



2.1 晶闸管

2.2 单相相控整流电路

2.3 三相相控整流电路

2.4 带平衡电抗器的双反星形相控整流电路

2.5 变压器漏抗对相控整流电路的影响

2.6 整流电路的有源逆变工作状态





2.1 晶闸管

2.1.1 晶闸管的基本结构与工作原理

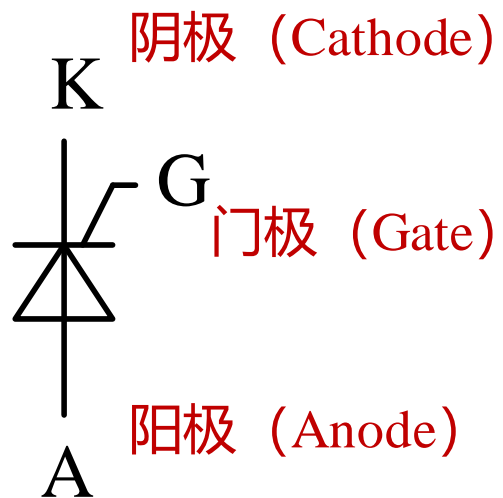
2.1.2 晶闸管的稳态特性

2.1.3 晶闸管的动态特性

2.1.4 晶闸管的主要参数



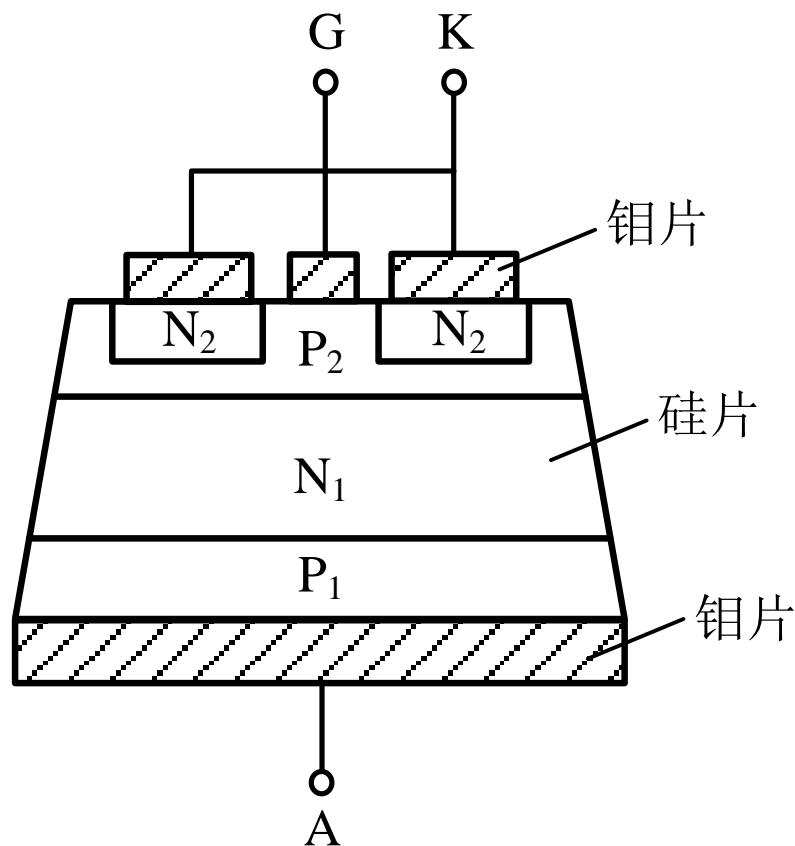
晶闸管的基本结构



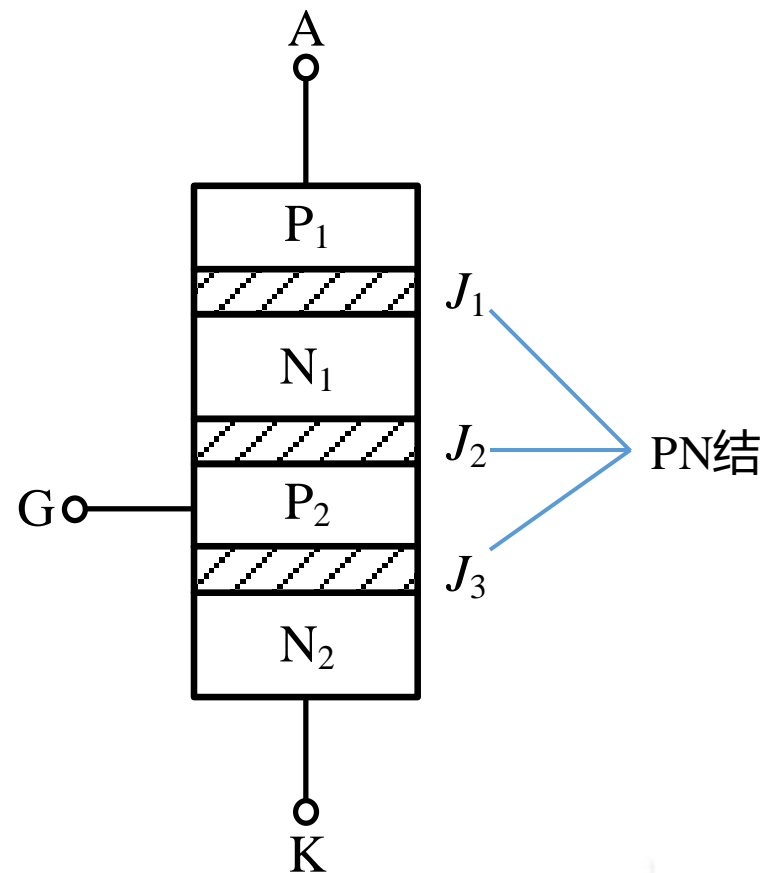
电气符号

- 与功率二极管相比，增加了一个门极（或栅极）。

SCR——Silicon
Controlled Rectifier
又称可控硅。



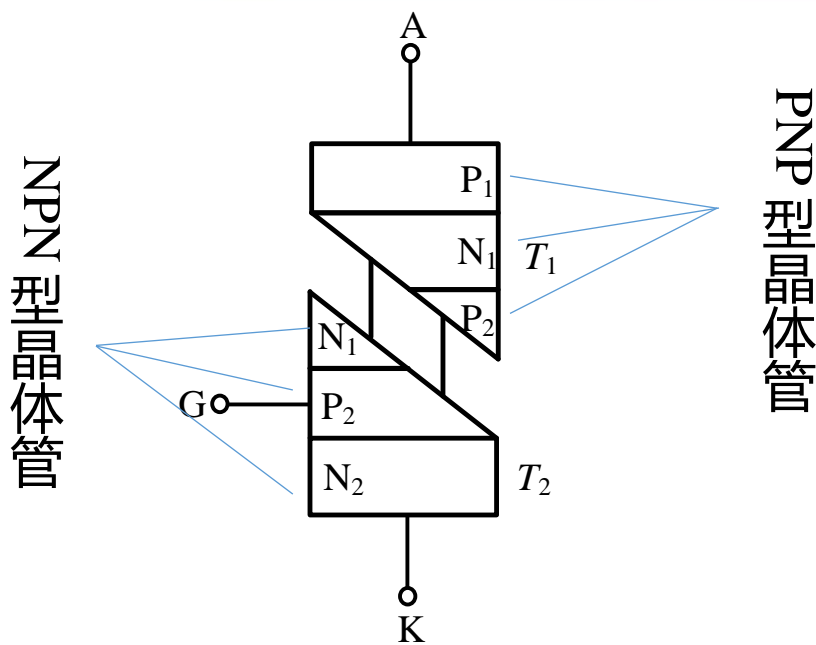
内部管芯结构



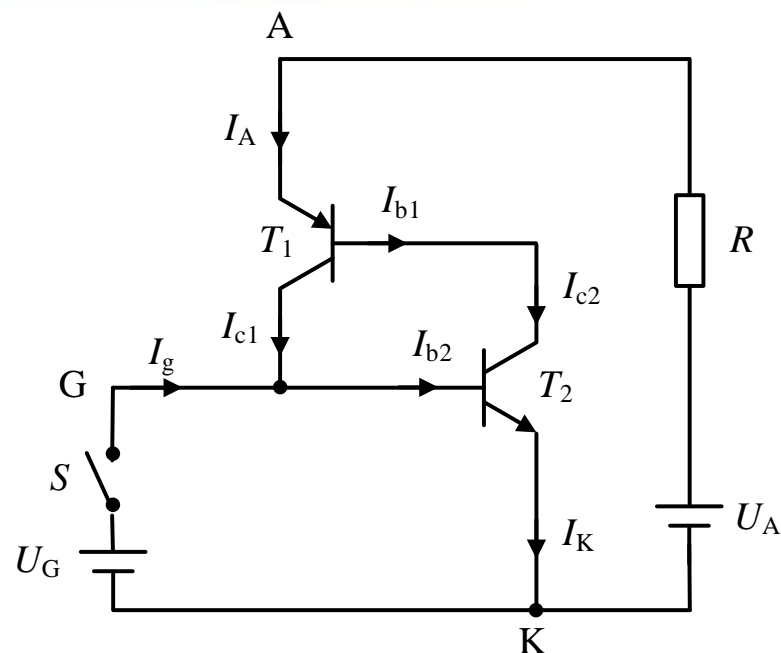
四层半导体结构



晶闸管工作原理



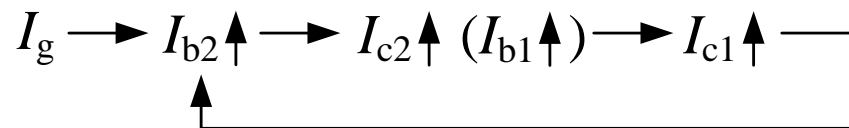
双晶体管模型



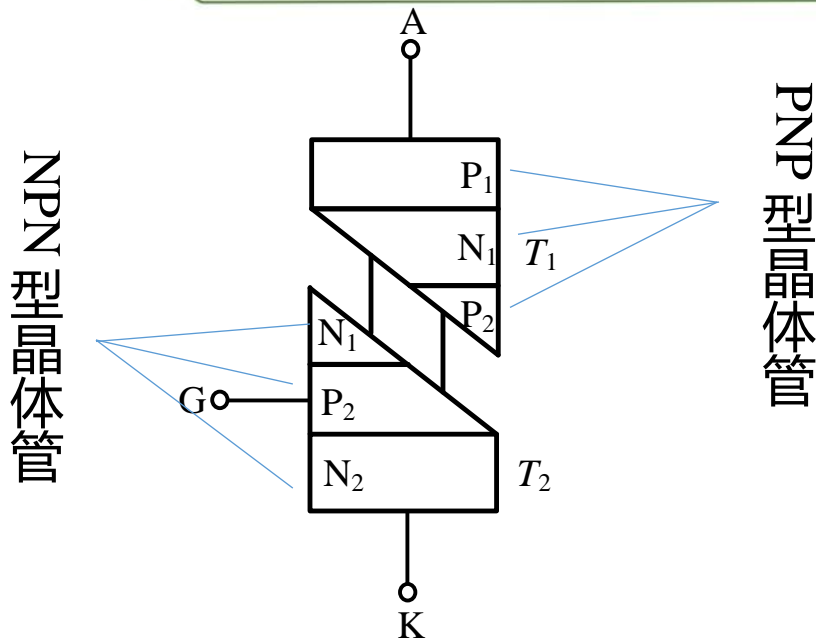
等效电路图

■ 正反馈过程:

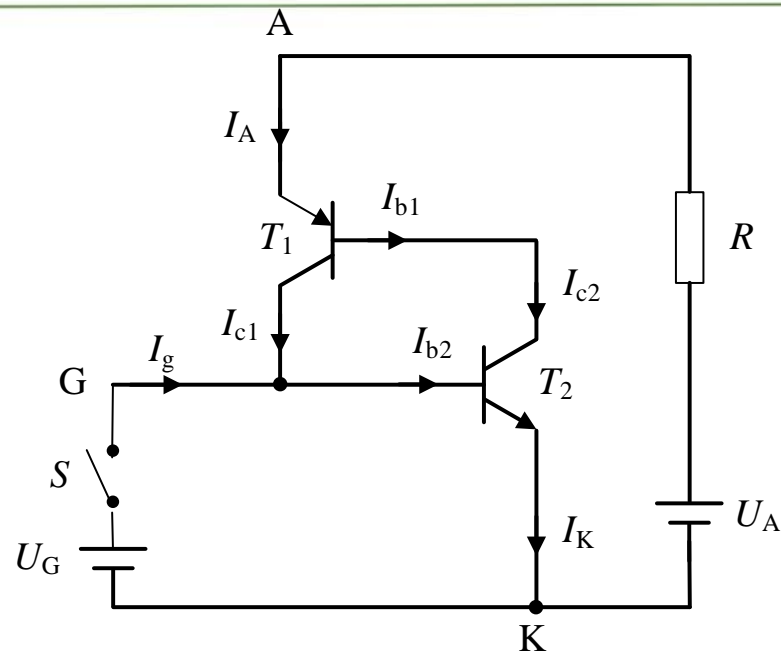
- ① I_g 流入NPN管 T_2 的基极, T_2 导通后, 其放大后的集电极电流 I_{c2} 流出PNP管 T_1 的基极, T_1 导通。
- ② T_1 放大后的集电极电流 I_{c1} 有作为基极电流流入 T_2 的基极。



晶闸管工作原理



双晶体管模型



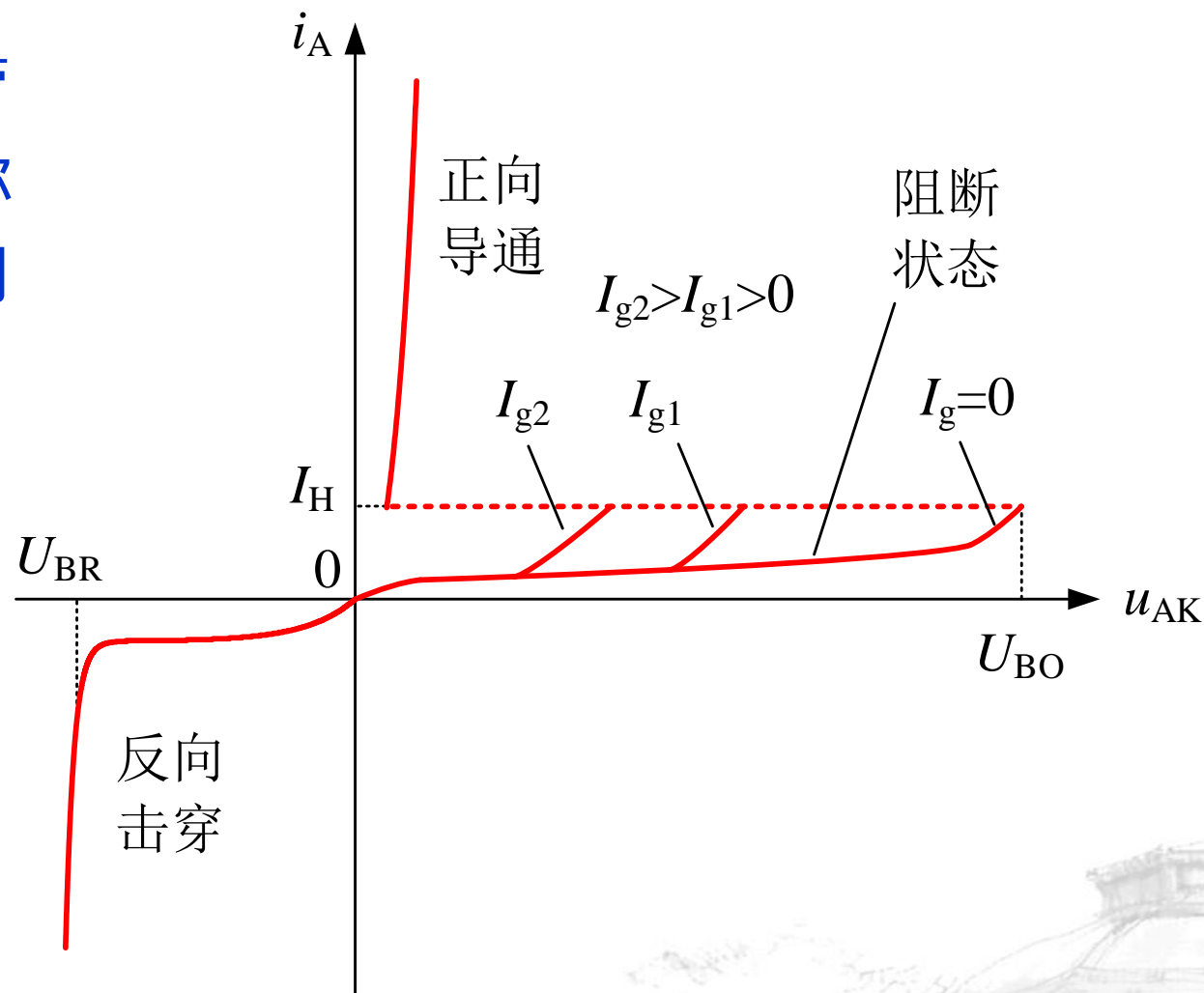
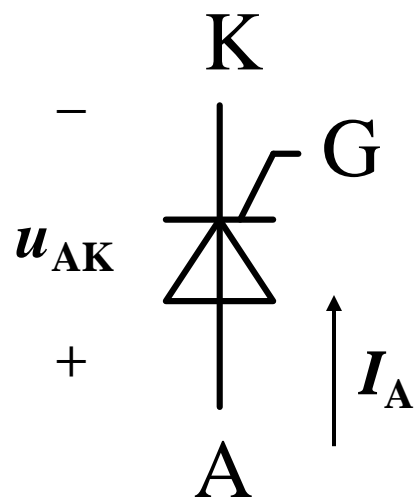
等效电路图

- **导通条件:** $u_{AK} > 0$, $u_{GK} > 0$, 导通也称为触发。
- 一旦导通, 门极失去控制。因此可用脉冲信号进行控制。
- **关断条件:** I_A 减小到维持电流以下。可通过使 u_{AK} 减小到零或加反压实现。
- 晶闸管只能控制开通, 无法控制关断, 因此属于**半控器件**。



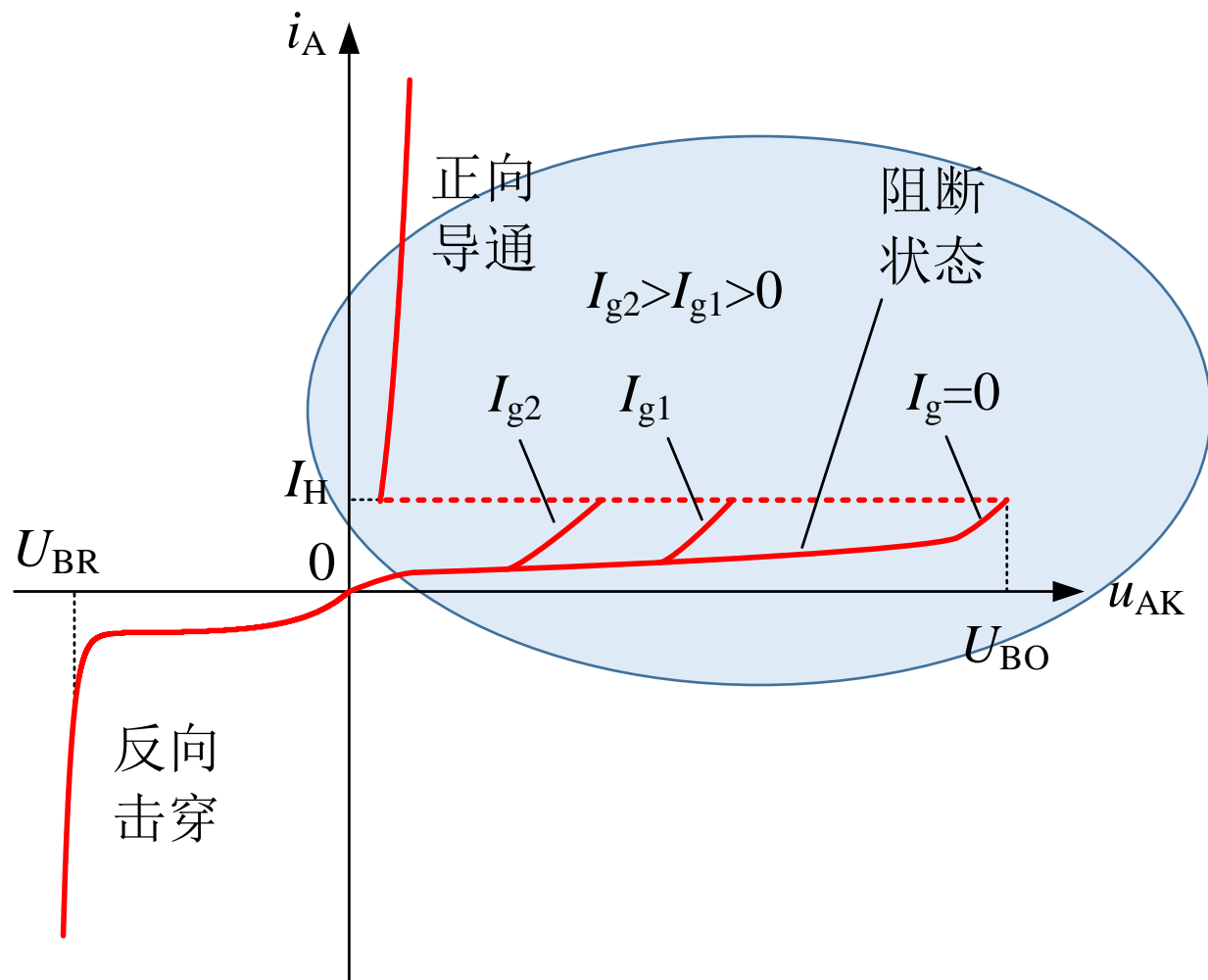
晶闸管稳态特性—伏安特性

晶闸管的**伏安特性**是指晶闸管阳极、阴极间的电压 u_{AK} （简称阳极电压）与阳极电流 I_A 之间的关系。



晶闸管的稳态特性—伏安特性

正向伏安特性

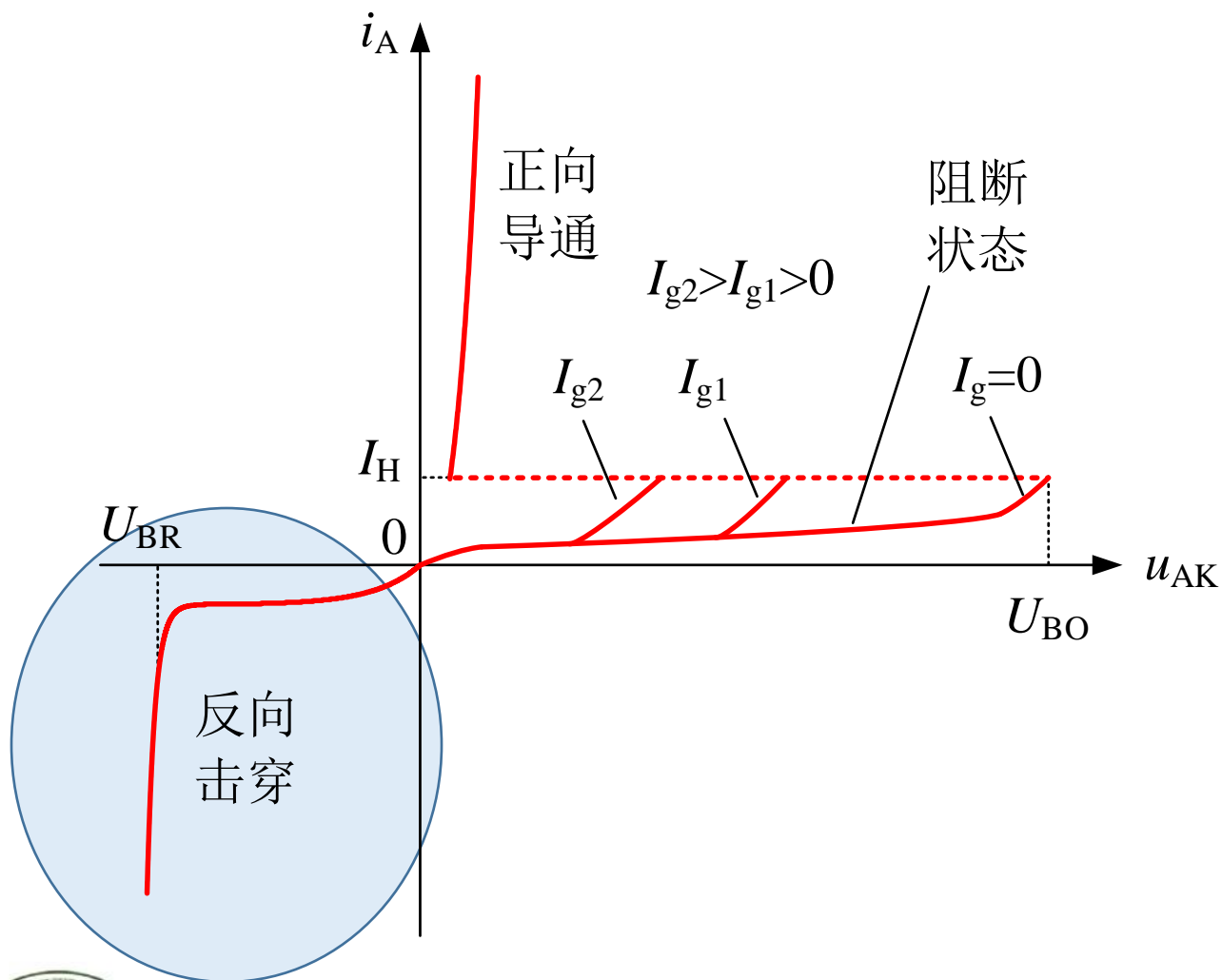


- $I_g=0$ 时，晶闸管只有很小漏电流，处于正向阻断状态。
- 当 u_{AK} 不断增加达到正向转折电压 U_{BO} 时， I_A 急剧增大，造成晶闸管雪崩击穿导通。
- I_g 不为零时，随着 I_g 的增大，正向转折电压下降，导通后管压降很小， I_A 的大小取决于外加电压和负载。
- 减小阳极电压 u_{AK} ， I_A 也不断减小，直到小于维持电流 I_H 后，晶闸管会关断。



晶闸管的稳态特性—伏安特性

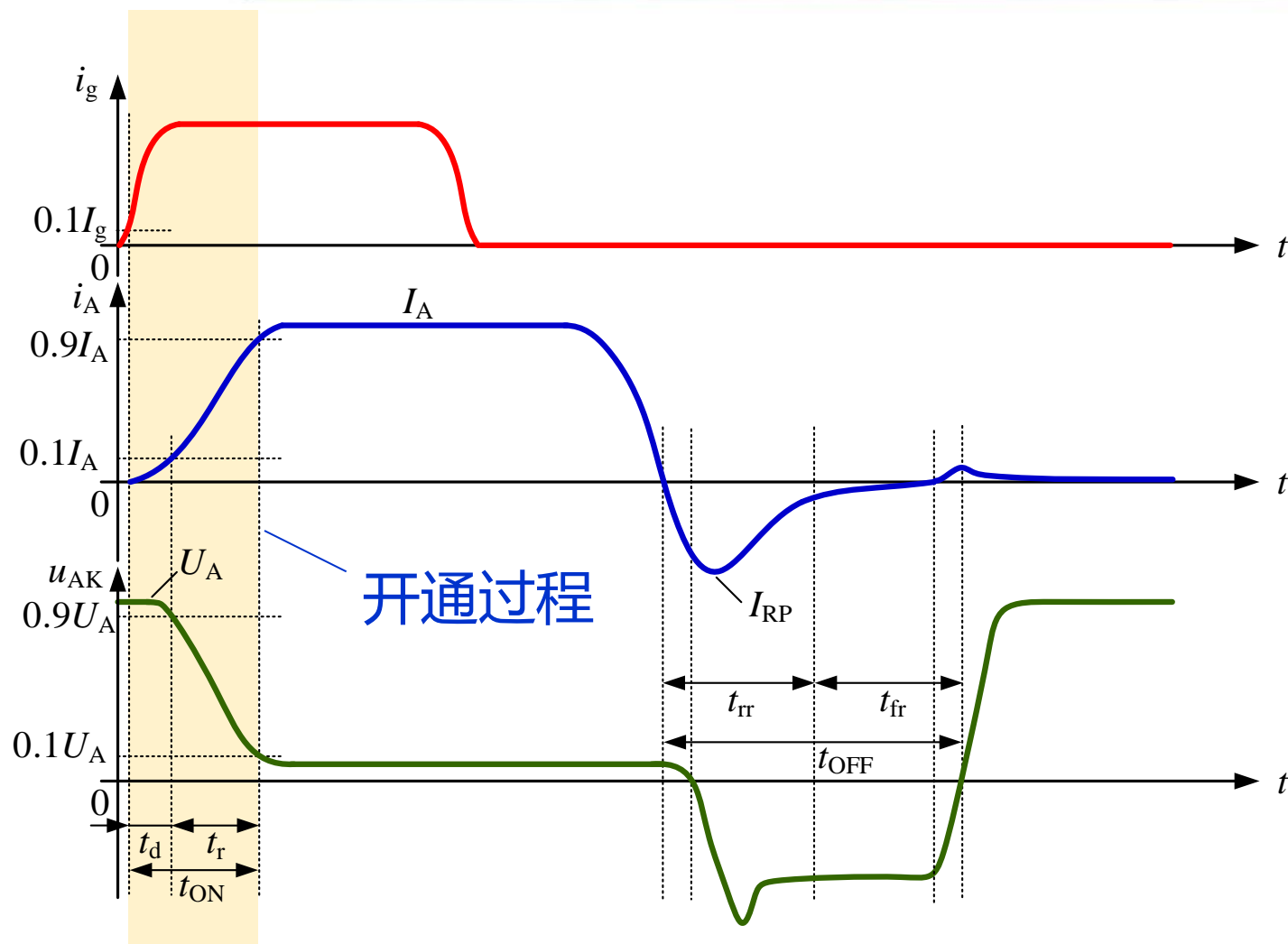
反向伏安特性



- 当晶闸管承受反向阳极电压时，不论门极是否加上触发信号，晶闸管总是处于反向阻断状态，只流过很小的反向漏电流。
- 反向电压增加，反向漏电流也逐渐增大。
- 反向电压增加到反向转折电压 U_{BR} 时，晶闸管反向击穿，反向漏电流将急剧增长而导致晶闸管损坏。



晶闸管的动态特性—开通过程

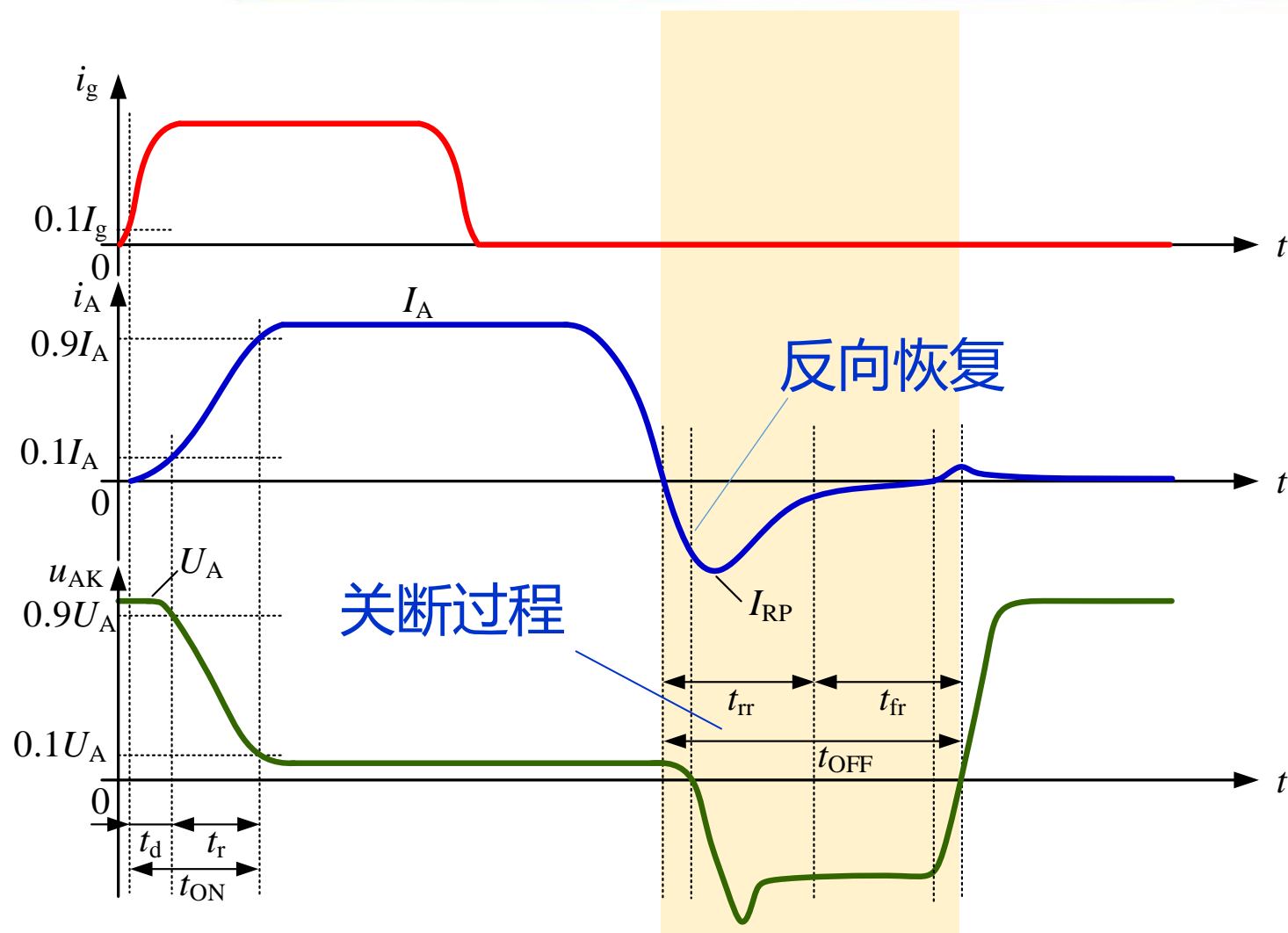


- 门极控制开通时间 t_{ON} ：从门极触发脉冲电流前沿的10%到阳极电压下降至稳态的10%之间的时间间隔； t_{ON} 由延迟时间 t_d 和上升时间 t_r 组成。
- t_d 是从门极脉冲前沿的10%到阳极电压下降至稳态的90%之间的时间。
- t_r 是指正向阳极电压从稳态的90%下降至10%之间的时间。

晶闸管开通和关断过程中的电压、电流波形



晶闸管的动态特性—关断过程



- 出现反向恢复，且在外电路电感作用下，会在晶闸管两端引起较大的反向尖峰电压。

- 关断时间 t_{OFF} ：从阳极电流下降至零时刻起，到晶闸管恢复对正向电压的阻断能力为止的时间间隔。

- t_{OFF} 包括反向阻断恢复时间 t_{rr} 和正向阻断恢复时间 t_{fr} 。

晶闸管开通和关断过程中的电压、电流波形



晶闸管的电压参数

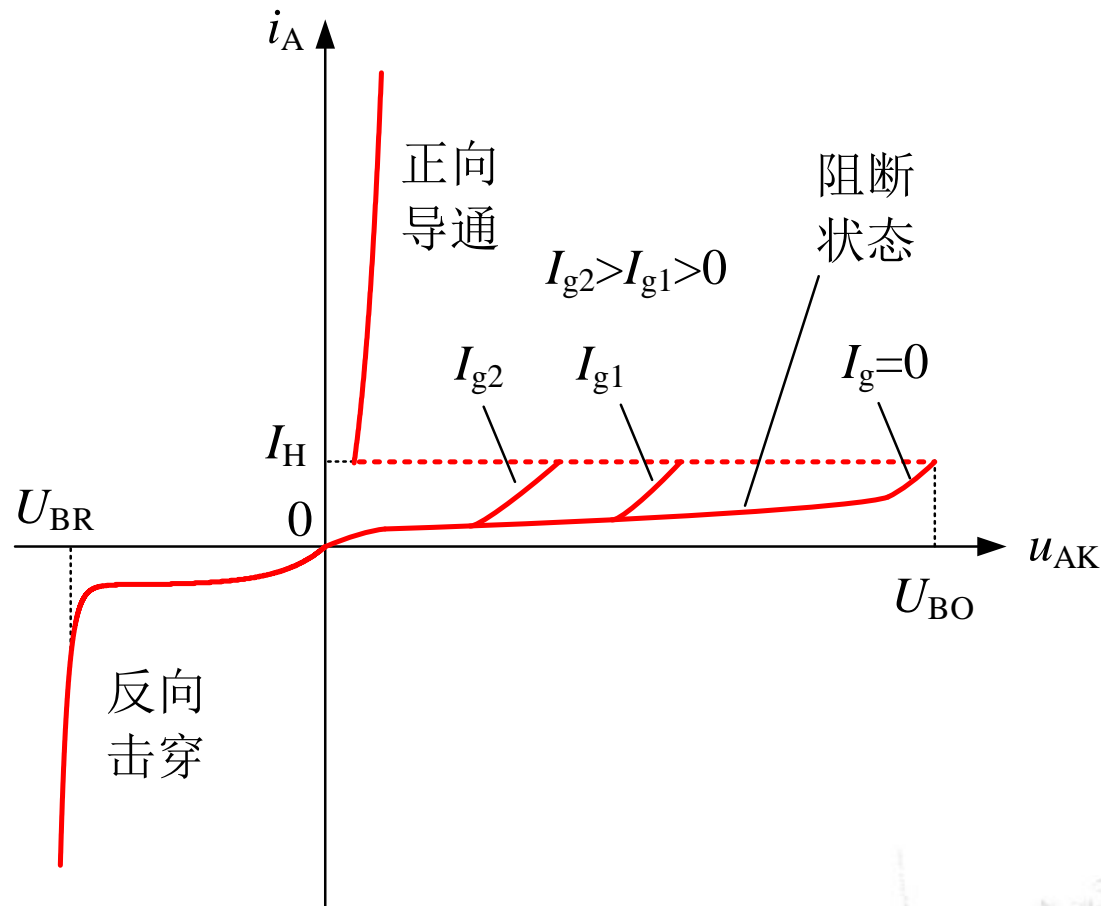
- 断态不重复峰值电压 U_{DSM} $U_{DSM} < U_{BO}$
- 断态重复峰值电压 U_{DRM} $U_{DRM} = 80\% U_{DSM}$
- 反向不重复峰值电压 U_{RSM}
- 反向重复峰值电压 U_{RRM} $U_{RRM} = 80\% U_{RSM}$

额定电压 U_T : $\min (U_{DRM} , U_{RRM})$

★ 选用时，一般取额定电压为晶闸管电压应力的1.5倍。

通态平均电压 U_{ON} :

在额定结温和通过正弦半波的额定通态平均电流情况下，晶闸管阳极、阴极间电压的平均值，也称管压降。

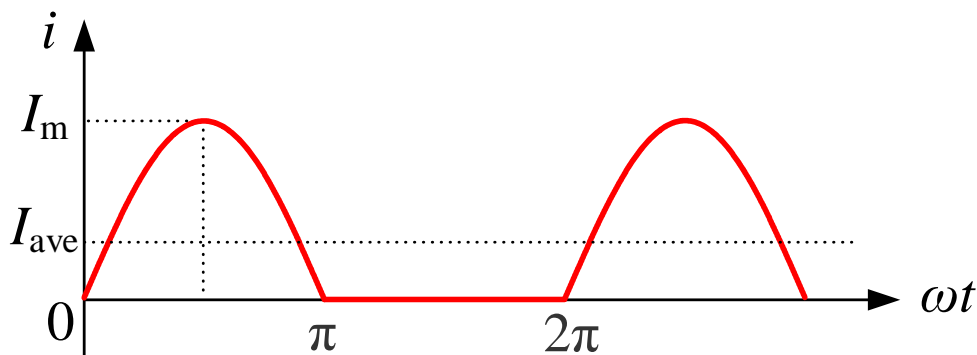


晶闸管的电流参数

通态平均电流 I_T :

在环境温度为+40°C和规定的冷却条件下，晶闸管在导通角不小于170°的电阻性负载电路中，在额定结温时，所允许通过的工频正弦半波电流的平均值。

将该电流按晶闸管标准电流系列取整数值，称为该晶闸管的通态平均电流，即**额定电流**。



如左下图，电流峰值为 I_m ，则通态平均电流：

$$I_{ave} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} I_m \sin \omega t d(\omega t) = \frac{I_m}{2\pi} (-\cos \omega t) \Big|_0^{\pi} = \frac{I_m}{\pi}$$

电流波形的有效值为：

$$I_{rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi} (I_m \sin \omega t)^2 d(\omega t)} = \frac{I_m}{2}$$

波形系数 K_f 为电流有效值与平均值之比：

$$K_f = \frac{I_{rms}}{I_{ave}} = \frac{I_m/2}{I_m/\pi} = 1.57$$

如果额定电流为100A 的晶闸管，其允许通过的电流有效值为 $1.57 \times 100 = 157A$ 。



晶闸管的电流参数



对于流过晶闸管的任意的非正弦波形，如何选择额定电流？

与功率二极管相同，根据**电流有效值相同**的原则，首先计算晶闸管的**有效值 I_{rms}** ，折合成等效的**正弦半波电流平均值**，在按**1.5倍的裕量**选取。

$$I_F = 1.5 \times \frac{I_{rms}}{1.57}$$

■ 维持电流 I_H

晶闸管被触发导通以后，在室温和门极开路条件下，减小阳极电流，使晶闸管**维持通态**所必须的**最小阳极电流**。

■ 擎住电流 I_L

晶闸管一经触发导通就去掉触发信号，能使晶闸管保持导通所需要的**最小阳极电流**。





2.2 单相相控整流电路

2.2.1 单相桥式全控整流电路

2.2.1.1 电阻性负载

2.2.1.2 阻感性负载

2.2.1.3 反电势负载

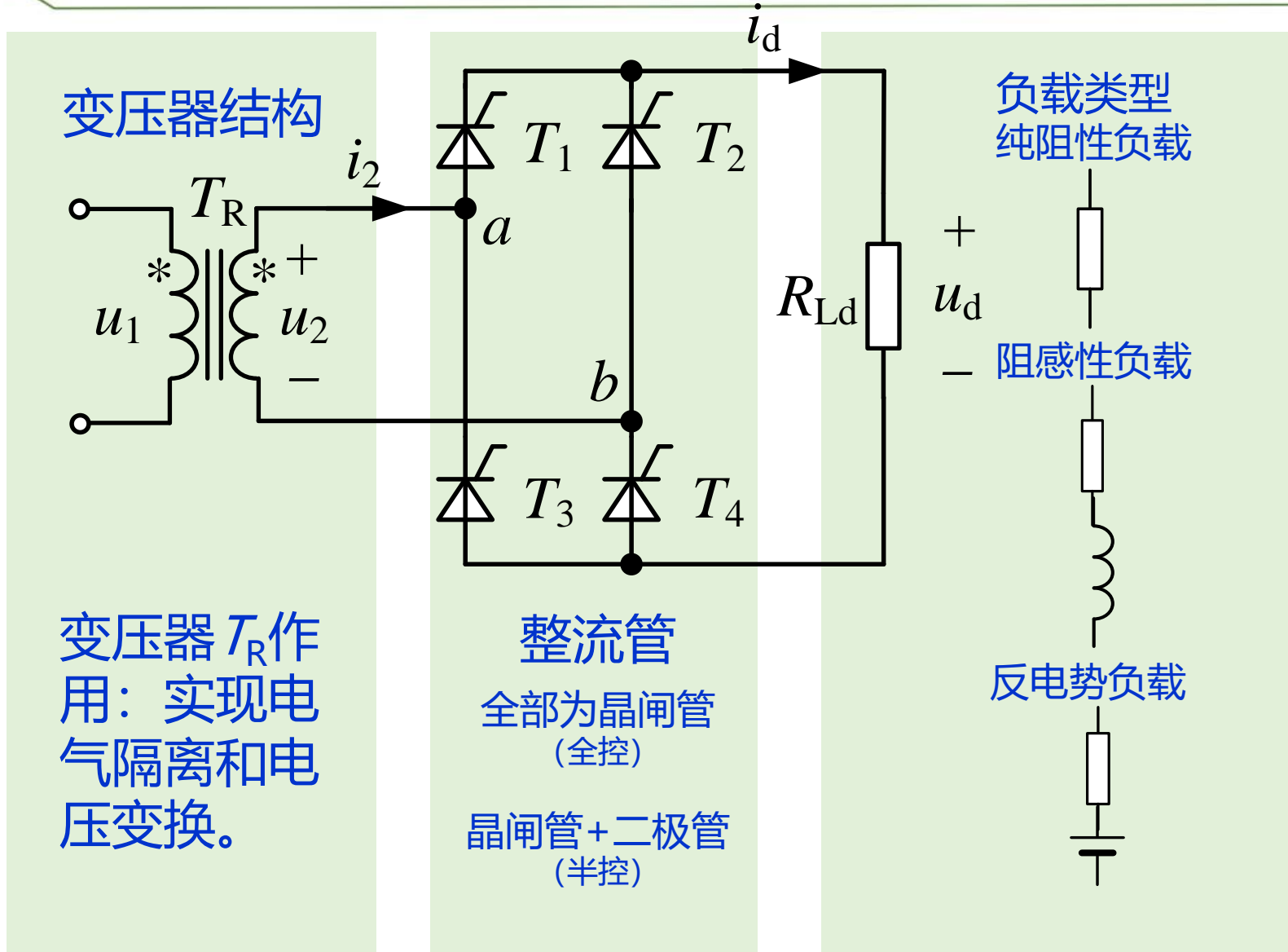
2.2.2 单相桥式半控整流电路

2.2.2.1 基本单相桥式半控整流电路

2.2.2.2 带续流二极管的单相桥式半控整流电路



单相桥式相控整流电路



变压器 T_R 作用：实现电气隔离和电压变换。

整流管

全部为晶闸管
(全控)

晶闸管+二极管
(半控)

负载类型
纯阻性负载

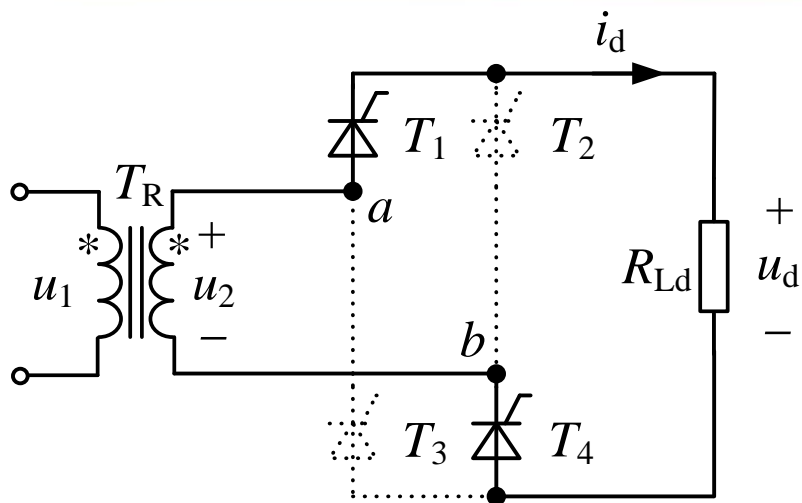
+ u_d
- 阻感性负载

反电势负载



单相桥式相控整流电路-纯阻性负载

工作原理



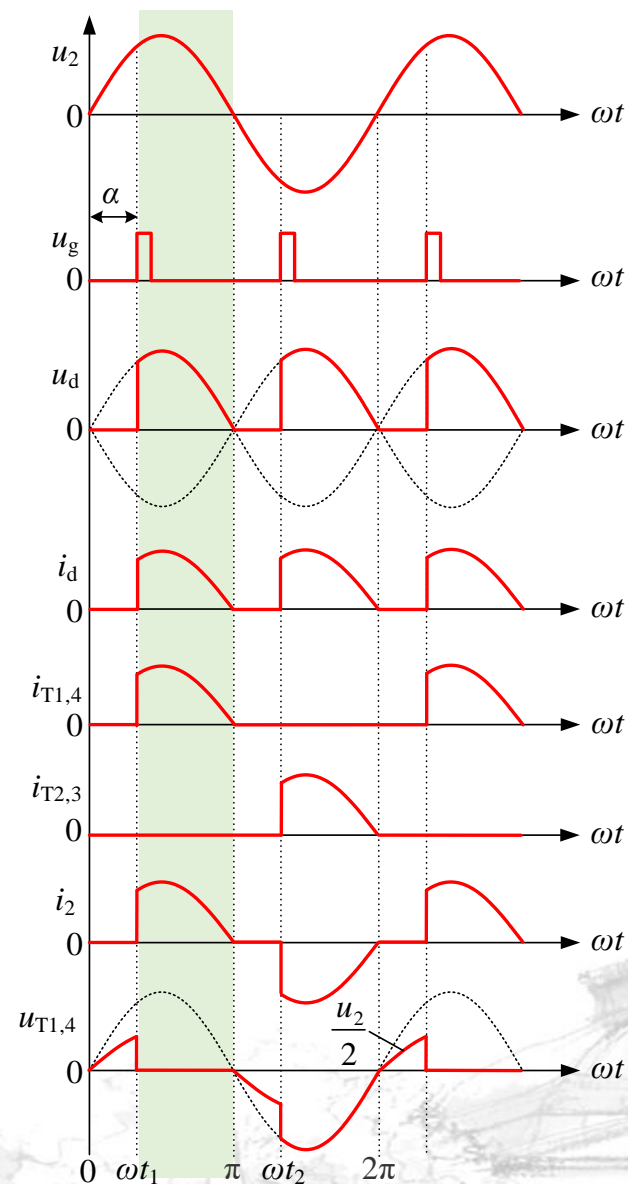
① ωt_1 时刻, 即 $\omega t = \alpha$, 同时给 T_1 和 T_4 施加触发脉冲, 两晶体管承受正压导通。

$$u_{T1} = u_{T4} = 0 \quad u_d = u_2$$

② T_2 和 T_3 承受反压依然处于反向阻断状态。

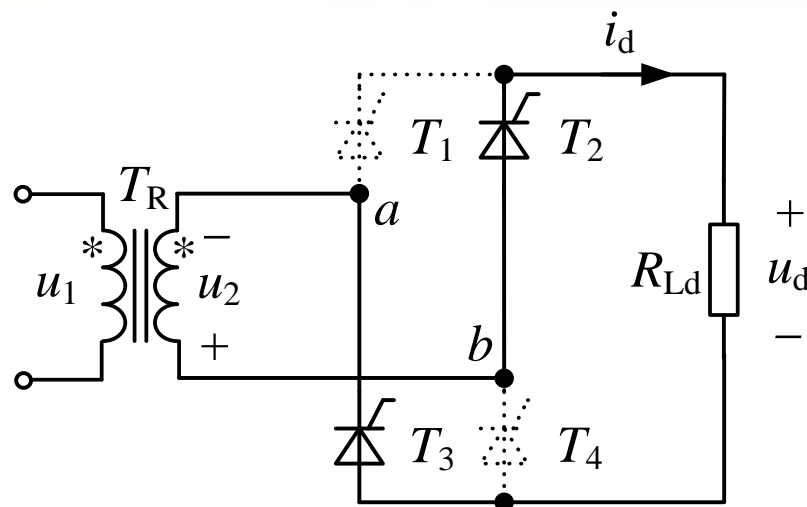
$$u_{T2} = u_{T3} = -u_2$$

③ 那么 $\omega t = \pi$ 时, u_2 降到零, i_d 也降到零, T_1 和 T_4 关断



单相桥式相控整流电路-纯阻性负载

工作原理



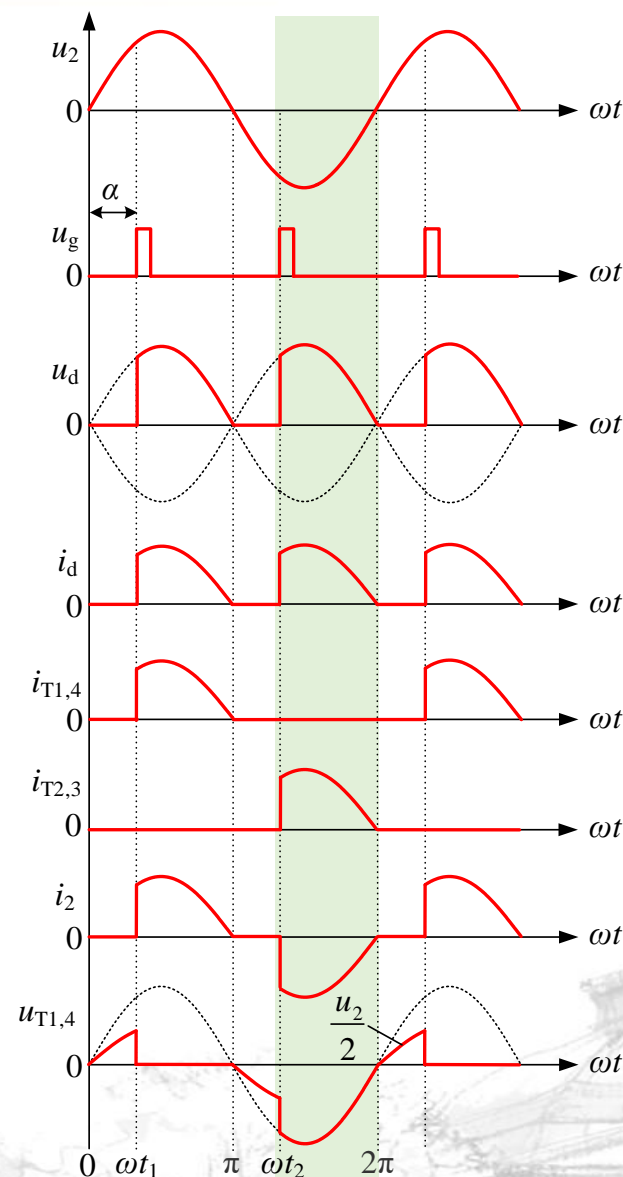
① ωt_2 时刻, 即 $\omega t = \pi + \alpha$, 同时给 T_2 和 T_3 施加触发脉冲, 两晶体管同时导通。

$$u_{T2} = u_{T3} = 0 \quad u_d = -u_2$$

② T_1 和 T_4 承受反向电压处于反向阻断状态。

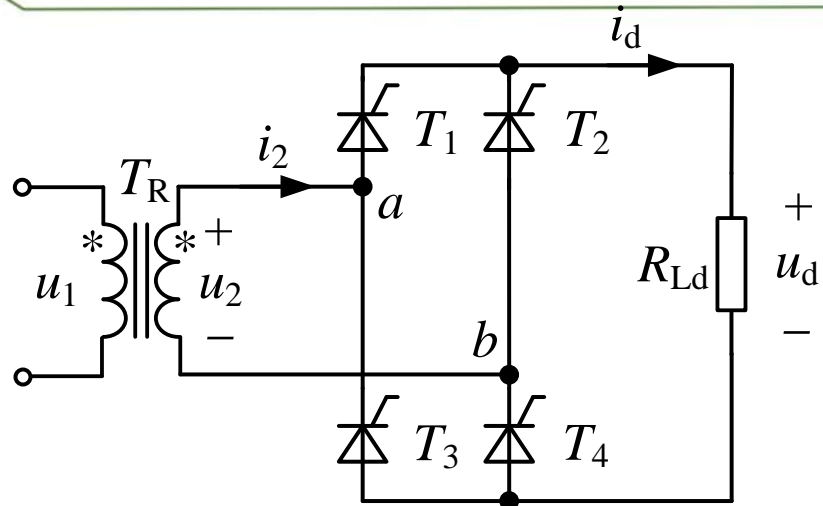
$$u_{T1} = u_{T4} = u_2$$

③ $\omega t = 2\pi$ 时, u_2 和 i_d 同时降为零, T_2 和 T_3 关断。



单相桥式相控整流电路-纯阻性负载

工作原理



- $[0, \omega t_1]$ 和 $[\pi, \omega t_2]$ 期间, 所有晶闸管都未施加触发脉冲, 因此晶闸管均关断。

此时负载的状态: 电压电流均为零。

$$u_d = 0$$

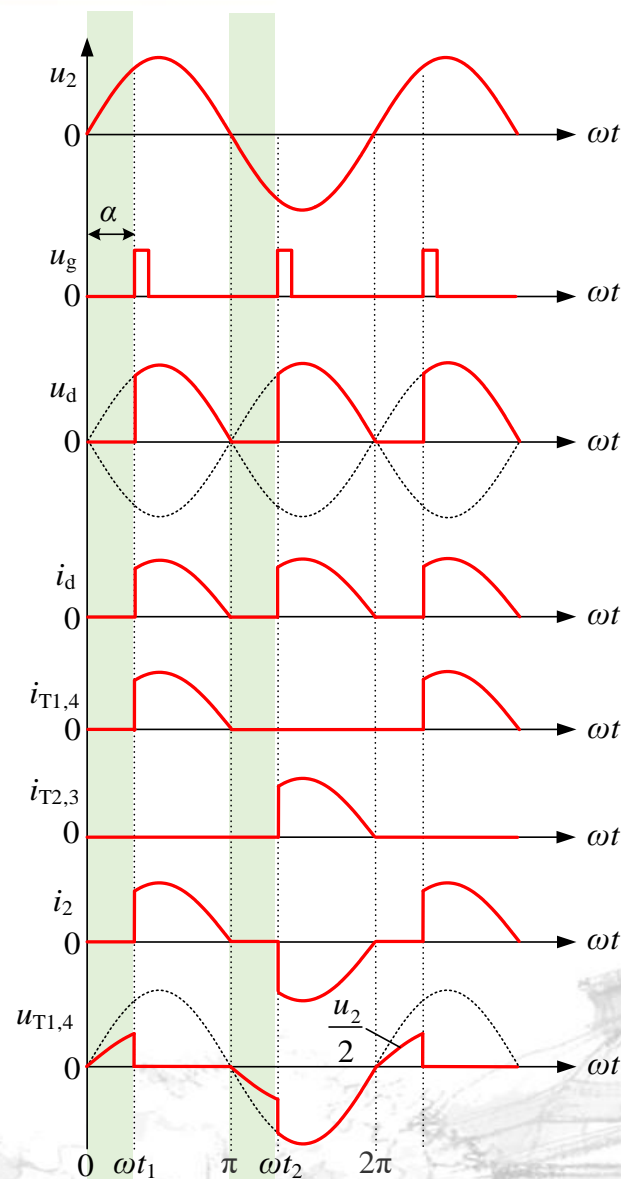
$$u_{T1} + u_{T4} + u_d = u_2$$

$$u_{T1} = u_{T4} = u_2 / 2$$

$$u_d = 0$$

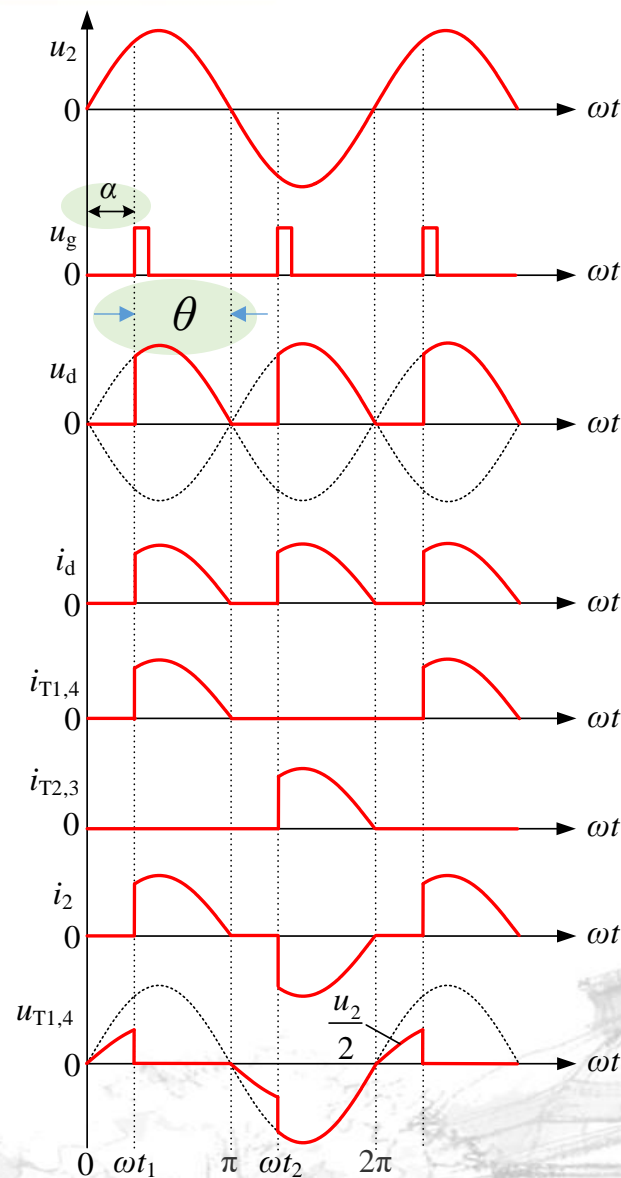
$$u_{T2} + u_{T3} + u_d = -u_2$$

$$u_{T2} = u_{T3} = -u_2 / 2$$



名词术语和概念

- **控制角 α** : 从晶闸管承受正向电压起到施加触发脉冲使其导通的时间所对应的电角度。
- **导通角 θ** : 晶闸管在一个周期内导通时间所对应的电角度。在该电路中, $\theta = \pi - \alpha$ 。
- **移相**: 改变触发脉冲出现的时刻, 即改变控制角 α 的大小, 称为移相。改变 α 的大小, 使输出整流电压平均值 U_d 发生变化, 即为移相控制。
- **移相范围**: 改变 α 使输出整流电压平均值 U_d 从最大值降到最小值, 控制角 α 的变化范围即为触发脉冲移相范围。
- **换流**: 在相控整流电路中, 从一路晶闸管导通变换为另一路晶闸管导通的过程称为换流, 也称换相。



基本数量关系

输出整流电压平均值 U_d :

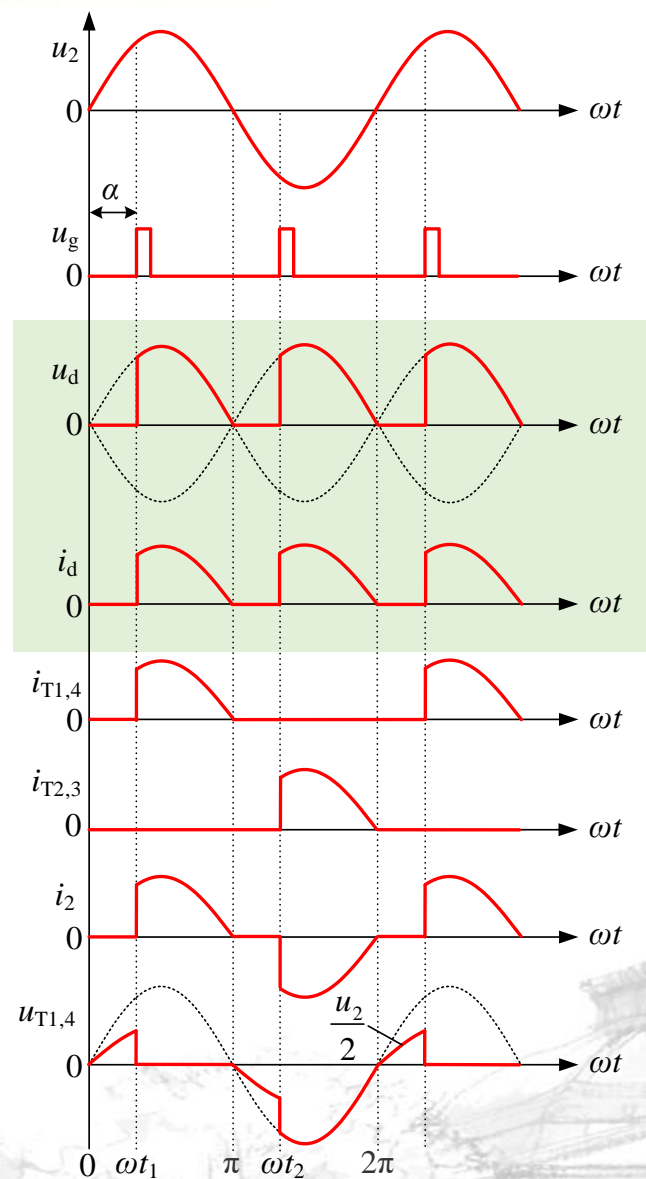
$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2}U_2 \sin \omega t d\omega t = \frac{\sqrt{2}U_2}{\pi} (1 + \cos \alpha) = 0.9U_2 \frac{1 + \cos \alpha}{2}$$

改写为:
$$\frac{U_d}{U_2} = 0.9 \frac{1 + \cos \alpha}{2}$$

- U_d 是控制角 α 的函数。 α 越大, 则 U_d 越小。
- $\alpha=0^\circ$ 时, $U_d=0.9U_2$ 为最大值。
- $\alpha=180^\circ$ 时, $U_d=0$ 为最小值。故移相范围为 180°

负载电流平均值 I_d :

$$I_d = \frac{U_d}{R_{Ld}} = 0.9 \frac{U_2}{R_{Ld}} \frac{1 + \cos \alpha}{2}$$



基本数量关系

晶闸管电流平均值 I_{T_ave} :

$$I_{T_ave} = \frac{1}{2} I_d = 0.45 \frac{U_2}{R_{Ld}} \frac{1 + \cos \alpha}{2}$$

晶闸管电流有效值 I_{T_rms} :

$$I_{T_rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \left(\frac{\sqrt{2} U_2 \sin \omega t}{R_{Ld}} \right)^2 d\omega t} = \frac{U_2}{\sqrt{2} R_{Ld}} \sqrt{\frac{\sin 2\alpha}{2\pi} + \frac{\pi - \alpha}{\pi}}$$

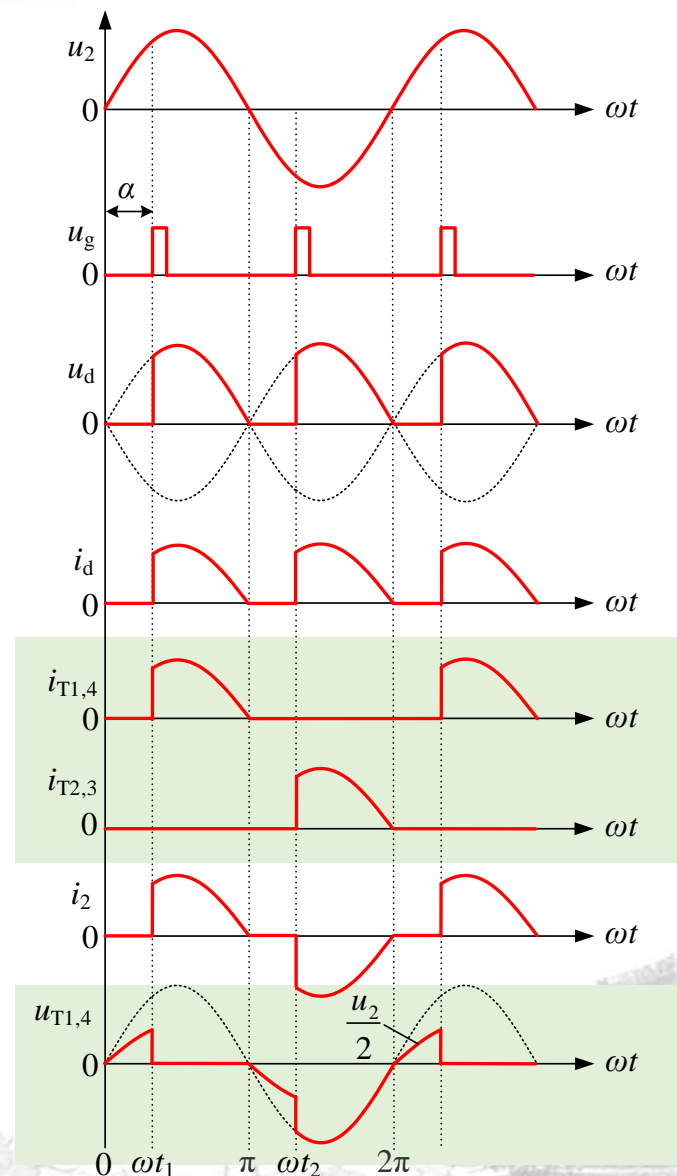
正向最大电压

$$U_{T_F} = \frac{\sqrt{2}}{2} U_2$$

反向最大电压

$$U_{T_R} = \sqrt{2} U_2$$

依据电流有效值与电压应力选择晶闸管定额



基本数量关系

变压器副边电流有效值 I_{2_rms} :

$$I_{2_rms} = I_{d_rms} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \left(\frac{\sqrt{2}U_2}{R_{Ld}} \sin \omega t \right)^2 d\omega t} = \frac{U_2}{R_{Ld}} \sqrt{\frac{\sin 2\alpha}{2\pi} + \frac{\pi - \alpha}{\pi}} = \sqrt{2}I_{T_rms}$$

I_{2_rms} 与 I_d 的关系:

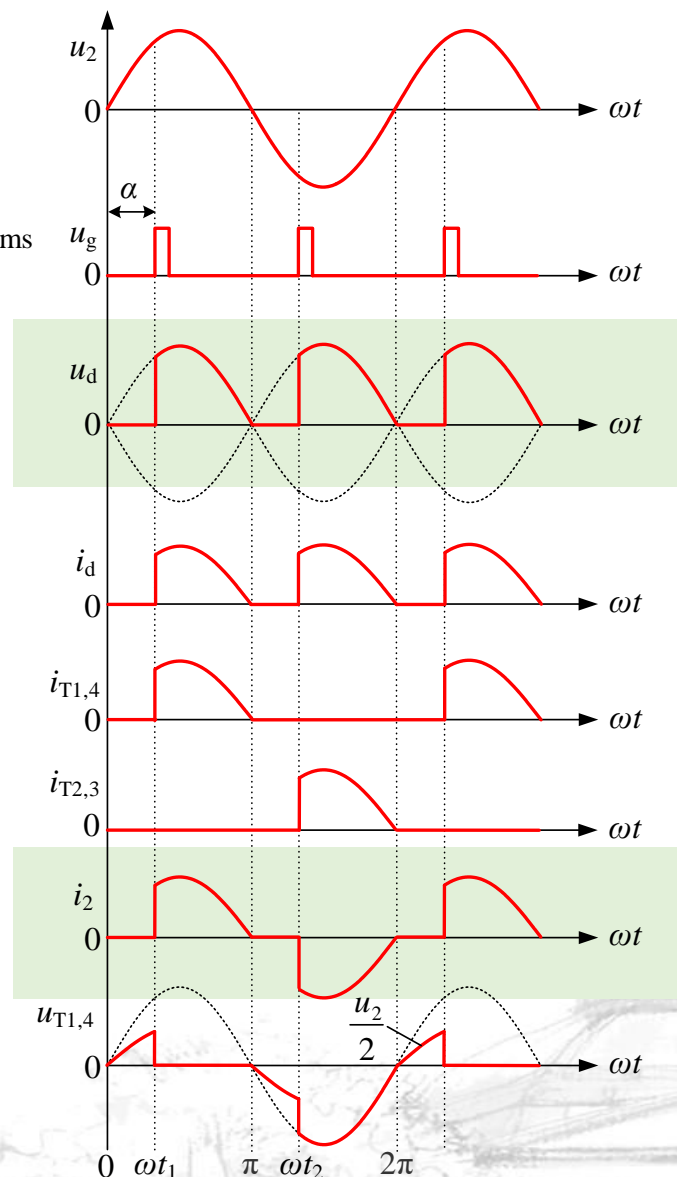
$$\frac{I_{2_rms}}{I_d} = \frac{\sqrt{\pi \sin 2\alpha + 2\pi(\pi - \alpha)}}{2(1 + \cos \alpha)}$$

输出整流电压有效值 U_{d_rms} :

$$U_{d_rms} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \left(\sqrt{2}U_2 \sin \omega t \right)^2 d\omega t} = U_2 \sqrt{\frac{\sin 2\alpha}{2\pi} + \frac{\pi - \alpha}{\pi}}$$

功率因数 $\cos \varphi$:

$$\cos \varphi = \frac{P}{S} = \frac{U_{d_rms} I_{d_rms}}{U_2 I_{2_rms}} = \frac{U_{d_rms}}{U_2} = \sqrt{\frac{\sin 2\alpha}{2\pi} + \frac{\pi - \alpha}{\pi}}$$



基本数量关系

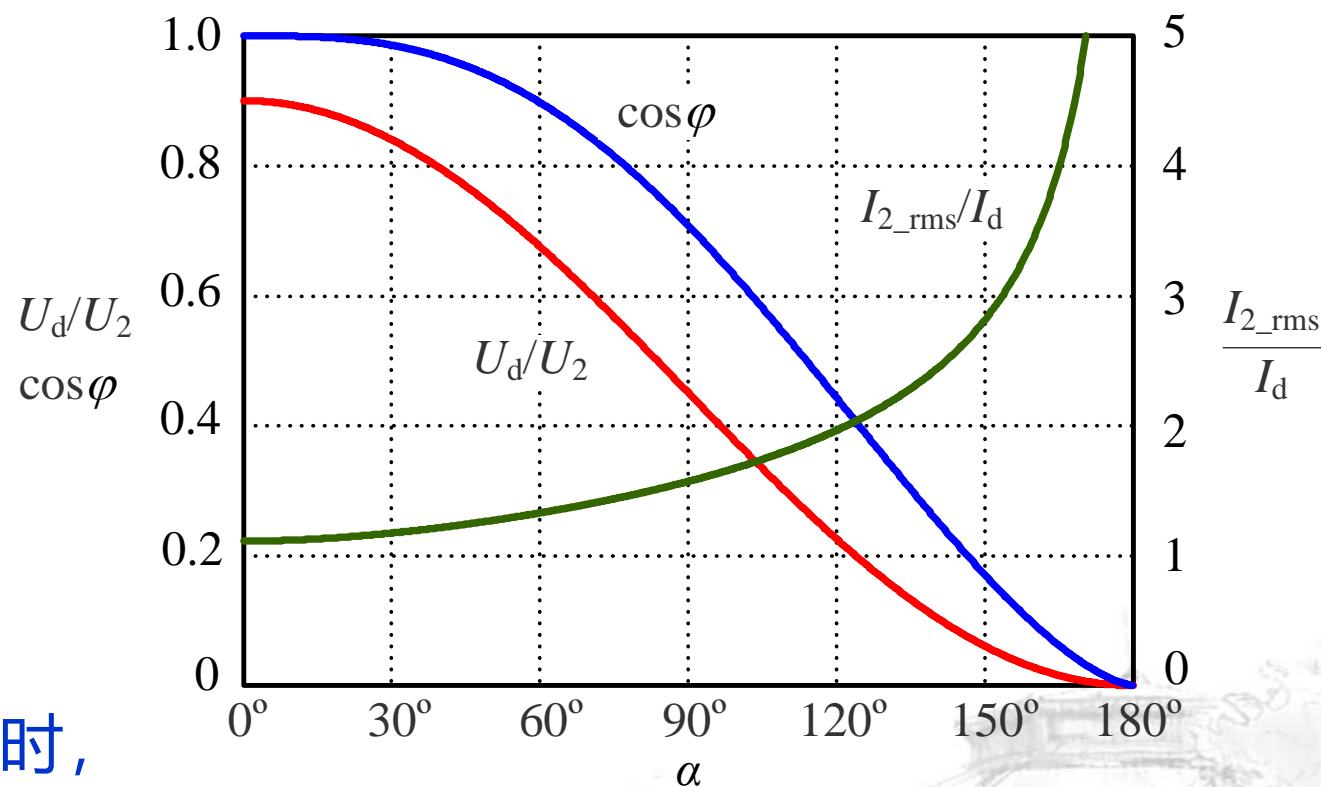
$$\cos \varphi = \frac{P}{S} = \frac{U_{d_rms} I_{d_rms}}{U_2 I_{2_rms}} = \frac{U_{d_rms}}{U_2} = \sqrt{\frac{\sin 2\alpha}{2\pi} + \frac{\pi - \alpha}{\pi}}$$

$$\frac{U_d}{U_2} = 0.9 \frac{1 + \cos \alpha}{2}$$

- 随着 α 不断增大, U_d/U_2 和 $\cos\varphi$ 不断减小, 当 $\alpha=180^\circ$ 时, 两者均降为零。

$$\frac{I_{2_rms}}{I_d} = \frac{\sqrt{\pi \sin 2\alpha + 2\pi(\pi - \alpha)}}{2(1 + \cos \alpha)}$$

- α 越大, I_{2_rms}/I_d 越大, 这说明当 I_d 一定时, α_{max} 时, I_{2_rms} 最大。



例题

- 单相桥式全控整流电路，带有电阻性负载，要求输出整流电压平均值 U_d 从20V~100V 连续可调，且负载平均电流 I_d 均能达到20A，最小控制角 $\alpha_{\min} = 30^\circ$ 。试计算晶闸管导通角的变化范围、要求的变压器容量及功率因数，并计算晶闸管额定参数。

解: 由题意，当 $\alpha_{\min}=30^\circ$ 时， U_d 取到最大值100V，由式(2.7)计算出变压器副边电压有效值为：

$$U_2 = \frac{U_d}{0.45(1 + \cos \alpha)} = \frac{100}{0.45(1 + \cos 30^\circ)} = 119 \text{ (V)}$$

当负载平均电流一定时，变压器副边电流有效值的最大值出现在最大控制角处。当变压器副边电压恒定时， U_d 越小，则控制角 α 越大。因此，当 $U_d=20\text{V}$ 时， α 最大。据此可求出最大控制角及变压器副边电流有效值的最大值。

$$\cos \alpha = \frac{U_d}{0.45U_2} - 1 = \frac{20}{0.45 \times 119} - 1 = -0.6265 \quad \longrightarrow \quad \alpha = 129^\circ$$

$$\frac{I_{2_rms}}{I_d} = \frac{\sqrt{\pi \sin 2 \times 129^\circ + 2\pi \left(\pi - 129^\circ \times \frac{\pi}{180^\circ} \right)}}{2(1 + \cos 129^\circ)} = 2.14$$

因此，变压器副边电流有效值的最大值为： $I_{2_rms} = 2.14I_d = 2.14 \times 20 = 42.8 \text{ (A)}$



例题

- 单相桥式全控整流电路，带有电阻性负载，要求输出整流电压平均值 U_d 从20V~100V 连续可调，且负载平均电流 I_d 均能达到20A，最小控制角 $\alpha_{\min} = 30^\circ$ 。试计算晶闸管导通角的变化范围、要求的变压器容量及功率因数，并计算晶闸管额定参数。

变压器容量为：

$$S = U_2 I_{2_rms} = 119 \times 42.8 \approx 5.1 \text{ (kVA)}$$

功率因数为：

$$\cos \varphi = \sqrt{\frac{\sin 2\alpha}{2\pi} + \frac{\pi - \alpha}{\pi}} = \sqrt{\frac{\sin 2 \times 129^\circ}{2\pi} + \frac{\pi - 129^\circ \times \frac{\pi}{180^\circ}}{\pi}} = 0.36$$

晶闸管的电流有效值为：

$$I_{T_rms} = \frac{1}{\sqrt{2}} I_{2_rms} = \frac{1}{\sqrt{2}} \times 42.8 = 30 \text{ (A)}$$

晶闸管的额定电流为：

$$I_T = 1.5 \times \frac{I_{T_rms}}{1.57} = 1.5 \times \frac{30}{1.57} = 29 \text{ (A)}$$

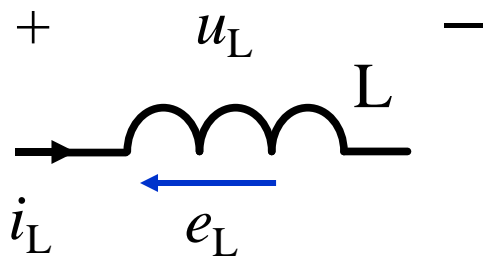
晶闸管的额定电压为：

$$U_T = 1.5 \times \sqrt{2} U_2 = 1.5 \times \sqrt{2} \times 119 = 252 \text{ (V)}$$

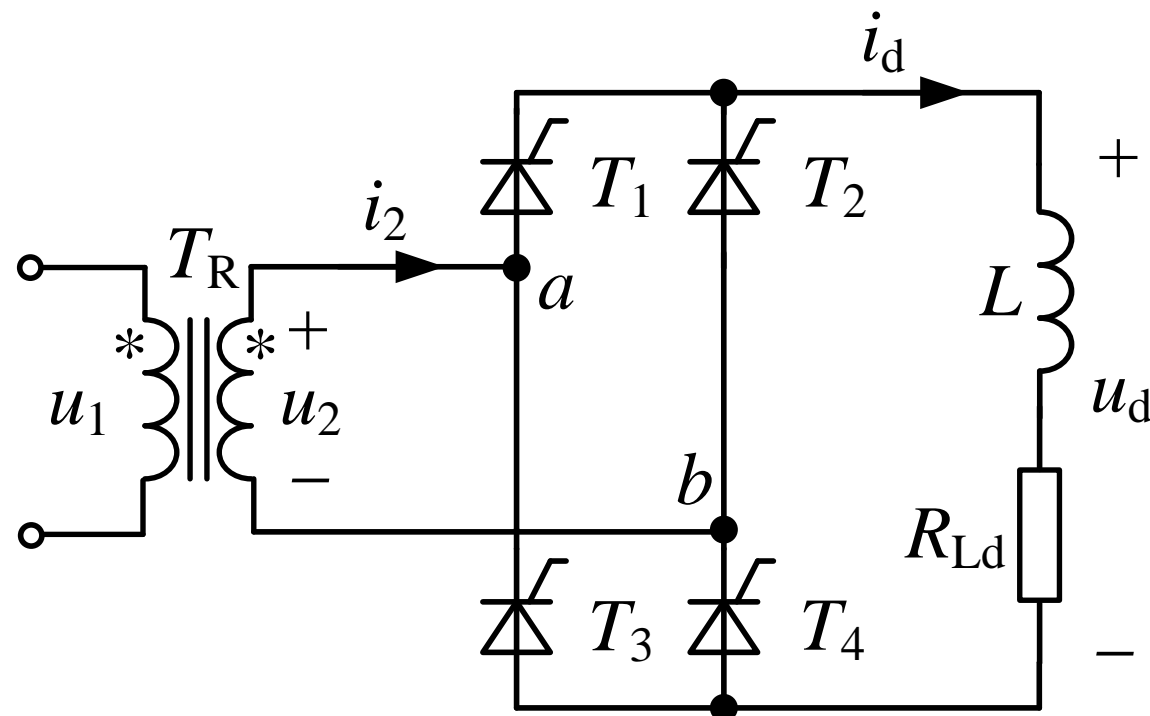


单相桥式相控整流电路-阻感性负载

- 电感 L 的大小会影响整流电路的工作状态。
- 根据负载电流在一个工频周期中是否存在持续一段时间的零状态，可分为**电流断续模式**和**电流连续模式**两种工作情况。



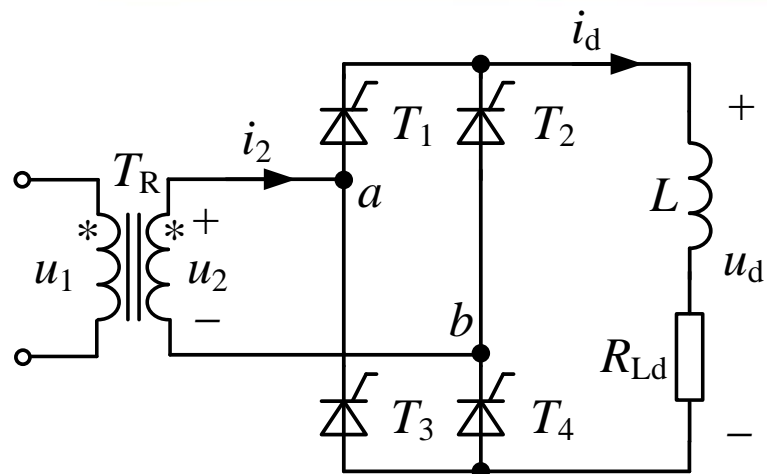
$$u_L = -e_L = N \frac{d\phi}{dt} = L \frac{di_L}{dt}$$



- 稳态时，电感两端电压在一个工作周期内的平均值为零—**伏秒平衡**

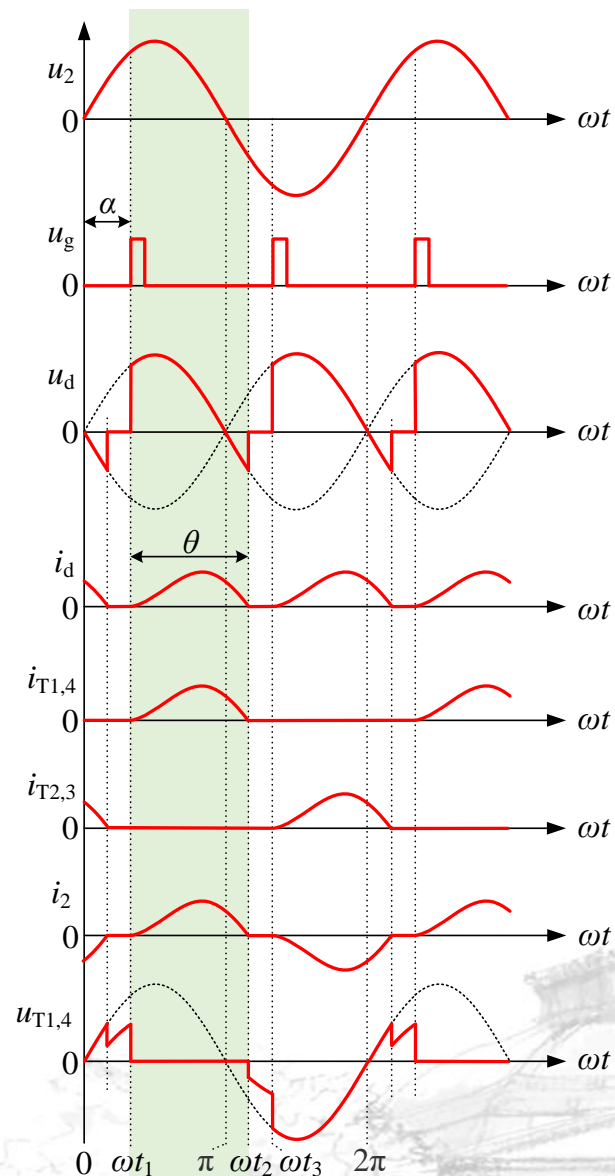


阻感性负载-电流断续模式

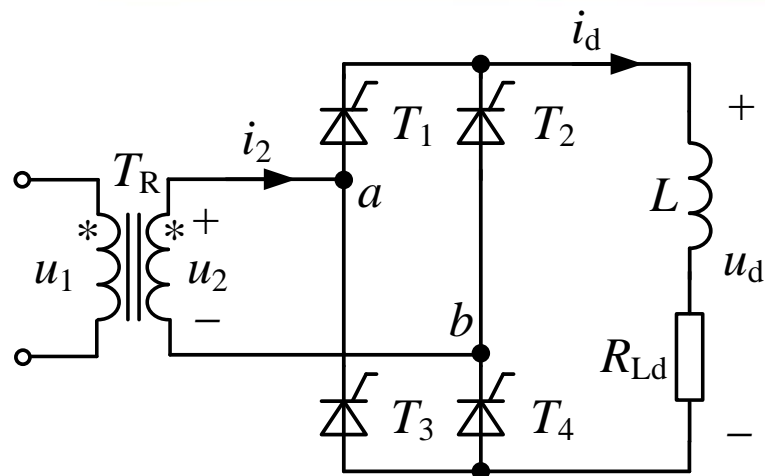


电感两端电压 $u_L = u_2 - u_R$, 即 $L \frac{di_L}{dt} = \sqrt{2}U_2 \sin \omega t - R_{Ld}i_d$

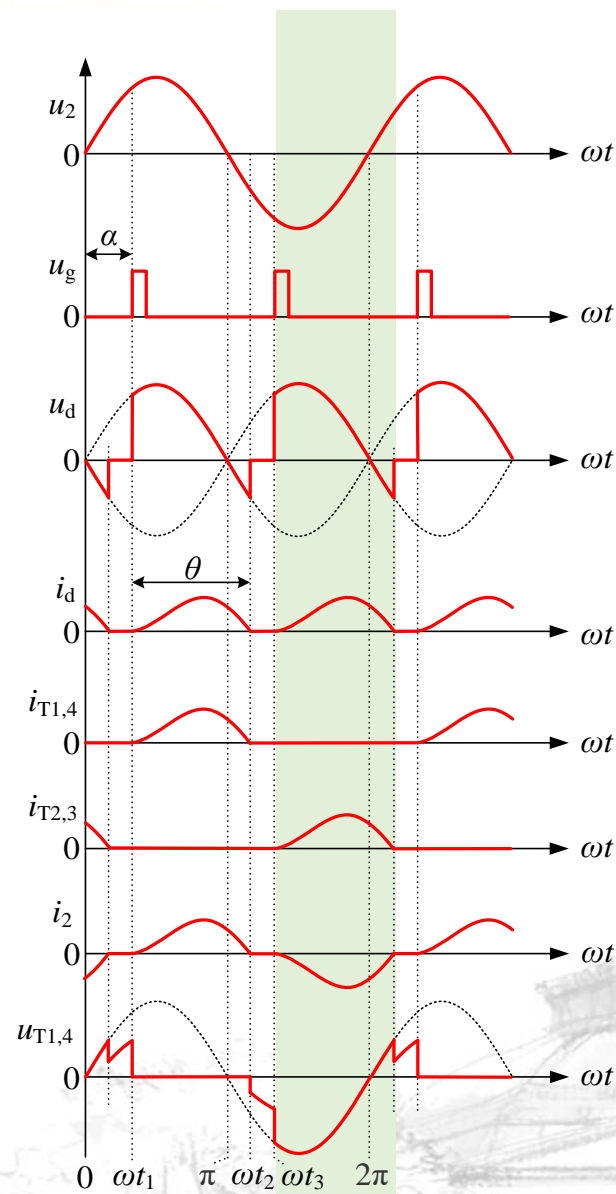
- ① $\omega t_1 = \alpha$ 时, T_1 和 T_4 承受正压触发导通, $u_d = u_2$, 负载电流 i_d 由零开始上升, 电感吸收能量。
- ② $u_R = u_2$ 时, 电感电压为零, 电流 i_d 达到最大值。
- ③ 此后, u_R 大于 u_2 , i_d 开始下降, 电感释放能量。
- ④ u_2 过零反向后, 电感两端电压为负, 电流 i_d 持续减小, 当 $\omega t_2 = \pi + \alpha$ 时, i_d 降为零, T_1 、 T_4 关断。



阻感性负载-电流断续模式

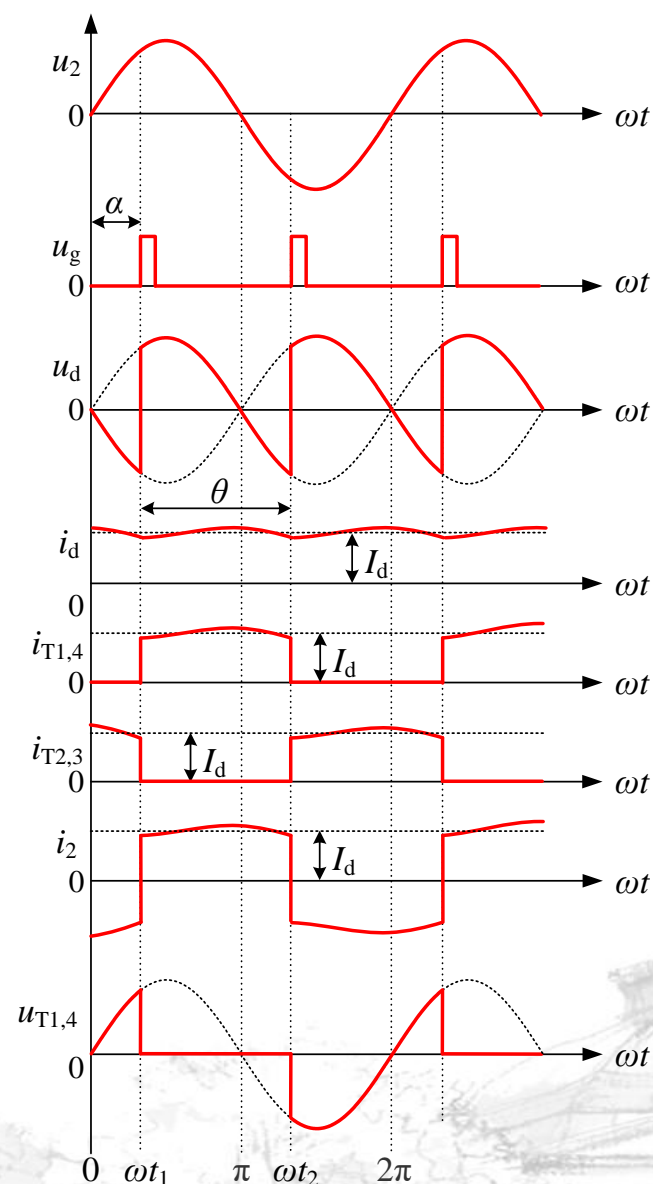
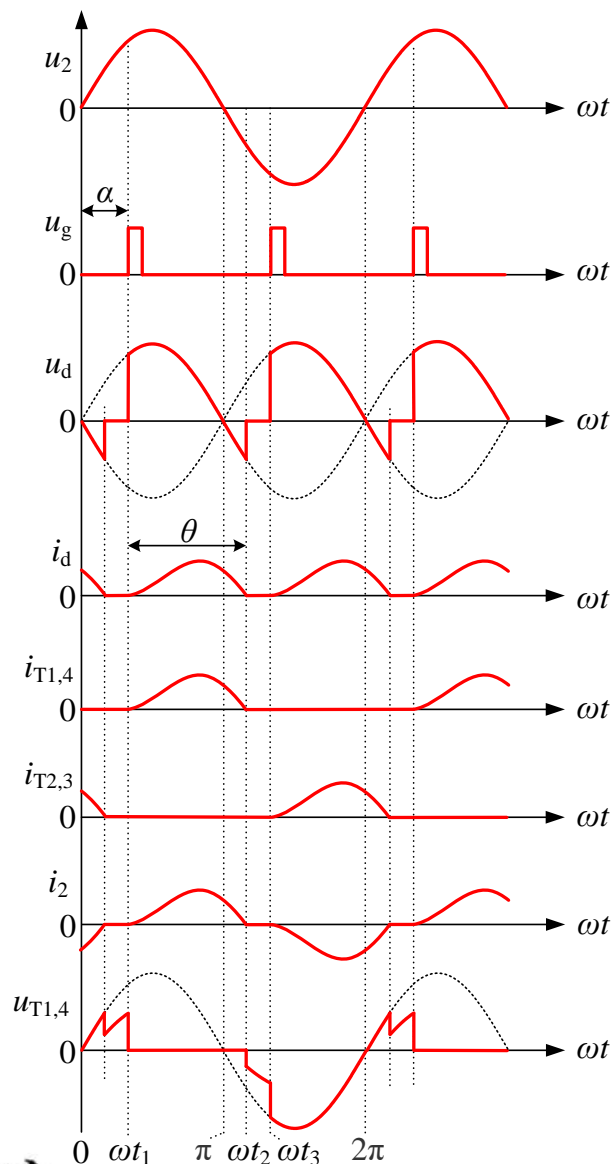


- ① $\omega t_1 = \pi + \alpha$ 时, T_1 和 T_4 承受正压触发导通, $u_d = -u_2$, 负载电流 i_d 由零开始上升, 电感吸收能量。
- ② $u_R = -u_2$ 时, 电感电压为零, 电流 i_d 达到最大值。
- ③ 此后, u_R 大于 $-u_2$, i_d 开始下降, 电感释放能量。
- ④ u_2 过零反向后, 电感两端电压为负, 电流 i_d 持续减小, 当 $\omega t = \pi + \alpha + \theta$ 时, i_d 降为零, T_2 、 T_3 关断。

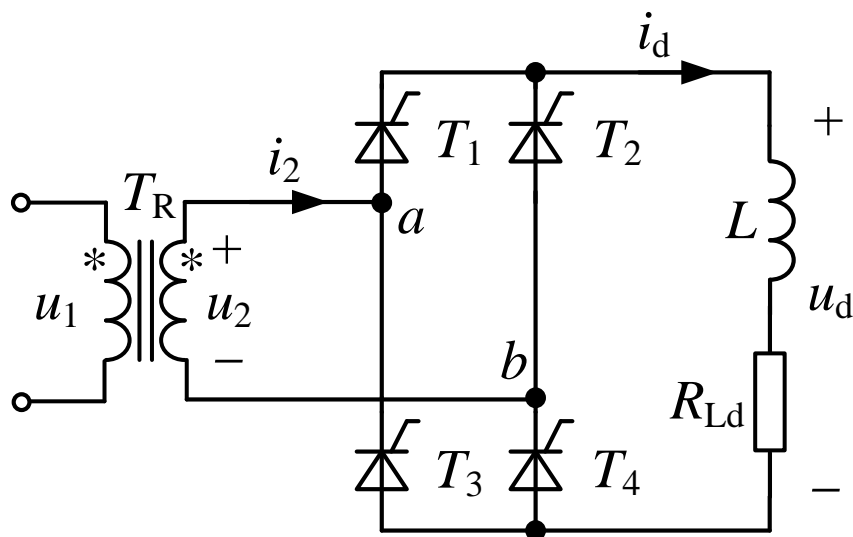


电感值较大，控制角较小

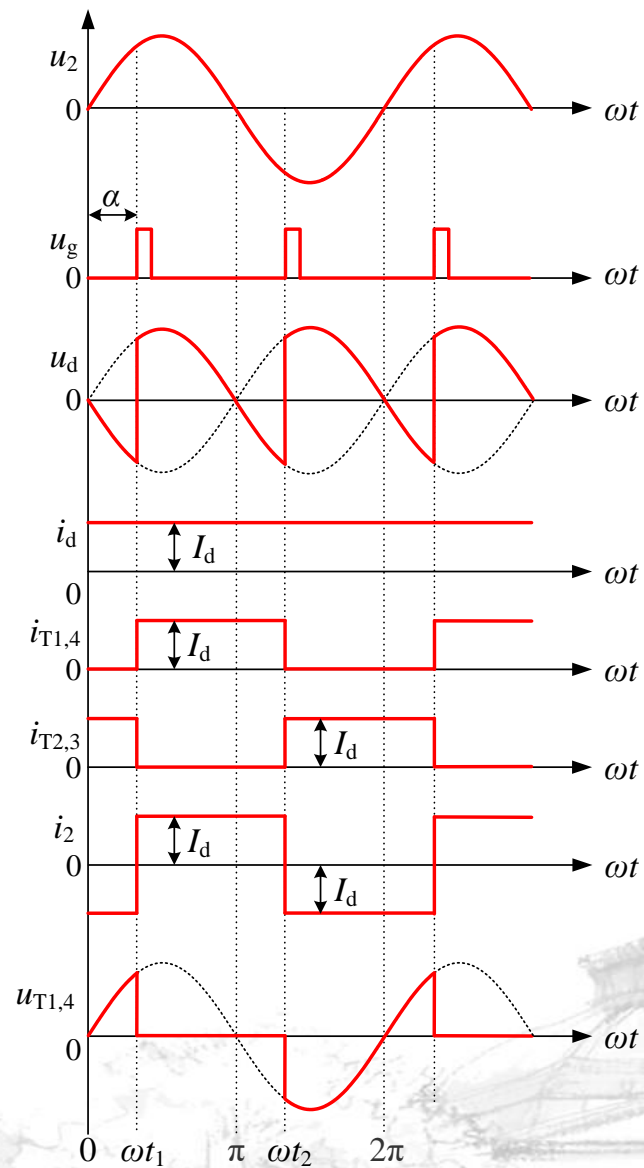
连续与断续产生的
根本原因：电感感
值增大，电感电流
脉动减小，电流未
降到零时，另一晶
闸管已经导通，因
此电流连续。



阻感性负载-电流连续模式



在实际电路中，由于 L 为有限值，因此 i_d 存在脉动分量。 L 越大， i_d 的脉动分量越小。理想情况下，当电感 L 为无穷大时， i_d 的脉动分量为零， i_d 波形为一条平行于横轴的直线，流过晶闸管的电流为矩形波。



电流连续模式-基本数量关系

- 输出电压整流平均值 U_d :

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

- 当 $\alpha = 0^\circ$ 时, $U_d = 0.9 U_2$; $\alpha = 90^\circ$ 时, $U_d = 0$ 。故电流连续模式下单相桥式全控整流电路的移相范围为 90° 。

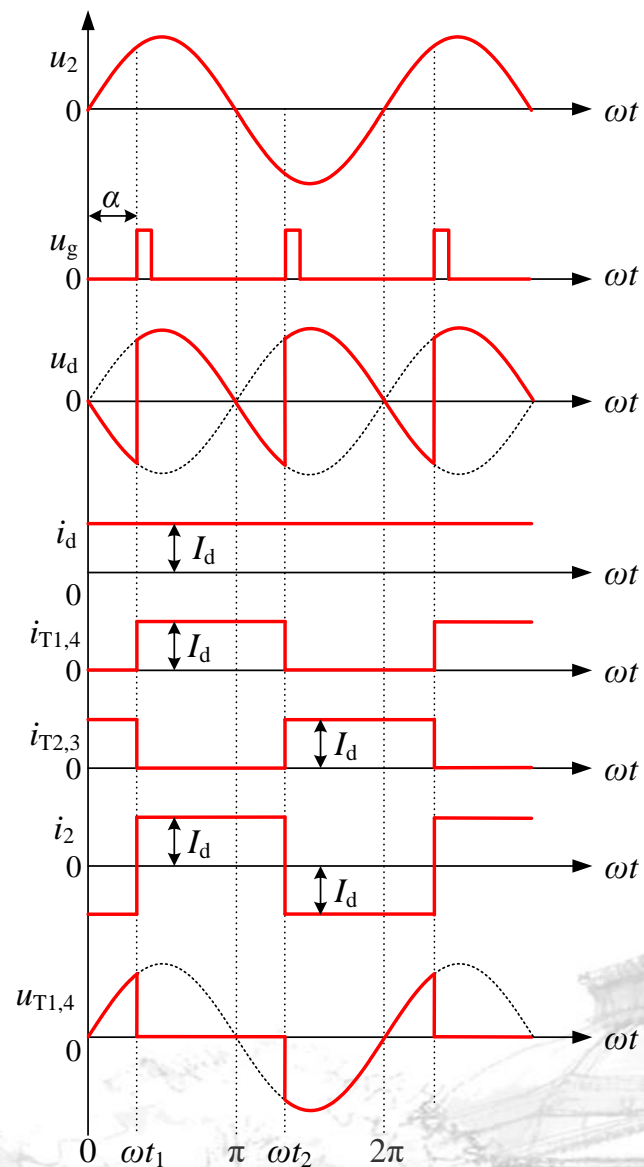
- 负载电流平均值 I_d : $I_d = U_d / R_{Ld}$

- 晶闸管电流有效值 I_{T_rms} 与平均值 I_{T_ave} :

$$I_{T_rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\pi} I_d^2 d\omega t} = \frac{1}{\sqrt{2}} I_d \quad I_{T_ave} = I_d / 2$$

- 变压器副边电流有效值 I_{2_rms} 和负载电流有效值 I_{d_rms} :

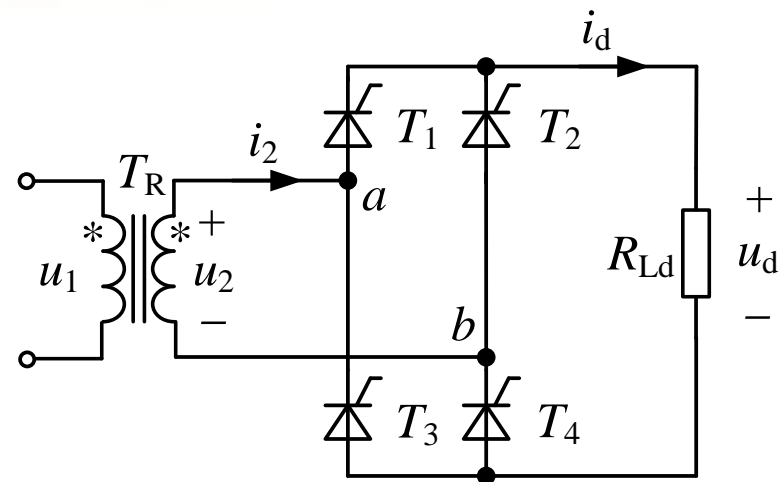
$$I_{2_rms} = I_{d_rms} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\pi} I_d^2 d\omega t} = I_d = \sqrt{2} I_{T_rms}$$



单相全控整流电路总结

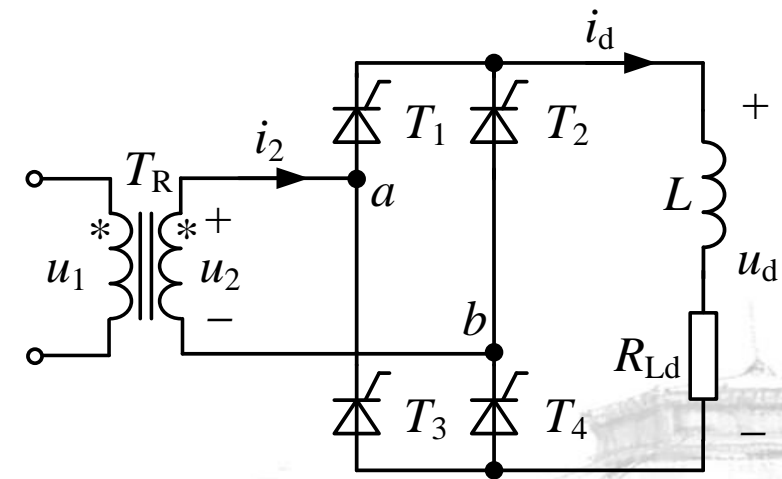
■ 纯阻性负载

- 负载电流波形与输出整流电压同相位；除 $\alpha=0$ 以外，其余控制角情况下负载电流均断续；
- U_2 过零时，则晶闸管电流均也减小到零，晶闸管关断；
- 续流时，求任意晶闸管电压，优先回路由 u_2 、负载和斜对角的两只晶闸管组成；
- 移相范围为 180° 。

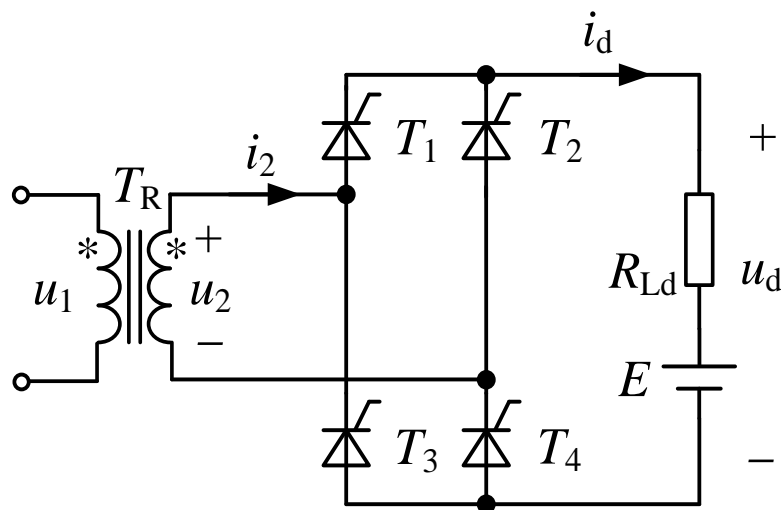


■ 阻感性负载

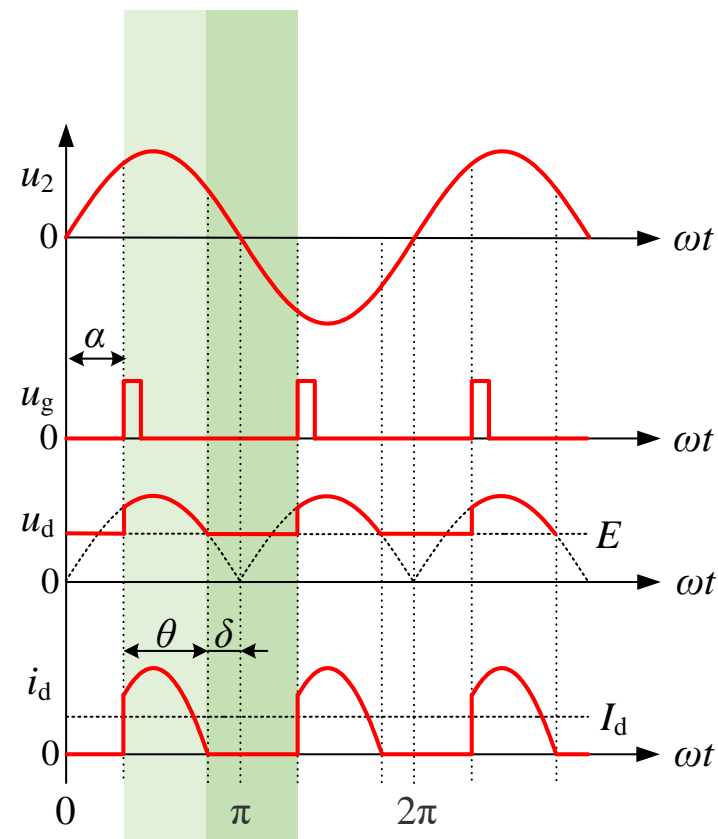
- 根据控制角和电感大小，负载电流存在断续和连续两种情况，小电感时，负载电流滞后于输出整流电压；电感无穷大时，负载电流为一条直线；
- 某晶闸管导通时，求任意关断晶闸管电压，优先回路由 u_2 、导通晶闸管和待求晶闸管组成；
- 小电感负载时移相范围是 180° ，大电感负载时移相范围是 90° 。



单相桥式整流电路-反电势负载



- ① $u_2 > E$ 时, 晶闸管触发导通
 , $u_d = E + i_d R_{Ld} = u_2$ 。
- ② $u_2 < E$ 时, 晶闸管承受反压
关断, $u_d = E$ 。



停止导通角 $\delta = \sin^{-1} \frac{E}{\sqrt{2}U_2}$



反电势负载-基本数量关系

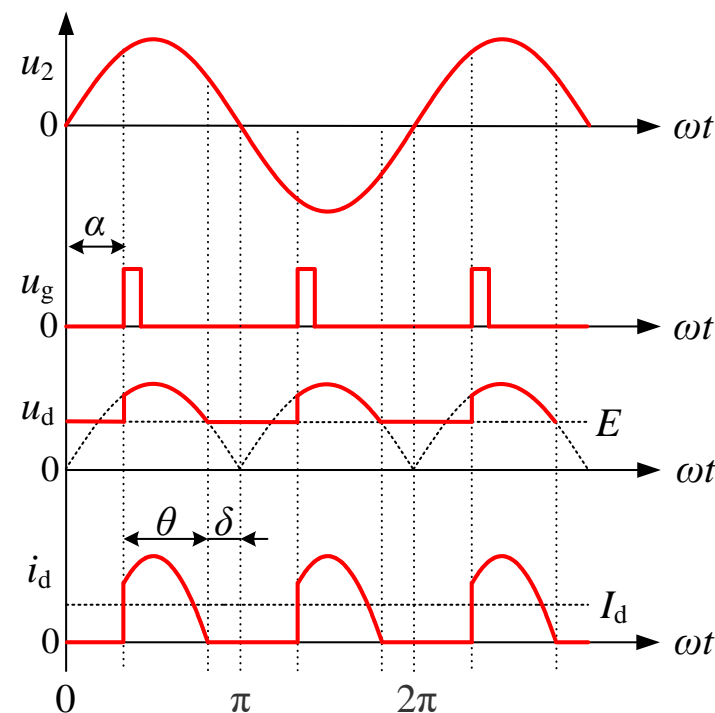
输出整流电压 U_d :

$$\begin{aligned} U_d &= E + \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi-\delta} (\sqrt{2}U_2 \sin \omega t - E) d\omega t \\ &= \frac{1}{\pi} \left[\sqrt{2}U_2 (\cos \delta + \cos \alpha) \right] + \frac{\delta + \alpha}{\pi} E \end{aligned}$$

整流电流平均值 I_d :

$$i_d = \frac{u_2 - E}{R_{Ld}} = \frac{\sqrt{2}U_2 \sin \omega t - E}{R_{Ld}}$$

$$I_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi-\delta} i_d d\omega t = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi-\delta} \frac{\sqrt{2}U_2 \sin \omega t - E}{R_{Ld}} d\omega t = \frac{1}{\pi R_{Ld}} \left[\sqrt{2}U_2 (\cos \delta + \cos \alpha) - E\theta \right]$$





2.2 单相相控整流电路

2.2.1 单相桥式全控整流电路

2.2.1.1 电阻性负载

2.2.1.2 阻感性负载

2.2.1.3 反电势负载

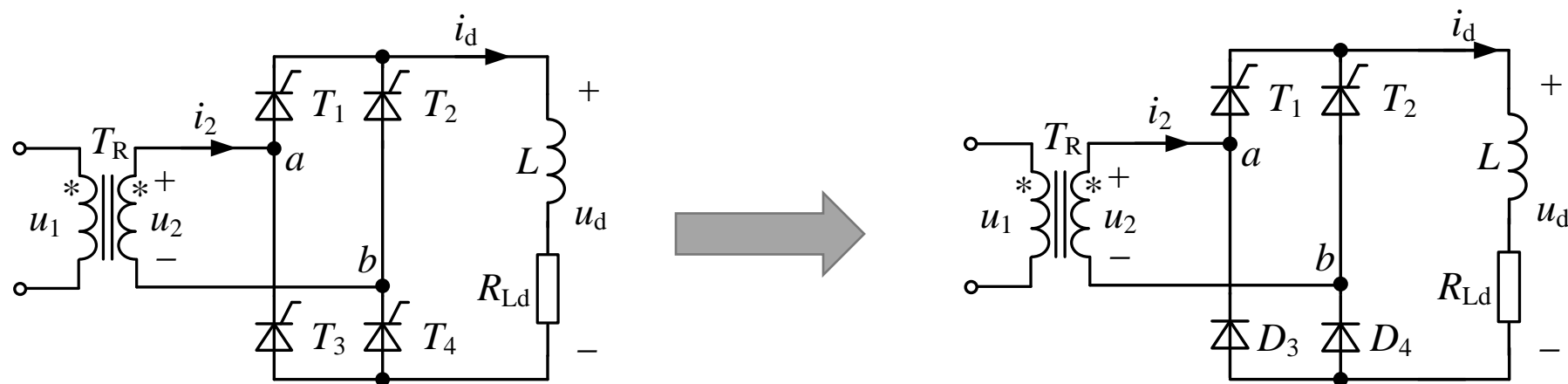
2.2.2 单相桥式半控整流电路

2.2.2.1 基本单相桥式半控整流电路

2.2.2.2 带续流二极管的单相桥式半控整流电路



单相桥式半控整流电路



■ 将一对晶闸管换成一对整流二极管

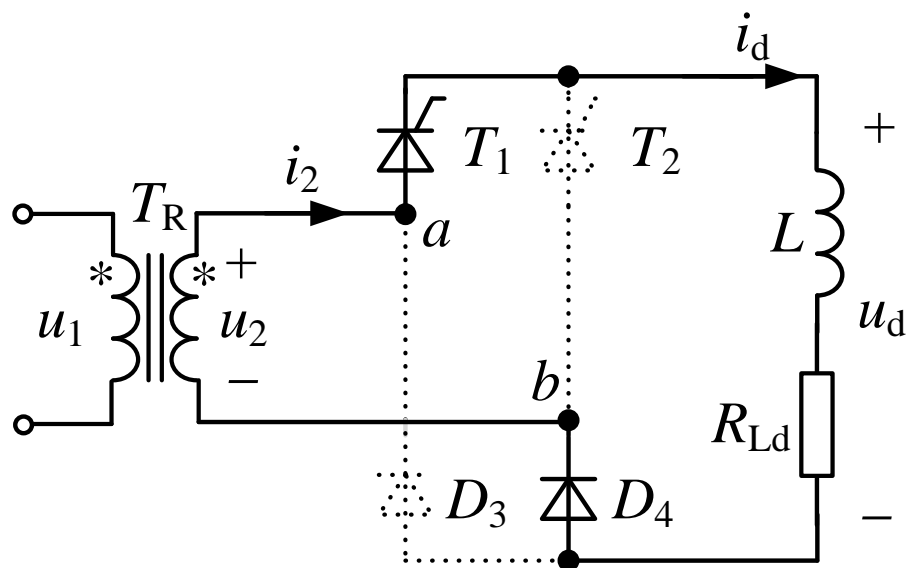
- 成本较低
- 触发装置相对简单

■ 单相桥式半控整流电路的工作特点是晶闸管触发导通，而二极管为自然换相导通。

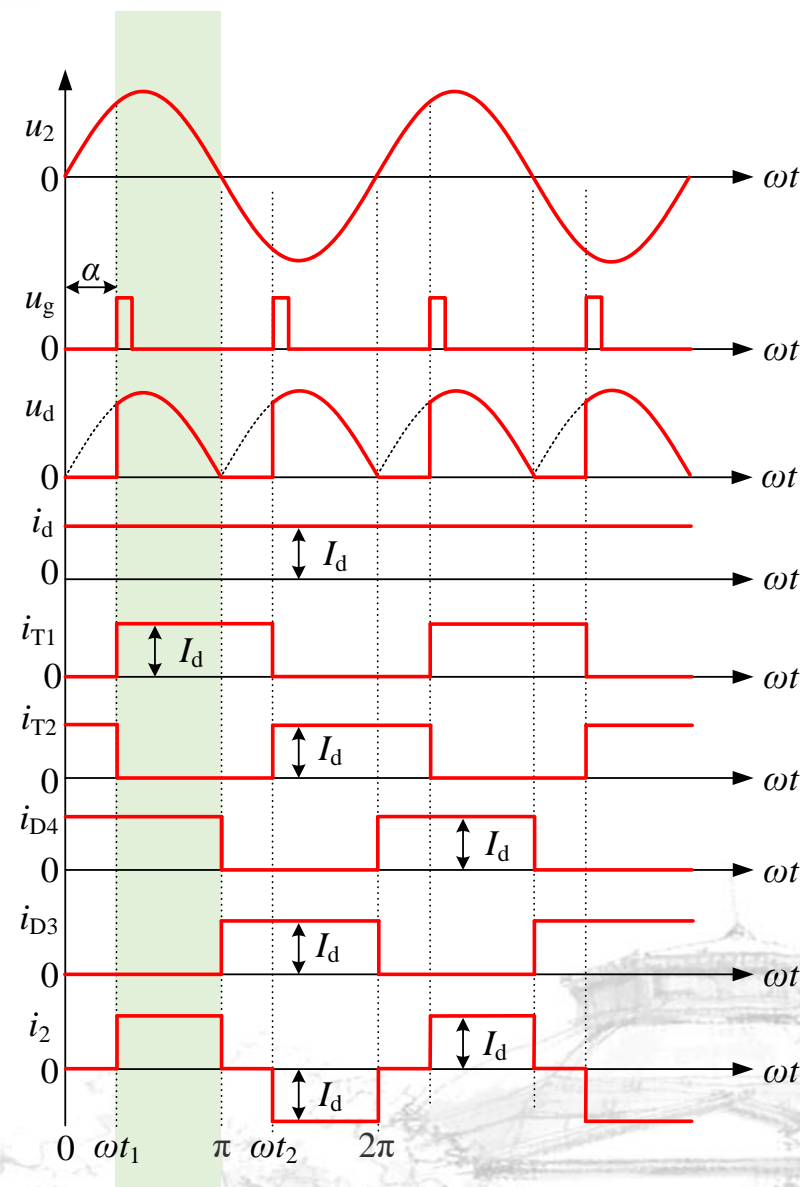
■ 当接电阻性负载时，其工作情况与单相全控桥式电路相同，输出整流电压、负载电流的波形及元件参数的计算公式也都一样。



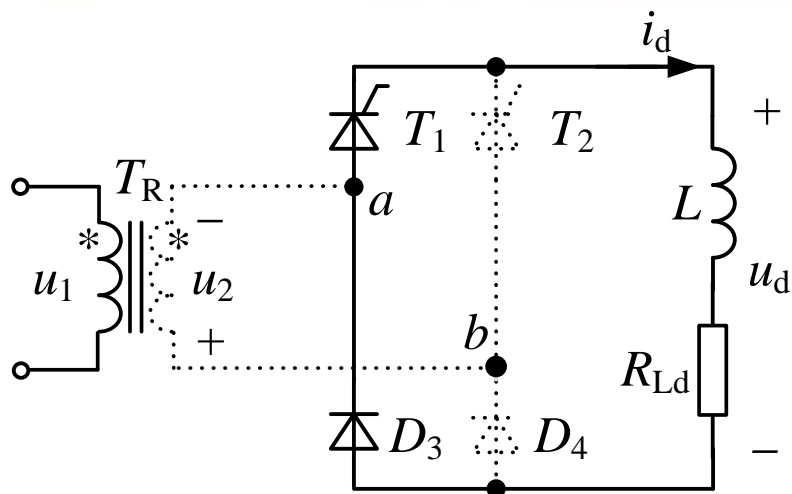
大电感负载-工作原理分析



- ① $\omega t_1 = \alpha$ 时刻，触发晶闸管 T_1 ，则 T_1 、 D_4 导通，输出整流电压 $u_d = u_2$ ， $u_{T1} = u_{D4} = 0$ 。
- ② T_2 和 D_3 承受反压阻断。
- ③ $\omega t = \pi$ 时， u_2 降为零。



大电感负载-工作原理分析

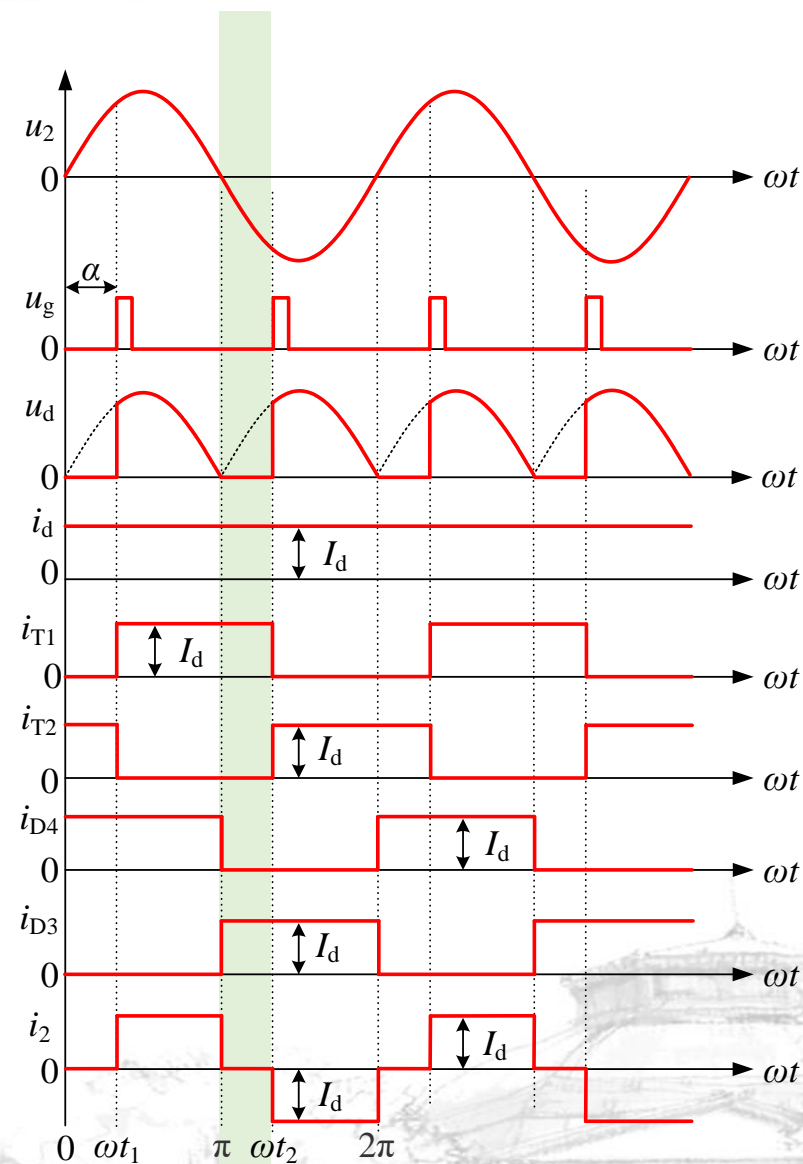


④ u_2 进入负半周后, 由于是大电感负载, T_2 未触发, 因此 T_1 仍导通。

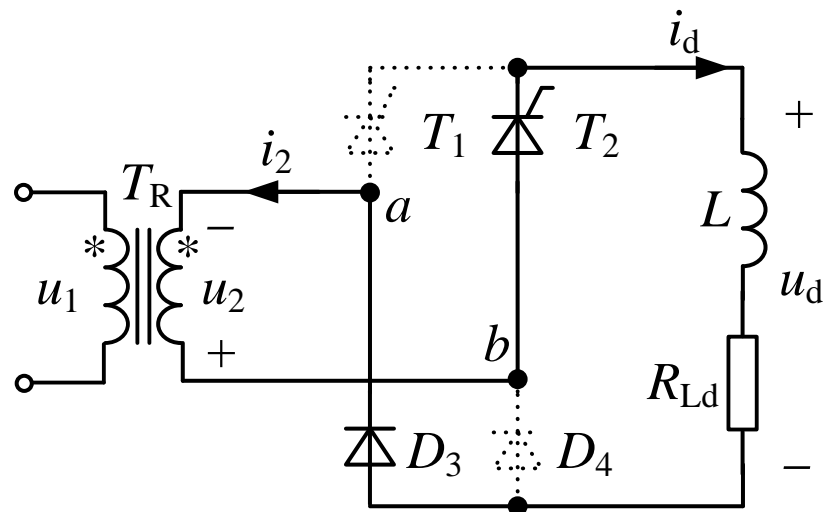
⑤ 由于b点电位高于a点电位, 同 D_4 相比, D_3 具备优先导通条件, D_3 导通, D_4 承受反压截止。

$$u_{T1}=u_{D3}=0, \quad u_d=0$$

⑥ $u_{T2}=-u_2, \quad u_{D4}=u_2$



大电感负载-工作原理分析

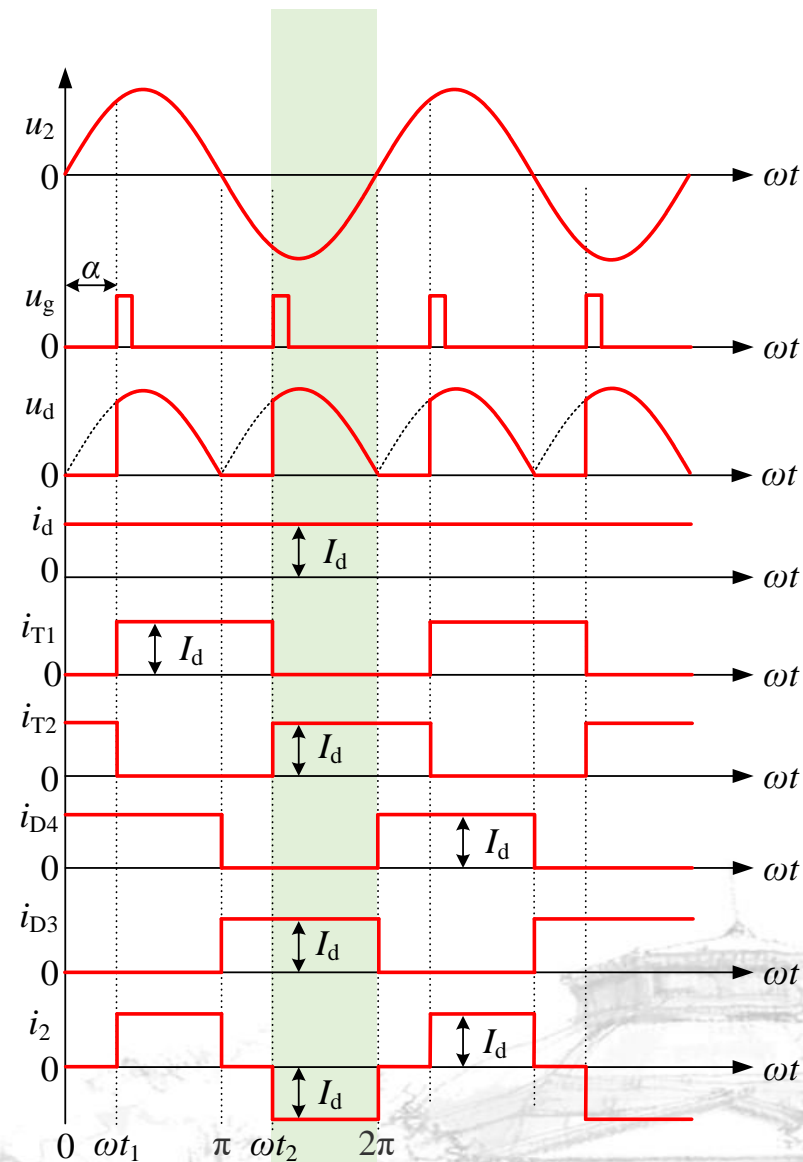


⑦ 在 $\omega t_2 = \pi + \alpha$ 时刻, 触发 T_2 使其导通, T_1 承受反压关断, 输出整流电压 $u_d = -u_2$, $u_{T2} = u_{D3} = 0$ 。

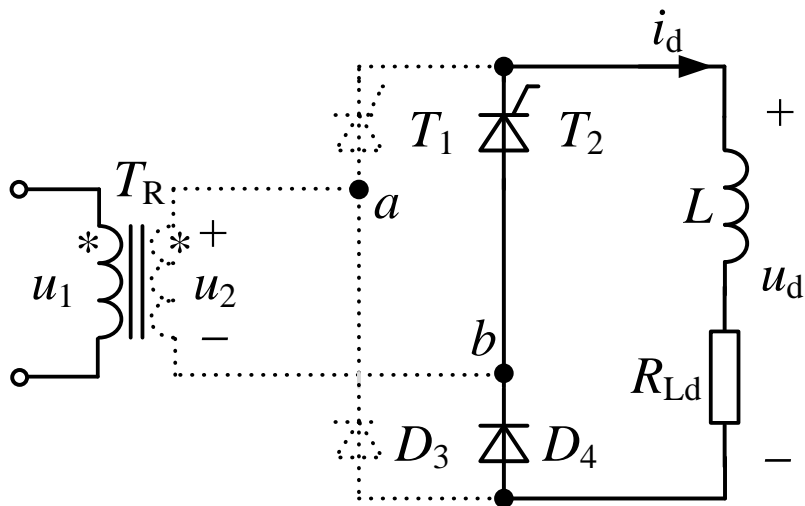
⑧ T_1 和 D_4 处于阻断状态。

$$u_{T1} = u_{D4} = u_2$$

⑨ $\omega t = 2\pi$ 时刻, u_2 反向降为零。



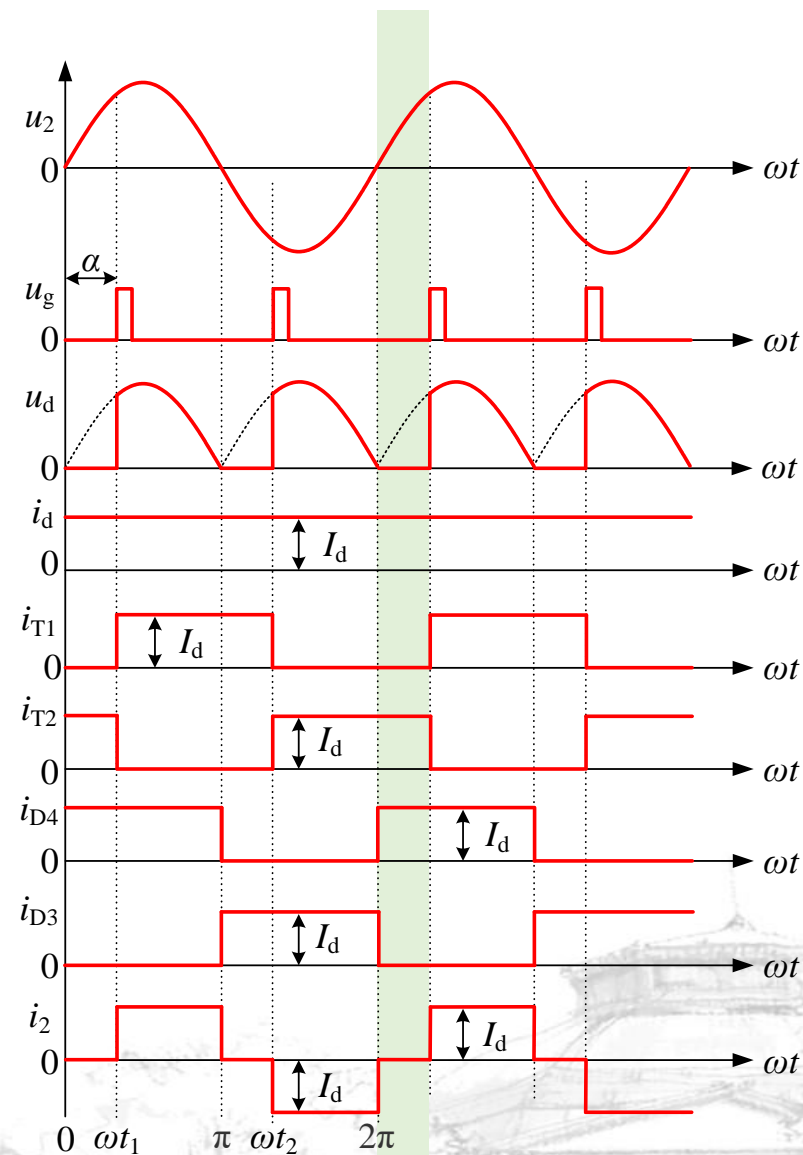
大电感负载-工作原理分析



⑩ 当 u_2 再次进入正半周时, D_4 换相导通, D_3 截止, T_2 、 D_4 续流。

$$u_d=0, \quad u_{T2}=u_{D4}=0。$$

$$u_{T1}=u_2, \quad u_{D3}=-u_2。$$



大电感负载-数量关系

■ 输出整流电压平均值 U_d :

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

■ 负载电流平均值 I_d :

$$I_d = \frac{U_d}{R_{Ld}} = 0.9 \frac{U_2}{R_{Ld}} \frac{1 + \cos \alpha}{2}$$

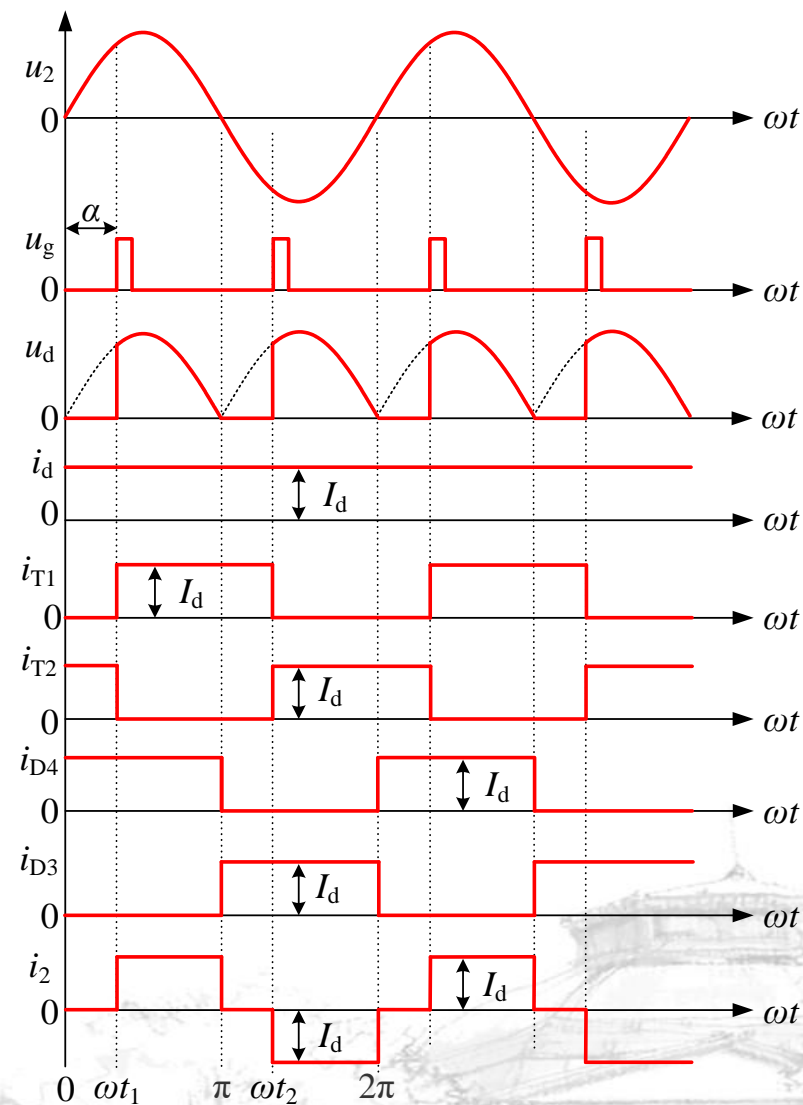
■ 晶闸管和整流管电流有效值 I_{T_rms} 和平均值 I_{T_ave} :

$$I_{T_rms} = I_{D_rms} = \frac{I_d}{\sqrt{2}}$$

$$I_{T_ave} = I_{D_ave} = I_d / 2$$

■ 变压器副边电流有效值 I_{2_rms} :

$$I_{2_rms} = \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{\pi}} I_d$$



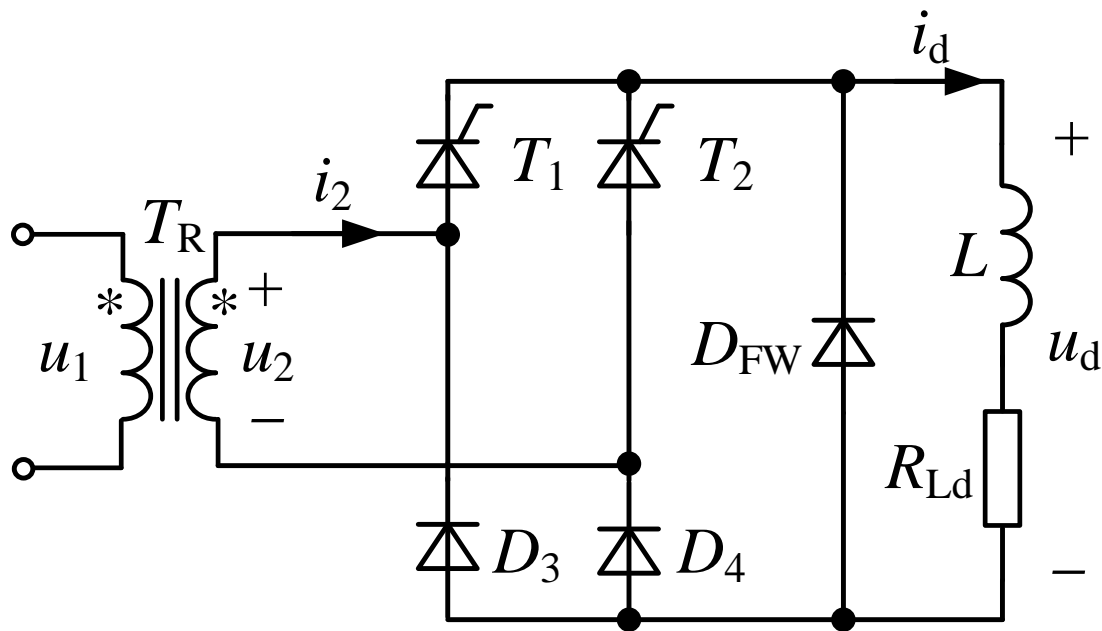
单相半控整流的失控现象

- 在实际运行中，当电路关机或控制角突增到 180° 时，可能会出现一只晶闸管持续导通，两只整流二极管交替导通的失控现象。
- 在 u_2 正半周，当 T_1 触发导通后， i_d 流经 T_1 、 D_4 。如此时关机， T_2 因无触发脉冲而始终处于关断状态。
- 当 u_2 进入负半周后，电流从 D_4 换流至 D_3 ，由于电感上感应电势的作用， i_d 经 T_1 、 D_3 继续流通，电感释放能量。如果电感很大， T_1 将维持导通到 u_2 进入下一个周期的正半周， T_1 承受正向电压继续导通，而此时电流又从 D_3 自然换流到 D_4 。
- 出现 T_1 持续导通， D_3 、 D_4 轮流导通现象，电路失去控制，输出变为单相半波整流电压波形， T_1 也会因过热而损坏。



带续流二极管的单相桥式半控整流电路

为了防止失控现象发生，常见的一种解决方法是在负载两端并接一只续流二极管 D_{FW}

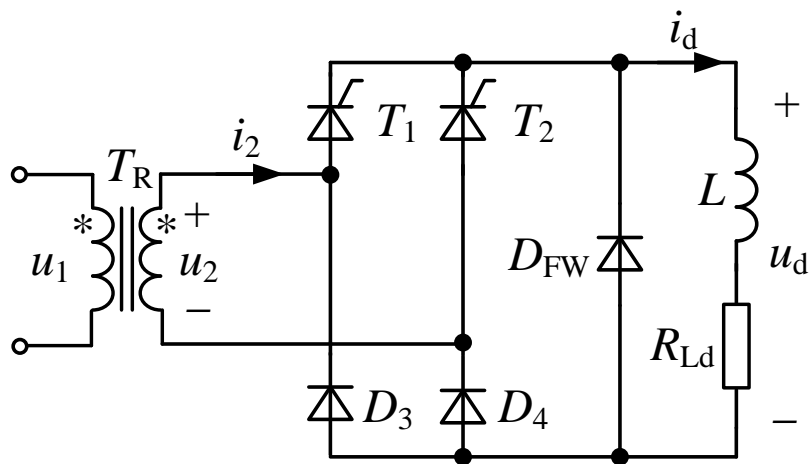


续流二极管的作用是取代晶闸管和整流二极管的续流作用。

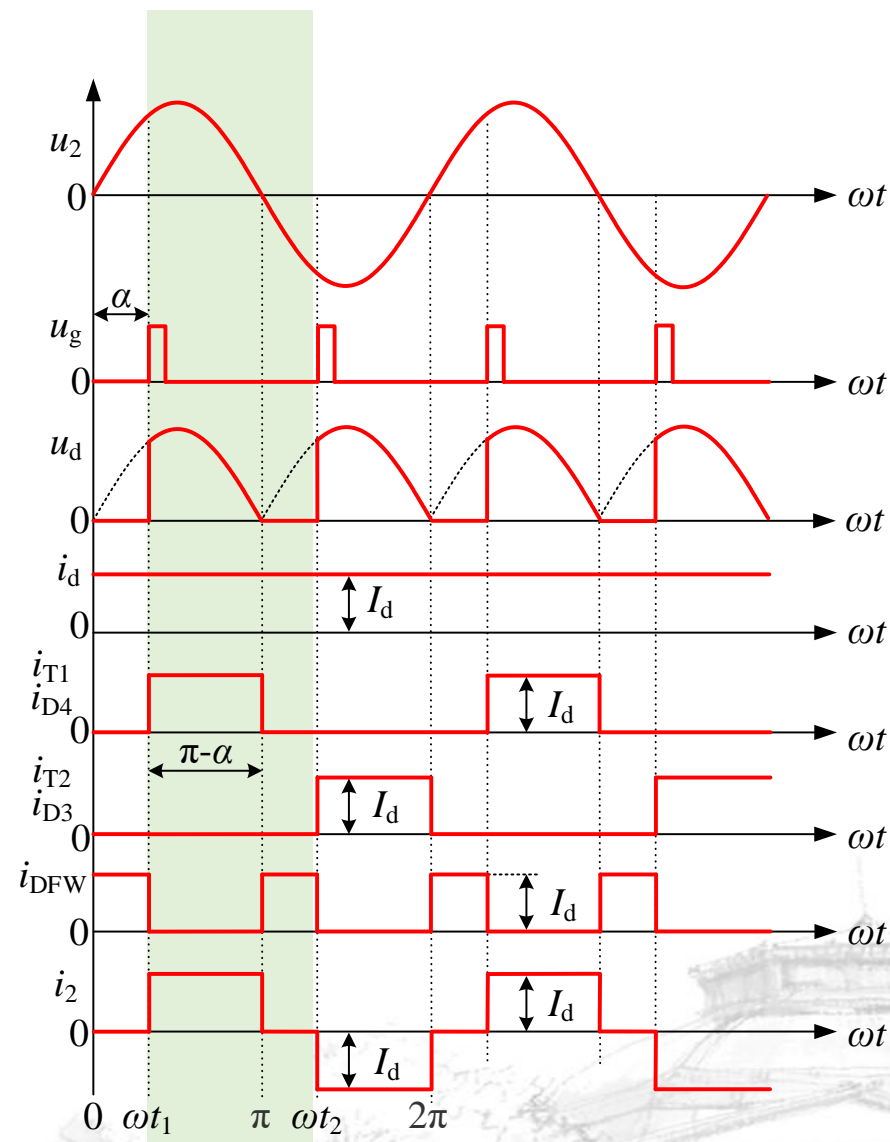
当 D_{FW} 下端电压高于上端时，续流二极管就会导通，使得 u_d 始终大于等于零。



带续流二极管的单相桥式半控整流电路



- 在 u_2 的正半周, T_1 、 D_4 导通, D_{FW} 承受反压截止。
- 从 u_2 过 π 变负时, 在电感的感应电势作用下, D_{FW} 阴极电压更低而优先导通, i_d 经 D_{FW} 构成通路, 电感释放能量。 T_1 由于阳极电流减小到零而恢复阻断, 防止了失控现象发生。



带续流二极管的单相桥式半控整流电路

■ 输出整流电压平均值 U_d :

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

■ 晶闸管和整流管电流有效值 I_{T_rms} 和平均值 I_{T_ave} :

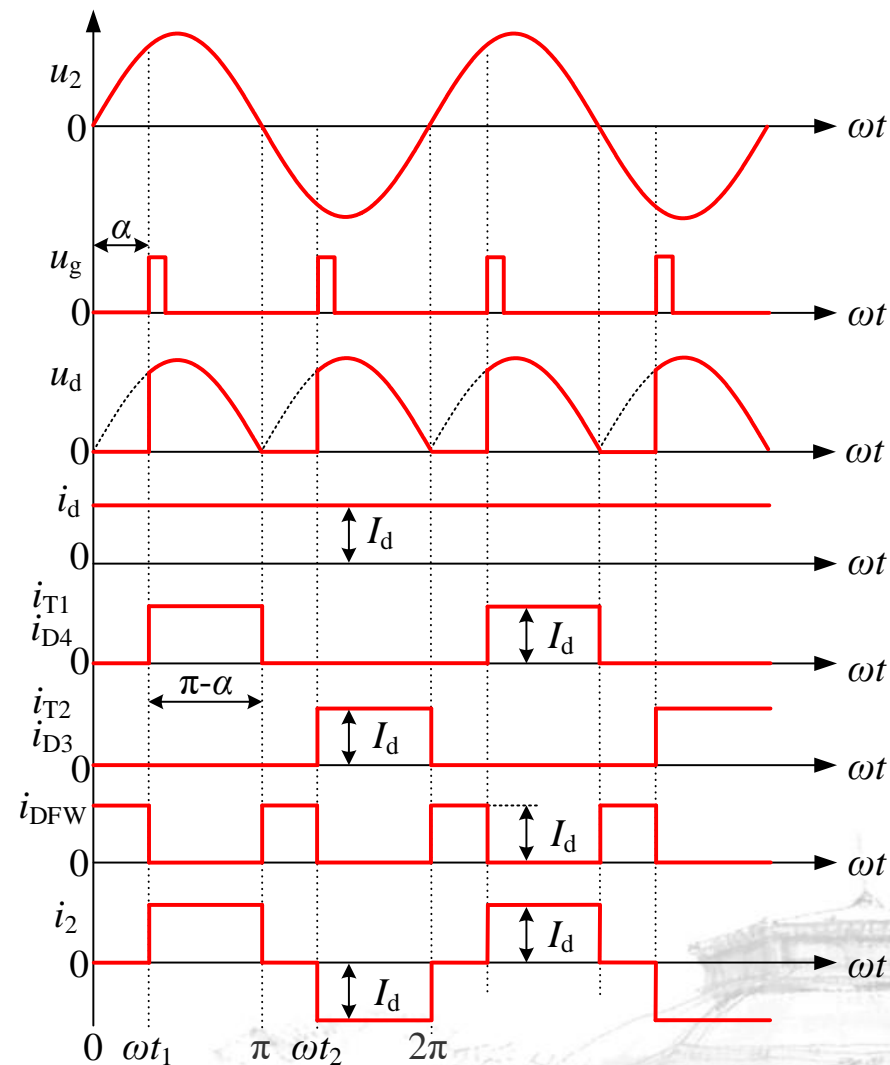
$$I_{T_rms} = I_{D_rms} = \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{2\pi}} I_d \quad I_{T_ave} = I_{D_ave} = \frac{\pi - \alpha}{2\pi} I_d$$

■ 续流二极管电流有效值 I_{DFW_rms} 与平均值 I_{DFW_ave} :

$$I_{DFW_rms} = \sqrt{\frac{\alpha}{\pi}} I_d \quad I_{DFW_ave} = \frac{\alpha}{\pi} I_d$$

■ 变压器副边电流有效值 I_{2_rms} :

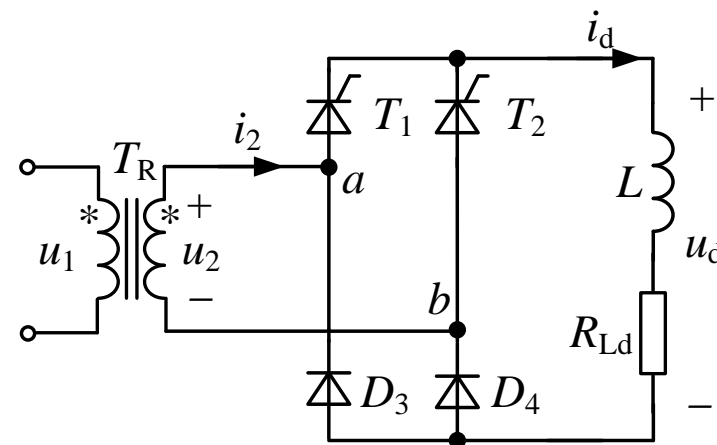
$$I_{2_rms} = \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{\pi}} I_d$$



单相半控整流电路总结

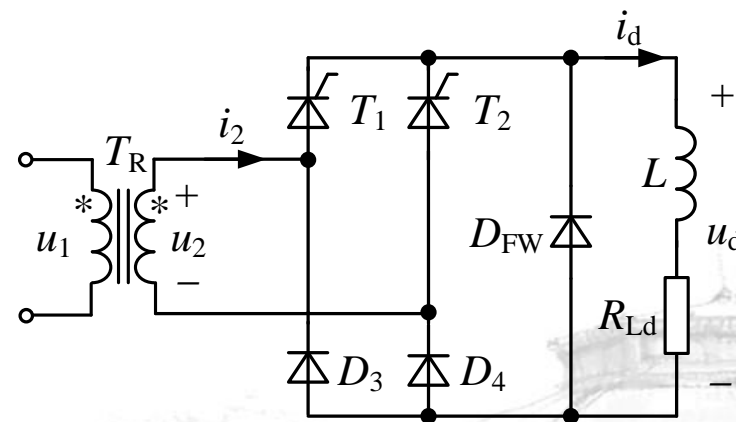
■ 基本单相半控整流电路

- 大电感负载，负载电流一定连续；
- 输出整流电压不可能出现负值；
- 两只晶闸管各导通半个周期，两只二极管各导通半个周期；
- 移相范围为 180° ；
- 存在失控问题。



■ 带续流二极管的单相半控整流电路

- 大电感负载，负载电流一定连续；
- 输出整流电压不可能出现负值；
- 续流二极管的工作频率是晶闸管和整流管的2倍；
- 移相范围为 180°
- 晶闸管和二极管的电流平均值和有效值按方波电流计算。





2.3 三相相控整流电路

2.3.1 三相半波相控整流电路

2.3.1.1 电阻性负载

2.3.1.2 阻感性负载

2.3.1.3 整流变压器容量与整流功率的关系

2.3.1.4 三相半波共阳极相控整流电路

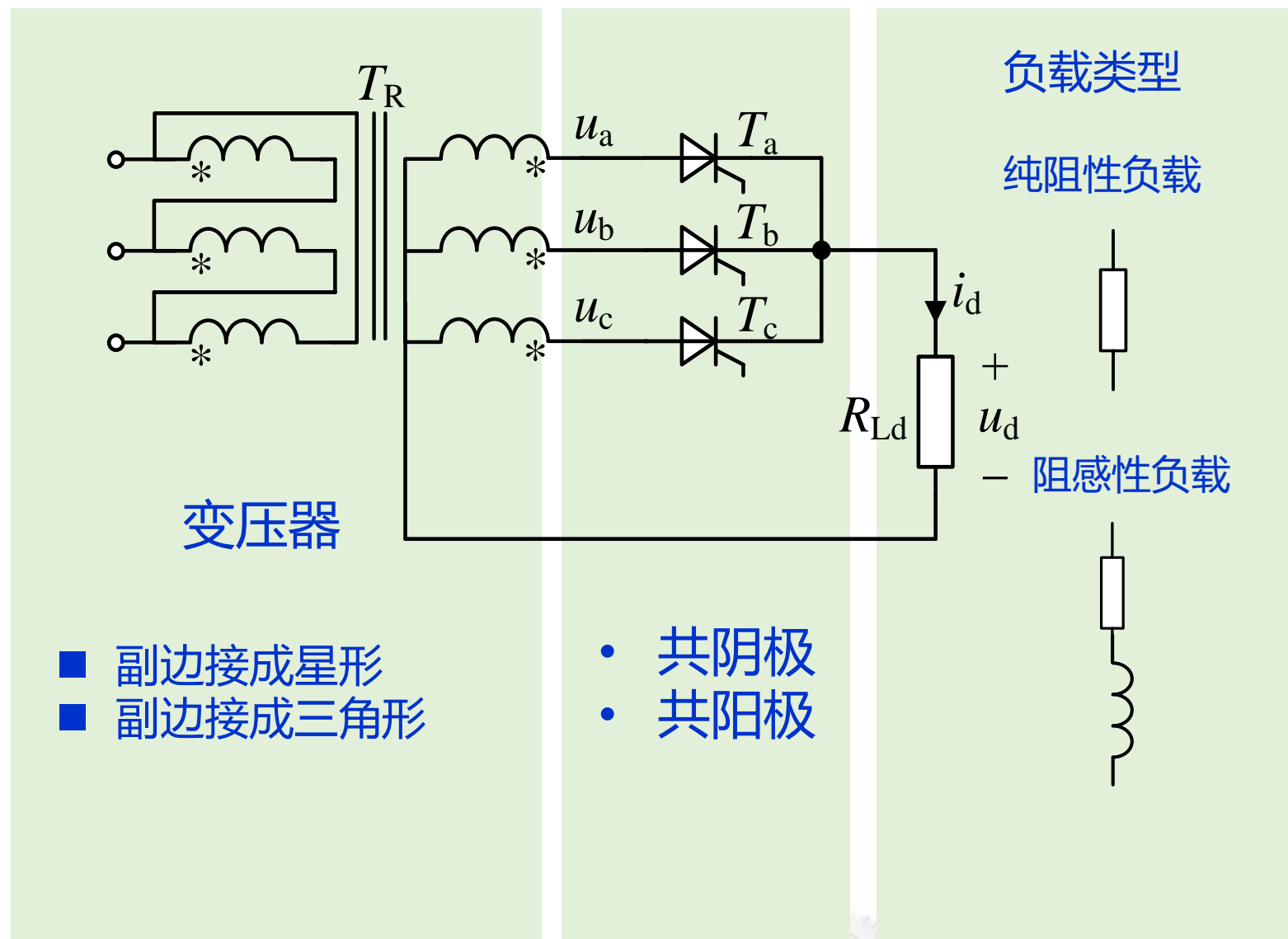
2.3.2 三相桥式相控整流电路

2.3.2.1 阻感性负载

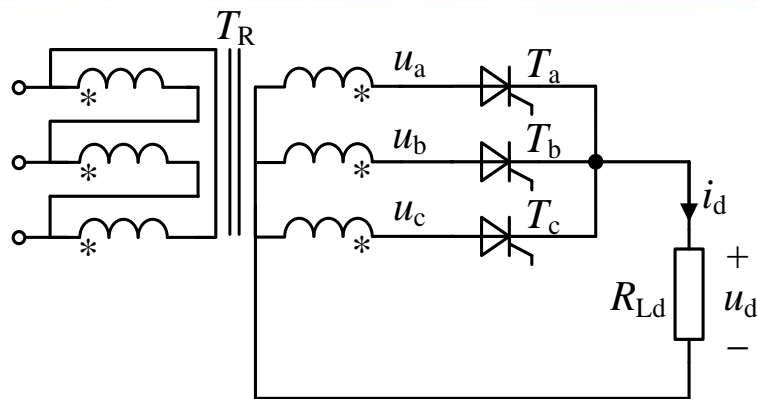
2.3.2.2 纯阻性负载



三相半波相控整流电路



三相半波相控整流电路



■ 输入三相电压表达式：（参考方向：同名端为正）

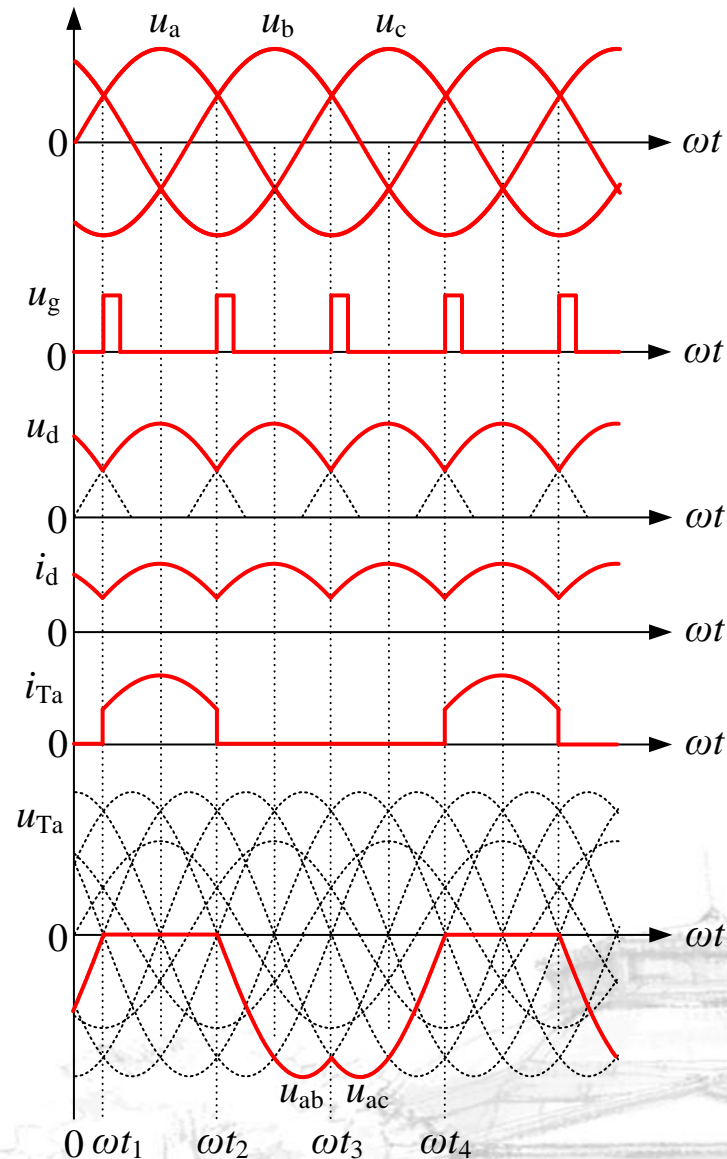
$$u_a = \sqrt{2}U_2 \sin \omega t$$

$$u_b = \sqrt{2}U_2 \sin(\omega t - 120^\circ)$$

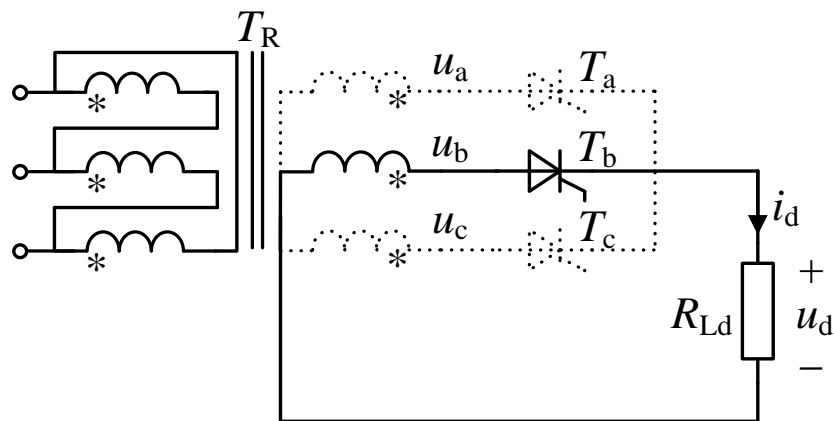
$$u_c = \sqrt{2}U_2 \sin(\omega t - 240^\circ)$$

■ 晶闸管导通规律：

- 在共阴极电路中，哪相电压最高，则与该相绕组串联的二极管导通，其余两相上的二极管承受反压而截止。
- 三相相电压正半周波形的交点 ωt_1 、 ωt_2 、 ωt_3 等称为自然换相点，电角度为 30° 。



三相半波相控整流电路



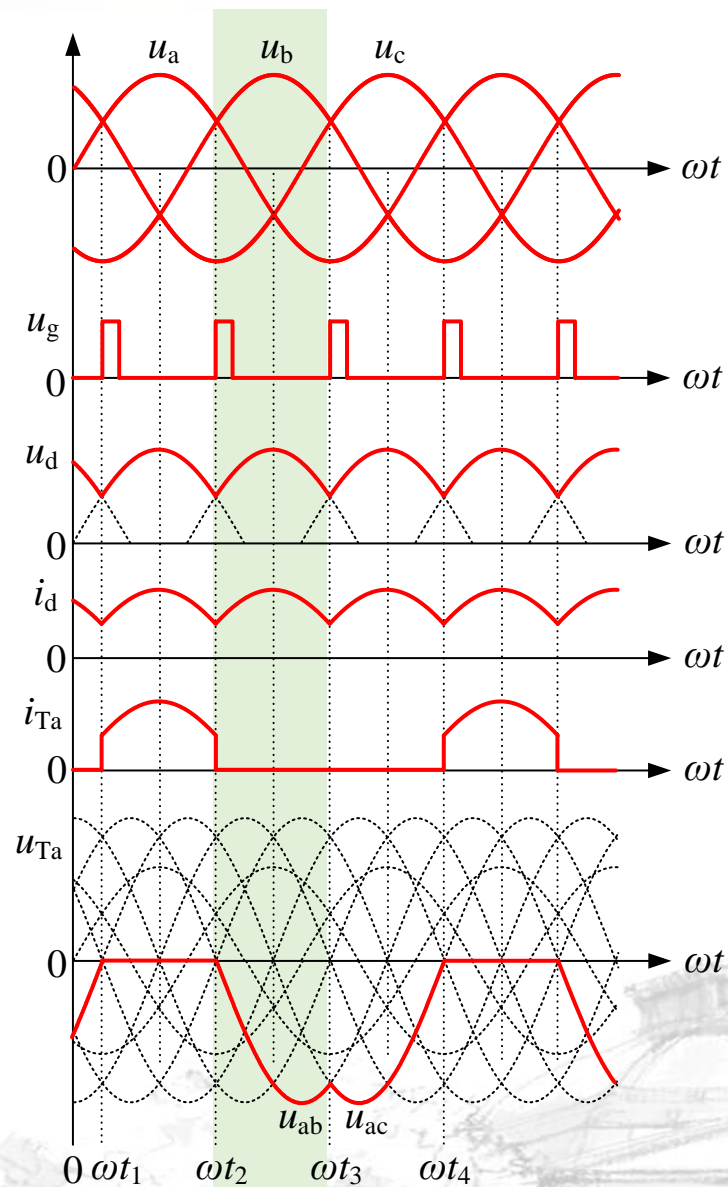
③ ωt_2 时刻，即 $\omega t = 2\pi/3 + \alpha$ 给 T_b 施加触发脉冲，由于b相瞬时电压最高，则 T_b 立即触发导通。

$$u_{Tb} = 0, \quad u_d = u_b$$

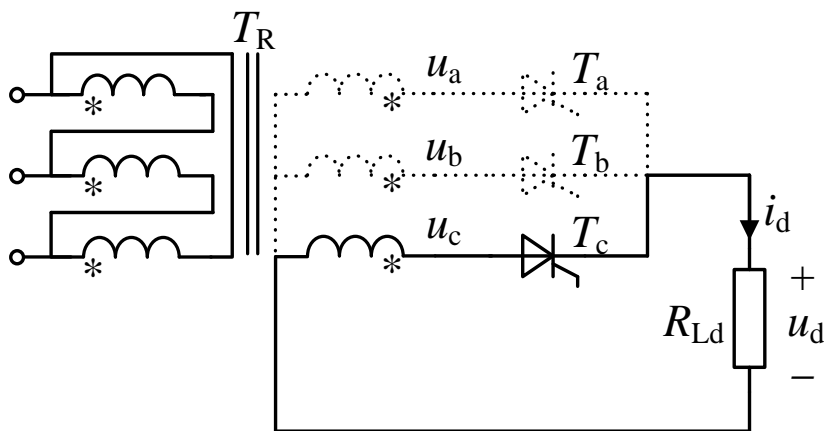
④ T_a 、 T_c 承受反压处于阻断状态，

$$u_{Ta} = u_a - u_b = u_{ab} < 0$$

$$u_{Tc} = u_c - u_b = u_{cb} < 0$$



三相半波相控整流电路



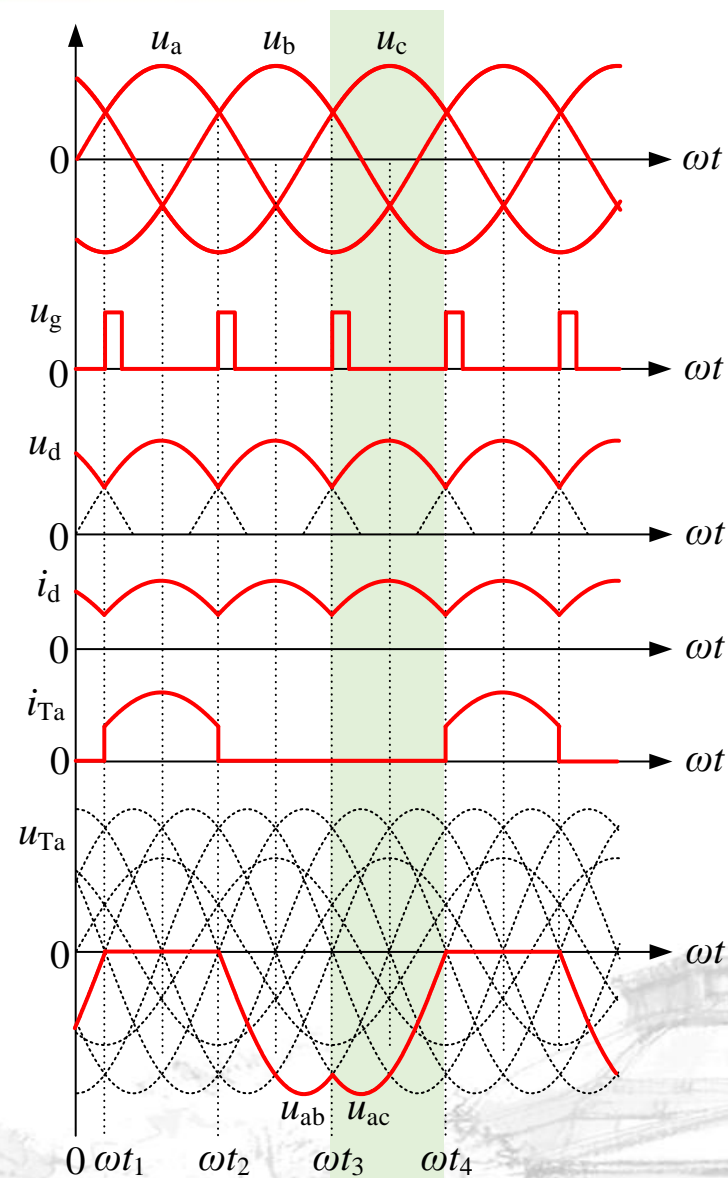
⑤ ωt_3 时刻, 即 $\omega t=4\pi/3+\alpha$ 给 T_c 施加触发脉冲, 由于b相瞬时电压最高, 则 T_b 立即触发导通。

$$u_{Tc}=0, \quad u_d=u_c$$

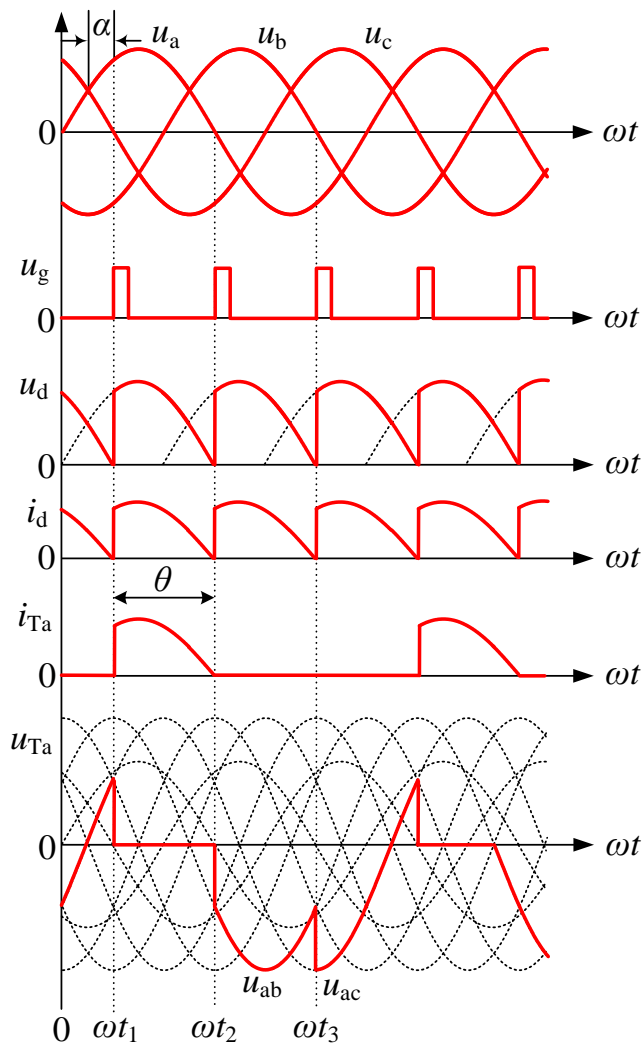
⑥ T_a 、 T_b 承受反压处于阻断状态,

$$u_{Ta}=u_a-u_c=u_{ac}<0$$

$$u_{Tb}=u_b-u_c=u_{bc}<0$$



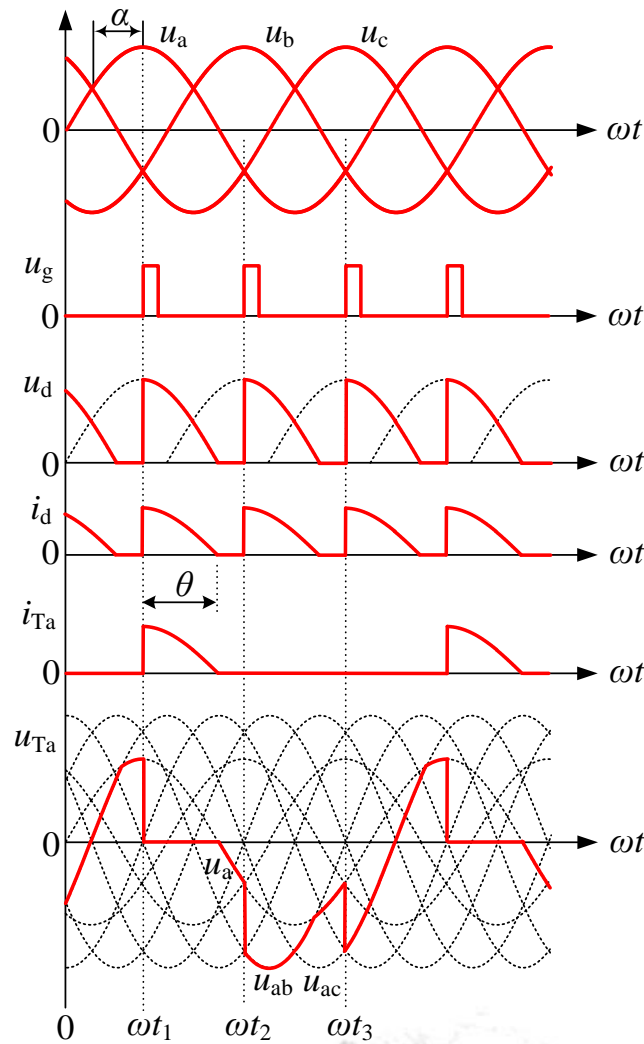
纯阻性负载 ($\alpha = 30^\circ$, $\alpha > 30^\circ$) 工作原理



$\alpha = 30^\circ$

临界连续状态

导通角 120°



$\alpha = 60^\circ$

断续状态

导通角小于
 120°

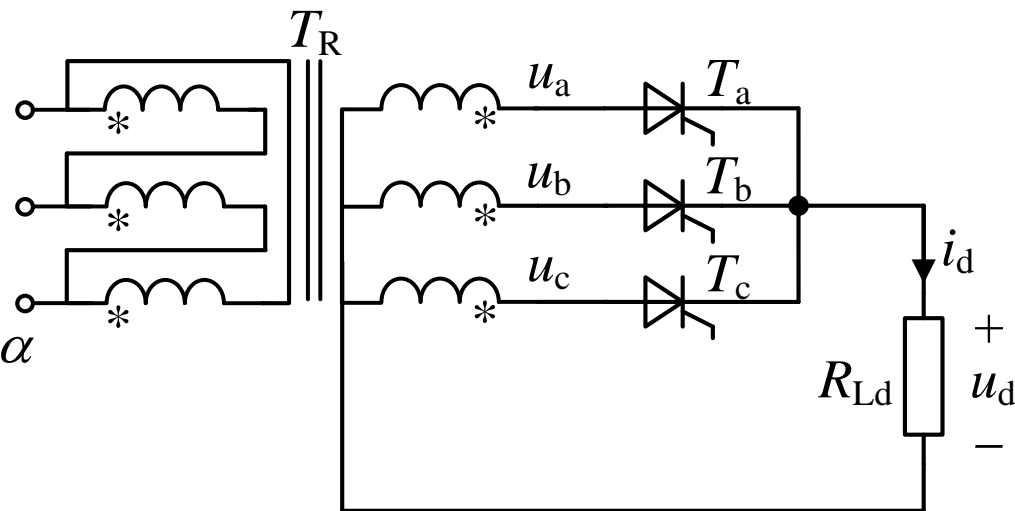


基本数量关系

■ 输出整流电压 U_d ($\alpha \leq 30^\circ$)

$$U_d = \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{\pi}{6}+\alpha+\theta} \sqrt{2}U_2 \sin \omega t d\omega t$$

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



■ $\alpha \leq 30^\circ$ 时, 导通角为 120° 。

■ $\alpha = 0^\circ$ 时, $U_d = 1.17U_2$, 为最大值。

■ 输出整流电压 U_d ($30^\circ < \alpha < 150^\circ$)

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

■ $\alpha > 30^\circ$ 时, 导通角为 $150^\circ - \alpha$ 。

■ $\alpha = 150^\circ$ 时, $U_d = 0$, 移相范围为 150° 。



基本数量关系



■ 负载电流平均值 I_d ($\alpha \leq 30^\circ$)

$$I_d = 1.17 \frac{U_2}{R_{Ld}} \cos \alpha$$

■ 负载电流平均值 I_d ($30^\circ < \alpha < 150^\circ$)

$$I_d = 0.675 \frac{U_2}{R_{Ld}} \left[1 + \cos \left(\frac{\pi}{6} + \alpha \right) \right]$$

■ 晶闸管和副边电流有效值 ($\alpha \leq 30^\circ$)

$$I_{T_{rms}} = I_{2_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{5\pi}{6} + \alpha} \left(\frac{\sqrt{2}U_2 \sin \omega t}{R_{Ld}} \right)^2 d\omega t} = \frac{U_2}{R_{Ld}} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left(\frac{2\pi}{3} + \frac{\sqrt{3}}{2} \cos 2\alpha \right)}$$

■ 晶闸管和副边电流有效值 ($30^\circ < \alpha < 150^\circ$)

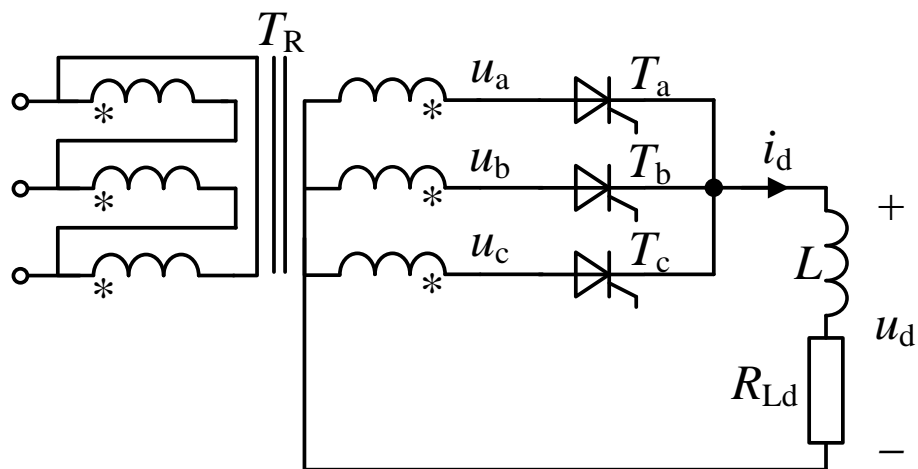
$$I_{T_{rms}} = I_{2_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\pi} \left(\frac{\sqrt{2}U_2 \sin \omega t}{R_{Ld}} \right)^2 d\omega t} = \frac{U_2}{R_{Ld}} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\frac{5\pi}{6} - \alpha + \frac{1}{2} \sin \left(\frac{\pi}{3} + 2\alpha \right) \right]}$$

■ 晶闸管电流平均值 $I_{T_{ave}}$

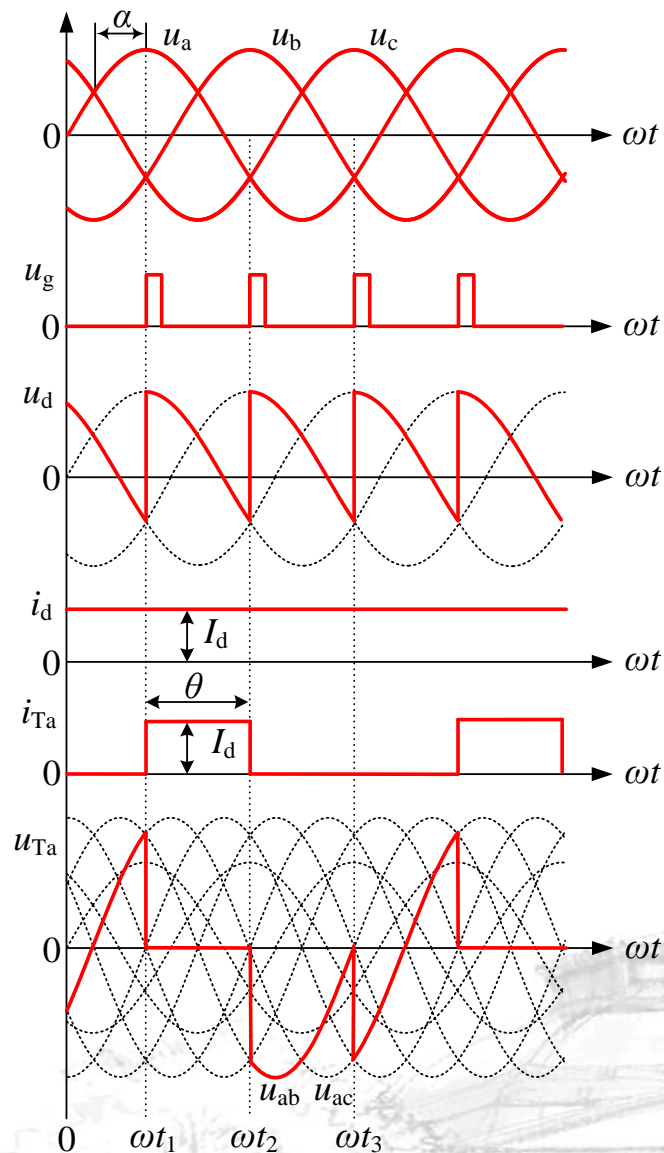
$$I_{T_{ave}} = I_d / 3$$



阻感性负载



- 由于电感中感应电势作用，仍能够使原导通相晶闸管继续维持导通， u_d 波形出现负值。
- 如果负载电感值较大，电感储能较多，则本相晶闸管能维持导通到下一相晶闸管触发导通，晶闸管导通角 $\theta=120^\circ$ 。
- 电感量足够大时， i_d 波形近似于一条直线。



基本数量关系

■ 输出整流电压平均值 U_d :

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

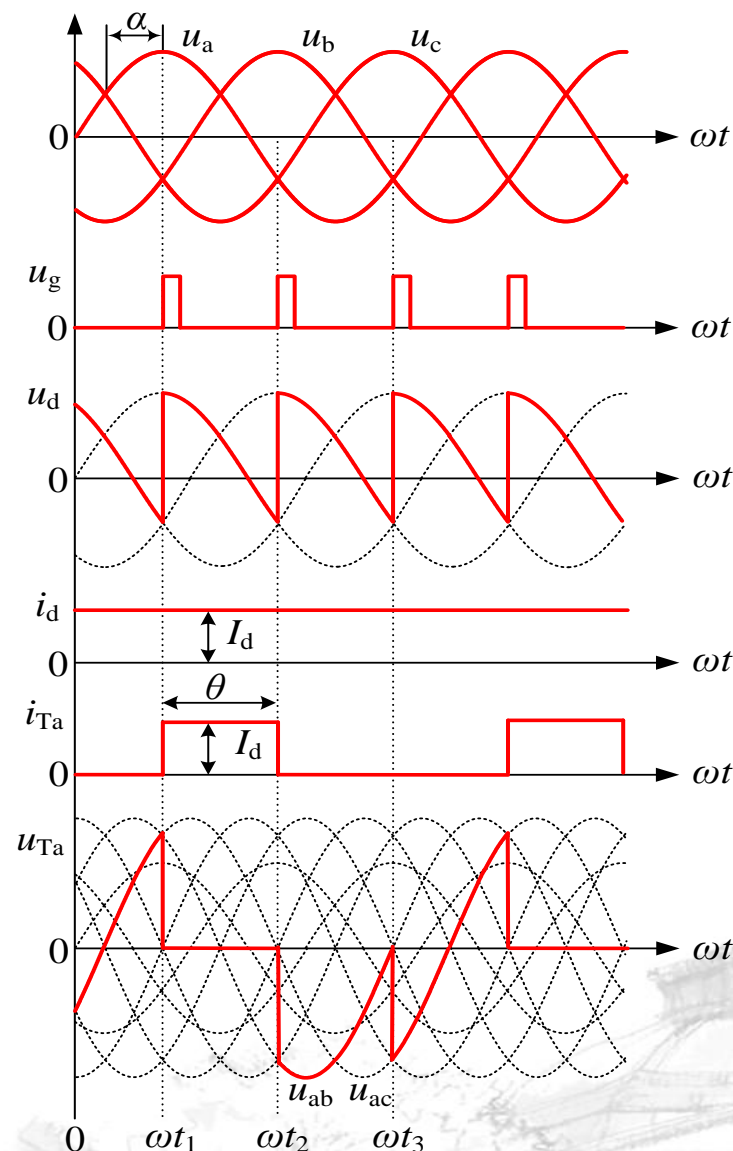
■ 三相半波大电感负载的移相范围为 90°

■ 负载电流平均值 I_d :

$$I_d = \frac{U_d}{R_{Ld}} = 1.17 \frac{U_2}{R_{Ld}} \cos \alpha$$

■ 晶闸管电流有效值 I_{T_rms} 和副边电流有效值 I_{2_rms} :

$$I_{T_rms} = I_{2_rms} = \sqrt{\frac{2\pi/3}{2\pi}} I_d^2 = \frac{I_d}{\sqrt{3}} = 0.577I_d$$



基本数量关系

■ 纯电阻负载 ($30^\circ < \alpha < 150^\circ$)

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

■ 纯电阻负载 ($\alpha < 30^\circ$)、大电感负载

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

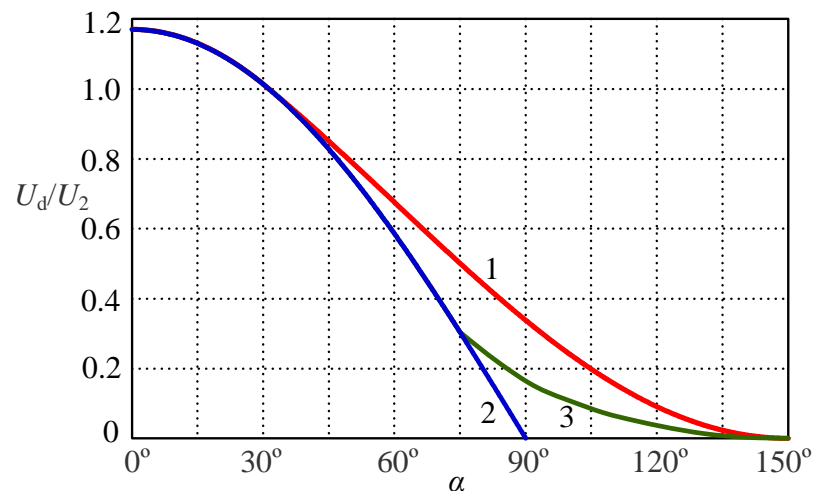
■ 小电感负载

电感量较小，储能有限， i_d 断续， u_d 波形包围的负面积将小于正面积。当 $\alpha > 90^\circ$ 时，该现象将继续存在，只有到 150° 时，正、负面积均为零，此时 u_d 或 U_d 才为零。

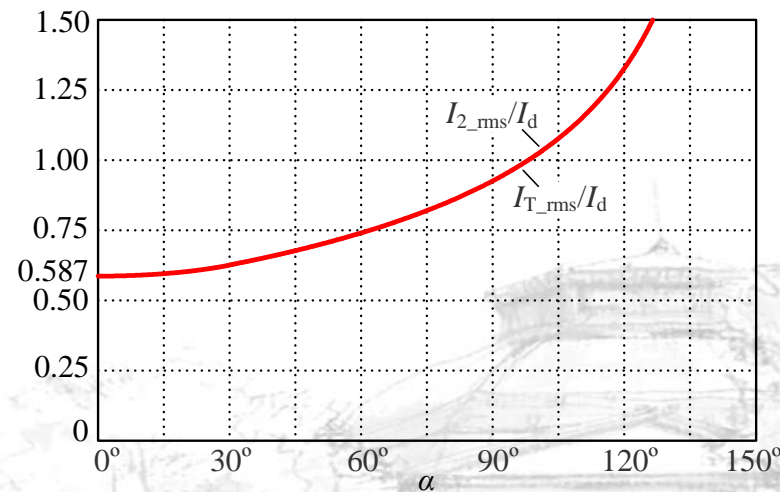
■ 纯电阻负载晶闸管与副边电流有效值

$$I_{T_{rms}} = I_{2_{rms}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\pi} \left(\frac{\sqrt{2}U_2 \sin \omega t}{R_{Ld}} \right)^2 d\omega t} = \frac{U_2}{R_{Ld}} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[\frac{5\pi}{6} - \alpha + \frac{1}{2} \sin\left(\frac{\pi}{3} + 2\alpha\right) \right]}$$

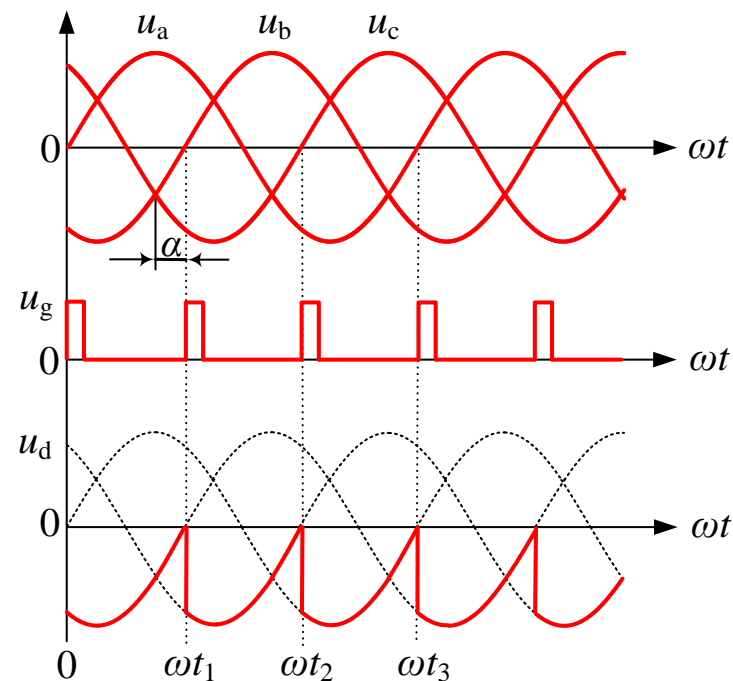
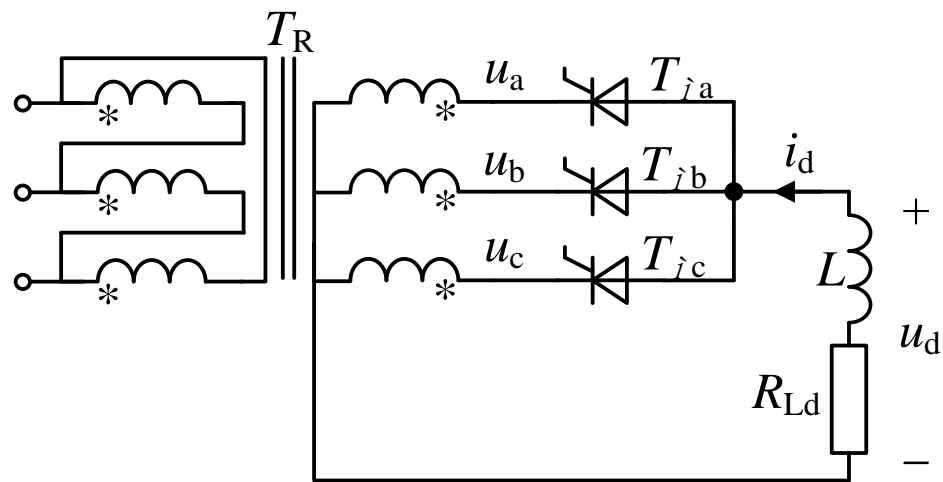
负载电流平均值不变，随着控制角的增加，晶闸管和副边电流有效值增大。



1电阻性负载，2无穷大电感负载，3小电感负载



三相半波共阳极相控整流电路



- 自然换相点为三相电压负半波的交点，即是控制角 $\alpha = 0^\circ$ 的起始点。
- U_d 的波形为负值，对于大电感负载，负载电流连续，晶闸管导通角 θ 仍为 120° ，输出整流电压平均值

$$U_d = 2 \times 1.17 U_2 \cos \alpha = 2.34 U_2 \cos \alpha = 1.35 U_{2l} \cos \alpha$$





2.3 三相相控整流电路

2.3.1 三相半波相控整流电路

2.3.1.1 电阻性负载

2.3.1.2 阻感性负载

2.3.1.3 整流变压器容量与整流功率的关系

2.3.1.4 三相半波共阳极相控整流电路

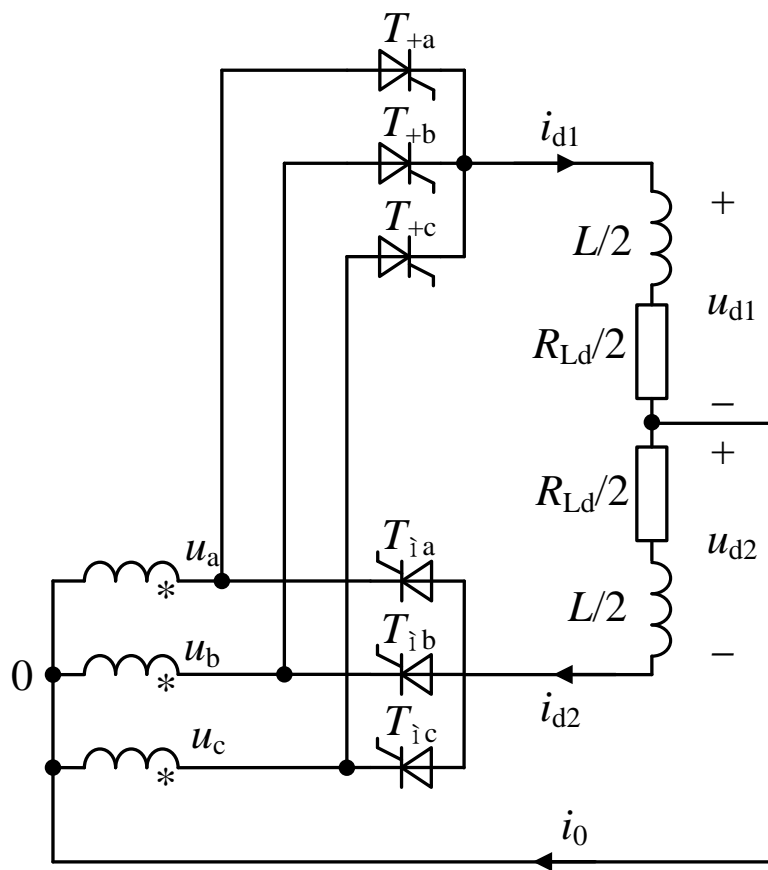
2.3.2 三相桥式相控整流电路

2.3.2.1 阻感性负载

2.3.2.2 纯阻性负载



三相桥式相控整流电路拓扑推演



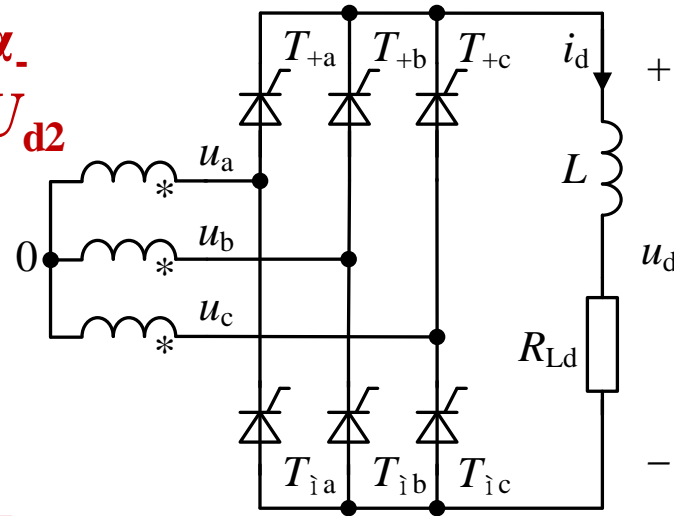
$$\alpha_+ = \alpha_-$$

$$U_{d1} = U_{d2}$$

$$I_{d1} = I_{d2}$$

$$I_0 = 0$$

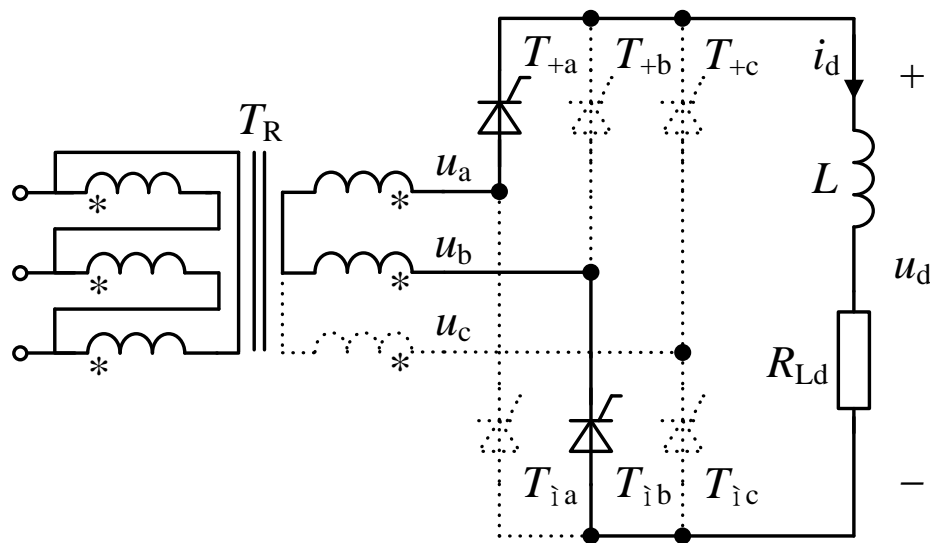
三相半波整流电路共阳极+共阴极



三相桥式相控整流电路



大电感负载工作原理分析($\alpha = 0^\circ$)

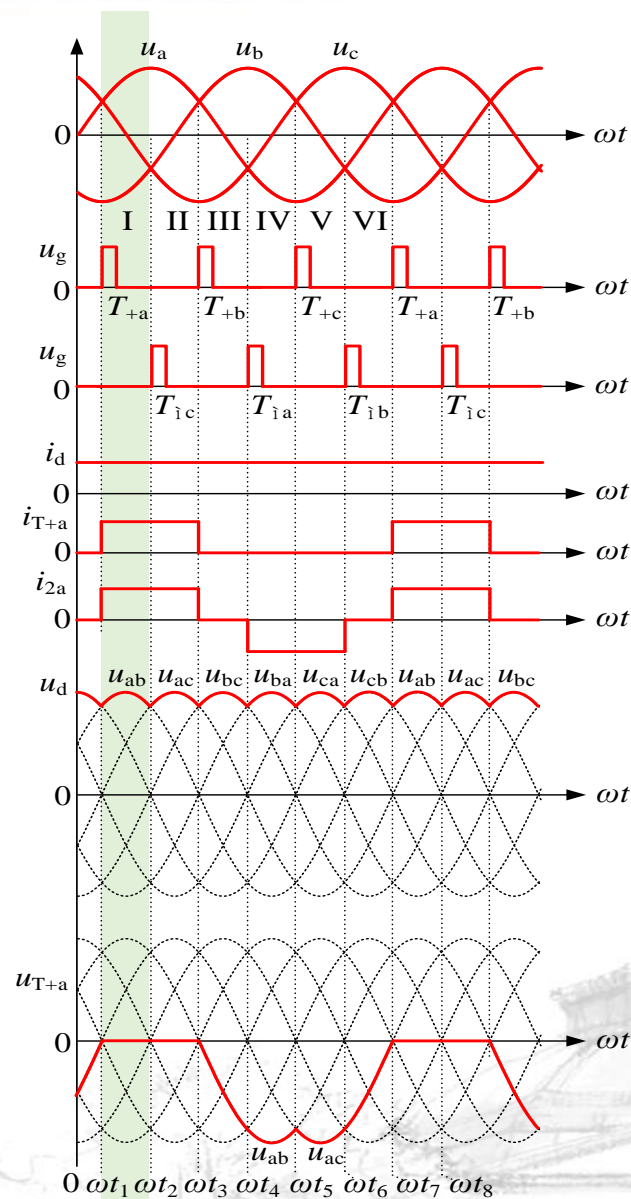


① ωt_1 时刻晶闸管 T_{-b} 已经导通，此时a相电压最高，应触发晶闸管 T_{+a} ，则晶闸管 T_{+a} 、 T_{-b} 导通；

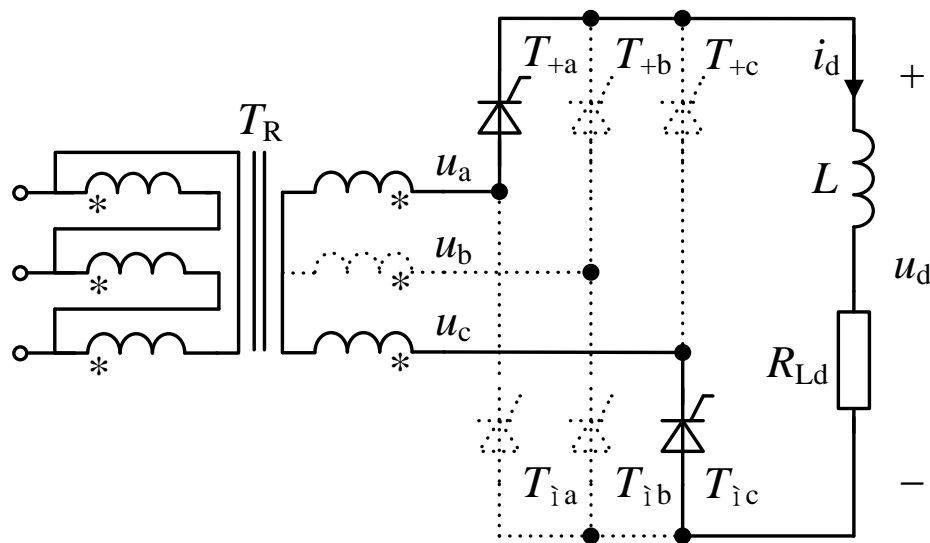
② 电流由正a相输出，经晶闸管 T_{+a} 、负载、晶闸管 T_{-b} 回到负b相；

$$u_d = u_a - u_b = u_{ab}$$

$$u_{T_{+a}} = 0$$



大电感负载工作原理分析($\alpha = 0^\circ$)

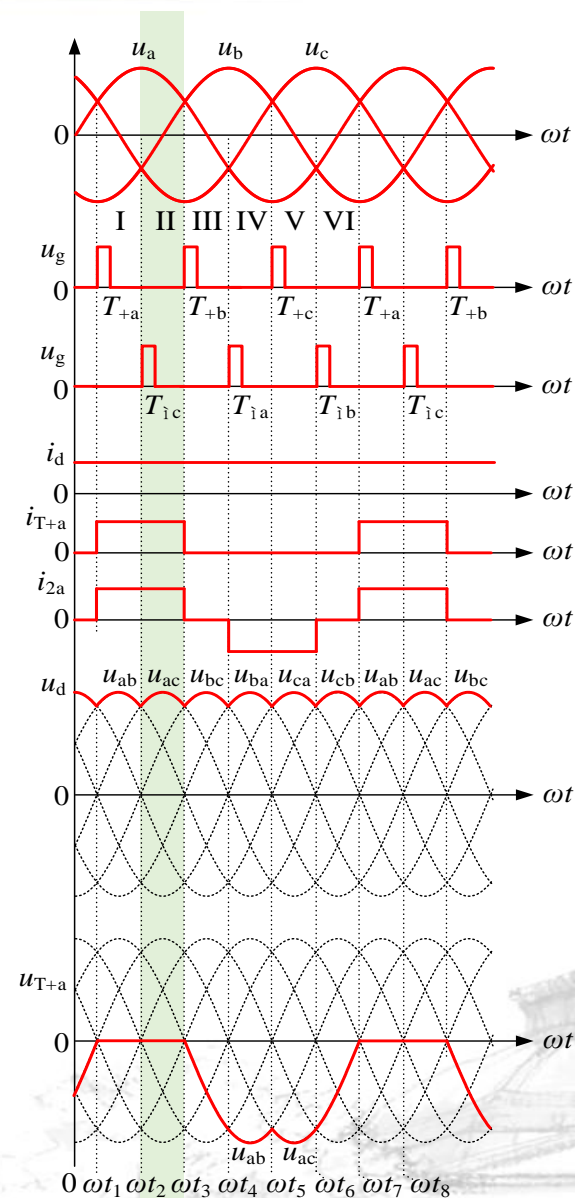


③ ωt_2 时刻, a相电压仍最高, T_{+a} 仍导通, 而c相电压最低, 所以触发 T_{-c} 使其导通, 电流从b相换成c相, 同时 T_{-b} 换流到 T_{-c} ;

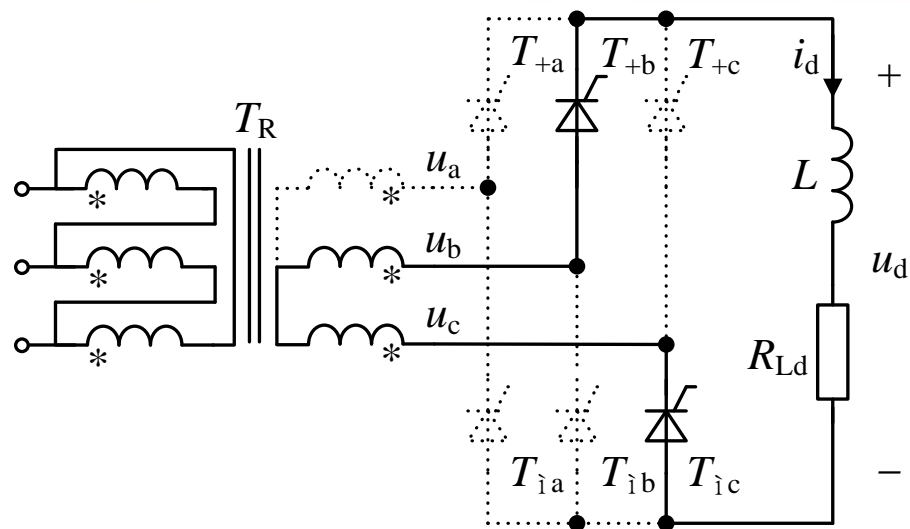
④ 电流由正a相输出, 经 T_{+a} 、负载、 T_{-c} 回到负c相;

$$u_d = u_a - u_c = u_{ac}$$

$$u_{T+a} = 0$$



大电感负载工作原理分析($\alpha = 0^\circ$)

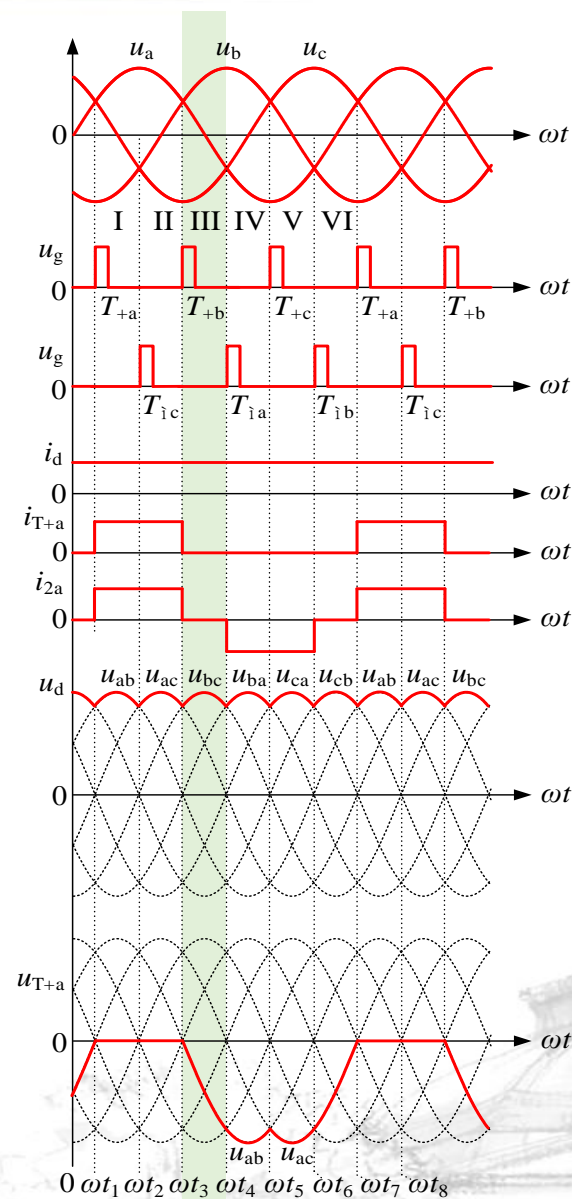


⑤ ωt_3 时刻, c相电压仍为最低, T_{-c} 保持导通, 而b相电压变成最高, 故应触发 T_{+b} 导通;

⑥ 电流从正a相换到正b相, 变压器b、c两相工作

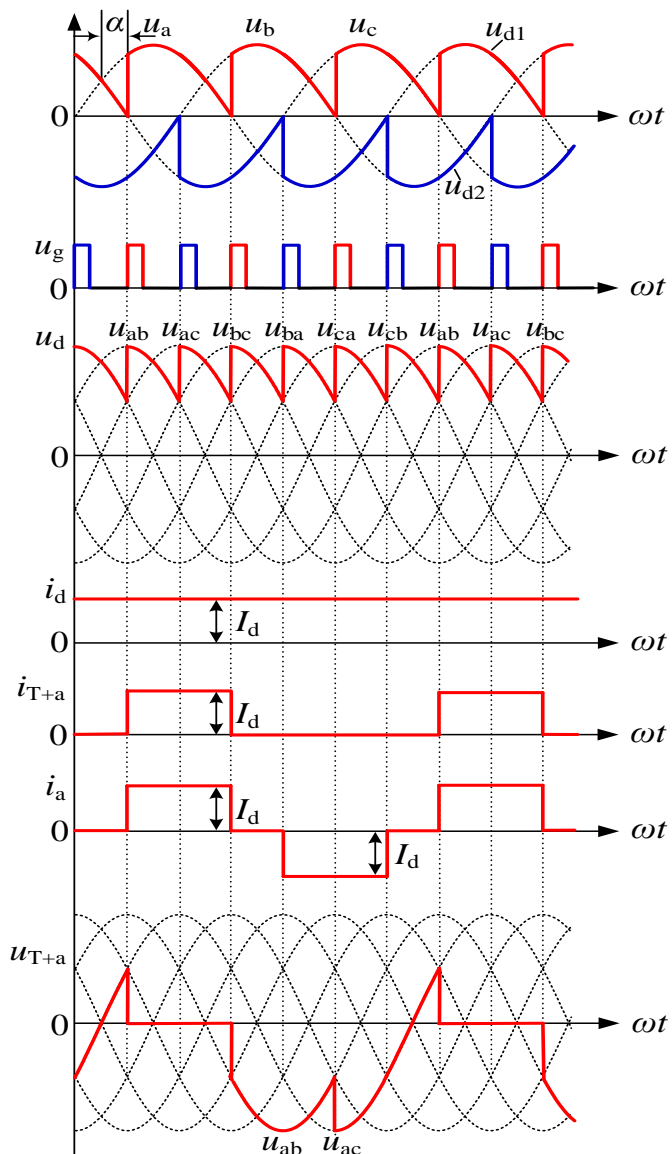
$$u_d = u_b - u_c = u_{bc}$$

$$u_{T_{+a}} = u_a - u_b = u_{ab}$$

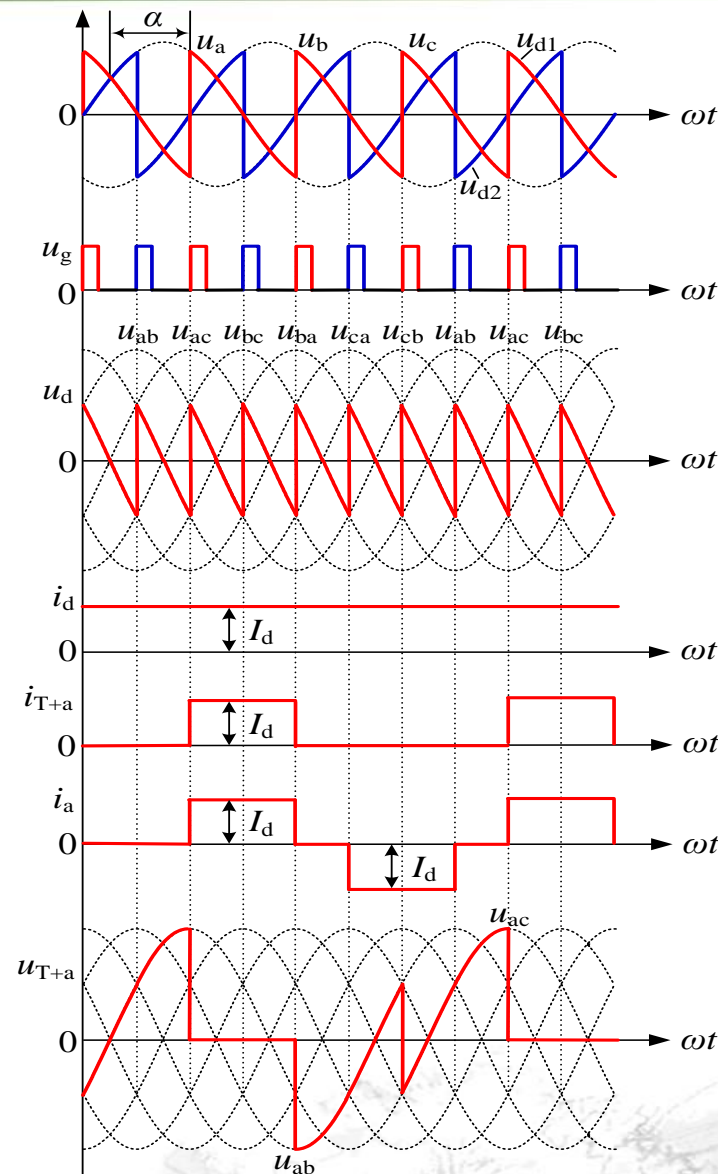


大电感负载在其他控制角下的波形

$\alpha = 30^\circ$

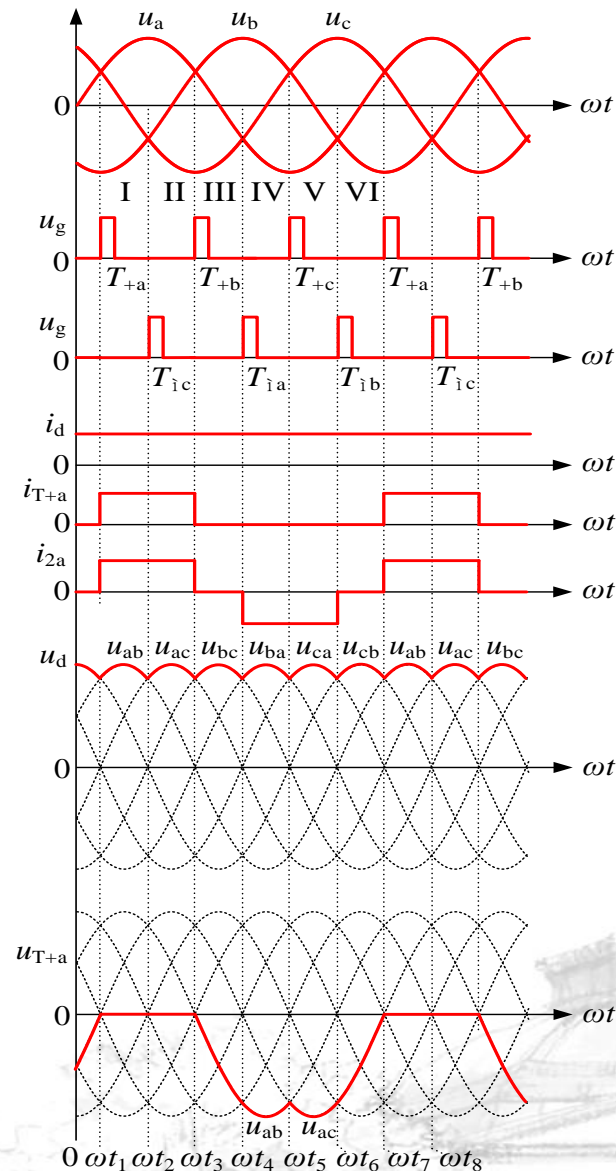


$\alpha = 90^\circ$



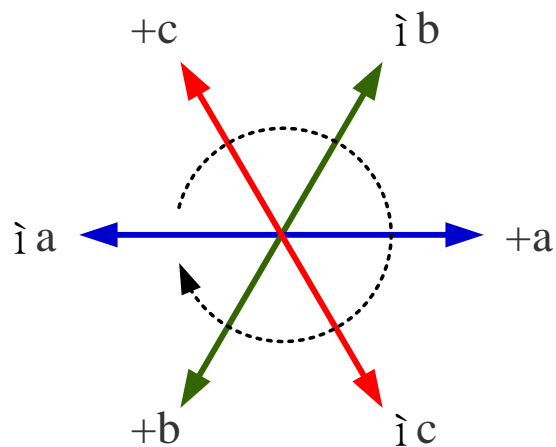
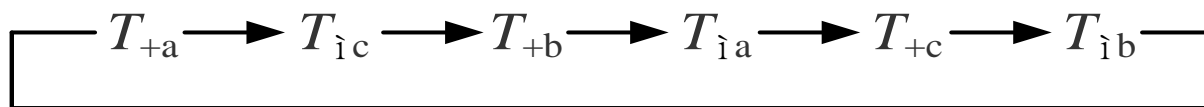
三相桥式相控整流电路工作原理总结

- 三相桥式全控整流电路，必须有共阴极组和共阳极组各有一个晶闸管同时导通，才能形成输出回路。
- 对于共阴极组，依次触发 T_{+a} 、 T_{+b} 、 T_{+c} ，他们的触发脉冲之间的相位相差 120° ；对于共阳极组，应依次触发 T_{-a} 、 T_{-b} 、 T_{-c} ，其触发脉冲的相位差也是 120° 。
- 负载电流连续的情况下，每个晶闸管导电 120° 。
- 共阴极组晶闸管是在正半周期触发，共阳极组晶闸管是在负半周期触发，因此接在同一周期的两个晶闸管的触发脉冲相位相差 180° 。



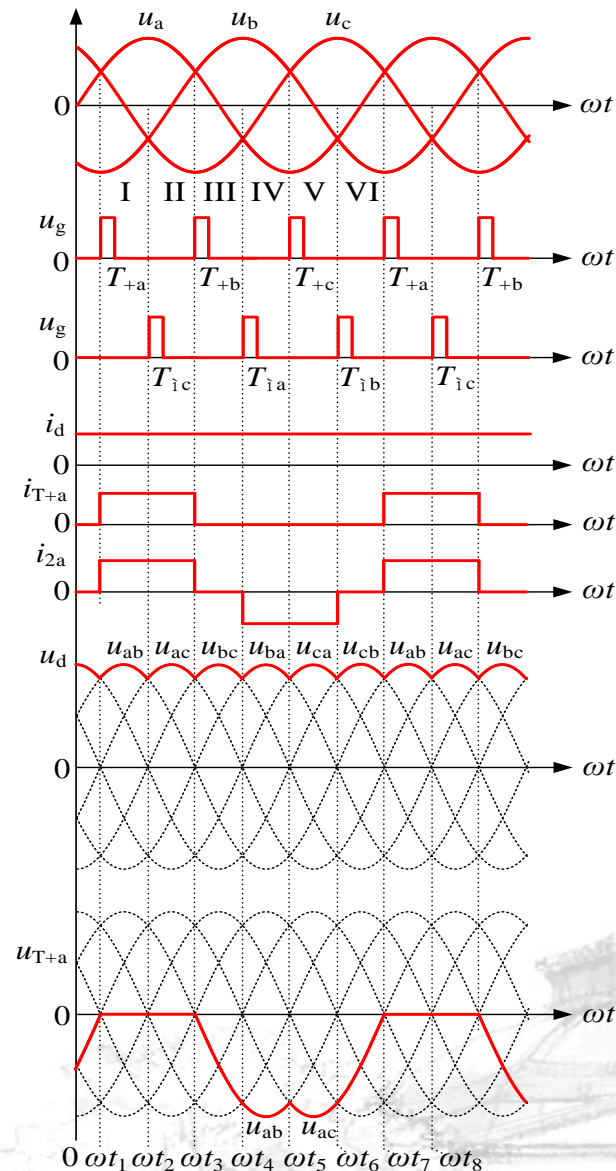
三相桥式相控整流电路工作原理总结

- 晶闸管的换流在共阴极组 T_{+a} 、 T_{+b} 、 T_{+c} 之间或共阳极组 T_{-a} 、 T_{-b} 、 T_{-c} 之间进行，但从整个电路来说，每隔 60° 就有一个晶闸管要换流，因此每隔 60° 要触发一个晶闸管。



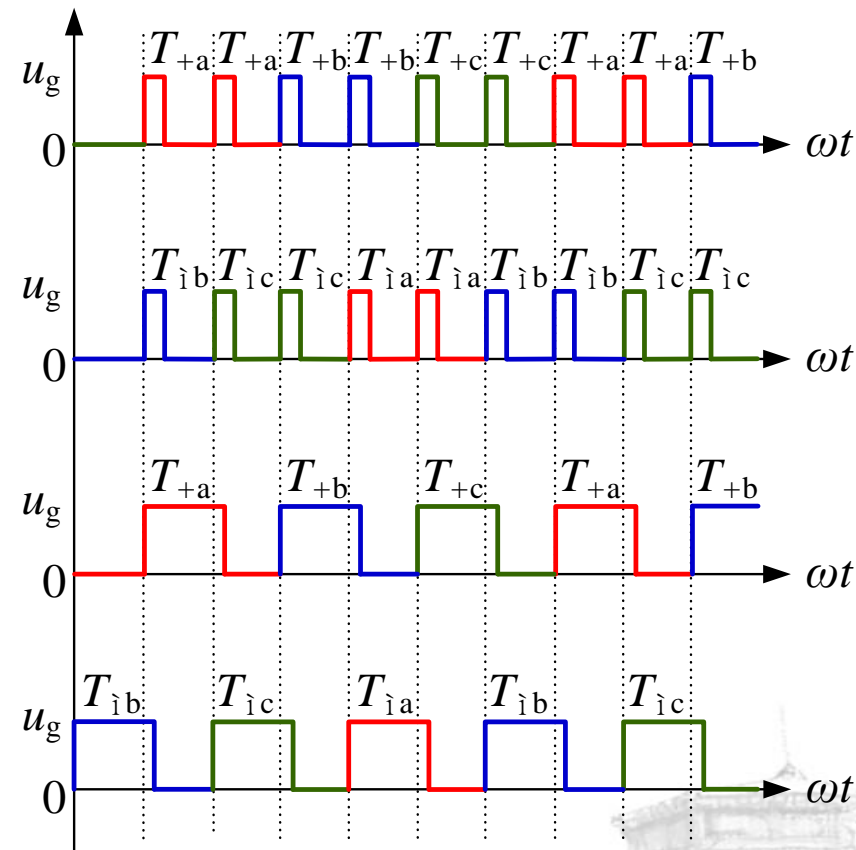
顺时针所得顺序即是各晶闸管换相顺序

三相桥式晶闸管换相顺序



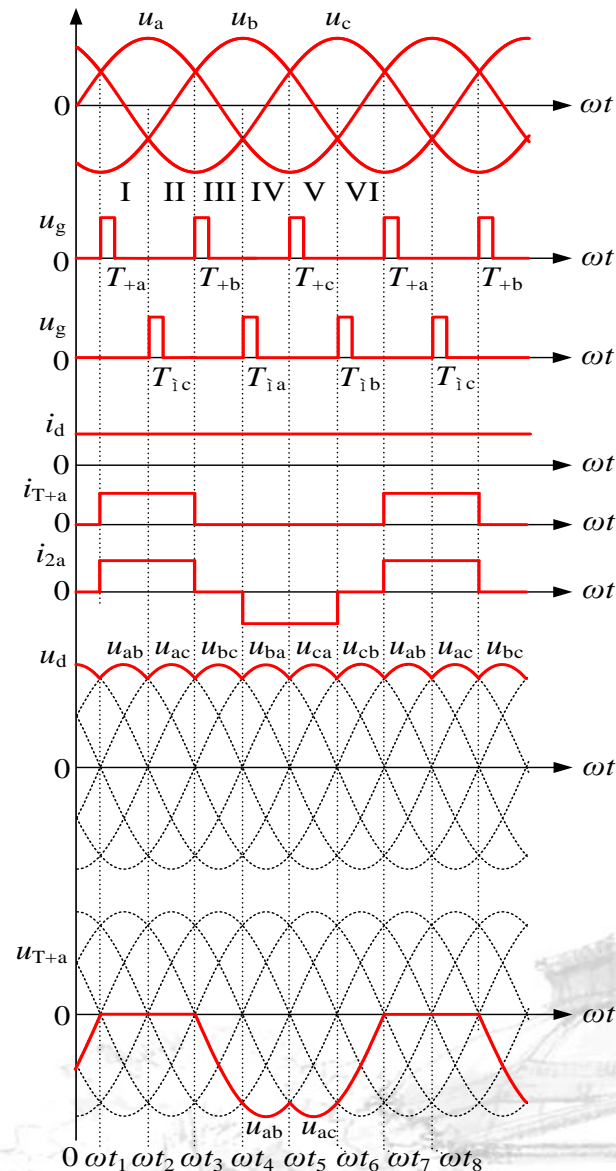
三相桥式相控整流电路工作原理总结

- 为了保证电路在**开机**时，共阴极组和共阳极组应各有一个晶闸管同时导电，或者由于**电流断续**（电阻性负载或小电感负载）后再次导通，必须对两组中应导通的一对晶闸管同时施加触发脉冲。
- 采用间隔为 60° 的**双触发脉冲**，即在触发某一个晶闸管时，同时给前一个晶闸管补发一个脉冲，使共阴极组和共阳极组的两个应导通的晶闸管都有触发脉冲。
- 把每个晶闸管一次触发的脉冲宽度延至 60° 以上，但**要小于** 120° ，一般取 $80^\circ \sim 100^\circ$ ，称**宽脉冲触发**。
- 通常多采用**双脉冲触发电路**，因其脉冲变压器体积较小，需用功率也较小，只是线路接线略复杂。

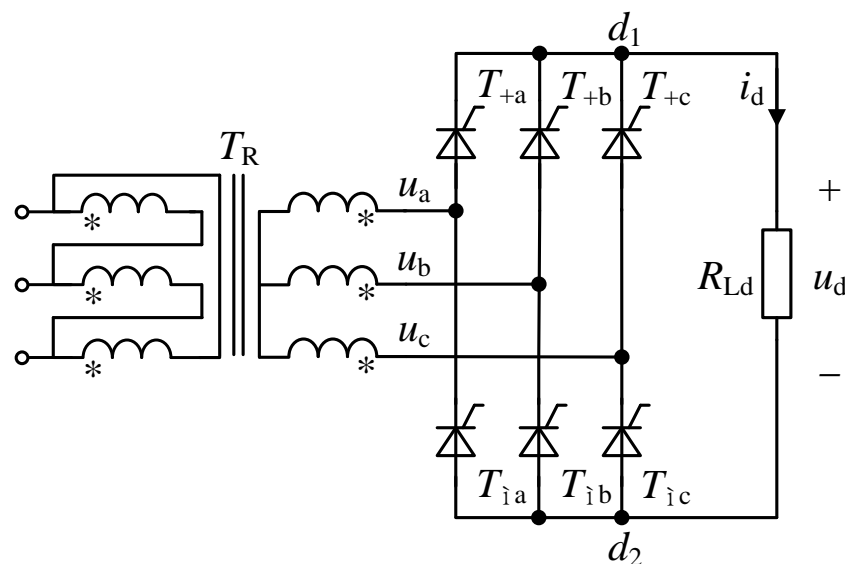


三相桥式相控整流电路工作原理总结

- 输出整流电压是两相电压相减后的波形，即线电压。
- 控制角为零 ($\alpha = 0^\circ$) 时的输出整流电压 u_d 是线电压正半周期的包络线。
- 线电压的交点同样是自然换相点。
- 三相桥式全控整流电路的输出整流电压在一个周期内脉动六次，对于工频电源来说，其脉动频率则为 $6 \times 50\text{Hz} = 300\text{Hz}$ ，比三相半波时大一倍。
- 晶闸管的电压应力为线电压峰值的 $\sqrt{2}U_{21}$



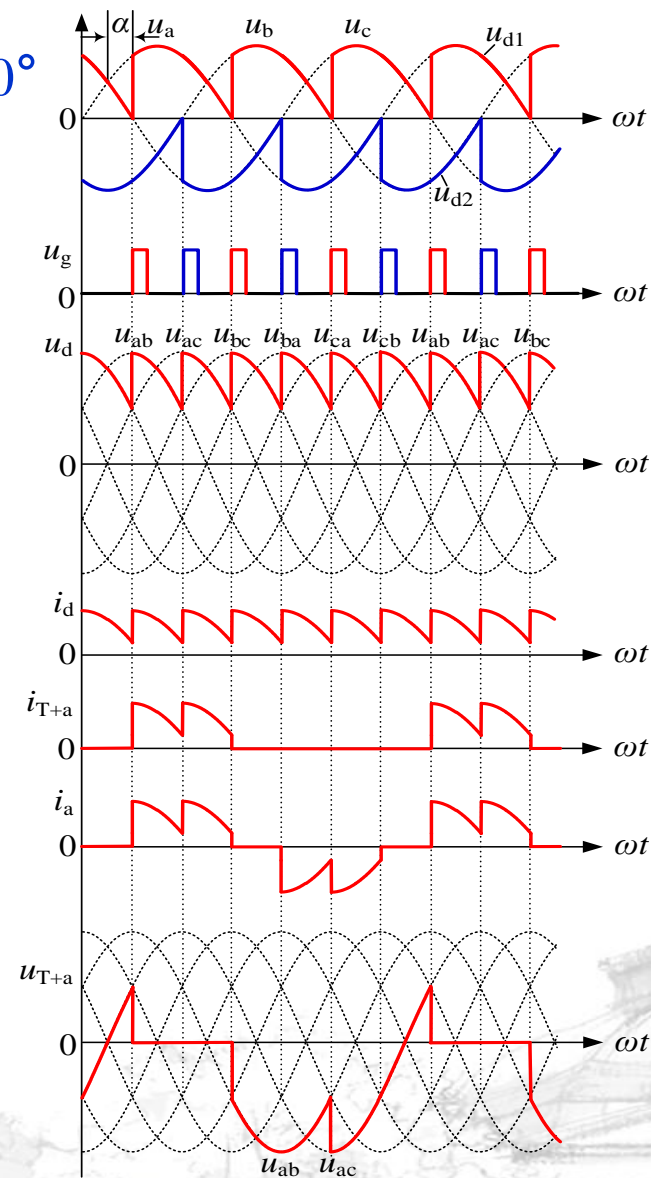
三相桥式相控整流电路-纯阻性负载



电路拓扑

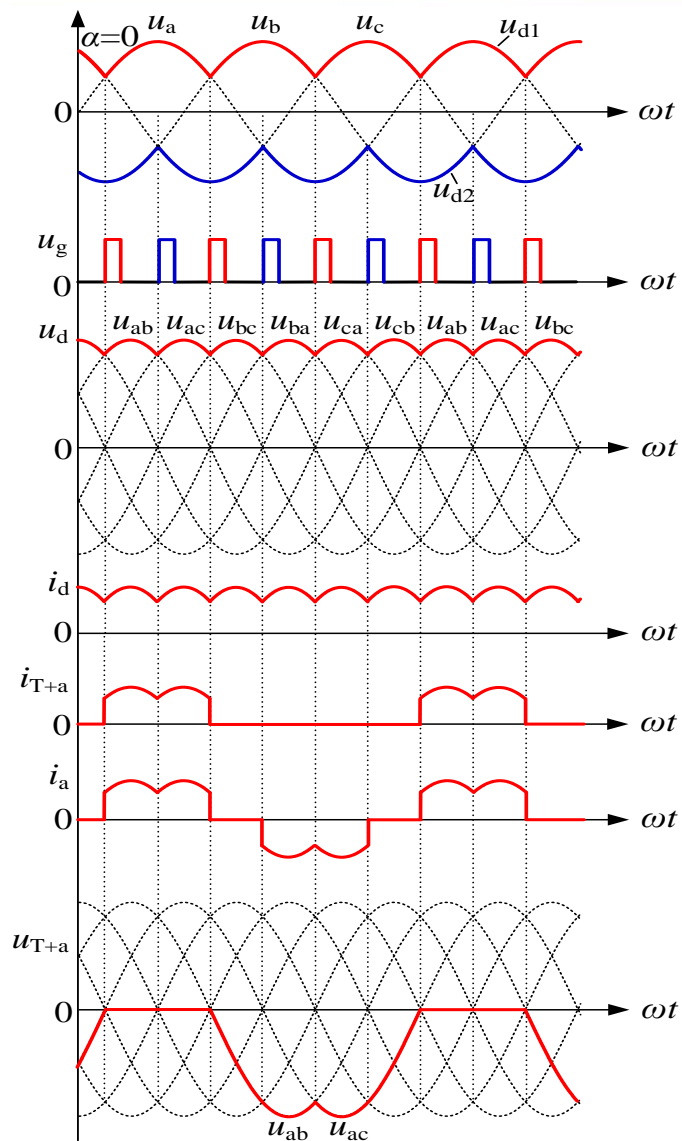
- 注：当线电压过零时，纯阻性负载电流也为零，晶闸管关断，输出整流电压、电流将出现断续。
- 分析方法与大电感负载相同

$$\alpha = 30^\circ$$

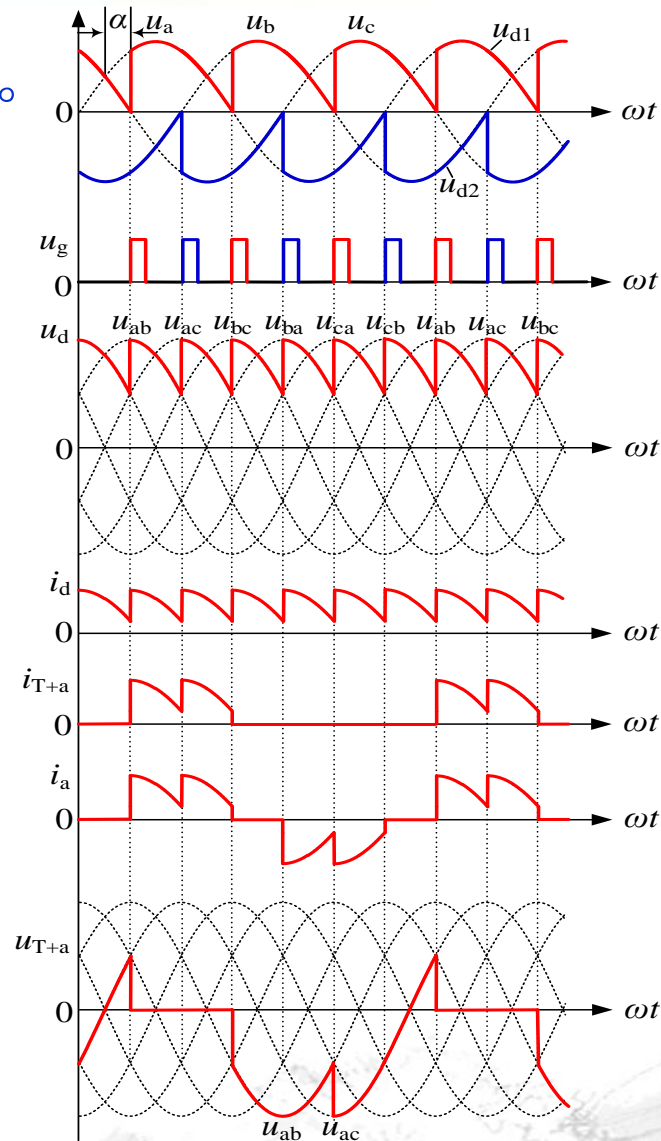


三相桥式相控整流电路-纯阻性负载

$\alpha = 0^\circ$

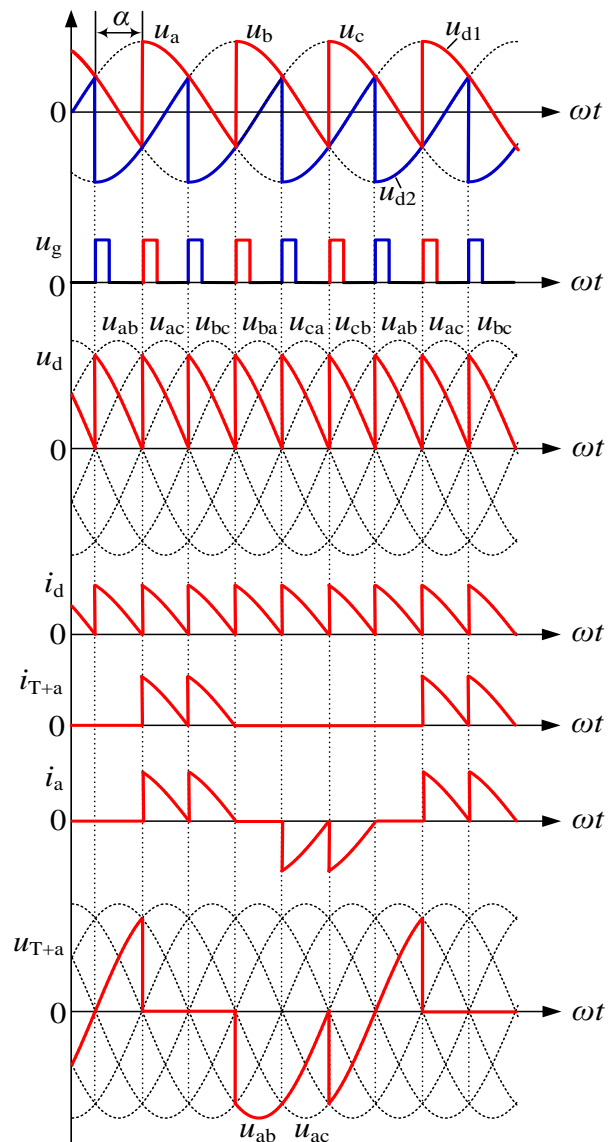


$\alpha = 30^\circ$



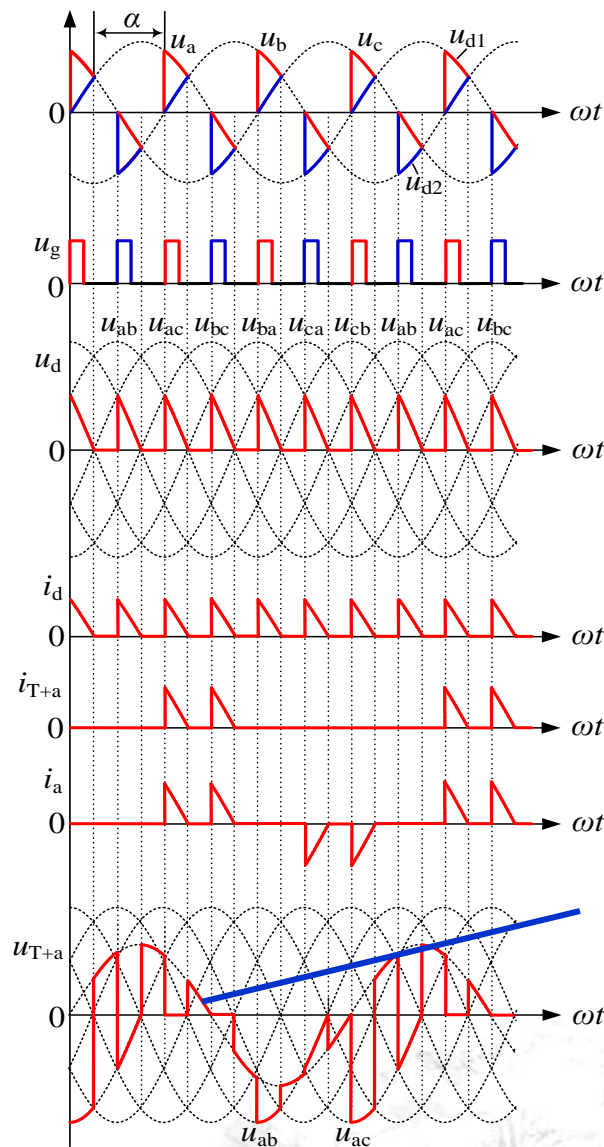
纯阻性负载($\alpha \geq 60^\circ$)工作原理

$\alpha = 60^\circ$



临界连续

$\alpha = 90^\circ$



双脉冲触发

电流断续

断续时为自
身相电压

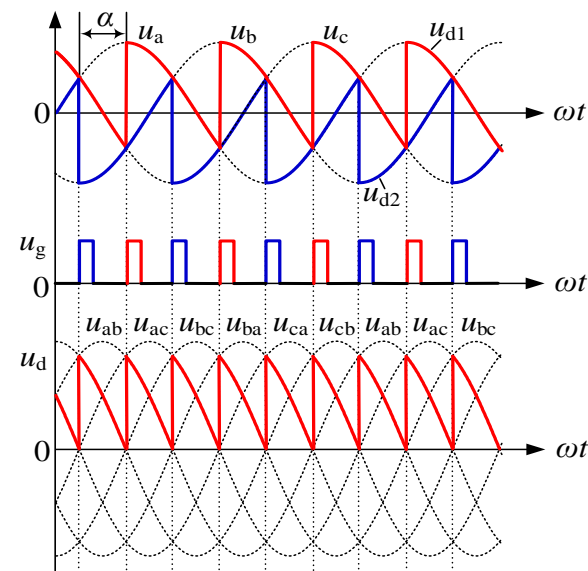


基本数量关系

输出整流电压 U_d :

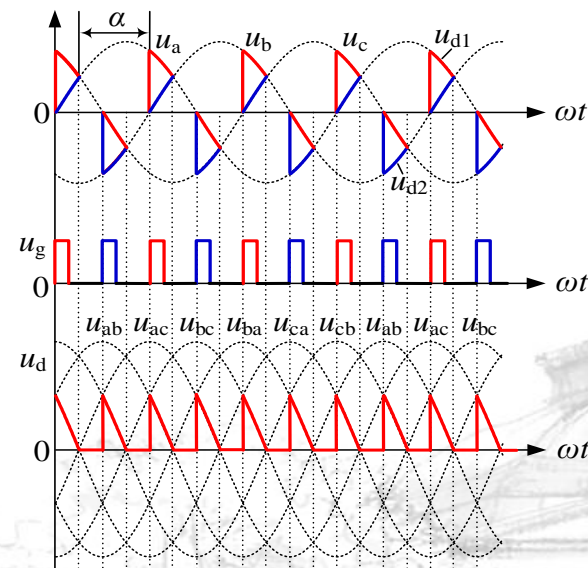
$$U_d = \frac{1}{\pi/3} \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}+\alpha} \sqrt{6}U_2 \sin \omega t d\omega t = 2.34U_2 \cos \alpha$$

- 电阻性负载 ($\alpha < 60^\circ$)
- 阻感性负载



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

- 电阻性负载 ($\alpha > 60^\circ$)



基本数量关系

- 纯阻性负载

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

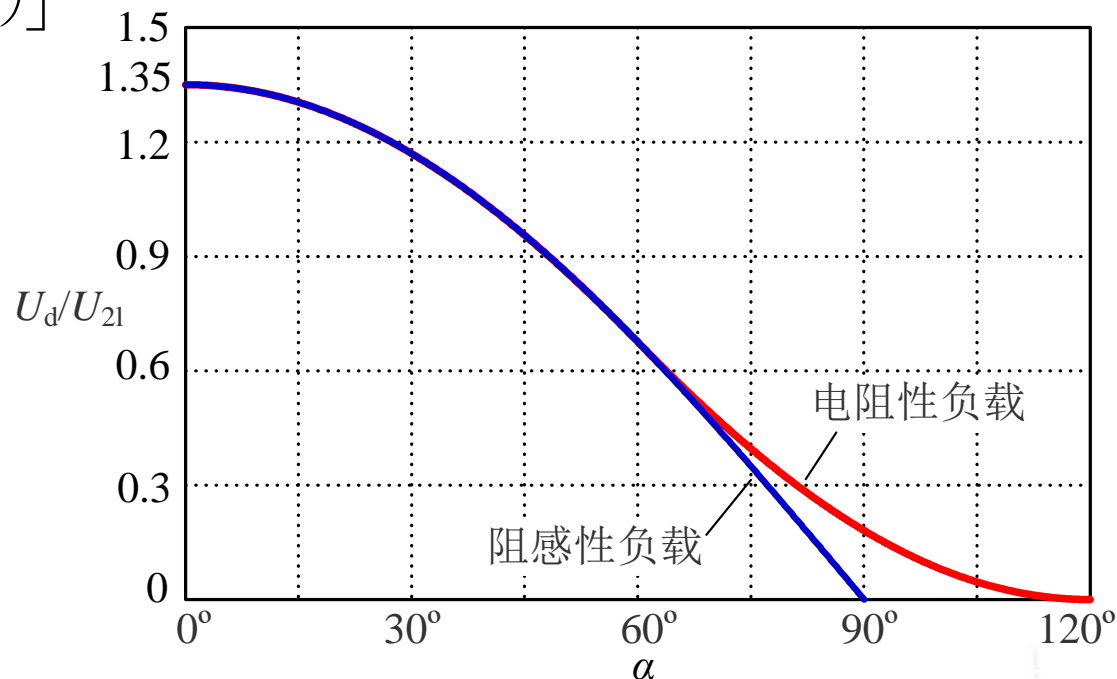
- 纯阻性负载移相范围为 120°

- 阻感性负载

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

- 阻感性负载移相范围为 90°

变压器副边电压有效值:



$$I_{2_rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \left[I_d^2 \times \frac{2}{3} \pi + (-I_d)^2 \times \frac{2}{3} \pi \right]} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d = 0.816 I_d$$





2.4 带平衡电抗器的双反星形相控整流电路

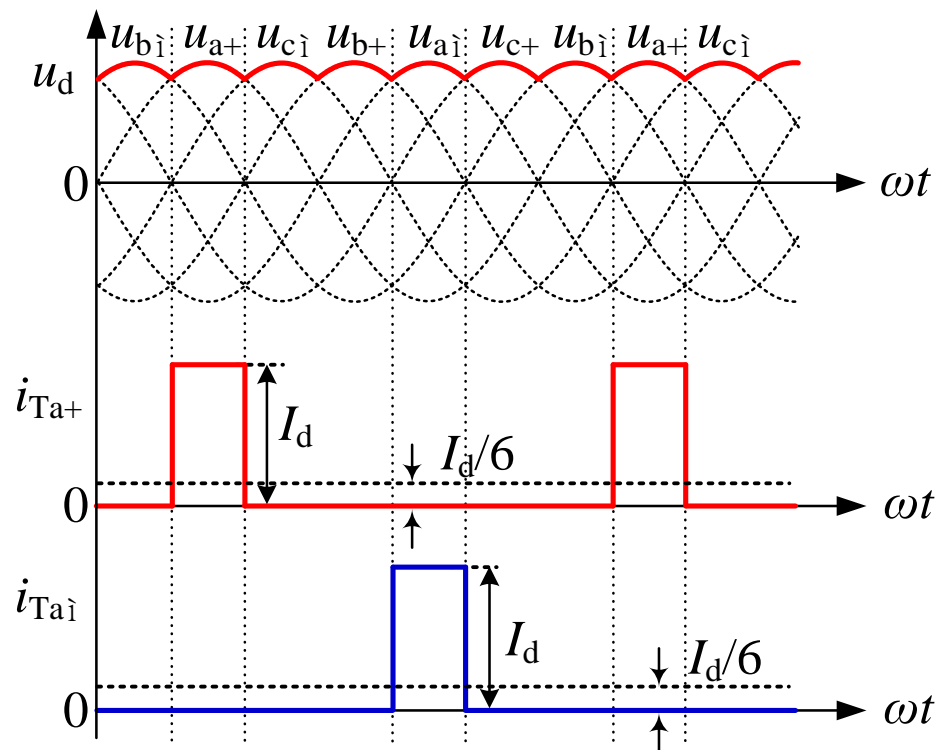
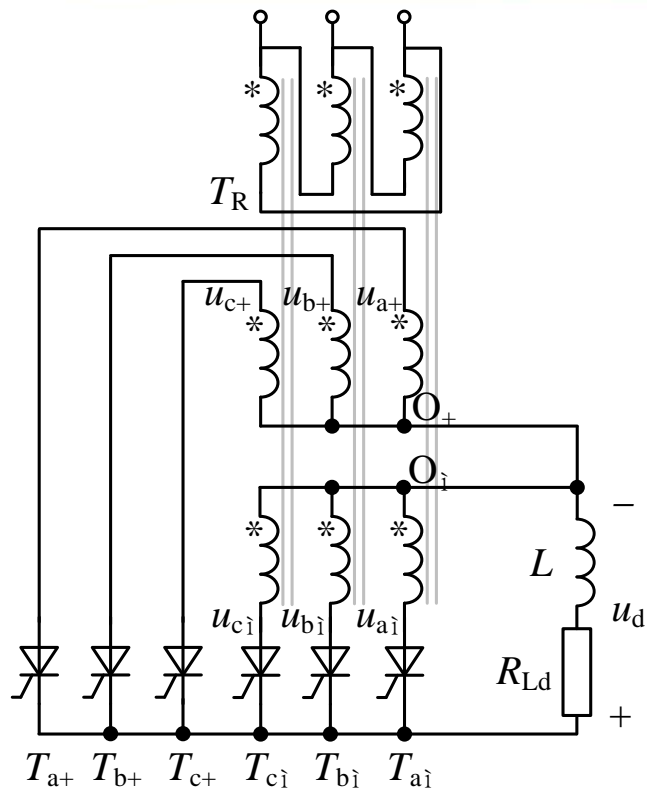
2.4.1 六相半波相控整流电路

2.4.2 带平衡电抗器的双反星形相控整流电路

2.4.3 参数设计



六相半波相控整流电路

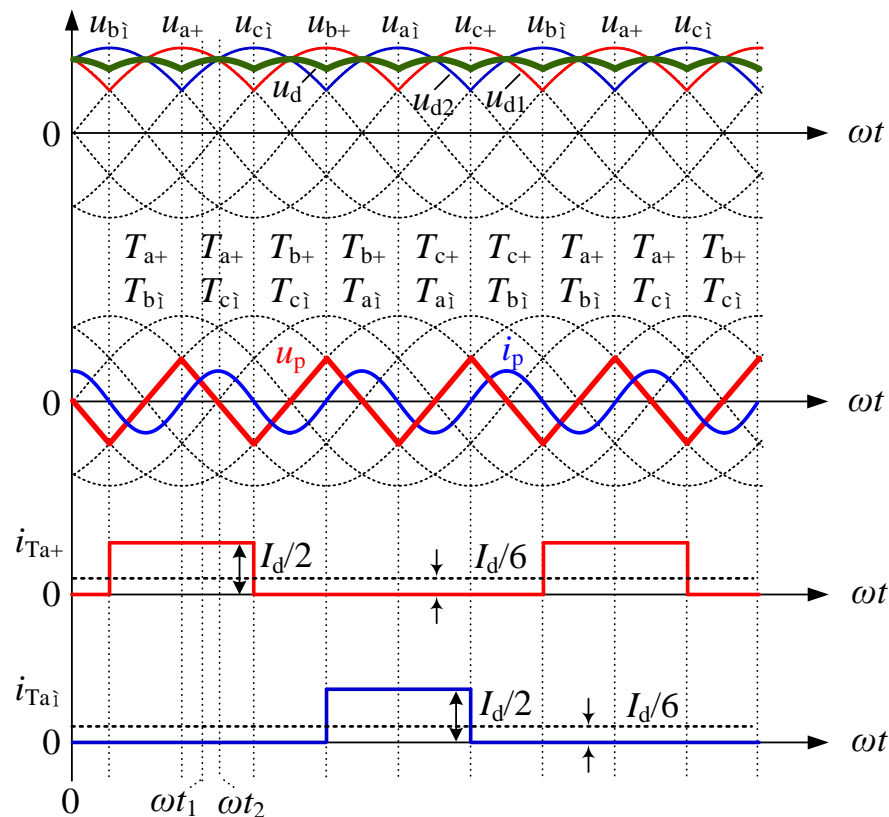
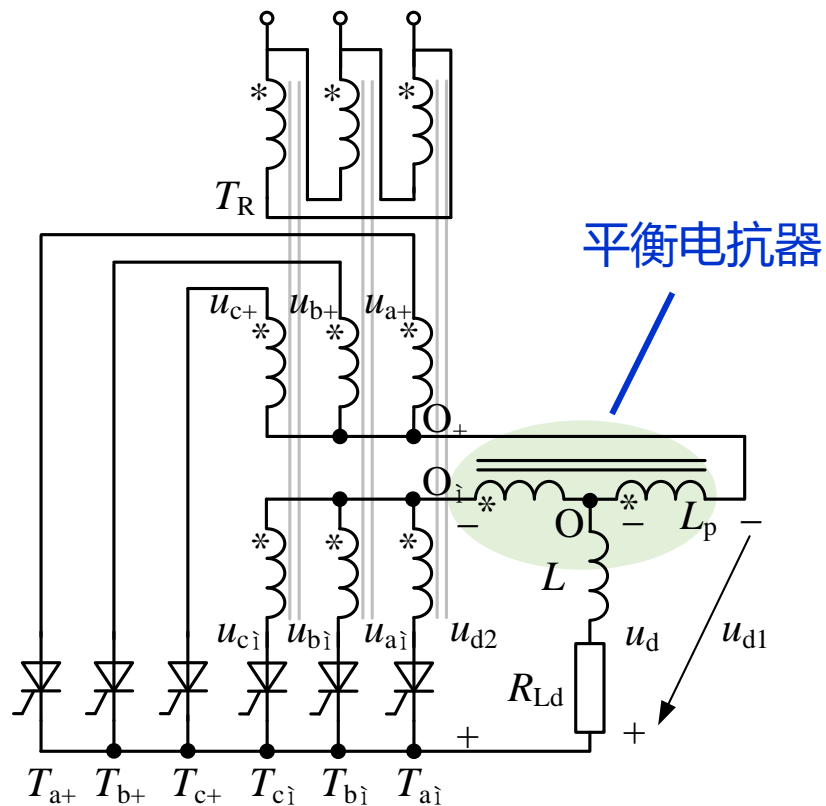


- 变压器原边接成三角形，两组副边绕组均都接成星形；
- 副边绕组绕在同一铁心上，匝数相同，极性相反-双反星形电路

- 只有相电压最高的那一相晶闸管可以触发导通；
- 每个晶闸管的最大导通角是 60° ，平均电流为 $I_d/6$ ；
- 晶闸管导通角小，变压器利用率低，未真正并联；



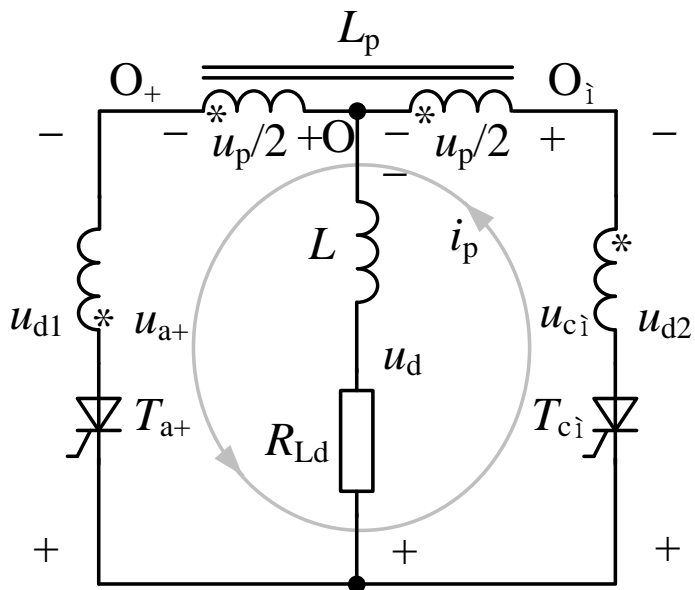
带平衡电抗器的双反星形整流电路



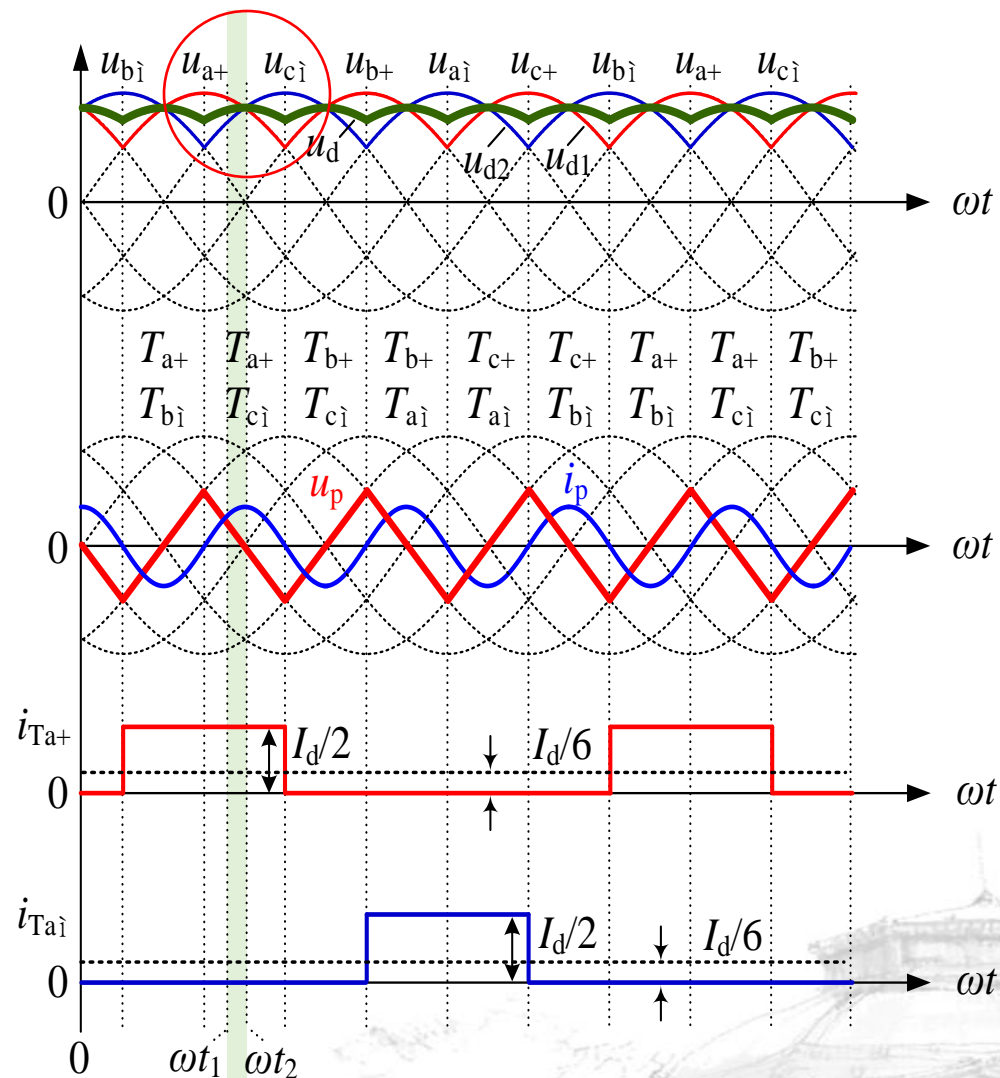
- 将两个副边绕组中点用平衡电抗器 L_p 连接;
- 平衡电抗器的作用是使上述两组三相半波电路在任意时刻均各有一只晶闸管导通, 达到真正并联供电。



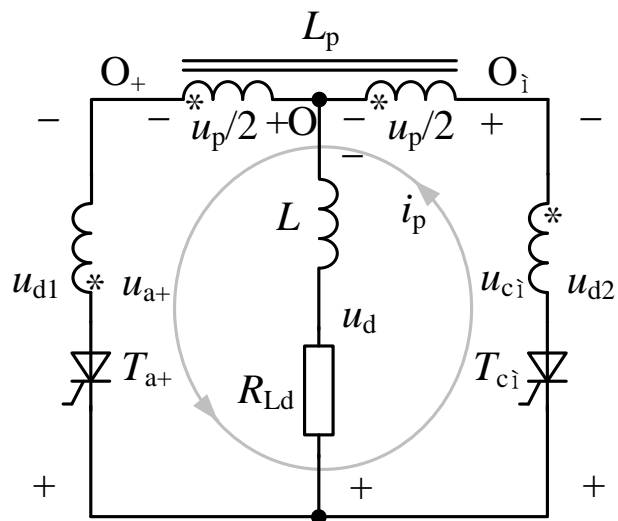
工作原理



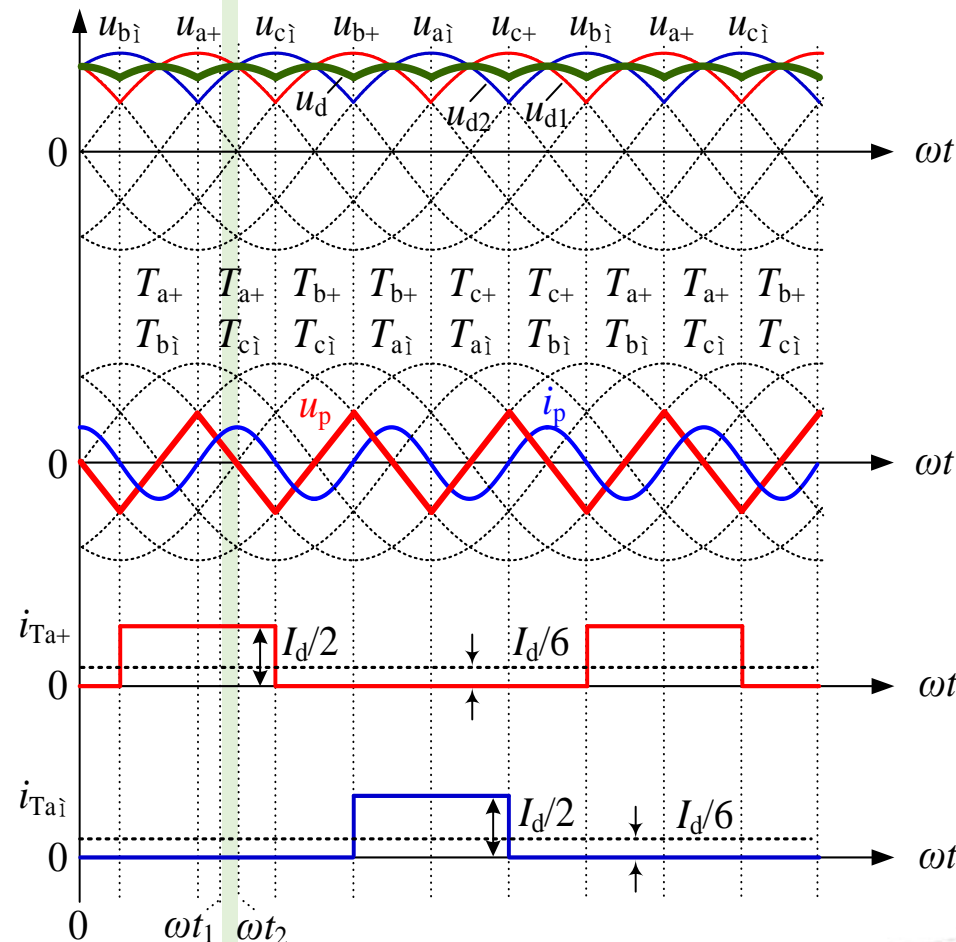
- ωt_1 时刻, u_{a+} 最高, T_{a+} 导通;
- T_{a+} 导通后, 流经负载支路及平衡电抗器左半部分绕组的电流增加, 在该绕组中感应出电势 u_p , 其极性为: O_- 端为正, O_+ 端为负



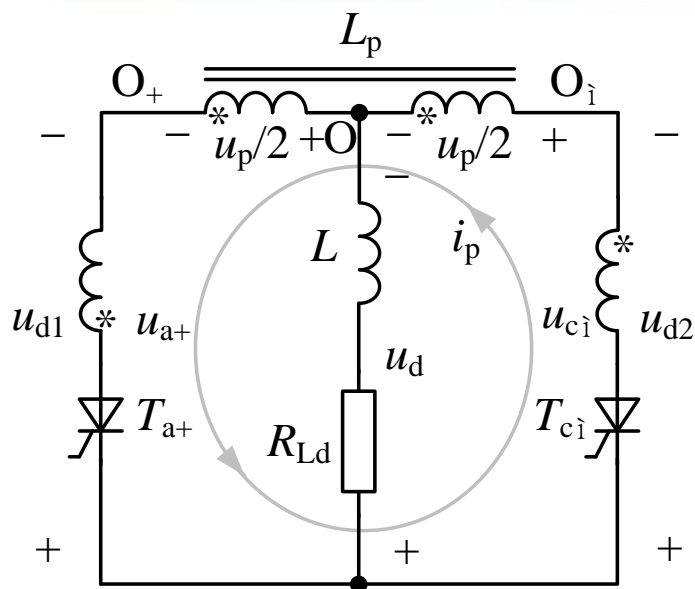
工作原理



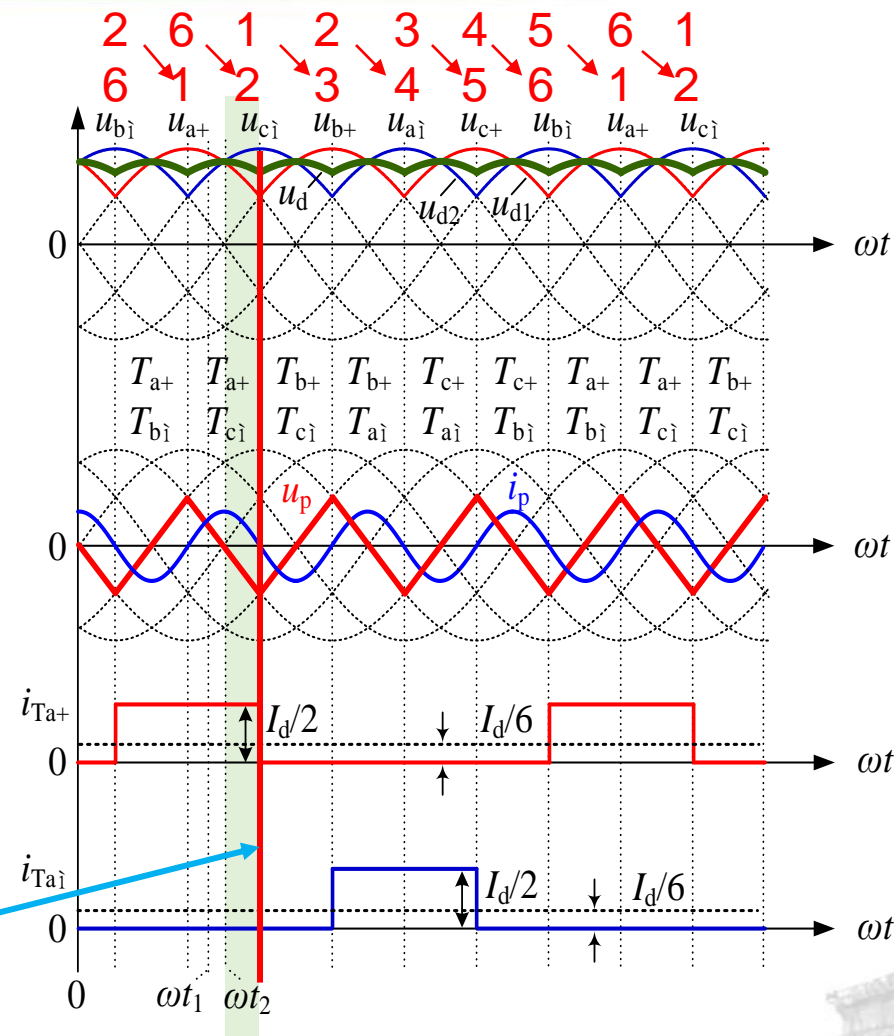
- 右半部分绕组也感应出相同的电势 u_p ，其极性为： O_- 端为正， O_+ 端为负；
- O_- 端电位将高于 O_+ 端电位，相当于抬升了 T_{a-} 、 T_{b-} 、 T_{c-} 的阳极电位；
- ωt_1 时刻 u_{c-} 与 u_{a+} 最为接近，一旦 $u_{c-} + u_p - u_{a+} > 0$ ，则 T_{c-} 承受正向电压而导通，即 T_{a+} 和 T_{c-} 同时导通。



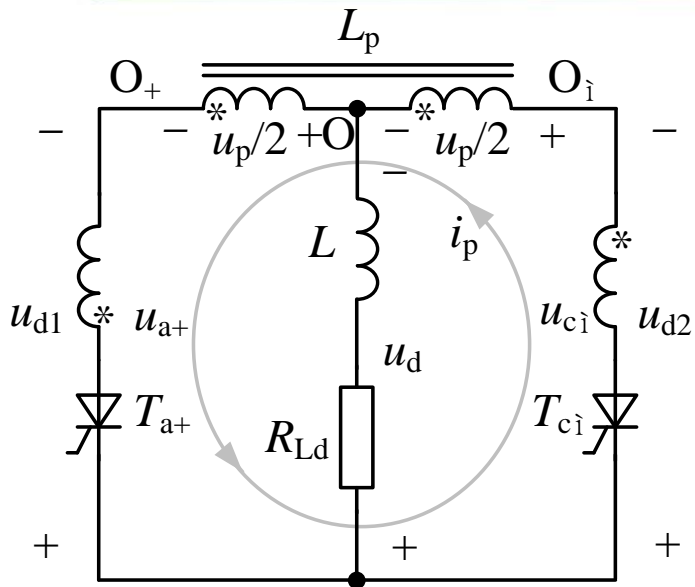
工作原理



- ωt_2 时刻，两相的晶闸管继续导通， $u_{a+} = u_{c-}$ ，因此 $u_p = 0$ ；
- 此后， $u_{c-} > u_{a+}$ ， T_{a+} 的电流减小， T_{c-} 中电流增加，平衡电抗器感应电势极性相反；
- 直至 $u_{b+} > u_{a+}$ 时触发 T_{b+} ， T_{a+} 承受反压关断，电流从 T_{a+} 换流到 T_{b+} ，此后 T_{b+} 和 T_{c-} 同时导通。



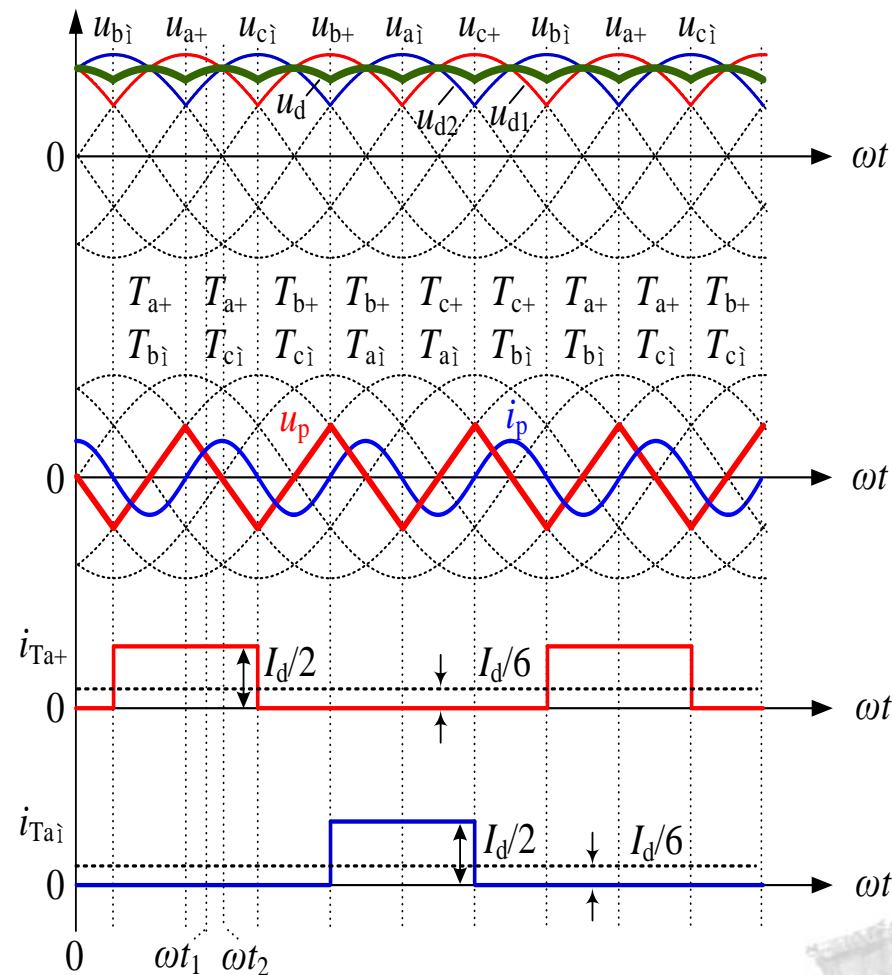
电压数量关系分析



左边回路: $u_d = u_{d1} - u_p / 2$

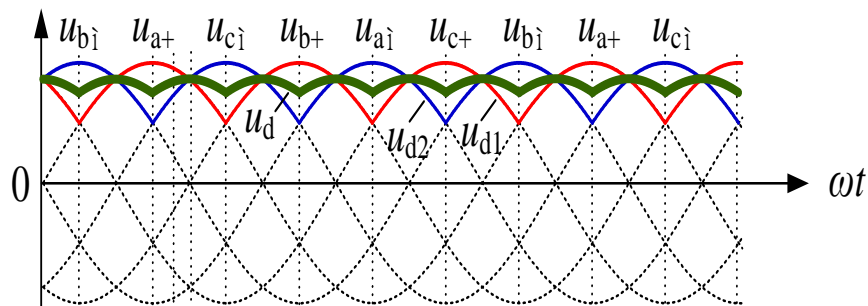
右边回路: $u_d = u_{d2} + u_p / 2$

联立:
$$\begin{cases} u_d = (u_{d1} + u_{d2}) / 2 \\ u_p = u_{d1} - u_{d2} \end{cases}$$

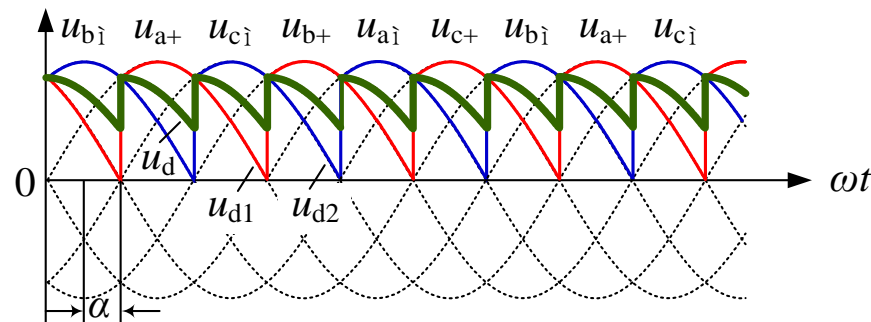


不同控制角下的输出整流电压波形

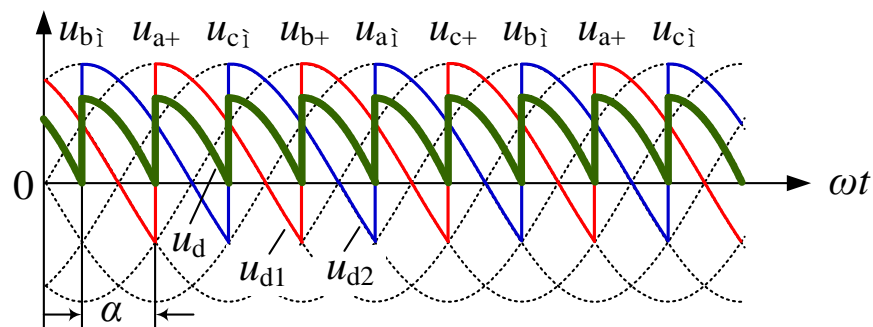
$$u_d = \frac{u_{d1} + u_{d2}}{2} = \frac{3\sqrt{6}U_2}{2\pi} \left(1 - \frac{2}{35} \cos 6\omega t - L \right) = 1.17U_2 \left(1 - \frac{2}{35} \cos 6\omega t - L \right)$$



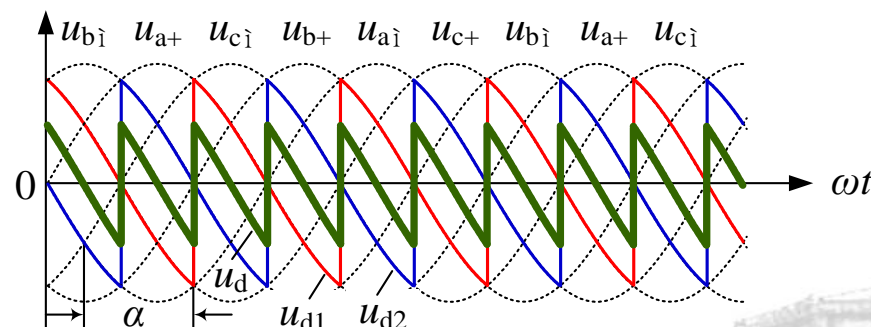
$\alpha = 0^\circ$



$\alpha = 30^\circ$



$\alpha = 60^\circ$



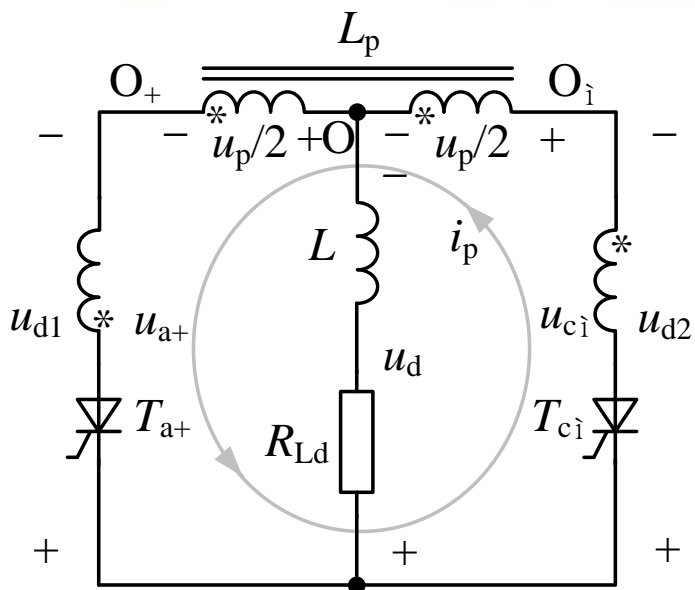
$\alpha = 90^\circ$

- 阻感性负载，移相范围为 90°

- 纯阻性负载，移相范围为 120°



环流分析

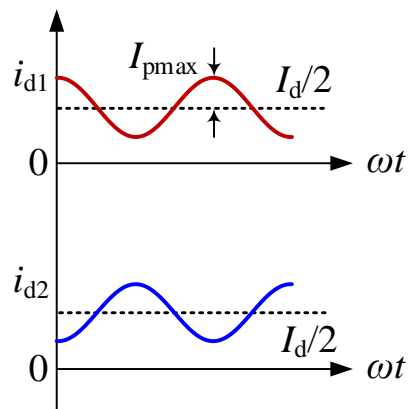


i_p 为 $2u_p$ 作用在平衡电抗器上产生的环流。

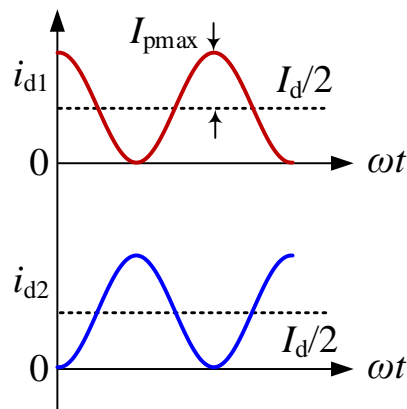
考虑环流后，两路电流瞬时值分别为：

$$i_{d1} = \frac{I_d}{2} + i_p$$

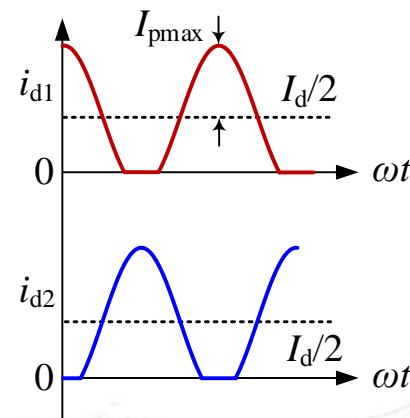
$$i_{d1} = \frac{I_d}{2} - i_p$$



较小环流



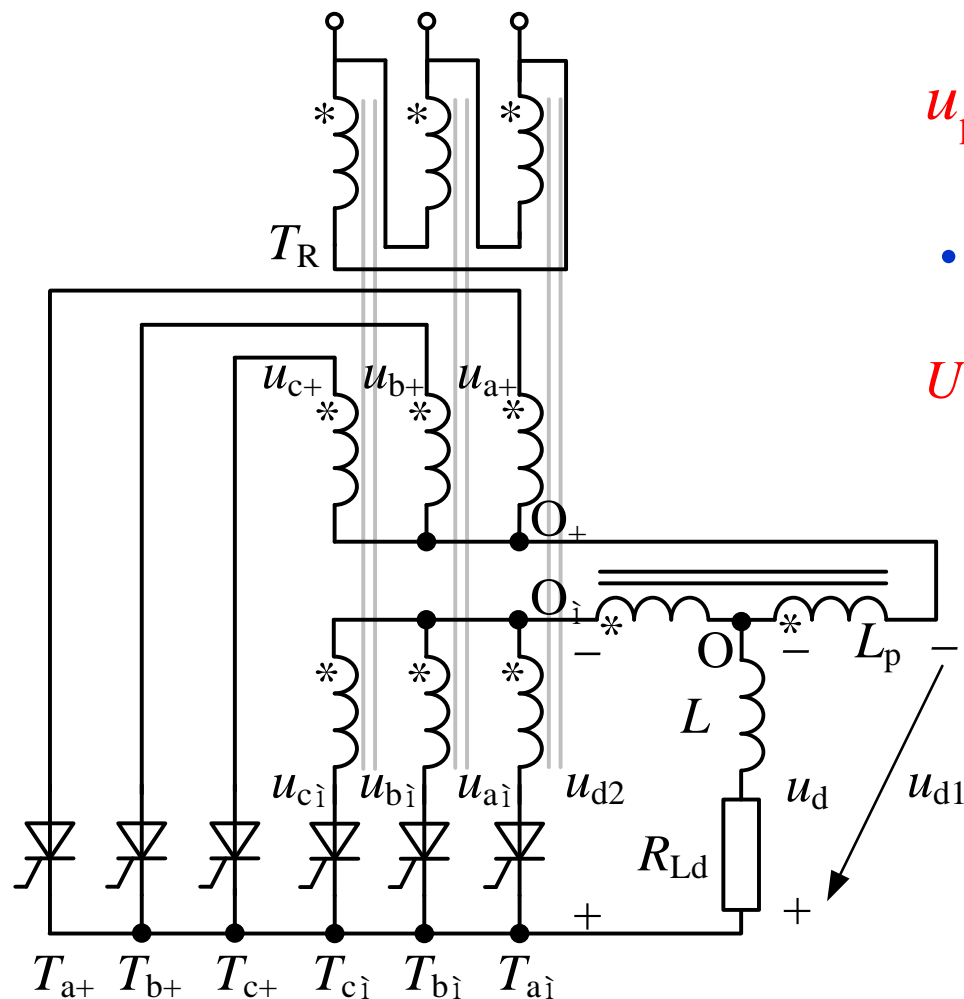
临界环流



较大环流



平衡电抗器参数设计



$$u_p = u_{d1} - u_{d2} = 1.17U_2 \left(\frac{1}{2} \cos 3\omega t + \frac{1}{20} \cos 9\omega t + L \right)$$

- u_p 的峰值 u_{pmax} 出现在 $\omega t = 90^\circ$

$$U_{pmax} = u_{a+max} - u_{c-} (\omega t = 30^\circ) = \sqrt{2}U_2 - \sqrt{2}U_2 \sin 30^\circ = \frac{\sqrt{2}U_2}{2}$$

- 环流最大值 I_{pmax} 近似为: $I_{pmax} = \frac{U_{pmax}}{3\omega L_p}$

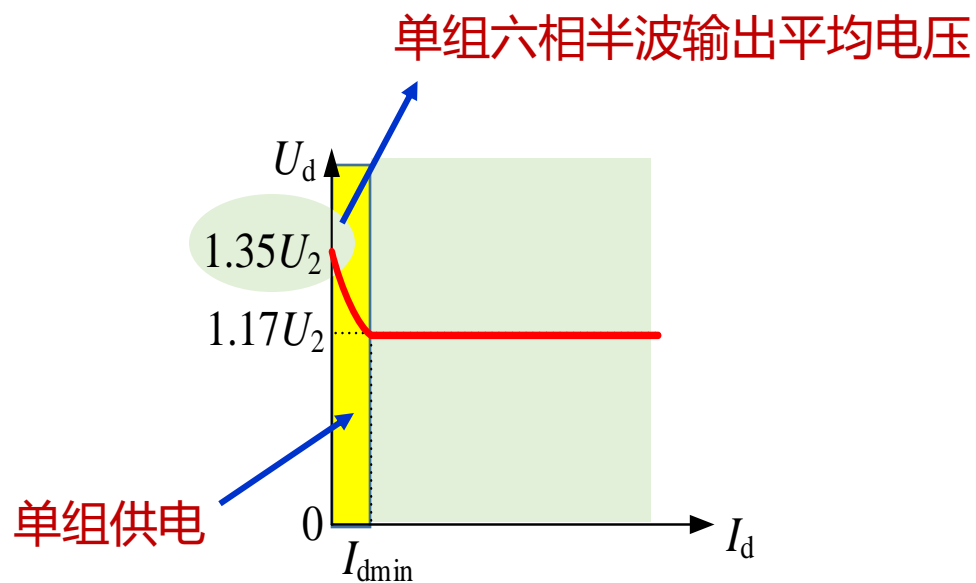
- 一般取 $I_{pmax} = I_{dmin}/2$: $L_p = \frac{\sqrt{2}U_2}{3\omega I_{dmin}}$

- I_{dmin} 为最小负载电流, 可取为满载电流的10%



输出特性与电路特点总结

- 当 $I_d > I_{dmin}$ 时，两组三相半波电路同时供电；
- 当 $I_d \leq I_{dmin}$ 时，部分时段将为单组供电。



■ 双反星形整流电路特点：

- 两相参与供电，变压器磁路平衡，不存在直流磁化；
- 输出整流电压波形与六相整流电压波形一样，整流电压的谐波最低为六次；
- 与六相半波整流电路相比，变压器副边绕组电流平均值相同，但有效值变小；
- 每组三相半波整流电流是负载电流的一半。晶闸管的选择和变压器副边绕组的设计可按 $I_d/2$ 计算即可。





2.5 变压器漏抗对相控整流电路的影响

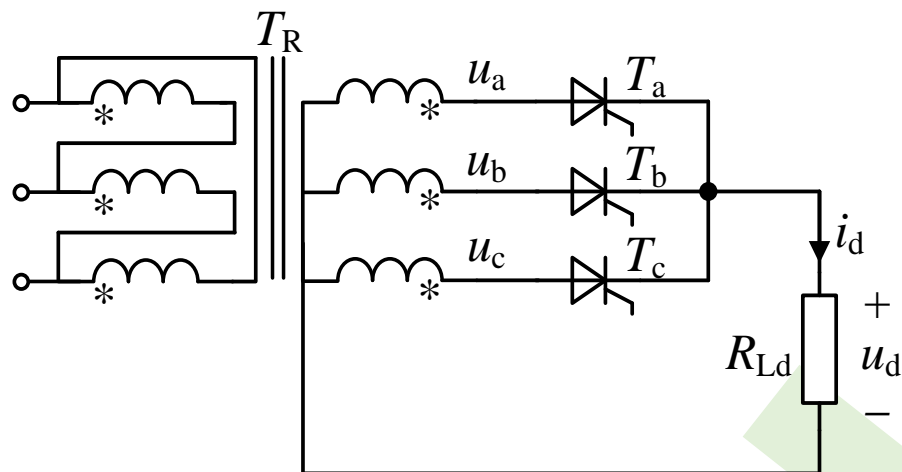
2.5.1 换相物理过程与整流电压波形

2.5.2 换相压降和输出整流电压平均值

2.5.3 换相重叠角 γ 的计算



考虑变压器漏抗的三相半波整流电路

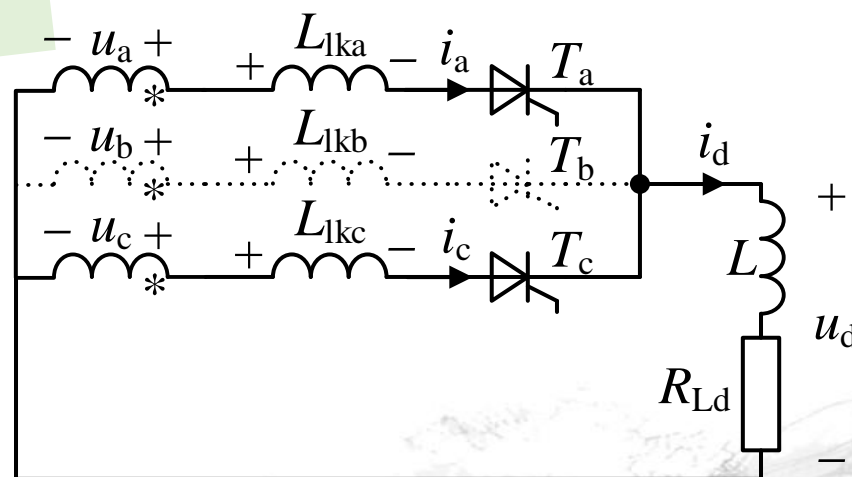


理想状态下，换流在瞬间完成

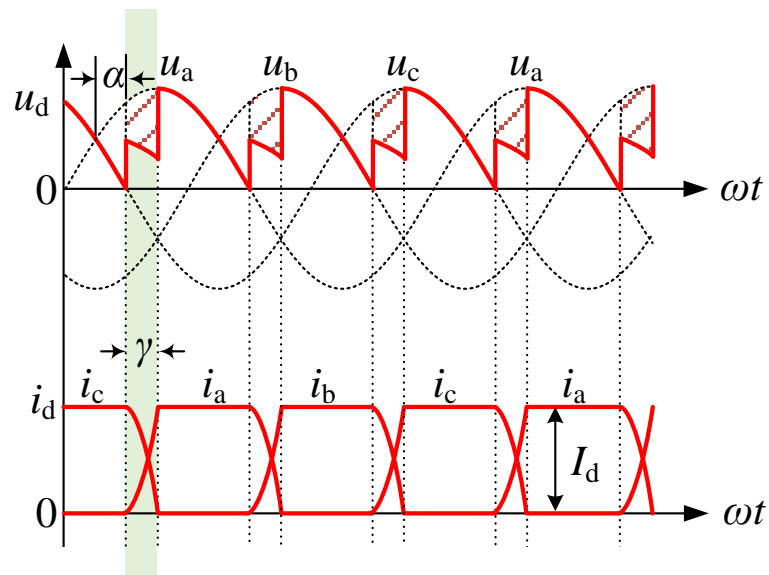
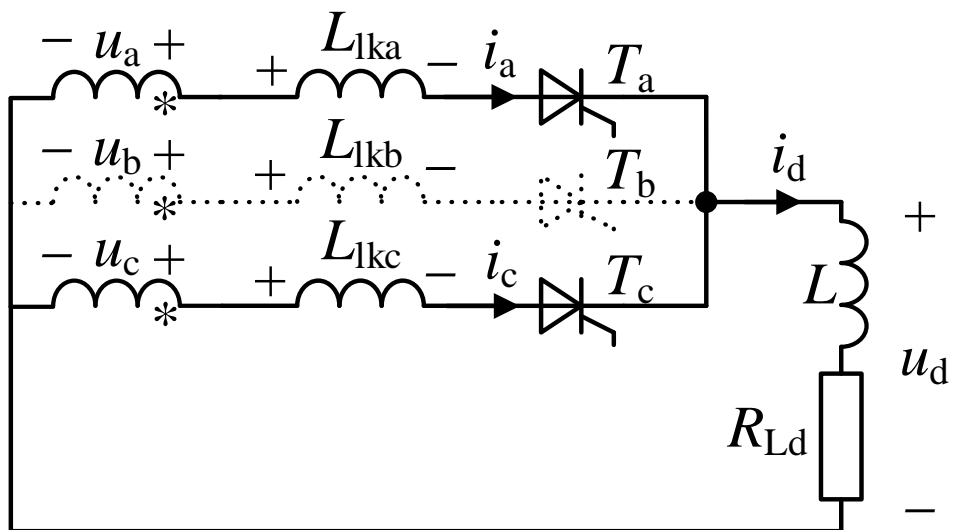
电感对电流有抑制变化作用



考虑漏抗后，换流能否在瞬间完成？



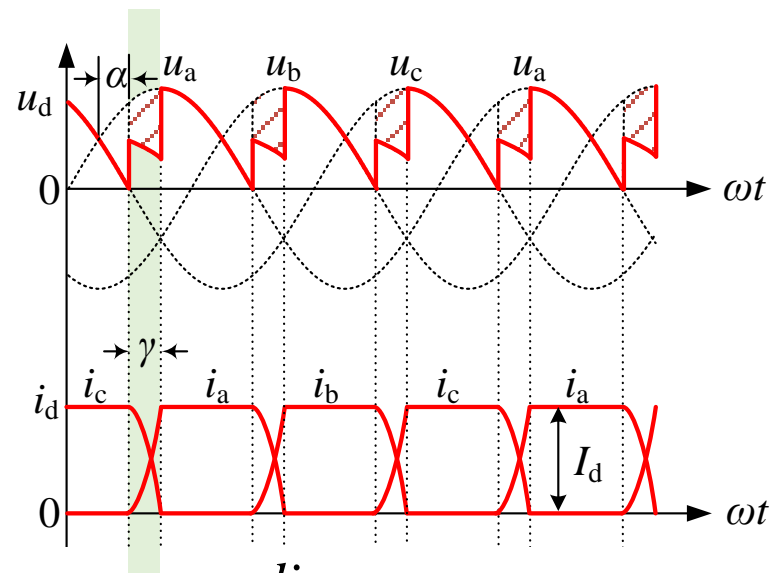
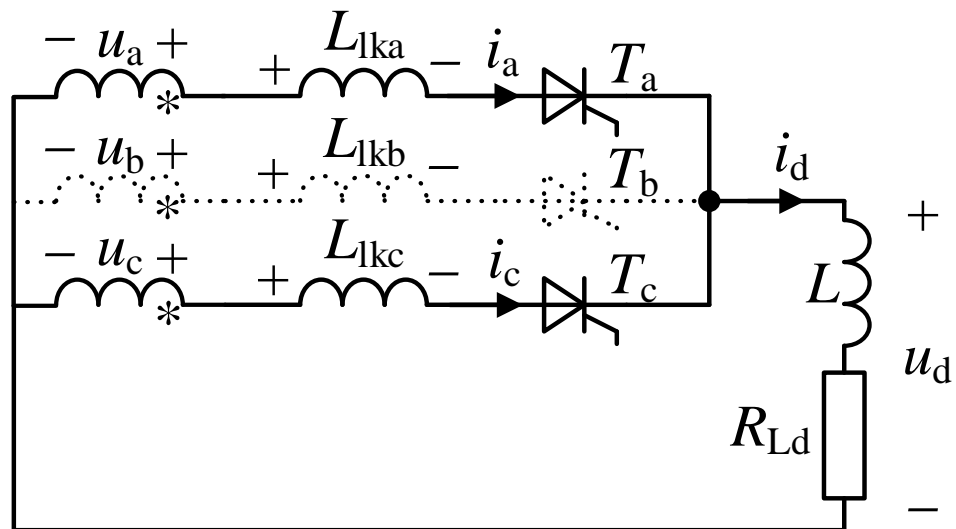
环流过程分析



- 由于漏感 L_{lk} 有阻止电流变化的作用，所以当在 α 对应时刻触发晶闸管 T_a 时，a相电流 i_a 不能瞬时突变到 I_d ，而是从零逐渐上升到 I_d ；
- 流经 T_c 的c相电流 i_c 也不能瞬时降为零，而是逐渐减小到零，因而换相有一过程。
- 直到 i_c 降到零， i_a 上升到 I_d ，换相过程结束， T_c 关断，电流从c相换到a相。换相期间所对应的电角度 γ 称为换相重叠角。



环流过程分析



$$\begin{cases} u_a - L_{lk} \frac{di_a}{dt} = u_d \\ u_c - L_{lk} \frac{di_c}{dt} = u_d \\ i_a + i_c = I_d \end{cases}$$



$$L_{lk} \frac{di_a}{dt} = \frac{u_a - u_c}{2}$$

$$L_{lk} \frac{di_c}{dt} = \frac{u_c - u_a}{2}$$

$$u_d = u_a - L_{lk} \frac{di_a}{dt} = u_a - \frac{u_a - u_c}{2} = \frac{u_a + u_c}{2}$$

■ 换相期间，输出整流电压是换相的两相相电压的平均值



换相压降和换相重叠角

- 换相压降

$$\begin{aligned}\Delta U_d &= \frac{1}{2\pi/3} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} (u_a - u_d) d\omega t = \frac{3}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\gamma} L_{lk} \frac{di_a}{dt} d\omega t \\ &= \frac{3}{2\pi} \int_0^{I_d} \omega L_{lk} di_a = \frac{3}{2\pi} X_B I_d\end{aligned}$$

其中 $X_B = \omega L_{lk}$, 为变压器漏抗。

换相压降 ΔU_d 正比于变压器漏抗和负载电流,

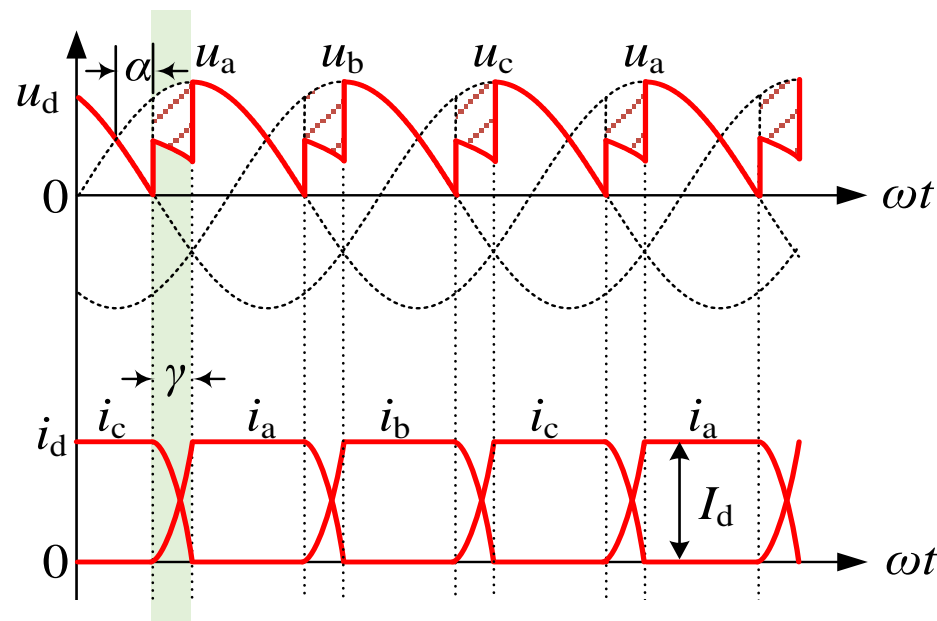
漏感越大, 负载电流越大, 换相压降越大。

对于 m 相相控整流电路, 一个周期中有 m 个波头, 换相 m 次, 其换相压降为:

$$\Delta U_d = \frac{m X_B}{2\pi} I_d$$

三相桥式相控整流电路, $m=6$, 因此换相压降为:

$$\Delta U_d = \frac{3 X_B}{\pi} I_d$$



- 考虑漏抗造成换相压降后, 输出整流电压平均值为:

$$U_d = U_{d0} \cos \alpha - \frac{m X_B}{2\pi} I_d$$



换相压降和换相重叠角

- 将坐标轴取在a、c两相的自然换相点处，则a相和c相电压可表示为：

$$u_a = \sqrt{2}U_2 \cos\left(\omega t - \frac{\pi}{3}\right) \quad u_c = \sqrt{2}U_2 \cos\left(\omega t + \frac{\pi}{3}\right)$$

$$u_a - u_c = 2\sqrt{2}U_2 \sin\frac{\pi}{3} \sin \omega t$$

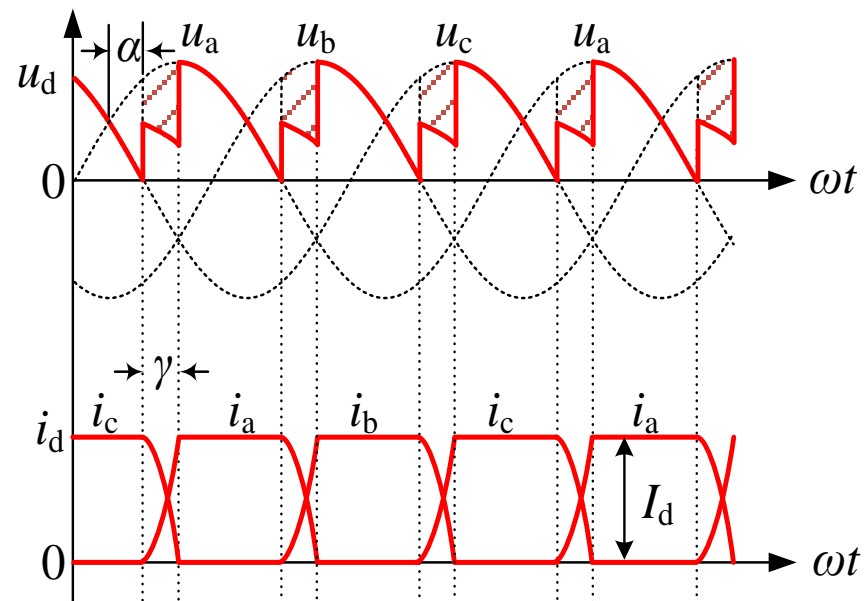
$$2L_{lk} \frac{di_a}{dt} = 2\sqrt{2}U_2 \sin\frac{\pi}{3} \sin \omega t$$

上式改写为：

$$di_a = \frac{\sqrt{2}U_2}{\omega L_{lk}} \sin\frac{\pi}{3} \sin \omega t d\omega t$$

积分得：

$$\int_0^{I_d} di_a = \int_a^{a+\gamma} \frac{\sqrt{2}U_2}{X_B} \sin\frac{\pi}{3} \sin \omega t d\omega t$$



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

$$\gamma = \cos^{-1} \left(\cos \alpha - \frac{X_B I_d}{\sqrt{2}U_2 \sin\frac{\pi}{3}} \right) - \alpha$$



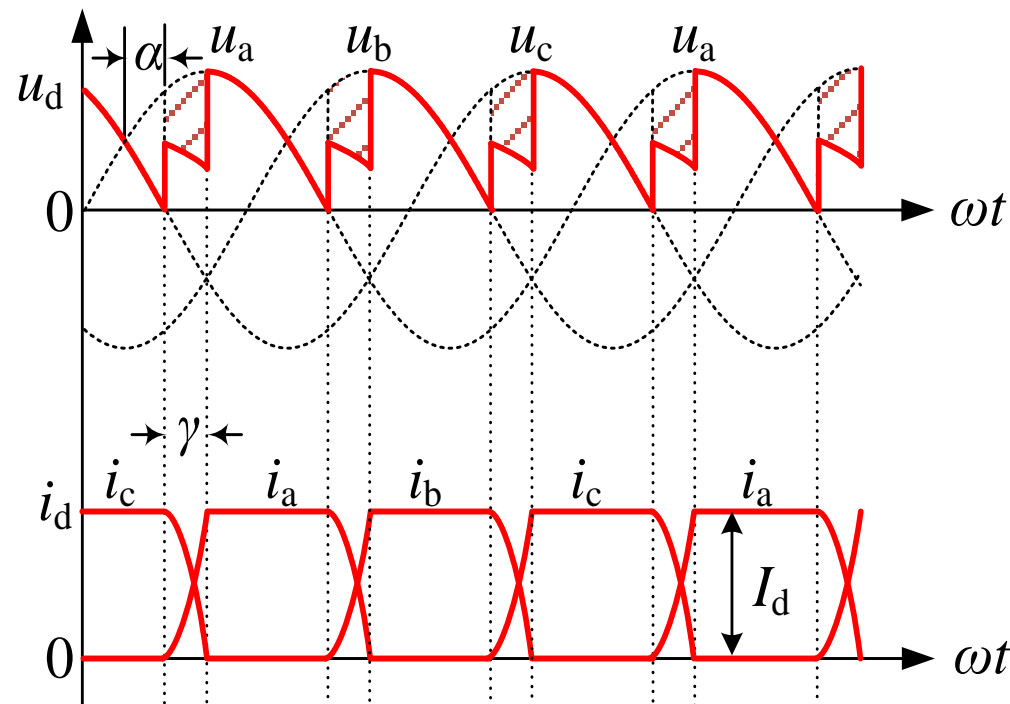
换相压降和换相重叠角

- 当 α 一定时, I_d 、 X_B 越大, 换相重叠角越大。这是由于 I_d 、 X_B 越大, 漏感中储存能量愈多, 换相过程加长, 换相重叠角增加。
- 当 I_d 、 X_B 不变时, 控制角 α 越大, 电路供给能量减少, 能量释放快, 换相重叠角 γ 减小。
- 对于 m 相相控整流电路, 换相重叠角为

$$\gamma = \cos^{-1} \left(\cos \alpha - \frac{X_B I_d}{\sqrt{2} U_2 \sin \frac{\pi}{m}} \right) - \alpha$$

- 对于三相桥式全控整流电路, 可等效于六相半波整流电路, $m=6$, 但相电压有效值 U_2 应改为线电压有效值 U_{2l} , 即:

$$\gamma = \cos^{-1} \left(\cos \alpha - \frac{X_B I_d}{\sqrt{2} U_{2l} \sin \frac{\pi}{6}} \right) - \alpha = \cos^{-1} \left(\cos \alpha - \frac{2 X_B I_d}{\sqrt{6} U_2} \right) - \alpha$$





2.6 整流电路的有源逆变工作状态

2.6.1 逆变概念

2.6.2 能量的流转

2.6.3 三相半波有源逆变电路

2.6.4 逆变颠覆与控制角限制

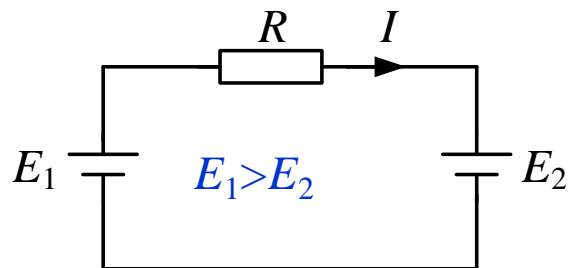


有源逆变的概念

- 将直流电转换成交流电，这种对应于整流的逆向过程，称“逆变”。
- 有源逆变则指的是将直流电转换成交流电后，再将它返回交流电网，这里的“源”即指交流电网。
- 晶闸管有源逆变和相控整流电路，常常是采用一套电路既作整流又作逆变，在一定条件下可互相转化。



能量的流转



正向同极性串联

$$I = \frac{E_1 - E_2}{R}$$

电源 E_1 发出的功率为

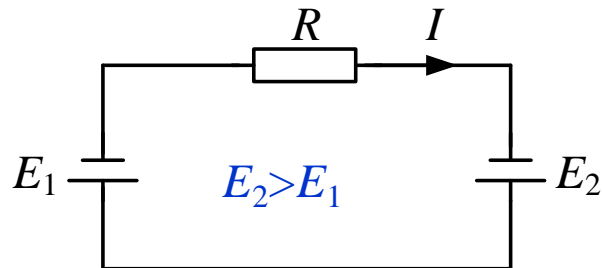
$$P_1 = E_1 I$$

电源 E_2 吸收的功率为

$$P_2 = E_2 I$$

电阻消耗的功率

$$P_R = (E_1 - E_2) I = I^2 R$$



反向同极性串联

$$I = \frac{E_2 - E_1}{R}$$

电源 E_2 发出的功率为

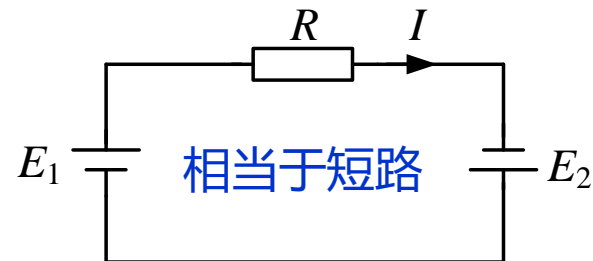
$$P_2 = E_2 I$$

电源 E_1 吸收的功率为

$$P_1 = E_1 I$$

电阻消耗的功率

$$P_R = (E_2 - E_1) I = I^2 R$$



反极性串联

$$I = \frac{E_1 + E_2}{R}$$

电源 E_1 发出的功率为

$$P_1 = E_1 I$$

电源 E_2 发出的功率为

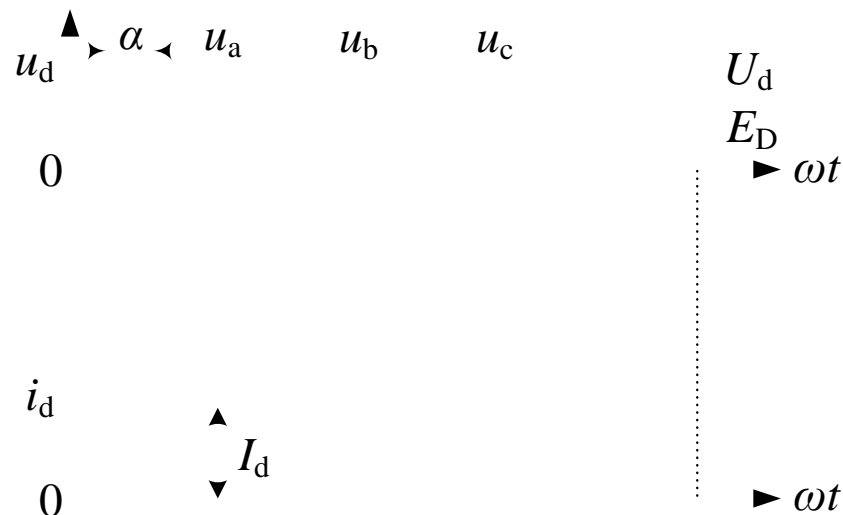
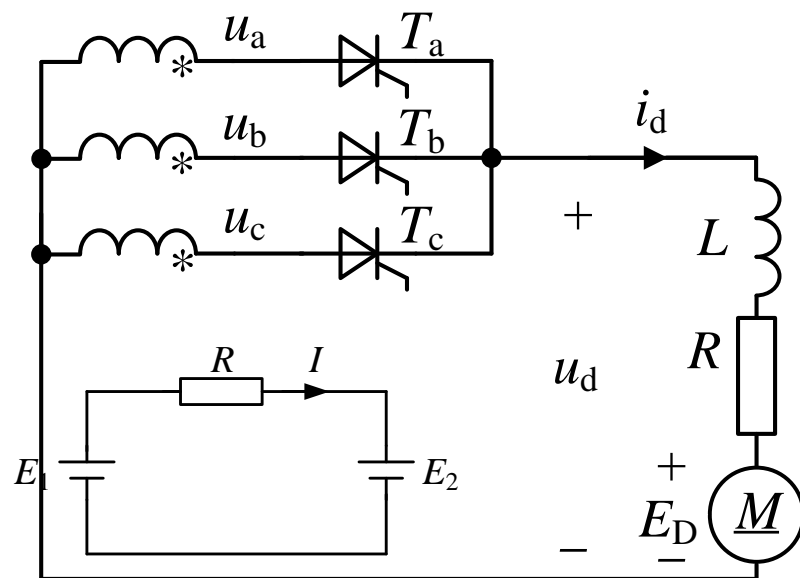
$$P_2 = E_2 I$$

电阻消耗的功率

$$P_R = (E_2 + E_1) I = I^2 R$$



整流工作状态 ($0 < \alpha < \pi/2$)

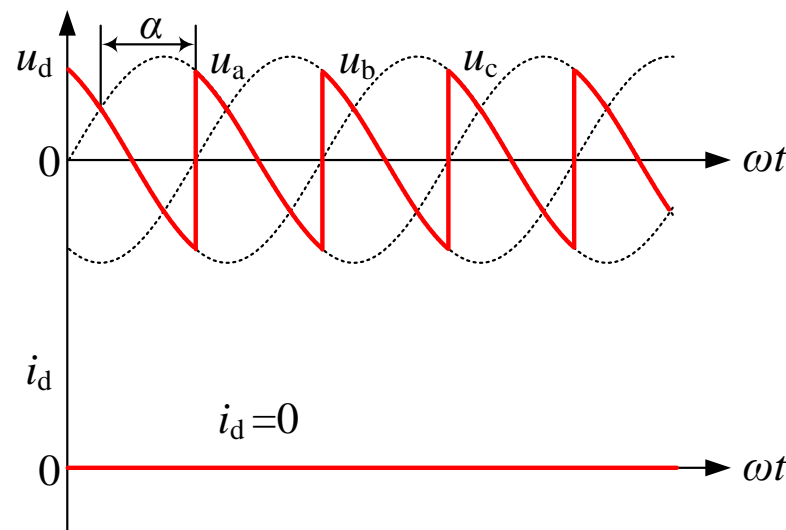
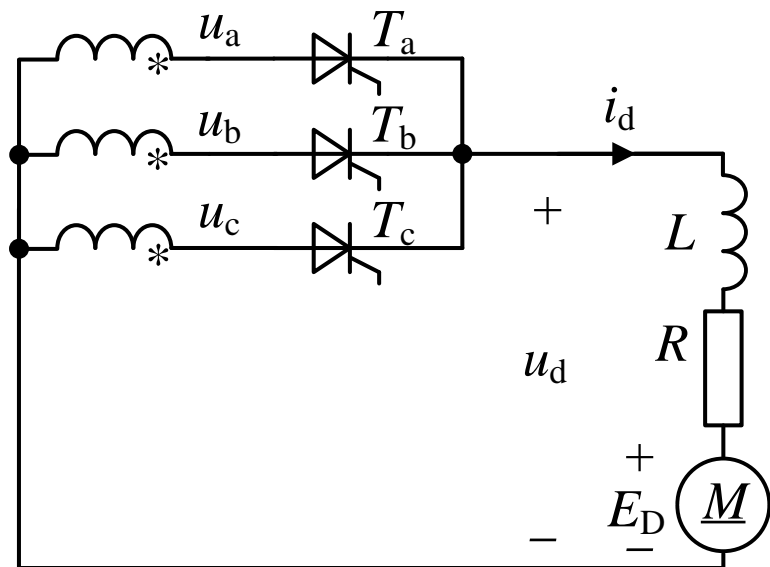


- 负载电流由整流电路正极性流出，流入电机电势 E_D 的正极性。电机吸收功率，作电动机运行，整流电路输出电能

$$I_d = \frac{U_d - E_D}{R}$$



中间状态 ($\alpha = \pi/2$)



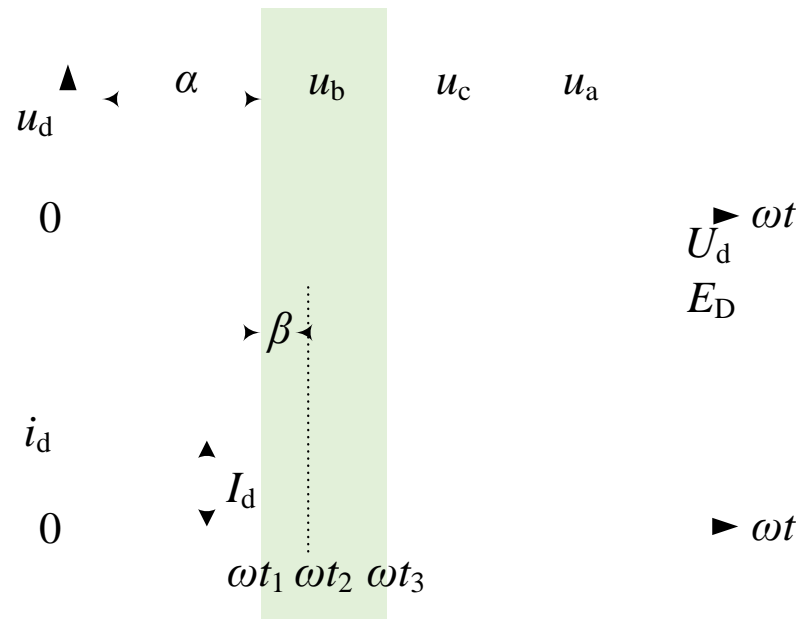
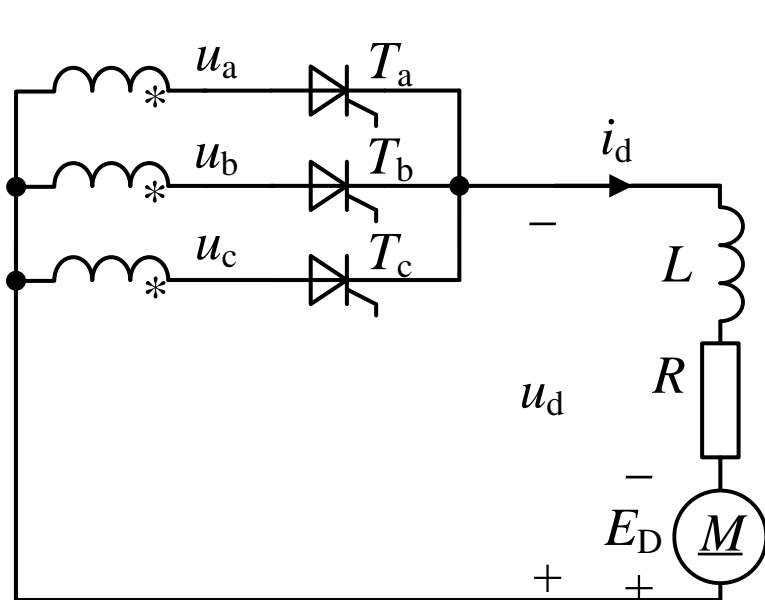
- 当 $\alpha=\pi/2$ 时，理想状态下，如果忽略电阻 R ，则 u_d 波形的正负面积相等，因而电路输出整流电压平均值为零，电机反电势 E_D 为零，电流 i_d 为零，电机转速 n 为零，即

$$U_d = 0, E_D = 0, i_d = 0, n = 0$$

- 理想状态下，电机将停转，实际上电阻 R 不可能为零，平波电抗器也有损耗。此时 u_d 波形负面积将小于正面积， i_d 和 u_d 均断续，平均值电压 U_d 很小， E_D 也很小，电机处于缓慢爬行。



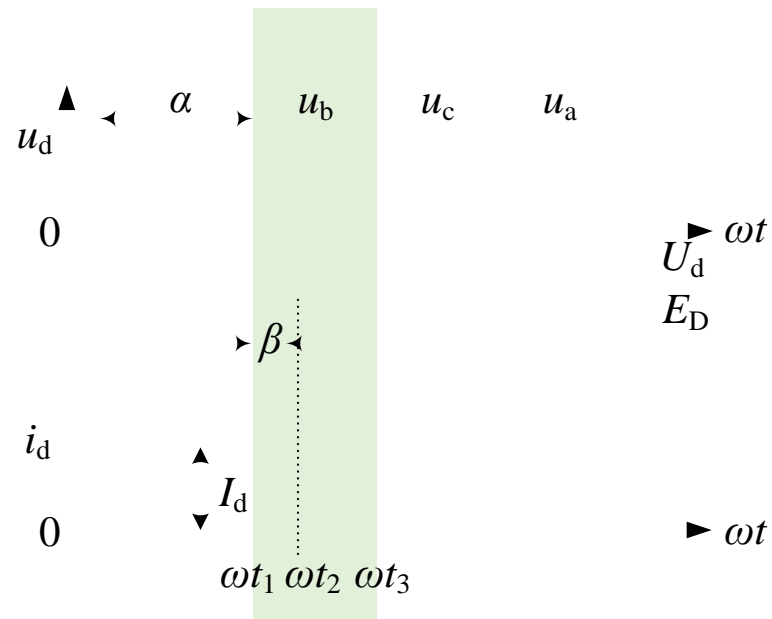
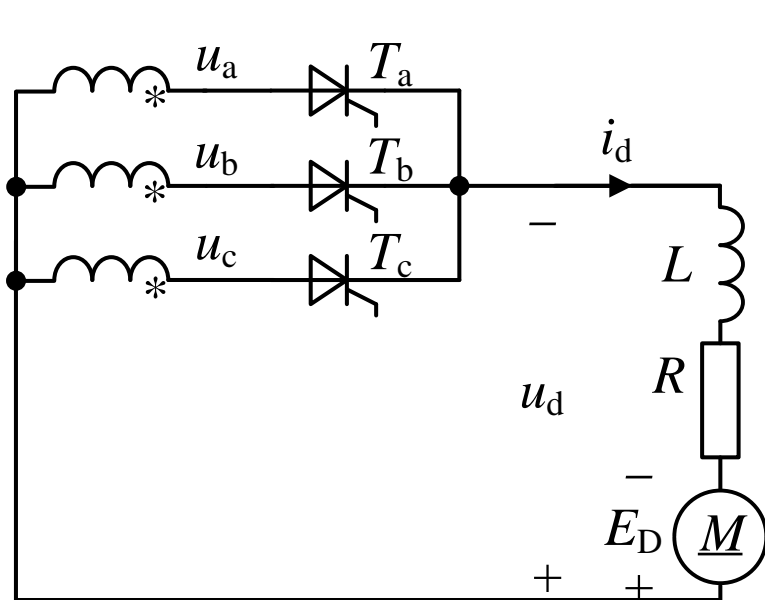
逆变工作状态 ($\pi/2 < \alpha < \pi$)



- ωt_1 时刻触发 T_a ，虽然此刻 $u_a = 0$ ，但在电势 E_D 作用下， T_a 仍然承受正向电压而导通；此后电路输出负压 $u_d = u_a$ ，由于 E_D 绝对值高于电压 u_d ，即 $|E_D| > |u_d|$ ，因此 T_a 继续导通，且使电抗器 L 储能。
- ωt_2 时刻以后， $|E_D| < |u_d|$ ，因此 L 释放储能，仍使 T_a 承受正向电压而继续维持导通，电流 i_d 保持不变。



逆变工作状态 ($\pi/2 < \alpha < \pi$)



- ωt_3 时刻触发 T_b , 因此此时 $u_b > u_a$, 所以 T_b 导通, T_a 承受反压而关断。

$$I_d = \frac{E_D - U_d}{R}$$

E_D 决定了电机转速, u_d 可调节控制角 α 改变其大小



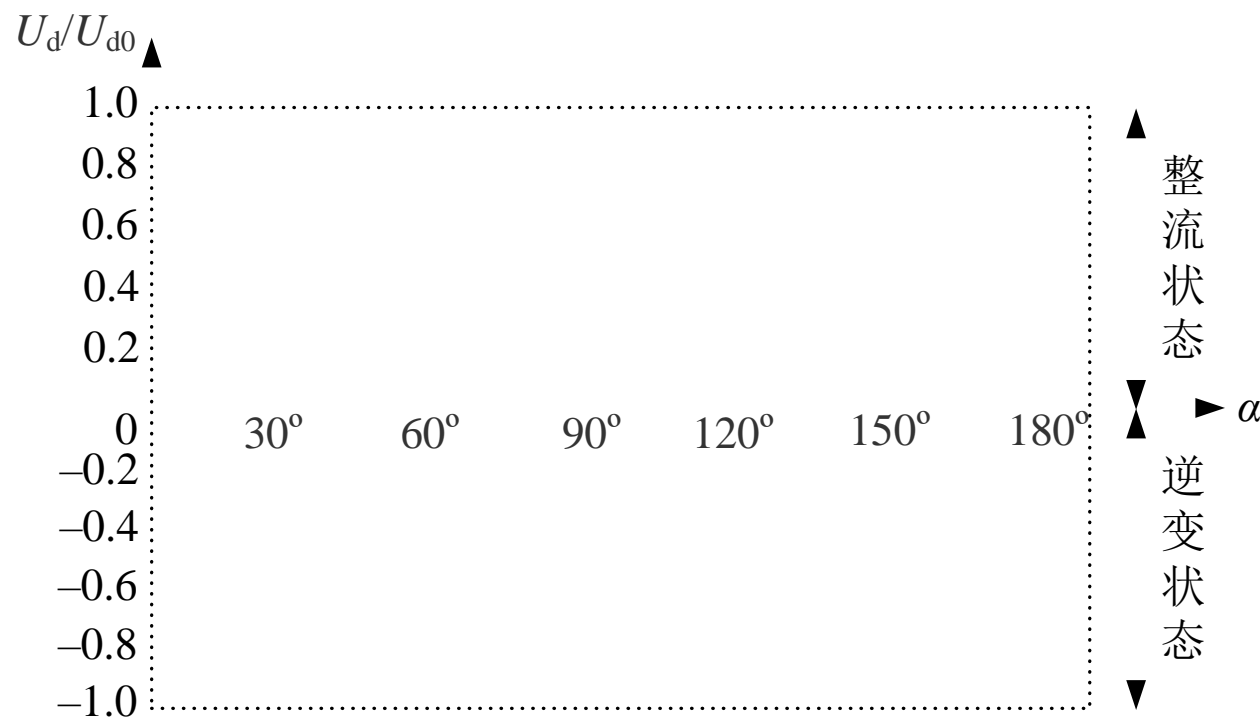
有源逆变的条件

- 两个电源同极性相连，电流总是从电势高的电源流向电势低的电源。电流大小决定于两电势之差和回路电阻。如果回路电阻很小，虽然两电势之差不大，也可产生足够大的电流，使两电源间交换很大的功率。
 - 电流从正极性端流出的电源发出功率，从正极性端流入的电源吸收功率。
 - 两电源反极性相连时则形成短路，工作中应避免发生。
- $\pi/2 < \alpha < \pi$ ，这是电路的内部条件；
- $E_D > u_d$ ，同时 E_D 反极性，这是外部条件。此时电机电势 E_D 必须反极性，否则将与 u_d 形成反极性串联，即短路， E_D 也应大于 u_d ，以使电路中电流方向不变。
- 对于不可能有负压输出的电路，如桥式半控整流电路或者有续流二极管的电路，均不可能实现有源逆变。



输出电压 U_d

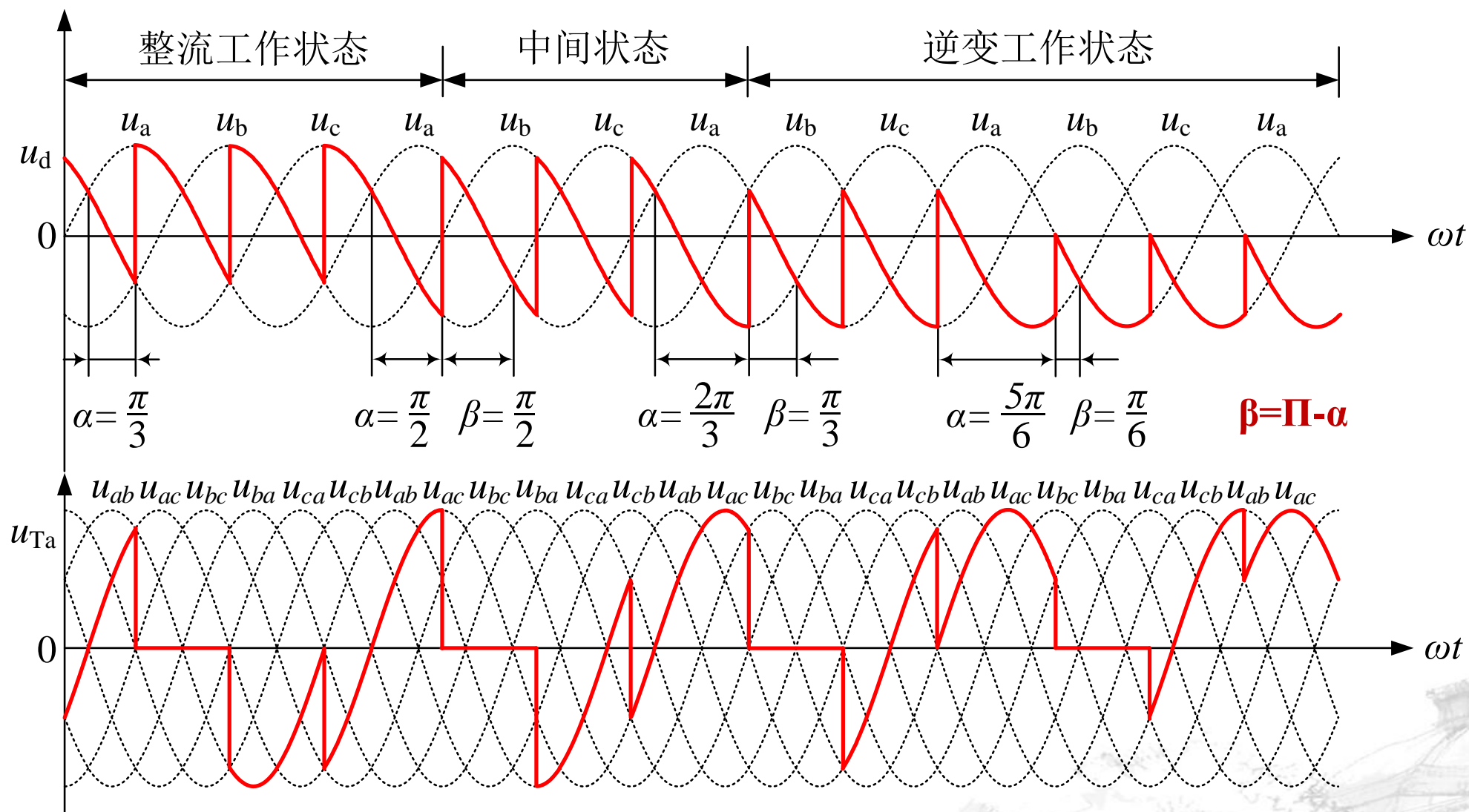
$$U_d = \frac{1}{2\pi/3} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{5\pi}{6}+\alpha} \sqrt{2}U_2 \sin \omega t d\omega t = 1.17U_2 \cos \alpha = U_{d0} \cos \alpha$$



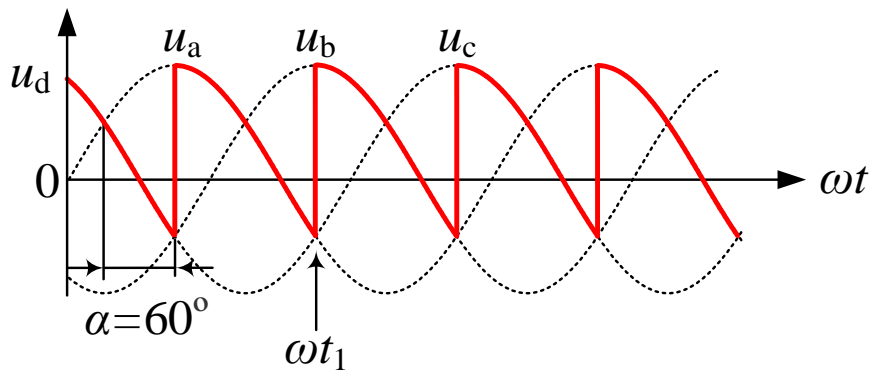
U_{d0}/U_2 : 单相桥式, 0.90; 三相半波, 1.17;
三相桥式, 2.34;



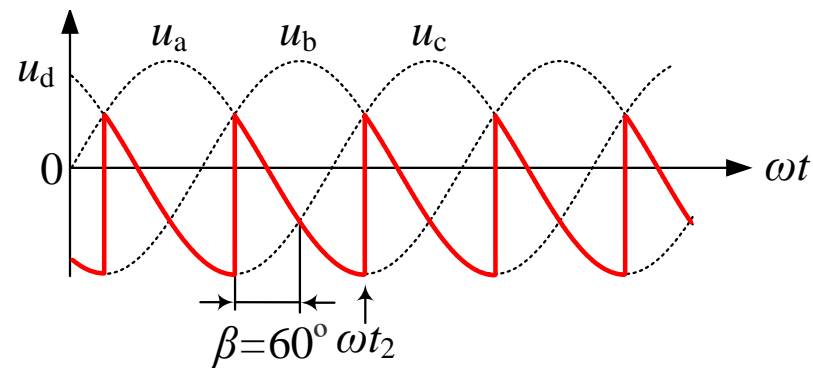
不同工作状态下的波形



整流和逆变电路对触发的要求



整流状态 ($\alpha = 60^\circ$)



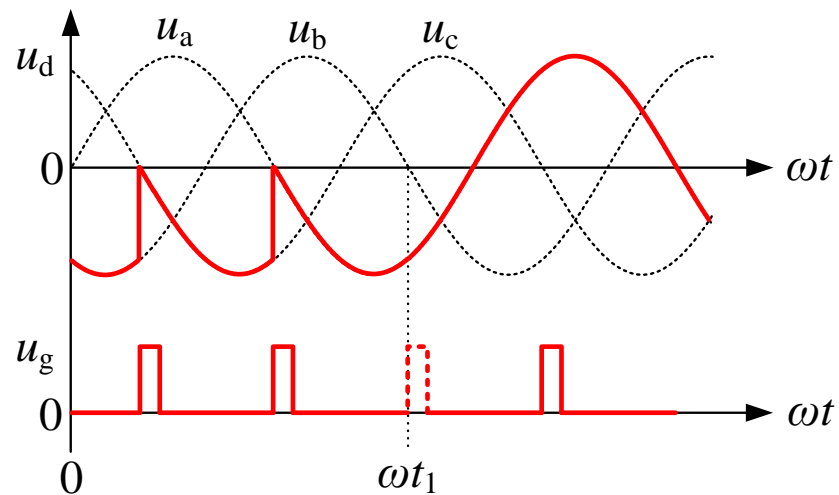
逆变状态 ($\beta = 60^\circ$)

对于整流状态，一套触发脉冲电路可以**同时**供给三个晶闸管 T_a 、 T_b 和 T_c 。

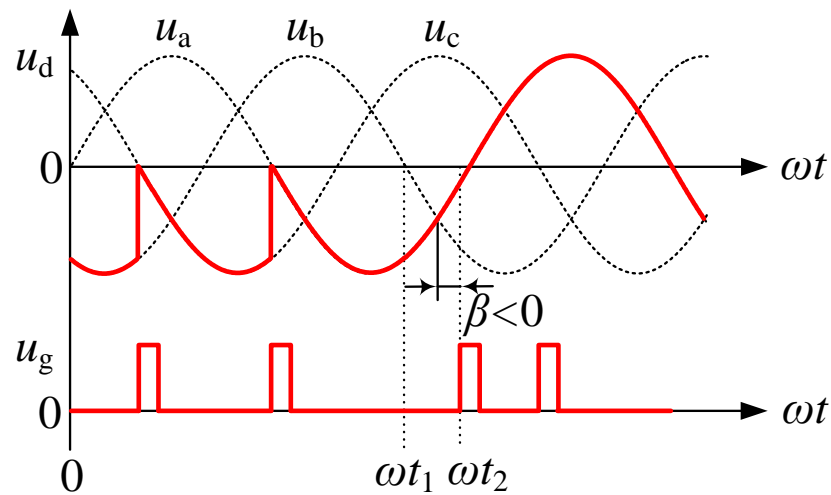
对于逆变工作状态，则只能**依次**触发晶闸管 T_a 、 T_b 和 T_c 。



逆变颠覆



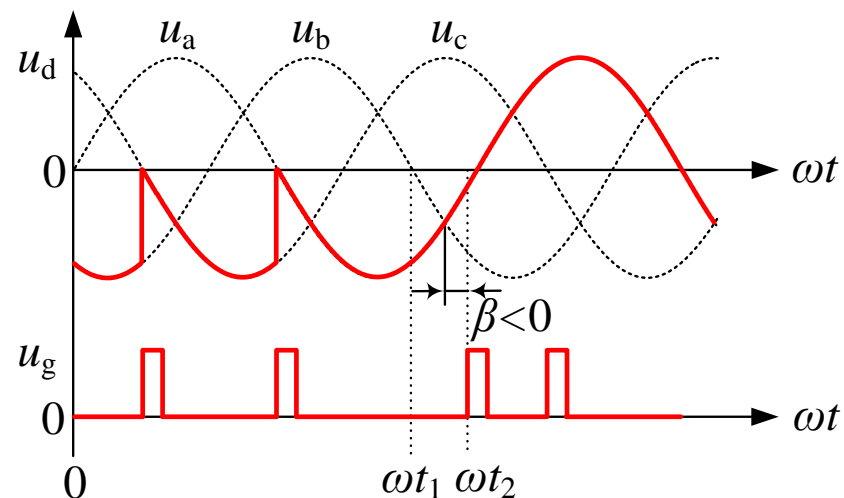
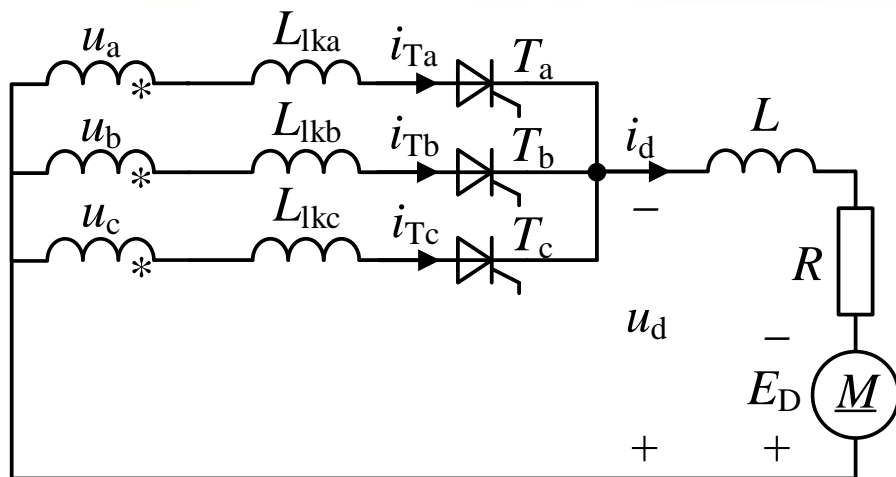
- 触发脉冲丢失，a相晶闸管 T_a 将继续导通，此后在a相电压正半周期时，将形成与电势 E_D 的顺极性串联，即短路。



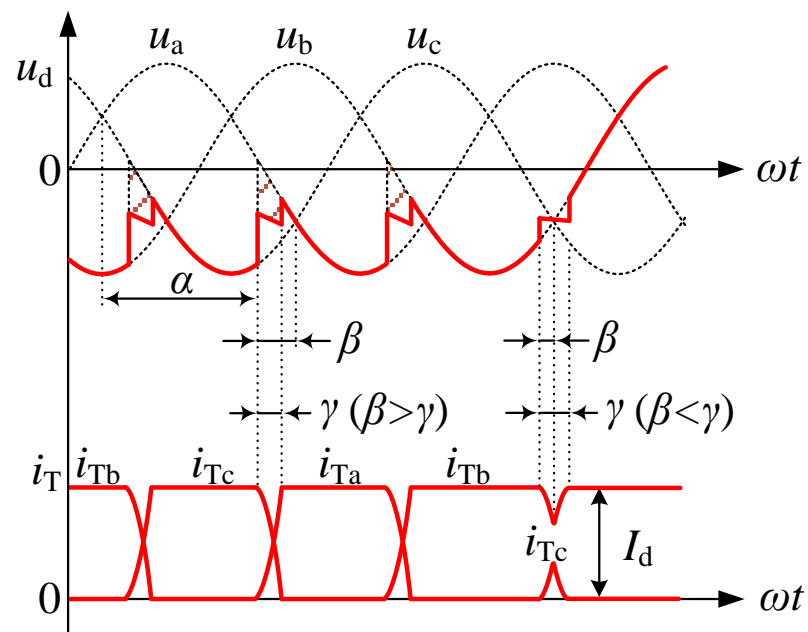
- 到 ωt_2 时刻才触发 T_b ，此时 $\beta < 0$ ，a相电压已经高于b相电压，结果 T_b 将承受反压而不能导通，而 T_a 将继续导通。a相继续输出，在a相电压正半周期时，与 E_D 电势顺极性串联形成短路。



逆变颠覆

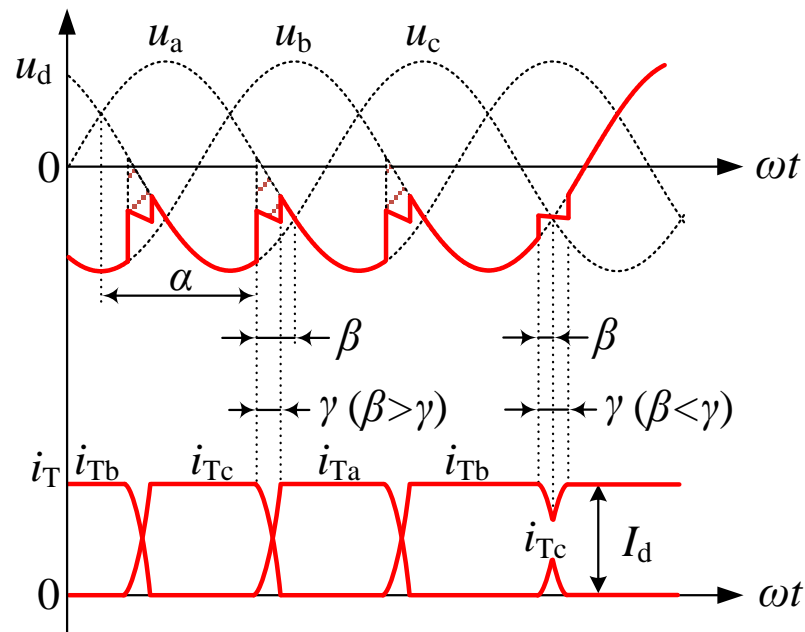


开关延迟导致换相失败



- 在 $\beta=0$ 之前, b相电压小于a相电压, i_{Tb} 下降, i_{Ta} 上升, T_b 和 T_a 正常换相。但由于 $\beta < \gamma$, 因此到达 $\beta=0$ 时换相尚未完成。
- 过了 $\beta=0$ 后, b相电压则开始大于a相电压, 导致 i_{Tb} 上升, 而 i_{Ta} 开始下降, 因此换相失败。





式中， γ 为换相重叠角， δ 为晶闸管关断时间折合成的电角度， μ 为安全裕量角。

$$\cos \alpha - \cos (\alpha + \gamma) = \frac{I_{\mathrm{d}} X_{\mathrm{B}}}{\sqrt{2} U_2 \sin (\pi / m)}$$

$$\cos \gamma = 1 - \frac{I_{\mathrm{d}} X_{\mathrm{B}}}{\sqrt{2} U_2 \sin(\pi / m)}$$

在正常运行时, $\beta_{\min} > \gamma$

$$\cos \beta_{\min} < 1 - \frac{I_{\text{d}} X_{\text{B}}}{\sqrt{2} U_2 \sin(\pi / m)}$$