波形是基本一致的。相比于单相全控桥式电路,单相全波可控整流电路的主要特点有:

(1) 电路损耗小。单相全波可控整流电路中的导电回路只含一只晶闸管,因此管压降也更低,与桥式整流电路相比更有效降低了损耗。

(2) 晶闸管承受的管压降较高。在单相全波可控整流电路中,晶闸管承受的最大电压为 $2\sqrt{2}U_2$,是单相桥式全控整流电路的两倍。

(3)结构简单,输出功率较小。单相全波可控整流电路使用元器件较少,但是输出功率小,主要应用在低输出电压的场合。

3.3 三相可控整流电路

3.3.1 三相半波可控整流电路

三相半波可控整流电路原理图及工作波形如图 3.12 所示。三相变压器副边的三相绕组上分别串联晶闸管 VT_1 、 VT_2 和 VT_3 ,三只晶闸管的阴极连接在一起,并与负载相连组成三相半波可控整流电路,这种接法称为共阴极接法。如果晶闸管的阳极连接在一起,则称为共阳极接法。

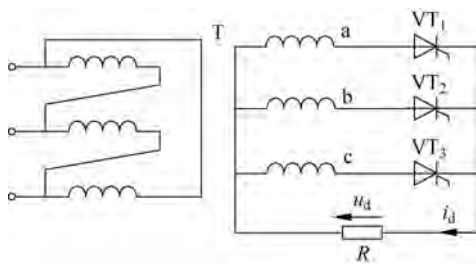


图 3.12 带电阻负载的三相半波可控整流电路原理图

1. 带电阻负载的工作情况

1) 工作原理

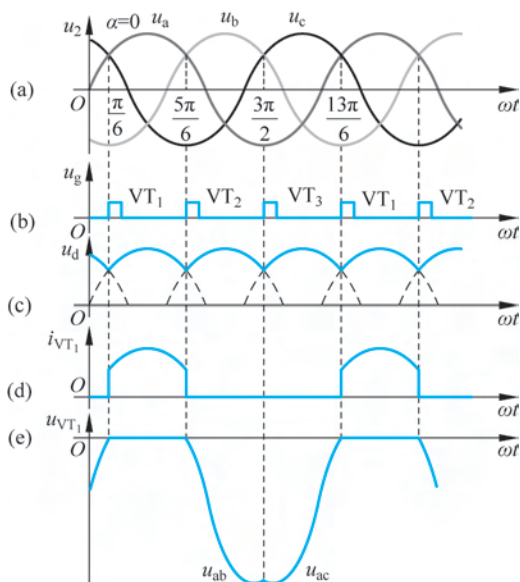
对三只晶闸管同时施加门极脉冲信号,阳极所接交流相电压值最大的一只晶闸管导通。因此,晶闸管开始承受最大正向阳极电压的时刻是相电压的交点,该点称为自然换相点。当某相晶闸管导通时,其余两相的晶闸管会因为承受反向电压而关断。当 VT_1 的触发角 $\alpha=0$ 时,对应的是 a 相正弦电压 $\omega t = \frac{\pi}{6}$ 的位置,如图 3.13(a)所示。

设定每个相电压的有效值均为 $\sqrt{2}U_2$ 。在任意时刻 ωt , a、b、c 三相的电压分别为 $u_a = \sqrt{2}U_2 \sin(\omega t)$, $u_b = \sqrt{2}U_2 \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right)$, $u_c = \sqrt{2}U_2 \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right)$, 因此相电压之差分别为

$$u_{ab} = u_a - u_b = \sqrt{2}U_2 \sin(\omega t) - \sqrt{2}U_2 \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) = \sqrt{6}U_2 \sin\left(\omega t + \frac{\pi}{6}\right)$$

$$u_{bc} = u_b - u_c = \sqrt{2}U_2 \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) - \sqrt{2}U_2 \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) = -\sqrt{6}U_2 \cos(\omega t)$$

$$u_{ac} = u_a - u_c = \sqrt{2}U_2 \sin(\omega t) - \sqrt{2}U_2 \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) = \sqrt{6}U_2 \sin\left(\omega t - \frac{\pi}{6}\right)$$

图 3.13 三相半波可控整流电路工作波形(0° 触发)

在 $\omega t = \frac{\pi}{6} \sim \frac{5\pi}{6}$ 的过程中, a 相的电压 u_a 最高, 触发脉冲后 VT_1 持续导通, 若忽略管压降, $u_{VT1} = 0$, 输出电压 $u_d = u_a$ 。

$\omega t = \frac{5\pi}{6}$ 时刻, 晶闸管 VT_2 承受的正向阳极电压最大, 触发导通。之后 VT_1 两端的电压 $u_{VT1} = u_a - u_b < 0$, 所以 VT_1 因承受反向电压而关断, $i_{VT1} = 0$ 。 VT_3 的情况与之相同。

在 $\omega t = \frac{3\pi}{2} \sim \frac{13\pi}{6}$ 的过程中, c 相电压最高, VT_3 触发导通, $u_d = u_c$ 。晶闸管 VT_1 和 VT_2 受反压关断, $i_{VT1} = 0$, $u_{VT1} = u_a - u_c = u_{ac}$ 。至此为电路的一个工作周期, 期间三只晶闸管轮流导通, 它们的导通角为 $\frac{2\pi}{3}$ 。由图 3.13(e) 可见, 在 $\alpha = 0^\circ$ 时, 晶闸管承受的线电压均为负值。随着 α 增大, 晶闸管承受的电压中正的部分逐渐增多。

图 3.14(a) 是 $\alpha = \frac{\pi}{6}$ 时的工作波形, 从输出电压、电流的波形可以看出, 这时负载电流处于连续和断续的临界状态。晶闸管的导通角仍为 $\frac{2\pi}{3}$, 且换流期间负载电流不为零。当 $\alpha > \frac{\pi}{6}$ 时, 导通的晶闸管因相电压过零而关断, 下一相晶闸管承受最大电压, 但没有触发脉冲无法导通, 会出现输出电压、电流均为零的局面, 各晶闸管导通角为 $\frac{\pi}{2}$ 。图 3.14(b) 给出的 $\alpha = \frac{\pi}{3}$ 时的电路工作波形符合这种情况。若 α 角继续增大, 整流电压将越来越小。

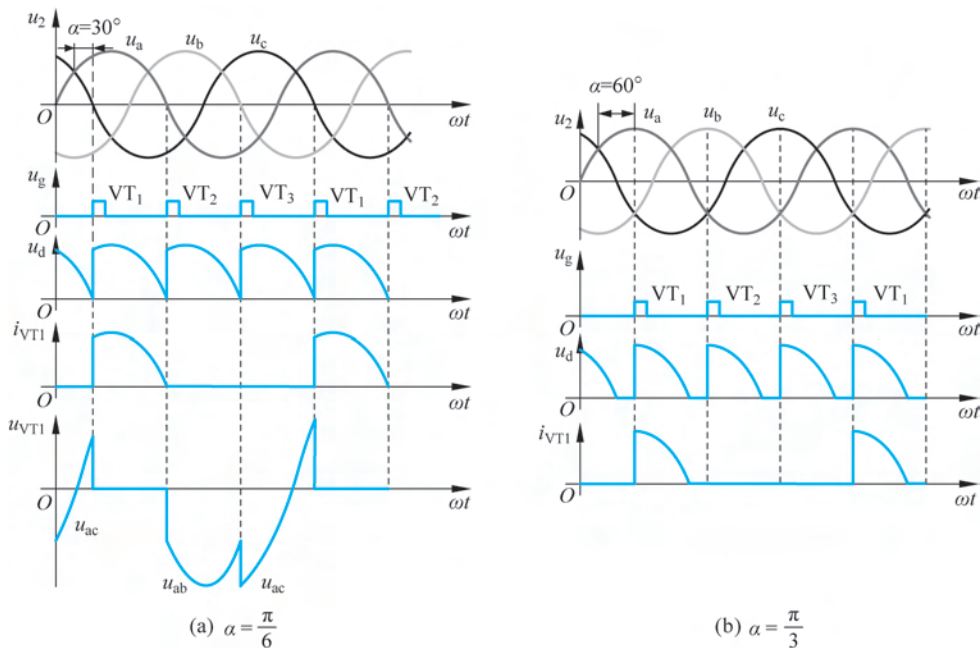


图 3.14 三相半波可控整流电路工作波形

2) 定量计算

带电阻负载的三相半波可控整流电路的输出平均电压 U_d 为

(1) $0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{6}$ 时, 负载电流连续

$$U_d = \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{5\pi}{6} + \alpha} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t d(\omega t) = \frac{3\sqrt{6}}{2\pi} U_2 \cos \alpha = 1.17 U_2 \cos \alpha \quad (3.23)$$

(2) $\frac{\pi}{6} < \alpha \leq \frac{5\pi}{6}$ 时, 负载电流断续

$$U_d = \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t d(\omega t) = \frac{3\sqrt{2}}{2\pi} U_2 \left[1 + \cos \left(\frac{\pi}{6} + \alpha \right) \right] \quad (3.24)$$

通过式(3.23)和式(3.24)可得, 当 $\alpha = 0^\circ$ 时, U_d 达到最大值, 等于 $1.17 U_2$; 当 $\alpha = 150^\circ$ 时, $U_d = 0$, 故电阻负载时触发角 α 的移相范围为 $0^\circ \sim 150^\circ$ 。

输出的平均电流 I_d 为

$$I_d = \frac{U_d}{R} \quad (3.25)$$

晶闸管承受的最大反向电压为

$$U_{RM} = \sqrt{2} \times \sqrt{3} U_2 = 2.45 U_2 \quad (3.26)$$

2. 带阻感负载的工作情况

1) 工作原理

与带电阻负载的三相半波整流电路不同的是,电感的续流作用使导通角增加,只要导通角达到 120° ,依次导通的晶闸管就能使负载电流连续。如图 3.15 所示,电流 i_d 的波形基本是平直的。

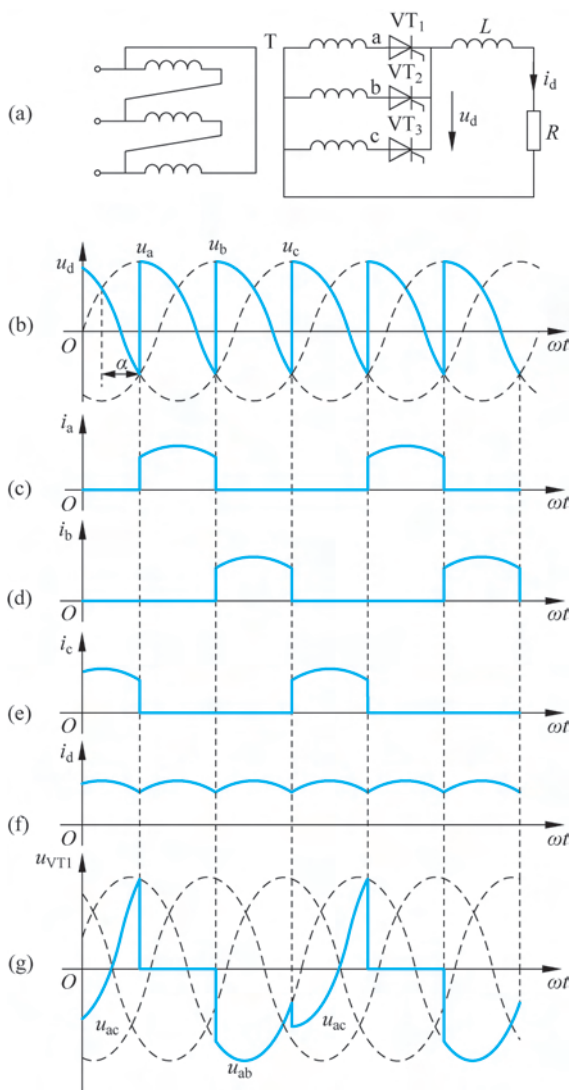


图 3.15 带阻感负载的三相半波可控整流电路原理图及工作波形(60° 触发)

$\alpha \leq \frac{\pi}{6}$ 时,带阻感负载的三相半波整流电路的输出电压波形与带电阻负载时的相同。

当 $\frac{\pi}{6} < \alpha \leq \frac{\pi}{2}$, u_2 过零变负时,由于电感阻止电流下降的作用,晶闸管 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。这种情况导致输出电压 u_d 的波形中出现负的部分。随着 α 的增大, u_d 波形中负的部分不断增多,直到 $\alpha = \frac{\pi}{2}$ 时, u_d 波形中正负面积相等, u_d 的平均值为零。可见,带阻感负载的电路触发角 α 的移相范围为 $0 \sim \frac{\pi}{2}$ 。图 3.15 给出了 $\alpha = \frac{\pi}{3}$ 时的电路工作波形。

2) 定量计算

在大电感负载时,电路输出电压的波形连续,其平均值计算与电阻负载电流连续时相同,即

$$U_d = 1.17U_2 \cos\alpha \quad (3.27)$$

由于负载电流连续,3只晶闸管依次导通,因此通过晶闸管和变压器副边绕组的电流是宽为 $\frac{2\pi}{3}$ 的矩形波,所以晶闸管电流的有效值为

$$I_d = \frac{U_d}{R} \quad (3.28)$$

变压器副边相电流的有效值为

$$I_2 = I_{VT} = \frac{1}{\sqrt{3}}I_d \quad (3.29)$$

当电路接包含反电动势 E 的阻感负载时,在负载电感够大足以使负载电流连续的情况下,电路工作情况与带阻感负载时的电压、电流波形相似,区别在于电流的有效值为

$$I_d = \frac{U_d - E}{R} \quad (3.30)$$

3.3.2 三相桥式全控整流电路

图 3.16 是带电阻负载的三相桥式全控整流电路,它由 6 只晶闸管组成,其中 VT_1 、 VT_3 和 VT_5 的阴极连接在一起构成共阴极组, VT_4 、 VT_6 和 VT_2 的阳极连接在一起构成共阳极组, VT_1 和 VT_4 组成 a 相桥臂, VT_3 和 VT_6 组成 b 相桥臂, VT_5 和 VT_2 组成

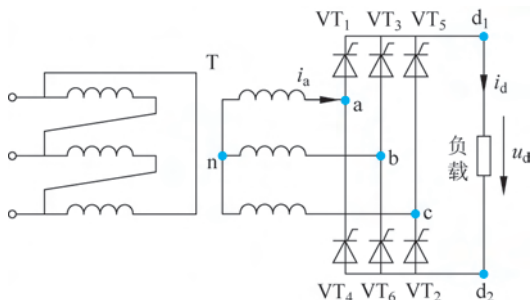


图 3.16 带电阻负载的三相桥式全控整流电路原理图

c 相桥臂。

如果对晶闸管同时施加门极触发脉冲,共阴极组的 3 只晶闸管中,阳极所接变压器副边相电压最大的一个导通;共阳极组的 3 只晶闸管中,阴极所接变压器副边相电压值最小的一个导通。根据相电压的大小,图 3.16 中 6 只晶闸管的导通顺序为 $VT_1 \rightarrow VT_2 \rightarrow VT_3 \rightarrow VT_4 \rightarrow VT_5 \rightarrow VT_6 \rightarrow VT_1$,称为顺相序触发,两次触发脉冲的间隔为 60° 。针对三相桥式全控整流电路,每个导通时刻均导通共阴极组的一个晶闸管和共阳极组的一个晶闸管。以触发角 $\alpha=0^\circ$ 为例,表 3.1 为每个导通时段中接收触发信号的晶闸管情况。

表 3.1 每个导通时段中接收触发信号的晶闸管情况(0° 触发)

时段	I	II	III	IV	V	VI
共阴极组	VT_1	VT_1	VT_3	VT_3	VT_5	VT_5
共阳极组	VT_6	VT_2	VT_2	VT_4	VT_4	VT_6

1. 带电阻负载时的工作情况

1) 工作原理

已知三相桥式全控整流电路中的晶闸管触发角的起点仍是自然换相点。以 $\alpha=0^\circ$ 为例,按照顺相序触发原则,电路的工作过程可分为 6 个阶段。

第 I 阶段:在 $\alpha=0^\circ$ 时触发晶闸管,之后相电压 u_a 最大、 u_b 最小,共阴极组的 VT_1 和共阳极组的 VT_6 同时导通,电路输出的电压 $u_d = u_a - u_b = u_{ab}$ 。流过晶闸管 VT_1 的电流等于负载电流,即 $i_{VT1} = i_d = \frac{u_{ab}}{R}$, $u_{VT1} = 0$ 。

第 II 阶段:从 $\omega t = \frac{\pi}{2}$ 时刻开始,触发晶闸管 VT_2 ,因为此时 c 点电位低于 b 点电位, VT_2 触发导通后, VT_6 承受反向电压关断,此时 VT_1 和 VT_2 同时导通, $u_d = u_a - u_c = u_{ac}$, $i_{VT1} = i_d = \frac{u_{ac}}{R}$, $u_{VT1} = 0$ 。

第 III 阶段:从 $\omega t = \frac{5\pi}{6}$ 时刻开始,相电压 u_b 最大、 u_c 最小,触发晶闸管 VT_3 , VT_1 承受反向电压关断, VT_3 和 VT_1 换流,之后 VT_3 和 VT_2 同时导通, $u_d = u_b - u_c = u_{bc}$, $u_{VT1} = u_{ab}$ 。

第 IV 阶段: $\omega t = \frac{7\pi}{6}$ 时刻之后,触发晶闸管 VT_4 ,由于相电压 u_b 最大、 u_a 最小,晶闸管 VT_3 和 VT_4 同时导通, $u_d = u_b - u_a = u_{ba}$, $u_{VT1} = u_{ab}$ 。

第 V 阶段: $\omega t = \frac{3\pi}{2}$ 时刻之后,触发晶闸管 VT_5 ,由于相电压 u_c 最大、 u_a 最小,晶闸管 VT_4 和 VT_5 同时导通, $u_d = u_c - u_a = u_{ca}$, $u_{VT1} = u_{ac}$ 。

第 VI 阶段: $\omega t = \frac{11\pi}{6}$ 时刻之后,相电压 u_c 最大、 u_b 最小,晶闸管 VT_5 和 VT_6 同时导

通, $u_d = u_c - u_b = u_{cb}$, $u_{VT1} = u_{ac}$ 。

从图 3.17 所示的相电压波形看,共阴极组晶闸管导通时,以变压器副边中点 n 为参考点,整流输出电压 u_{d1} 为相电压在正半周的包络线;共阳极组晶闸管导通时,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。此外,整流输出电压也可以根据线电压波形分析。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的相电压,而共阳极组中处于通态的晶闸管对应的是最小的相电压,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。

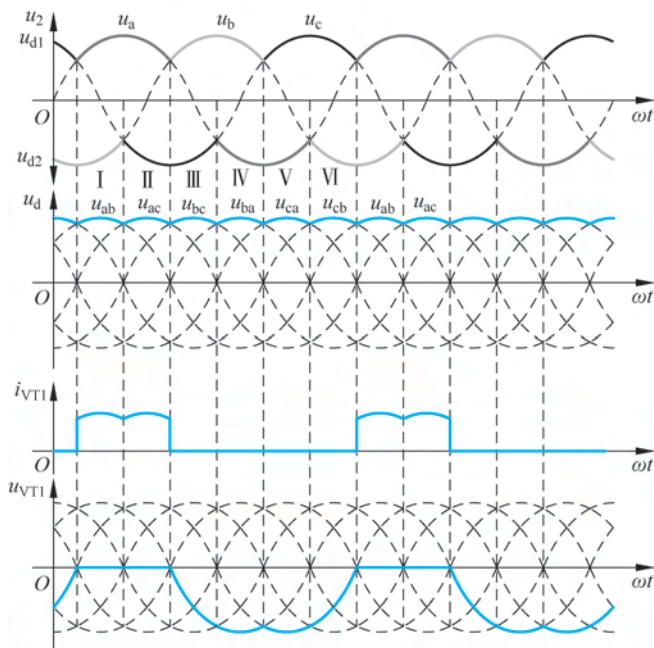


图 3.17 带电阻负载的三相桥式全控整流电路工作波形(0° 触发)

当触发角 α 改变时,电路的工作情况将发生变化。图 3.18 给出了 $\alpha = \frac{\pi}{6}$ 时的波形。电路的工作原理与 $\alpha = 0^\circ$ 时的相同,且晶闸管的导通顺序一致,不同的是晶闸管的导通时刻推迟了 $\frac{\pi}{6}$,输出电压 u_d 的每一段线电压也推迟了 $\frac{\pi}{6}$, u_d 的平均值降低。图 3.18 同时给出了变压器副边 a 相电流 i_a 的波形,该波形的特点是,在晶闸管 VT_1 处于导通期间, i_a 为正电流,波形与同时段 u_d 的波形呈正比;在晶闸管 VT_4 导通期间, i_a 为负,波形与同时段 u_d 的波形呈正比。 b 相和 c 相的电流波形也具有相似的性质。

图 3.19 和图 3.20 分别给出了 $\alpha = \frac{\pi}{3}$ 和 $\alpha = \frac{\pi}{2}$ 时的电路工作波形,晶闸管工作情况的分析与上述两种情况一致。由于触发角 α 的增大,输出电压 u_d 的波形中每段线电压的

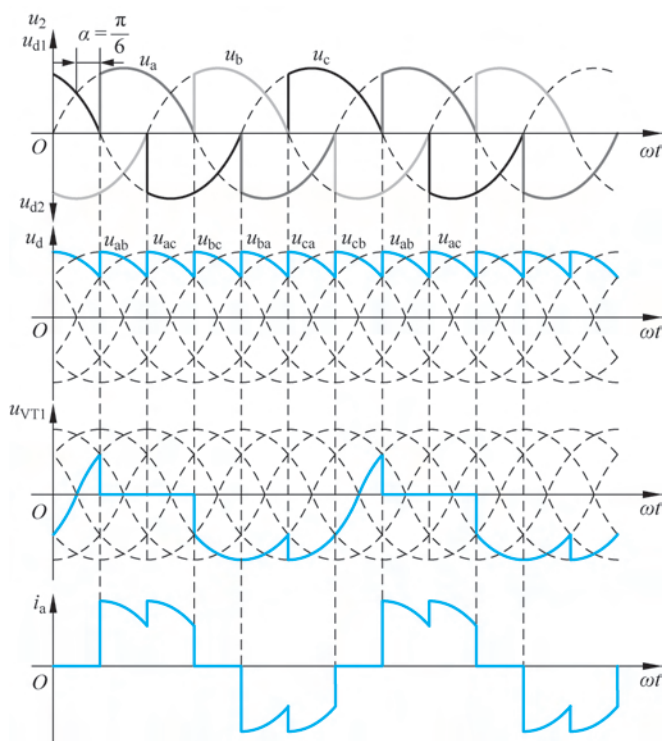


图 3.18 带电阻负载的三相桥式全控整流电路工作波形(30° 触发)

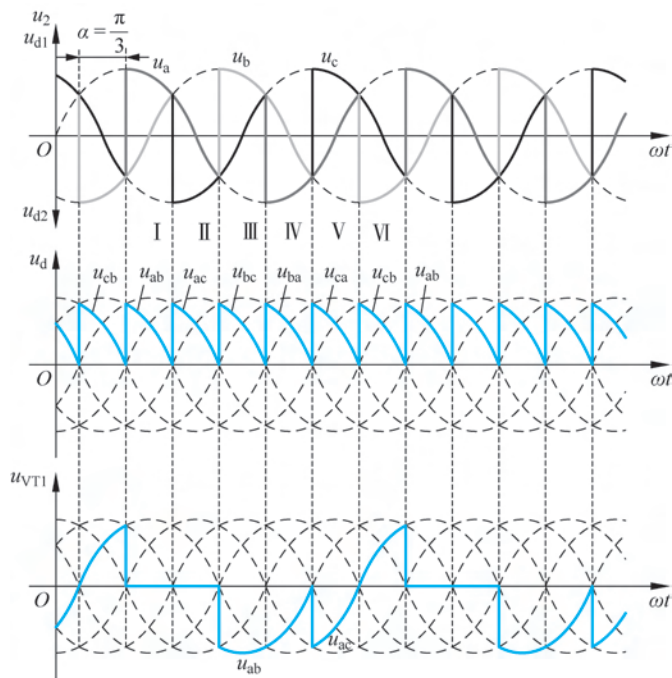


图 3.19 带电阻负载的三相桥式全控整流电路工作波形(60° 触发)

波形继续后移, u_d 的平均值继续降低。 $\alpha = \frac{\pi}{3}$ 时出现了 $u_d = 0$ 的情况, $\alpha = \frac{\pi}{2}$ 时 u_d 的波形有一半时间为零。电阻负载时负载电流 i_d 的波形与 u_d 的波形一致, 一旦 u_d 降为零, i_d 也降为零, 晶闸管因没有电流流过而关断, 因此 u_d 的波形不能出现负值的情况。

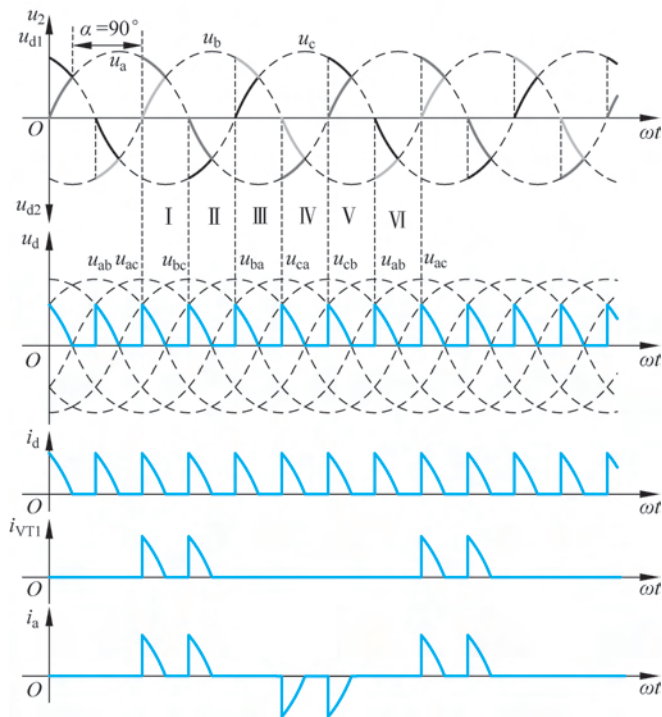


图 3.20 带电阻负载的三相桥式全控整流电路工作波形(90° 触发)

如果触发角 α 继续增大至 $\frac{2\pi}{3}$, 整流输出电压波形将全为零, 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触发角 α 的移相范围是 $0 \sim \frac{2\pi}{3}$, 且在 $\alpha \leq \frac{\pi}{3}$ 时输出电压、电流均连续。

2) 定量计算

因为整流输出电压 u_d 的波形在一个工作周期内脉动 6 次, 且每次脉动的波形相同, 该电路也属于六脉波整流电路。已知自然换相点 $\alpha = 0^\circ$ 对应的是线电压 $\omega t = \frac{\pi}{3}$ 的位置, 带电阻负载的三相桥式全控整流电路的输出电压平均值为

(1) $\alpha \leq \frac{\pi}{3}$ 时, 负载电流连续,

$$U_d = \frac{1}{\pi/3} \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}+\alpha} \sqrt{6} U_2 \sin \omega t d(\omega t) = 2.34 U_2 \cos \alpha \quad (3.31)$$

(2) $\alpha > \frac{\pi}{3}$ 时, 负载电流断续,

$$U_d = \frac{1}{\pi/3} \int_{\pi/3+\alpha}^{\pi} \sqrt{6} U_2 \sin \omega t d(\omega t) = 2.34 U_2 \left[1 + \cos \left(\frac{\pi}{3} + \alpha \right) \right] \quad (3.32)$$

无论负载电流连续或断续, 电路输出电流的平均值 $I_d = \frac{U_d}{R}$ 。

2. 带阻感负载的工作情况

1) 工作原理

当三相桥式全控整流电路带阻感负载时, 在 $\omega L \gg R$ 的情况下, 负载电流 i_d 通常是连续的。如果忽略电流在每个导电时段内的脉动, i_d 为恒值电流, 如图 3.21 所示。可以看出, 当 $\alpha \leq \frac{\pi}{3}$ 时, 输出电压 u_d 的波形连续, 各晶闸管的通断情况、承受的电压波形等与带电阻负载时相似。当 $\alpha > \frac{\pi}{3}$ 时, u_d 的波形会出现负的部分, 如图 3.22 所示 $\alpha = \frac{\pi}{2}$ 的情况。这时 u_d 的波形正负半周面积相同, 直流平均电压 $U_d = 0$, 因此带电阻负载的三相桥式全控整流电路触发角 α 的移相范围是 $0 \sim \frac{\pi}{2}$ 。

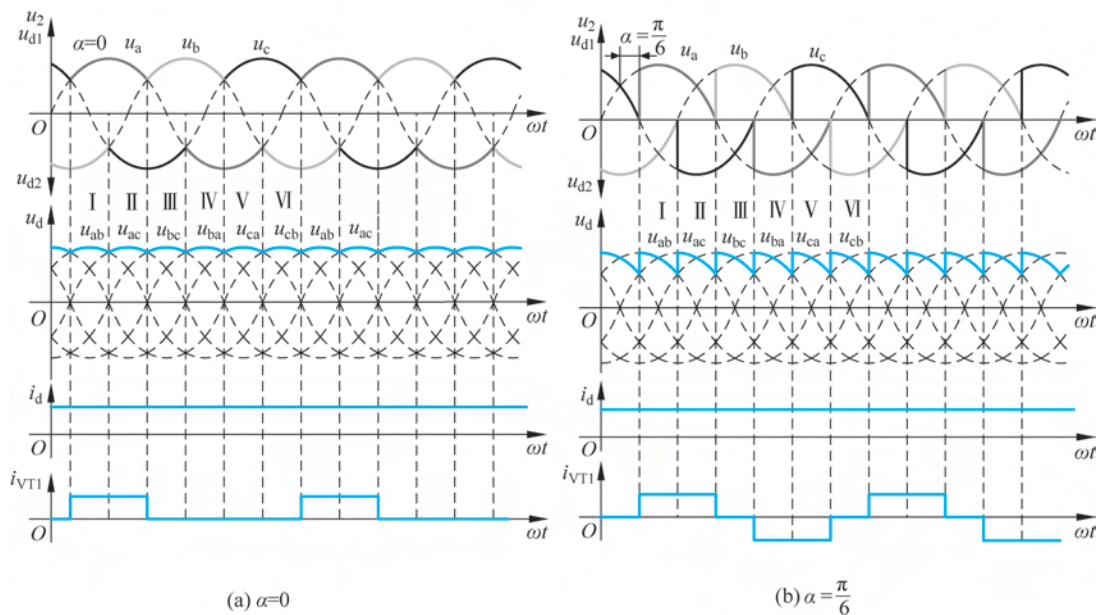


图 3.21 带阻感负载的三相桥式全控整流电路工作波形

2) 定量计算

因为带阻感负载的三相桥式全控整流电路的输出电压、电流波形连续, 所以 U_d 和 I_d

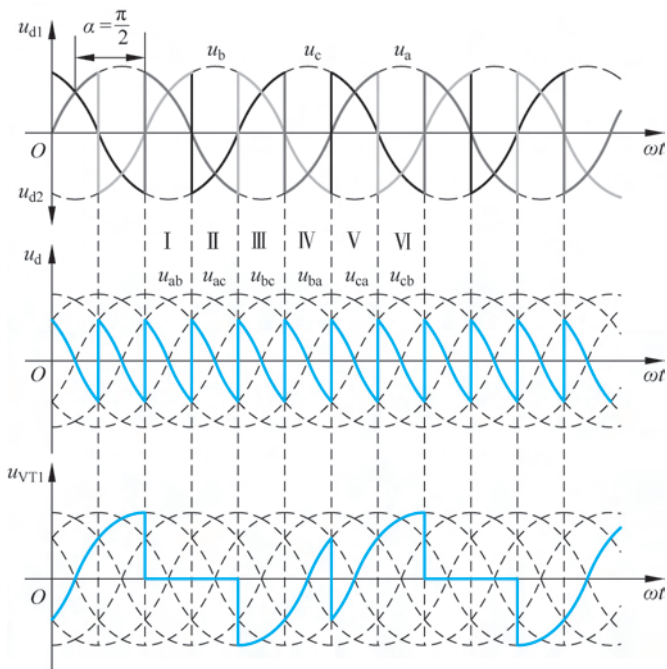


图 3.22 带阻感负载的三相桥式全控整流电路工作波形(90°触发)

计算与电阻负载时相同。当触发角 $\alpha = \frac{\pi}{6}$ 时, 每只晶闸管导通 $\frac{2\pi}{3}$, 所以流过晶闸管的电流有效值为

$$I_{VT} = \frac{1}{\sqrt{3}} I_d \quad (3.33)$$

变压器副边电流有效值为

$$I_2 = \sqrt{2} I_{VT} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d \quad (3.34)$$

例 3-3 在带阻感负载的三相桥式全控整流器中, $U_2 = 100\text{V}$, $R = 6\Omega$, L 值极大。当 $\alpha = 60^\circ$ 时, 计算输出电压的平均值、输出电流的平均值、晶闸管电流和变压器副边电流的有效值。

解: 输出电压的平均值 U_d 为

$$U_d = 2.34 U_2 \cos \alpha = 2.34 \times 100 \times \cos 60^\circ = 117\text{V}$$

输出电流的平均值 I_d 为

$$I_d = \frac{U_d}{R} = \frac{117}{6} = 19.5\text{A}$$

由于变压器副边电流的有效值 $I_2 = I_d = 19.5\text{A}$, 可以得到晶闸管电流的有效值 I_{VT} 为

$$I_{VT} = \frac{1}{\sqrt{3}} I_d = \frac{19.5}{\sqrt{3}} = 11.3\text{A}$$

例 3-4 三相桥式全控整流电路如图所示, $L_d=0.2\text{H}$, $R_d=4\Omega$, 要求 U_d 在 $0\sim 220\text{V}$ 变化, 试求:

- (1) 不考虑控制角裕量时, 整流变压器副边相电压 U_2 ;
- (2) 如电压、电流裕量取 2 倍, 求解满足条件的晶闸管额定电压和额定电流。

解: 由题设可得

$$\omega L = 2\pi fL = 2\pi \times 50 \times 0.2 = 62.8\Omega \gg R_d = 4\Omega$$

所以可以按照大电感负载情况计算, 电路的最小触发角 $\alpha_{\min}=0$ 。

- (1) 由 $U_d=2.34U_2$ 可得, 副边相电压 U_2 为

$$U_2 = \frac{U_d}{2.34} = \frac{220}{2.34} = 94\text{V}$$

- (2) 首先, 晶闸管承受的最大峰压为

$$U_{VTm} = \sqrt{6}U_2 = \sqrt{6} \times 94 = 230.3\text{V}$$

按裕量系数 2 计算, 应选取额定电压 460.6V 的晶闸管。

其次, 流过晶闸管电流有效值的最大值为

$$I_{VT} = \frac{I_d}{\sqrt{3}} = \frac{1}{\sqrt{3}} \times \frac{U_d}{R} = \frac{1}{\sqrt{3}} \times \frac{220}{4} = 31.8\text{A}$$

按裕量系数 2 计算, 流过晶闸管的通态平均电流为

$$I_{VTEVA} = 2 \times \frac{I_{VT}}{1.57} = 2 \times \frac{31.8}{1.57} = 40.5\text{A}$$

所以, 选定额定电流为 40.5A 的晶闸管。

3.4 整流电路的有源逆变

3.4.1 逆变的概念

在生产实践中, 存在着与整流过程相反的要求, 即要求把直流电转变成交流电, 这种对应于整流的逆过程定义为**逆变**(Inversion)。无源逆变电路是将直流电能变为交流电能输出至负载。这种逆变电路中开关器件的换流是靠全控型器件本身驱动信号的撤除实现的。如果逆变电路将直流电能变为交流电能, 并且输出给交流电网, 称为**有源逆变**。有源逆变电路依靠交流电网电压的周期性, 使处于通态的开关器件承受反向电压而关断, 电路中的开关器件可以采用无自关断能力的晶闸管。有源逆变主要用于直流可逆调速、交流绕线式异步电动机串级调速及高压直流输电等场合。

可控整流电路满足一定条件即可工作于有源逆变, 其电路形式不发生变化, 只改变工作条件。同时工作在整流状态和逆变状态的电路, 称为**变流电路**。从前面的分析可以得到, 对于带阻感负载的整流电路, 电感的释放电能一部分在电阻中消耗, 一部分经整流电路回馈到交流电源。但由于电感的储能有限, 限制了释放电能的量。整流电路的有源逆变状态使负载中的直流电动势 E 可以源源不断地提供直流电能, 并通过整流电路转化

为交流电回馈电网。

下面以单相全波整流电路的阻感负载中带直流电动机为例,介绍有源逆变的基本原理。

如图 3.23(a)所示,当触发角为 $0 \leq \alpha \leq \frac{\pi}{2}$ 时,电路工作在整流状态,电动机 M 运行,直流侧输出电压的有效值 $U_d > 0$ 且满足 $U_d > E_M$,这时负载电流的平均值为

$$I_d = \frac{U_d - E_M}{R} \quad (3.35)$$

由于 I_d 为正,交流电网输出电功率,电动机输入电功率。

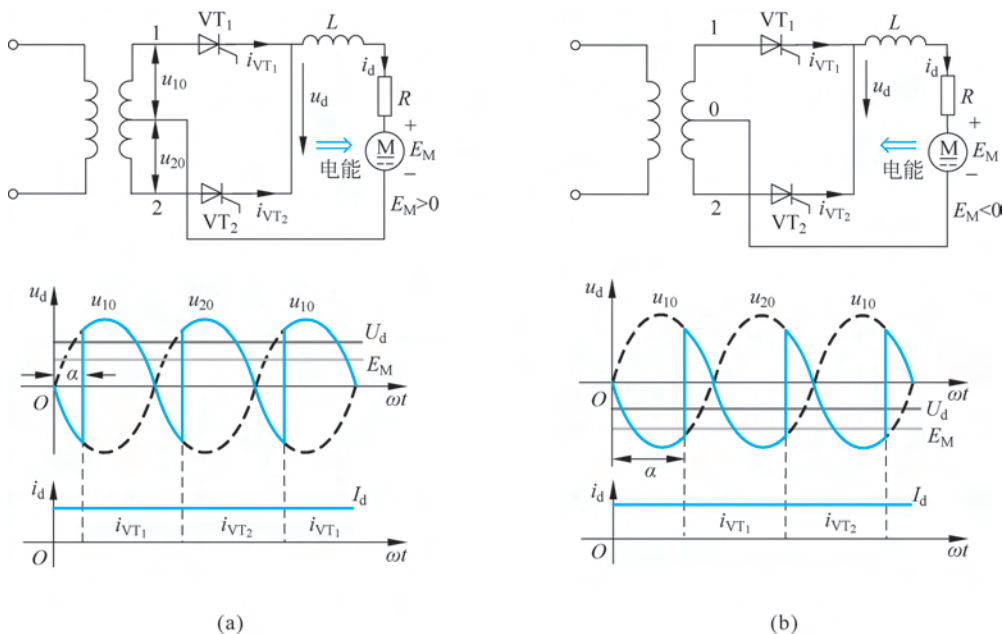


图 3.23 单相全波电路的整流和逆变

如图 3.23(b)所示,电动机 M 回馈制动。由于晶闸管器件的单向导电性,电路内 I_d 的方向依然不变,要想改变电能的输送方向,只能改变 E_M 的极性。为了防止两电动势顺向串联, U_d 的极性也必须反过来,即 $U_d < 0$,且必须满足 $|E_M| > |U_d|$ 才能把电能从直流侧送到交流侧,实现逆变。此时,

$$I_d = \frac{|E_M| - |U_d|}{R} \quad (3.36)$$

整流电路工作于有源逆变的条件可以归纳如下:

(1) 电路负载中含有直流电动势,电动势 E 的方向与晶闸管导通方向一致,大小应大于直流侧输出的平均电压 U_d 。

(2) 直流侧输出的平均电压为负,要求电路的触发角 $\alpha > \frac{\pi}{2}$ 。

对于图 3.7 中的桥式半控整流电路和其他负载侧有续流二极管的整流电路,二极管可能使电动势 E 短路,导致电路不能工作于有源逆变状态。因此需要工作于有源逆变状态的整流电路必须是全控整流电路。如果在有源逆变时电路的触发角 $\alpha < \frac{\pi}{2}$,那么 U_d

的极性没有改变,并与 E 顺向连接,在负载回路产生大电流 $I_d = \frac{E + U_d}{R}$ 。因此,在实际工程中要防止直流电动势和整流电路同时输出电能。

3.4.2 三相桥式整流电路的有源逆变状态

三相桥式整流电路要实现逆变,需将图 3.16 所示电路的电阻负载变为带反电动势和阻感负载。当整流电路带反电动势、阻感负载时,整流输出电压与控制角之间存在余弦函数关系

$$U_d = U_{dm} \cos \alpha \quad (3.37)$$

根据上一节的分析,逆变和整流的区别关键在于控制角不同。当 $0 < \alpha < \frac{\pi}{2}$ 时,电路工作在整流状态;当 $\frac{\pi}{2} < \alpha < \pi$ 时,电路工作在逆变状态。为方便分析和计算,定义**逆变角** $\beta = \pi - \alpha$ 。随着逆变角的变化,整流输出电压的平均值也随之改变。在运行中,应根据不同的直流电动势 E_M ,调节逆变角的大小,通过调整整流电路输出电压来控制整流电路的输出电流。三相桥式电路工作于有源逆变状态,不同逆变角时的输出电压波形及晶闸管两端电压波形如图 3.24 所示。

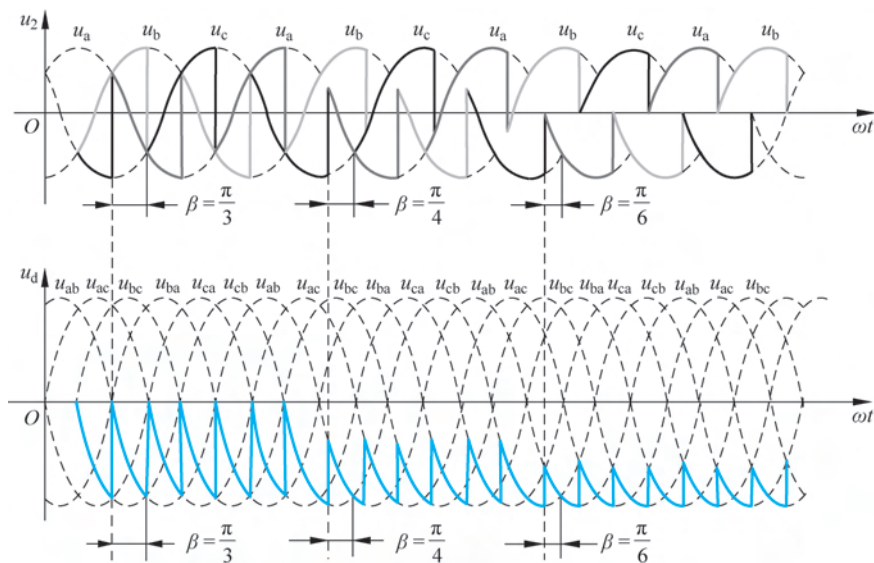


图 3.24 三相桥式整流电路工作于有源逆变状态时的电压波形

电路工作在有源逆变状态时的输出电压平均值为

$$U_d = 2.34U_2 \cos\alpha = -2.34U_2 \cos\beta \quad (3.38)$$

输出直流电流的平均值为

$$I_d = \frac{U_d - E_M}{R} \quad (3.39)$$

若每只晶闸管导通 $\frac{2\pi}{3}$, 忽略直流电流的脉动, 流过晶闸管的电流有效值可计算为

$$I_{VT} = \frac{I_d}{\sqrt{3}} = 0.577I_d \quad (3.40)$$

从交流电源送到直流侧负载的有功功率为

$$P_d = RI_d^2 + E_M I_d \quad (3.41)$$

当 P_d 为负值时, 表示功率由直流侧输送到交流侧。

在三相桥式电路中, 每个周期流经电源的线电流的导通角为 $\frac{4\pi}{3}$, 是每只晶闸管导通角的 2 倍, 因此变压器副边线电流的有效值为

$$I_2 = I_{VT} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d = 0.816I_d \quad (3.42)$$

3.4.3 逆变失败与最小逆变角的限制

如果工作在整流状态的电路发生换相失败, 可能会导致缺相, 输出电压减小。逆变运行时, 一旦发生换相失败, 外接的直流电源就会通过晶闸管电路形成短路, 或者使整流电路的输出平均电压和直流电动势变成顺向串联。由于逆变电路的内阻很小, 会形成很大的短路电流, 这种情况称为**逆变失败**, 或**逆变颠覆**。

造成逆变失败的原因很多, 主要有以下几种情况:

(1) 触发电路工作不可靠, 不能适时、准确地给各晶闸管分配脉冲, 如脉冲丢失、脉冲延时等, 致使晶闸管不能正常换相, 使交流电源电压和直流电动势顺向串联, 形成短路。例如, 在带电动势负载的三相半波可控整流电路中, 当晶闸管 VT_1 导通一段时间, 电流由 a 相换到 b 相, 应触发 VT_2 导通。如果触发 VT_2 的脉冲丢失, 晶闸管不导通使输入电压与电动势顺向串联, 造成短路。

(2) 晶闸管发生故障。例如, 在关断期间, 器件失去阻断能力, 或在导通时器件不能导通, 造成逆变失败。

(3) 在逆变工作时, 交流电源发生缺相或突然消失, 由于直流电动势的存在, 晶闸管仍可导通, 此时整流电路的交流侧由于失去了同直流电动势极性相反的交流电压, 因此直流电动势将通过晶闸管使电路短路。

(4) 晶闸管换流的时间不足, 也就是换相的裕量角不足, 引起换相失败, 应考虑变压器漏抗引起重叠角对逆变电路换相的影响。

在前面整流电路的分析中,都认为晶闸管的导通和关断是瞬时完成的,实际上电力电子器件的导通和关断都需要一定的时间。整流电路的交流电源如果来自整流变压器,变压器有漏抗;如果整流电路直接连接电网,电路交流侧需要连接进线电抗器以避免电流短路。由于电感电流不能突变,这些电抗的存在就限制了晶闸管在导通和关断时电流上升和下降速度,使晶闸管之间的换流需要一定的时间。在相控电路中,换流时间用换相重叠角 γ 来表示。

以图 3.25(a)所示的电路中 VT_1 和 VT_2 的换相过程来解释说明逆变失败的原因。当逆变电路工作在 $\beta > \gamma$ 时,经过换相过程后,b 相电压 u_b 高于 a 相电压 u_a ,晶闸管 VT_1 承受反压而关断。如果换相的裕量角不足,即 $\beta < \gamma$,换相尚未结束,电路的工作状态达到自然换相点之后,电压 u_a 将高于 u_b ,使得晶闸管 VT_2 承受反压关断,本应该关断的 VT_1 继续导通,且 a 相电压随着时间的推移逐渐增高,电动势顺向串联导致逆变失败。

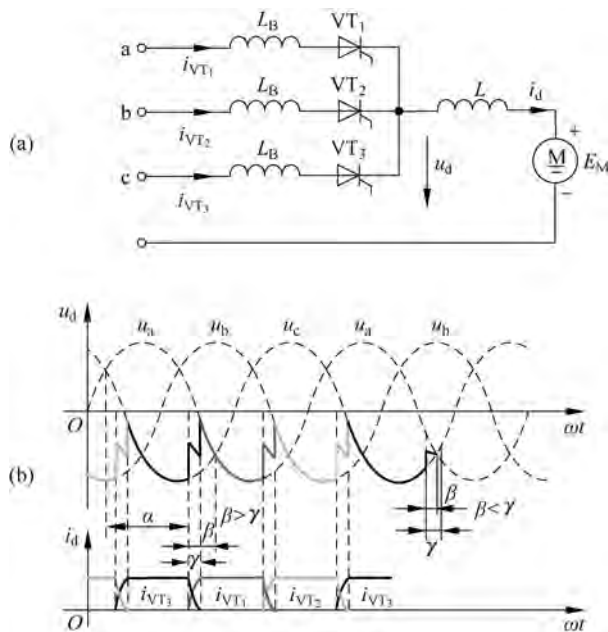


图 3.25 交流侧电抗对逆变换相过程的影响

为了防止逆变失败,可以采用精确可靠的触发电路、使用性能良好的晶闸管、保证交流电源的质量等,最重要的是留出充足的换相裕量角 β 。定义逆变时允许采用的最小逆变角 $\beta_{\min}$ 为

$$\beta_{\min} = \delta + \gamma + \theta' \quad (3.43)$$

其中, δ 为晶闸管的关断时间 t_q 折算的电角度, γ 为换相重叠角, θ' 为安全裕量角。

由于晶闸管的开通时间很短,通常忽略不计,因此只考虑晶闸管的关断时间 t_q ,其一般为 $200 \sim 300 \mu s$,折算成电角度 δ 为 $4^\circ \sim 5^\circ$ 。换相重叠角 γ 的大小与电路形式、工作电流有关,且随着直流平均电流和换相电抗的增加而增大,一般在 $15^\circ \sim 20^\circ$ 。安全裕量角 θ' 主要考虑了晶闸管触发脉冲时间的误差,一般取 5° 左右。因此,最小逆变角 $\beta_{\min}$ 一般

取 $30^\circ \sim 35^\circ$ 。若 $\beta_{\min}$ 太小,整流电路的安全运行不能保障;若 $\beta_{\min}$ 太大,过低的逆变输出电压将降低有源逆变的效率。设计逆变电路时常在触发电路中附加保护环节,保证触发脉冲不进入小于 $\beta_{\min}$ 的区域内。

3.5 晶闸管触发电路的控制

3.5.1 晶闸管触发的基本要求

在之前的电路分析中,考虑了使晶闸管导通的正向电压的条件,对于触发脉冲则按需提供。实际上,触发脉冲需要有相应的触发电路产生。对触发电路的基本要求如下:

- (1) 产生晶闸管触发信号,触发脉冲的电压、电流和脉冲宽度满足触发要求;
- (2) 触发脉冲能移相控制,即改变脉冲的控制角;
- (3) 触发电路产生脉冲时刻与整流电路的控制角一致。

只要满足上述要求的信号都可以用于晶闸管触发,因此晶闸管的触发电路从简单的 RC 移相到复杂的电路都有。

3.5.2 晶闸管触发的主要环节

图 3.26 给出了锯齿波移相触发电路的结构图,主要由以下几个环节组成:

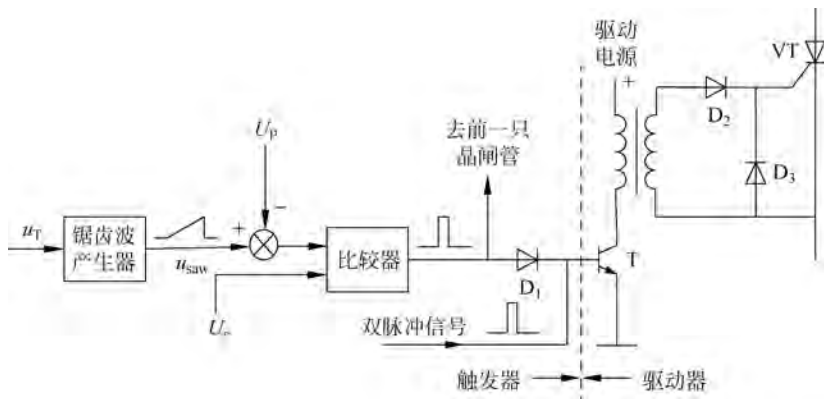


图 3.26 锯齿波移相触发电路结构图

1. 同步信号生成

对于三相桥式整流电路,晶闸管 VT_1 连接在电源 a 相上,因此可取相电压 u_a 为 VT_1 触发的同步信号 u_{Ta} 。同理, VT_3 、 VT_5 分别取 u_b 、 u_c 为同步信号, VT_4 、 VT_6 、 VT_2 分别取 $-u_a$ 、 $-u_b$ 、 $-u_c$ 为同步信号。

2. 锯齿波生成

在同步信号 u_T 从负变正过零时由锯齿波产生器产生锯齿波, 锯齿波宽度应大于控制角的移相范围, 图 3.27 所示的锯齿波宽度为 $\frac{4\pi}{3}$ 。

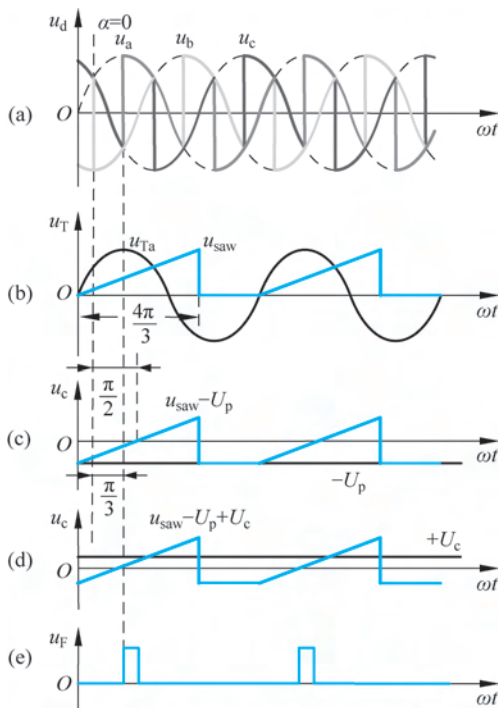


图 3.27 锯齿波移相控制

3. 移相控制

如图 3.27(c)所示的锯齿波过零的时刻, 是产生触发脉冲的时刻。在锯齿波 u_{saw} 上叠加直流偏置信号 $-U_p$, 调节 $-U_p$ 可以调节 $U_d=0$ 的初始角位置。如图 3.27(d)所示, 在锯齿波 $u_{saw}-U_p$ 的基础上叠加移相控制信号 $\pm U_c$, 使锯齿波过零时刻在初始角位置前后移动实现移相控制。当 $U_c > 0$ 时, 控制角 $\alpha < \frac{\pi}{2}$; 当 $U_c < 0$ 时, $\alpha > \frac{\pi}{2}$ 。

4. 脉冲形成和双脉冲控制

通过比较器在 $u_{saw}-U_p \pm U_c=0$ 时刻产生如图 3.27(e)所示的驱动脉冲, 二极管 D_1 使三极管 T 导通, 脉冲变压器副边感应相应的脉冲触发晶闸管导通。三极管 T 的基极同时还受下一只晶闸管触发器产生的滞后 $\frac{\pi}{3}$ 的脉冲控制, 在相隔 $\frac{\pi}{3}$ 的下一只晶闸管驱动时, T 再导通一次, 产生双脉冲控制。

5. 脉冲功放输出

脉冲输出包括信号隔离和脉冲放大,信号隔离一般有变压器隔离和光电隔离两种方法。图 3.26 的脉冲功放输出电路由驱动电源和脉冲变压器组成,脉冲变压器隔离了触发电路和晶闸管主电路,以保障触发电路安全,二极管 D_2 和 D_3 用于使晶闸管仅受到正向脉冲控制。

根据晶闸管移相触发原理可以用模块搭建模拟控制移相触发电路或编制数字控制软件。脉冲移相也可以使用定时器,将控制角变换为时间 $t_\alpha = \frac{1/f}{2\pi} \times \alpha$,在同步信号 u_T 过零时开始计时。对于三相桥电路,控制角 $\alpha=0$ 时刻对应于同步信号相电压过零后 $\frac{\pi}{6}$,即 $t_0 = \frac{1/f}{2\pi} \times \frac{\pi}{6}$ 。因此设定的定时时间为 $t = t_0 + t_\alpha$,在定时到时发出脉冲触发晶闸管。

3.6 相控整流电路的 Multisim 仿真

为进一步验证分析上述整流电路的性能,本节以单相整流电路的 Multisim 仿真实验为例,分析相应的仿真结果。

3.6.1 单相半波可控整流电路 Multisim 仿真

在 Multisim 中搭建的单相半波电路如图 3.28 所示,其中输入交流电压 220V,在晶闸管受到正向电压时给触发信号触发晶闸管。

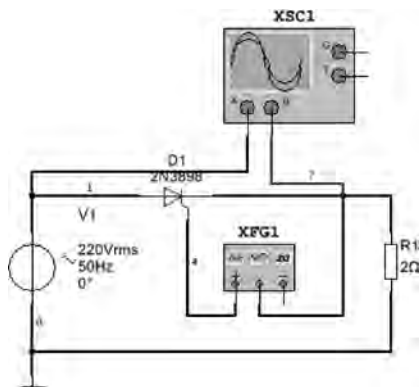


图 3.28 单相半波可控整流电路 Multisim 仿真原理图

单击“运行”按钮,进行电路仿真,得到如图 3.29 所示的仿真曲线。其中通道 A 为输入电源电压,通道 B 为输出电压。也可以设置不同的控制角比较输出电压波形变化。

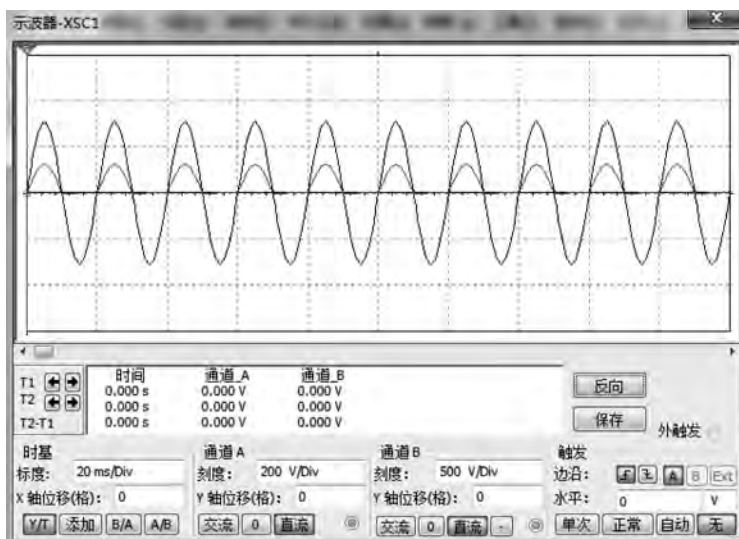


图 3.29 单相半波可控整流电路输入输出电压曲线

3.6.2 单相桥式全控整流电路 Multisim 仿真

在 Multisim 中搭建的单相桥式全控整流电路如图 3.30 所示,其中输入交流电压 220V,在晶闸管受到正向电压时给触发信号触发晶闸管。 D_1 、 D_2 、 D_3 和 D_4 均为晶闸管,晶闸管 D_1 和 D_4 同时导通, D_2 和 D_3 同时导通。

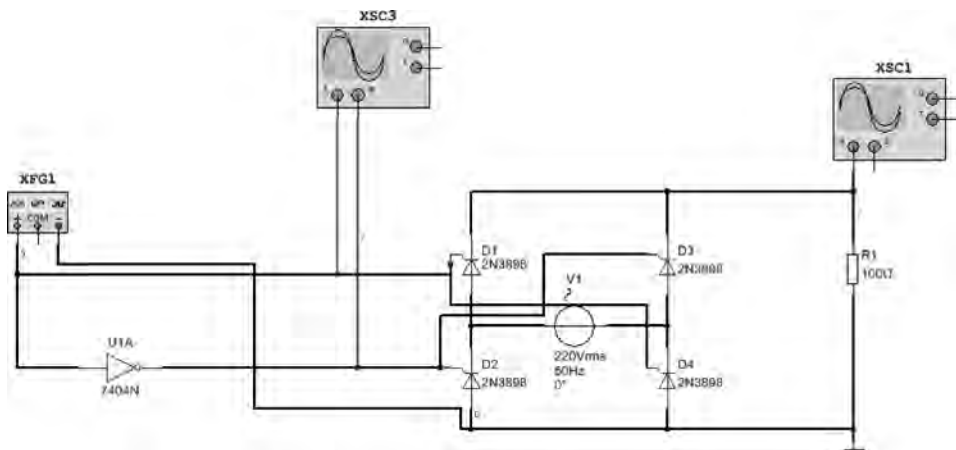


图 3.30 单相桥式全控整流电路 Multisim 仿真原理图

单击“运行”按钮,进行电路仿真,其中 XSC3 通道 A 显示晶闸管 D_1 和 D_4 的触发脉冲信号,通道 B 显示晶闸管 D_2 和 D_3 的触发脉冲信号,如图 3.31 所示,仿真结果如图 3.32 所示。

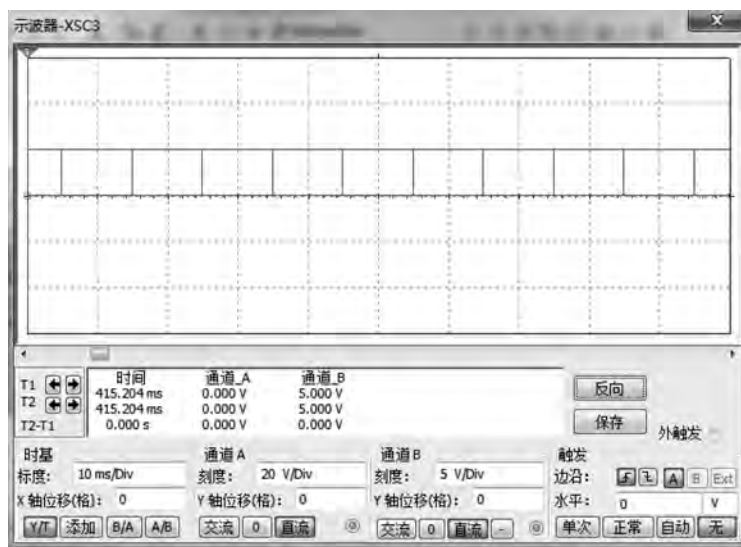


图 3.31 晶闸管触发信号

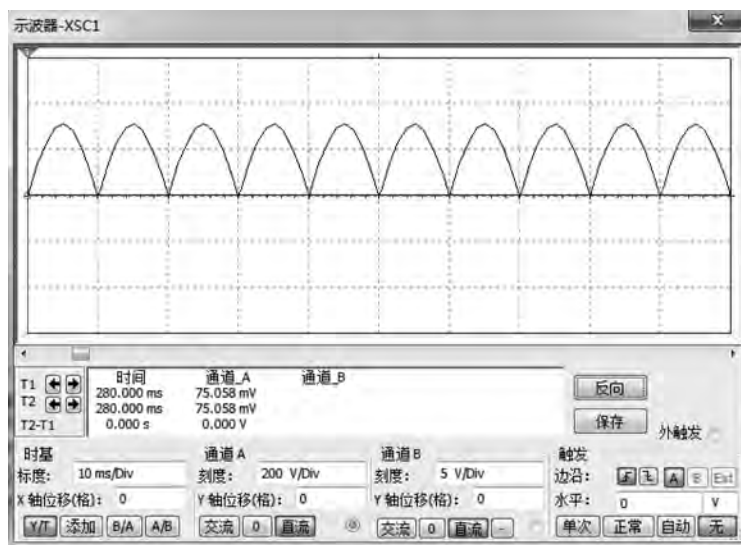


图 3.32 单相桥式全控整流电路输出电压曲线

3.6.3 单相桥式半控整流电路 Multisim 仿真

在 Multisim 中搭建的单相桥式半控整流电路如图 3.33 所示,其中输入交流电压 220V,在晶闸管受到正向电压时给触发信号触发晶闸管, D_1 和 D_2 为晶闸管, D_3 和 D_4 为二极管。单击“运行”按钮,进行电路仿真,仿真输出电压曲线如图 3.34 所示。

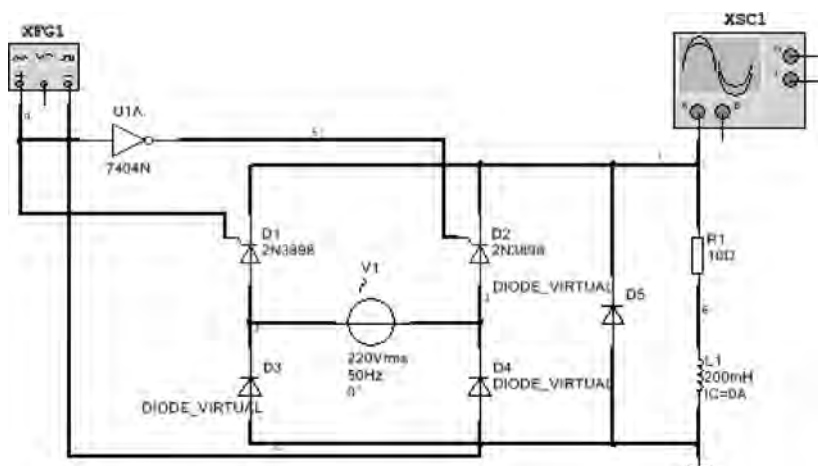


图 3.33 单相桥式半控整流电路 Multisim 仿真原理图

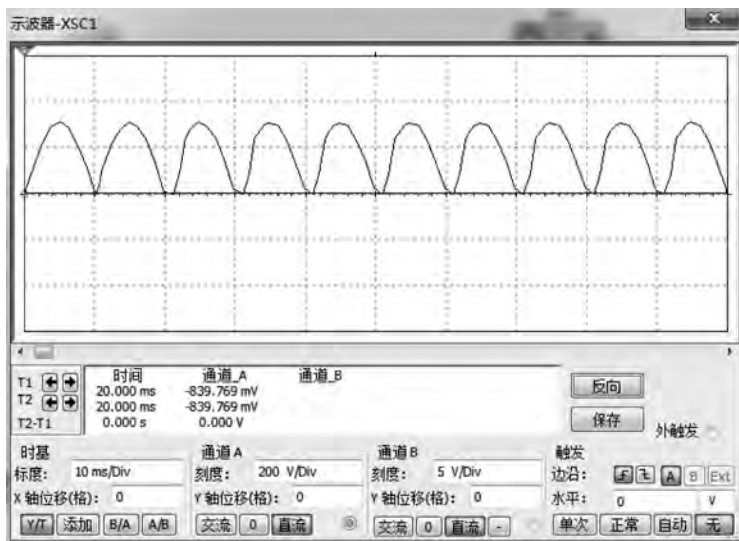


图 3.34 单相桥式半控整流电路输出电压曲线

本章小结

整流电路是各种仪器和电气设备的常需功能,是电力电子电路中出现和应用最早的形式之一。本章主要讲述相控整流电路及其相关知识,是本书的重点,也是学习后面各章的重要基础。本章介绍的主要内容有:

- (1) 在电阻负载、阻感负载下的单相和三相整流电路的工作原理,控制角变化对电路输出电压、电流的影响,及相关数据的计算。
- (2) 有源逆变的条件、逆变最小限制和防止逆变失败的措施、逆变失败的原因。

(3) 触发电路的基本组成及脉冲触发原理。

(4) 相控整流电路的 Multisim 仿真,这是电力电子电路研究的新工具,需要多加使用并掌握。

通过本章学习,要求掌握波形分析和分段化处理非线性电路的分析方法,学会处理不同条件下电路工作状态的分析与对比。

本章习题

1. 单相桥式半控整流电路,电阻性负载。要求输出的直流平均电压在 $0 \sim 100\text{V}$ 连续可调, 30V 以上时要求负载电流达到 20A ,由交流 220V 供电,最小控制角 $\alpha_{\min} = 30^\circ$,试:

(1) 画出主电路图;

(2) 求变压器正边交流侧电流有效值;

(3) 考虑 2 倍安全裕量,求合适的晶闸管的额定电压和额定电流。

2. 三相半波可控整流电路中, $U_2 = 100\text{V}$, $E = 20\text{V}$, $R = 2\Omega$, L 足够大,能使电流连续。试问当 $\alpha = 90^\circ$ 时,电流有效值 I_d 为何值? 如果 $\alpha = 60^\circ$, I_d 为何值? 为什么?

3. 在三相半波可控整流器中,如果 a 相触发脉冲丢失,试画出 $\alpha = \frac{\pi}{3}$ 时,在带纯电阻性负载和大电感负载两种情况下的整流输出电压波形和晶闸管 VT_2 两端的电压波形。

4. 在带电阻负载的三相桥式全控整流电路中,如果有一只晶闸管不能导通,此时的整流输出电压 u_d 的波形如何? 如果有一只晶闸管被击穿而短路,其他晶闸管受什么影响?

5. 三相半波整流电路的共阴极接法与共阳极接法中, a、b 两相的自然换相点是同一点吗? 如果不是,它们在相位上差多少度?

6. 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 α ,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?

7. 什么是逆变失败? 如何防止逆变失败?

8. 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?

9. 某厂自制晶闸管电镀电源,调压范围为 $2 \sim 15\text{V}$,在 9V 以上最大输出电流均可达 130A ,主电路采用三相半波可控整流电路,解决下列问题:

(1) 试计算整流变压器二次电压;

(2) 试计算 9V 时的触发角 α ;

(3) 合适的晶闸管的额定电压和额定电流。