

第3章 整流电路

3.1 单相可控整流电路

3.2 三相可控整流电路

3.3 变压器漏感对整流电路的影响

3.4 电容滤波的不可控整流电路

3.5 整流电路的谐波和功率因数

3.6 大功率可控整流电路

3.7 整流电路的有源逆变工作状态

3.8 相控电路的驱动控制

本章小结

引言

■ 整流电路（**Rectifier**）是电力电子电路中出现最早的一种，它的作用是将交流电能变为直流电能供给直流用电设备。

■ 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。
- ◆ 按变压器二次侧电流的方向是单向或双向，分为单拍电路和双拍电路。

3.1 单相可控整流电路

3.1.1 单相半波可控整流电路

3.1.2 单相桥式全控整流电路

3.1.3 单相全波可控整流电路

3.1.4 单相桥式半控整流电路



3.1.1 单相半波可控整流电路

■带电阻负载的工作情况

◆**变压器T**起变换电压和隔离的作用，其一次侧和二次侧电压瞬时值分别用 u_1 和 u_2 表示，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 U_d 确定。

◆电阻负载的特点是**电压与电流成正比，两者波形相同**。

◆在分析整流电路工作时，认为晶闸管（开关器件）为**理想器件**，即晶闸管导通时其管压降等于零，晶闸管阻断时其漏电流等于零，除非特意研究晶闸管的开通、关断过程，一般认为晶闸管的开通与关断过程瞬时完成。

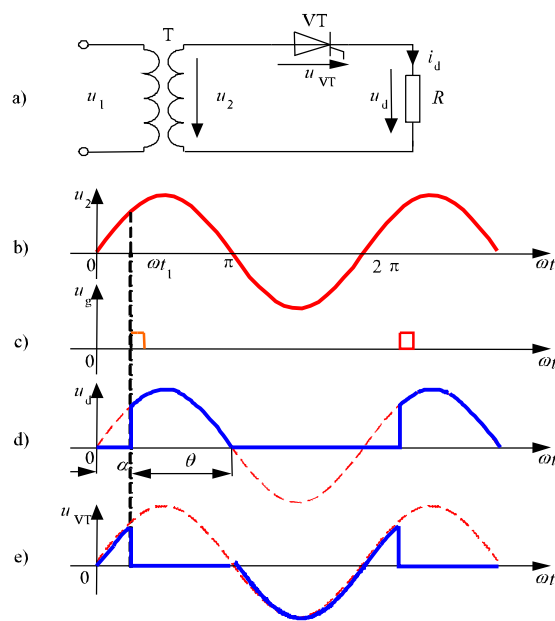


图3-1 单相半波可控整流电路及波形



3.1.1 单相半波可控整流电路

- ◆ 改变触发时刻， u_d 和 i_d 波形随之改变，直流输出电压 u_d 为极性不变但瞬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器件晶闸管，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 波形在一个电源周期中只脉动1次，故该电路为单脉波整流电路。

- ◆ 基本数量关系

- 👉 α : 从晶闸管开始承受正向阳极电压起到施加触发脉冲止的电角度称为触发延迟角，也称触发角或控制角。

- 👉 θ : 晶闸管在一个电源周期中处于通态的电角度称为导通角。

- 👉 直流输出电压平均值

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

- 👉 随着 α 增大， U_d 减小，该电路中VT的 α 移相范围为 180° 。

- ◆ 通过控制触发脉冲的相位来控制直流输出电压大小的方式称为相位控制方式，简称相控方式。

3.1.1 单相半波可控整流电路

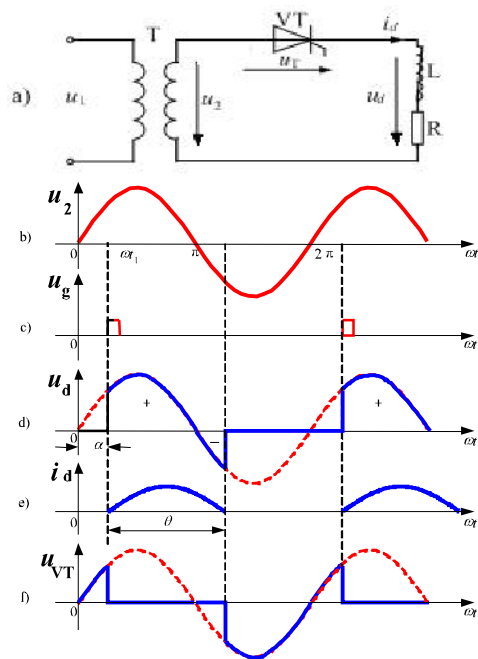


图3-2 带阻感负载的单相半波可控整流电路及其波形

■ 带阻感负载的工作情况

◆ 阻感负载的特点是电感对电流变化有抗拒作用，使得流过电感的电流不能发生突变。

◆ 电路分析

👉 晶闸管VT处于断态, $i_d=0, u_d=0, u_{VT}=u_2$ 。

👉 在 ωt_1 时刻，即触发角 α 处

✓ $u_d=u_2$ 。

✓ L的存在使 i_d 不能突变, i_d 从0开始增加。

👉 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。

👉 ωt_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。

👉 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。

3.1.1 单相半波可控整流电路

◆ 电力电子电路的一种基本分析方法

- 👉 把器件理想化，将电路简化为分段线性电路。
- 👉 器件的每种状态组合对应一种线性电路拓扑，器件通断状态变化时，电路拓扑发生改变。
- 👉 以前述单相半波电路为例
 - ✓ 当VT处于断态时，相当于电路在VT处断开， $i_d=0$ 。当VT处于通时，相当于VT短路。两种情况的等效电路如图3-3所示。

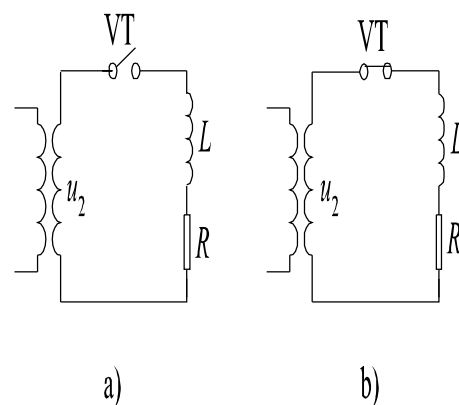
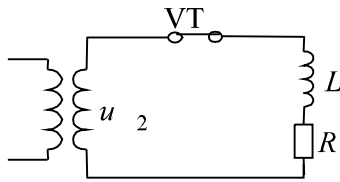


图3-3 单相半波可控整流电路的分段线性等效电路
a) VT处于关断状态
b) VT处于导通状态

3.1.1 单相半波可控整流电路



b)

图3-3 b) VT处于导通状态

✓ VT处于通态时，如下方程成立：

$$L \frac{di_d}{dt} + Ri_d = \sqrt{2}U_2 \sin \omega t \quad (3-2)$$

在VT导通时刻，有 $\omega t = \alpha$ ， $i_d = 0$ ，这是式（3-2）的初始条件。求解式（3-2）并将初始条件代入可得

$$i_d = -\frac{\sqrt{2}U_2}{Z} \sin(\alpha - \varphi) e^{-\frac{R}{\omega L}(\omega t - \alpha)} + \frac{\sqrt{2}U_2}{Z} \sin(\omega t - \varphi) \quad (3-3)$$

式中， $Z = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$ ， $\varphi = \arctan \frac{\omega L}{R}$ 。由此式可得出图3-2e所示的 i_d 波形。
当 $\omega t = \theta + \alpha$ 时， $i_d = 0$ ，代入式（3-3）并整理得

$$\sin(\alpha - \varphi) e^{-\frac{\theta}{\arctan \frac{\omega L}{R}}} = \sin(\theta + \alpha - \varphi) \quad (3-4)$$

3.1.1 单相半波可控整流电路

✓ 若 φ 为定值, α 角大, θ 越小。

若 α 为定值, φ 越大, θ 越大, 且平均值 U_d 越接近零。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_R 表示。

◆ 有续流二极管的电路

👉 电路分析

✓ u_2 正半周时, 与没有续流二极管时的情况是一样的。

✓ 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, 此过程通常称为续流。

✓ 若 L 足够大, i_d 连续, 且 i_d 波形接近一条水平线。

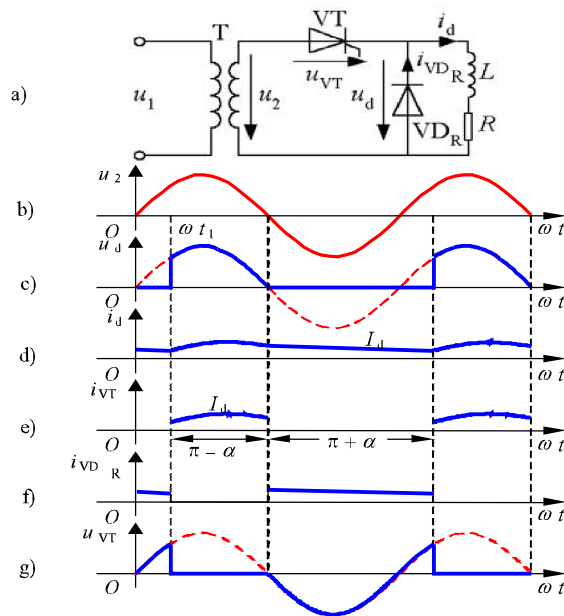


图3-4 单相半波带阻感负载有续流二极管的电路及波形

3.1.1 单相半波可控整流电路

👉基本数量关系

✓ 流过晶闸管的电流平均值 I_{dT} 和有效值 I_T 分别为：

$$I_{dT} = \frac{\pi - \alpha}{2\pi} I_d \quad (3-5)$$

$$I_T = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} I_d^2 d(\omega t)} = \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{2\pi}} I_d \quad (3-6)$$

✓ 续流二极管的电流平均值 I_{dDR} 和有效值 I_{DR} 分别为

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

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

✓ 其移相范围为 180° ，其承受的最大正反向电压均为 u_2 的峰值即 $\sqrt{2}U_2$ 。

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。

■ 单相半波可控整流电路的特点是简单，但输出脉动大，变压器二次侧电流中含直流分量，造成变压器铁芯直流磁化。为使变压器铁芯不饱和，需增大铁芯截面积，增大了设备的容量。

3.1.2 单相桥式全控整流电路

■ 带电阻负载的工作情况

◆ 电路分析

👉 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）

✓ 若4个晶闸管均不导通， $i_d=0, u_d=0$,

VT_1 、 VT_4 串联承受电压 u_2 。

✓ 在触发角 α 处给 VT_1 和 VT_4 加触发脉冲， VT_1 和 VT_4 即导通，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降到零， VT_1 和 VT_4 关断。

👉 在 u_2 负半周，仍在触发角 α 处触发 VT_2 和 VT_3 ， VT_2 和 VT_3 导通，电流从电源b端流出，经 VT_3 、 R 、 VT_2 流回电源a端。

👉 到 u_2 过零时，电流又降为零， VT_2 和 VT_3 关断。

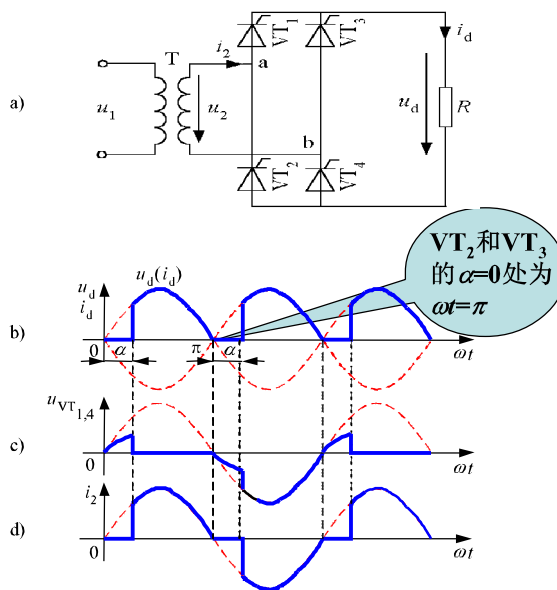


图3-5 单相全控桥式
带电阻负载时的电路及波形



3.1.2 单相桥式全控整流电路

◆ 基本数量关系

👉 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 $\sqrt{2}U_2$ 。

👉 整流电压平均值为：

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2}U_2 \sin \alpha d(\alpha) = \frac{2\sqrt{2}U_2}{\pi} \frac{1+\cos\alpha}{2} = 0.9U_2 \frac{1+\cos\alpha}{2} \quad (3-9)$$

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

👉 向负载输出的直流电流平均值为：

$$I_d = \frac{U_d}{R} = \frac{2\sqrt{2}U_2}{\pi R} \frac{1+\cos\alpha}{2} = 0.9 \frac{U_2}{R} \frac{1+\cos\alpha}{2} \quad (3-10)$$

3.1.2 单相桥式全控整流电路

👉 流过晶闸管的电流平均值：

$$I_{dT} = \frac{1}{2} I_d = 0.45 \frac{U_2}{R} \frac{1 + \cos \alpha}{2} \quad (3-11)$$

👉 流过晶闸管的电流有效值为：

$$I_T = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \left(\frac{\sqrt{2}U_2}{R} \sin \omega t \right)^2 d(\omega t)} = \frac{U_2}{\sqrt{2}R} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha + \frac{\pi - \alpha}{\pi}} \quad (3-12)$$

👉 变压器二次侧电流有效值 I_2 与输出直流电流有效值 I 相等，为

$$I = I_2 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \left(\frac{\sqrt{2}U_2}{R} \sin \omega t \right)^2 d(\omega t)} = \frac{U_2}{R} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha + \frac{\pi - \alpha}{\pi}} \quad (3-13)$$

由式 (3-12) 和 (3-13) 可见：

$$I_T = \frac{1}{\sqrt{2}} I \quad (3-14)$$

👉 不考虑变压器的损耗时，要求变压器的容量为 $S = U_2 I_2$ 。

3.1.2 单相桥式全控整流电路

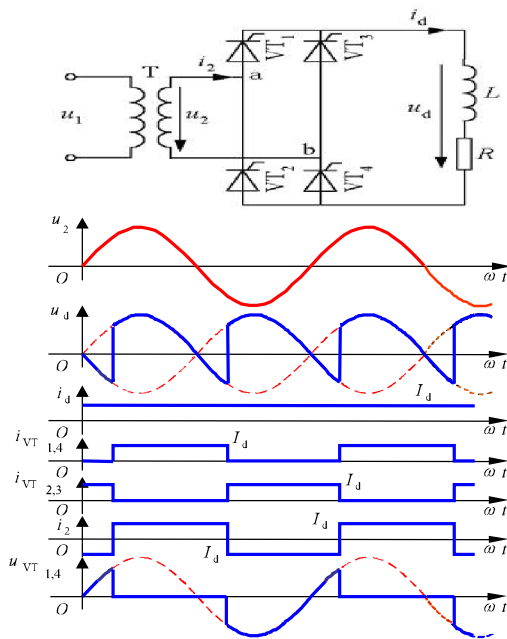


图3-6 单相桥式全控整流电路带阻感负载时的电路及波形

■ 带阻感负载的工作情况

◆ 电路分析

👉 在 u_2 正半周期

✓ 触发角 α 处给晶闸管 VT₁ 和 VT₄

加触发脉冲使其开通, $u_d = u_2$ 。

✓ 负载电感很大, i_d 不能突变且波形近似为一条水平线。

👉 u_2 过零变负时, 由于电感的作用晶闸管 VT₁ 和 VT₄ 中仍流过电流 i_d , 并不关断。

👉 $\omega t = \pi + \alpha$ 时刻, 触发 VT₂ 和 VT₃, VT₂ 和 VT₃ 导通, u_2 通过 VT₂ 和 VT₃ 分别向 VT₁ 和 VT₄ 施加反压使 VT₁ 和 VT₄ 关断, 流过 VT₁ 和 VT₄ 的电流迅速转移到 VT₂ 和 VT₃ 上, 此过程称为 **换相**, 亦称 **换流**。

3.1.2 单相桥式全控整流电路

◆ 基本数量关系

👉 整流电压平均值为：

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi+\alpha} \sqrt{2}U_2 \sin\alpha d(\alpha) = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_2 \cos\alpha = 0.9U_2 \cos\alpha \quad (3-15)$$

当 $\alpha=0$ 时， $U_{d0}=0.9U_2$ 。 $\alpha=90^\circ$ 时， $U_d=0$ 。晶闸管移相范围为 90° 。

👉 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 θ 与 α 无关，均为 180° ，其电流平均值和有效值分别为： $I_{dT} = \frac{1}{2}I_d$ 和 $I_T = \frac{1}{\sqrt{2}}I_d = 0.707I_d$ 。

👉 变压器二次侧电流 i_2 的波形为正负各 180° 的矩形波，其相位由 α 角决定，有效值 $I_2=I_d$ 。

3.1.2 单相桥式全控整流电路

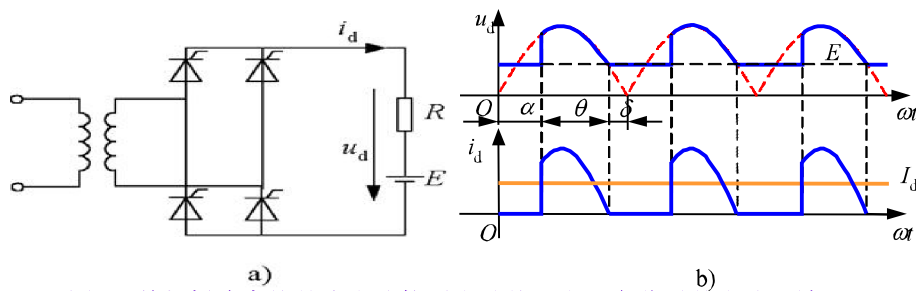


图3-7 单相桥式全控整流电路接反电动势—电阻负载时的电路及波形

■带反电动势负载时的工作情况

◆当负载为蓄电池、直流电动机的电枢（忽略其中的电感）等时，负载可看成一个直流电压源，对于整流电路，它们就是反电动势负载。

◆电路分析

👉 $|u_2| > E$ 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 $u_d = E$ 。

👉 与电阻负载时相比，晶闸管提前了电角度 δ 停止导电， δ 称为停止导电角。

$$\delta = \sin^{-1} \frac{E}{\sqrt{2} U_2} \quad (3-16)$$

👉 当 $\alpha < \delta$ 时，触发脉冲到来时，晶闸管承受负电压，不可能导通。

3.1.2 单相桥式全控整流电路

☞ 触发脉冲有足够的宽度，保证当 $\omega t = \delta$ 时刻有晶闸管开始承受正电压时，触发脉冲仍然存在。这样，相当于触发角被推迟为 δ 。

☞ 在 α 角相同时，整流输出电压比电阻负载时高

◆ 电流断续

☞ i_d 波形在一周期内有部分时间为0的情况，称为电流断续。

☞ 负载为直流电动机时，如果出现电流断续，则电动机的机械特性将很软。

3.1.2 单相桥式全控整流电路

- 👉 为了克服此缺点，一般在主电路中直流输出侧串联一个**平波电抗器**。
- 👉 电感量足够大使电流连续，晶闸管每次导通**180°**，这时整流电压 u_d 的波形和负载电流 i_d 的波形与电感负载电流连续时的波形相同， u_d 的计算公式亦一样。
- 👉 为保证电流连续所需的**电感量L**可由下式求出：

$$L = \frac{2\sqrt{2}U_2}{\pi\omega I_{dmin}} = 2.87 \times 10^{-3} \frac{U_2}{I_{dmin}} \quad (3-17)$$

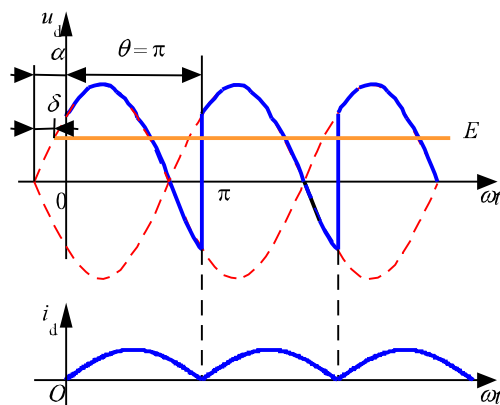


图3-8 单相桥式全控整流电路
带反电动势负载串平波电抗
器，电流连续的临界情况

3.1.2 单相桥式全控整流电路

■例：单相桥式全控整流电路， $U_2=100\text{V}$ ，负载中 $R=2\Omega$ ， L 值极大，反电势 $E=60\text{V}$ ，当 $\alpha=30^\circ$ 时，要求：

- ①作出 u_d 、 i_d 和 i_2 的波形；
- ②求整流输出平均电压 U_d 、电流 I_d ，变压器二次侧电流有效值 I_2 ；
- ③考虑安全裕量，确定晶闸管的额定电压和额定电流。

解：① u_d 、 i_d 和 i_2 的波形如图3-9：

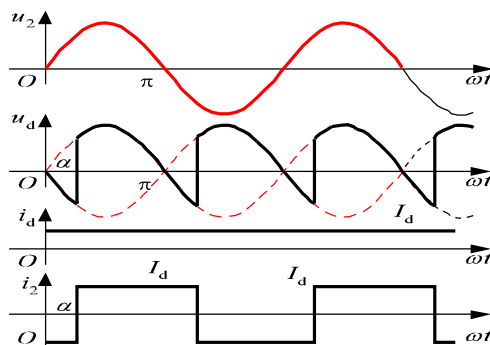


图3-9 u_d 、 i_d 和 i_2 的波形图

3.1.2 单相桥式全控整流电路

②整流输出平均电压 U_d 、电流 I_d ，变压器二次侧电流有效值 I_2 分别为

$$U_d = 0.9 U_2 \cos \alpha = 0.9 \times 100 \times \cos 30^\circ = 77.97(\text{A})$$

$$I_d = (U_d - E) / R = (77.97 - 60) / 2 = 9(\text{A})$$

$$I_2 = I_d = 9(\text{A})$$

③晶闸管承受的最大反向电压为：

$$\sqrt{2} U_2 = 100\sqrt{2} = 141.4 (\text{V})$$

流过每个晶闸管的电流的有效值为：

$$I_{VT} = I_d / \sqrt{2} = 6.36 (\text{A})$$

故晶闸管的额定电压为：

$$U_N = (2 \sim 3) \times 141.4 = 283 \sim 424 (\text{V})$$

晶闸管的额定电流为：

$$I_N = (1.5 \sim 2) \times 6.36 / 1.57 = 6 \sim 8 (\text{A})$$

晶闸管额定电压和电流的具体数值可按晶闸管产品系列参数选取。

3.1.3 单相全波可控整流电路

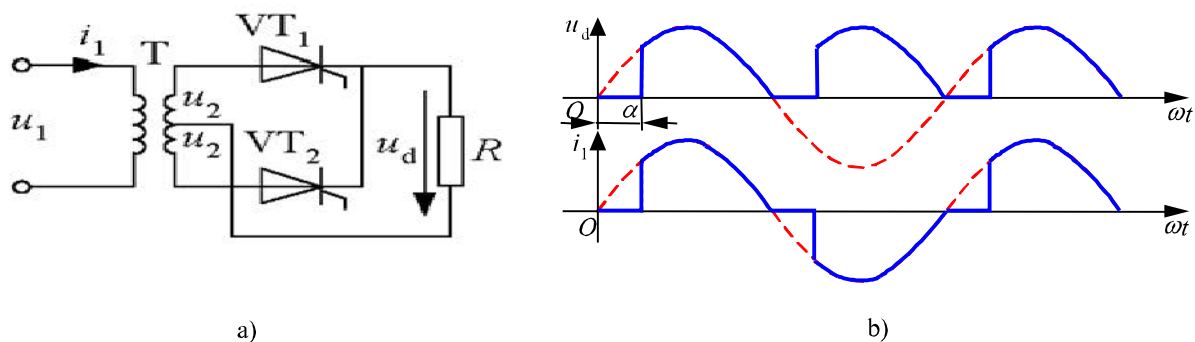


图3-10 单相全波可控整流电路及波形

■带电阻负载时

◆电路分析

- 👉 变压器T带中心抽头。
- 👉 在 u_2 正半周， VT_1 工作，变压器二次绕组上半部分流过电流。
- 👉 u_2 负半周， VT_2 工作，变压器二次绕组下半部分流过反方向的电流。
- 👉 变压器也不存在直流磁化的问题。



3.1.3 单相全波可控整流电路

◆ 单相全波与单相全控桥的区别

☞ 单相全波中**变压器**结构较复杂，材料的消耗多。

☞ 单相全波只用**2**个晶闸管，比单相全控桥少**2**个，相应地，门极驱动电路也少**2**个；但是晶闸管承受的最大电压是单相全控桥的**2**倍。

☞ 单相全波**导电回路**只含**1**个晶闸管，比单相桥少**1**个，因而管压降也少**1**个。

◆ 从上述后两点考虑，单相全波电路有利于在**低输出电压**的场合应用。

3.1.4 单相桥式半控整流电路

■与全控电路在电阻负载时的工作情况相同。

■带电感负载

◆电路分析（先不考虑VDR）

👉每一个导电回路由1个晶闸管和1个二极管构成。

👉在 u_2 正半周， α 处触发 VT_1 ， u_2 经 VT_1 和 VD_4 向负载供电。

👉 u_2 过零变负时，因电感作用使电流连续， VT_1 继续导通，但因a点电位低于b点电位，电流是由 VT_1 和 VD_2 续流， $u_d=0$ 。

👉在 u_2 负半周， α 处触发 VT_3 ，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。

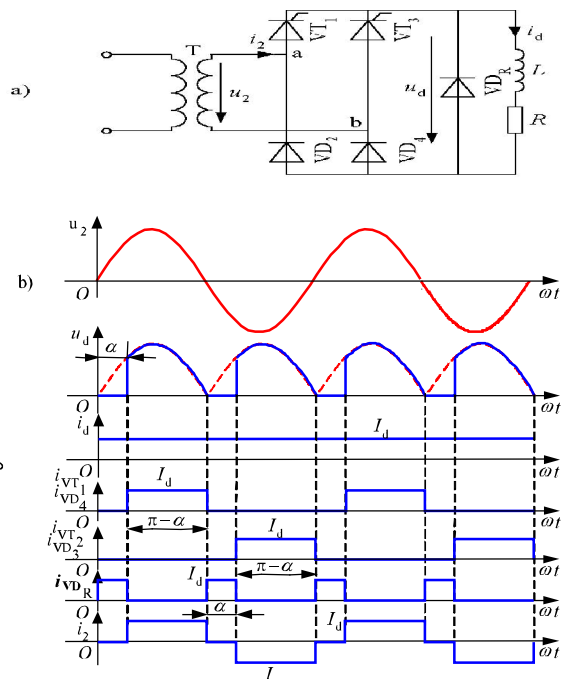


图3-11 单相桥式半控整流电路，有续流二极管，阻感负载时的电路及波形



3.1.4 单相桥式半控整流电路

◆续流二极管 VD_R

☞若无续流二极管，则当 α 突然增大至 180° 或触发脉冲丢失时，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，称为失控。

☞有续流二极管 VD_R 时，续流过程由 VD_R 完成，避免了失控的现象。

☞续流期间导电回路中只有一个管压降，少了一个管压降，有利于降低损耗。

3.1.4 单相桥式半控整流电路

■ 单相桥式半控整流电路的另一种接法

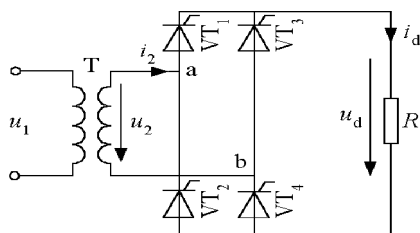


图3-4 (a)单相全控桥式电路

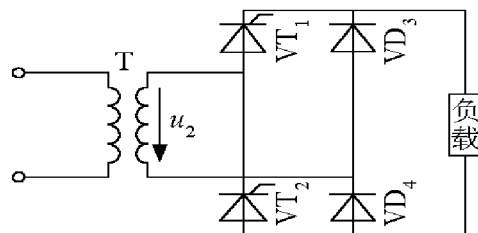


图2-11 单相桥式半控整流电路的另一种接法

- ◆ 相当于把图3-5(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。

3.2 三相可控整流电路

3.2.1 三相半波可控整流电路

3.2.2 三相桥式全控整流电路



3.2 三相可控整流电路·引言

- 其交流侧由三相电源供电。
- 当整流负载容量较大，或要求直流电压脉动较小、易滤波时，应采用三相整流电路。
- 最基本的是三相半波可控整流电路。
- 应用最为广泛的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。

3.2.1 三相半波可控整流电路

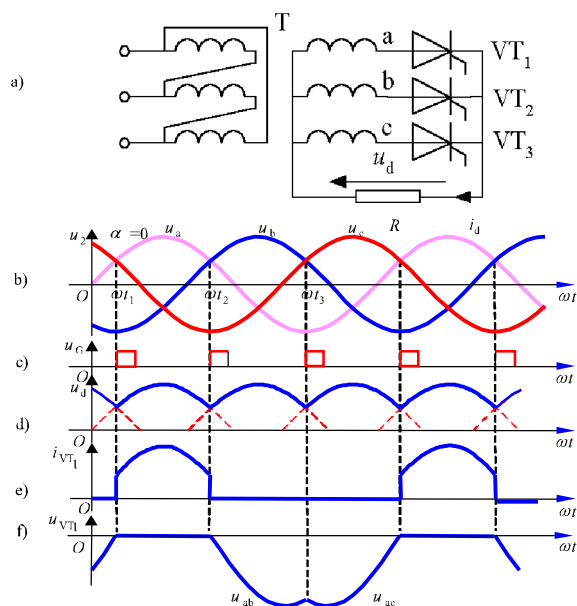


图3-13 三相半波可控整流电路共阴极接
法电阻负载时的电路及 $\alpha=0^\circ$ 时的波形

■ 电阻负载

◆ 电路分析

👉 为得到零线，变压器二次侧必须接成星形，而一次侧接成三角形，避免3次谐波流入电网。

👉 三个晶闸管按共阴极接法连接，这种接法触发电路有公共端，连线方便。

👉 假设将晶闸管换作二极管，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。

👉 自然换相点

✓ 在相电压的交点 ωt_1 、 ωt_2 、 ωt_3 处，均出现了二极管换相，称这些交点为自然换相点。

✓ 将其作为 α 的起点，即 $\alpha=0$ 。



3.2.1 三相半波可控整流电路

👉 $\alpha=0^\circ$ (波形见上页)

✓ 三个晶闸管轮流导通

120° , u_d 波形为三个相电压在正半周期的包络线。

✓ 变压器二次绕组电流有直流分量。

✓ 晶闸管电压由一段管压降和两段线电压组成, 随着 α 增大, 晶闸管承受的电压中正的部分逐渐增多。

👉 $\alpha=30^\circ$

✓ 负载电流处于连续和断续的临界状态, 各相仍导电 120° 。

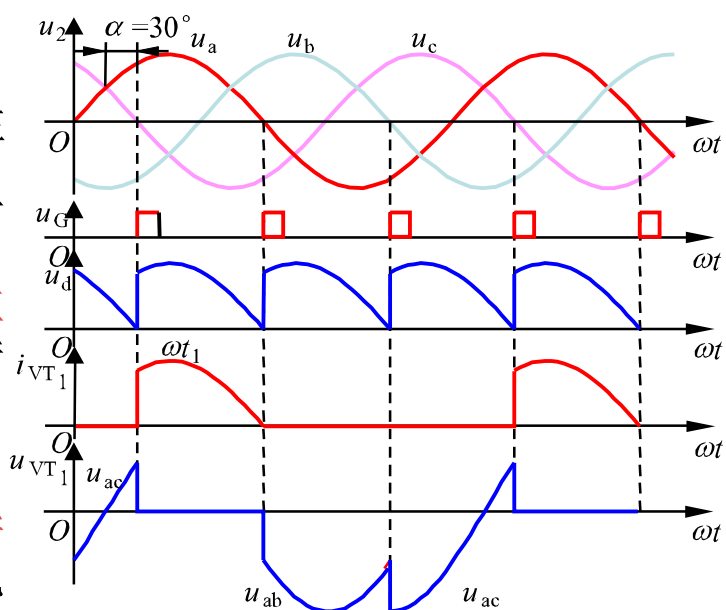


图3-14 三相半波可控整流电路, 电阻负载, $\alpha=30^\circ$ 时的波形

3.2.1 三相半波可控整流电路

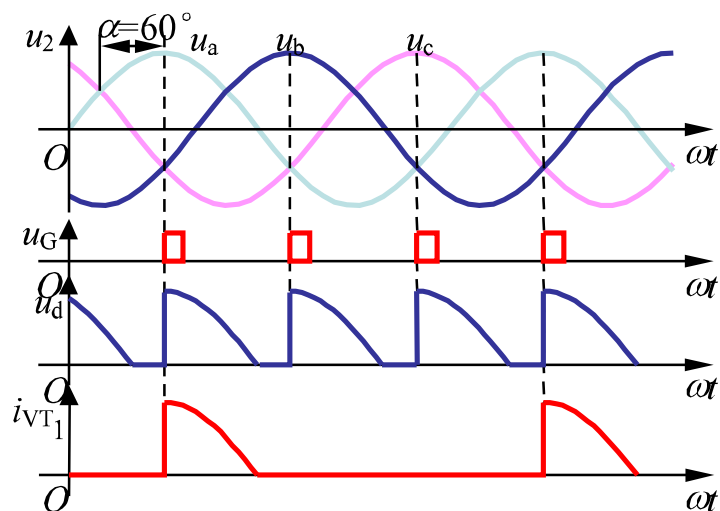


图3-15 三相半波可控整流电路，电阻负载， $\alpha=60^\circ$ 时的波形

👉 $\alpha > 30^\circ$

✓ 当导通一相的相电压过零变负时，该相晶闸管关断，但下一相晶闸管因未触发而不导通，此时输出电压电流为零。

✓ 负载电流**断续**，各晶闸管导通角**小于** 120° 。

3.2.1 三相半波可控整流电路

◆ 基本数量关系

☞ 电阻负载时 α 角的移相范围为 150° 。

☞ 整流电压平均值

✓ $\alpha \leq 30^\circ$ 时，负载电流连续，有

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

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

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

$$U_d = \frac{1}{\frac{2\pi}{3}} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\pi} \sqrt{2}U_2 \sin \omega t d(\omega t) = \frac{3\sqrt{2}}{2\pi} U_2 \left[1 + \cos\left(\frac{\pi}{6} + \alpha\right) \right] = 0.675 \left[1 + \cos\left(\frac{\pi}{6} + \alpha\right) \right] \quad (3-19)$$

3.2.1 三相半波可控整流电路

👉 U_d/U_2 随 α 变化的规律

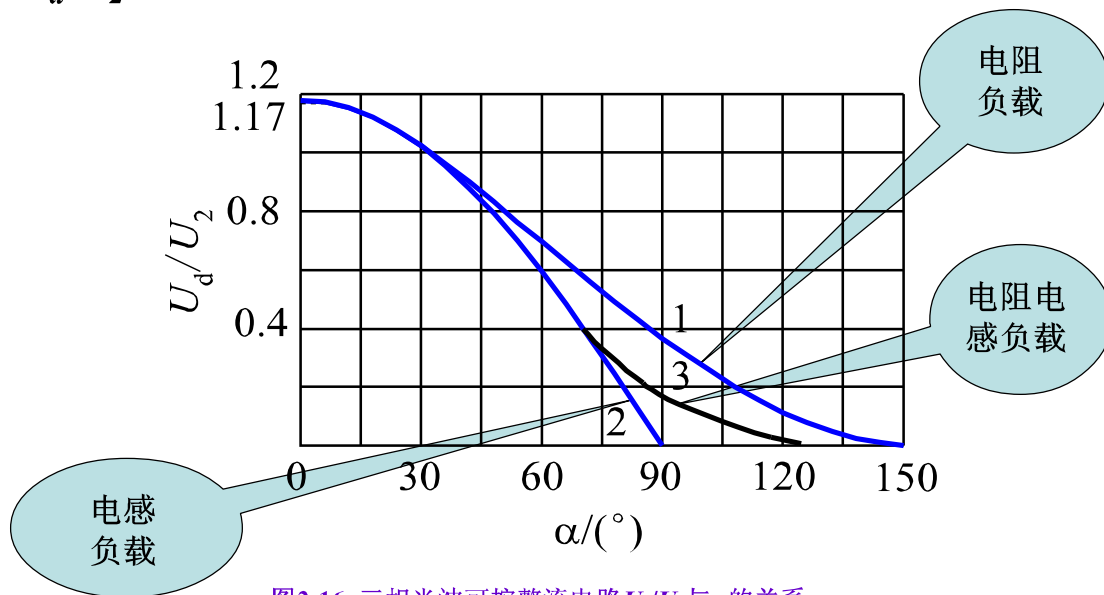


图3-16 三相半波可控整流电路 U_d/U_2 与 α 的关系

3.2.1 三相半波可控整流电路

👉 负载电流平均值为

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

👉 晶闸管承受的最大反向电压为变压器二次线电压峰值,即

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

👉 晶闸管阳极与阴极间的最大电压等于变压器二次相电压的峰值, 即

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

3.2.1 三相半波可控整流电路

■ 阻感负载

◆ 电路分析

👉 L 值很大，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。

👉 $\alpha \leq 30^\circ$ 时，整流电压波形与电阻负载时相同。

👉 $\alpha > 30^\circ$ 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。

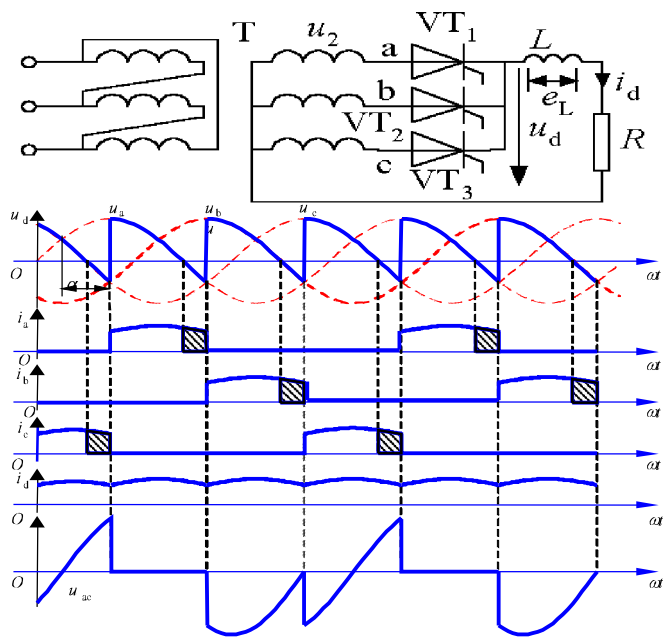


图3-17 三相半波可控整流电路，阻感负载时的电路及 $\alpha=60^\circ$ 时的波形

3.2.1 三相半波可控整流电路

◆基本数量关系

☞ α 的移相范围为 90° 。

☞ 整流电压平均值

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

☞ U_d/U_2 与 α 的关系

✓ L 很大，如曲线2所示。

✓ L 不是很大，则当 $\alpha > 30^\circ$ 后， u_d 中负的部分可能减少，整流电压平均值 U_d 略有增加，如曲线3所示。

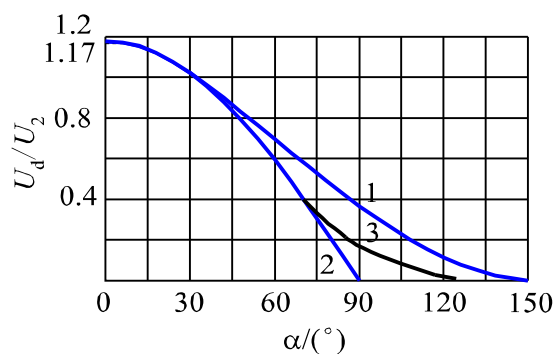


图3-16 三相半波可控整流电路 U_d/U_2 与 α 的关系

3.2.1 三相半波可控整流电路

👉 变压器二次电流即晶闸管电流的有效值为

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

👉 晶闸管的额定电流为

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

👉 晶闸管最大正反向电压峰值均为变压器二次线电压峰值，即

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

■ 三相半波可控整流电路的主要缺点在于其变压器二次电流中含有**直流分量**，为此其应用较少。

3.2.2 三相桥式全控整流电路

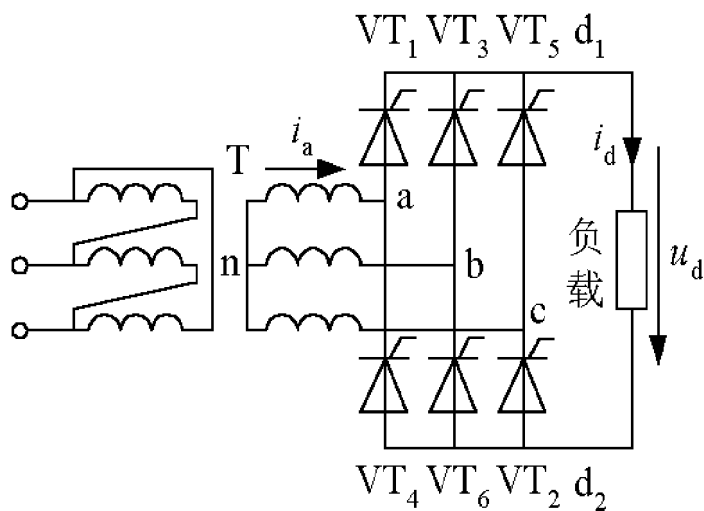


图3-18 三相桥式全控整流电路原理图

■ 原理图

◆ 阴极连接在一起的3个晶闸管 (VT_1 , VT_3 , VT_5) 称为共阴极组；阳极连接在一起的3个晶闸管 (VT_4 , VT_6 , VT_2) 称为共阳极组。

◆ 共阴极组中与a, b, c三相电源相接的3个晶闸管分别为 VT_1 , VT_3 , VT_5 ，共阳极组中与a, b, c三相电源相接的3个晶闸管分别为 VT_4 , VT_6 , VT_2 。

◆ 晶闸管的导通顺序为 VT_1 - VT_2 - VT_3 - VT_4 - VT_5 - VT_6 。



3.2.2 三相桥式全控整流电路

■ 带电阻负载时的工作情况

◆ 电路分析

👉 各自然换相点既是相电压的交点，同时也是线电压的交点。

👉 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。

✓ $\alpha=0^\circ$ 时， u_d 为线电压在正半周的包络线。波形见👉图3-19

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	$u_a - u_b = u_{ab}$	$u_a - u_c = u_{ac}$	$u_b - u_c = u_{bc}$	$u_b - u_a = u_{ba}$	$u_c - u_a = u_{ca}$	$u_c - u_b = u_{cb}$

3.2.2 三相桥式全控整流电路

✓ $\alpha=30^\circ$ 时，晶闸管起始导通时刻推迟了 30° ，组成 u_d 的每一段线电压因此推迟 30° ， u_d 平均值降低，波形见📖图3-20。

✓ $\alpha=60^\circ$ 时， 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，波形见📖图3-21。

👉当 $\alpha>60^\circ$ 时

✓ 因为 i_d 与 u_d 一致，一旦 u_d 降为零， i_d 也降至零，晶闸管关断，输出整流电压 u_d 为零， u_d 波形不能出现负值。

✓ $\alpha=90^\circ$ 时的波形见📖图3-22。

3.2.2 三相桥式全控整流电路

◆ 三相桥式全控整流电路的一些特点

☞ 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，共阴极组的和共阳极组的**各1个**，且不能为同一相的晶闸管。

☞ 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°** 。

✓ 共阴极组 **VT_1 、 VT_3 、 VT_5** 的脉冲依次差 **120°** ，共阳极组 **VT_4 、 VT_6 、 VT_2** 也依次差 **120°** 。

✓ 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°** 。

3.2.2 三相桥式全控整流电路

- ✎ 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。
- ✎ 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个晶闸管均有脉冲
 - ✓ 宽脉冲触发：使脉冲宽度大于 60° （一般取 $80^\circ \sim 100^\circ$ ）
 - ✓ 双脉冲触发：用两个窄脉冲代替宽脉冲，两个窄脉冲的前沿相差 60° ，脉宽一般为 $20^\circ \sim 30^\circ$ 。
 - ✓ 常用的是双脉冲触发。
- ✎ 晶闸管承受的电压波形与三相半波时相同，晶闸管承受最大正、反向电压的关系也一样。

3.2.2 三相桥式全控整流电路

■ 阻感负载时的工作情况

◆ 电路分析

☞ 当 $\alpha \leq 60^\circ$ 时


✓ u_d 波形连续，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 **电流**，当电感足够大的时候， i_d 、 i_{VT} 、 i_a 的波形在导通段都可近似为一条水平线。

✓ $\alpha=0^\circ$ 时的波形见  图3-23， $\alpha=30^\circ$ 时的波形见  图3-24。

☞ 当 $\alpha > 60^\circ$ 时

✓ 由于电感 **L** 的作用， u_d 波形会出现 **负** 的部分。

✓ $\alpha=90^\circ$ 时的波形见  图3-25。

3.2.2 三相桥式全控整流电路

■ 基本数量关系

◆ 带电阻负载时三相桥式全控整流电路 α 角的移相范围是 120° ，带阻感负载时，三相桥式全控整流电路的 α 角移相范围为 90° 。

◆ 整流输出电压平均值

👉 带阻感负载时，或带电阻负载 $\alpha \leq 60^\circ$ 时

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

👉 带电阻负载且 $\alpha > 60^\circ$ 时

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

3.2.2 三相桥式全控整流电路

- ◆ 输出电流平均值为 $I_d = U_d / R$ 。
- ◆ 当整流变压器为图3-17中所示采用星形接法，带阻感负载时，变压器二次侧电流波形如图3-23中所示，为正负半周各宽 120° 、前沿相差 180° 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。

3.3 变压器漏感对整流电路的影响

■ 变压器漏感

- ◆ 实际上变压器绕组总有漏感，该漏感可用一个集中的电感 L_B 表示，并将其折算到变压器二次侧。
- ◆ 由于电感对电流的变化起阻碍作用，电感电流不能突变，因此换相过程不能瞬间完成，而是会持续一段时间。

■ 现以三相半波为例来分析，然后将其结论推广

- ◆ 假设负载中电感很大，负载电流为水平线。



3.3 变压器漏感对整流电路的影响

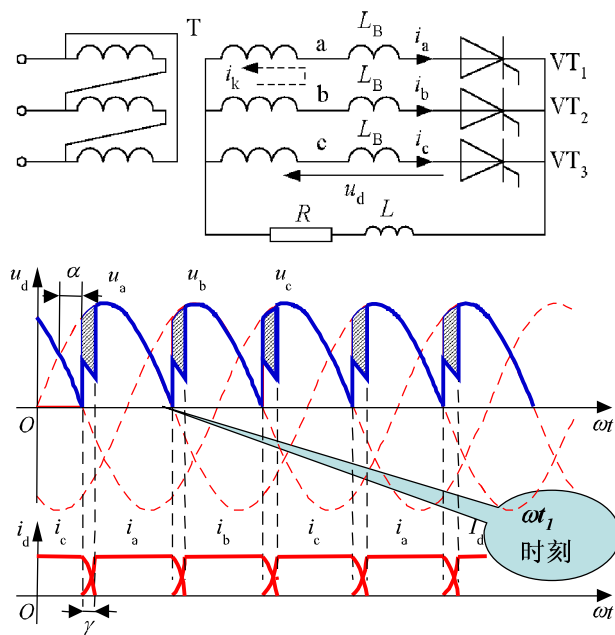


图3-26 考虑变压器漏感时的三相半波可控整流电路及波形

◆ 分析从VT₁换相至VT₂的过程

在 ωt_1 时刻之前VT₁导通， ωt_1 时刻触发VT₂，因a、b两相均有漏感，故 i_a 、 i_b 均不能突变，于是VT₁和VT₂同时导通，相当于将a、b两相短路，两相间电压差为 $u_b - u_a$ ，它在两相组成的回路中产生环流 i_k 如图所示。

$i_k = i_b$ 是逐渐增大的，而

$i_a = I_d - i_k$ 是逐渐减小的。

当 i_k 增大到等于 I_d 时，

$i_a = 0$ ，VT₁关断，换流过程结束。

换相过程持续的时间用电角度 γ 表示，称为换相重叠角。

3.3 变压器漏感对整流电路的影响

◆基本数量关系

👉换相过程中，整流输出电压瞬时值为

$$u_d = u_a + L_B \frac{di_k}{dt} = u_b - L_B \frac{di_k}{dt} = \frac{u_a + u_b}{2} \quad (3-30)$$

👉换相压降：与不考虑变压器漏感时相比， u_d 平均值降低的多少，即

$$\begin{aligned} \Delta U_d &= \frac{1}{2\pi/3} \int_{\frac{5\pi}{6}+\alpha}^{\frac{5\pi}{6}+\alpha+\gamma} (u_b - u_d) d(\omega t) = \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{5\pi}{6}+\alpha}^{\frac{5\pi}{6}+\alpha+\gamma} [u_b - (u_b - L_B \frac{di_k}{dt})] d(\omega t) \\ &= \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{5\pi}{6}+\alpha}^{\frac{5\pi}{6}+\alpha+\gamma} L_B \frac{di_k}{dt} d(\omega t) = \frac{3}{2\pi} \int_0^{I_d} \omega L_B di_k = \frac{3}{2\pi} X_B I_d \end{aligned} \quad (3-31)$$

3.3 变压器漏感对整流电路的影响

☞换相重叠角 γ

✓由式(3-30)得出:

$$\frac{di_k}{dt} = (u_b - u_a)/2L_B = \frac{\sqrt{6}U_2(\sin \omega t - \frac{5\pi}{6})}{2L_B} \quad (3-32)$$

由上式得:

$$\frac{di_k}{d\omega t} = \frac{\sqrt{6}U_2}{2X_B} \sin(\omega t - \frac{5\pi}{6}) \quad (3-33)$$

进而得出:

$$i_k = \int_{\frac{5\pi}{6}+\alpha}^{\omega t} \frac{\sqrt{6}U_2}{2X_B} \sin(\omega t - \frac{5\pi}{6}) d(\omega t) = \frac{\sqrt{6}U_2}{2X_B} [\cos \alpha - \cos(\omega t - \frac{5\pi}{6})] \quad (3-34)$$

当 $\omega t = \alpha + \gamma$ 时, $i_k = I_d$, 于是

$$I_d = \frac{\sqrt{6}U_2}{2X_B} [\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma)] \quad (3-35)$$

$$\cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma) = \frac{2X_B I_d}{\sqrt{6}U_2} \quad (3-36)$$

3.3 变压器漏感对整流电路的影响

✓ γ 随其它参数变化的规律:

- (1) I_d 越大则 γ 越大;
- (2) X_B 越大 γ 越大;
- (3) 当 $\alpha \leq 90^\circ$ 时, α 越小 γ 越大。

👉 其它整流电路的分析结果

表3-2 各种整流电路换相压降和换相重叠角的计算

电路形式	单相全波	单相全控桥	三相半波	三相全控桥	m脉波整流电路
ΔU_d	$\frac{X_B}{\pi} I_d$	$\frac{2X_B}{\pi} I_d$	$\frac{3X_B}{2\pi} I_d$	$\frac{3X_B}{\pi} I_d$	$\frac{mX_B}{2\pi} I_d$ ①
$\cos\alpha - \cos(\alpha + \gamma)$	$\frac{I_d X_B}{\sqrt{2}U_2}$	$\frac{2I_d X_B}{\sqrt{2}U_2}$	$\frac{2X_B I_d}{\sqrt{6}U_2}$	$\frac{2X_B I_d}{\sqrt{6}U_2}$	$\frac{I_d X_B}{\sqrt{2}U_2 \sin \frac{\pi}{m}}$ ②

注: ①单相全控桥电路中, X_B 在一周期的两次换相中都起作用, 等效为 $m=4$;
②三相桥等效为相电压等于 $\sqrt{3}U_2$ 的6脉波整流电路, 故其 $m=6$, 相电压按 $\sqrt{3}U_2$ 代入。

3.3 变压器漏感对整流电路的影响

◆ 变压器漏感对整流电路影响的一些结论：

☞ 出现换相重叠角 γ ，整流输出电压平均值 U_d 降低。

☞ 整流电路的工作状态增多。

☞ 晶闸管的 di/dt 减小，有利于晶闸管的安全开通，有时人为串入进线电抗器以抑制晶闸管的 di/dt 。

☞ 换相时晶闸管电压出现缺口，产生正的 du/dt ，可能使晶闸管误导通，为此必须加吸收电路。

☞ 换相使电网电压出现缺口，成为干扰源。

3.3 变压器漏感对整流电路的影响

例：三相桥式不可控整流电路，阻感负载， $R=5\Omega$ ， $L=\infty$ ， $U_2=220V$ ， $X_B=0.3\Omega$ ，求 U_d 、 I_d 、 I_{VD} 、 I_2 和 γ 的值并作出 u_d 、 i_{VD} 和 i_2 的波形。

解：三相桥式不可控整流电路相当于三相桥式可控整流电路 $\alpha=0^\circ$ 时的情况。

$$U_d = 3.34U_2 \cos \alpha - \Delta U_d$$

$$\Delta U_d = 3X_B I_d / \pi$$

$$I_d = U_d / R$$

解方程组得：

$$U_d = 3.34U_2 \cos \alpha / (1 + 3X_B / \pi R) = 486.9 \text{ (V)}$$

$$I_d = 97.38 \text{ (A)}$$

$$\text{又} \because \cos \alpha - \cos(\alpha + \gamma) = 2I_d X_B / \sqrt{6} U_2$$

$$\text{即得出 } \cos \gamma = 0.892$$

$$\text{换流重叠角 } \gamma = 26.93^\circ$$

二极管电流和变压器二次测电流的有效值分别为

$$I_{VD} = I_d / 3 = 97.38 / 3 = 33.46 \text{ (A)}$$

$$I_{2a} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d = 79.51 \text{ (A)}$$

u_d 、 i_{VD} 和 i_{2a} 的波形如图3-27所示。

3.4 电容滤波的不可控整流电路

3.4.1 电容滤波的单相不可控整流电路

3.4.2 电容滤波的三相不可控整流电路



3.4 电容滤波的不可控整流电路·引言

- 交—直—交变频器、不间断电源、开关电源等应用场合大都采用不可控整流电路。
- 最常用的是单相桥式和三相桥式两种接法。
- 由于电路中的电力电子器件采用整流二极管，故也称这类电路为二极管整流电路。

3.4.1 电容滤波的单相不可控整流电路

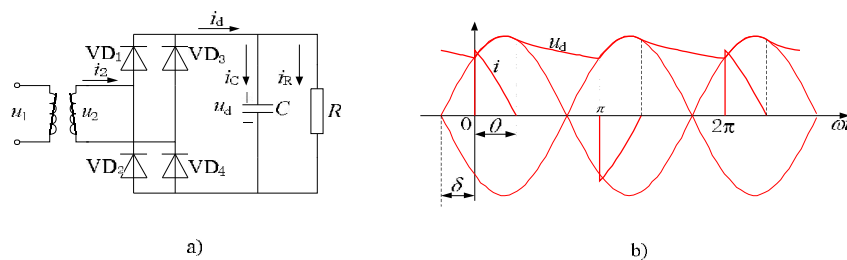


图3-28 电容滤波的单相桥式不可控整流电路及其工作波形

a) 电路 b) 波形

■ 工作原理及波形分析

◆ 基本工作过程

在 u_2 正半周过零点至 $\omega t=0$ 期间，因 $u_2 < u_d$ ，故二极管均不导通，此阶段电容 C 向 R 放电，提供负载所需电流，同时 u_d 下降。

至 $\omega t=0$ 之后， u_2 将要超过 u_d ，使得 VD_1 和 VD_4 开通， $u_d = u_2$ ，交流电源向电容充电，同时向负载 R 供电。

电容被充电到 $\omega t=\theta$ 时， $u_d = u_2$ ， VD_1 和 VD_4 关断。电容开始以时间常数 RC 按指数函数放电。

当 $\omega t=\pi$ ，即放电经过 $\pi-\theta$ 角时， u_d 降至开始充电时的初值，另一对二极管 VD_2 和 VD_3 导通，此后 u_2 又向 C 充电，与 u_2 正半周的情况一样。



3.4.1 电容滤波的单相不可控整流电路

◆ δ 和 θ 的确定

👉 δ 指 VD_1 和 VD_4 导通的时刻与 u_2 过零点相距的角度， θ 指 VD_1 和 VD_4 的导通角。

👉 在 VD_1 和 VD_4 导通期间

$$u_2 = \sqrt{2}U_2 \sin(\omega t + \delta) \quad (3-37)$$

$$\begin{cases} u_d(0) = \sqrt{2}U_2 \sin \delta \\ u_d(0) + \frac{1}{C} \int_0^t i_c dt = u_2 \end{cases} \quad (3-38)$$

式中， $u_{d(0)}$ 为 VD_1 、 VD_4 开始导通时刻直流侧电压值。

将 u_2 代入并求解得：

$$i_c = \sqrt{2}\omega CU_2 \cos(\omega t + \delta) \quad (3-39)$$

而负载电流为：

$$i_R = \frac{u_2}{R} = \frac{\sqrt{2}U_2}{R} \sin(\omega t + \delta) \quad (3-40)$$

于是

$$i_d = i_c + i_R = \sqrt{2}\omega CU_2 \cos(\omega t + \delta) + \frac{\sqrt{2}U_2}{R} \sin(\omega t + \delta) \quad (3-41)$$

3.4.1 电容滤波的单相不可控整流电路

则当 $\omega t = \theta$ 时， VD_1 和 VD_4 关断。将 $i_d(\theta) = 0$ 代入式(3-41)，得：

$$\operatorname{tg}(\theta + \delta) = -\omega RC \quad (3-42)$$

二极管导通后 u_2 开始向 C 充电时的 u_d 与二极管关断后 C 放电结束时的 u_d 相等，故有下式成立：

$$\sqrt{2}U_2 \sin(\theta + \delta) \cdot e^{-\frac{\pi - \theta}{\omega RC}} = \sqrt{2}U_2 \sin \delta \quad (3-43)$$

$$\pi - \theta = \delta + \operatorname{arctg}(\omega RC) \quad (3-44)$$

由式(3-42)和(3-43)得

$$\frac{\omega RC}{\sqrt{(\omega RC)^2 + 1}} \cdot e^{-\frac{\operatorname{arctg}(\omega RC)}{\omega RC}} \cdot e^{-\frac{\delta}{\omega RC}} = \sin \delta \quad (3-45)$$

可由式(3-45)求出 δ ，进而由式(3-44)求出 θ ，显然 δ 和 θ 仅由乘积 ωRC 决定。

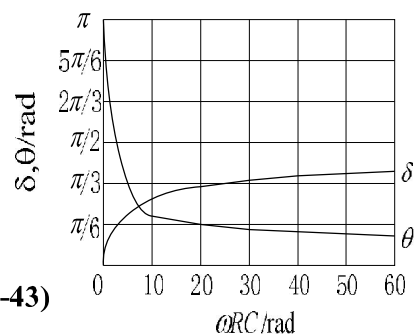


图3-29 δ 、 θ 与 ωRC 的关系曲线

3.4.1 电容滤波的单相不可控整流电路

👉 θ 的另外一种确定方法： VD_1 和 VD_4 的关断时刻，从物理意义上讲，就是两个电压下降速度相等的时刻，一个是电源电压的下降速度 $|du_2/d(\omega t)|$ ，另一个是假设二极管 VD_1 和 VD_4 关断而电容开始单独向电阻放电时电压的下降速度 $|du_d/d(\omega t)|_p$ （下标表示假设），据此即可确定 θ 。

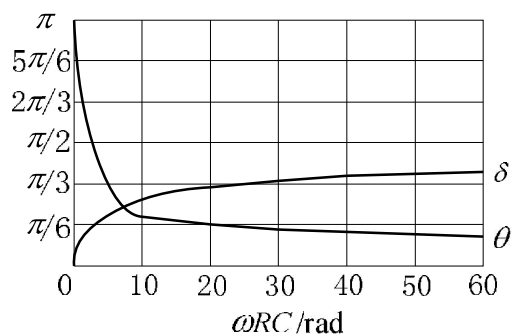


图3-29 δ 、 θ 与 ωRC 的关系曲线

3.4.1 电容滤波的单相不可控整流电路

■主要的数量关系

◆输出电压平均值

☞空载时, $U_d = \sqrt{2}U_2$

☞重载时, U_d 逐渐趋近于 $0.9U_2$, 即趋近于接近电阻负载时的特性。

☞在设计时根据负载的情况选择电容 C 值, 使 $RC \geq (3 \sim 5)T/2$, 此时输出电压为:

$$U_d \approx 1.2U_2 \quad (3-46)$$

◆电流平均值

☞输出电流平均值 I_R 为:

$$I_R = U_d / R \quad (3-47)$$

$$I_d = I_R \quad (3-48)$$

☞二极管电流 i_D 平均值为:

$$I_D = I_d / 2 = I_R / 2 \quad (3-49)$$

◆二极管承受的电压

☞为变压器二次侧电压最大值, 即 $\sqrt{2}U_2$ 。

3.4.1 电容滤波的单相不可控整流电路

■感容滤波的单相桥式不可控整流电路

◆实际应用中为了抑制电流冲击，常在直流侧串入较小的电感。

◆ u_d 波形更平直，电流 i_2 的上升段平缓了许多，这对于电路的工作是有利的。

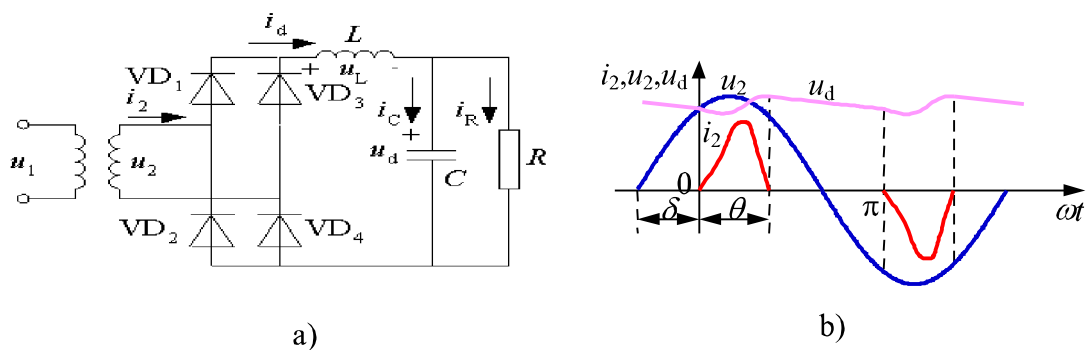


图3-31 感容滤波的单相桥式不可控整流电路及其工作波形
a) 电路图 b) 波形

3.4.2 电容滤波的三相不可控整流电路

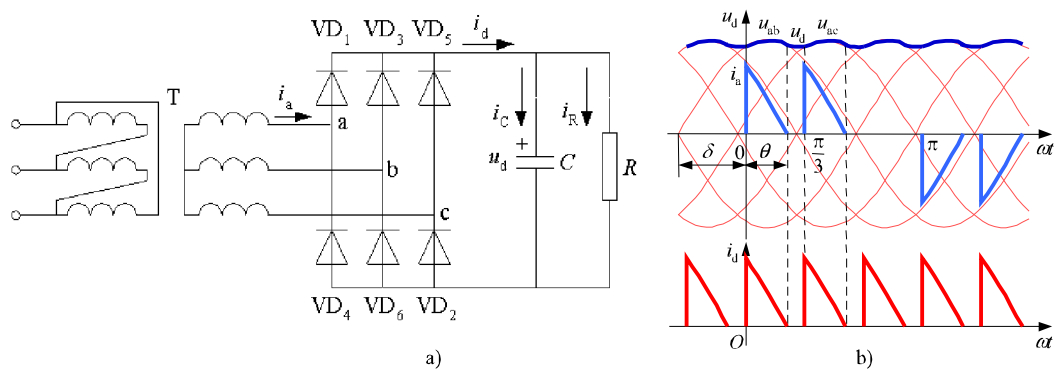


图3-32 电容滤波的三相桥式不可控整流电路及其波形

a) 电路

b) 波形

基本原理

◆当某一对二极管导通时，输出直流电压等于交流侧线电压中最大的一个，该线电压既向电容供电，也向负载供电。

◆当没有二极管导通时，由电容向负载放电， u_d 按指数规律下降。

电流 i_d 断续和连续

◆比如在VD₁和VD₂同时导通之前VD₆和VD₁是关断的，交流侧向直流侧的充电电流 i_d 是断续的。

◆VD₁一直导通，交替时由VD₆导通换相至VD₂导通， i_d 是连续的。



3.4.2 电容滤波的三相不可控整流电路

- ◆ 由“电压下降速度相等”的原则，可以确定临界条件，假设在 $\omega t + \delta = 2\pi/3$ 的时刻“速度相等”恰好发生，则有

$$\left. \frac{d[\sqrt{6}U_2 \sin(\omega t + \theta)]}{d(\omega t)} \right|_{\omega t + \delta = \frac{2\pi}{3}} = \left. \frac{d\left\{ \sqrt{6}U_2 \sin \frac{2\pi}{3} e^{-\frac{1}{\omega RC}[\omega t - (\frac{2\pi}{3} - \delta)]} \right\}}{d(\omega t)} \right|_{\omega t + \delta = \frac{2\pi}{3}} \quad (3-50)$$

可得 $\omega RC = \sqrt{3}$

这就是临界条件。 $\omega RC > \sqrt{3}$ 和 $\omega RC < \sqrt{3}$ 分别是电流 i_d 断续和连续的条件。

- ◆ 通常只有 R 是可变的，它的大小反映了负载的轻重，因此在轻载时直流侧获得的充电电流是断续的，重载时是连续的。

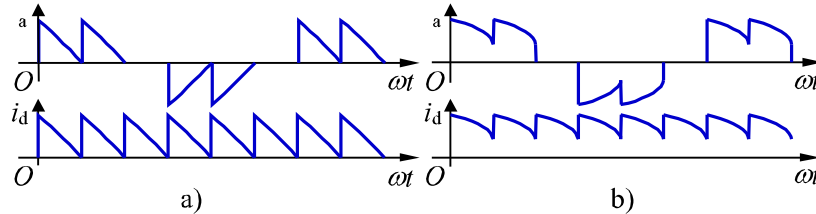


图3-33 电容滤波的三相桥式整流电路当 ωRC 等于和小于 $\sqrt{3}$ 的电流波形
a) $\omega RC = \sqrt{3}$ b) $\omega RC < \sqrt{3}$

3.4.2 电容滤波的三相不可控整流电路

■ 考虑电感

- ◆ 实际电路中存在交流侧电感以及为抑制冲击电流而串联的电感。
- ◆ 有电感时，电流波形的前沿平缓了许多，有利于电路的正常工作。
- ◆ 随着负载的加重，电流波形与电阻负载时的交流侧电流波形逐渐接近。

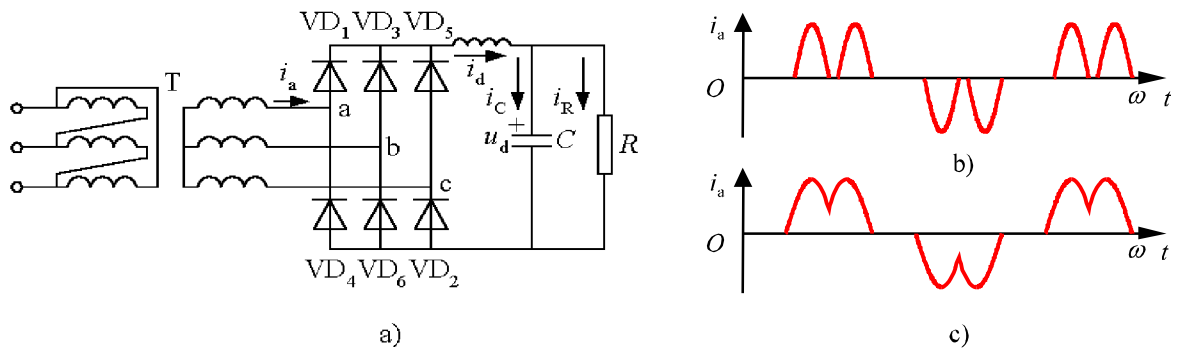


图3-34 考虑电感时电容滤波的三相桥式整流电路及其波形
a) 电路原理图 b) 轻载时的交流侧电流波形 c) 重载时的交流侧电流波形

3.4.2 电容滤波的三相不可控整流电路

■ 主要数量关系

◆ 输出电压平均值

☞ U_d 在 $(2.34U_2 \sim 2.45U_2)$ 之间变化。

◆ 电流平均值

☞ 输出电流平均值 I_R 为：

$$I_R = U_d / R \quad (3-51)$$

电容电流 i_C 平均值为零，因此：

$$I_d = I_R \quad (3-52)$$

☞ 二极管电流平均值为 I_d 的 $1/3$ ，即

$$I_D = I_d / 3 = I_R / 3 \quad (3-53)$$

◆ 二极管承受的电压

☞ 为线电压的峰值，为 $\sqrt{6}U_2$ 。

3.5 整流电路的谐波和功率因数

3.5.1 谐波和无功功率分析基础

3.5.2 带阻感负载时可控整流电路交流侧谐波和功率因数分析

3.5.3 电容滤波的不可控整流电路交流侧谐波和功率因数分析

3.5.4 整流输出电压和电流的谐波分析



3.5 整流电路的谐波和功率因数·引言

- 随着电力电子技术的发展，其应用日益广泛，由此带来的**谐波(harmonics)**和**无功(reactive power)**问题日益严重，引起了关注。
- 无功的危害
 - ◆ 导致设备容量增加。
 - ◆ 使设备和线路的损耗增加。
 - ◆ 线路压降增大，冲击性负载使电压剧烈波动。
- 谐波的危害
 - ◆ 降低发电、输电及用电设备的效率。
 - ◆ 影响用电设备的正常工作。
 - ◆ 引起电网局部的谐振，使谐波放大，加剧危害。
 - ◆ 导致继电保护和自动装置的误动作。
 - ◆ 对通信系统造成干扰。

3.5.1 谐波和无功率功率分析基础

■ 谐波

◆ 正弦波电压可表示为

$$u(t) = \sqrt{2}U \sin(\omega t + \varphi_u) \quad (3-54)$$

式中 U 为电压有效值； φ_u 为初相角； ω 为角频率， $\omega=2\pi f=2\pi/T$ ； f 为频率； T 为周期。

◆ 非正弦电压 $u(\omega t)$ 分解为如下形式的傅里叶级数

$$u(\omega t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t) \quad (3-55)$$

式中

$$\begin{aligned} a_0 &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u(\omega t) d(\omega t) \\ a_n &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u(\omega t) \cos n\omega t d(\omega t) \\ b_n &= \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u(\omega t) \sin n\omega t d(\omega t) \\ &\quad \mathbf{n=1, 2, 3...} \end{aligned}$$

