

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

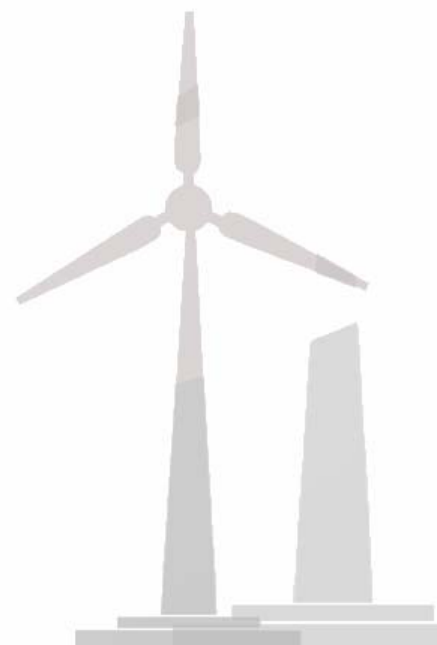
3.5 整流电路的谐波和功率因数

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。

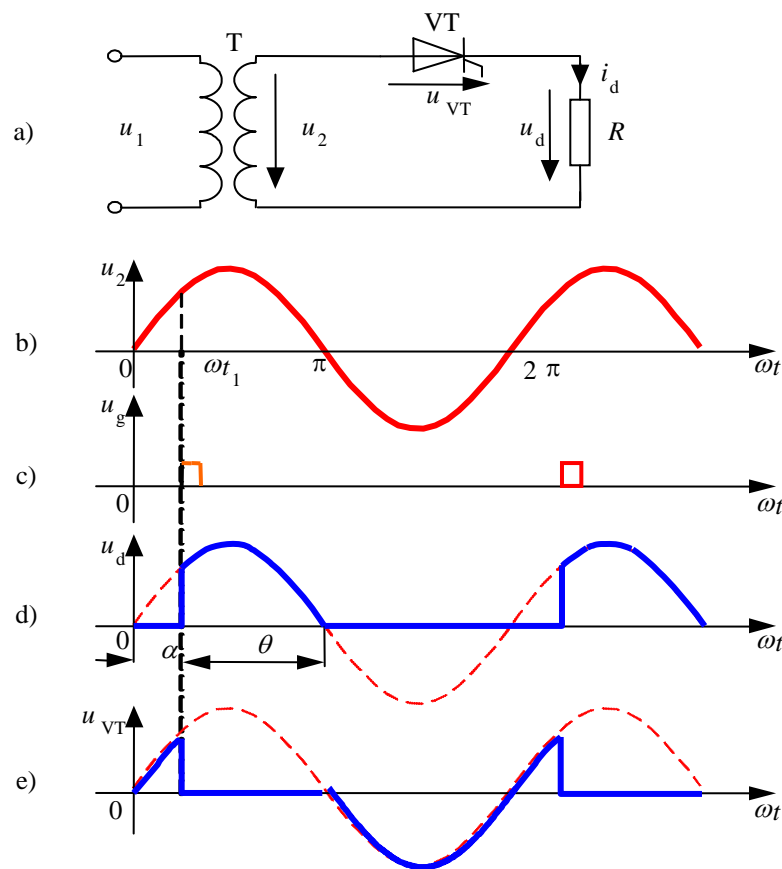


图3-1 单相半波可控整流电路及波形



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

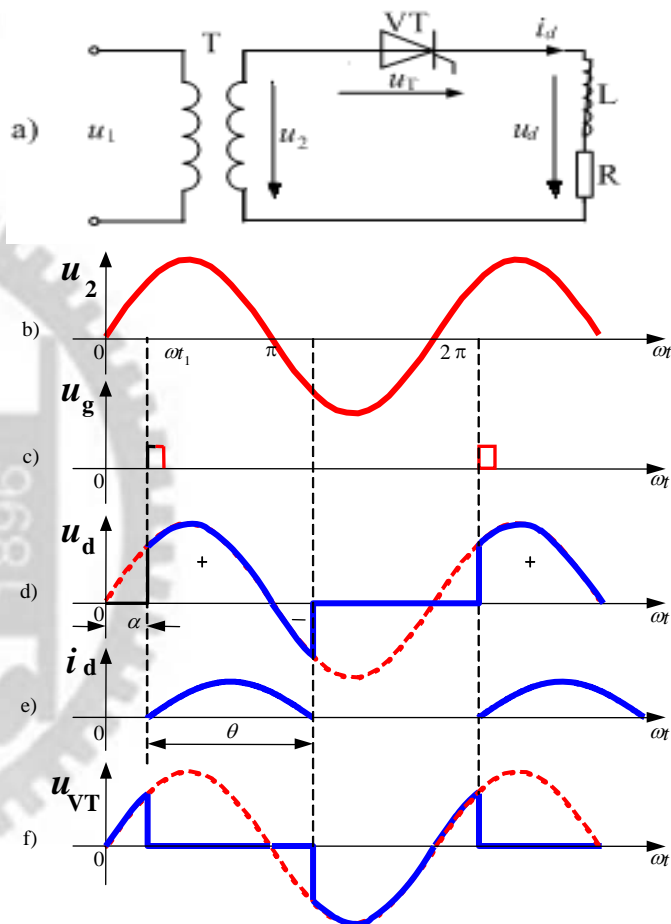


图3-2 带阻感负载的单相半波可控整流电路及其波形

■ 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。

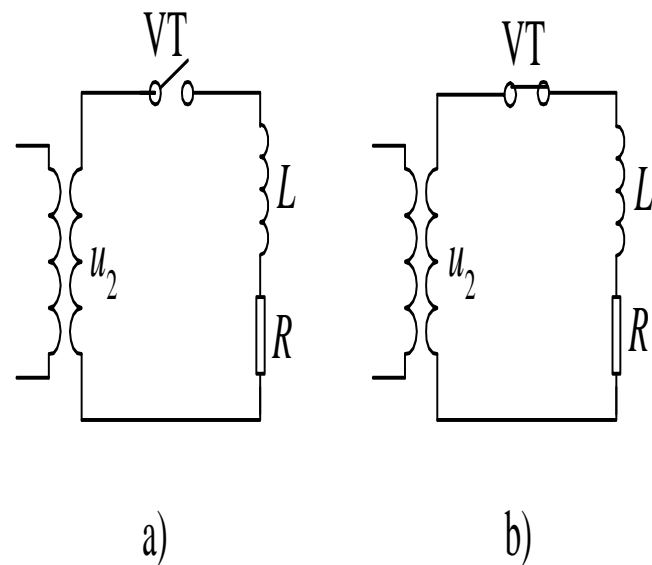
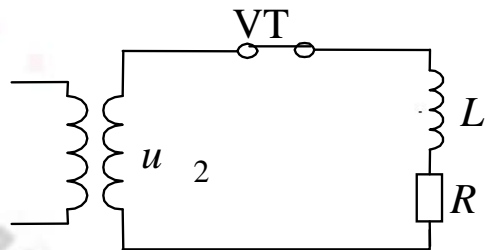


图3-3 单相半波可控整流电路的分段线性等效电路
a) VT处于关断状态
b) VT处于导通状态



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， $Z = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$ ， $\varphi = \tan^{-1} \frac{\omega L}{R}$ 。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

$$\sin(\alpha - \varphi) e^{-\frac{\theta}{\tan \varphi}} = \sin(\theta + \alpha - \varphi) \quad (3-4)$$



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。

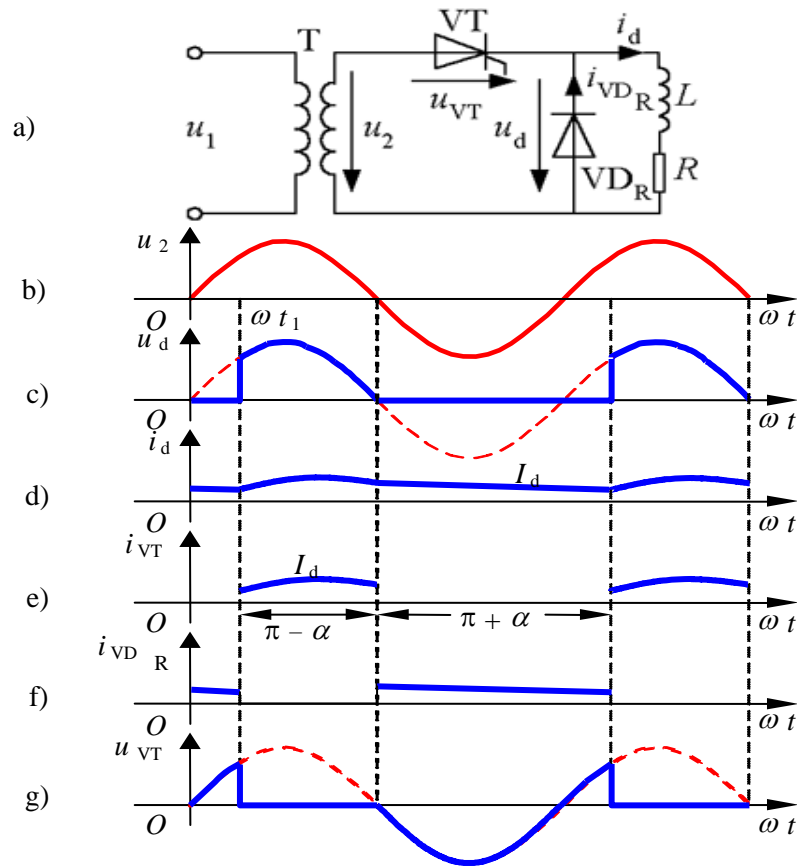


图3-4 单相半波带阻感负载有续流二极管的电路及波形



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。

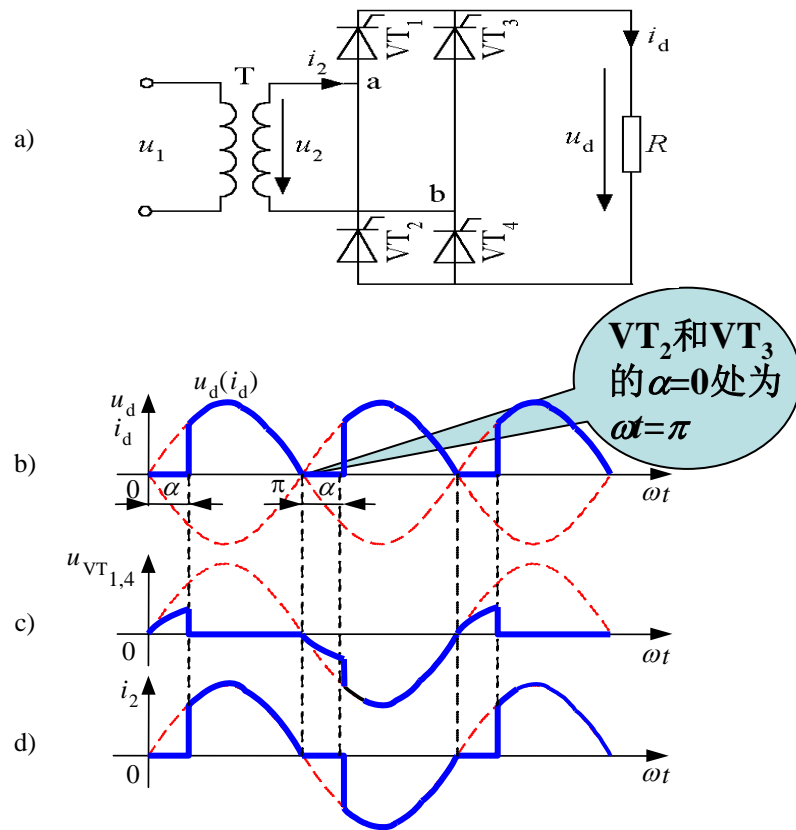


图3-5 单相全控桥式带电阻负载时的电路及波形



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

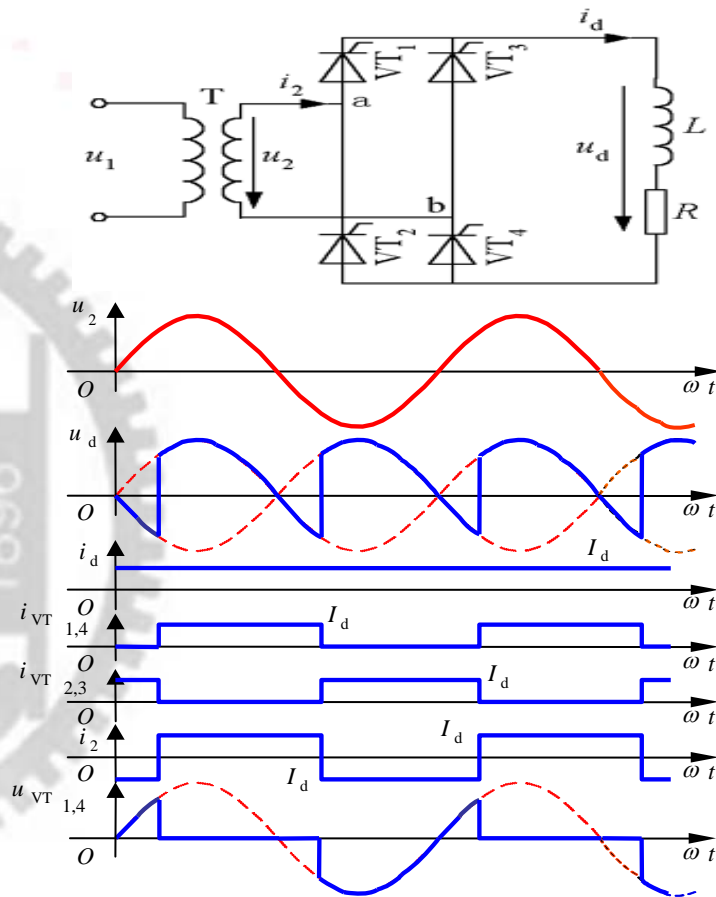


图3-6 单相桥式全控整流电路带阻感负载时的电路及波形

■ 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 VT_1 和 VT_4 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 VT_1 和 VT_4 中仍流过电流 i_d , 并不关断。

👉 $\omega t = \pi + \alpha$ 时刻, 触发 VT_2 和 VT_3 , VT_2 和 VT_3 导通, 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 **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：

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

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 $I_T = \frac{1}{\sqrt{2}} I_d = 0.707 I_d$ 。

👉 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

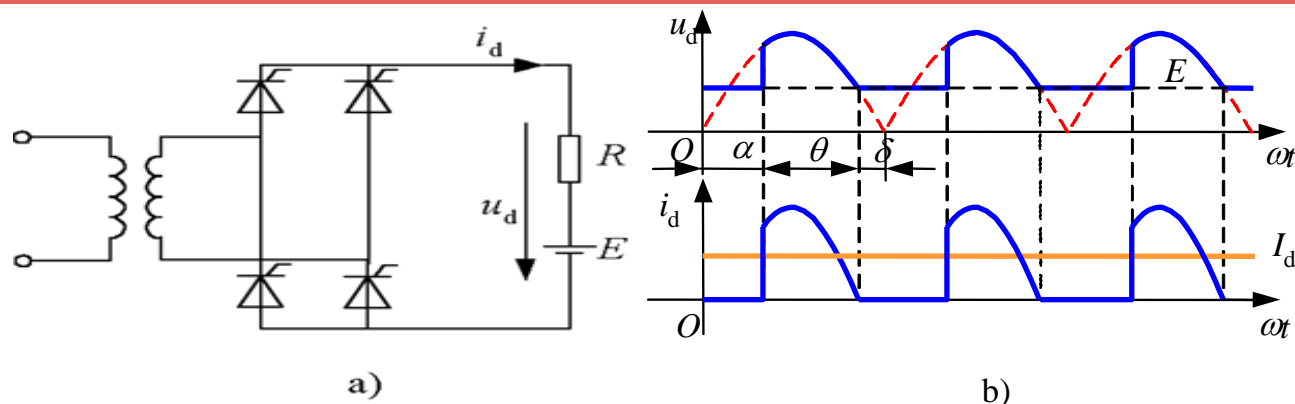


图3-7 单相桥式全控整流电路接反电动势—电阻负载时的电路及波形

■ 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

◆ 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：

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

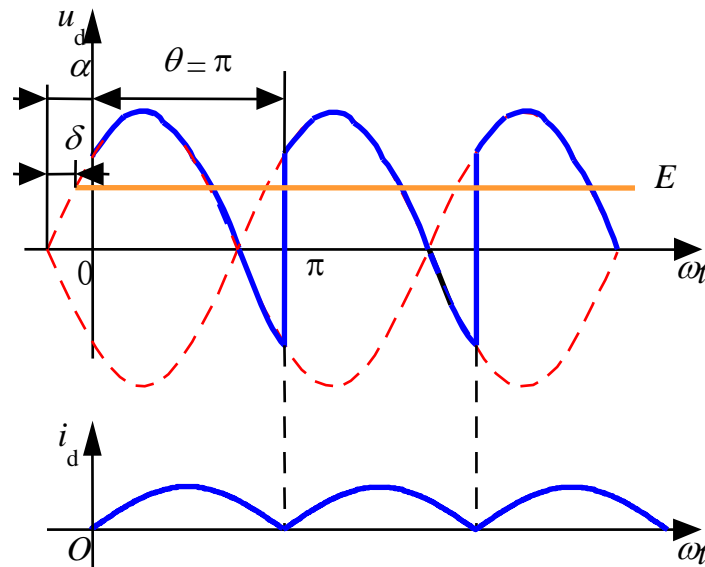


图3-8 单相桥式全控整流电路
带反电动势负载串平波电抗
器，电流连续的临界情况



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：

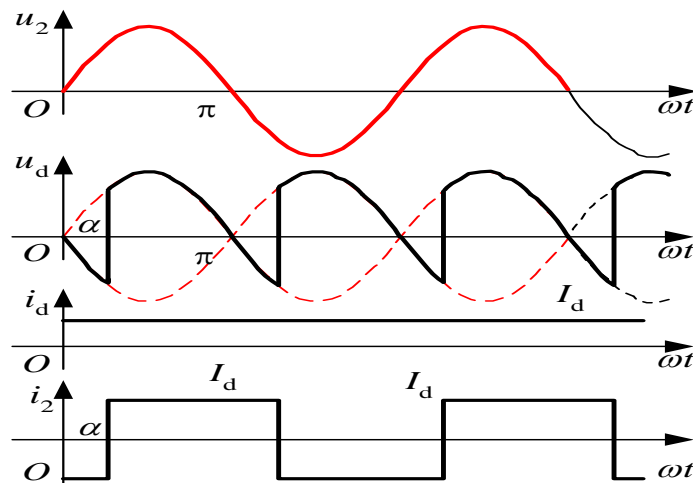


图3-9 u_d 、 i_d 和 i_2 的波形图



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：

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

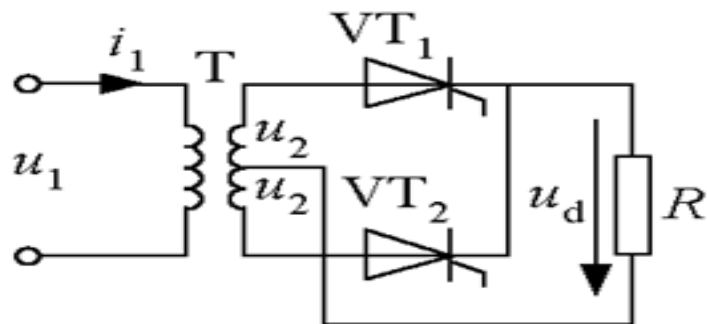
晶闸管的额定电流为：

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

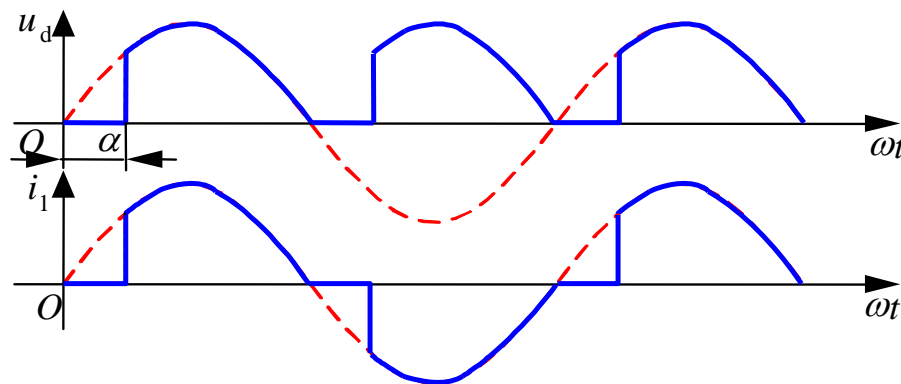
晶闸管额定电压和电流的具体数值可按晶闸管产品系列参数选取。



3.1.3 单相全波可控整流电路



a)



b)

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。

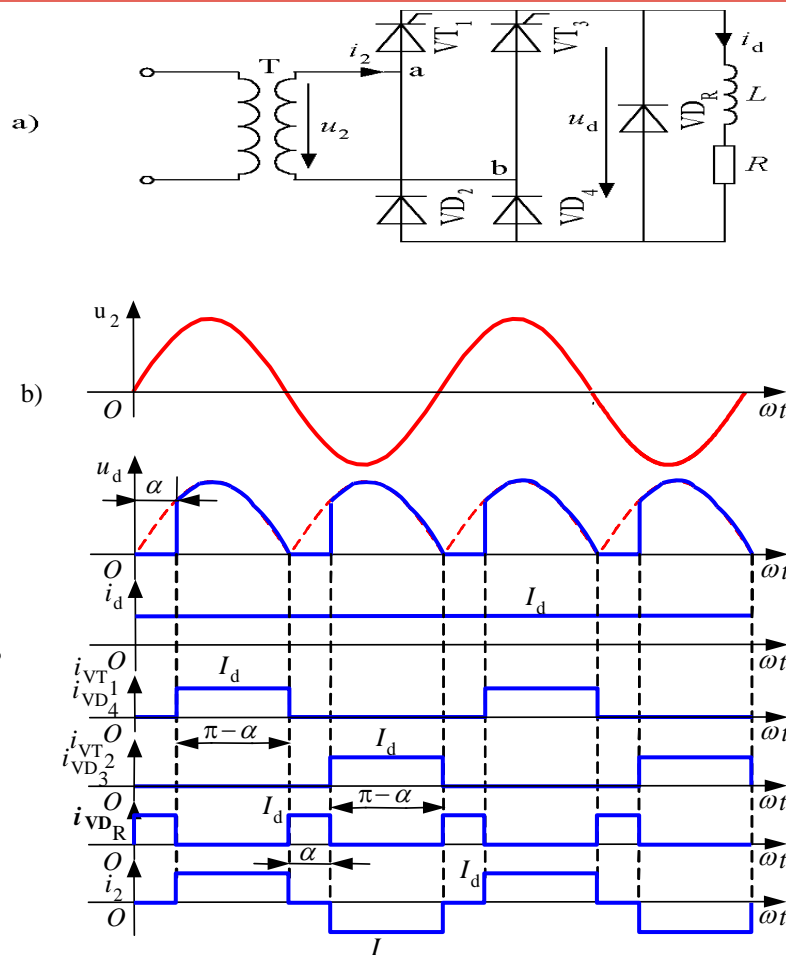


图3-11 单相桥式半控整流电路，有续流二极管，阻感负载时的电路及波形



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

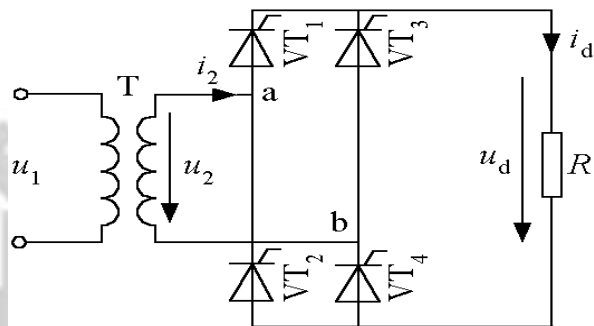


图3-4 (a)单相全控桥式电路

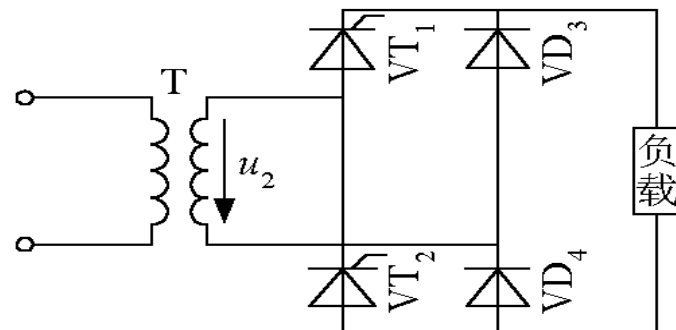


图2-11 单相桥式半控整流电路的另一种接法

- ◆ 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

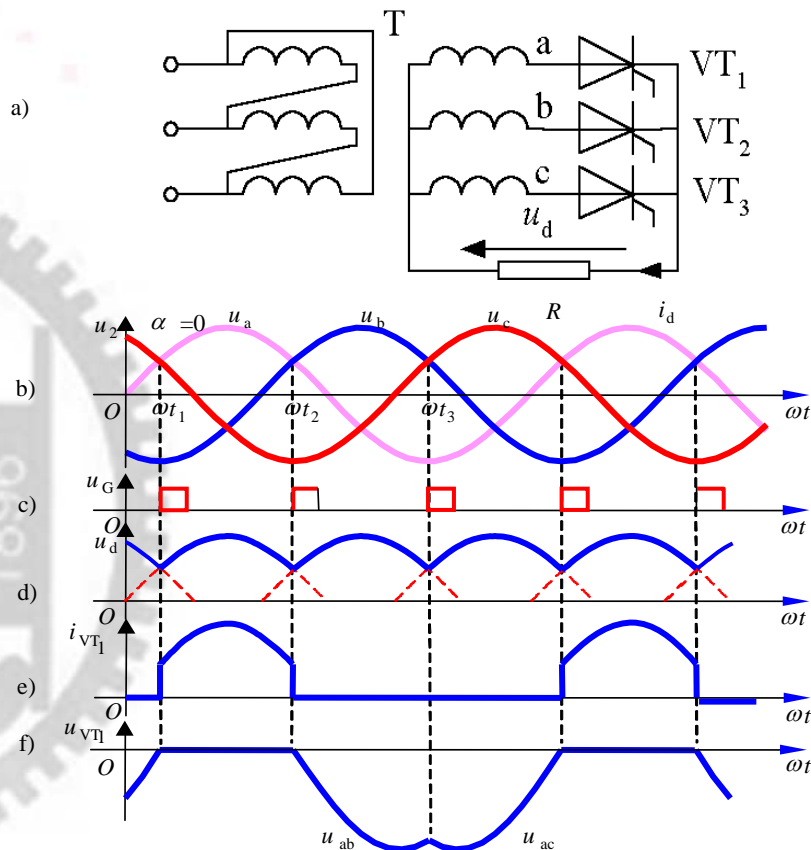


图3-13 三相半波可控整流电路共阴极接
法电阻负载时的电路及 $\alpha=0^\circ$ 时的波形

■ 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°** 。

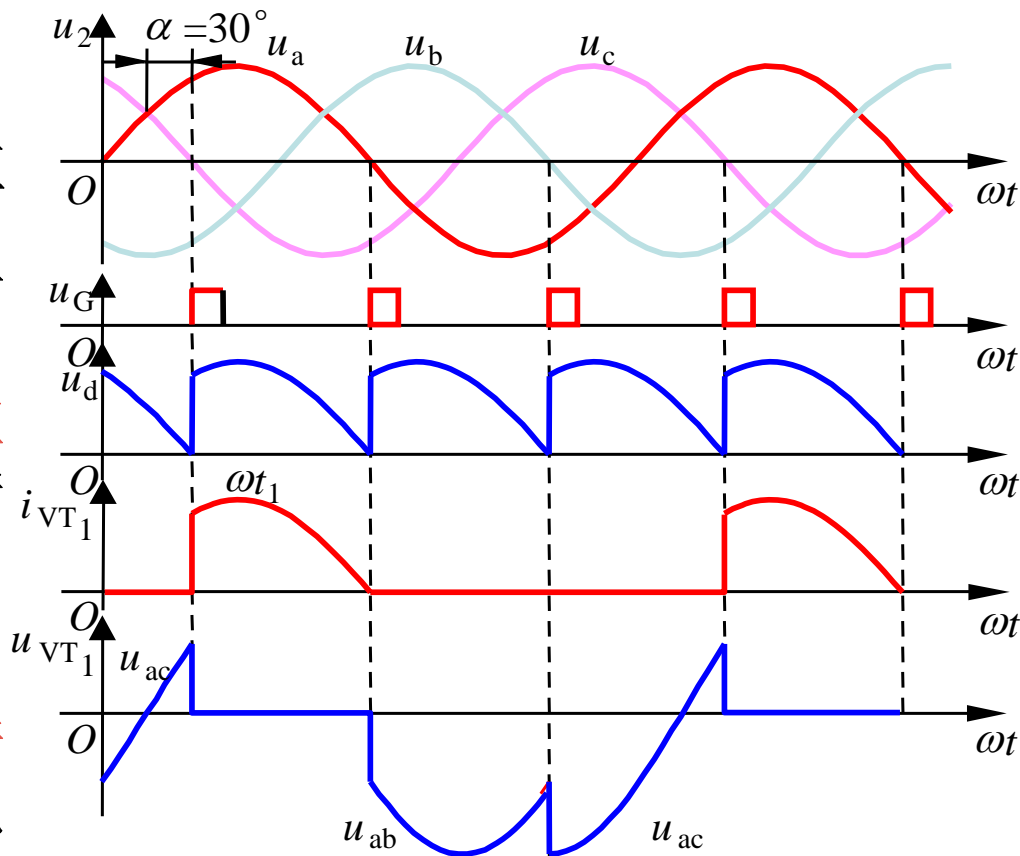


图3-14 三相半波可控整流电路，电阻负载， $\alpha=30^\circ$ 时的波形



3.2.1 三相半波可控整流电路

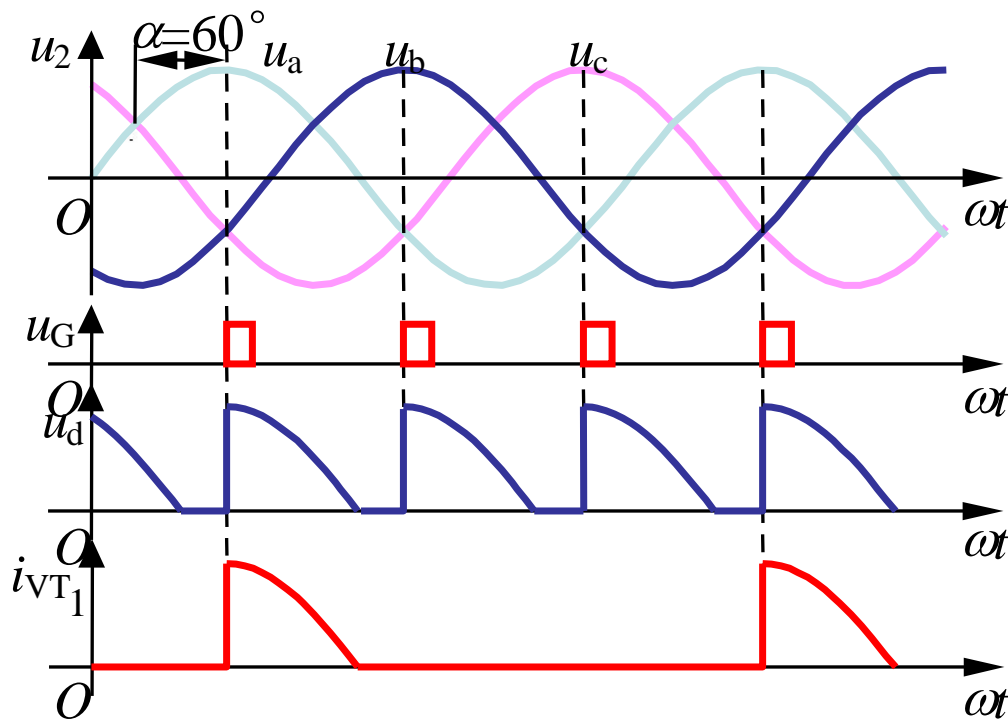


图3-15 三相半波可控整流电路，电阻负载， $\alpha=60^\circ$ 时的波形

👉 $\alpha > 30^\circ$

✓ 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

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

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

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

(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

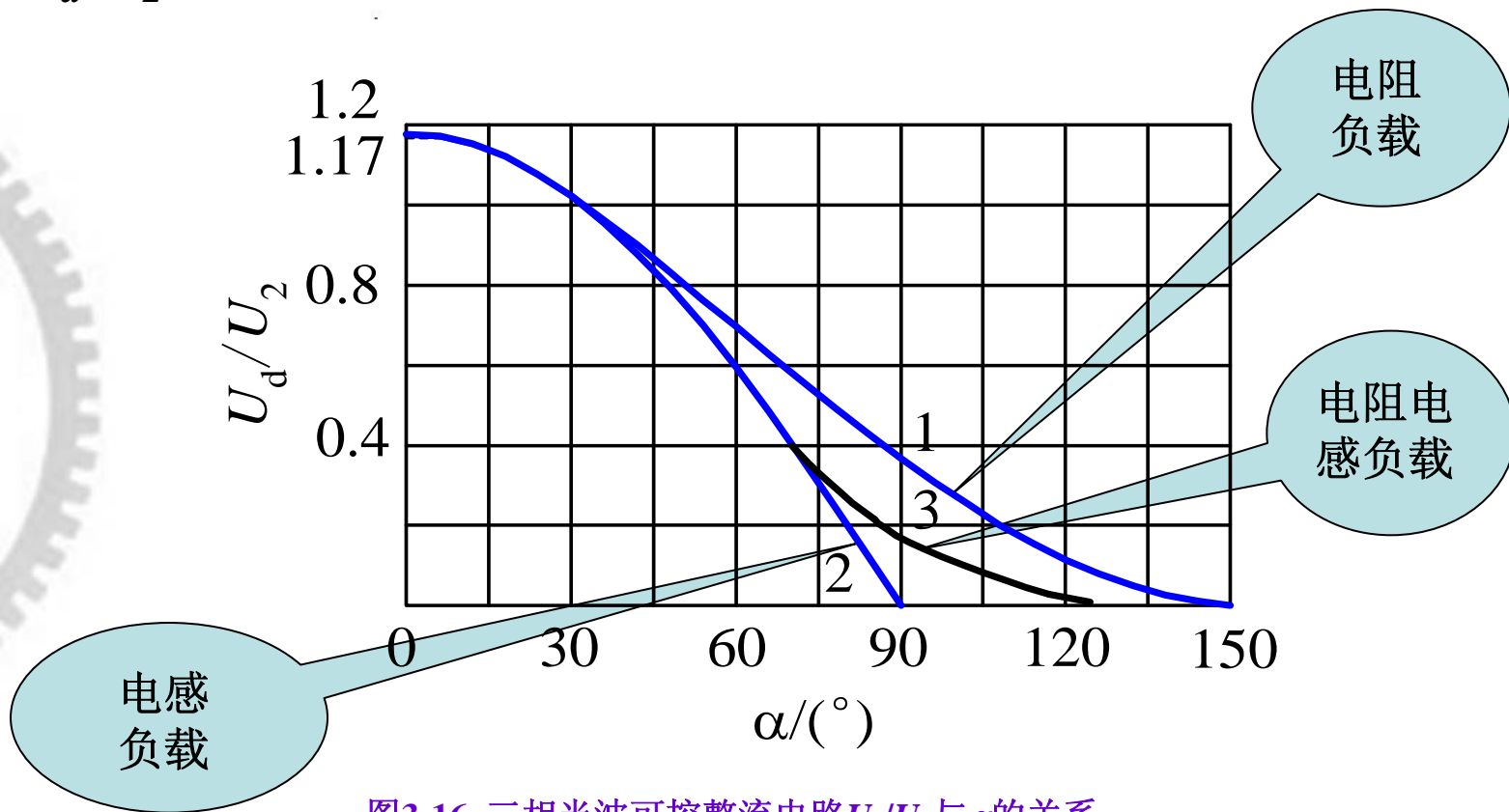


图3-16 三相半波可控整流电路 U_d/U_2 与 α 的关系



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。

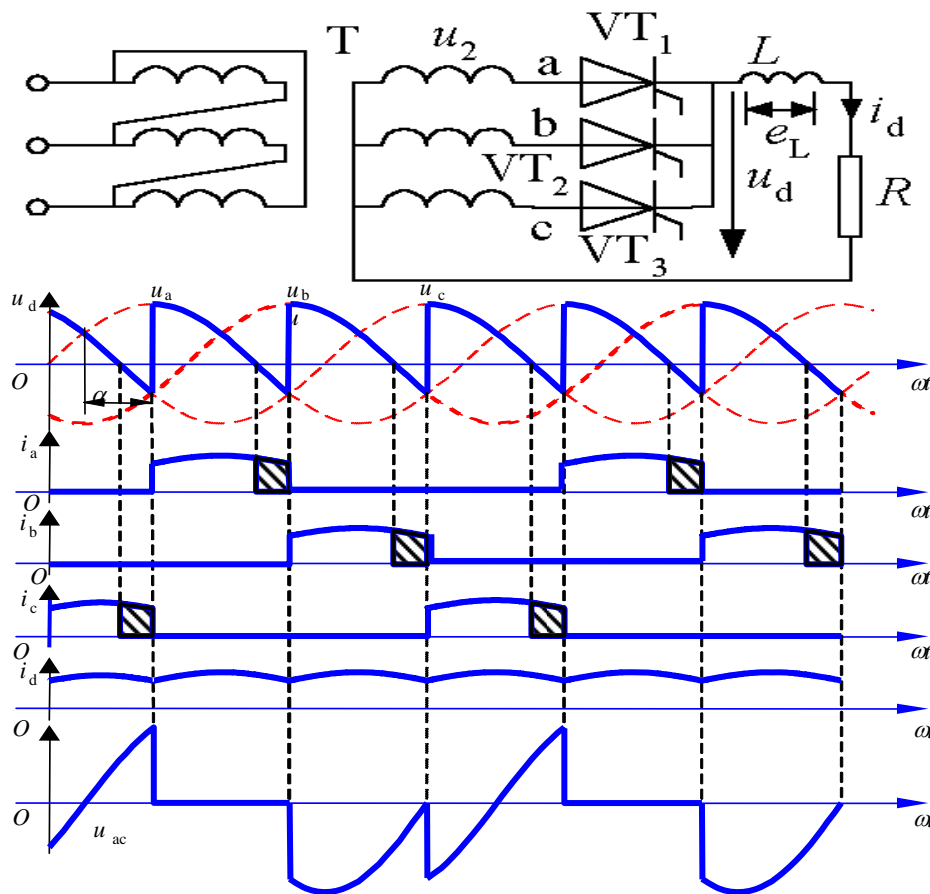


图3-17 三相半波可控整流电路，阻感负载时的电路及 $\alpha=60^\circ$ 时的波形



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 略为增加，如曲线3所示。

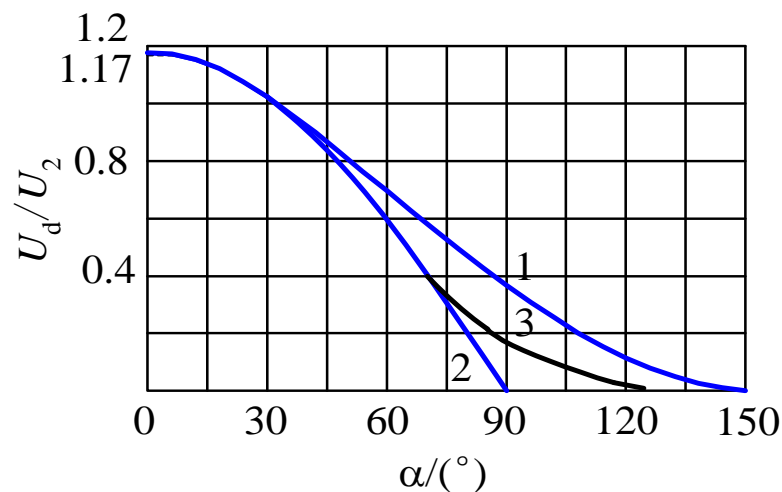


图3-16 三相半波可控整流电路 U_d/U_2 与 α 的关系



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

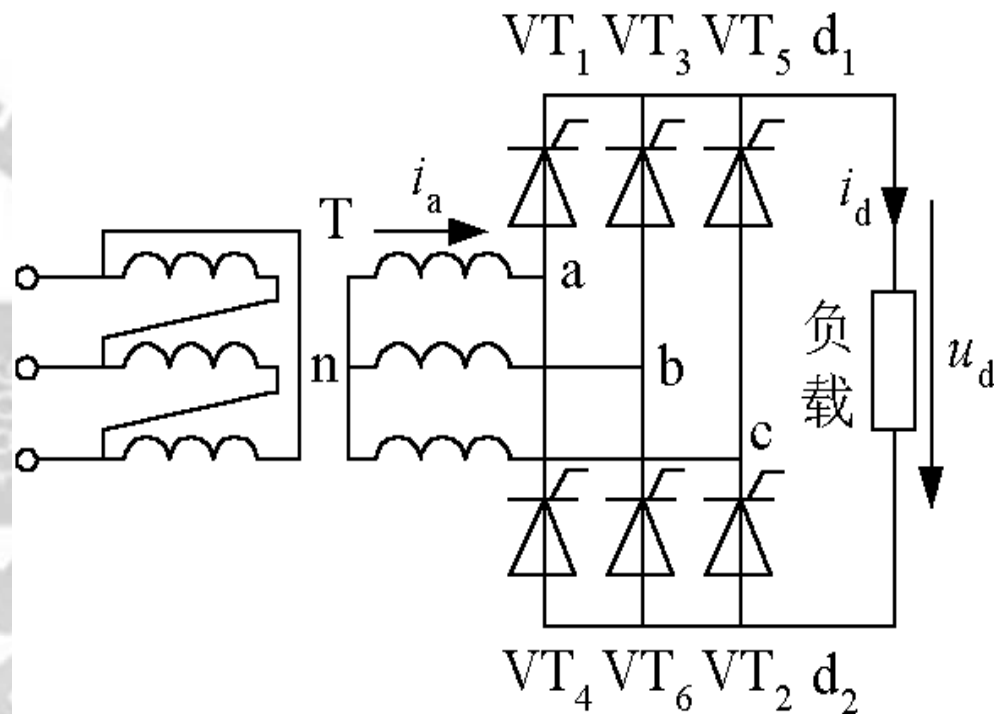


图3-18 三相桥式全控整流电路原理图

■ 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 |
|--------------|----------------------|----------------------|----------------------|----------------------|----------------------|----------------------|
| 共阴组中导通的晶闸管 | VT ₁ | VT ₁ | VT ₃ | VT ₃ | VT ₅ | VT ₅ |
| 共阳组中导通的晶闸管 | 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 降为至零， 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 一周期脉动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

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

👉 带电阻负载且 $\alpha > 60^\circ$ 时

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



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

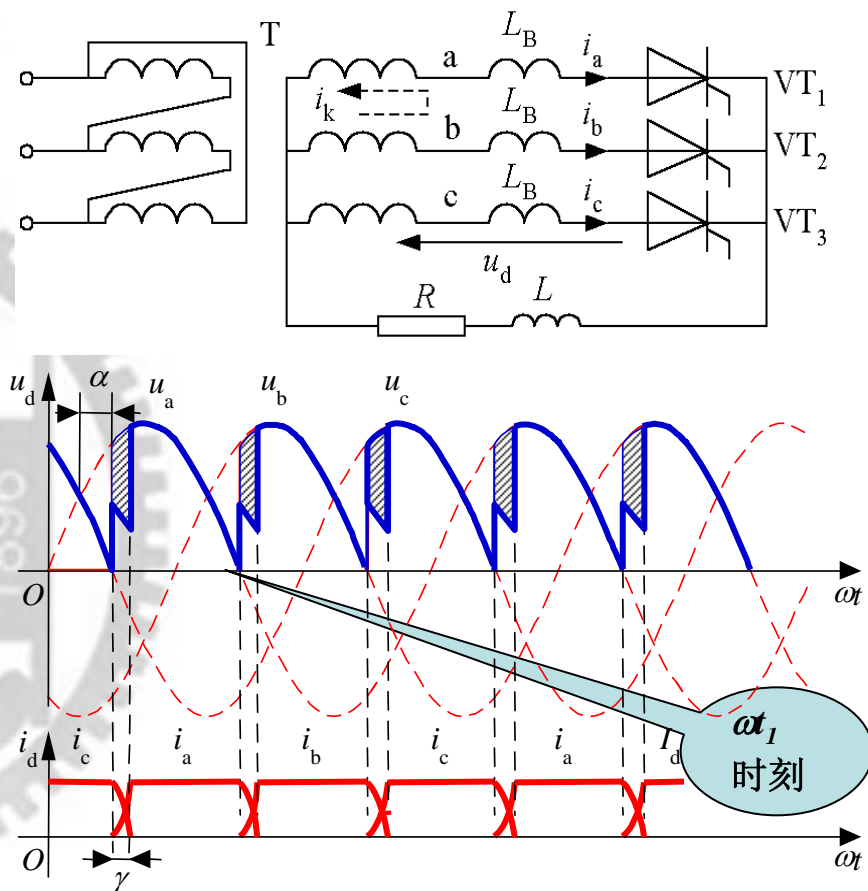


图3-26 考虑变压器漏感时的三相半波可控整流电路及波形

- ◆ 分析从 VT_1 换相至 VT_2 的过程
 - 👉 在 ωt_1 时刻之前 VT_1 导通， ωt_1 时刻触发 VT_2 ，因a、b两相均有漏感，故 i_a 、 i_b 均不能突变，于是 VT_1 和 VT_2 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， $i_a = 0$ ， VT_1 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， $R=5\Omega$ ， $L=\infty$ ， $U_2=220\text{V}$ ， $X_B=0.3\Omega$ ，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_{VD1} 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

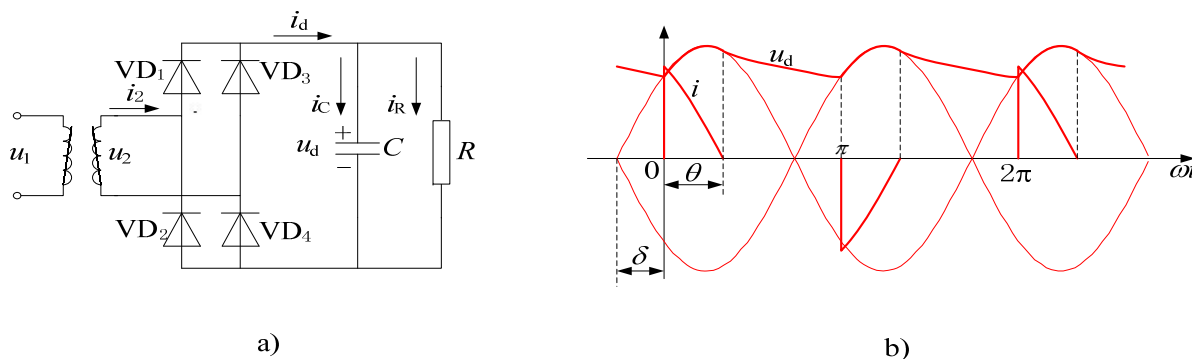


图3-28 电容滤波的单相桥式不可控整流电路及其工作波形

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。

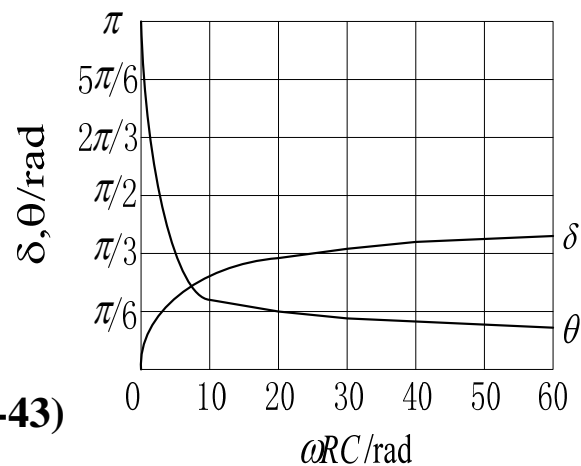


图3-29 δ 、 θ 与 ωRC 的关系曲线



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 。

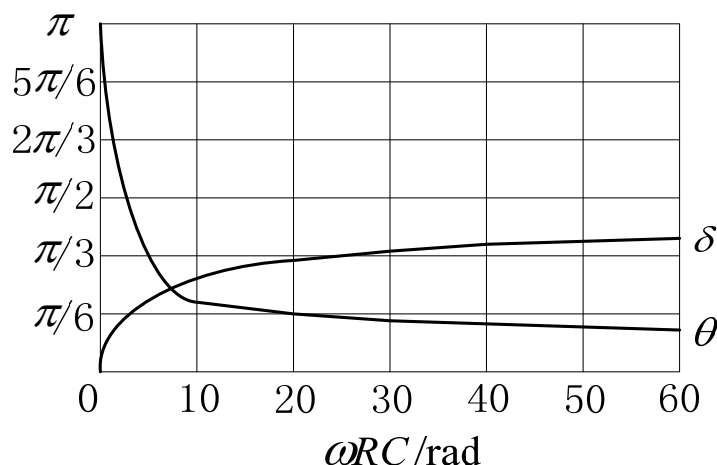


图3-29 δ 、 θ 与 ωRC 的关系曲线



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 $\sqrt{2}U_2$

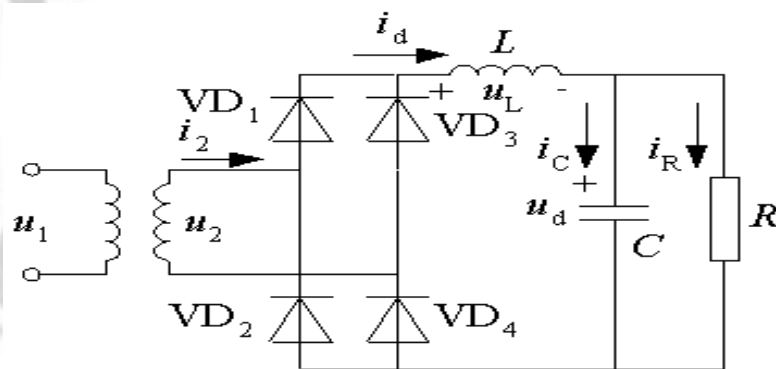


3.4.1 电容滤波的单相不可控整流电路

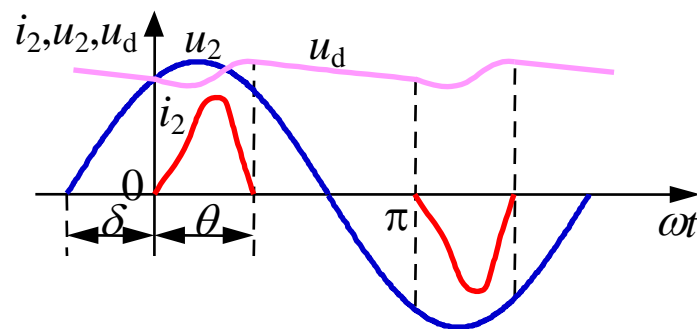
■ 感容滤波的单相桥式不可控整流电路

◆ 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。



a)



b)

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

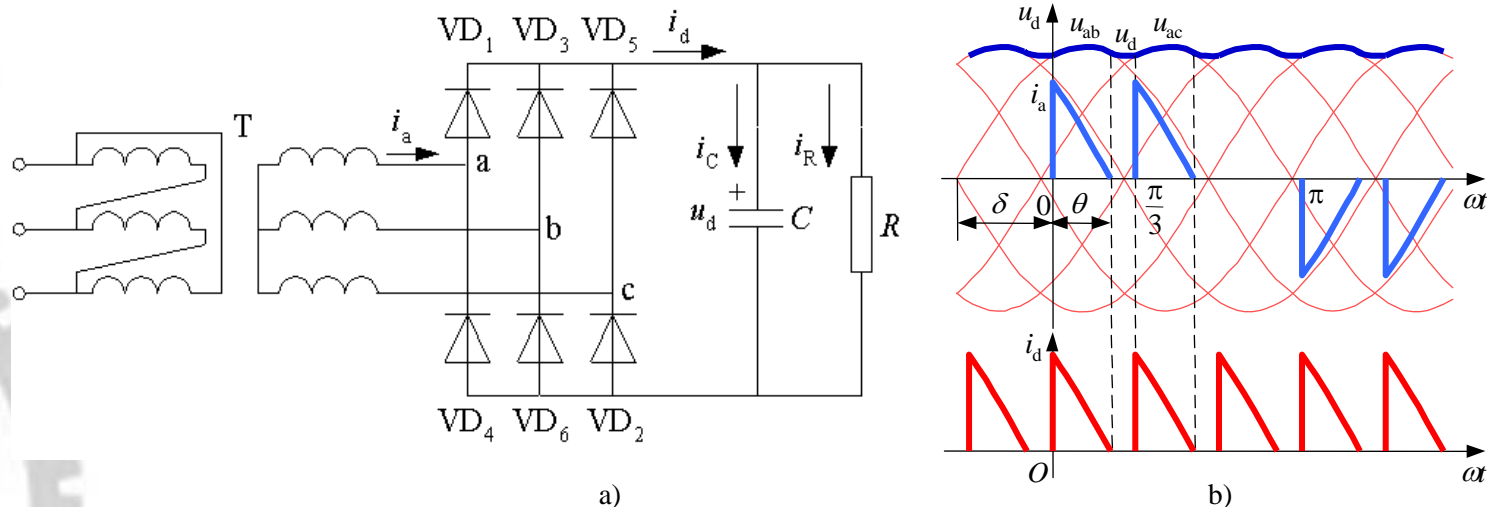


图3-32 电容滤波的三相桥式不可控整流电路及其波形

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。

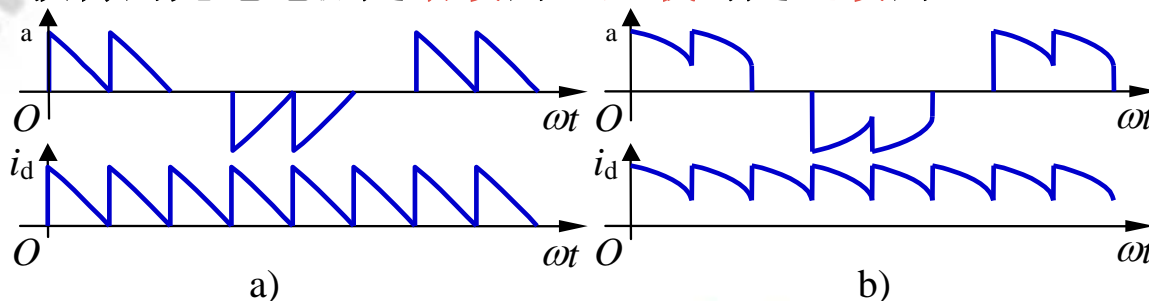


图3-33 电容滤波的三相桥式整流电路当 ωRC 等于和小于 $\sqrt{3}$ 的电流波形
a) $\omega RC = \sqrt{3}$ b) $\omega RC < \sqrt{3}$



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。

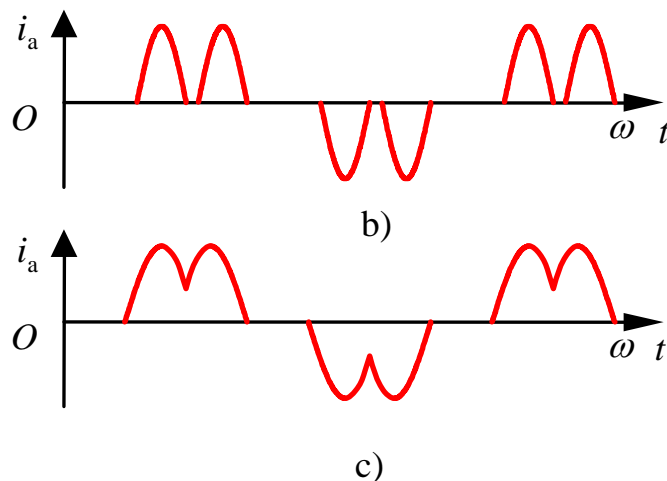
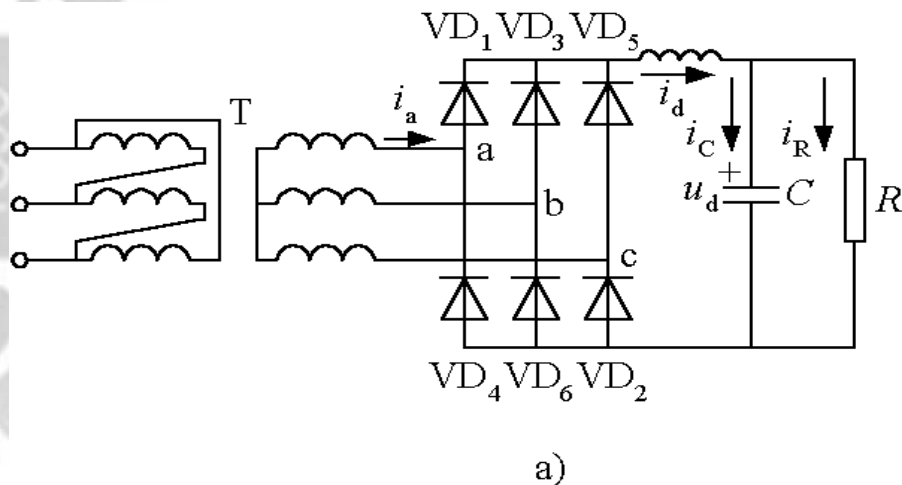


图3-34 考虑电感时电容滤波的三相桥式整流电路及其波形

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

$$a_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u(\omega t) d(\omega t)$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u(\omega t) \cos n\omega t d(\omega t)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u(\omega t) \sin n\omega t d(\omega t)$$

$n=1, 2, 3, \dots$





3.5.1 谐波和无功功率分析基础

或

$$u(\omega t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} c_n \sin(n\omega t + \varphi_n) \quad (3-56)$$

式中, c_n 、 φ_n 和 a_n 、 b_n 的关系为

$$\begin{aligned} c_n &= \sqrt{a_n^2 + b_n^2} & \varphi_n &= \arctg(a_n / b_n) \\ a_n &= c_n \sin \varphi_n & b_n &= c_n \cos \varphi_n \end{aligned}$$

◆ **基波 (fundamental)** : 频率与工频相同的分量。

谐波 : 频率为基波频率大于1整数倍的分量。

谐波次数 : 谐波频率和基波频率的整数比。

◆ **n次谐波电流含有率**以 HRI_n (**Harmonic Ratio for In**) 表示

$$HRI_n = \frac{I_n}{I_1} \times 100(\%) \quad (3-57)$$

◆ **电流谐波总畸变率** THD_i (**Total Harmonic distortion**) 分别定义为 (I_h 为总谐波电流有效值)

$$THD_i = \frac{I_h}{I_1} \times 100(\%) \quad (3-58)$$



3.5.1 谐波和无功功率分析基础

■ 功率因数

◆ 正弦电路

👉 有功功率就是其平均功率：

$$P = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u \cdot i d(\omega t) = U \cdot I \cdot \cos \varphi \quad (3-59)$$

式中 U 、 I 分别为电压和电流的有效值， φ 为电流滞后于电压的相位差。

👉 视在功率为：

$$S = UI \quad (3-60)$$

👉 无功功率为：

$$Q = UI \sin \varphi \quad (3-61)$$

👉 功率因数为：

$$\lambda = \frac{P}{S} \quad (3-62)$$

👉 无功功率 Q 与有功功率 P 、视在功率 S 之间的关系：

$$S^2 = P^2 + Q^2 \quad (3-63)$$

👉 在正弦电路中，功率因数是由电压和电流的相位差 φ 决定的，其值为：

$$\lambda = \cos \varphi \quad (3-64)$$



3.5.1 谐波和无功功率分析基础

◆ 非正弦电路

👉 有功功率为

$$P = U I_1 \cos \varphi_1$$

(3-65)

式中 I_1 为基波电流有效值， φ_1 为基波电流与电压的相位差。

👉 功率因数为：

$$\lambda = \frac{P}{S} = \frac{U I_1 \cos \varphi_1}{U I} = \frac{I_1}{I} \cos \varphi_1 = \nu \cos \varphi_1$$

(3-66)

式中， $\nu = I_1/I$ ，即基波电流有效值和总电流有效值之比，称为**基波因数**，而 $\cos \varphi_1$ 称为**位移因数**或**基波功率因数**。

👉 无功功率

- ✓ 定义很多，但尚无被广泛接受的科学而权威的定义。
- ✓ 一般简单定义为（反映了能量的流动和交换）：

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

(3-67)

✓ 仿照式（2-61）定义为：

$$Q_f = U I_1 \sin \varphi_1$$

(3-68)

👉 畸变功率 D 为：

$$D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q_f^2} = U \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}$$

(3-71)



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

■ 单相桥式全控整流电路

◆ 电流波形如图3-6所示，将电流波形分解为傅里叶级数，可得

$$\begin{aligned} i_2 &= \frac{4}{\pi} I_d (\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \dots) \\ &= \frac{4}{\pi} I_d \sum_{n=1,3,5,\dots} \frac{1}{n} \sin n\omega t = \sum_{n=1,3,5,\dots} \sqrt{2} I_n \sin n\omega t \end{aligned} \quad (3-72)$$

其中基波和各次谐波有效值为

$$I_n = \frac{2\sqrt{2} I_d}{n\pi} \quad n=1,3,5,\dots \quad (3-73)$$

可见，电流中仅含奇次谐波，各次谐波有效值与谐波次数成反比，且与基波有效值的比值为谐波次数的倒数。

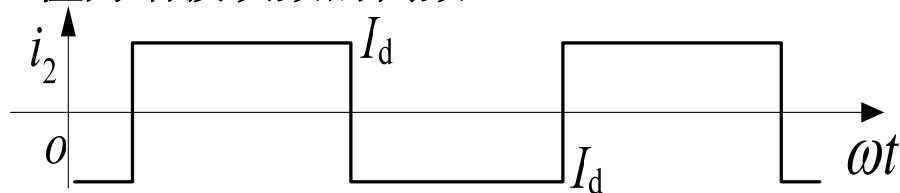


图3-6 i_2 的波形



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

◆ 功率因数

👉 基波电流有效值为

$$I_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_d$$

(3-74)

👉 i_2 的有效值 $I = I_d$ ，可得基波因数为

$$\nu = \frac{I_1}{I} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \approx 0.9$$

(3-75)

👉 电流基波与电压的相位差就等于控制角 α ，故位移因数为

$$\lambda_1 = \cos \varphi_1 = \cos \alpha$$

(3-76)

👉 功率因数为

$$\lambda = \nu \lambda_1 = \frac{I_1}{I} \cos \varphi_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos \alpha \approx 0.9 \cos \alpha$$

(3-77)



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

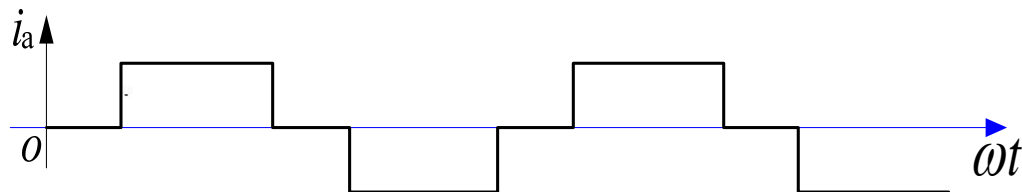


图3-24 i_a 的波形

■ 三相桥式全控整流电路

◆ 以 $\alpha=30^\circ$ 为例，电流有效值为

$$I = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d \quad (3-78)$$

◆ 电流波形分解为傅立叶级数

$$\begin{aligned} i_a &= \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \left[\sin \omega t - \frac{1}{5} \sin 5\omega t - \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \frac{1}{11} \sin 11\omega t + \frac{1}{13} \sin 13\omega t - \dots \right] \\ &= \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \sin \omega t + \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \sum_{\substack{n=6k\pm1 \\ k=1,2,3\dots}} (-1)^k \frac{1}{n} \sin n\omega t = \sqrt{2} I_1 \sin \omega t + \sum_{\substack{n=6k\pm1 \\ k=1,2,3\dots}} (-1)^k \sqrt{2} I_n \sin n\omega t \end{aligned} \quad (3-79)$$



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

由式 (3-79) 可得电流基波和各次谐波有效值分别为

$$\begin{cases} I_1 = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d \\ I_n = \frac{\sqrt{6}}{n\pi} I_d, \quad n = 6k \pm 1, k = 1, 2, 3, \dots \end{cases} \quad (3-80)$$

结论：电流中仅含 **$6k \pm 1$ (k 为正整数) 次谐波**，各次谐波有效值与谐波次数成反比，且与基波有效值的比值为谐波次数的倒数。

◆ 功率因数

☞ 基波因数为

$$\nu = \frac{I_1}{I} = \frac{3}{\pi} \approx 0.955 \quad (3-81)$$

☞ 电流基波与电压的相位差仍为 α ，故位移因数仍为

$$\lambda_1 = \cos \varphi_1 = \cos \alpha \quad (3-82)$$

☞ 功率因数为

$$\lambda = \nu \lambda_1 = \frac{I_1}{I} \cos \varphi_1 = \frac{3}{\pi} \cos \alpha \approx 0.995 \cos \alpha \quad (3-83)$$



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

■ 单相桥式不可控整流电路

◆ 采用感容滤波。

◆ 电容滤波的单相不可控整流电路交流侧谐波组成有如下规律：

👉 谐波次数为奇次。

👉 谐波次数越高，谐波幅值越小。

👉 谐波与基波的关系是不固定的。

👉 $\omega\sqrt{LC}$ 越大，则谐波越小。

◆ 关于功率因数的结论如下：

👉 位移因数接近1，轻载超前，重载滞后。

👉 谐波大小受负载和滤波电感的影响。



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

■ 三相桥式不可控整流电路

◆ 有滤波电感。

◆ 交流侧谐波组成有如下规律：

👉 谐波次数为 $6k \pm 1$ 次， $k = 1, 2, 3 \dots$ 。

👉 谐波次数越高，谐波幅值越小。

👉 谐波与基波的关系是不固定的。

◆ 关于功率因数的结论如下：

👉 位移因数通常是滞后的，但与单相时相比，位移因数更接近1。

👉 随负载加重（ ωRC 的减小），总的功率因数提高；同时，随滤波电感加大，总功率因数也提高。



3.5.4 整流输出电压和电流的谐波分析

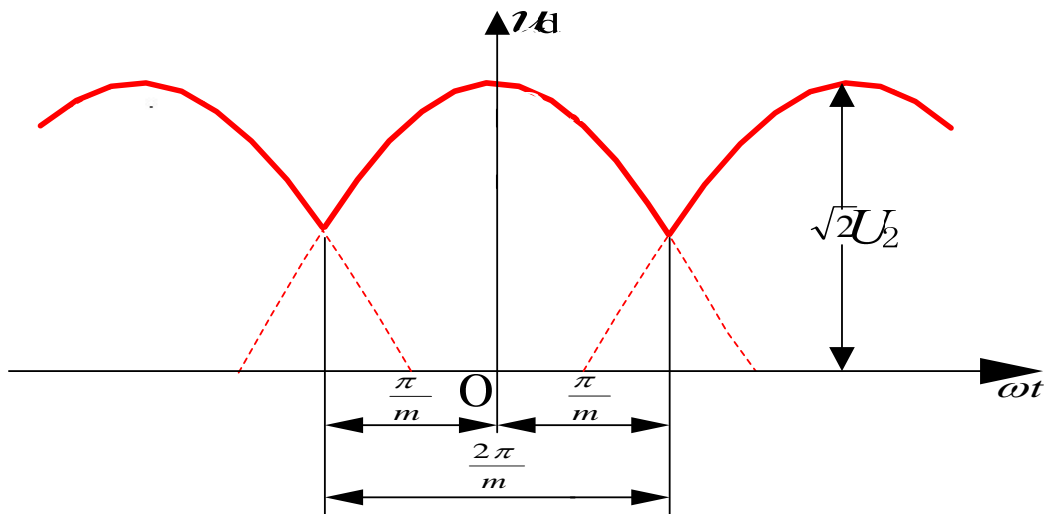


图3-35 $\alpha=0^\circ$ 时， m 脉波整流电路的整流电压波形

■ 整流电路的输出电压是周期性的非正弦函数，其中主要成分为直流，同时包含各种频率的谐波，这些谐波对于负载的工作是不利的。

■ $\alpha=0^\circ$ 时， m 脉波整流电路的整流电压和整流电流的谐波分析

◆ 整流电压表达式为

$$u_{d0} = \sqrt{2} U_2 \cos \omega t$$

(3-84)



3.5.4 整流输出电压和电流的谐波分析

对该整流输出电压进行傅里叶级数分解，得出：

$$u_{d0} = U_{d0} + \sum_{n=mk}^{\infty} b_n \cos n\omega t = U_{d0} \left[1 - \sum_{n=mk}^{\infty} \frac{2 \cos k\pi}{n^2 - 1} \cos n\omega t \right] \quad (3-85)$$

式中， $k=1, 2, 3\ldots$ ；且：

$$U_{d0} = \sqrt{2} U_2 \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \quad (3-86)$$

$$b_n = -\frac{2 \cos k\pi}{n^2 - 1} U_{d0} \quad (3-87)$$

◆ 电压纹波因数

$$\gamma_u = \frac{U_R}{U_{d0}} \quad (3-88)$$

其中

$$U_R = \sqrt{\sum_{n=mk}^{\infty} U_n^2} = \sqrt{U^2 - U_{d0}^2} \quad (3-89)$$



3.5.4 整流输出电压和电流的谐波分析

$$U = \sqrt{\frac{m}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{m}}^{\frac{\pi}{m}} (\sqrt{2}U_2 \cos \omega t)^2 d(\omega t)} = U_2 \sqrt{1 + \frac{\sin \frac{2\pi}{m}}{\frac{2\pi}{m}}} \quad (3-90)$$

将上述式 (3-89)、(3-90) 和 (3-86) 代入 (3-88) 得

$$\gamma_u = \frac{U_R}{U_{d0}} = \frac{\left[\frac{1}{2} + \frac{m}{4\pi} \sin \frac{2\pi}{m} - \frac{m^2}{\pi^2} \sin^2 \frac{\pi}{m} \right]^{\frac{1}{2}}}{\frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m}} \quad (3-91)$$

表3-3 不同脉波数 m 时的电压纹波因数

| m | 2 | 3 | 6 | 12 | ∞ |
|----------------|------|-------|------|-------|----------|
| γ_u (%) | 48.2 | 18.27 | 4.18 | 0.994 | 0 |



3.5.4 整流输出电压和电流的谐波分析

◆ 负载电流的傅里叶级数

$$i_d = I_d + \sum_{n=mk}^{\infty} d_n \cos(n\omega t - \varphi_n) \quad (3-92)$$

上式中：

$$I_d = \frac{U_{d0} - E}{R} \quad (3-93)$$

$$d_n = \frac{b_n}{z_n} = \frac{b_n}{\sqrt{R^2 + (n\omega L)^2}} \quad (3-94)$$

$$\varphi_n = \tan^{-1} \frac{n\omega L}{R} \quad (3-95)$$



3.5.4 整流输出电压和电流的谐波分析

◆ $\alpha=0^\circ$ 时整流电压、电流中的谐波有如下规律：

👉 m 脉波整流电压 u_{d0} 的谐波次数为 mk ($k=1, 2, 3\dots$)次，即 m 的倍数次；整流电流的谐波由整流电压的谐波决定，也为 mk 次。

👉 当 m 一定时，随谐波次数增大，谐波幅值迅速减小，表明最低次（ m 次）谐波是最主要的，其它次数的谐波相对较少；当负载中有电感时，负载电流谐波幅值 d_n 的减小更为迅速。

👉 m 增加时，最低次谐波次数增大，且幅值迅速减小，电压纹波因数迅速下降。



3.5.4 整流输出电压和电流的谐波分析

■ α 不为 0° 时的情况

◆ 整流电压分解为傅里叶级数为：

$$u_d = U_d + \sum_{n=6k}^{\infty} c_n \cos(n\omega t - \theta_n) \quad (3-96)$$

◆ 以 n 为参变量， n 次谐波幅值对 α 的关系如图3-36所示：

👉 当 α 从 $0^\circ \sim 90^\circ$ 变化时， u_d 的谐波幅值随 α 增大而增大， $\alpha=90^\circ$ 时谐波幅值最大。

👉 α 从 $90^\circ \sim 180^\circ$ 之间电路工作于有源逆变工作状态， u_d 的谐波幅值随 α 增大而减小。

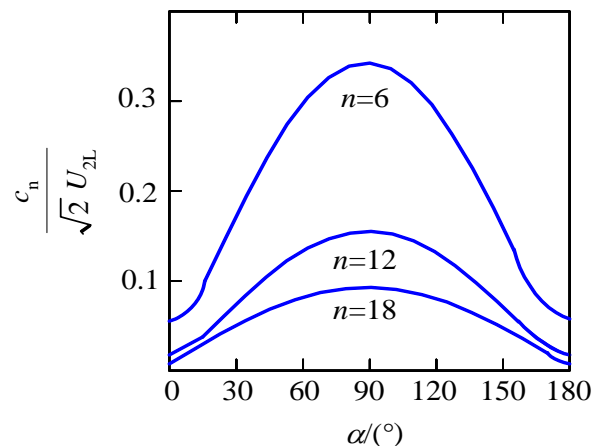


图3-36 三相全控桥电流连续时，以 n 为参变量的 $\frac{c_n}{\sqrt{2}U_{2L}}$ 与 α 的关系



3.6 大功率可控整流电路

3.6.1 带平衡电抗器的双反星形可控整流电路

3.6.2 多重化整流电路





3.6 大功率可控整流电路·引言

■ 带平衡电抗器的双反星形可控整流电路的特点

◆ 适用于低电压、大电流的场合。

■ 多重化整流电路的特点：

◆ 在采用相同器件时可达到更大的功率。

◆ 可减少交流侧输入电流的谐波或提高功率因数，从而减小对供电电网的干扰。



3.6.1 带平衡电抗器的双反星形可控整流电路

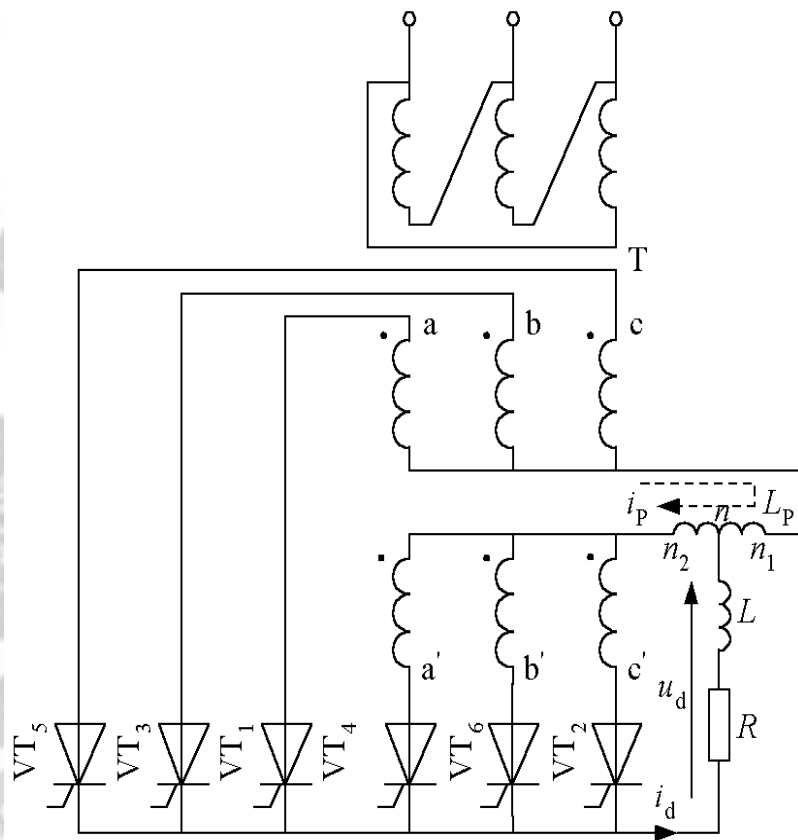


图3-37 带平衡电抗器的
双反星形可控整流电路

■ 电路分析

◆ 电路结构的特点

👉 二次侧为两组匝数相同**极性相反**的绕组，分别接成两组**三相半波电路**。

👉 二次侧两绕组的极性相反可消除铁芯的**直流磁化**，如📖图3-38，虽然两组相电流的瞬时值不同，但是平均电流相等而绕组的极性相反，所以直流安匝互相抵消。

👉 **平衡电抗器**保证两组三相半波整流电路能同时导电。

👉 与三相桥式电路相比，双反星形电路的**输出电流可大一倍**。



3.6.1 带平衡电抗器的双反星形可控整流电路

◆平衡电抗器

👉接平衡电抗器的原因

✓ 两个直流电源并联运行时，只有当电压平均值和瞬时值均相等时，才能使负载均流，在双反星形电路中，两组整流电压平均值相等，但瞬时值不等。

✓ 两个星形的中点 n_1 和 n_2 间的电压等于 u_{d1} 和 u_{d2} 之差，该电压加在 L_p 上，产生电流 i_p ，它通过两组星形自成回路，不流到负载中去，称为环流或平衡电流。

✓ 为了使两组电流尽可能平均分配，一般使 L_p 值足够大，以便限制环流在负载额定电流的1%~2%以内。

✓ 双反星形电路中如不接平衡电抗器，即成为六相半波整流电路。

✓ 六相半波整流电路中，只能有一个晶闸管导电，其余五管均阻断，每管最大导通角为 60° ，平均电流为 $I_d/6$ ；当 $\alpha=0^\circ$ 时， U_d 为 $1.35U_2$ ，比三相半波时的 $1.17U_2$ 略大些；因晶闸管导电时间短，变压器利用率低，极少采用。



3.6.1 带平衡电抗器的双反星形可控整流电路

平衡电抗器的工作原理分析

✓ 平衡电抗器 L_p 承担了 n_1 、 n_2 间的电位差，它补偿了 u_b' 和 u_a 的电动势差，使得 u_b' 和 u_a 两相的晶闸管能同时导电。

✓ ωt_1 时， $u_b' > u_a$ ， VT_6 导通，此电流在流经 L_p 时， L_p 上要感应一电动势 u_p ，其方向是要阻止电流增大。可导出 L_p 两端电压、整流输出电压的数学表达式如下：

$$u_p = u_{d2} - u_{d1}$$

$$u_d = u_{d2} - \frac{1}{2}u_p = u_{d1} + \frac{1}{2}u_p = \frac{1}{2}(u_{d1} + u_{d2})$$

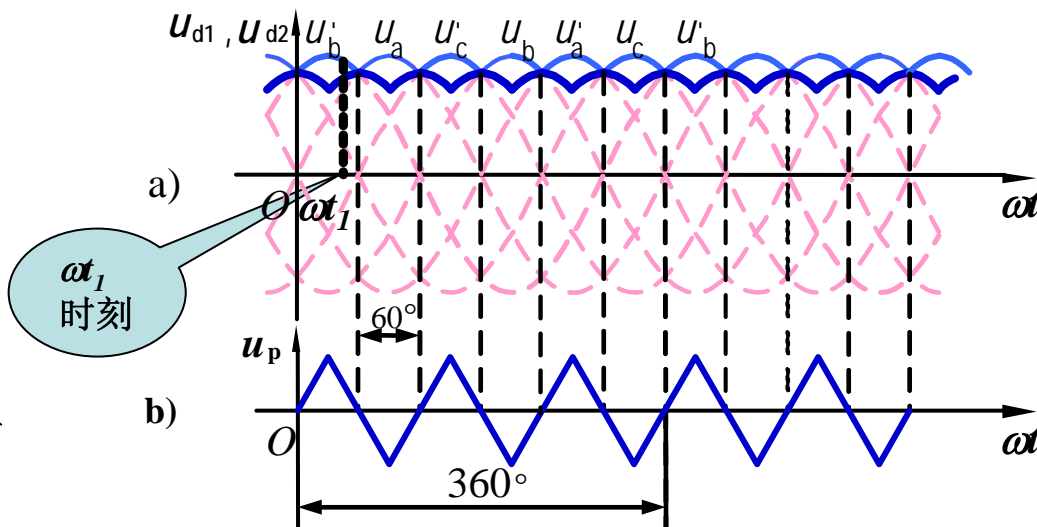


图3-39 平衡电抗器作用下输出电压的波形和平衡电抗器上电压的波形

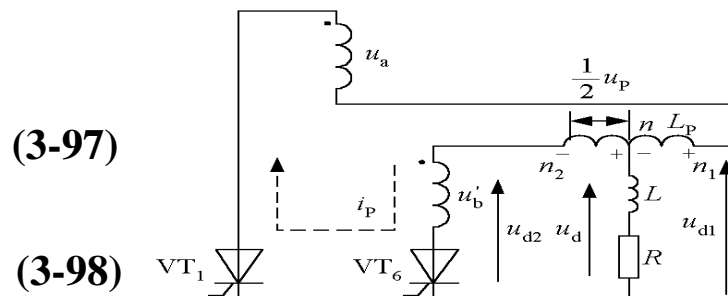


图3-40 平衡电抗器作用下两个晶闸管同时导电的情况



3.6.1 带平衡电抗器的双反星形可控整流电路

- ✓ 虽然 $u_{d1} < u_{d2}$ ，但由于 L_p 的平衡作用，使得晶闸管 VT_6 和 VT_1 同时导通。
- ✓ 时间推迟至 u_b' 与 u_a 的交点时， $u_b' = u_a$ ， $u_p = 0$ 。
- ✓ 之后 $u_b' < u_a$ ，则流经 b' 相的电流要减小，但 L_p 有阻止此电流减小的作用， u_p 的极性反向， L_p 仍起平衡的作用，使 VT_6 继续导电。
- ✓ 直到 $u_c' > u_b'$ ，电流才从 VT_6 换至 VT_2 ，此时 VT_1 、 VT_2 同时导电。
- ✓ 每一组中的每一个晶闸管仍按三相半波的导电规律而各轮流导电。
- ✓ 平衡电抗器中点作为整流电压输出的负端，其输出的整流电压瞬时值为两组三相半波整流电压瞬时值的平均值。

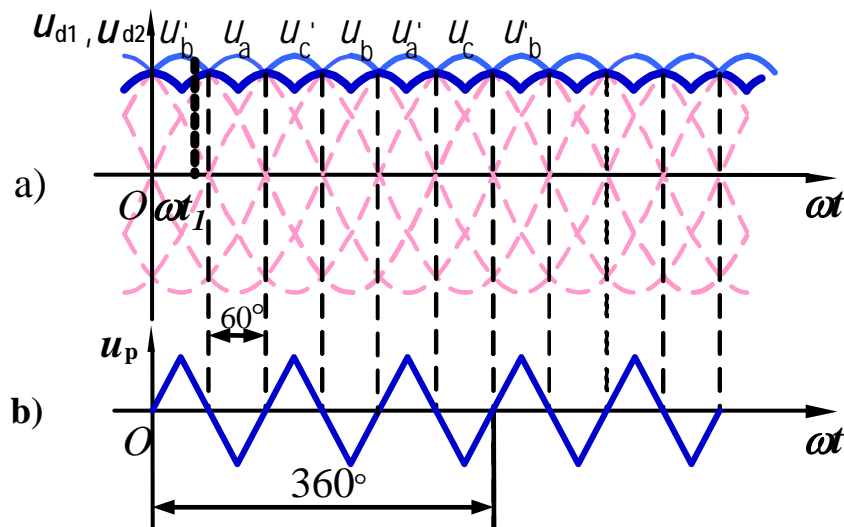


图3-39 平衡电抗器作用下输出电压的波形和平衡电抗器上电压的波形

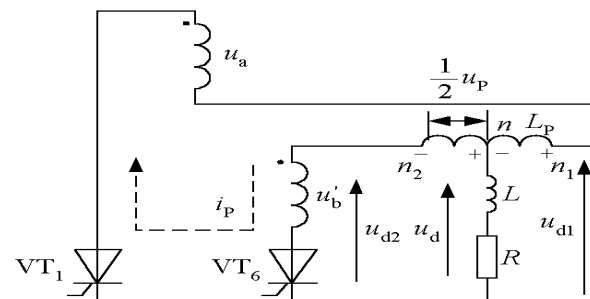


图3-40 平衡电抗器作用下两个晶闸管同时导电的情况



3.6.1 带平衡电抗器的双反星形可控整流电路

■ 谐波分析

◆ 将图3-38中 u_{d1} 和 u_{d2} 的波形用傅氏级数展开, 可得当 $\alpha=0^\circ$ 时的 u_{d1} 、 u_{d2} , 即

$$u_{d1} = \frac{3\sqrt{6}U_2}{2\pi} \left[1 + \frac{1}{4} \cos 3\omega t - \frac{2}{35} \cos 6\omega t + \frac{1}{40} \cos 9\omega t - \dots \right] \quad (3-99)$$

$$\begin{aligned} u_{d2} &= \frac{3\sqrt{6}U_2}{2\pi} \left[1 + \frac{1}{4} \cos 3(\omega t - 60^\circ) - \frac{2}{35} \cos 6(\omega t - 60^\circ) + \frac{1}{40} \cos 9(\omega t - 60^\circ) - \dots \right] \\ &= \frac{3\sqrt{6}U_2}{2\pi} \left[1 - \frac{1}{4} \cos 3\omega t - \frac{2}{35} \cos 6\omega t - \frac{1}{40} \cos 9\omega t - \dots \right] \end{aligned} \quad (3-100)$$

由式 (3-97) 和 (3-98) 可得

$$u_p = \frac{3\sqrt{6}U_2}{2\pi} \left[-\frac{1}{2} \cos 3\omega t - \frac{1}{20} \cos 9\omega t - \dots \right] \quad (3-101)$$

$$u_d = \frac{3\sqrt{6}U_2}{2\pi} \left[1 - \frac{2}{35} \cos 6\omega t - \dots \right] \quad (3-102)$$

◆ 负载电压 u_d 中的谐波分量比直流分量要小得多, 而且最低次谐波为六次谐波。

◆ 直流平均电压为 $U_{d0} = 3\sqrt{6}U_2 / (2\pi) = 1.17U_2$



3.6.1 带平衡电抗器的双反星形可控整流电路

■ $\alpha=30^\circ$ 、 $\alpha=60^\circ$ 和 $\alpha=90^\circ$ 时输出电压的波形分析

◆ 当需要分析各种控制角时的输出波形时，可根据式 (3-98) 先求出两组三相半波电路的 u_{d1} 和 u_{d2} 波形，然后做出波形 $(u_{d1}+u_{d2})/2$ 。

◆ 输出电压波形与三相半波电路比较，脉动程度减小了，脉动频率加大一倍， $f=300\text{Hz}$ 。

◆ 在电感负载情况下，移相范围是 90° 。

◆ 在电阻负载情况下，移相范围为 120° 。

◆ 整流电压平均值为 $U_d=1.17 U_2 \cos \alpha$

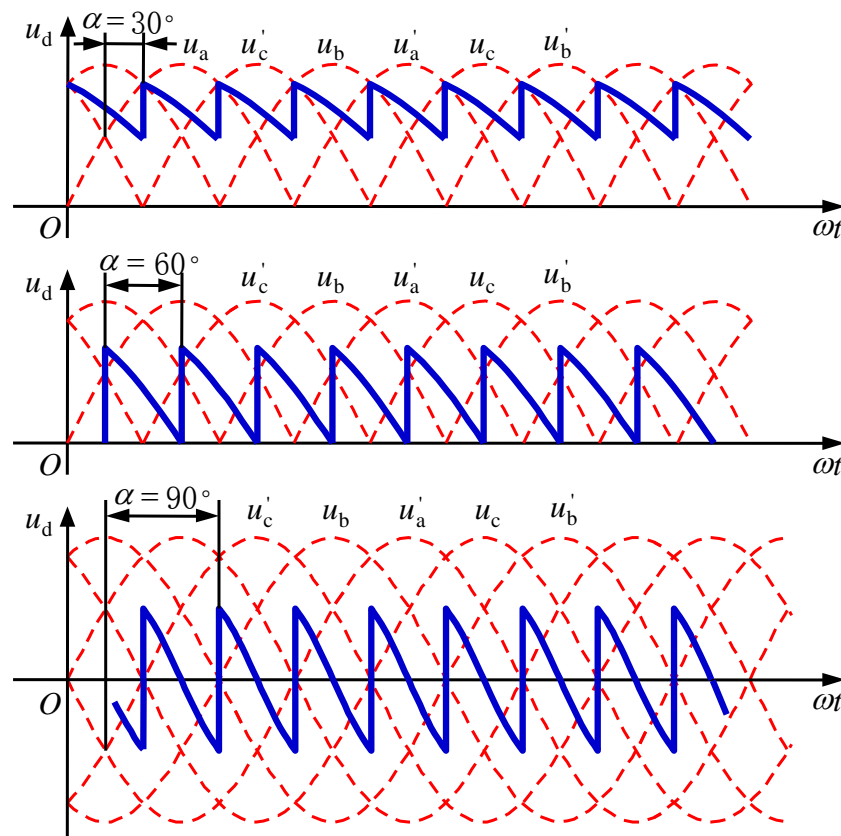


图3-41 当 $\alpha=30^\circ$ 、 60° 、 90° 时，双反星形电路的输出电压波形



3.6.1 带平衡电抗器的双反星形可控整流电路

- 将双反星形电路与三相桥式电路进行比较可得出以下结论
 - ◆ 三相桥为两组三相半波串联，而双反星形为两组三相半波并联，且后者需用平衡电抗器。
 - ◆ 当 U_2 相等时，双反星形的 U_d 是三相桥的 $1/2$ ，而 I_d 是单相桥的2倍。
 - ◆ 两种电路中，晶闸管的导通及触发脉冲的分配关系一样， u_d 和 i_d 的波形形状一样。



3.6.2 多重化整流电路

■可采用多重化整流电路减轻整流装置所产生的谐波、无功功率等对电网的**干扰**，将几个整流电路多重联结可以减少交流侧输入**电流谐波**，而对晶闸管多重整流电路采用顺序控制的方法可提高**功率因数**。

■移相多重联结

◆有**并联多重联结**和**串联多重联结**。

◆可减少**输入电流谐波**，减小**输出电压**中的**谐波**并提高**纹波频率**，因而可减小平波电抗器。

◆使用**平衡电抗器**来平衡2组整流器的电流。

◆图3-42的电路是2个三相桥并联而成的**12脉波整流电路**。

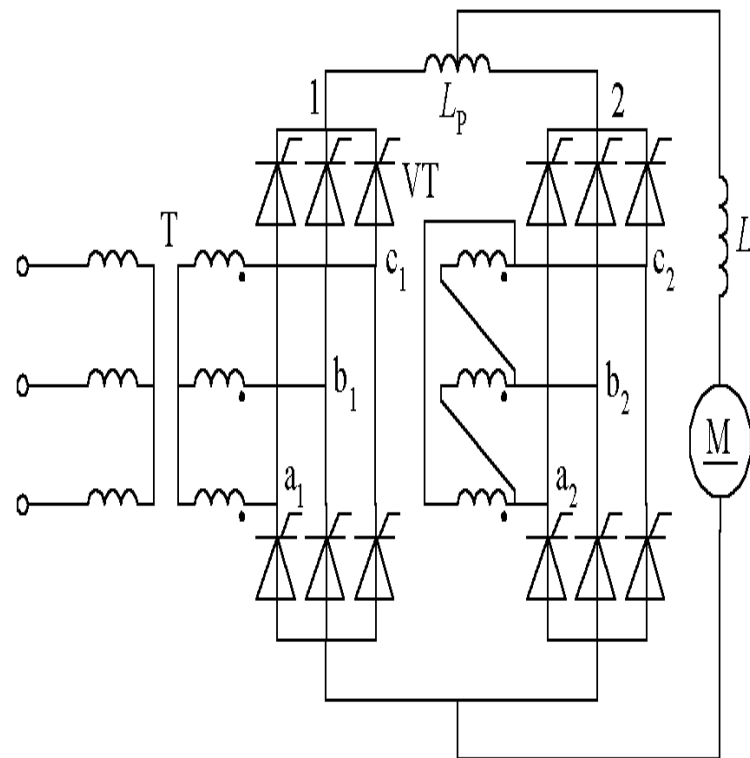


图3-42 并联多重联结的12脉波整流电路



3.6.2 多重化整流电路

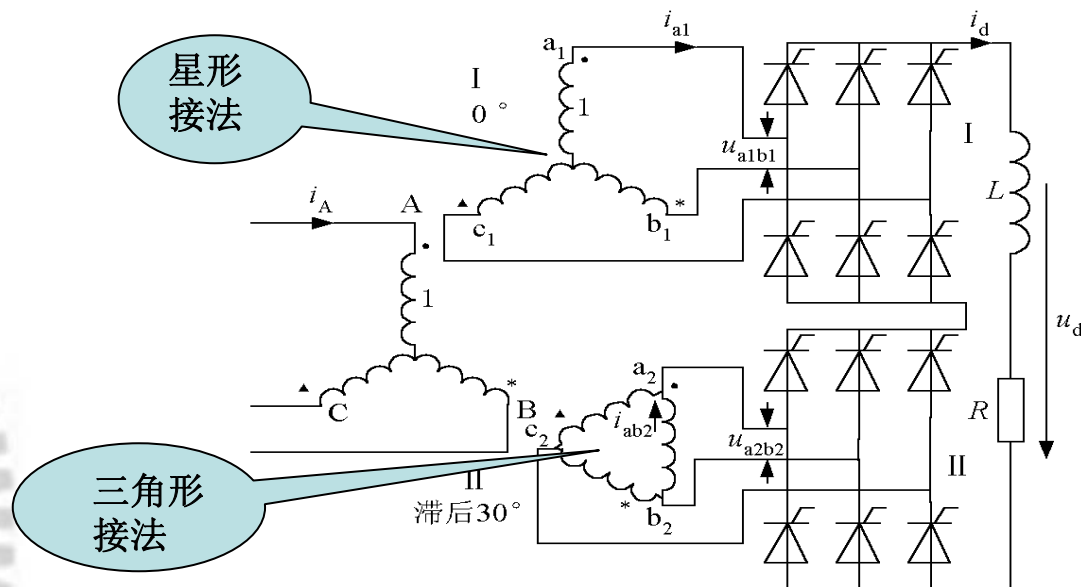


图3-43 移相30°串联2重联结电路

◆ 移相30°构成的串联2重联结电路

- 👉 整流变压器二次绕组分别采用星形和三角形接法构成相位相差30°、大小相等的两组电压，接到相互串联的2组整流桥。
- 👉 因绕组接法不同，变压器一次绕组和两组二次绕组的匝比如图所示，为 $1:1:\sqrt{3}$
- 👉 该电路为12脉波整流电路。



3.6.2 多重化整流电路

对图3-44波形 i_A 进行傅里叶分析，可得其基波幅值 I_{m1} 和 n 次谐波幅值 I_{mn} 分别如下：

$$I_{m1} = \frac{4\sqrt{3}}{\pi} I_d \quad (\text{单桥时为 } \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d) \quad (3-103)$$

$$I_{mn} = \frac{1}{n} \frac{4\sqrt{3}}{\pi} I_d \quad n = 12k \pm 1, \quad k = 1, 2, 3, \dots \quad (3-104)$$

即输入电流谐波次数为 $12k \pm 1$ ，其幅值与次数成反比而降低。

其他特性如下：

✓ 直流输出电压

$$U_d = \frac{6\sqrt{6}U_2}{\pi} \cos \alpha$$

✓ 位移因数

$$\cos \varphi_1 = \cos \alpha \quad (\text{单桥时相同})$$

✓ 功率因数

$$\lambda = \cos \varphi_1 = 0.9886 \cos \alpha$$



3.6.2 多重化整流电路

◆利用变压器二次绕组接法的不同，互相错开 20° ，可将三组桥构成**串联3重联结电路**

- ✎整流变压器采用星形三角形组合无法移相 20° ，需采用**曲折接法**。
- ✎整流电压 u_d 在每个电源周期内脉动18次，故此电路为**18脉波整流电路**。
- ✎交流侧输入电流谐波更少，为 **$18k \pm 1$ 次**（ $k=1, 2, 3, \dots$ ）， u_d 的脉动也更小。
- ✎输入位移因数和功率因数分别为：

$$\begin{aligned}\cos \varphi_1 &= \cos \alpha \\ \lambda &= 0.9949 \cos \alpha\end{aligned}$$

◆将整流变压器的二次绕组移相 15° ，可构成**串联4重联结电路**

- ✎为**24脉波整流电路**。
- ✎其交流侧输入电流谐波次为 **$24k \pm 1$** ， $k=1, 2, 3, \dots$ 。
- ✎输入位移因数功率因数分别为：

$$\begin{aligned}\cos \varphi_1 &= \cos \alpha \\ \lambda &= 0.9971 \cos \alpha\end{aligned}$$

◆采用多重联结的方法并不能提高**位移因数**，但可使**输入电流谐波**大幅减小，从而也可以在一定程度上提高**功率因数**。



3.6.2 多重化整流电路

■ 多重联结电路的顺序控制

◆ 只对一个桥的 α 角进行控制，其余各桥的工作状态则根据需要输出的整流电压而定，或者不工作而使该桥输出直流电压为零，或者 $\alpha=0$ 而使该桥输出电压最大。

◆ 根据所需总直流输出电压从低到高的变化，按顺序依次对各桥进行控制，因而被称为顺序控制。

◆ 以用于电气机车的3重晶闸管整流桥顺序控制为例

👉 当需要输出的直流电压低于三分之一最高电压时，只对第I组桥的 α 角进行控制，同时VT₂₃、VT₂₄、VT₃₃、VT₃₄保持导通，这样第II、III组桥的直流输出电压就为零。

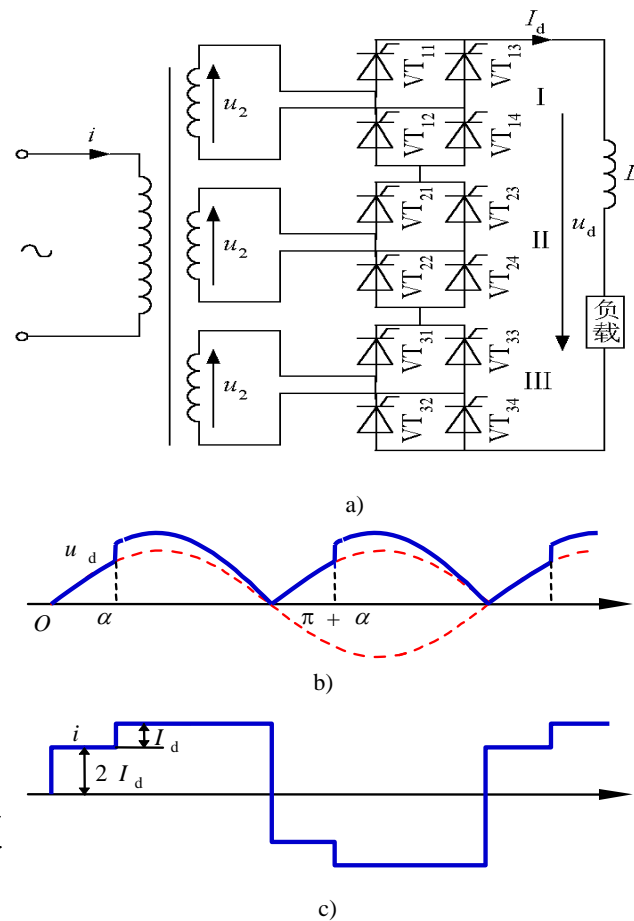


图3-45 单相串联3重联结电路及顺序控制时的波形



3.6.2 多重化整流电路

- 当需要输出的直流电压达到三分之一最高电压时，第I组桥的 α 角为 0° 。
- 需要输出电压为三分之一到三分之二最高电压时，第I组桥的 α 角固定为 0° ， VT_{33} 和 VT_{34} 维持导通，仅对第II组桥的 α 角进行控制。
- 需要输出电压为三分之二最高电压以上时，第I、II组桥的 α 角固定为 0° ，仅对第III组桥的 α 角进行控制。

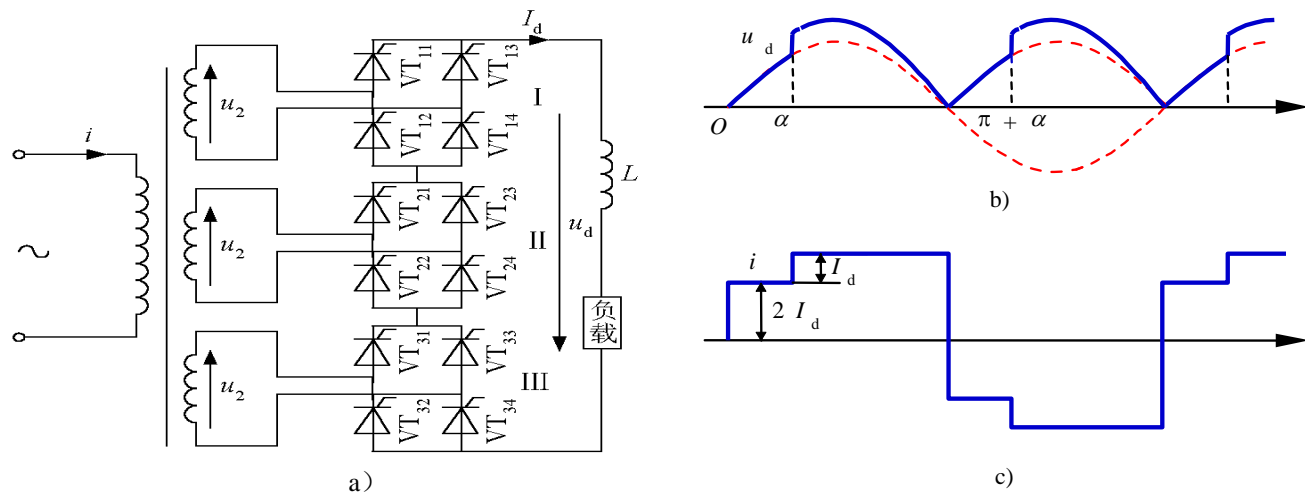


图3-45 单相串联3重联结电路及顺序控制时的波形



3.6.2 多重化整流电路

◆使直流输出电压波形不含负的部分，可采取如下控制方法

✎以第I组桥为例，当电压相位为 α 时，触发 VT_{11} 、 VT_{14} 使其导通并流过直流电流。

✎在电压相位为 π 时，触发 VT_{13} ，则 VT_{11} 关断，通过 VT_{13} 、 VT_{14} 续流，桥的输出电压为零而不出现负的部分。

✎电压相位为 $\pi+\alpha$ 时，触发 VT_{12} ，则 VT_{14} 关断，由 VT_{12} 、 VT_{13} 导通而输出直流电压。

✎电压相位为 2π 时，触发 VT_{11} ，则 VT_{13} 关断，由 VT_{11} 和 VT_{12} 续流，桥的输出电压为零。

◆顺序控制的电流波形中，正（或负）半周期内前后四分之一周期波形不对称，因此含有一定的偶次谐波，但其基波分量比电压的滞后少，因而位移因数高，从而提高了总的功率因数。

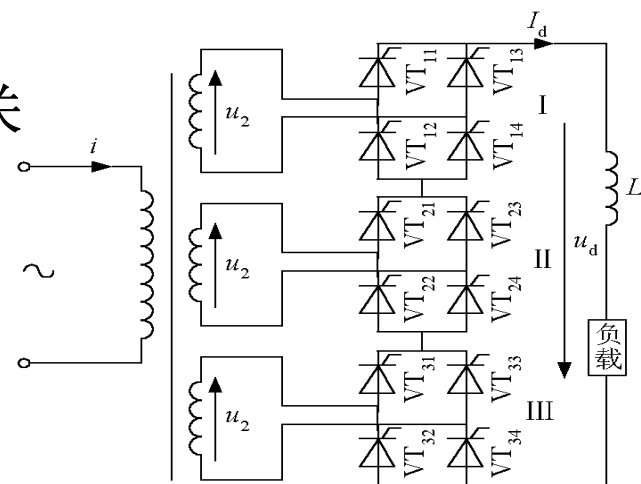


图3-45 a)单相串联3重联结电路



3.7 整流电路的有源逆变工作状态

3.7.1 逆变的概念

3.7.2 三相桥整流电路的 有源逆变工作状态

3.7.3 逆变失败与最小逆 变角的限制





3.7.1 逆变的概念

■ 什么是逆变？为什么要逆变？

◆ **逆变 (inversion)**：把直流电转变成交流电的过程。

◆ 逆变电路：把直流电逆变成交流电的电路。

👉 当交流侧和电网连结时，为**有源逆变**电路。

👉 变流电路的交流侧不与电网联接，而直接接到负载，即把直流电逆变为某一频率或可调频率的交流电供给负载，称为**无源逆变**。

◆ 对于**可控整流电路**，满足一定条件就可工作于**有源逆变**，其电路形式未变，只是电路工作条件转变。既工作在整流状态又工作在逆变状态，称为**变流电路**。





3.7.1 逆变的概念

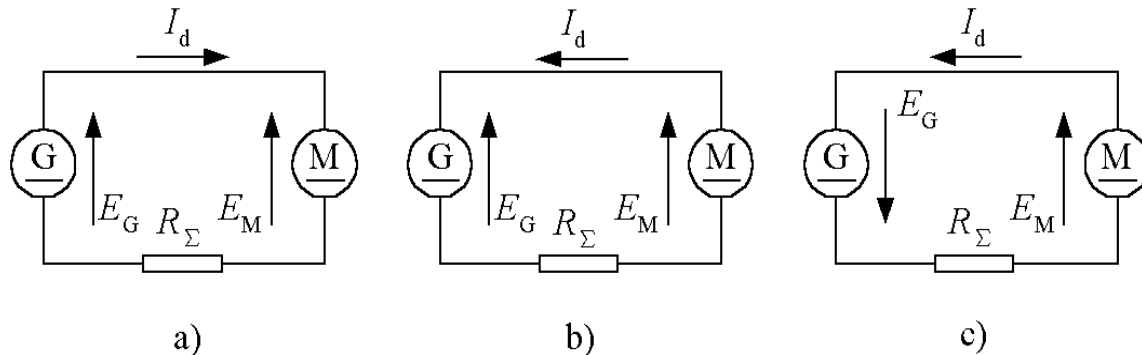


图3-46 直流发电机—电动机之间电能的流转

a) 两电动势同极性 $E_G > E_M$ b) 两电动势同极性 $E_M > E_G$ c) 两电动势反极性，形成短路

■ 直流发电机—电动机系统电能的流转

◆ M作**电动运转**， $E_G > E_M$ ，电流 I_d 从G流向M，电能由G流向M，转变为**M**轴上输出的机械能。

◆ **回馈制动**状态中，M作发电运转， $E_M > E_G$ ，电流反向，从M流向G，**M**轴上输入的机械能转变为电能反送给G。

◆ 两电动势**顺向串联**，向电阻R供电，G和M均输出功率，由于R一般都很小，实际上形成短路，在工作中必须严防这类事故发生。

◆ 两个电动势**同极性相接**时，电流总是从电动势高的流向电动势低的，由于回路电阻很小，即使很小的电动势差值也能产生大的电流，使两个电动势之间交换很大的功率，这对分析有源逆变电路是十分有用的。



3.7.1 逆变的概念

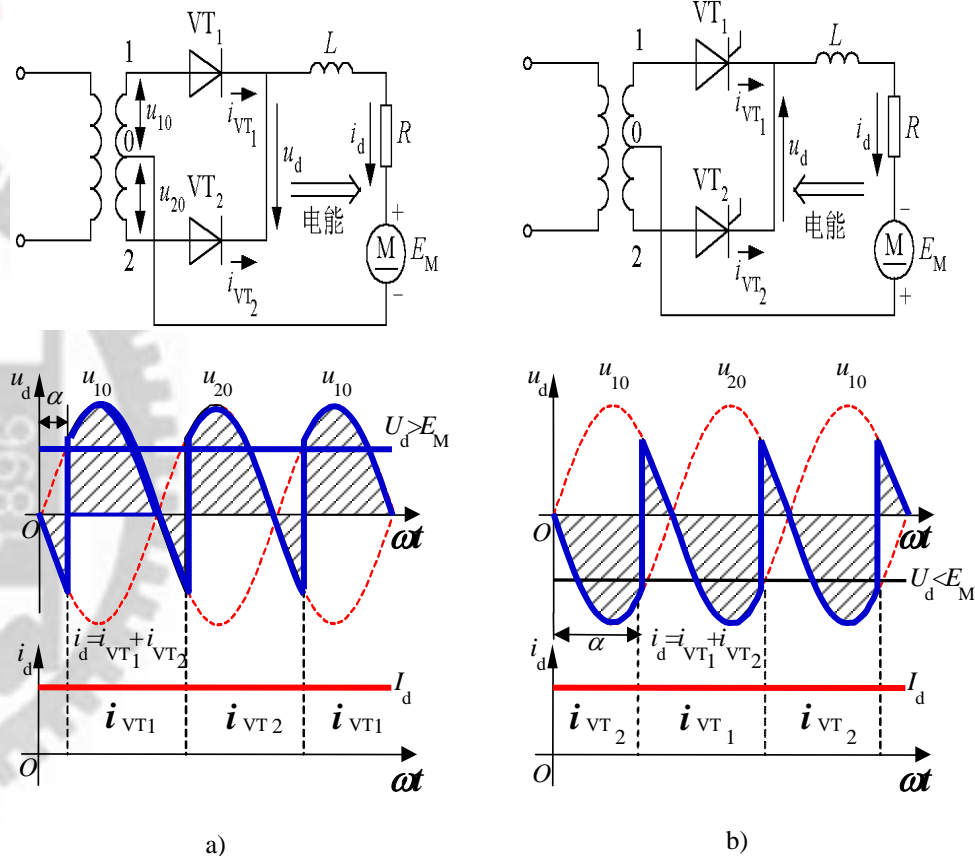


图3-47 单相全波电路的整流和逆变

■ 逆变产生的条件

◆ 以单相全波电路代替上述发电机来分析

👉 电动机M作电动机运行，全波电路应工作在整流状态， α 的范围在 $0 \sim \pi/2$ 间，直流侧输出 U_d 为正值，并且 $U_d > E_M$ ，交流电网输出功率，电动机则输入电功率。

👉 电动机M作发电回馈制动运行，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，而M轴上输入的机械能转变为电能反送给G，只能改变 E_M 的极性，为了避免两电动势顺向串联， U_d 的极性也必须反过来，故 α 的范围在 $\pi/2 \sim \pi$ ，且 $|E_M| > |U_d|$ 。



3.7.1 逆变的概念

◆ 产生逆变的条件

- 👉 要有**直流电动势**，其极性须和晶闸管的导通方向一致，其值应大于变流器直流侧的平均电压。
- 👉 要求晶闸管的控制角 $\alpha > \pi/2$ ，使 U_d 为负值。
- 👉 两者必须同时具备才能实现有源逆变。

◆ **半控桥或有续流二极管的电路**，因其整流电压 u_d 不能出现负值，也不允许直流侧出现负极性的电动势，故不能实现有源逆变，欲实现有源逆变，只能采用**全控电路**。



3.7.2 三相桥整流电路的有源逆变工作状态

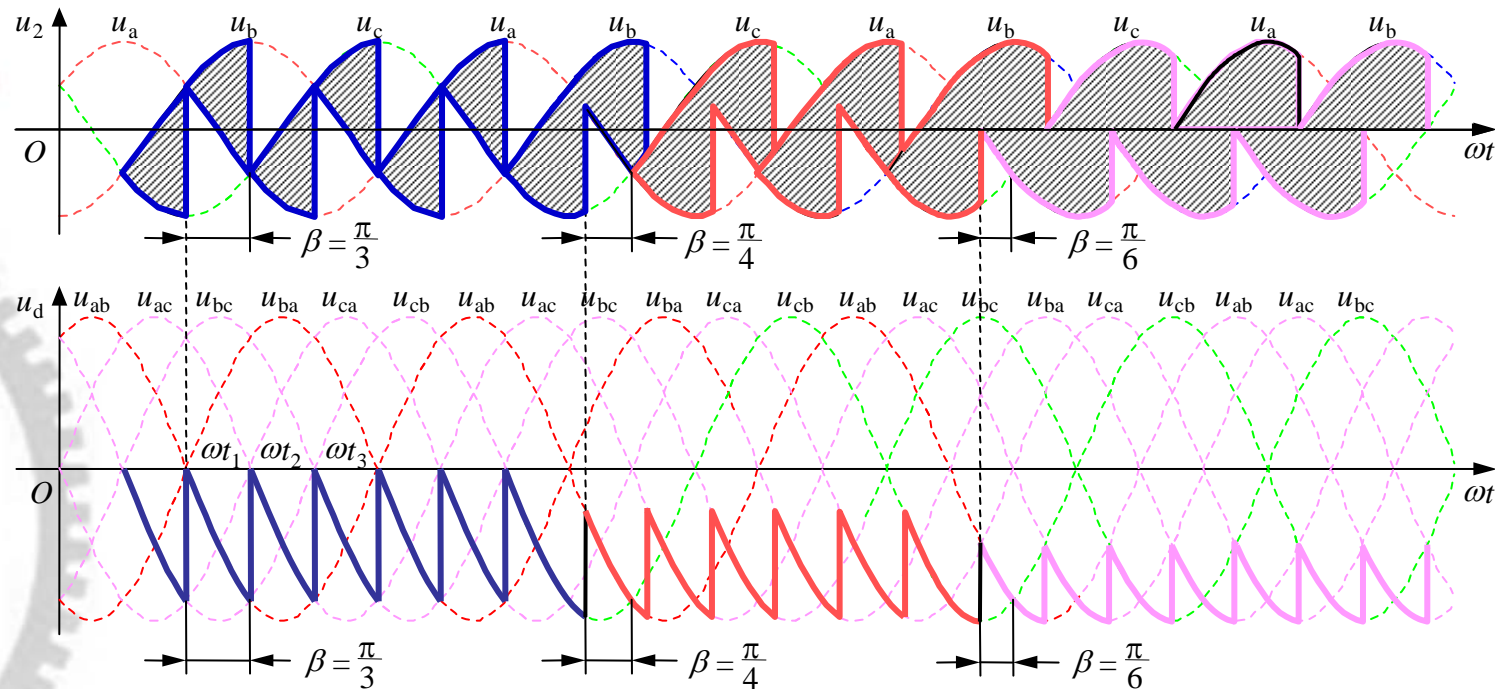


图3-48 三相桥式整流电路工作于有源逆变状态时的电压波形

■ 逆变角

◆ 通常把 $\alpha > \pi/2$ 时的控制角用 $\pi - \alpha = \beta$ 表示， β 称为**逆变角**。

◆ β 的大小自 $\beta=0$ 的起始点向**左方**计量。

◆ 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3-48所示。



3.7.2 三相桥整流电路的有源逆变工作状态

■基本的数量关系

◆三相桥式电路的输出电压

$$U_d = -3.34U_2 \cos \beta = -1.35U_2 L \cos \beta \quad (3-105)$$

◆输出直流电流的平均值

$$I_d = \frac{U_d - E_M}{R_\Sigma}$$

◆流过晶闸管的电流有效值

$$I_{VT} = \frac{I_d}{\sqrt{3}} = 0.577I_d \quad (3-106)$$

◆从交流电源送到直流侧负载的有功功率为

$$P_d = R_\Sigma I_d^2 + E_M I_d \quad (3-107)$$

当逆变工作时，由于 E_M 为负值，故 P_d 一般为负值，表示功率由直流电源输送到交流电源。

◆变压器二次侧线电流的有效值

$$I_2 = \sqrt{2} I_{VT} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d = 0.816I_d \quad (3-108)$$



3.7.3 逆变失败与最小逆变角的限制

■ 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，或者使变流器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，形成很大的短路电流，这种情况称为**逆变失败**，或称为**逆变颠覆**。

■ 逆变失败的原因

- ◆ **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。
- ◆ **晶闸管**发生故障，该断时不断，或该通时不通。
- ◆ **交流电源**缺相或突然消失。
- ◆ 换相的**裕量角**不足，引起换相失败。



3.7.3 逆变失败与最小逆变角的限制

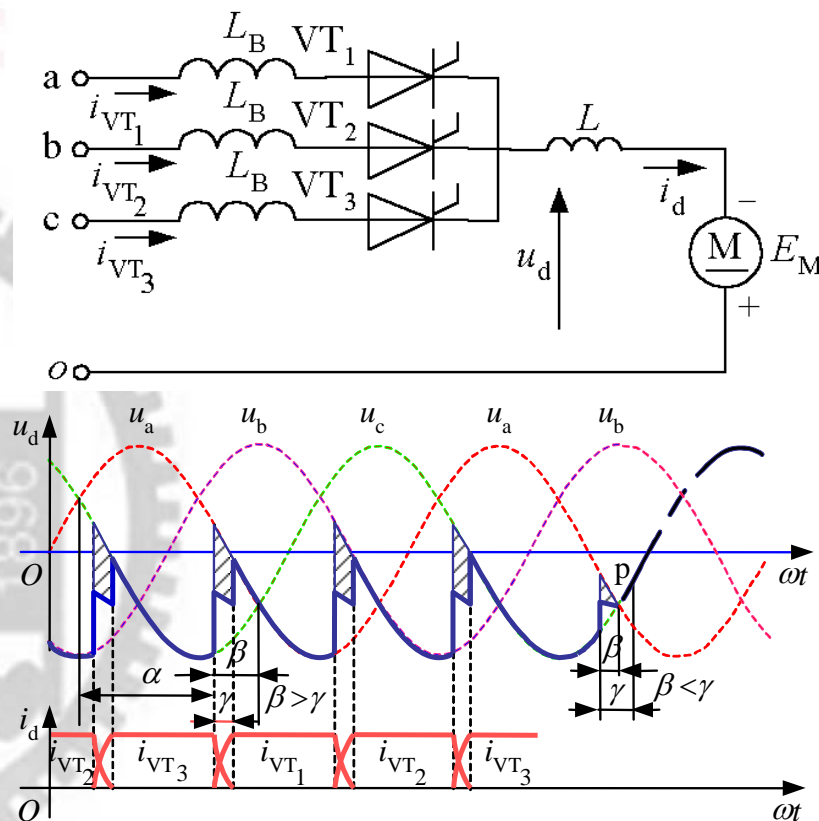


图3-49 交流侧电抗对逆
变换相过程的影响

◆考虑变压器漏抗引起重叠角 对逆变电路换相的影响

以 VT_3 和 VT_1 的换相过程来分析，在 $\beta > \gamma$ 时，经过换相过程后，a相电压 u_a 仍高于c相电压 u_c ，所以换相结束时，能使 VT_3 承受反压而关断。

当 $\beta < \gamma$ 时，换相尚未结束，电路的工作状态到达自然换相点p点之后， u_c 将高于 u_a ，晶闸管 VT_1 承受反压而重新关断，使得应该关断的 VT_3 不能关断却继续导通，且c相电压随着时间的推迟愈来愈高，电动势顺向串联导致逆变失败。

为了防止逆变失败，不仅逆变角 β 不能等于零，而且不能太小，必须限制在某一允许的最小角度内。



3.7.3 逆变失败与最小逆变角的限制

■ 确定最小逆变角 β_{min} 的依据

◆ 逆变时允许采用的最小逆变角 β 应等于

$$\beta_{min} = \delta + \gamma + \theta' \quad (3-109)$$

👉 δ 为晶闸管的关断时间 t_q 折合的电角度,约 $4^\circ \sim 5^\circ$

👉 γ 为换相重叠角,可查阅相关手册,也可根据表3-2计算,即

$$\cos\alpha - \cos(\alpha + \gamma) = \frac{I_d X_B}{\sqrt{2} U_2 \sin \frac{\pi}{m}} \quad (3-110)$$

根据逆变工作时 $\alpha = \pi - \beta$, 并设 $\beta = \gamma$, 上式可改写成

$$\cos\gamma = 1 - \frac{I_d X_B}{\sqrt{2} U_2 \sin \frac{\pi}{m}} \quad (3-111)$$

由此计算出 γ

👉 θ' 为安全裕量角,主要针对脉冲不对称程度(一般可达 5°),约取为 10° 。

◆ 设计逆变电路时,必须保证 $\beta \geq \beta_{min}$,因此常在触发电路中附加一保护环节,保证触发脉冲不进入小于 β_{min} 的区域内。



3.8 相控电路的驱动控制

3.8.1 同步信号为锯齿波的触发电路

3.8.2 集成触发器

3.8.3 触发电路的定相





3.8 相控电路的驱动控制·引言

■ 相控电路

- ◆ 晶闸管可控整流电路，通过控制触发角 α 的大小即控制触发脉冲起始相位来控制输出电压大小。
- ◆ 采用晶闸管相控方式时的交流电力变换电路和交交变频电路（第4章）。

■ 相控电路的驱动控制

- ◆ 为保证相控电路正常工作，很重要的是应保证按触发角 α 的大小在正确的时刻向电路中的晶闸管施加有效的触发脉冲。
 - ◆ 晶闸管相控电路，习惯称为触发电路。
- 大、中功率的变流器广泛应用的是晶体管触发电路，其中以同步信号为锯齿波的触发电路应用最多。

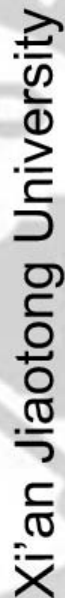
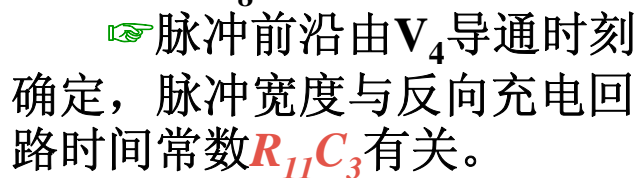


图3-50 同步信号为锯齿波的触发电路





3.8.1 同步信号为锯齿波的触发电路

■ 锯齿波的形成和脉冲移相环节

◆ 锯齿波电压形成的方案较多，如采用自举式电路、恒流源电路等，本电路采用恒流源电路。

◆ 恒流源电路方案由 V_1 、 V_2 、 V_3 和 C_2 等元件组成，其中 V_1 、 VS 、 RP_2 和 R_3 为一恒流源电路

■ 同步环节

◆ 触发电路与主电路的同步是指要求锯齿波的频率与主电路电源的频率相同且相位关系确定。

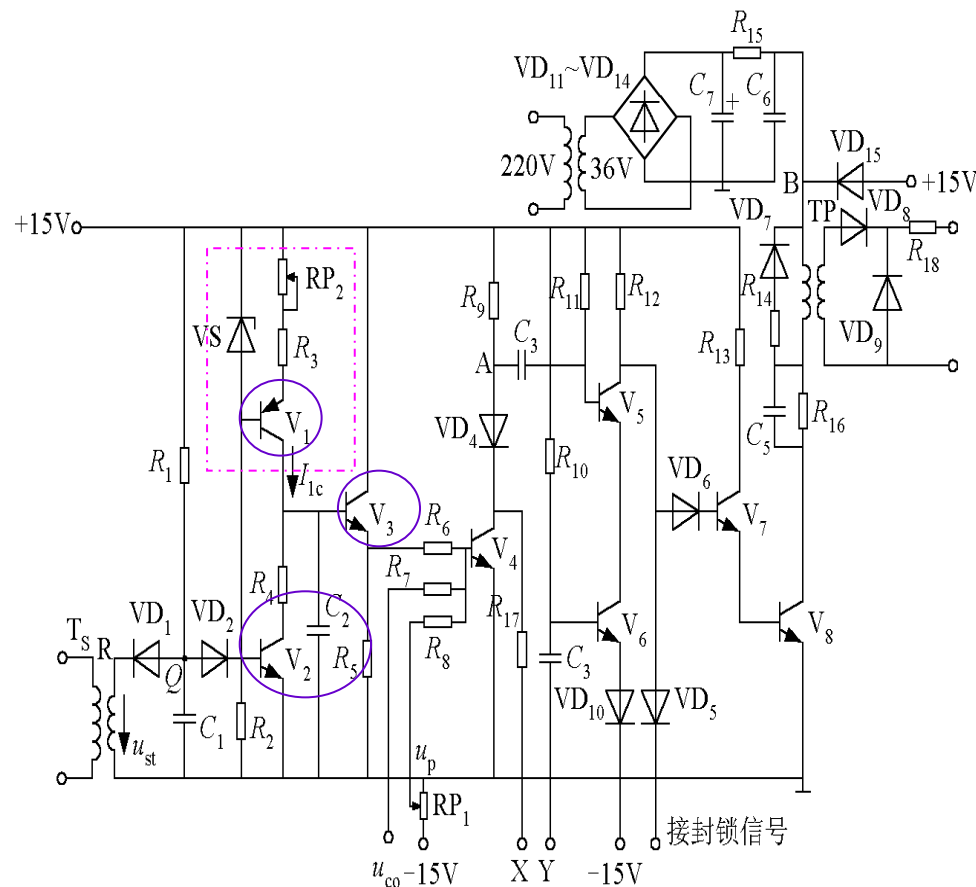


图3-50 同步信号为锯齿波的触发电路



3.8.1 同步信号为锯齿波的触发电路

◆ 锯齿波是由开关 V_2 管来控制的

👉 V_2 开关的频率就是锯齿波的频率——由同步变压器所接的交流电压决定。

👉 V_2 由导通变截止期间产生锯齿波——锯齿波起点基本就是同步电压由正变负的过零点。

👉 V_2 截止状态持续的时间就是锯齿波的宽度——取决于充电时间常数 R_1C_1 。

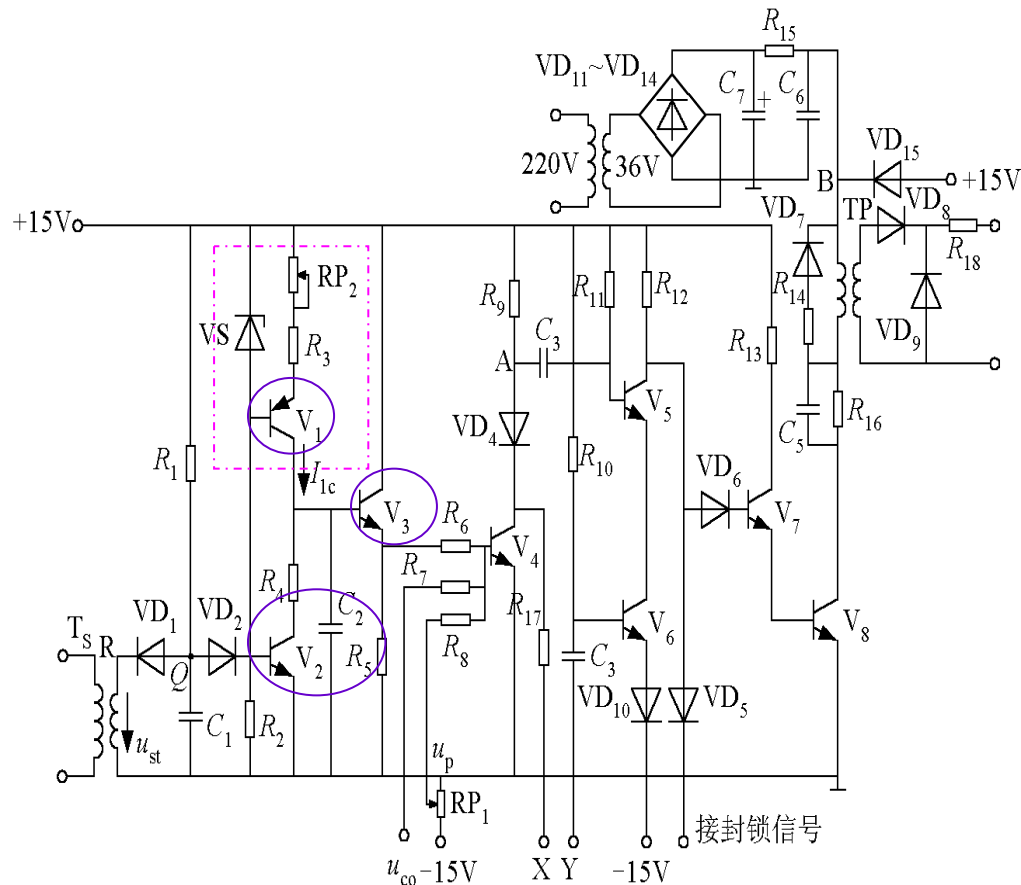


图3-50 同步信号为锯齿波的触发电路



3.8.1 同步信号为锯齿波的触发电路

■ 双窄脉冲形成环节

◆ **内双脉冲电路**：每个触发单元的一个周期内输出两个间隔 60° 的脉冲的电路。

◆ V_5 、 V_6 构成一个“或”门

👉 当 V_5 、 V_6 都导通时， V_7 、 V_8 都截止，没有脉冲输出。

👉 只要 V_5 、 V_6 有一个截止，都会使 V_7 、 V_8 导通，有脉冲输出。

👉 第一个脉冲由本相触发单元的 u_{co} 对应的控制角 α 产生。隔 60° 的第二个脉冲是由滞后 60° 相位的后一相触发单元产生（通过 V_6 ）。

◆ 在三相桥式全控整流电路中，器件的导通次序为 VT_1 - VT_2 - VT_3 - VT_4 - VT_5 - VT_6 ，彼此间隔 60° ，相邻器件**成双接通**，所以某个器件导通的同时，触发单元需要给前一个导通的器件补送一个脉冲。



3.8.2 集成触发器

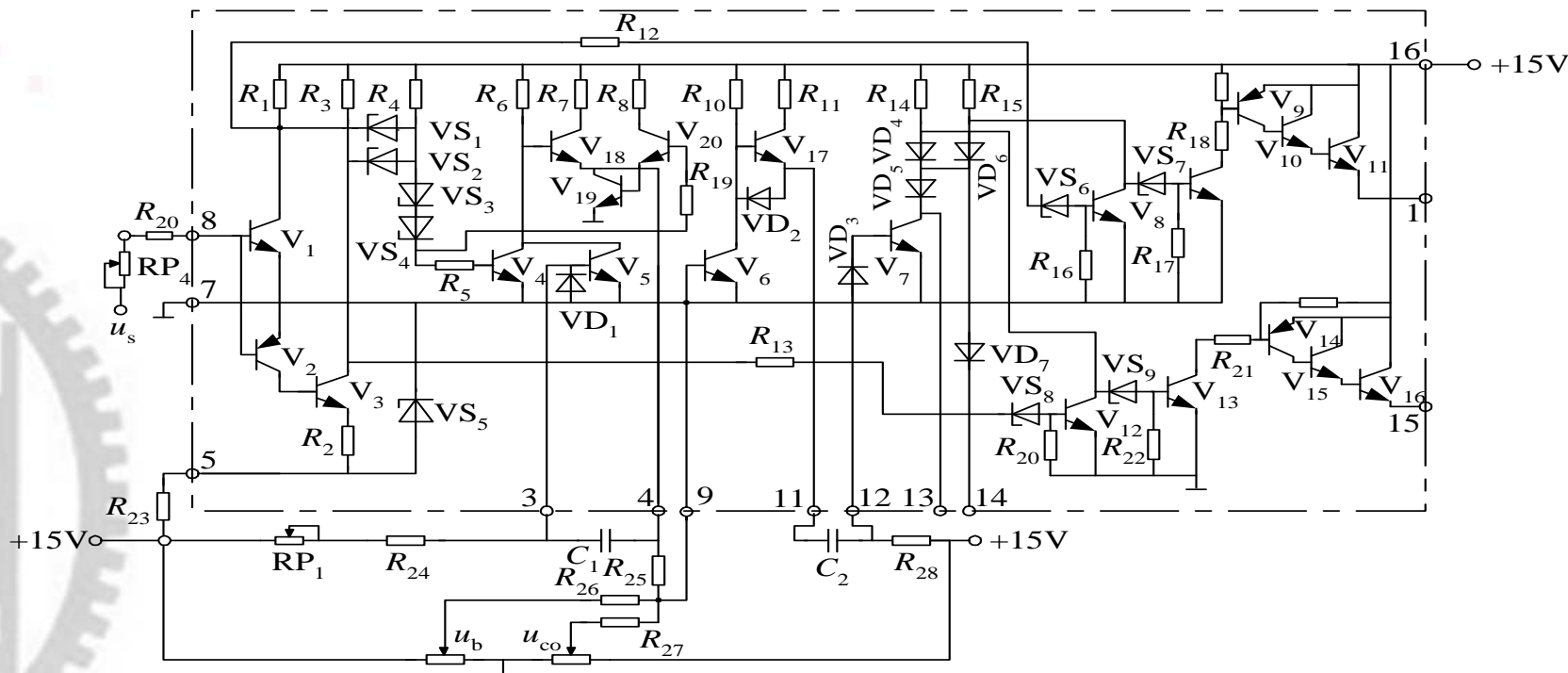


图3-52 KJ004电路原理图

■ **集成电路**可靠性高，技术性能好，体积小，功耗低，调试方便，已逐步取代**分立式电路**。

■ KJ004

◆ 与分立元件的锯齿波移相触发电路相似,分为**同步**、**锯齿波形成**、**移相**、**脉冲形成**、**脉冲分选**及**脉冲放大**几个环节。



3.8.2 集成触发器

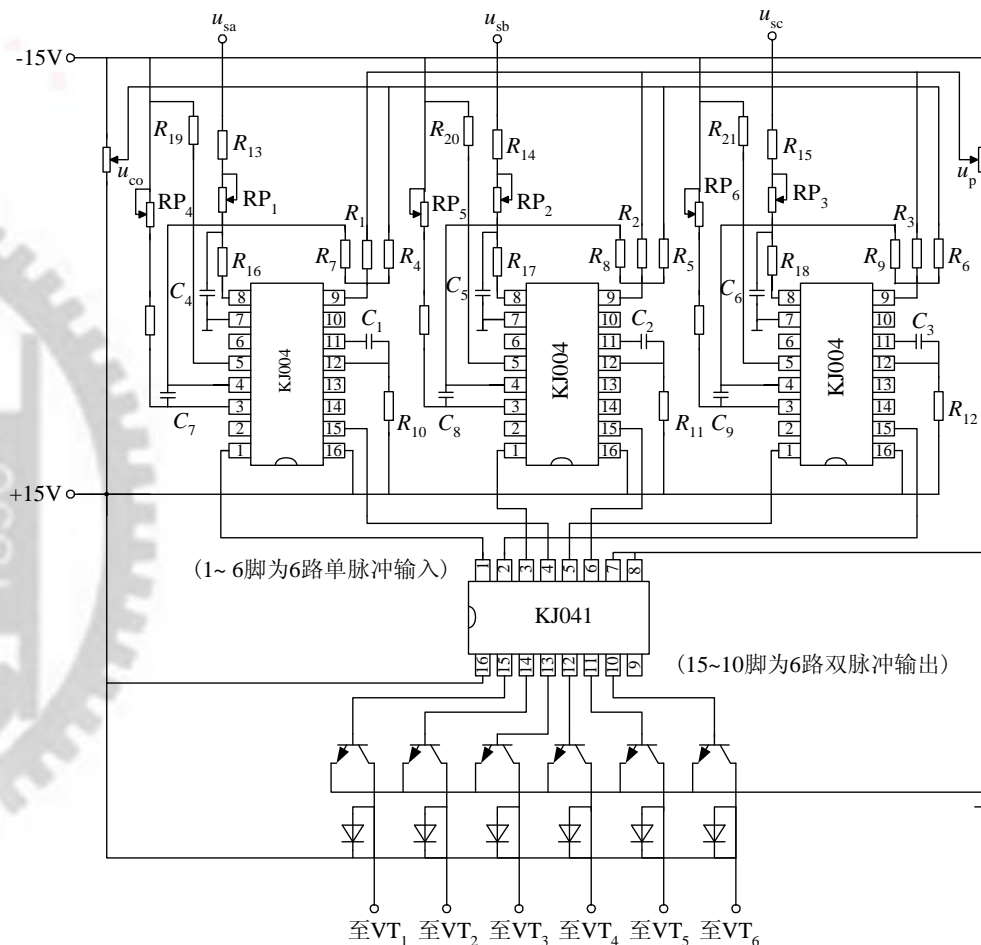


图3-53 三相全控桥整流电路的集成触发电路

■ 完整的三相全控桥触发电路

◆ 3个KJ004集成块和1个KJ041集成块，可形成六路双脉冲，再由六个晶体管进行脉冲放大即可。

◆ KJ041内部是由12个二极管构成的6个或门，其作用是将6路单脉冲输入转换为6路双脉冲输出。

■ 模拟触发电路与数字触发电路

◆ 模拟触发电路的优点是结构简单、可靠；缺点是易受电网电压影响，触发脉冲不对称度较高，可达 $3^{\circ}\sim 4^{\circ}$ ，精度低。

◆ 数字触发电路的脉冲对称度很好，如基于8位单片机的数字触发器精度可达 $0.7^{\circ}\sim 1.5^{\circ}$ 。



3.8.3 触发电路的定相

- 触发电路的定相：触发电路应保证每个晶闸管触发脉冲与施加于晶闸管的交流电压保持固定、正确的相位关系。
- 触发电路的定相
 - ◆ 利用一个同步变压器保证触发电路和主电路频率一致。
 - ◆ 接下来的问题是触发电路的定相，即选择同步电压信号的相位，以保证触发脉冲相位正确，关键是确定同步信号与晶闸管阳极电压的关系。



3.8.3 触发电路的定相

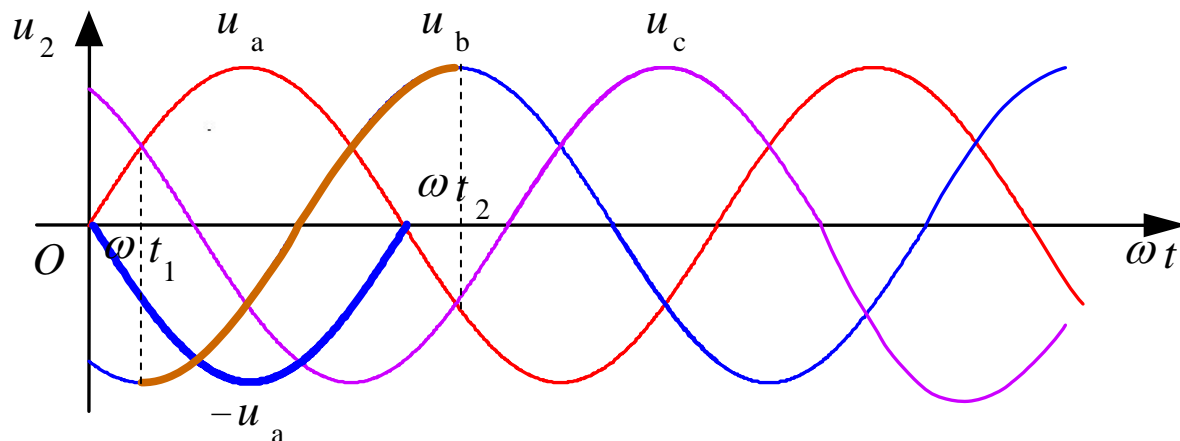


图3-54 三相全控桥中同步电压与主电路电压关系示意图

◆ 分析三相全控桥

- 👉 VT_1 所接主电路电压为 $+u_a$, VT_1 的触发脉冲从 0° 至 180° 的范围为 $\omega t_1 \sim \omega t_2$ 。
- 👉 锯齿波的上升段为 240° , 上升段起始的 30° 和终了的 30° 线性度不好, 舍去不用, 使用中间的 180° , 锯齿波的中点与同步信号的 300° 位置对应。
- 👉 将 $\alpha = 90^\circ$ 确定为锯齿波的中点, 锯齿波向前向后各有 90° 的移相范围。于是 $\alpha = 90^\circ$ 与同步电压的 300° 对应, 也就是 $\alpha = 0^\circ$ 与同步电压的 210° 对应。
- 👉 $\alpha = 0^\circ$ 对应于 u_a 的 30° 的位置, 则同步信号的 180° 与 u_a 的 0° 对应, 说明 VT_1 的同步电压应滞后于 u_a 180° 。
- 👉 对于其他5个晶闸管, 也存在同样的对应关系。



3.8.3 触发电路的定相

◆图3-55给出了变压器接法的一种情况及相应的矢量图，其中主电路整流变压器为**D,y-11**联结，同步变压器为**D,y-11,5**联结，同步电压选取的结果如表3-4所示，为防止电网电压波形畸变对触发电路产生干扰，可对同步电压进行**R-C**滤波，当**R-C**滤波器滞后角为**60°**时，同步电压选取结果如表3-5所示。

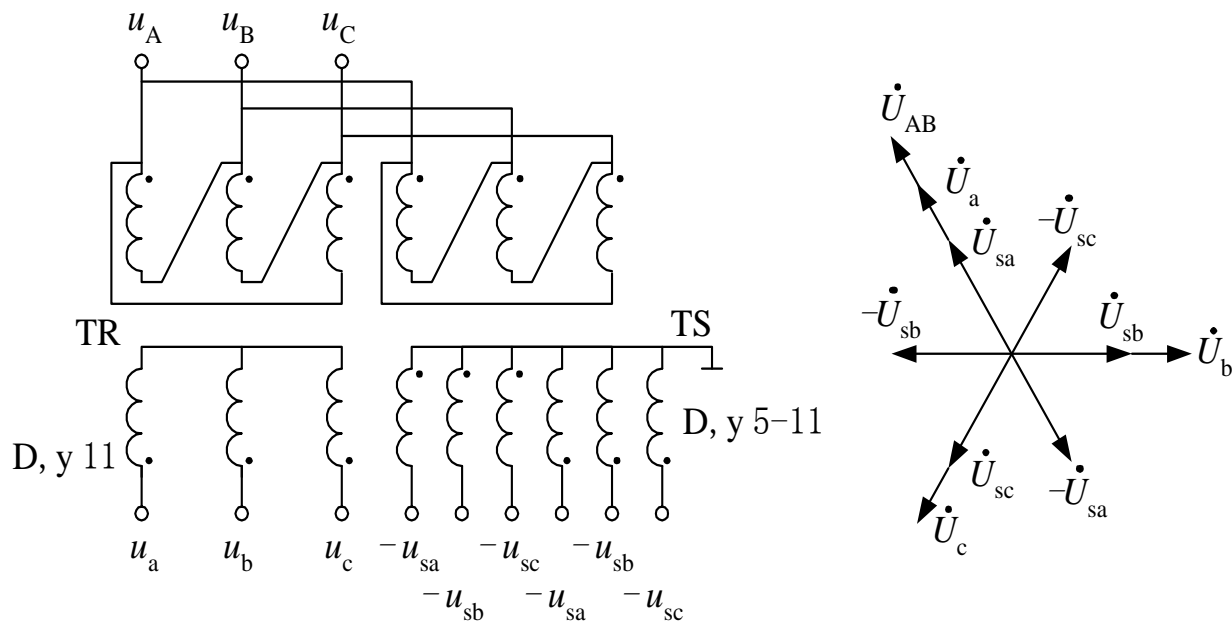


图3-53 同步变压器和整流变压器的接法及矢量图



3.8.3 触发电路的定相

表3-4 三相全控桥各晶闸管的同步电压（采用图3-59变压器接法时）

| 晶闸管 | VT_1 | VT_2 | VT_3 | VT_4 | VT_5 | VT_6 |
|-------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|
| 主电路电压 | $+u_a$ | $-u_c$ | $+u_b$ | $-u_a$ | $+u_c$ | $-u_b$ |
| 同步电压 | $-u_{sa}$ | $+u_{sc}$ | $-u_{sb}$ | $+u_{sa}$ | $-u_{sc}$ | $+u_{sb}$ |

表3-5 三相桥各晶闸管的同步电压（有R-C滤波滞后 60° ）

| 晶闸管 | VT_1 | VT_2 | VT_3 | VT_4 | VT_5 | VT_6 |
|-------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|-----------|
| 主电路电压 | $+u_a$ | $-u_c$ | $+u_b$ | $-u_a$ | $+u_c$ | $-u_b$ |
| 同步电压 | $+u_{sb}$ | $-u_{sa}$ | $+u_{sc}$ | $-u_{sb}$ | $+u_{sa}$ | $-u_{sc}$ |



3.8.3 触发电路的定相

◆例：三相全控桥，电动机负载，要求可逆，整流变压器的接法是D，y-5，采用NPN锯齿波触发器，并附有滞后30°的R-C滤波器，决定晶闸管的同步电压和同步变压器的联结形式。

解：整流变压器接法如图3-56所示

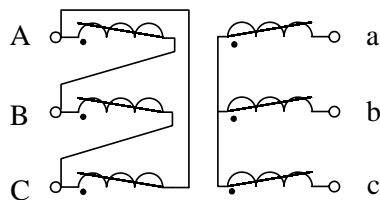


图3-56 整流变压器接法

以a相为例， u_a 的 120° 对应于 $\alpha = 90^\circ$ ，此时 $U_d = 0$ ，处于整流和逆变的临界点。该点与锯齿波的中点重合，即对应于同步信号的 300° ，所以同步信号滞后 $u_a 180^\circ$ ，又因为R-C滤波已使同步信号滞后 30° ，所以同步信号只要再滞后 150° 就可以了。

满足上述关系的同步电压相量图及同步变压器联结形式如下两幅图所示。

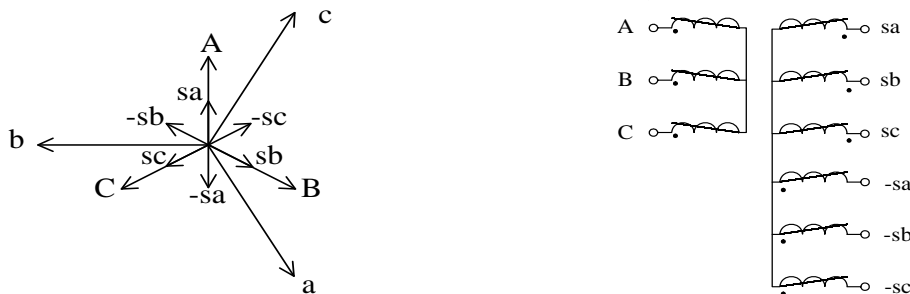


图3-57 同步电压相量图及同步变压器联接图

a 同步电压相量图 b 同步变压器联接图

各晶闸管的同步电压选取如下表：

| 晶闸管 | VT ₁ | VT ₂ | VT ₃ | VT ₄ | VT ₅ | VT ₆ |
|------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|-----------------|
| 同步电压 | $-u_{sb}$ | u_{sa} | $-u_{sc}$ | u_{sb} | $-u_{sa}$ | u_{sc} |



本章小结

- 可控整流电路，重点掌握：电力电子电路作为分段线性电路进行分析的基本思想、单相全控桥式整流电路和三相全控桥式整流电路的原理分析与计算、各种负载对整流电路工作情况的影响。
- 电容滤波的不可控整流电路的工作情况，重点了解其工作特点。
- 与整流电路相关的一些问题，包括：
 - ◆ 变压器漏抗对整流电路的影响，重点建立换相压降、重叠角等概念，并掌握相关的计算，熟悉漏抗对整流电路工作情况的影响。
 - ◆ 整流电路的谐波和功率因数分析，重点掌握谐波的概念、各种整流电路产生谐波情况的定性分析，功率因数分析的特点、各种整流电路的功率因数分析。



本章小结

- 大功率可控整流电路的接线形式及特点，熟悉双反星形可控整流电路的工作情况，建立整流电路多重化的概念。
- 可控整流电路的有源逆变工作状态，重点掌握产生有源逆变的条件、三相可控整流电路有源逆变工作状态的分析计算、逆变失败及最小逆变角的限制等。
- 用于晶闸管的触发电路。重点熟悉锯齿波移相的触发电路的原理，了解集成触发芯片及其组成的三相桥式全控整流电路的触发电路，建立同步的概念，掌握同步电压信号的选取方法。



3.2.2 三相桥式全控整流电路

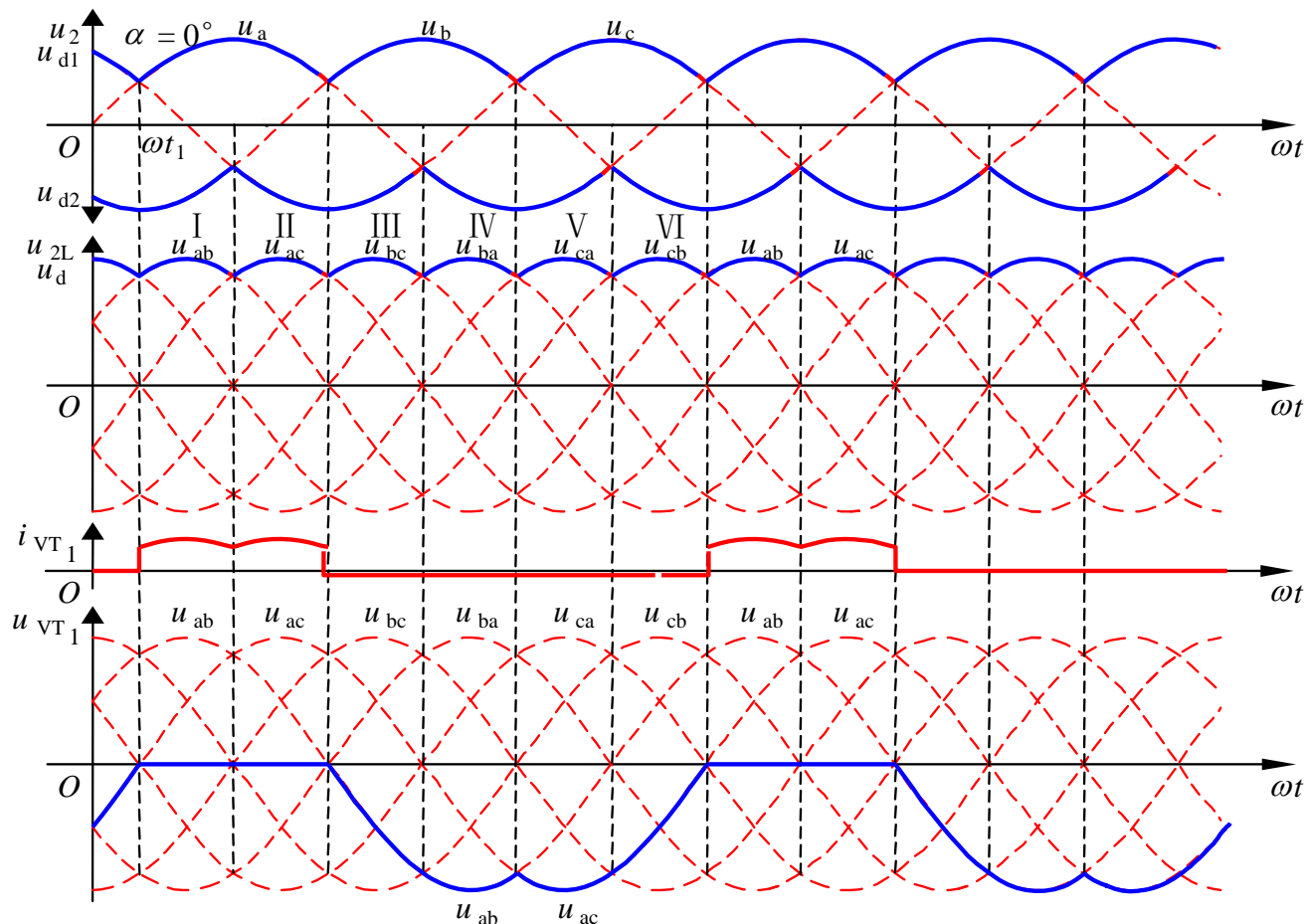


图3-19 三相桥式全控整流电路带电阻负载 $\alpha=0^\circ$ 时的波形



3.2.2 三相桥式全控整流电路

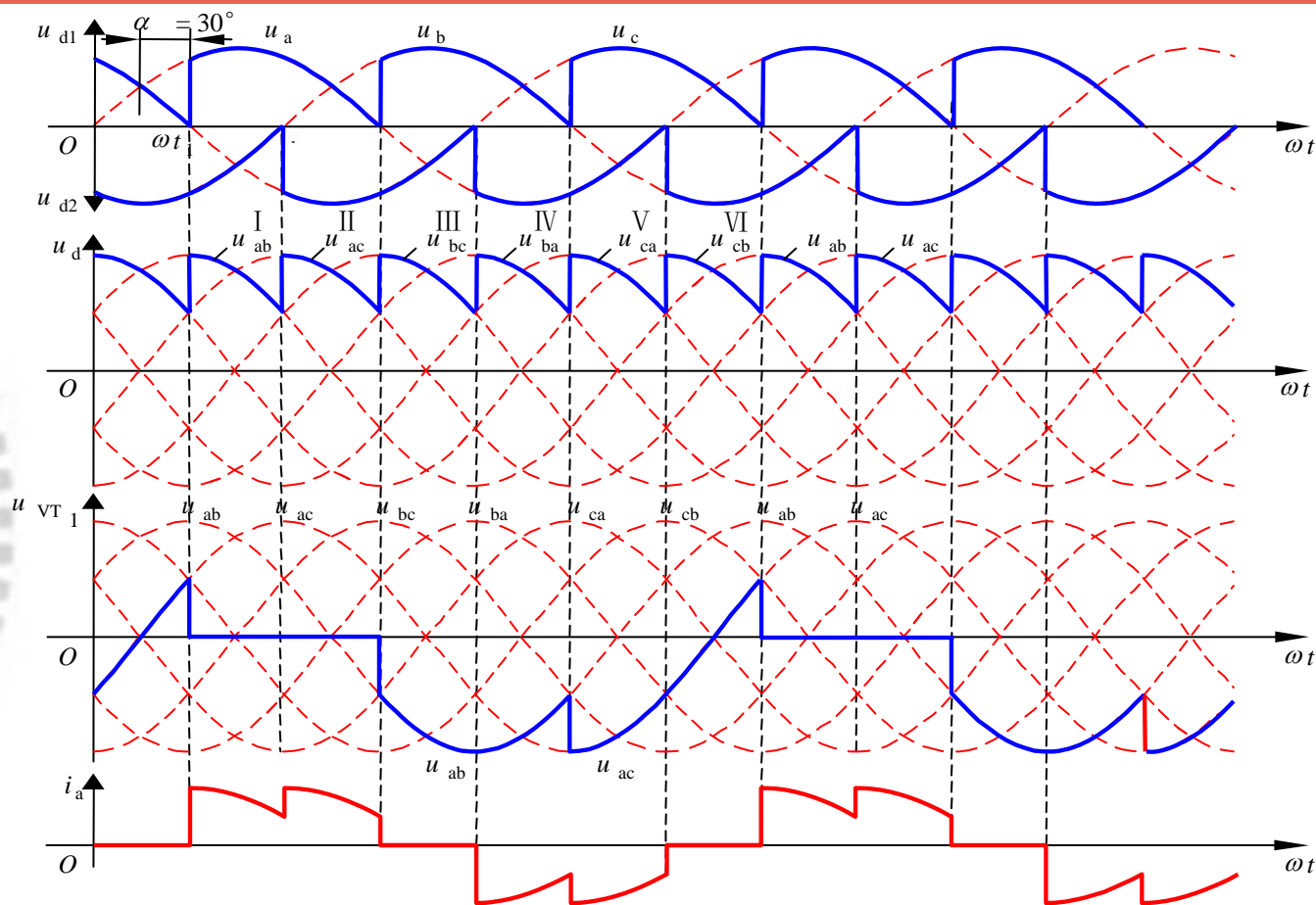


图3-20 三相桥式全控整流电路带电阻负载 $\alpha=30^\circ$ 时的波形



3.2.2 三相桥式全控整流电路

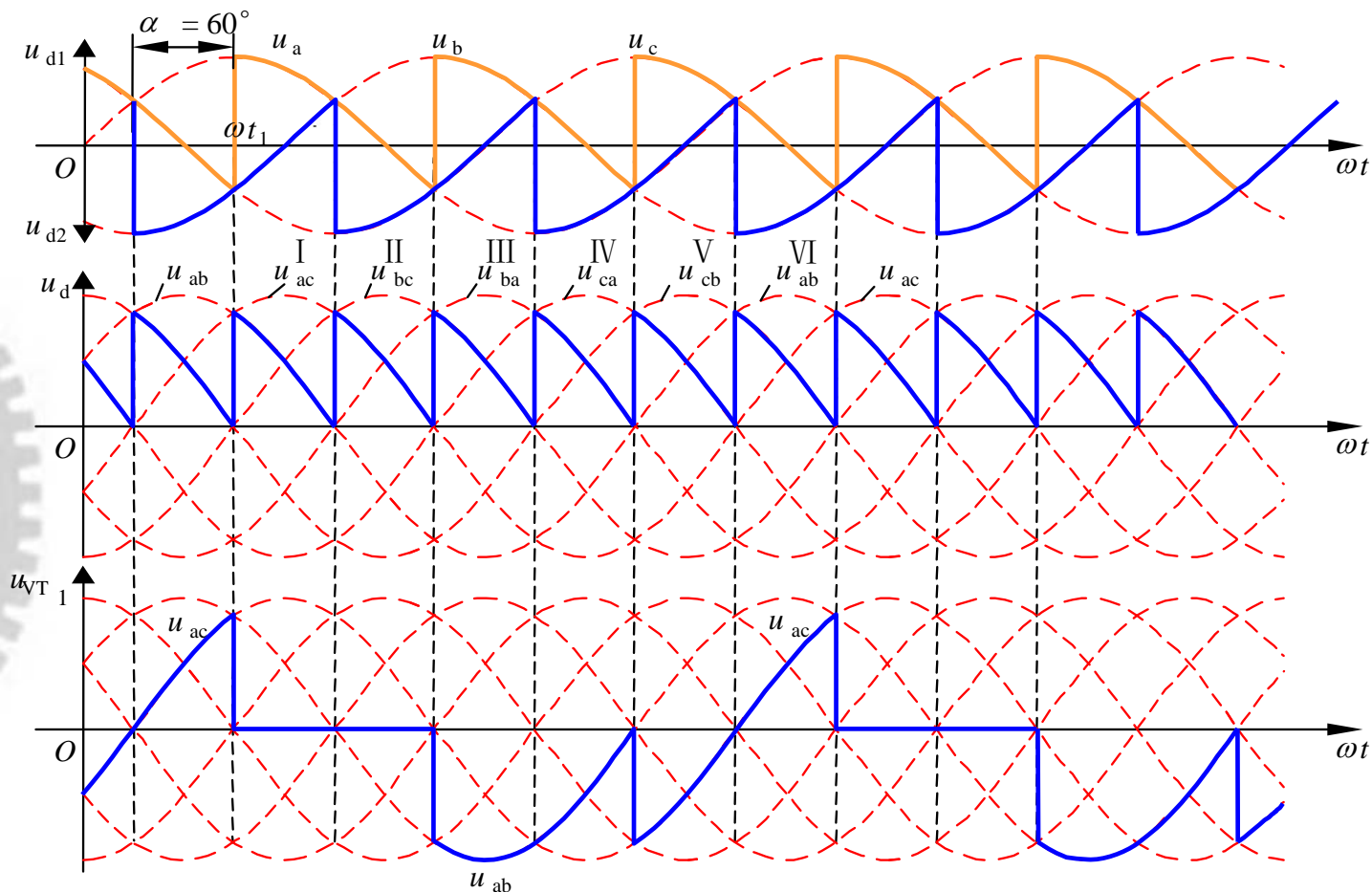


图3-21 三相桥式全控整流电路带电阻负载 $\alpha=60^\circ$ 时的波形



3.2.2 三相桥式全控整流电路

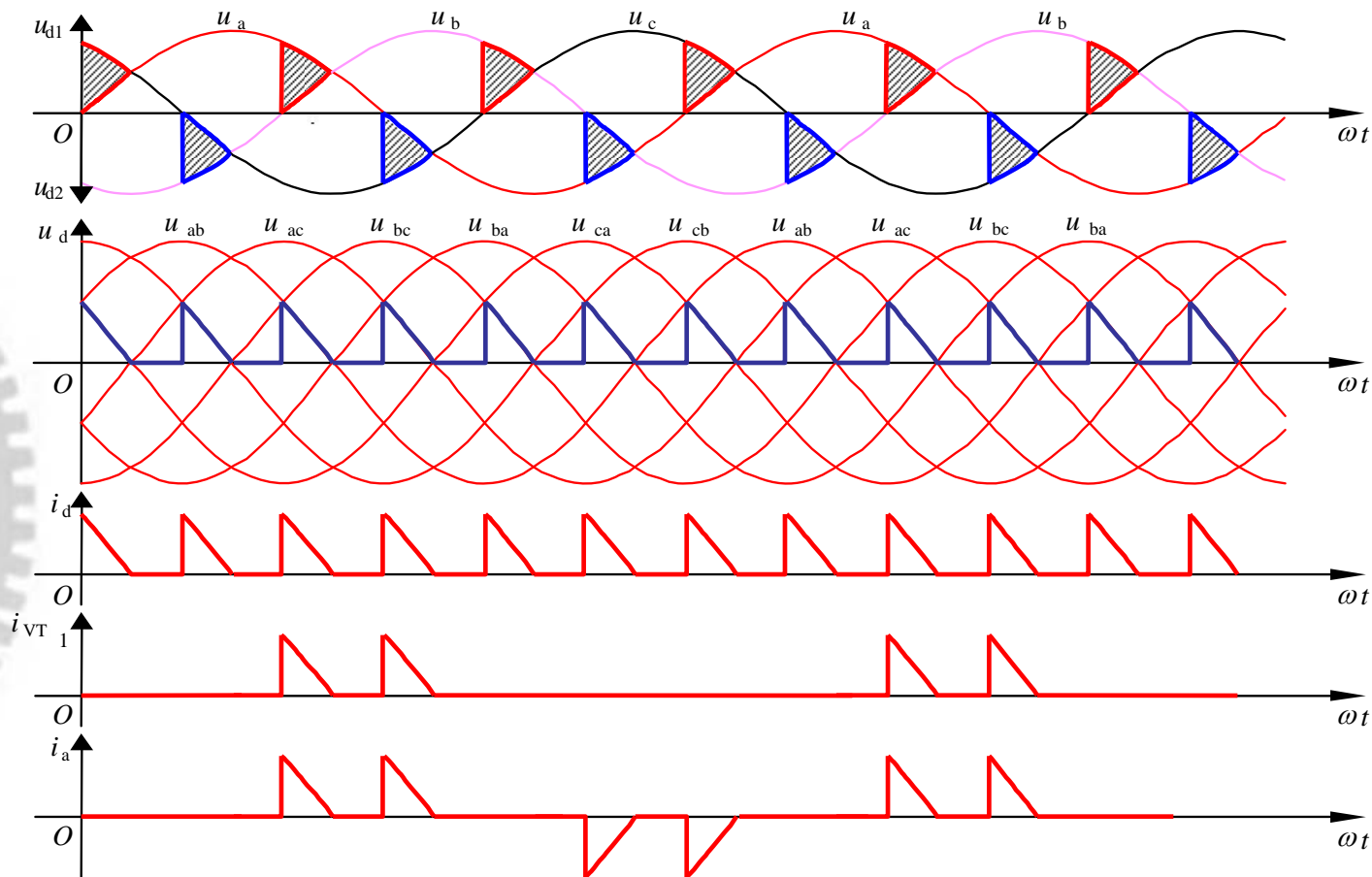


图3-22 三相桥式全控整流电路带电阻负载 $\alpha=90^\circ$ 时的波形



3.2.2 三相桥式全控整流电路

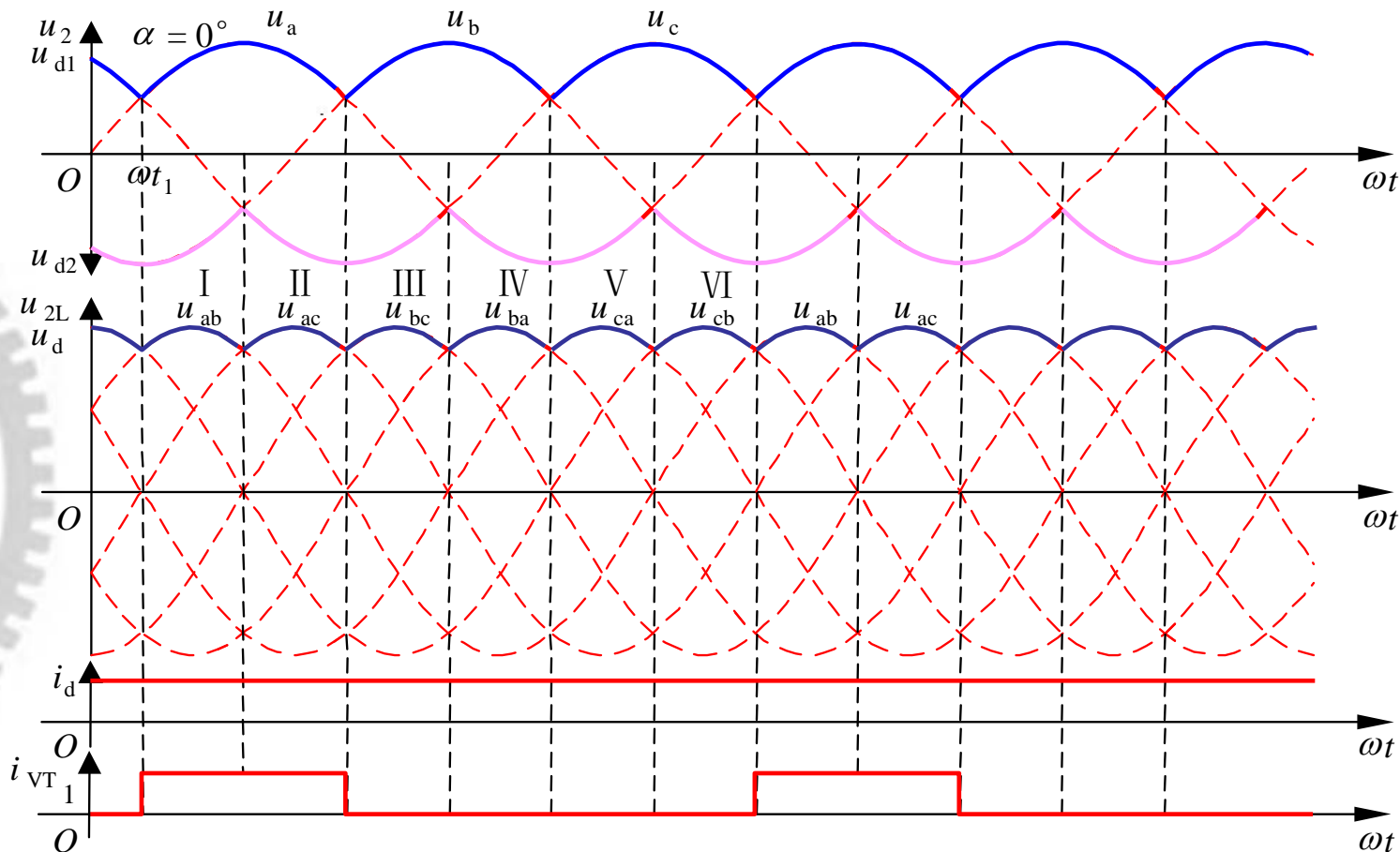


图3-23 三相桥式全控整流电路带阻感负载 $\alpha=0^\circ$ 时的波形



3.2.2 三相桥式全控整流电路

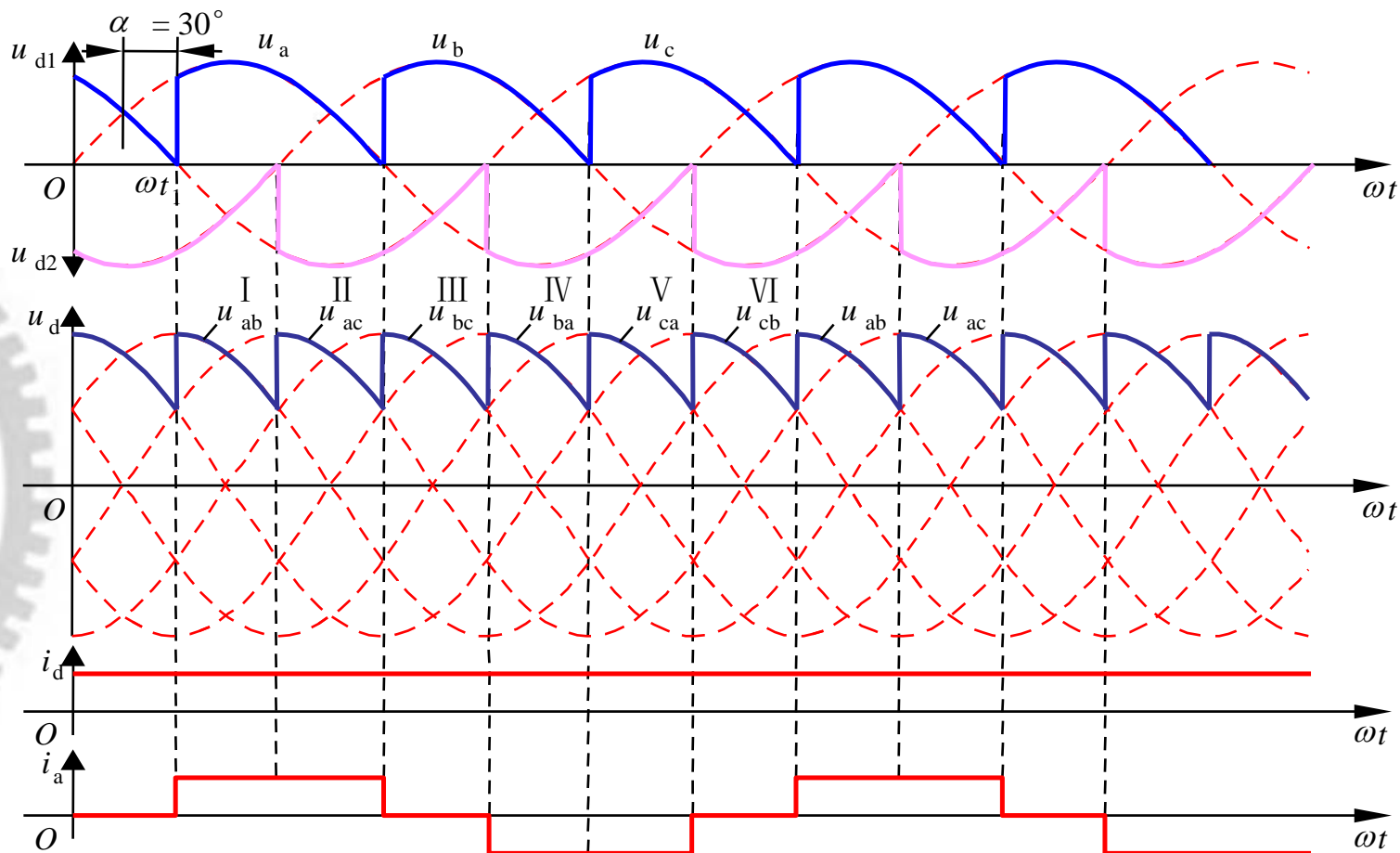


图3-24 三相桥式全控整流电路带阻感负载 $\alpha=30^\circ$ 时的波形



3.2.2 三相桥式全控整流电路

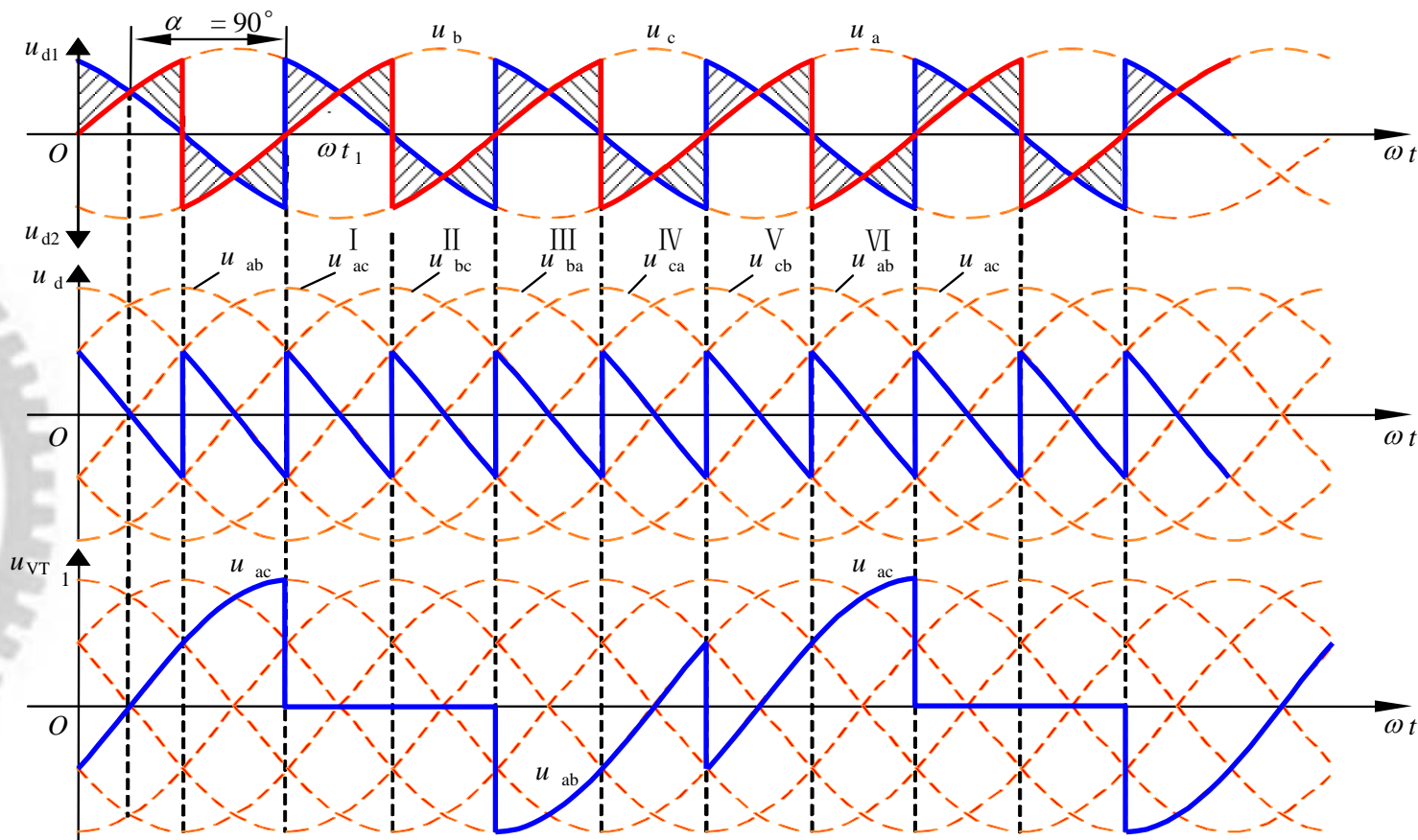


图3-25 三相桥式整流电路带阻感负载， $\alpha=90^\circ$ 时的波形



3.3 变压器漏感对整流电路的影响

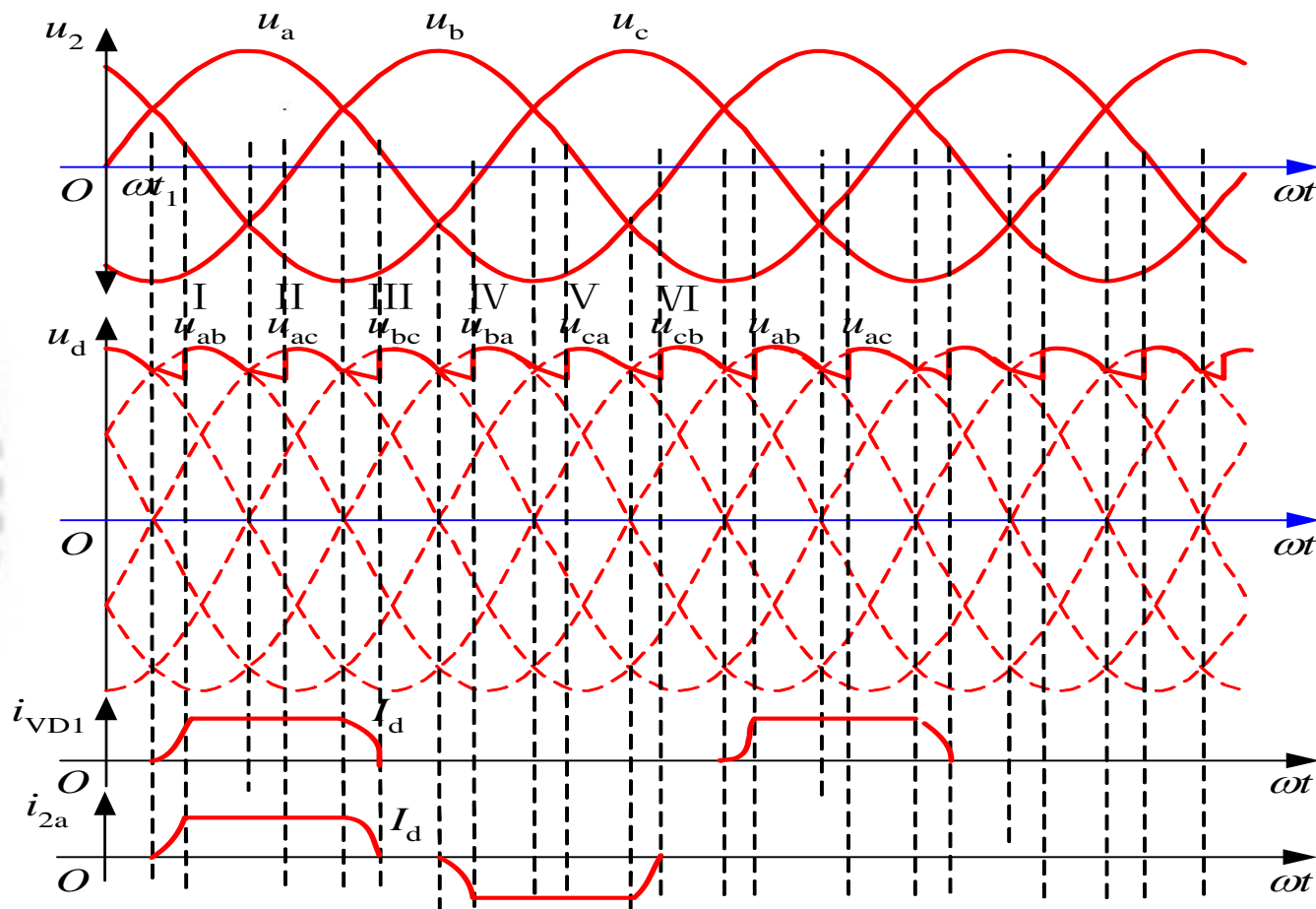


图3-27 u_d 、 i_{VD1} 和 i_{2a} 的波形



3.6.1 带平衡电抗器的双反星形可控整流电路

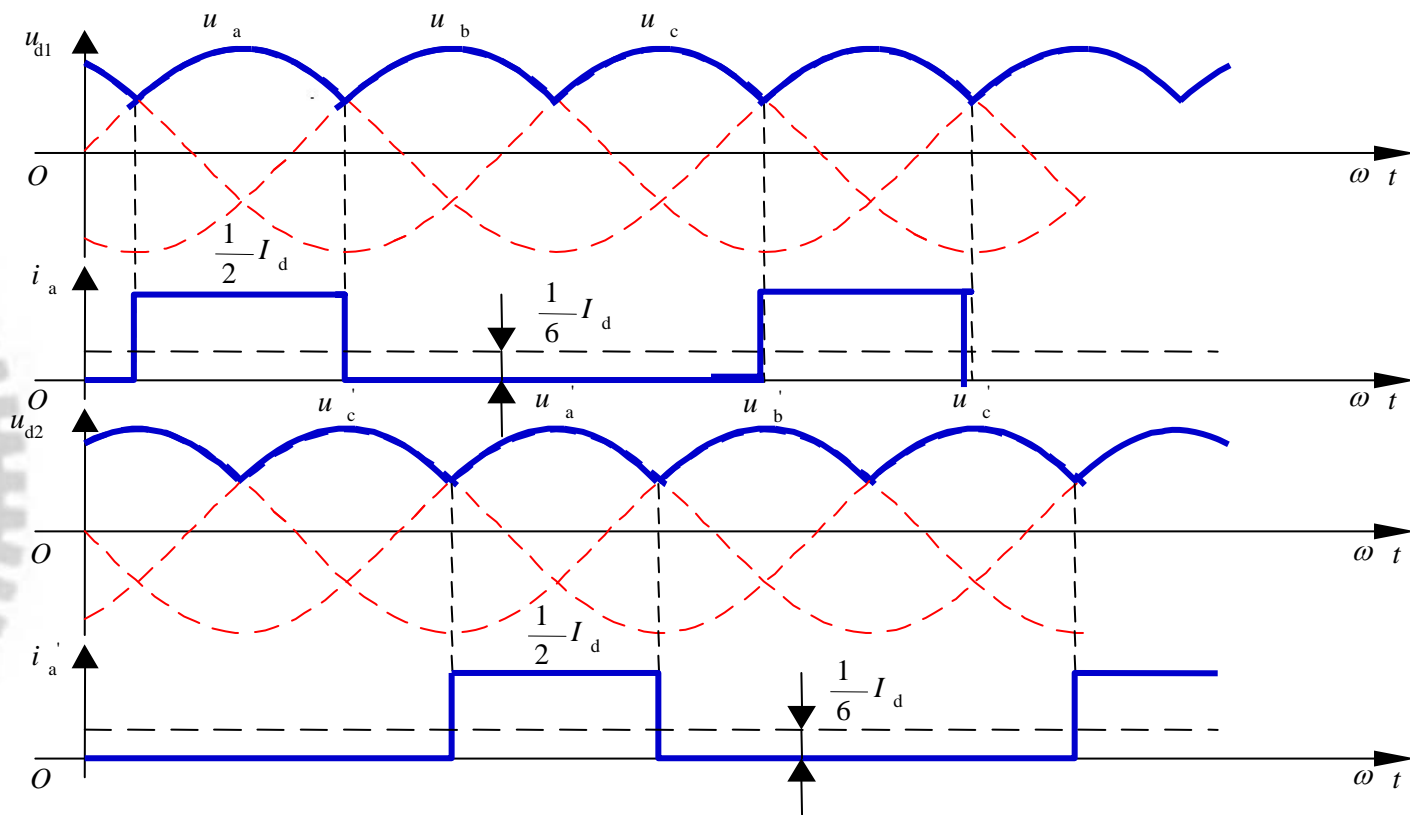


图3-38 双反星形电路， $\alpha=0^\circ$ 时两组整流电压、电流波形