



第3章 整流电路





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：不可控、半控、全控。
- ◆ 按电路结构可分：桥式电路和零式电路。
- ◆ 按交流输入相数分：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：单拍电路和双拍电路。



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



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



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 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

□ 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。

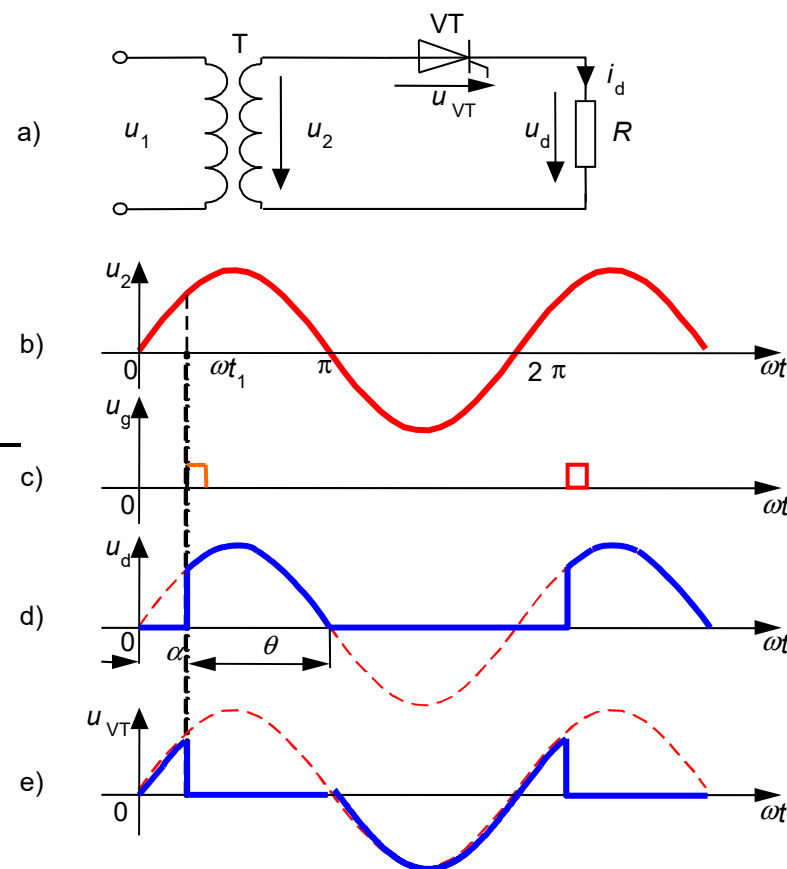


图3-1 单相半波可控整流电路及波形

3.1.1 单相半波可控整流电路

□ 带电阻负载的工作情况

◆ 变压器T: 变换电压和隔离的作用。

◆ 电阻负载的特点: 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:

- ✓ 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;
- ✓ 晶闸管的开通与关断过程瞬时完成。

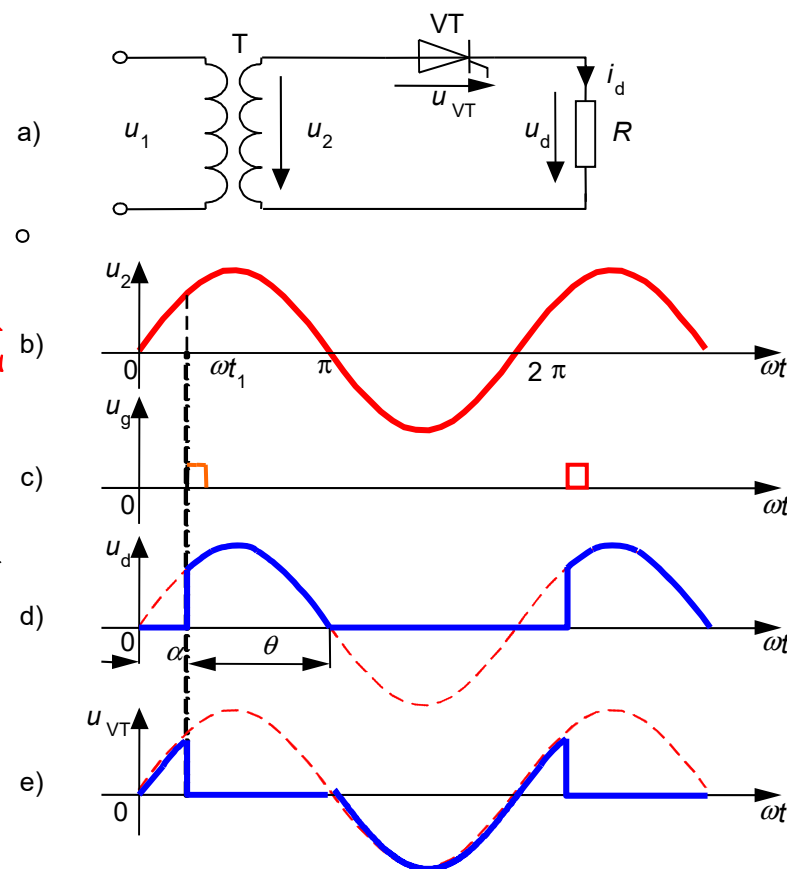


图3-1 单相半波可控整流电路及波形



3.1.1 单相半波可控整流电路

◆ 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(firing angle ,delay angle)。
- 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:

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

- 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

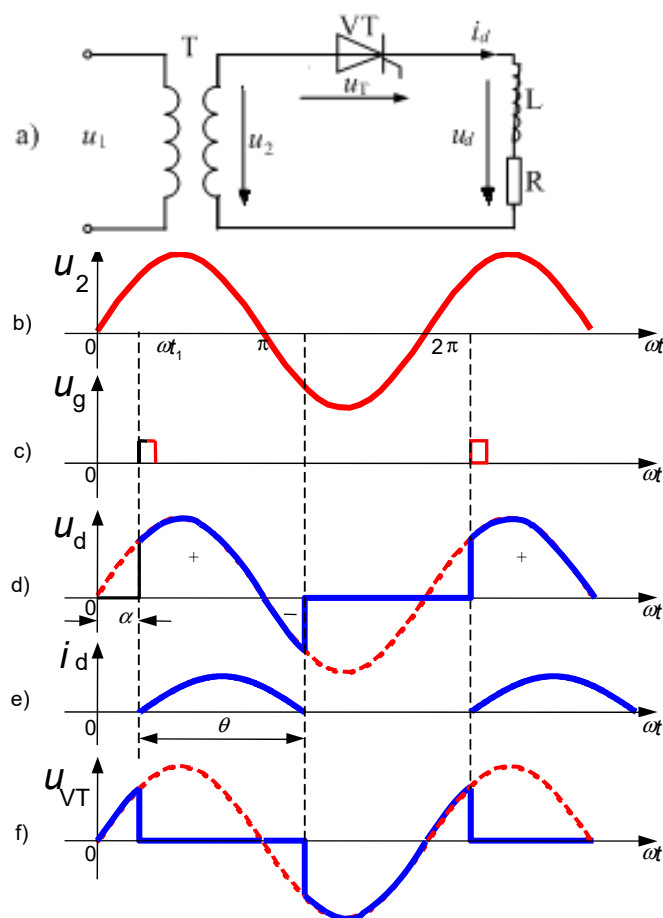


图3-2 带阻感负载的单相半波可控整流电路及其波形

□带阻感负载的工作情况

◆阻感负载的特点：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—定性

- 晶闸管VT处于断态： $i_d=0$, $u_d=0$, $u_{VT}=u_2$ 。
- 在 ωt_l 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。

3.1.1 单相半波可控整流电路

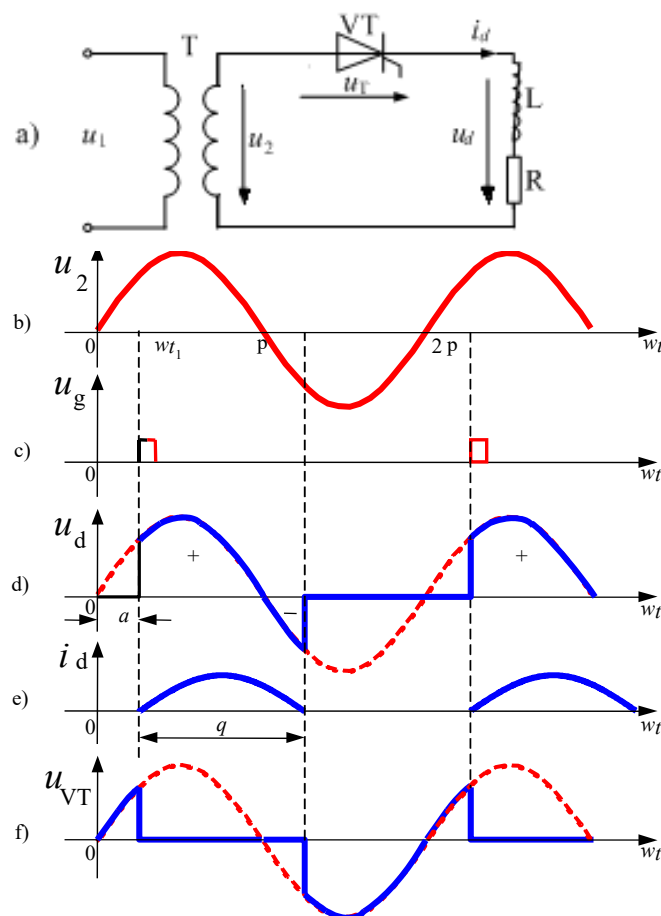


图3-2 带阻感负载的单相半波可控整流电路及其波形

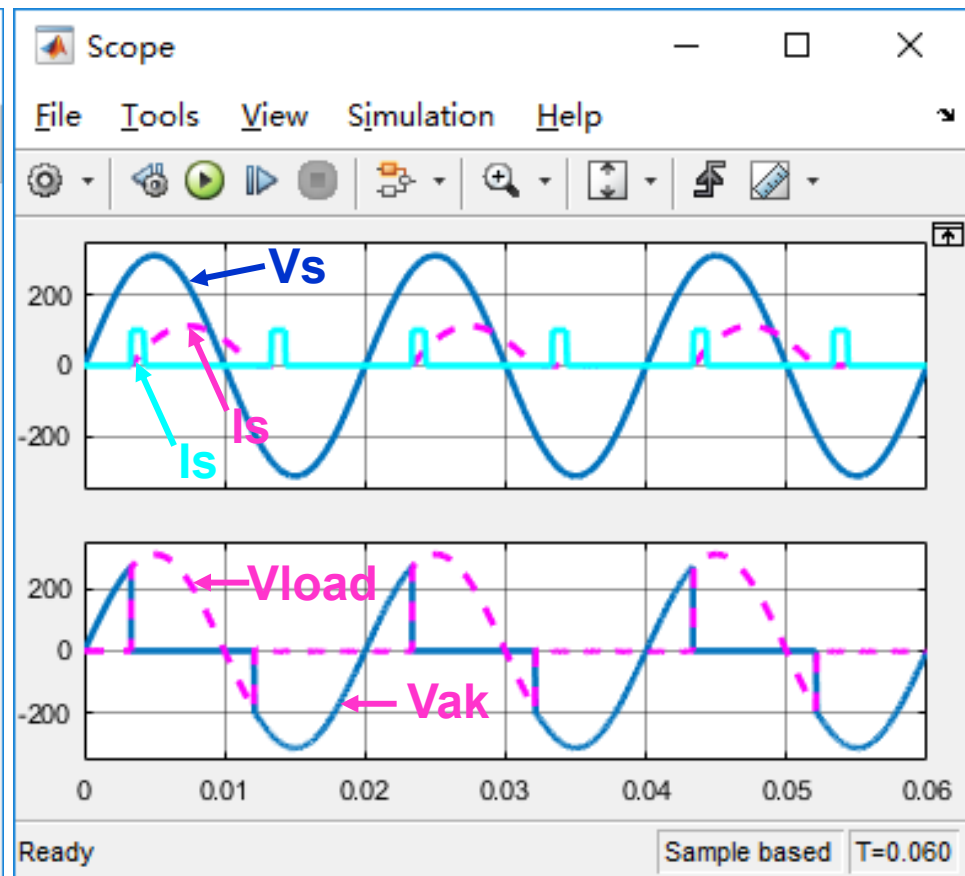
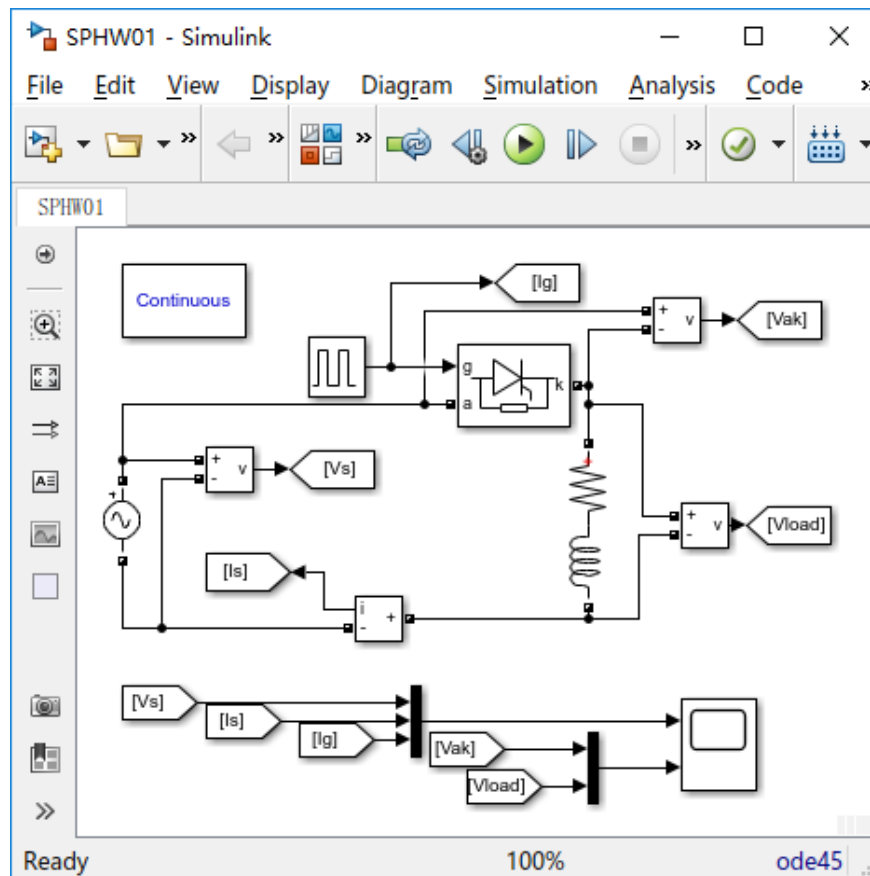
- ωt_2 时刻，电感能量释放完毕， i_d 降至零，**VT关断并立即承受反压**。
- 由于电感的存在**延迟了VT的关断时刻**，使 **u_d 波形出现负的部分**，与带电阻负载时相比其平均值 U_d 下降。

◆ 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**。即，器件通断状态变化时，电路拓扑发生改变。



单相半波整流仿真



3.1.1 单相半波可控整流电路

□ 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。

➤ 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 $\omega t = \alpha$ ， $i_d = 0$ ，上式的初始条件。求解该式并将初始条件代入可得：

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

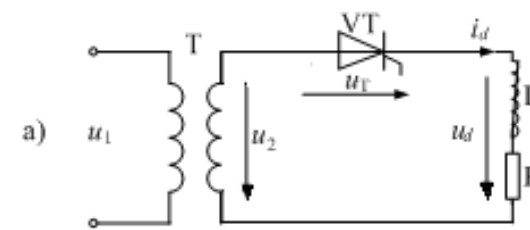


图3-2 (a)

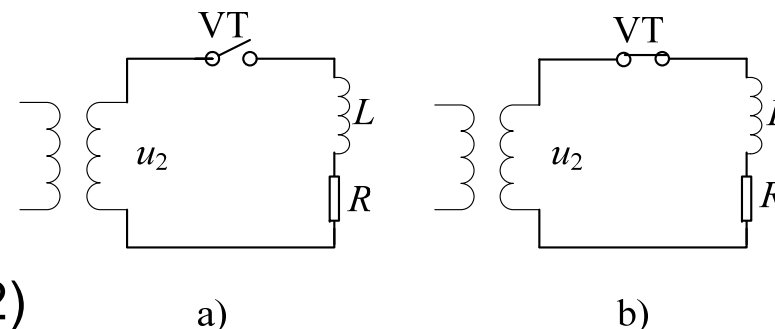


图3-3 单相半波可控整流电路的分段线性等效电路

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

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

由(3-3)式可得出图3-2e所示的 i_d 波形。

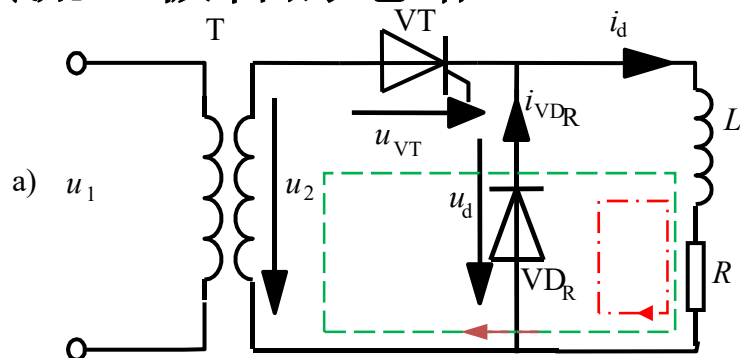
当 $\omega t = \theta + \alpha$ 时, $i_d = 0$, 代入式(3-3)并整理得:

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

- ✓ 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 (Freewheeling Diode), 用 VD_R 表示。

3.1.1 单相半波可控整流电路

□ 有续流二极管的电路



◆ 电路分析—定性

- 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， V_{DR} 导通， u_d 为零，此时为负的 u_2 通过 V_{DR} 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- V_{DR}** 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。

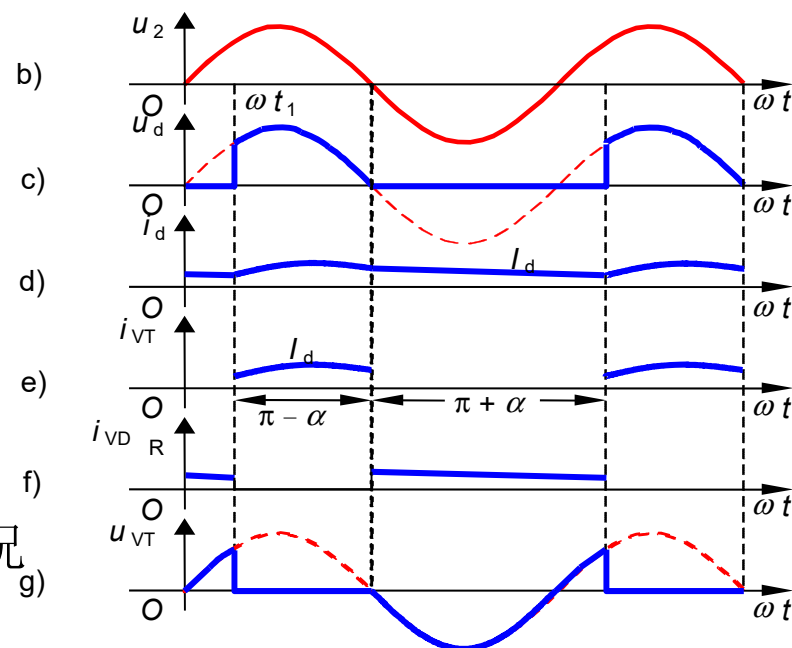


图3-4 单相半波带阻感负载有续流二极管的电路及波形



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：

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

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

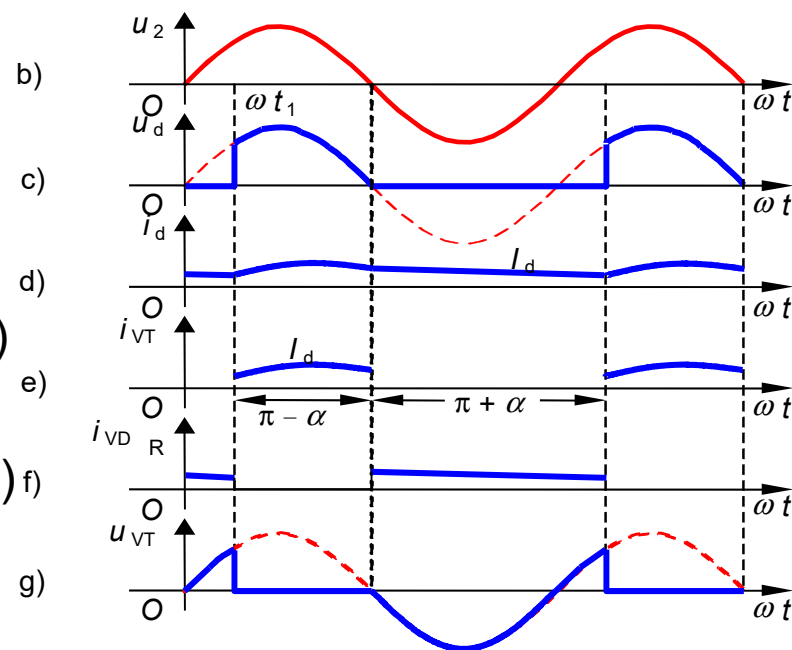


图3-4 单相半波带阻感负载有续流二极管的电路及波形



3.1.1 单相半波可控整流电路

□ 单相半波可控整流电路的特点：

- 移相范围为 180° ；
- 晶闸管承受的最大正反向电压均为 u_2 的峰值即 $\sqrt{2}U_2$ 。
- 续流二极管承受最大反向电压为 $\sqrt{2}U_2$ ，亦为 u_2 的峰值。
- 电路简单，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 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

3.1.2 单相桥式全控整流电路

◆ 电路结构

➤ 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。

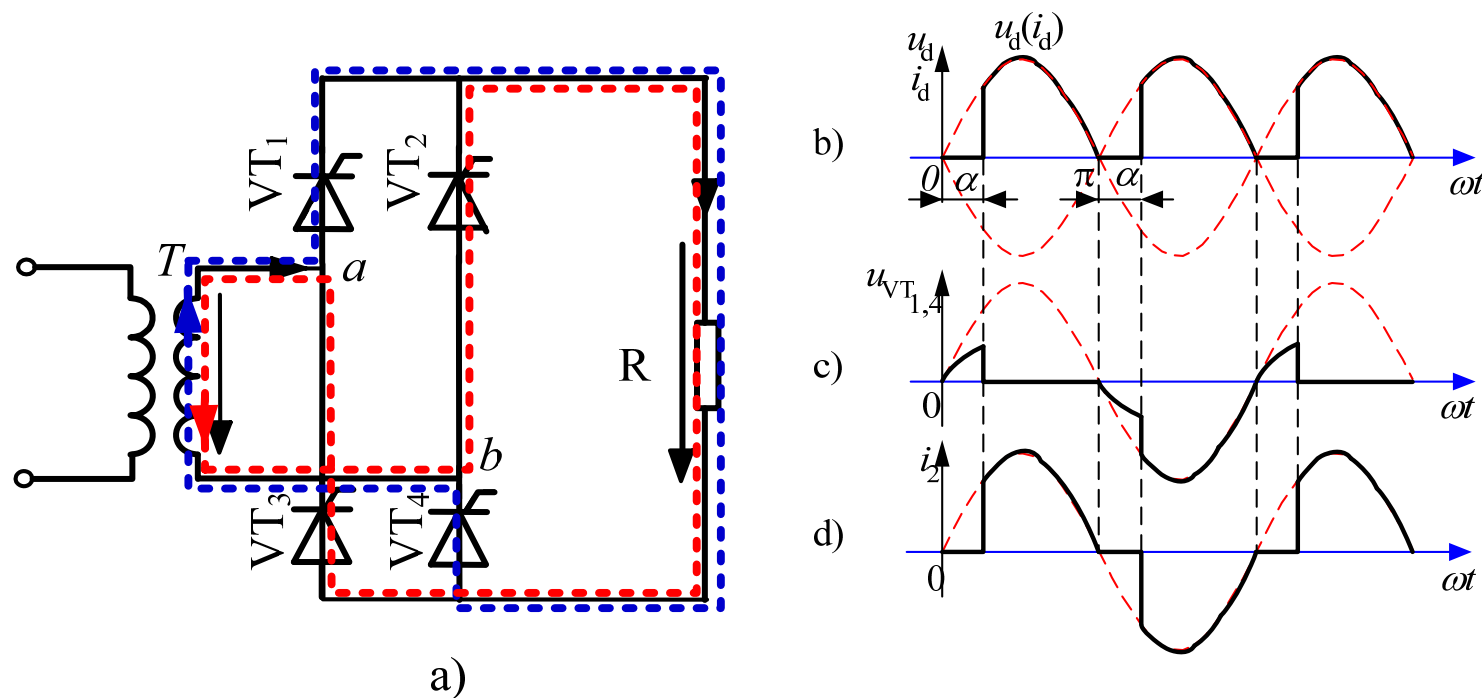


图3-5 单相全控桥式带电阻负载时的电路及波形

3.1.2 单相桥式全控整流电路

□ 带电阻负载的工作情况

◆ 电路分析

➤ 在 u_2 正半周： a 点电位高于 b 点电位

✓ 0 至 α ： $i_d=0$ ， $u_d=0$ ，**VT₁**、**VT₄**承受正向电压 $u_2/2$ ，**VT₂**、**VT₃**承受反向电压 $u_2/2$ 。

✓ α 至 π ：**VT₁**和**VT₄**导通，电流从电源 a 端经**VT₁** - **R** - **VT₄**流回电源 b 端，**VT₂**、**VT₃**承受反向电压 u_2 。

✓ π ： u_2 过零，流经晶闸管的电流降到零，**VT₁**和**VT₄**关断。

11/8/2019

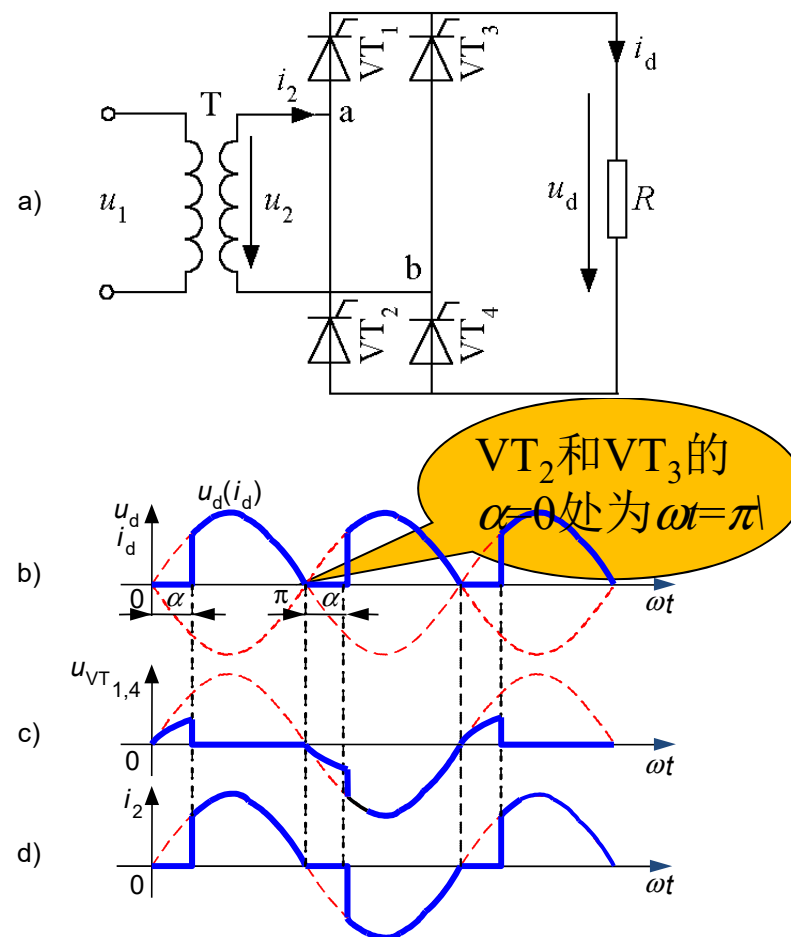


图3-5 单相全控桥式带电阻负载时的电路及波形

3.1.2 单相桥式全控整流电路

- 在 u_2 负半周： b 点电位高于 a 点电位
 - ✓ π 至 $\pi + \alpha$ ： $i_d = 0$ ， $u_d = 0$ ，
 VT_2 、 VT_3 承受正向电压 $u_2/2$ ，
 VT_1 、 VT_4 承受反向电压 $u_2/2$ 。
 - ✓ $\pi + \alpha$ 至 2π ： 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， VT_1 、 VT_4 承
 受反向电压 u_2 。
 - ✓ 2π ： u_2 过零，电流又降为零，
 VT_2 和 VT_3 关断。

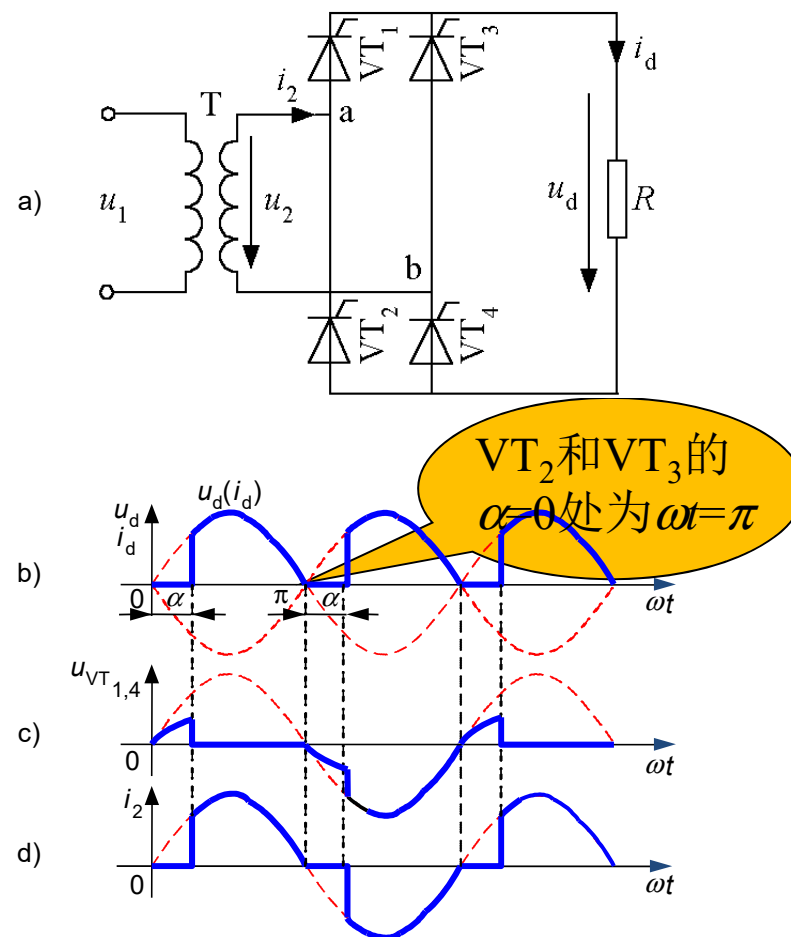
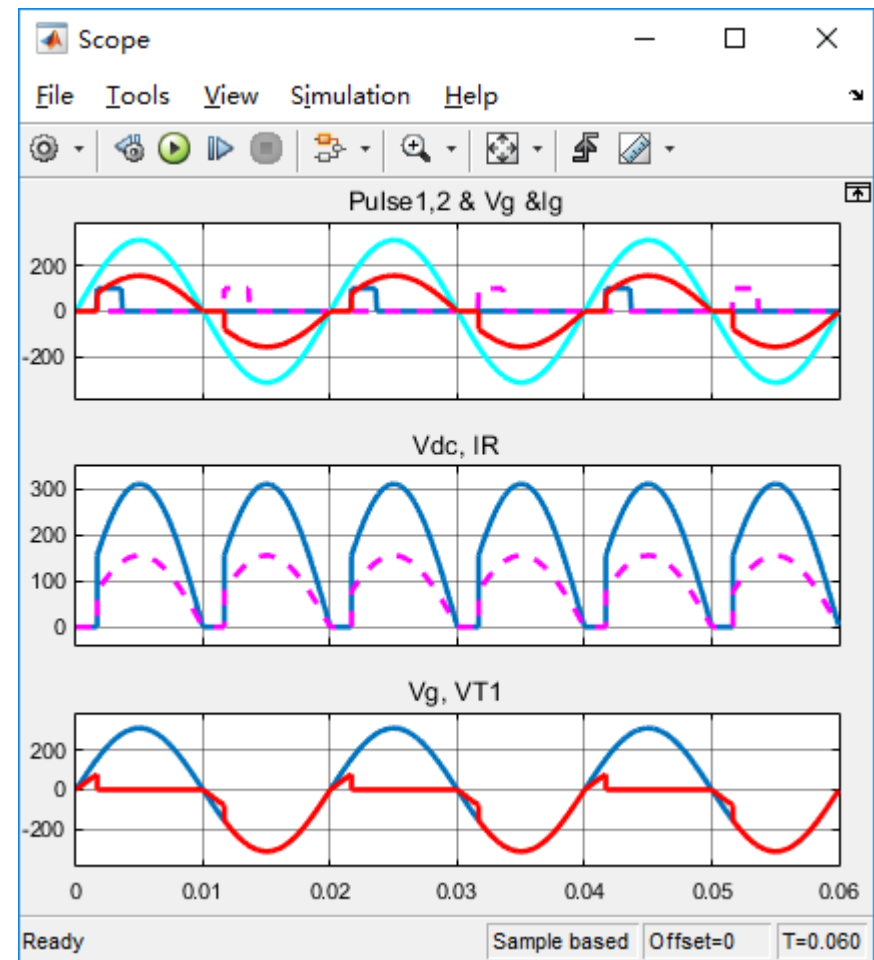
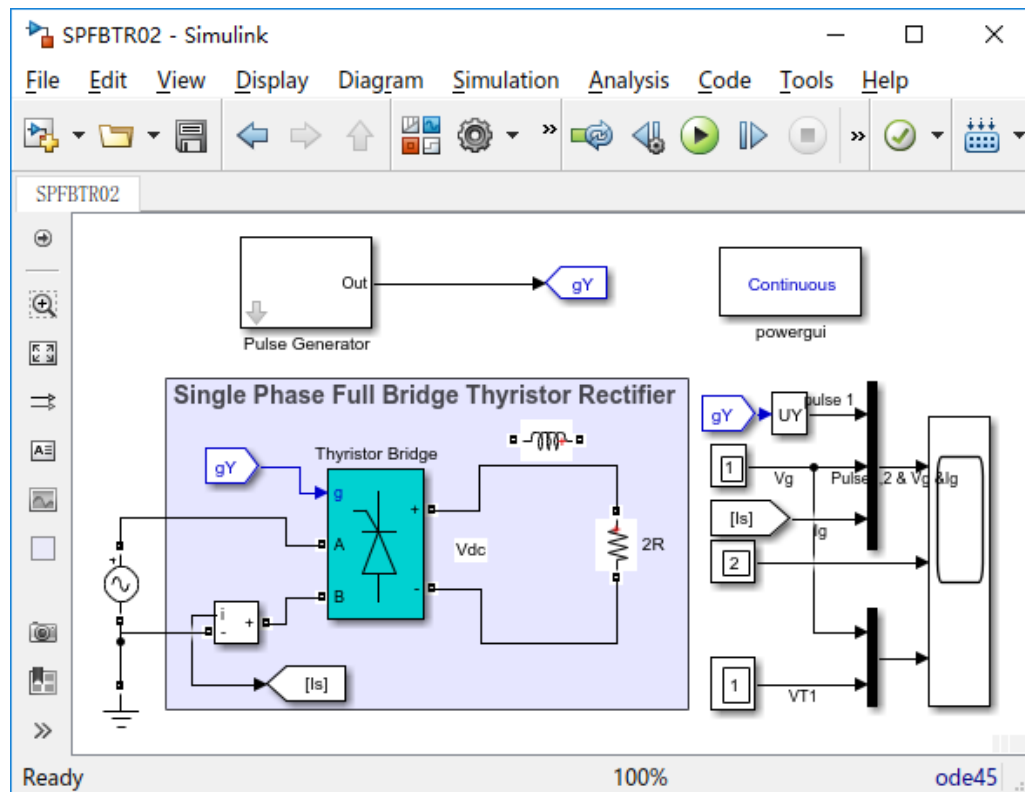


图3-5 单相全控桥式
带电阻负载时的电路及波形





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 $\sqrt{2}/2U_2$ 和 $\sqrt{2}U_2$ 。

➤ 整流电压平均值为：

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

✓ $\alpha=0$ 时， $U_d = U_{d0} = 0.9U_2$ 。

✓ $\alpha=180^\circ$ 时， $U_d=0$ 。可见， α 角的移相范围： **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： $I_T = \frac{1}{\sqrt{2}} I$ (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

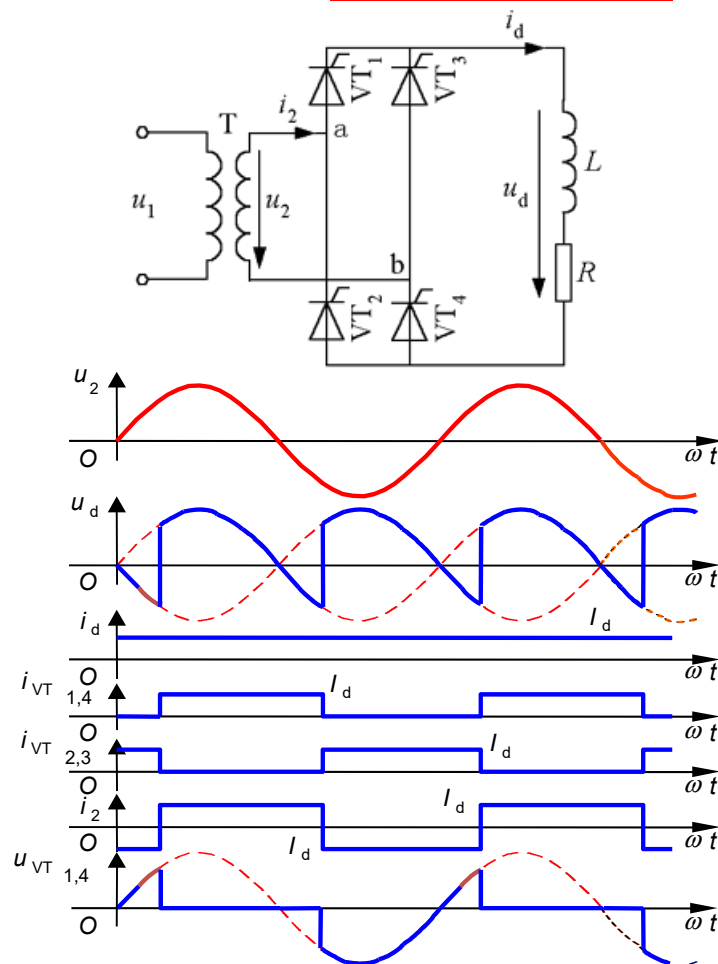


图3-6 单相桥式全控整流电路带阻感负载时的电路及波形

带阻感负载工作情况- L 足够大

电路分析

➤ 在 u_2 正半周期

✓ 0 至 α : VT_1 、 VT_4 承受正向电压 u_2 , (由于电感的作用) VT_2 和 VT_3 导通。

✓ α 至 π : 晶闸管 VT_1 和 VT_4 开通, $u_d = u_2$ 。
 u_2 通过 VT_1 和 VT_4 向 VT_2 和 VT_3 施加反压 u_2 使 VT_2 和 VT_3 关断, 流过 VT_2 和 VT_3 的电流迅速转移到 VT_1 和 VT_4 上, 此过程称为 **换相**, 亦称 **换流**。

✓ π : u_2 过零变负, 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。

3.1.2 单相桥式全控整流电路

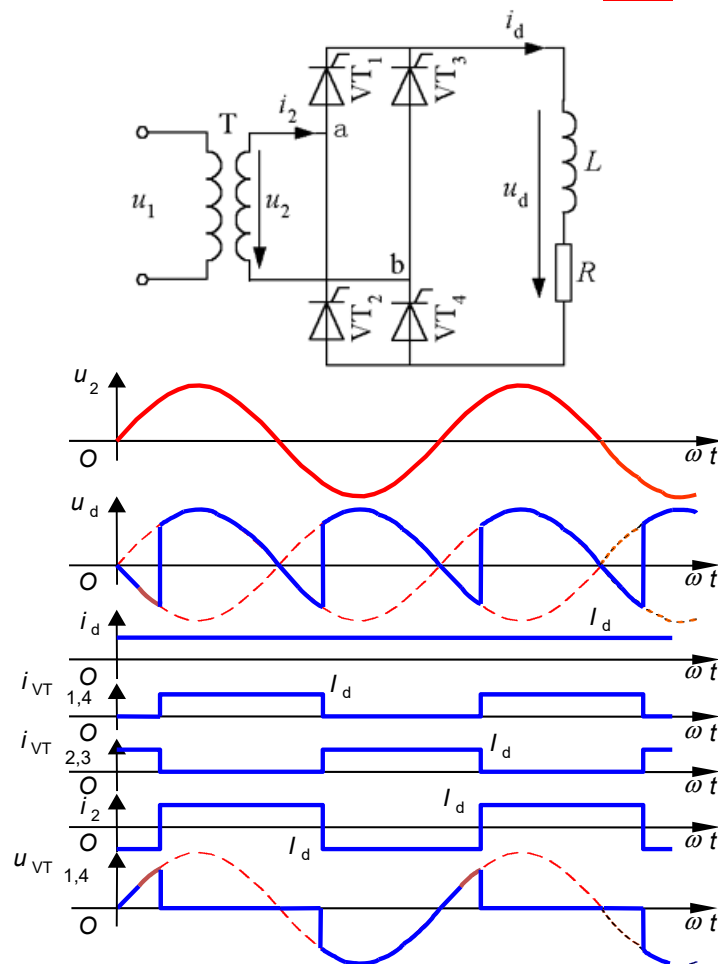


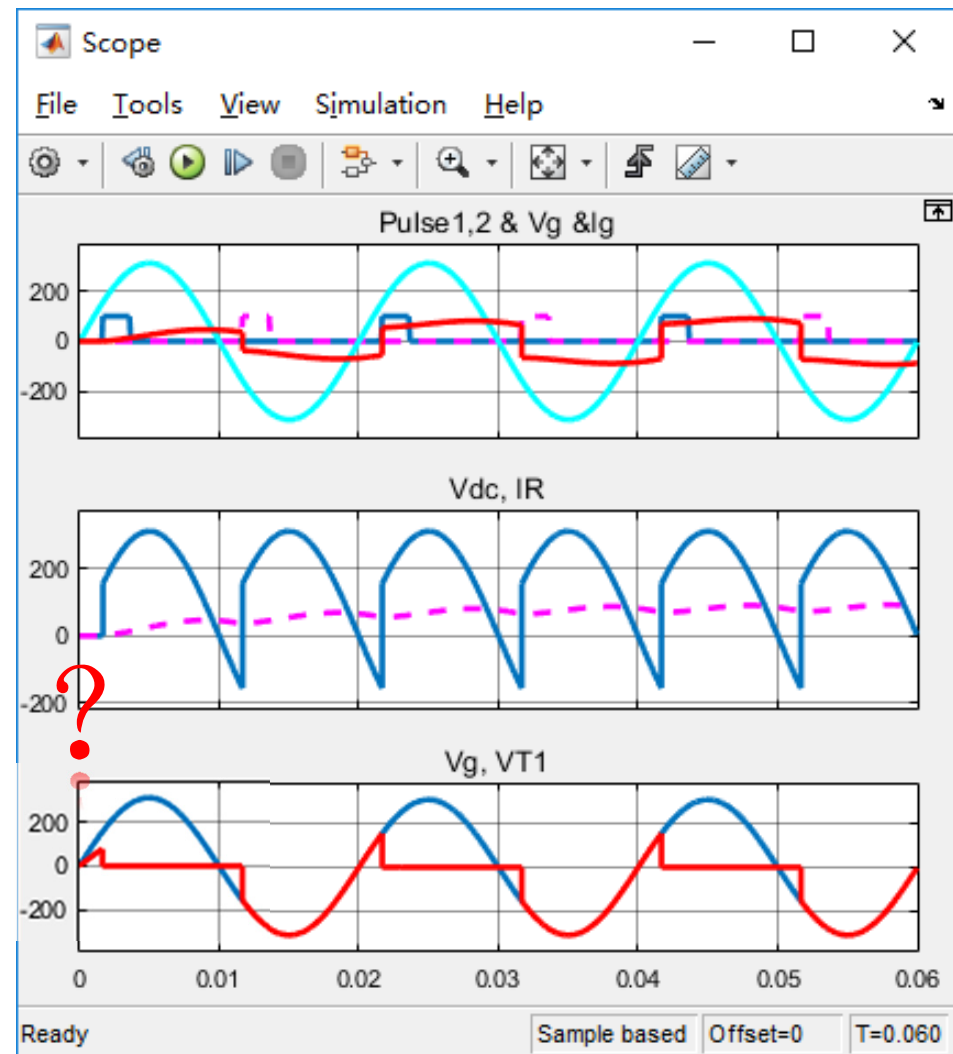
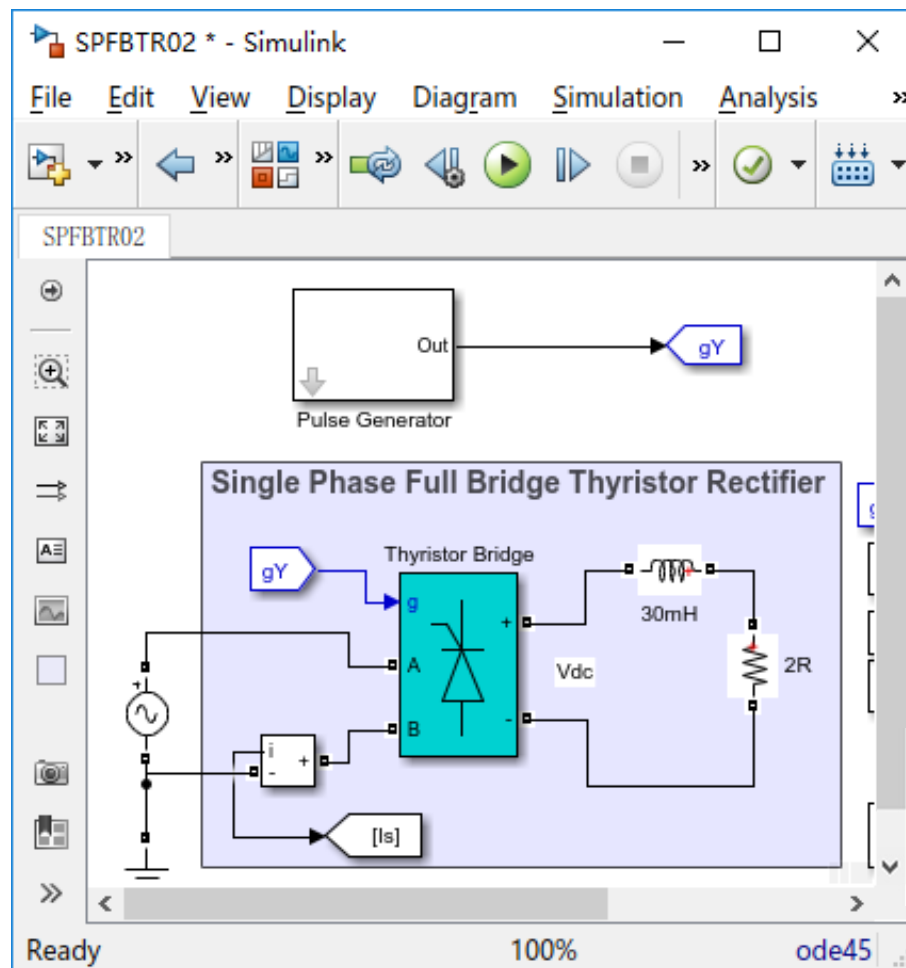
图3-6 单相桥式全控整流电路带阻感负载时的电路及波形

➤在 u_2 负半周期

✓ π 至 $\pi + \alpha$: VT_2 和 VT_3 承受正向电压 u_2 , (由于电感的作用) 晶闸管 VT_1 和 VT_4 导通。

✓ $\pi + \alpha$ 至 2π : VT_2 和 VT_3 导通, VT_1 和 VT_4 换流至 VT_2 和 VT_3 , $u_d = u_2$ 。

✓ 2π : u_2 过零变正, 由于电感的作用, 晶闸管 VT_2 和 VT_3 中仍流过电流 i_d , 并不关断。





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：

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

✓ 当 $\alpha=0$ 时， $U_{d0}=0.9U_2$ 。 $\alpha=90^\circ$ 时， $U_d=0$ 。

✓ 晶闸管移相范围： **90°** 。

➤ 晶闸管承受的最大正、反向电压均为 $\sqrt{2}U_2$ 。

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

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



3.1.2 单相桥式全控整流电路

□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。

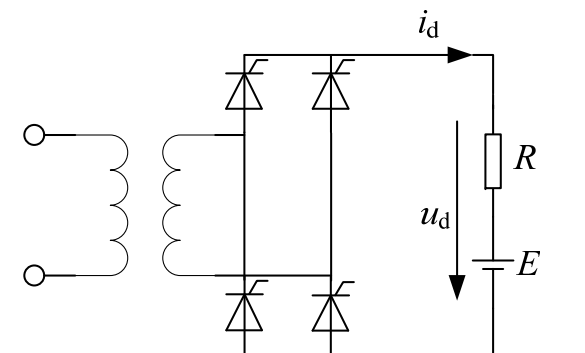
◆电路分析

➤ $|u_2| > E$ 时，才有晶闸管承受正电压，有导通的可能。

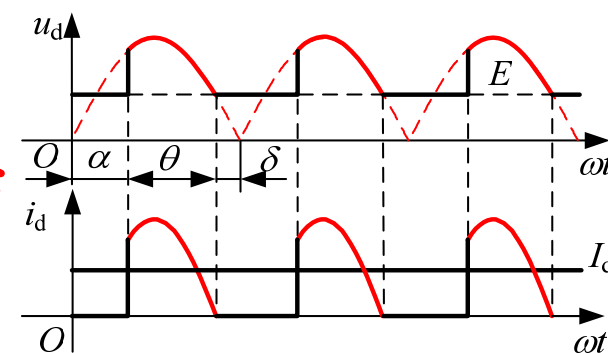
➤ 与电阻负载时相比，晶闸管提前了电角度 δ 停止导电， δ 称为停止导电角。

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

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



a)



b)

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

3.1.2 单相桥式全控整流电路

- 晶闸管导通后, $u_d = u_2$, $i_d = \frac{u_d - E}{R}$, 至 $|u_2| = E$, i_d 即降至0, 晶闸管关断, 此后 $u_d = E$ 。
- 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大。

◆ 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。

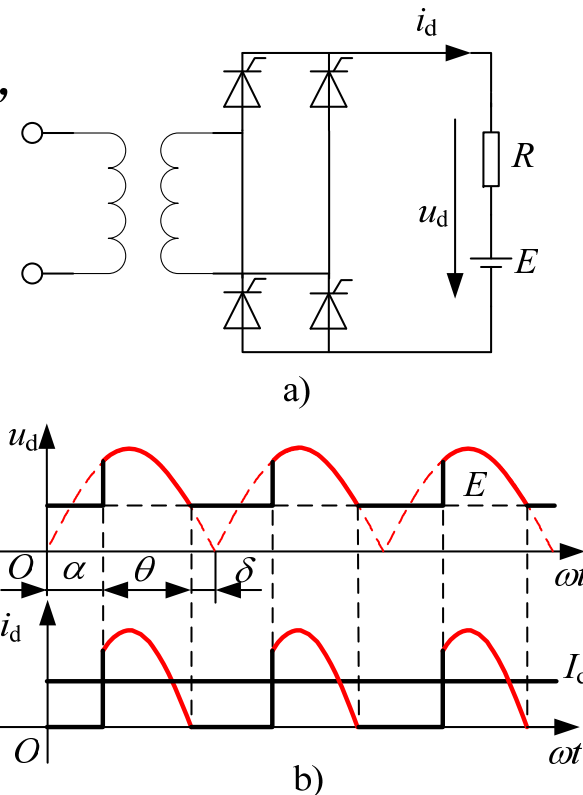


图3-7 单相桥式全控整流电路接反电动势—电阻负载时的电路及波形



3.1.2 单相桥式全控整流电路

◆ 电流连续

- 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：

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

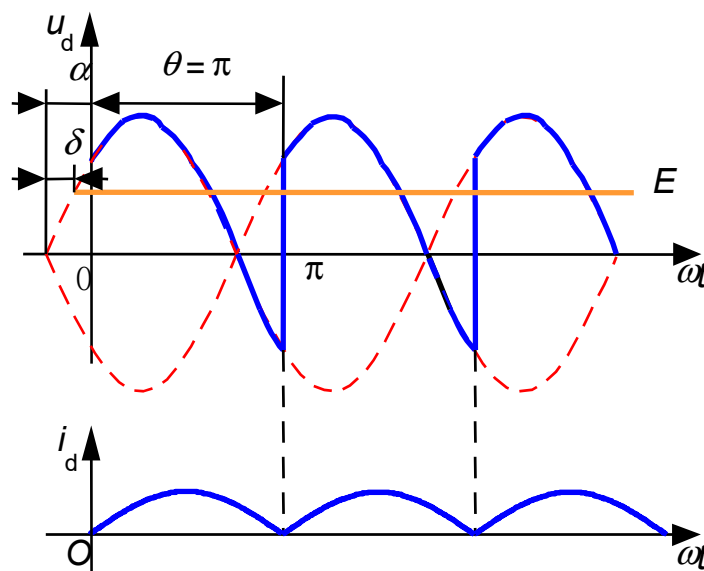


图3-8 单相桥式全控整流电路带反电动势负载串平波电抗器，电流连续的临界情况



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：

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：

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

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

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

③ 晶闸管承受的最大反向电压为： $U = \sqrt{2} U_2 = 1.414 \times 100 = 141.4(\text{V})$

流过每个晶闸管的电流的有效值为： $I_{VT} = I_d / \sqrt{2} = 9 / 1.414 = 6.36(\text{A})$

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

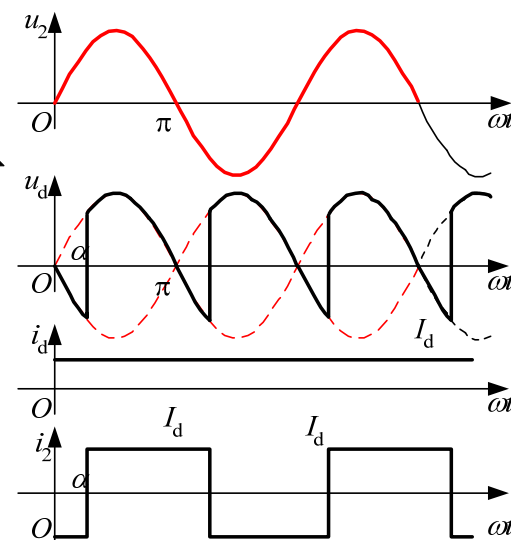


图3-9 u_d 、 i_d 和 i_2 的波形图



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



3.1.3 单相全波可控整流电路

➤ 单相全波可控整流电路，又称单相**双半波**可控整流电路。

□ 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流。
- 变压器也**不存在直流磁化**的问题。

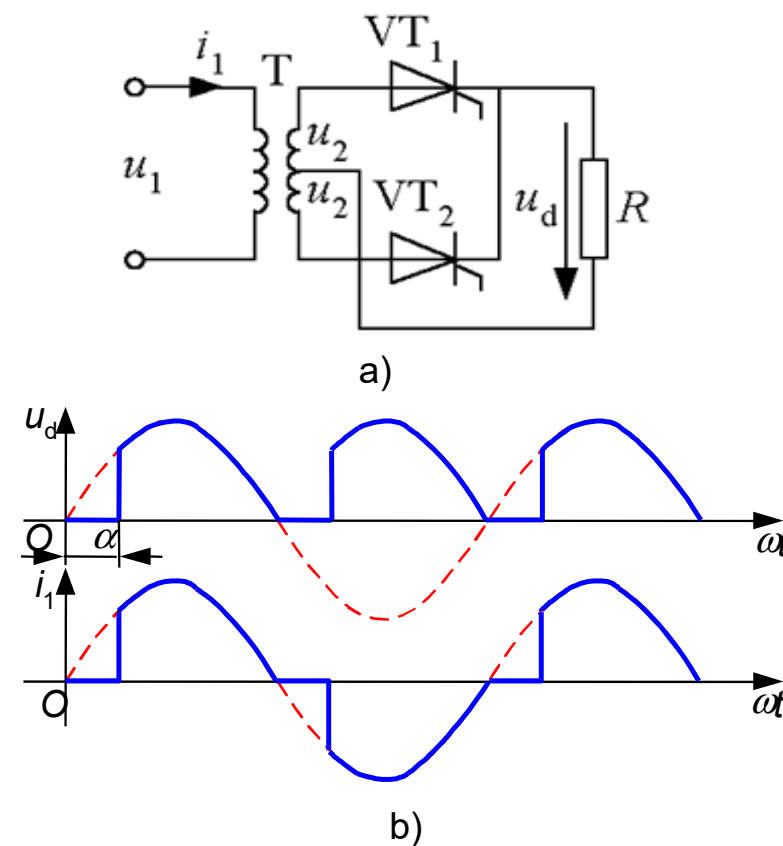


图3-10 单相全波可控整流电路及波形



3.1.3 单相全波可控整流电路

- 单相全波与单相全控桥从直流输出端或从交流输入端看均是基本一致的。

◆ 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 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

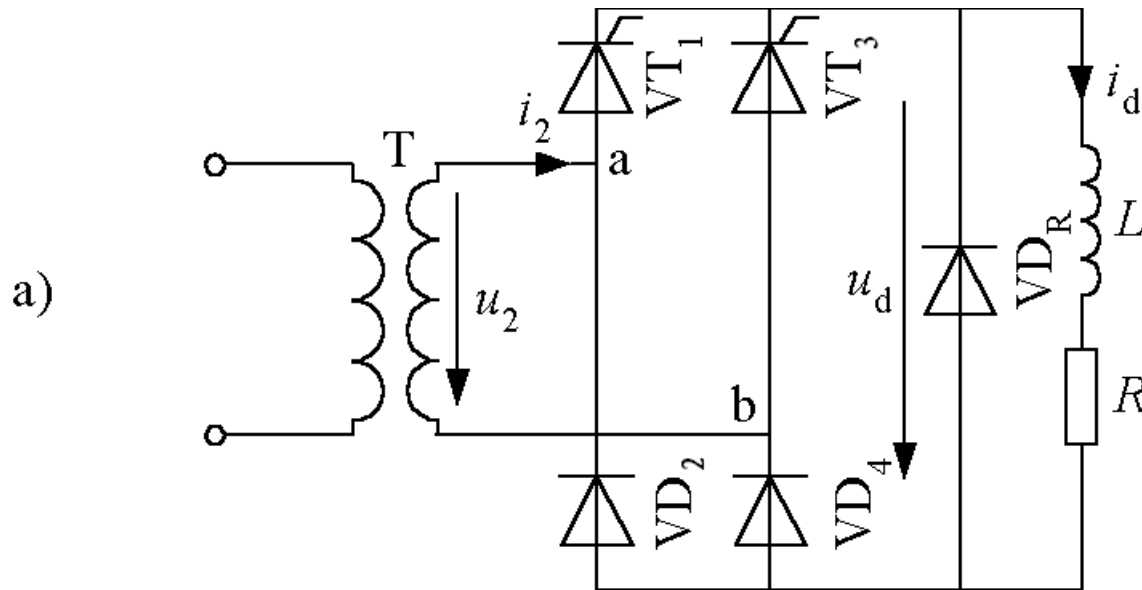
3.1.4 **单相桥式**半控整流电路



3.1.4 单相桥式半控整流电路

■ 电路结构：

✓ 每一个导电回路由1个晶闸管和1个二极管构成。



□ 与全控电路在电阻负载时的工作情况相同。

3.1.4 单相桥式半控整流电路

□带电感负载

◆电路分析（先不考虑 VD_R ）

➤在 u_2 正半周

✓ 0 至 α : 电流是由 VT_3 和 VD_4 续流， $u_d=0$ ， VT_1 承受正向电压 u_2 ， VD_2 承受反向电压 u_2 。

✓ α 至 π : 触发 VT_1 ， VT_1 导通向 VT_3 加反压使之关断， VT_3 换流至 VT_1 ， u_2 经 VT_1 和 VD_4 向负载供电。

✓ π : u_2 过零变负，因电感作用，电流连续， VT_1 继续导通，a点电位低于b点， VD_2 导通， VD_4 关断， VD_4 换流至 VD_2 ，电流由 VT_1 和 VD_2 续流， $u_d=0$ 。

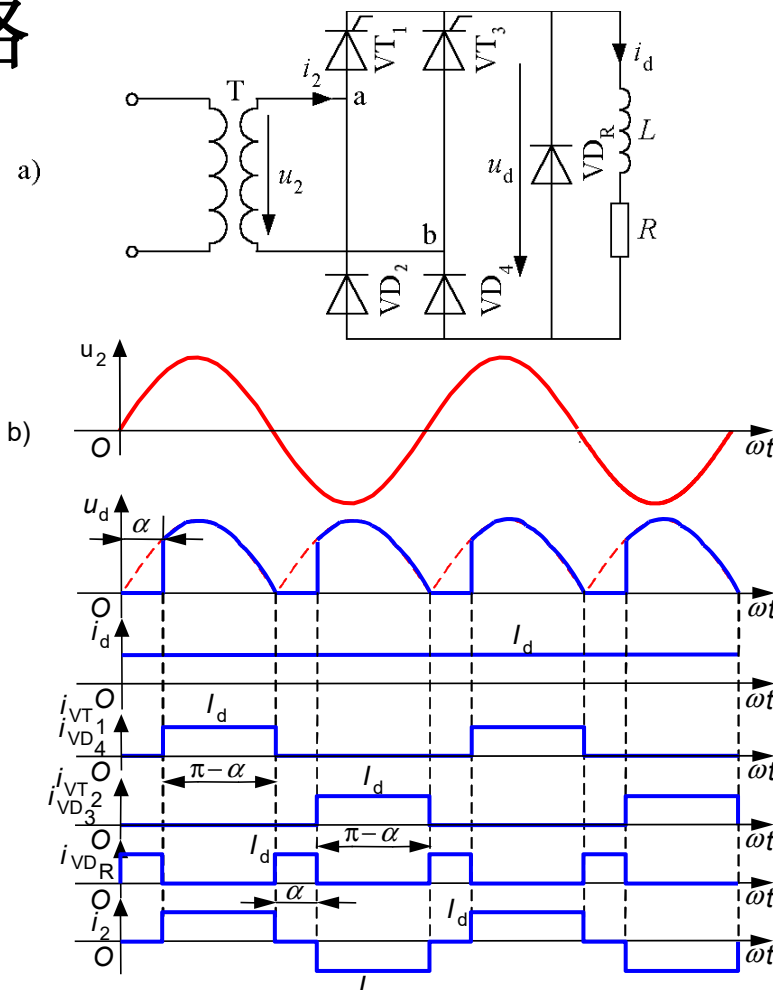


图3-11 单相桥式半控整流电路，有续流二极管，阻感负载时的电路及波形

3.1.4 单相桥式半控整流电路

➤在 u_2 负半周

- ✓ π 至 $\pi + \alpha$: 电流是由 VT_1 和 VD_2 续流， $u_d=0$ ， VT_3 承受正向电压 u_2 ， VD_4 承受反向电压 u_2 。
- ✓ $\pi + \alpha$ 至 2π : 触发 VT_3 ， VT_3 导通向 VT_1 加反压使之关断， VT_1 换流至 VT_3 ， u_2 经 VT_3 和 VD_2 向负载供电。
- ✓ 2π : u_2 过零变正， VD_4 导通， VD_2 关断， VD_2 换流至 VD_4 ， VT_3 和 VD_4 续流， u_d 又为零。

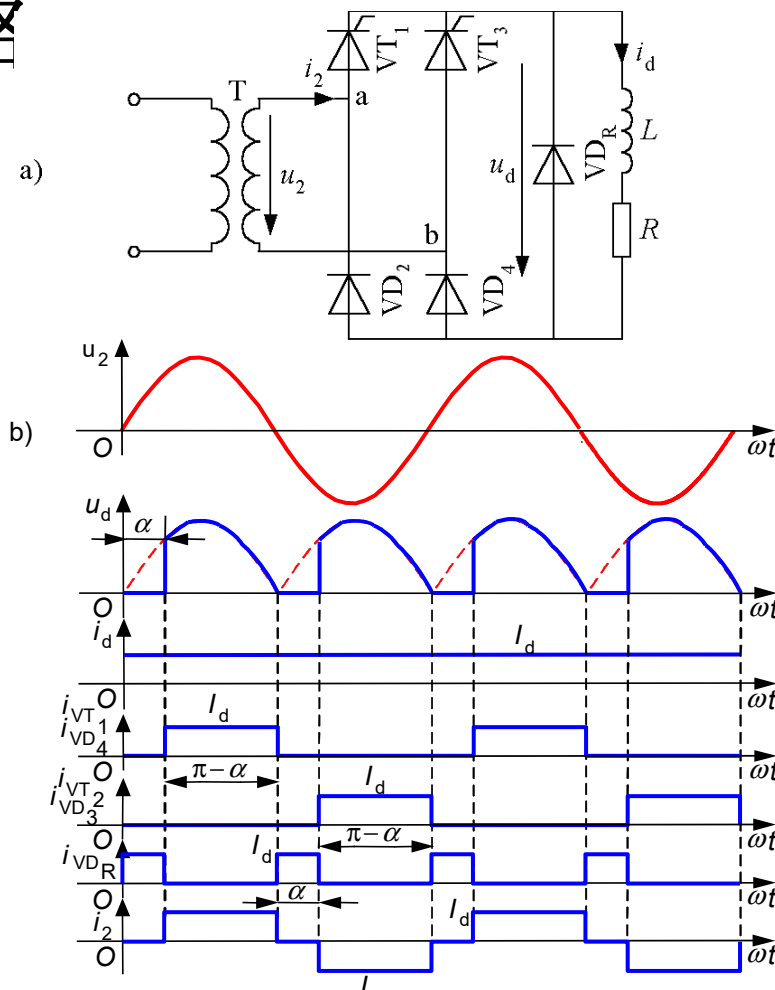


图3-11 单相桥式半控整流电路，有续流二极管，阻感负载时的电路及波形



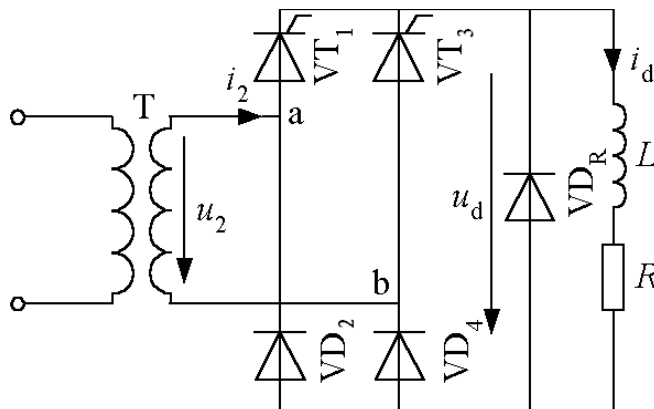
3.1.4 单相桥式半控整流电路

若无续流二极管—失控问题

失控：若无续流二极管，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。

◆续流二极管 VD_R 作用

- ✓ 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

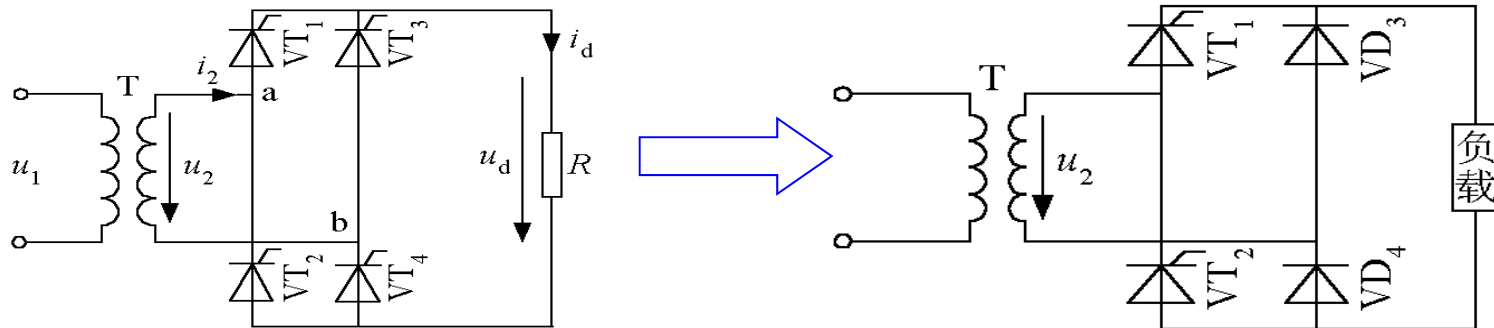


图3-5(a)单相全控桥式电路

图3-11 单相桥式半控整流电路的另一接法

- 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。



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

- ✓ 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 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

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

3.2.1 三相半波可控整流电路

➤ 三相半波可控整流电路

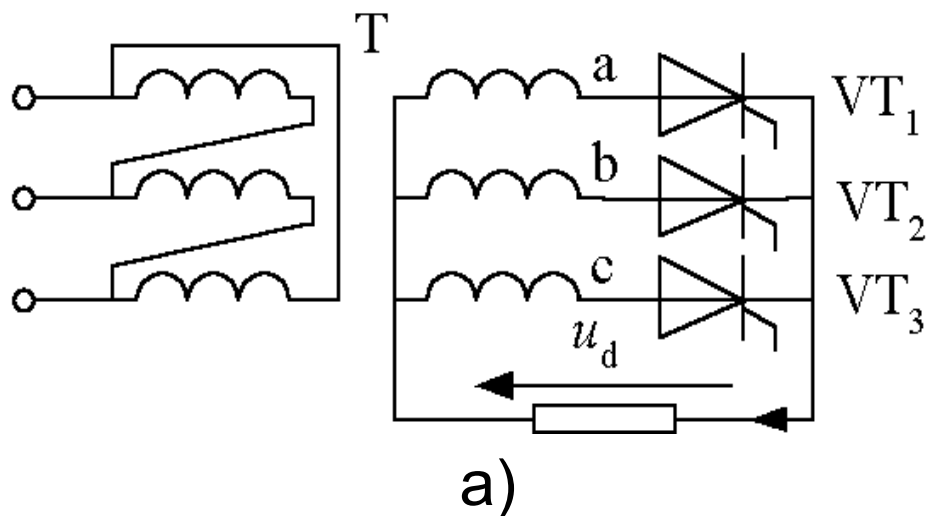


图3-13 (a) 三相半波可控整流电路共阴极接法电阻负载时的电路

◆ 电路特点:

- 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。

3.2.1 三相半波可控整流电路

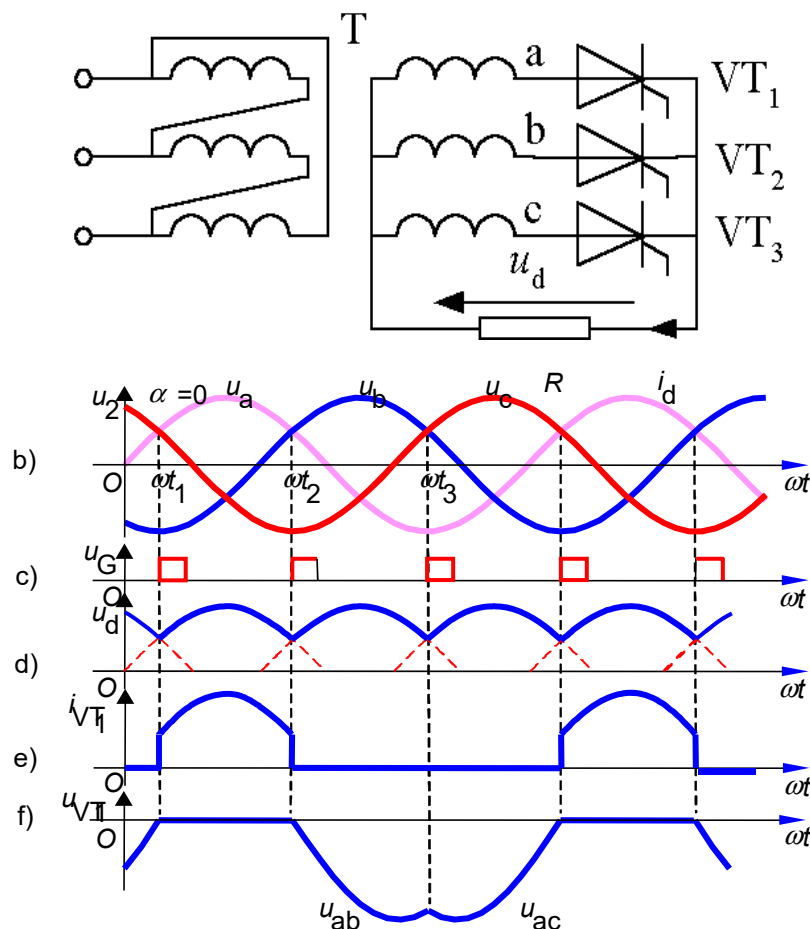


图3-13 $\alpha = 0^\circ$ 时的波形

11/8/2019

◆ 电路分析

➤ 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**。

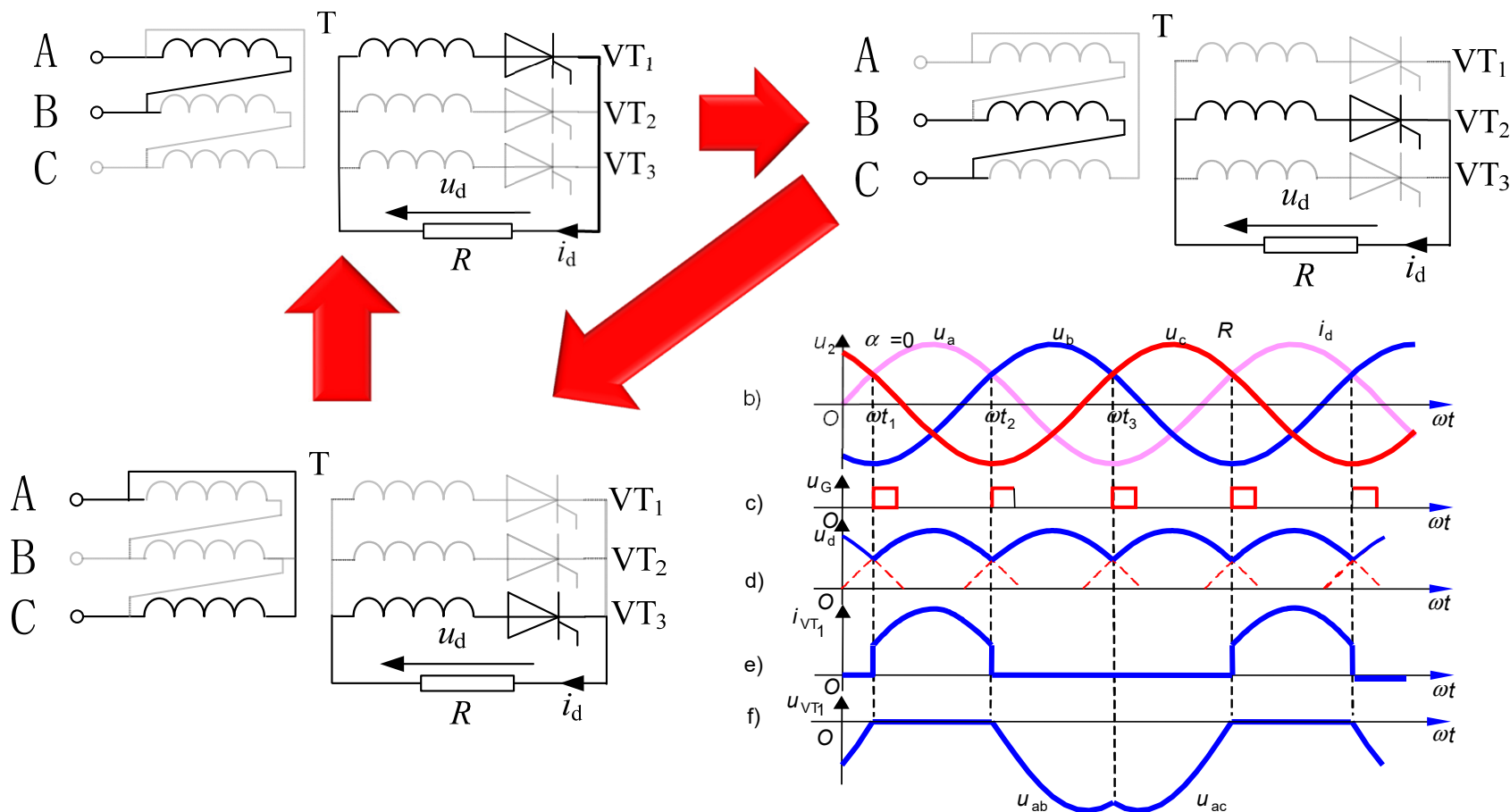
✓ 将其作为 α 的起点，即 $\alpha = 0$ 。

➤ $\alpha = 0^\circ$

- ✓ 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。

3.2.1 三相半波可控整流电路

➤ $\alpha = 0^\circ$



3.2.1 三相半波可控整流电路

➤ $\alpha = 30^\circ$

- ✓ 负载电流处于连续和断续的**临界状态**，各相仍导电 **120°** 。

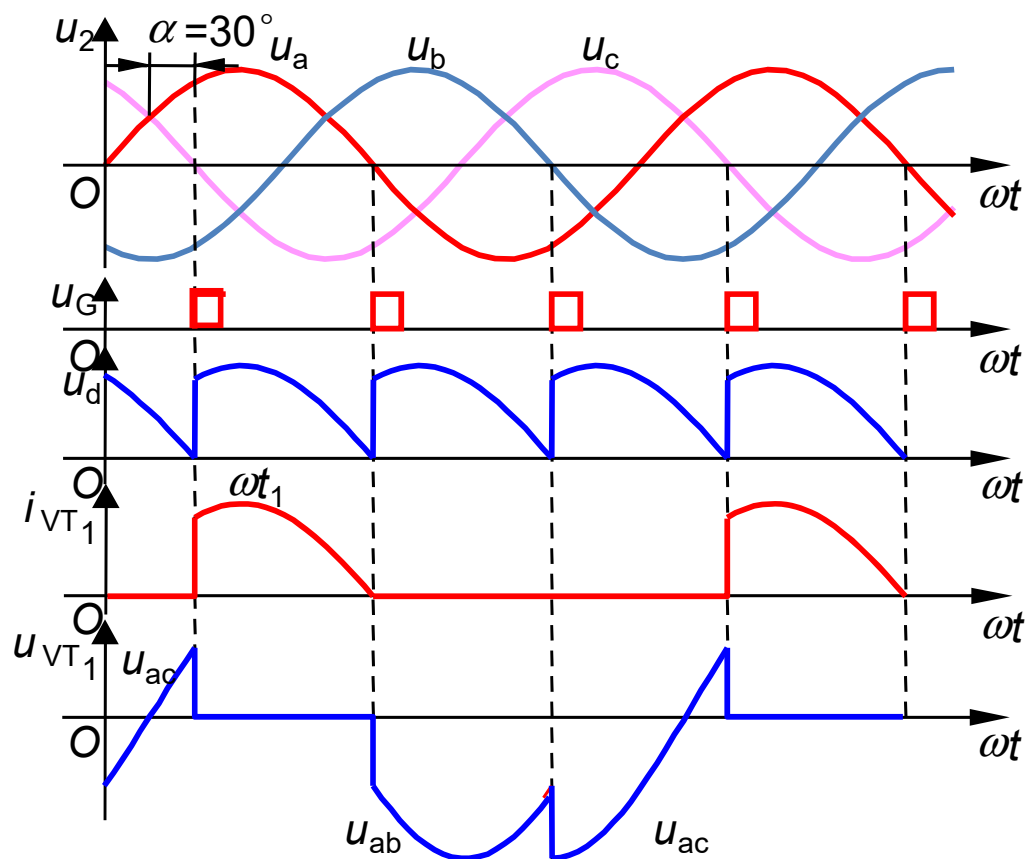
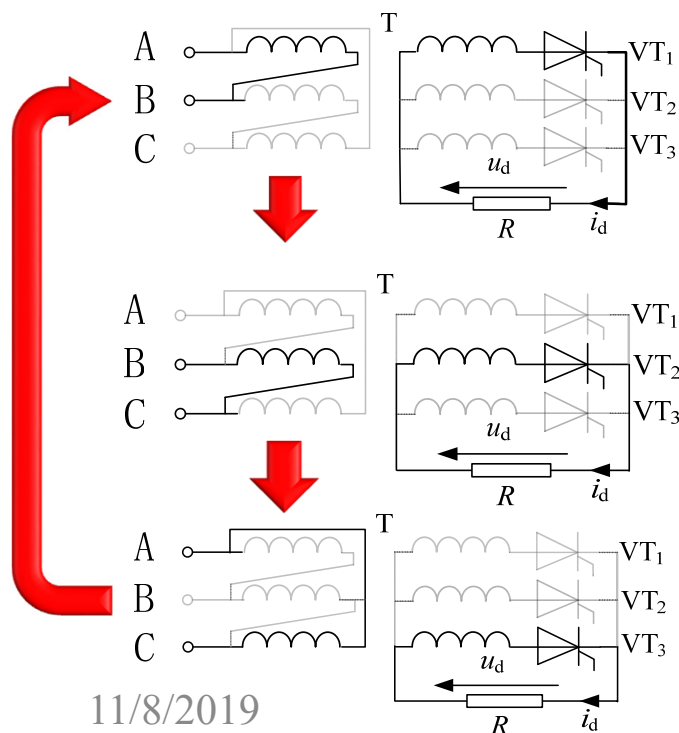


图3-14 三相半波可控整流电路，电阻负载， $\alpha = 30^\circ$ 时的波形



3.2.1 三相半波可控整流电路

- $\alpha > 30^\circ$, $\alpha = 60^\circ$
- ✓ 负载电流**断续**, 各晶闸管**导通角小于 120°** 。
- ✓ 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**。

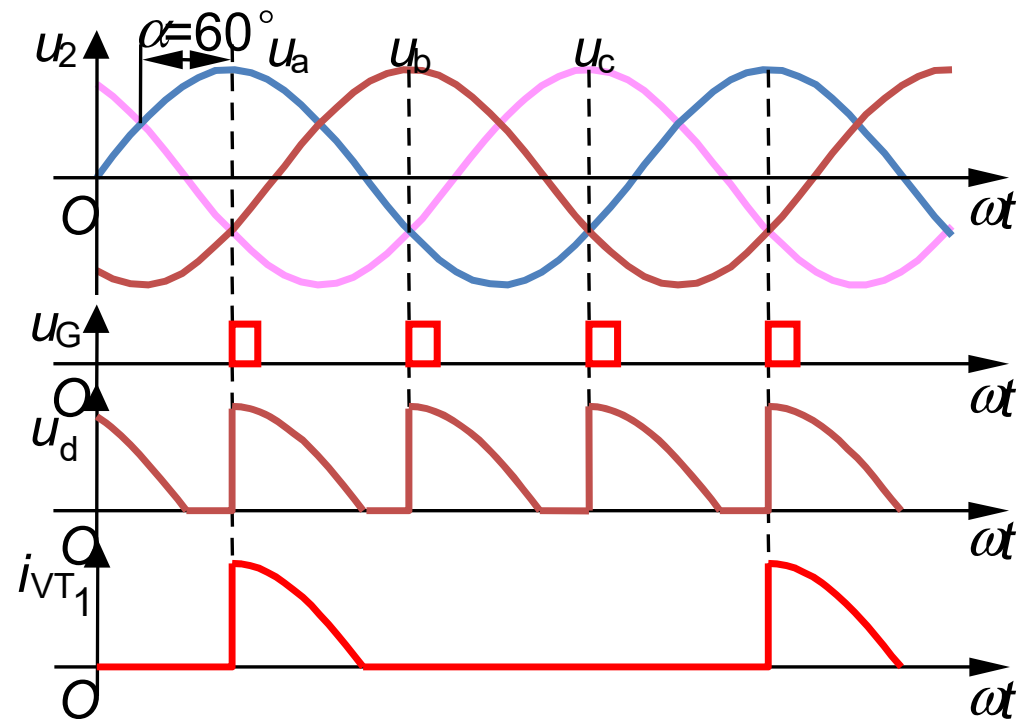
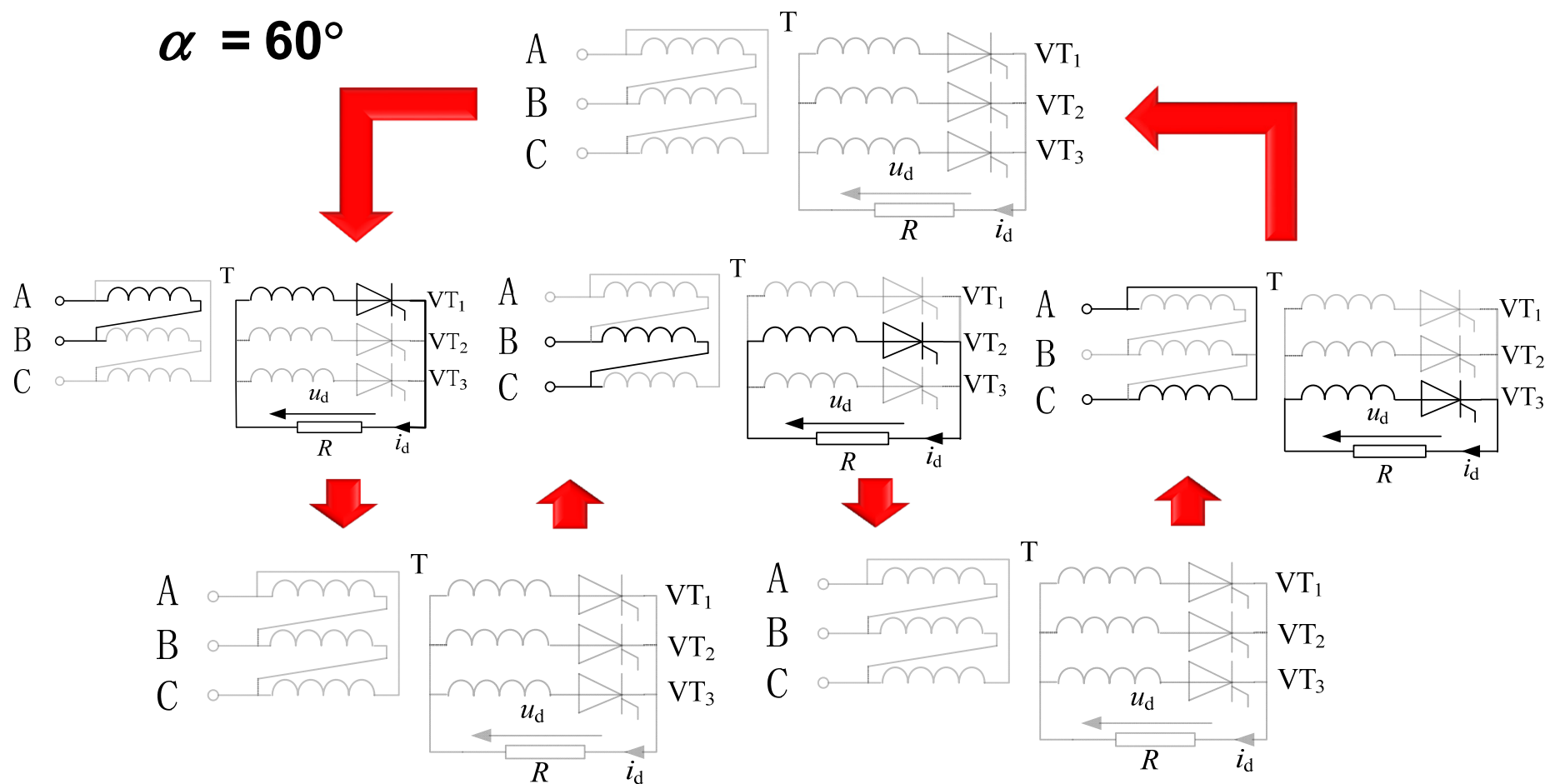


图3-15 电阻负载, $\alpha = 60^\circ$ 时的波形



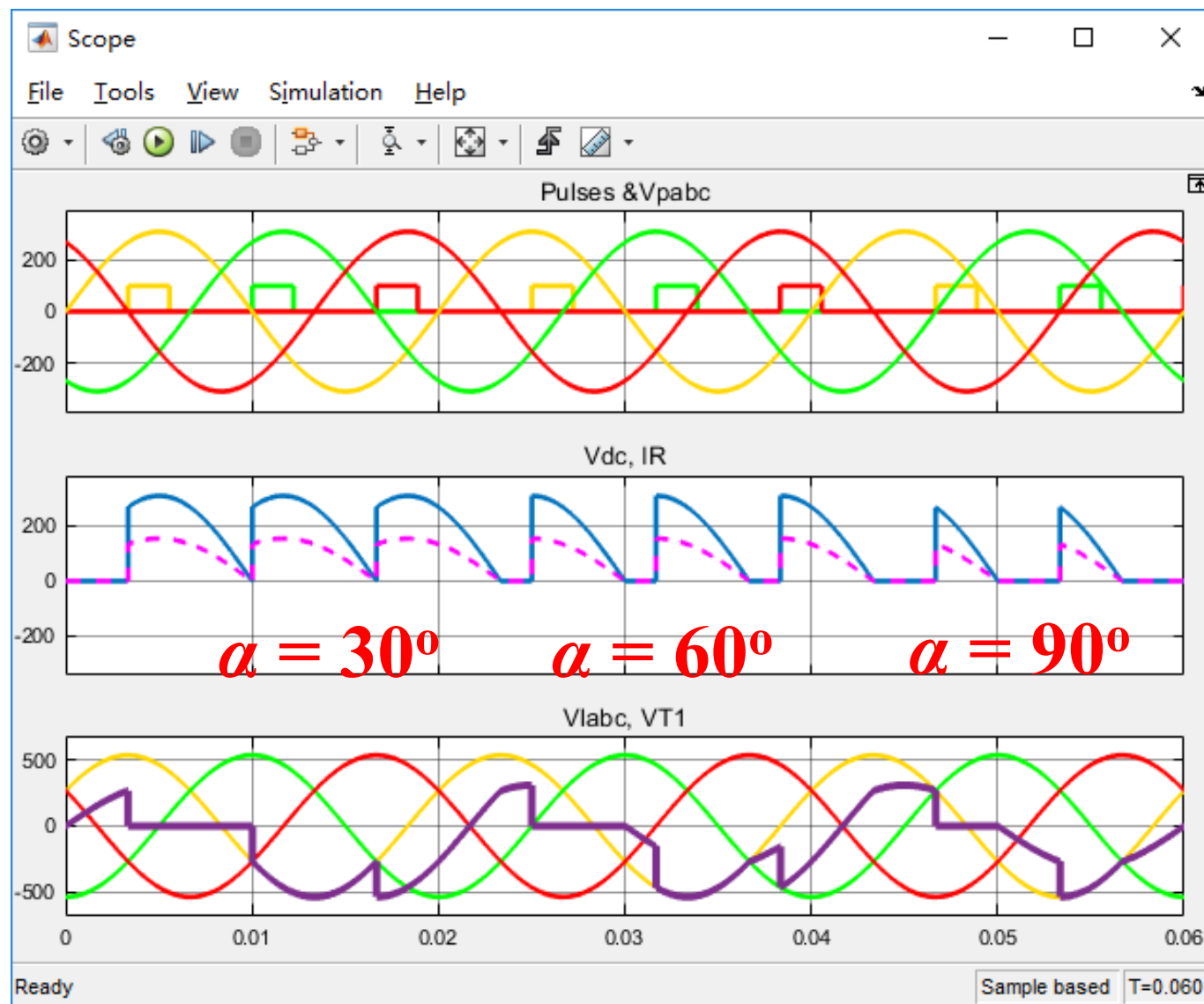
3.2.1 三相半波可控整流电路





第3章 整流电路







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 $U_d = U_{d0} = 1.17 U_2$ 。

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

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

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



3.2.1 三相半波可控整流电路

- 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**为变压器二次侧线电压峰值，即

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

- 晶闸管阳极与阴极间的**最大电压**等于变压器二次侧相电压的峰值，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 **VT1** 继续导通，直到下一相晶闸管 **VT2** 的触发脉冲到来，才发生换流，由 **VT2** 导通向负载供电，同时向 **VT1** 施加反压使其关断。

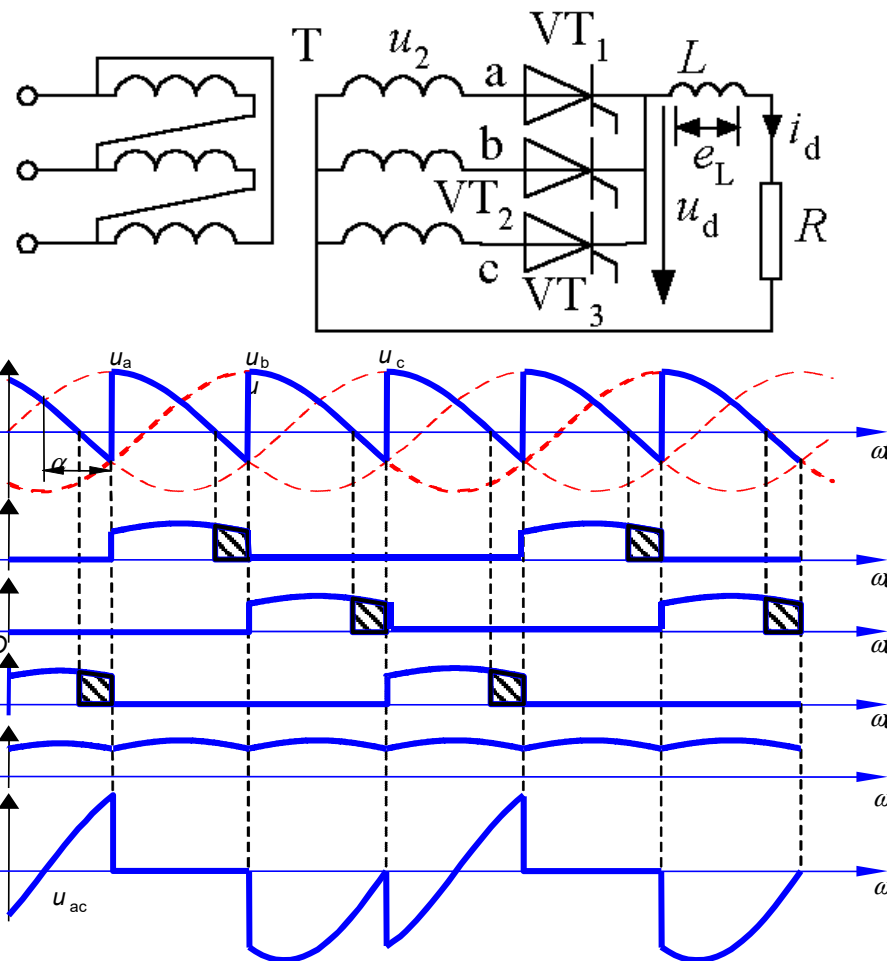


图3-17 三相半波可控整流电路，阻感负载时的电路及 $\alpha=60^\circ$ 时的波形

3.2.1 三相半波可控整流电路

$\alpha = 60^\circ$

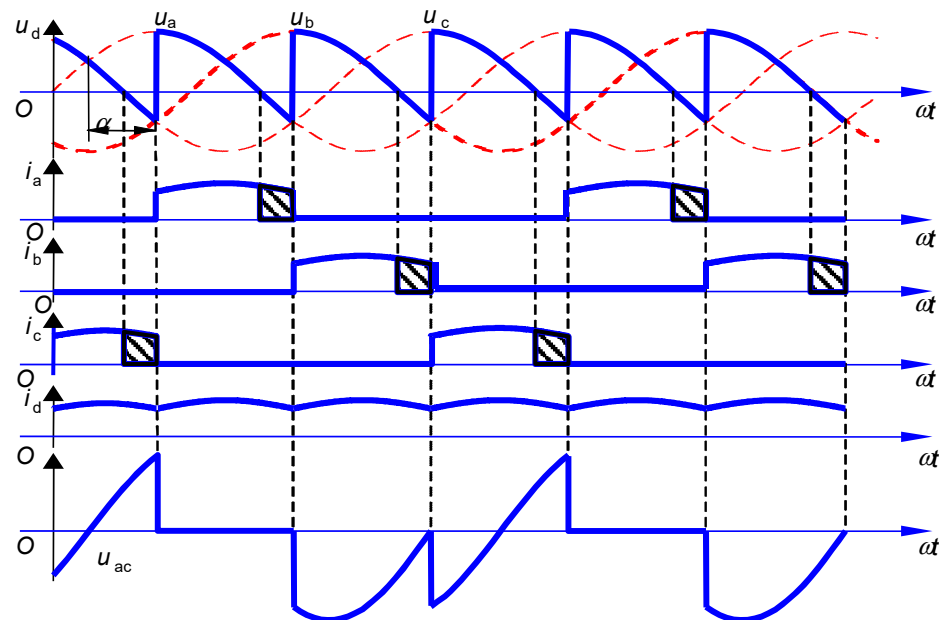
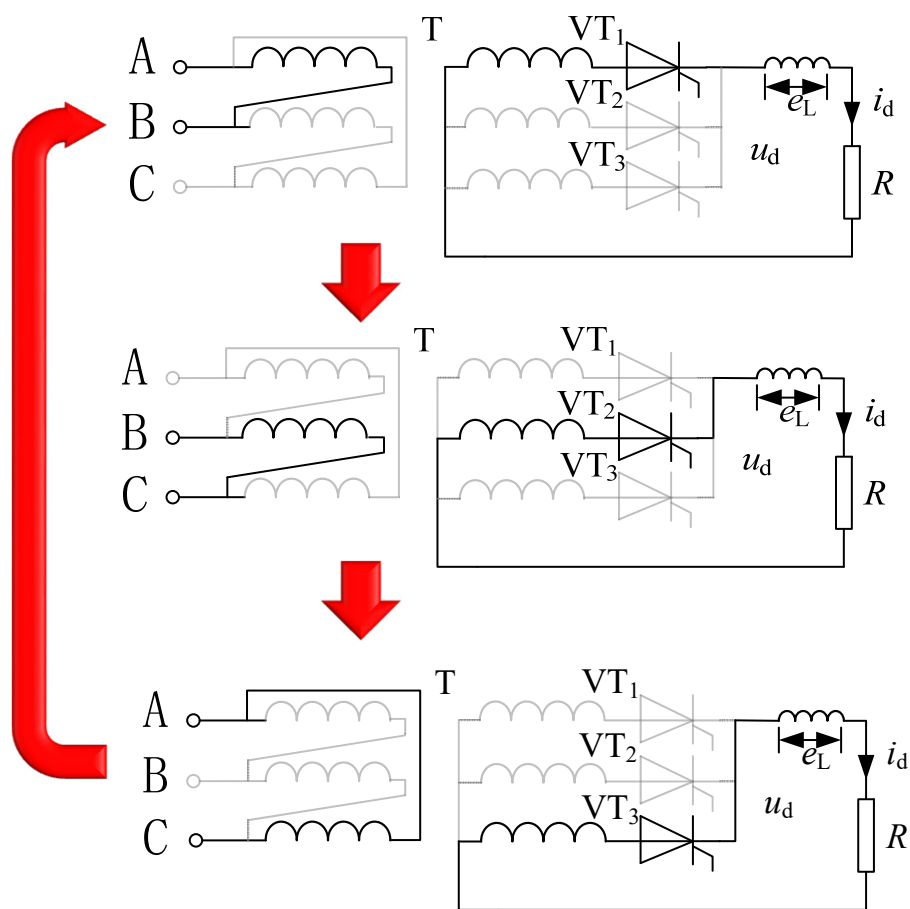


图3-17 三相半波可控整流电路，阻感负载时的电路及 $\alpha=60^\circ$ 时的波形

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：**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，如图3-16曲线3所示。

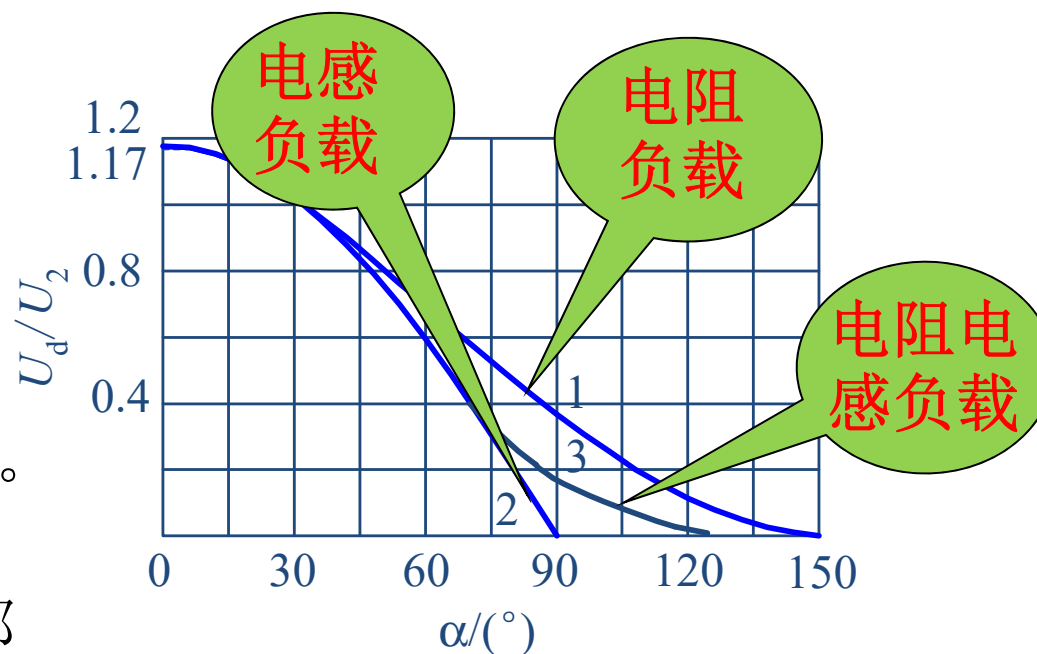
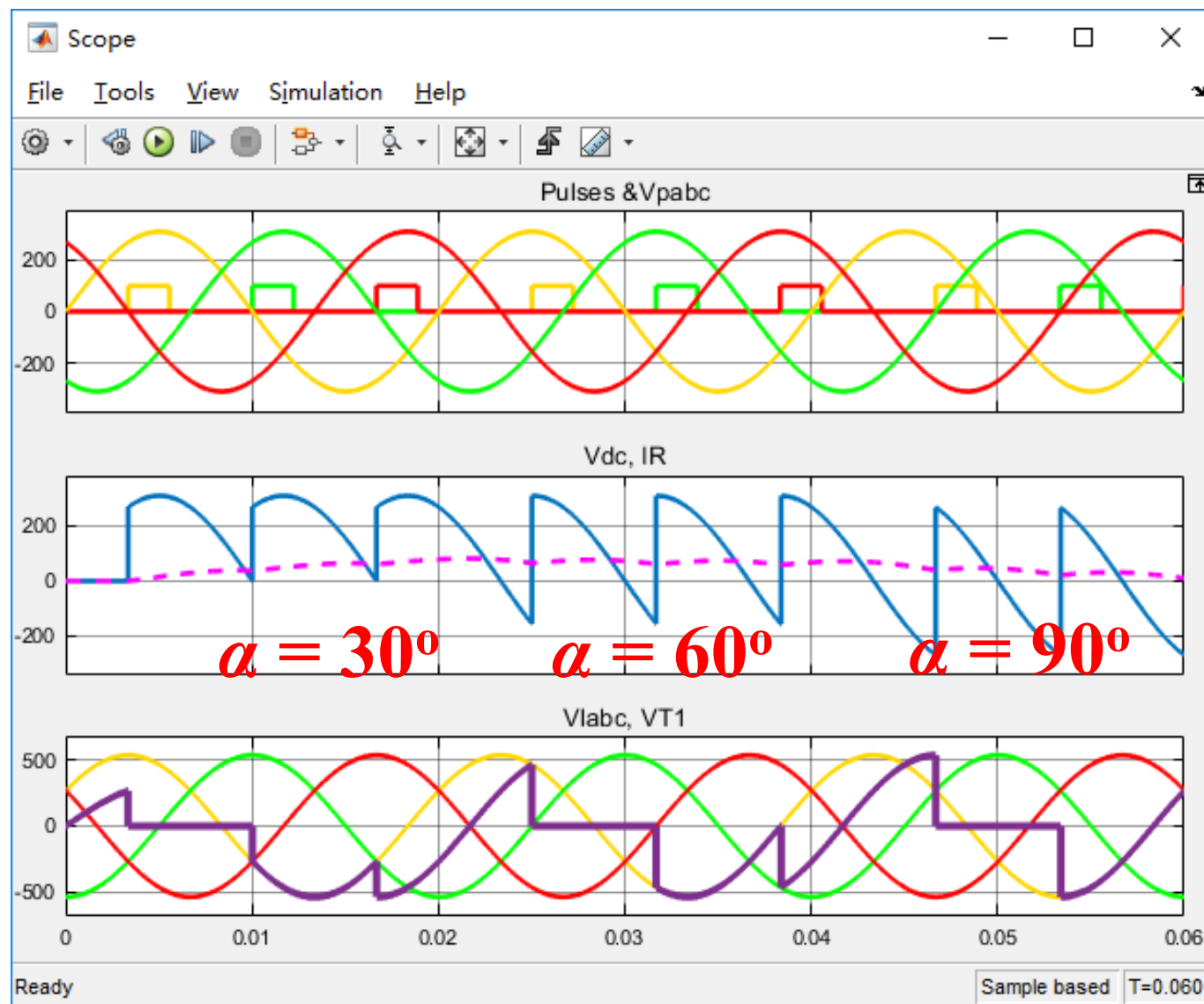


图3-16 三相半波可控整流电路 U_d/U_2 与 α 的关系





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

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

- 晶闸管的**额定电流**为

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

- 晶闸管最大**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：

变压器二次电流中含有**直流分量**，为此其应用较少。



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



3.2.2 三相桥式全控整流电路

► 三相桥式全控整流电路

□ 原理图

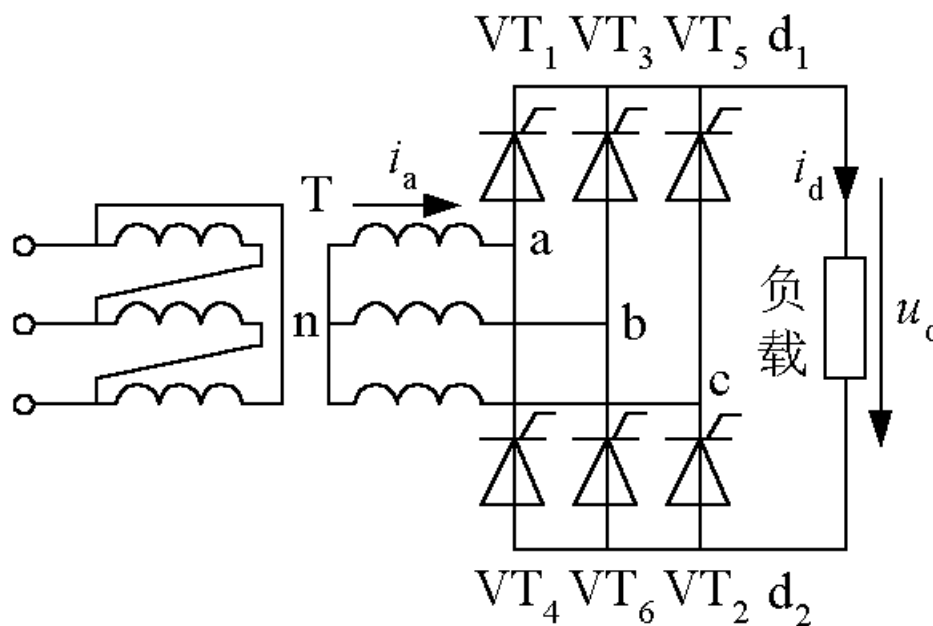


图3-18 三相桥式全控整流电路原理图

- 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： **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，同时也是线电压的过零点。
- 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。

3.2.2 三相桥式全控整流电路

$\alpha = 0^\circ$

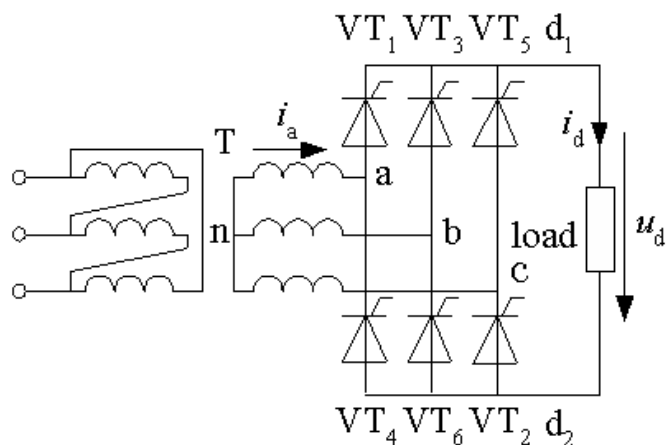


图3-18 三相桥式全控整流电路原理图

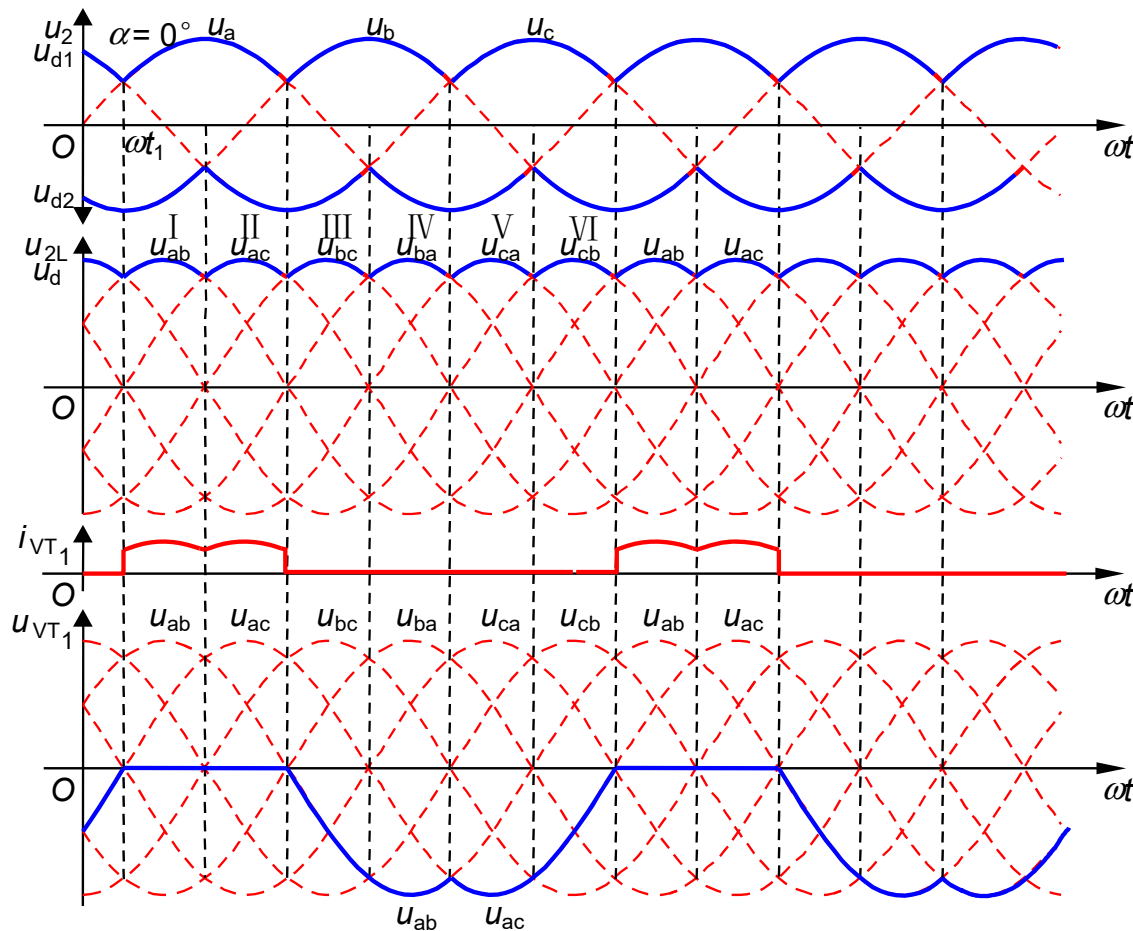


图3-19 三相桥式全控整流电路带电阻负载 $\alpha = 0^\circ$ 时的波形

3.2.2 三相桥式全控整流电路

$\alpha = 30^\circ$

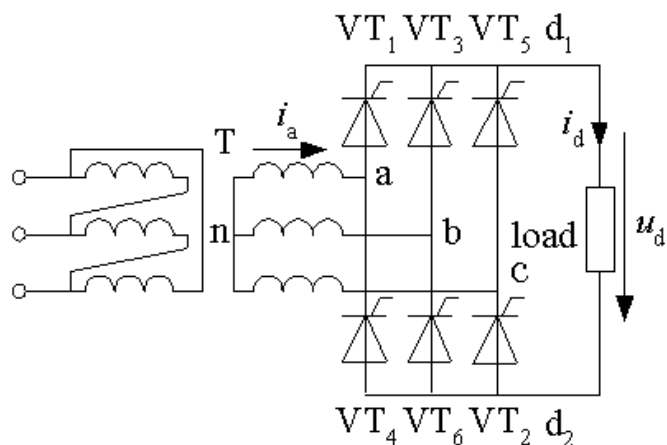


图3-18 三相桥式全控整流电路原理图

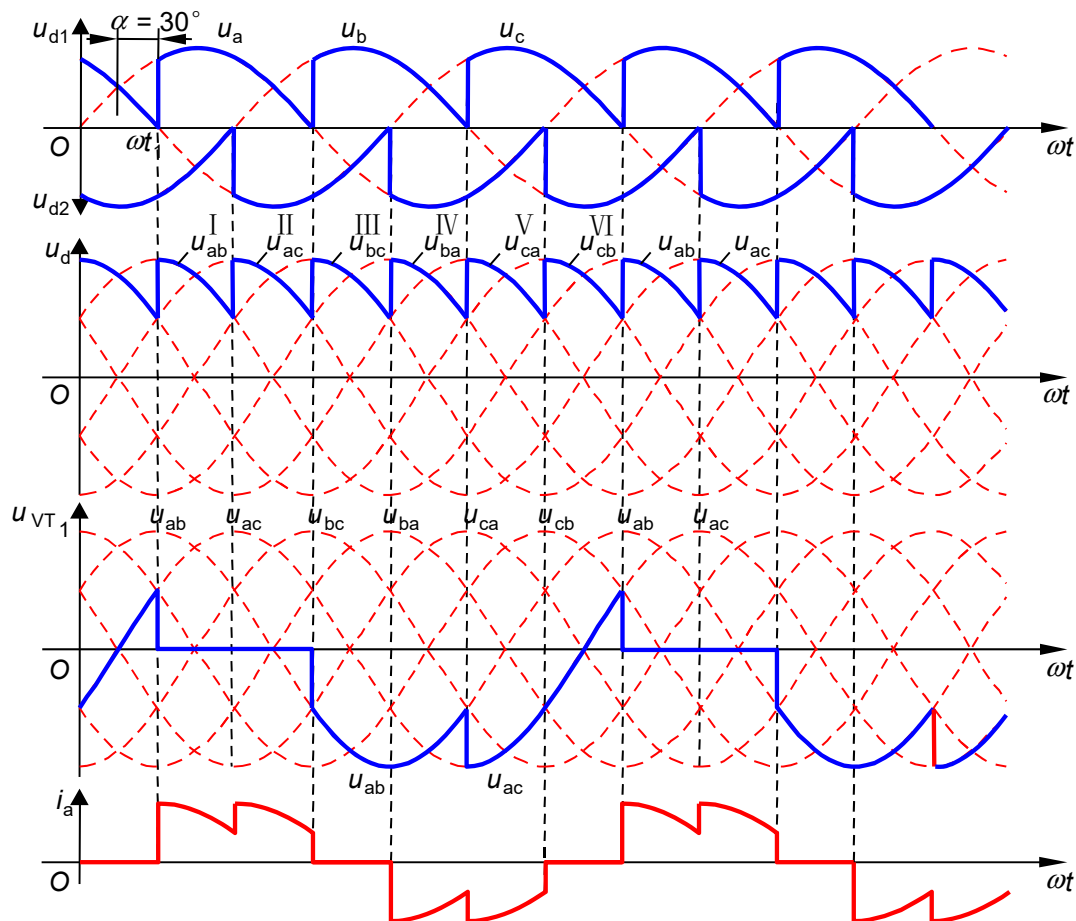


图3-20 三相桥式全控整流电路带电阻负载 $\alpha = 30^\circ$ 时的波形

3.2.2 三相桥式全控整流电路

$\alpha = 60^\circ$

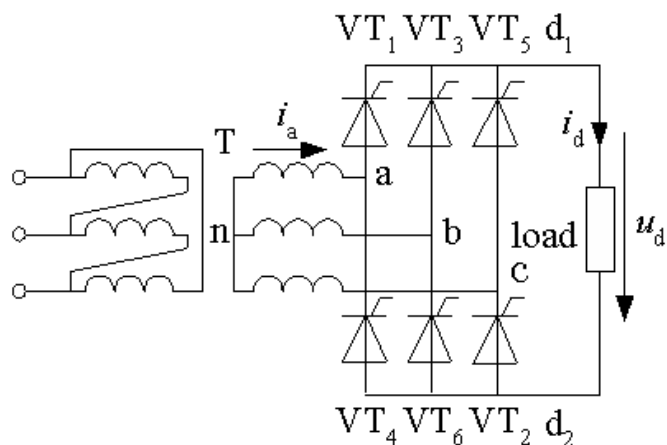


图3-18 三相桥式全控整流电路原理图

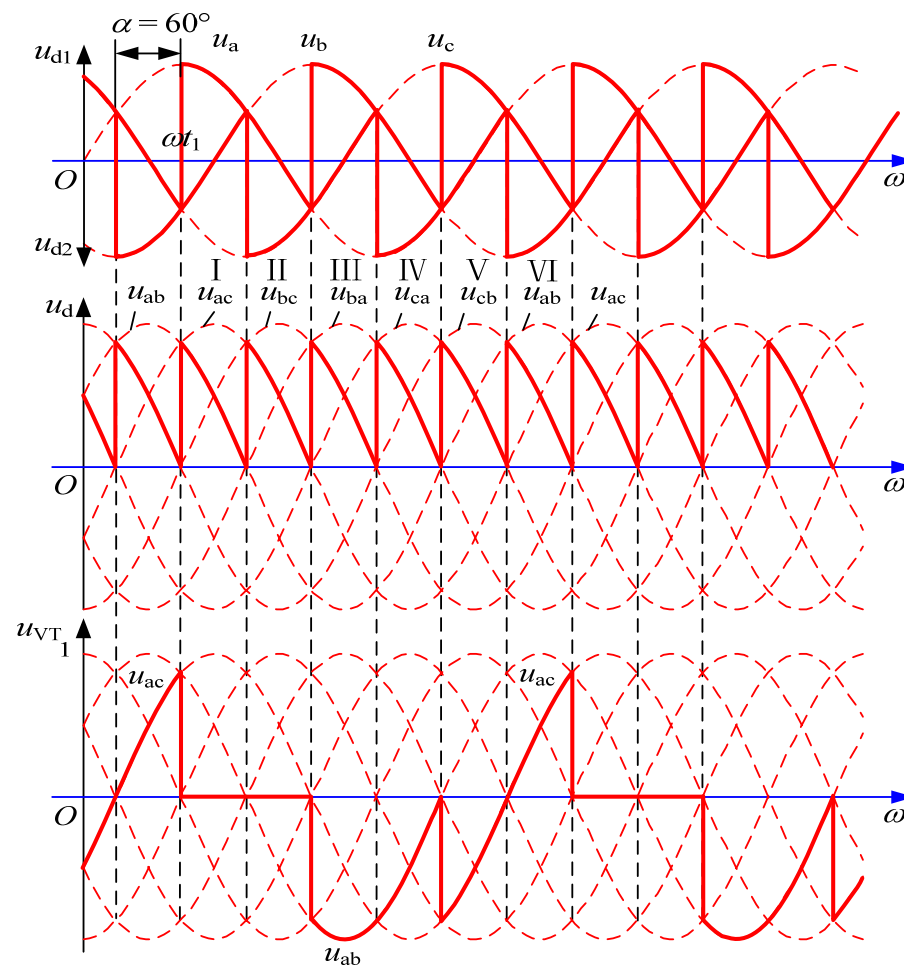


图3-21 三相桥式全控整流电路带电阻负载 $\alpha = 60^\circ$ 时的波形

3.2.2 三相桥式全控整流电路

$\alpha = 90^\circ$

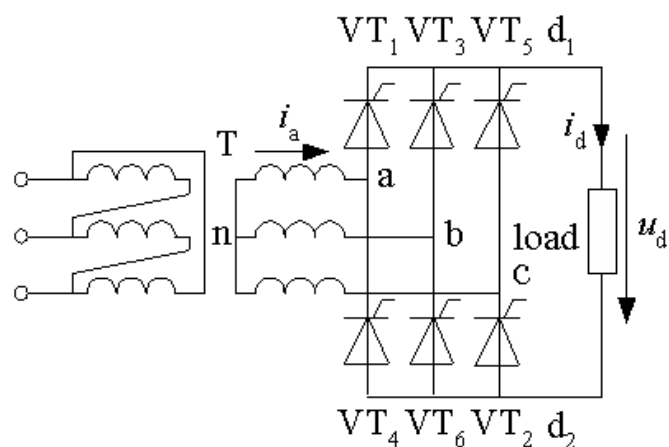


图3-18 三相桥式全控整流电路原理图

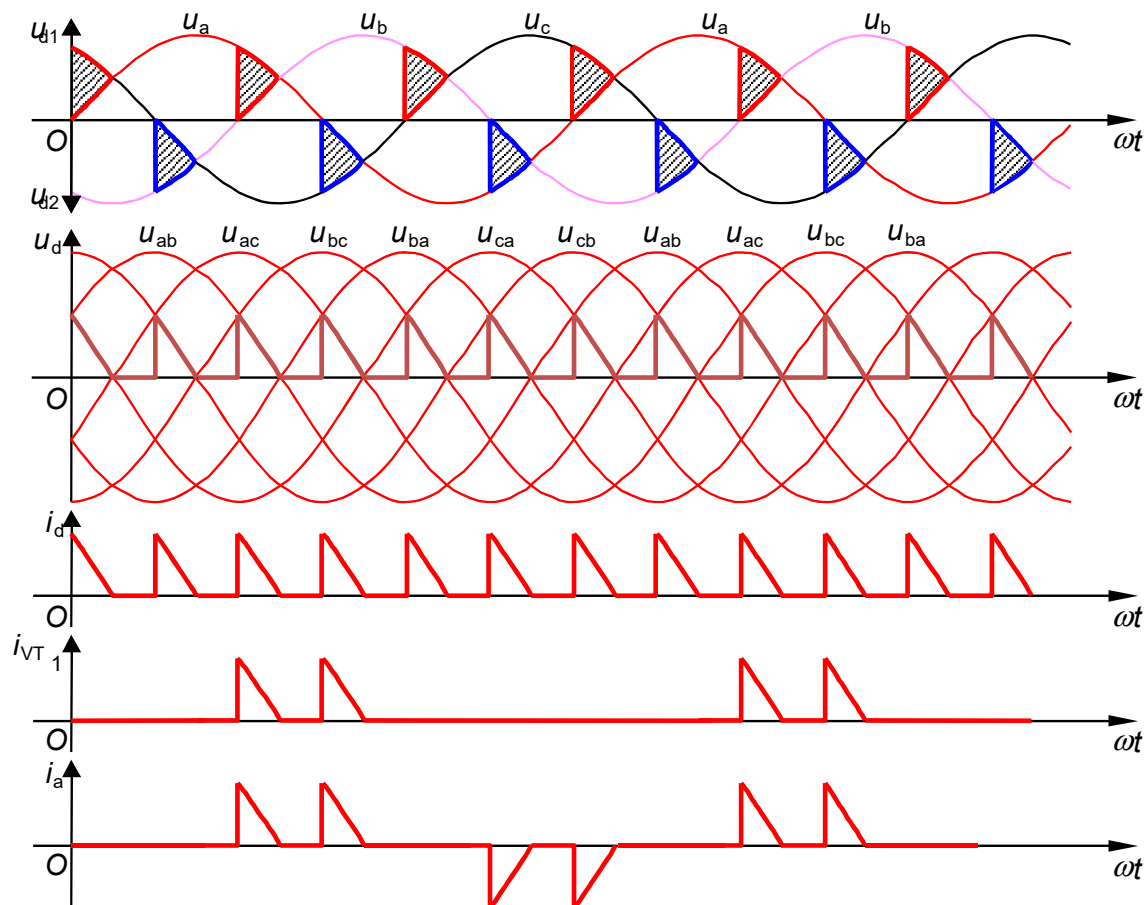


图3-22 三相桥式全控整流电路带电阻负载 $\alpha=90^\circ$ 时的波形



3.2.2 三相桥式全控整流电路

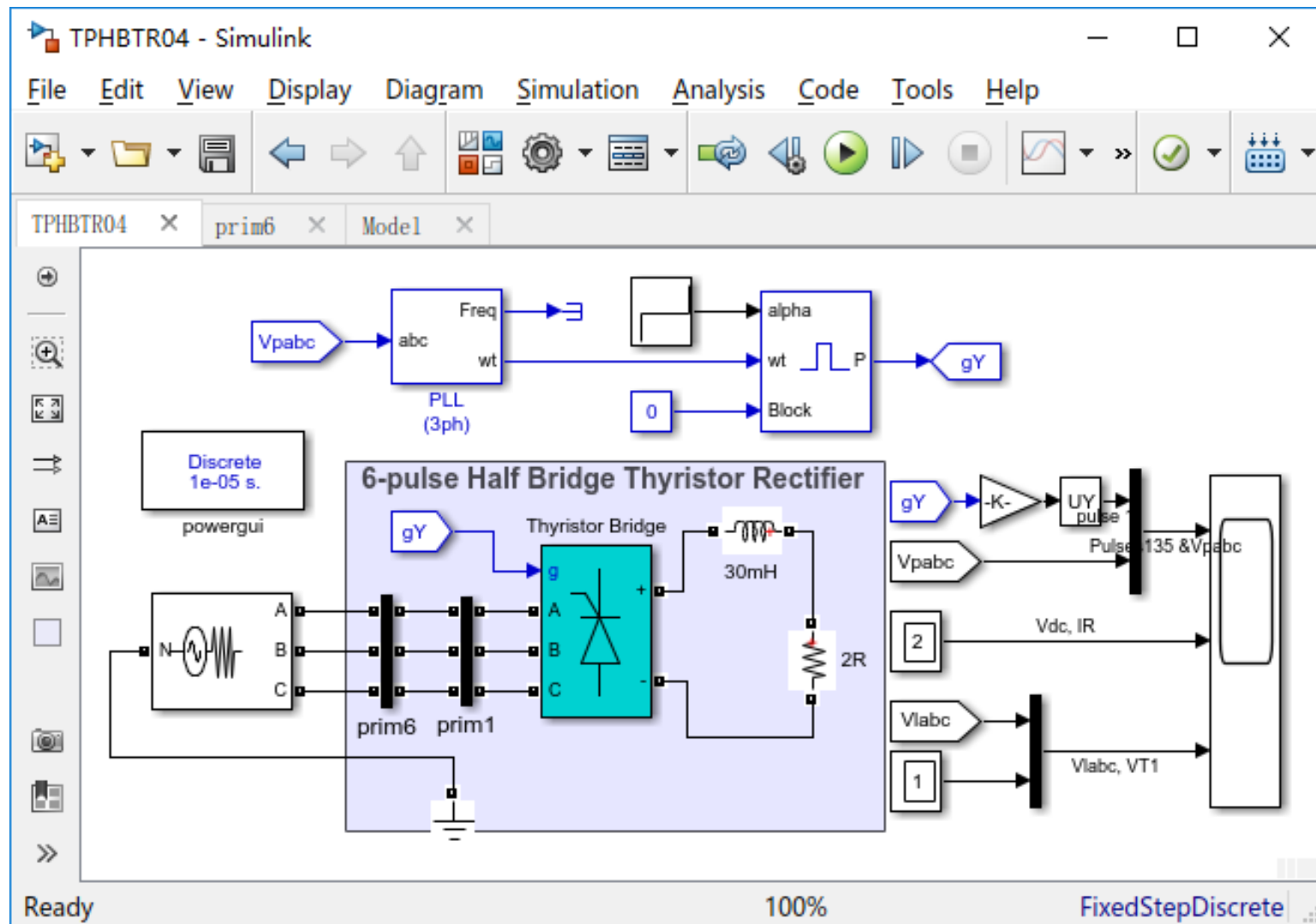
◆ 三相桥式全控整流电路的一些特点

- 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 **$60^\circ$** 。
 - ✓ 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°** 。



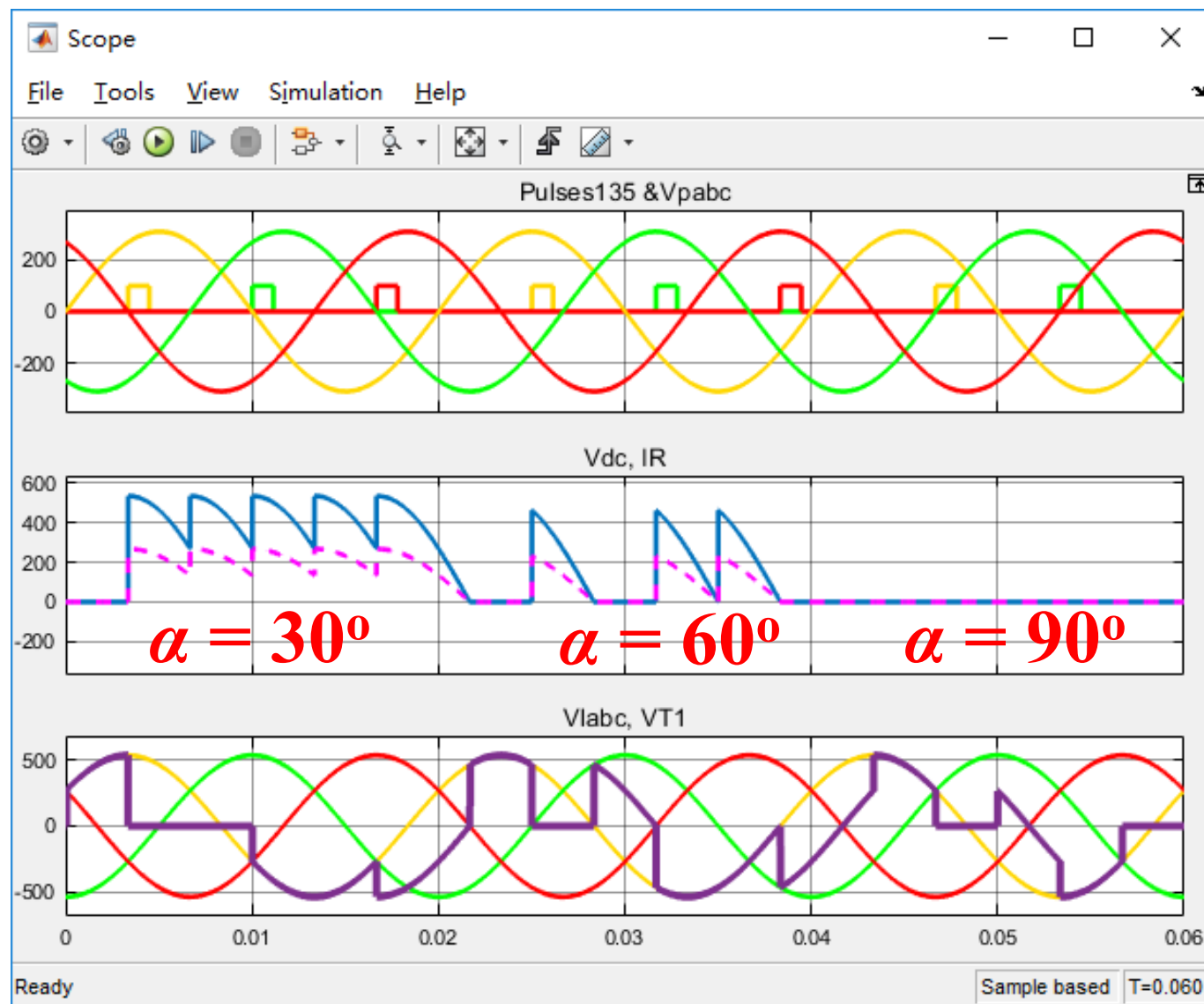
3.2.2 三相桥式全控整流电路

- 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(图3-13)，晶闸管承受最大正、反向电压的关系也一样。



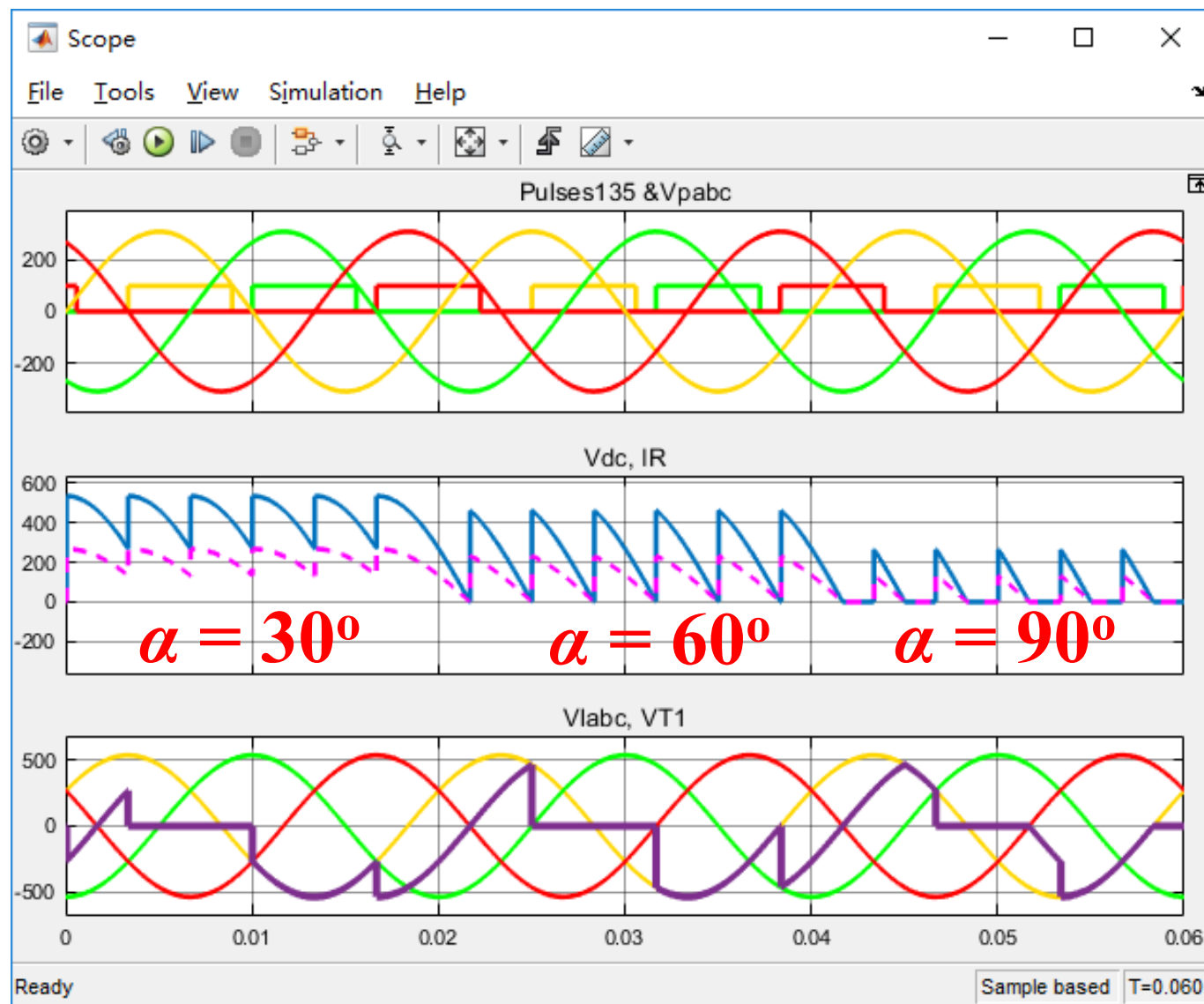


窄脉冲



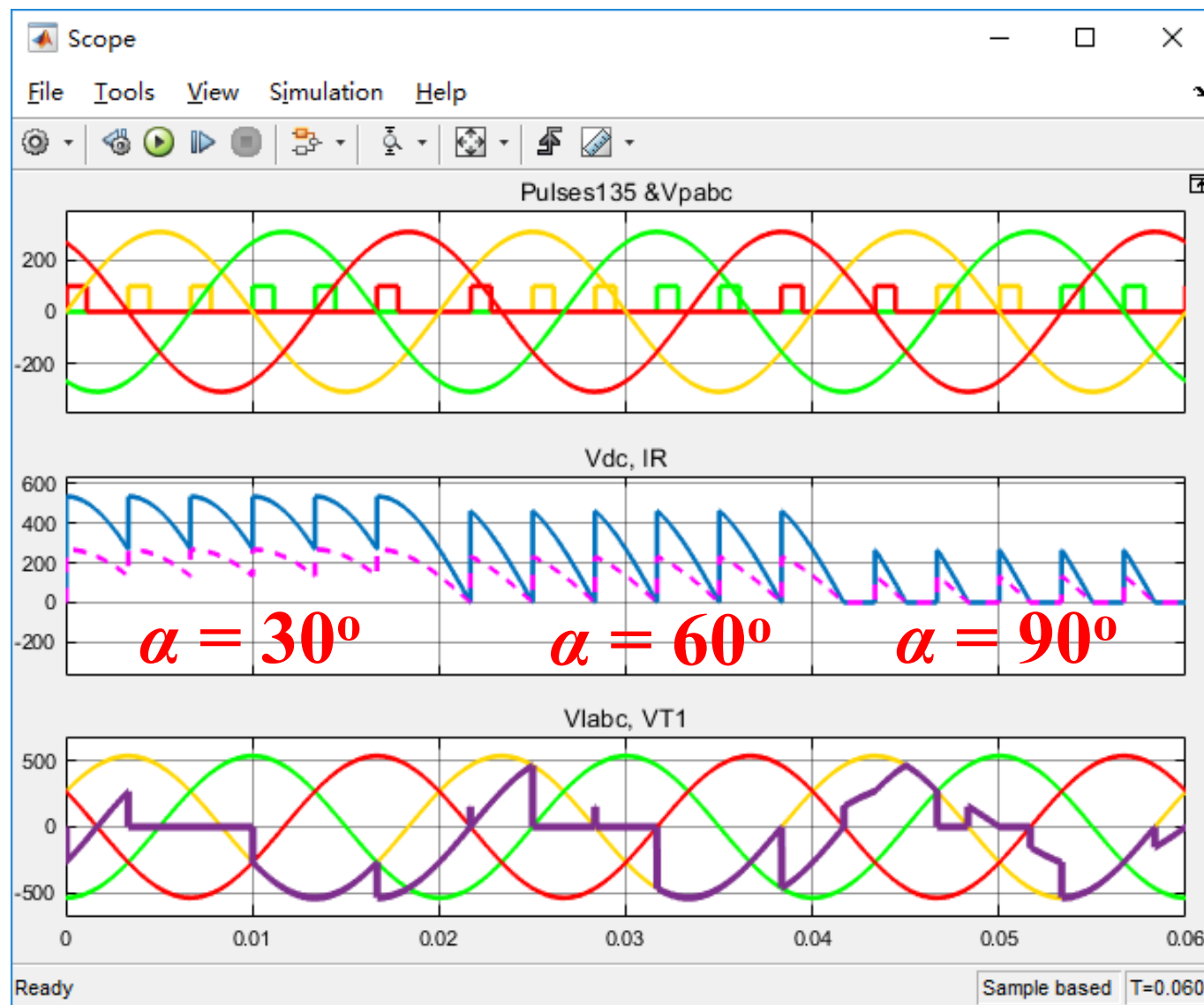


宽脉冲





双窄脉冲





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

- ✓ 与带电阻负载相似： u_d 波形连续，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：当电感足够大的时候，电流 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

$\alpha = 0^\circ$

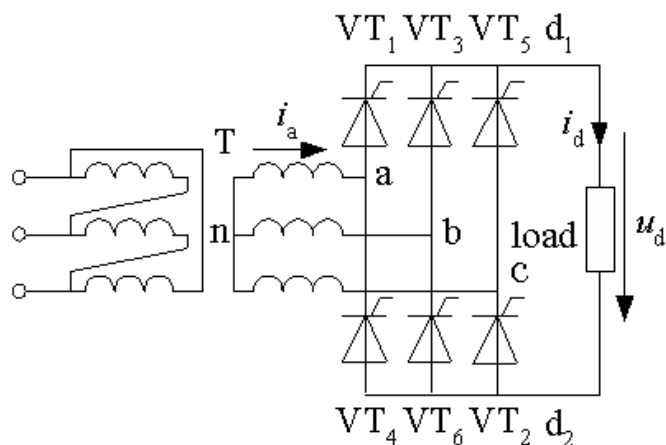


图3-18 三相桥式全控整流电路原理图

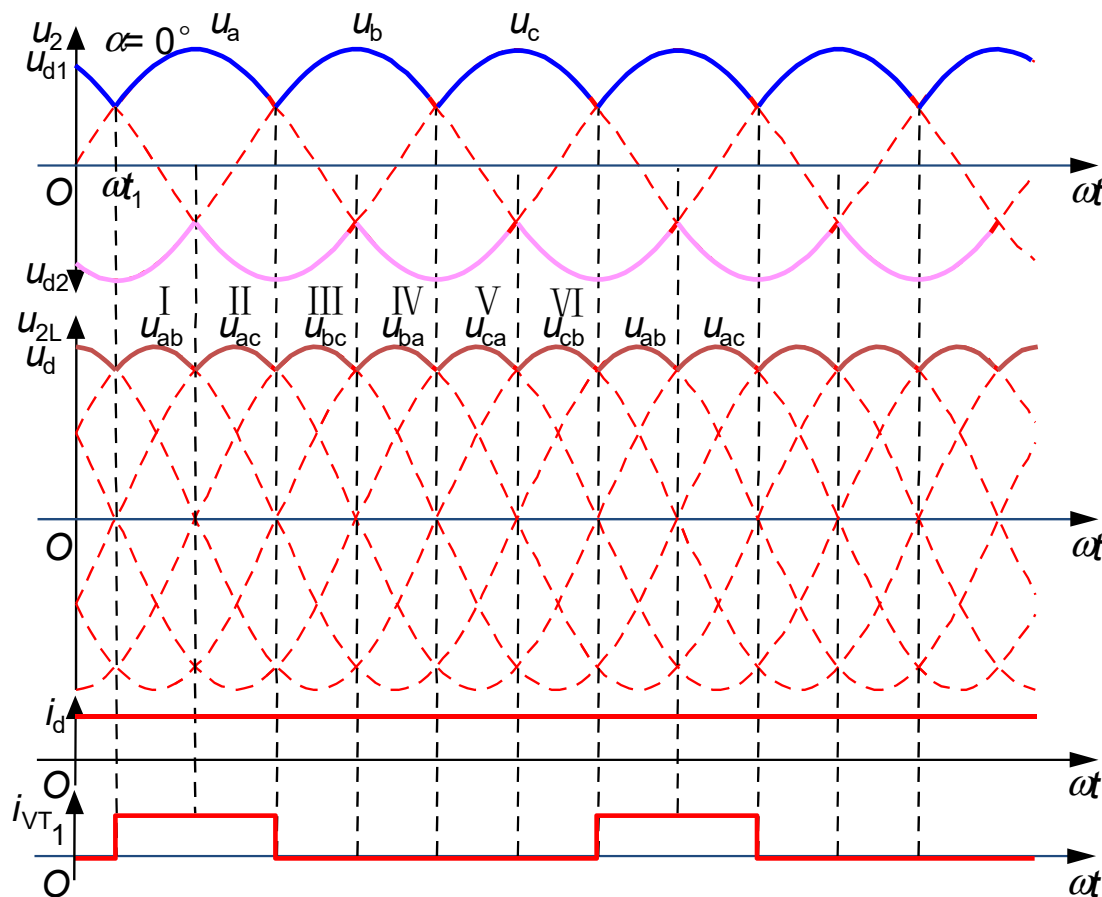


图3-23 三相桥式全控整流电路带阻感负载 $\alpha = 0^\circ$ 时的波形

3.2.2 三相桥式全控整流电路

$\alpha = 30^\circ$

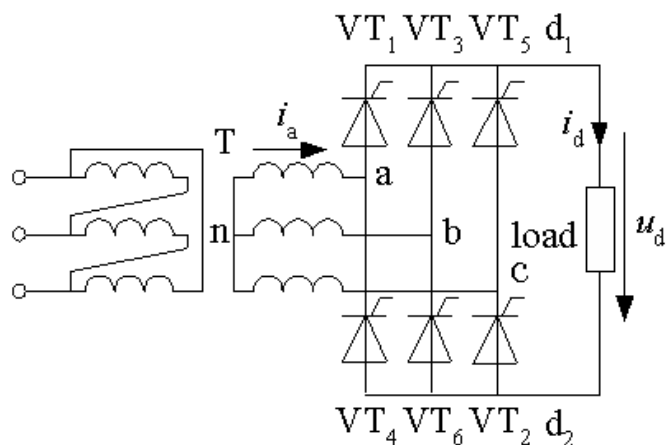


图3-18 三相桥式全控整流电路原理图

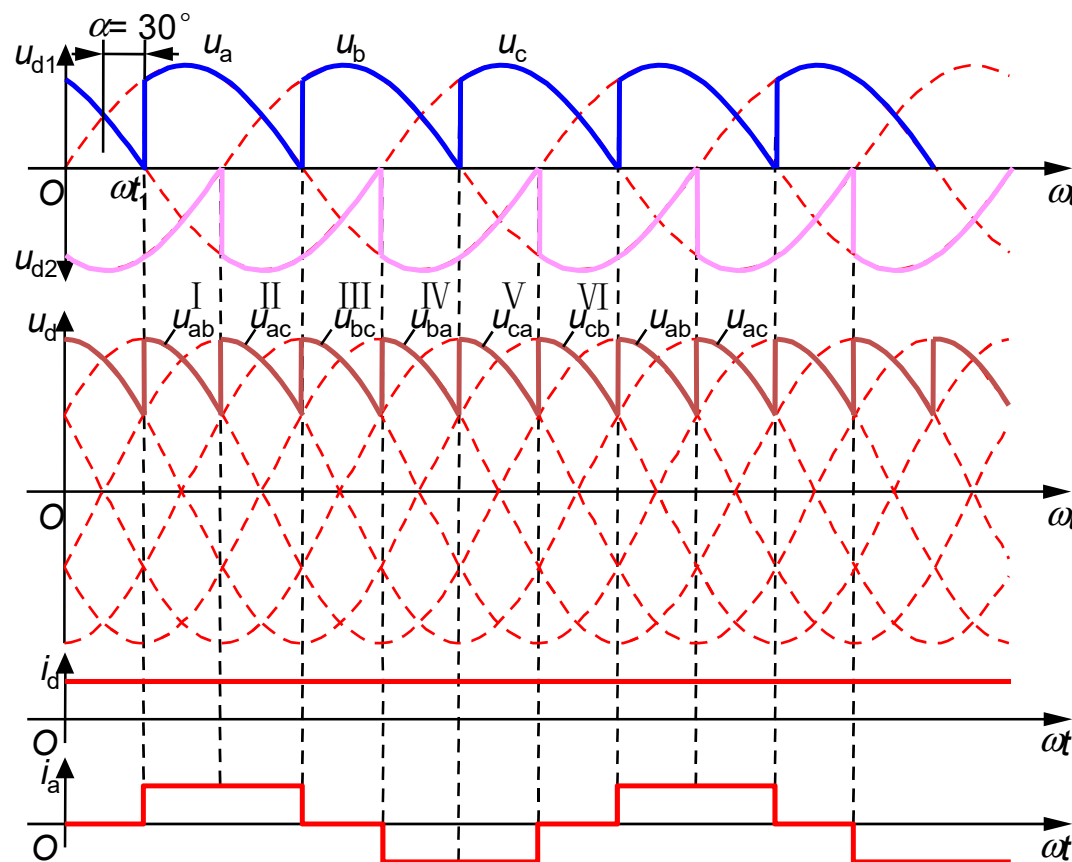


图3-24三相桥式全控整流电路带阻感负载 $\alpha = 30^\circ$ 时的波形

3.2.2 三相桥式全控整流电路

$\alpha = 90^\circ$

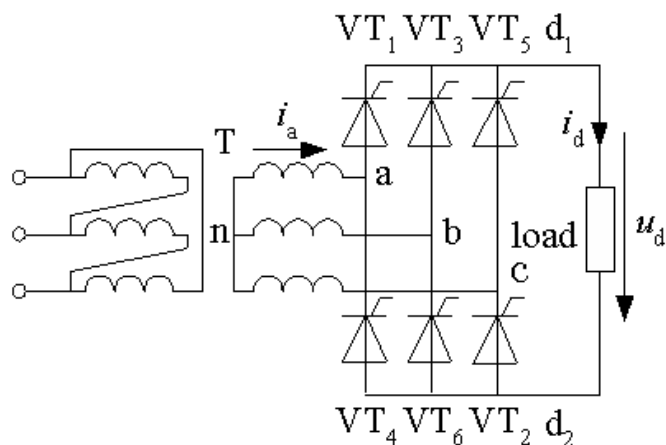


图3-18 三相桥式全控整流电路原理图

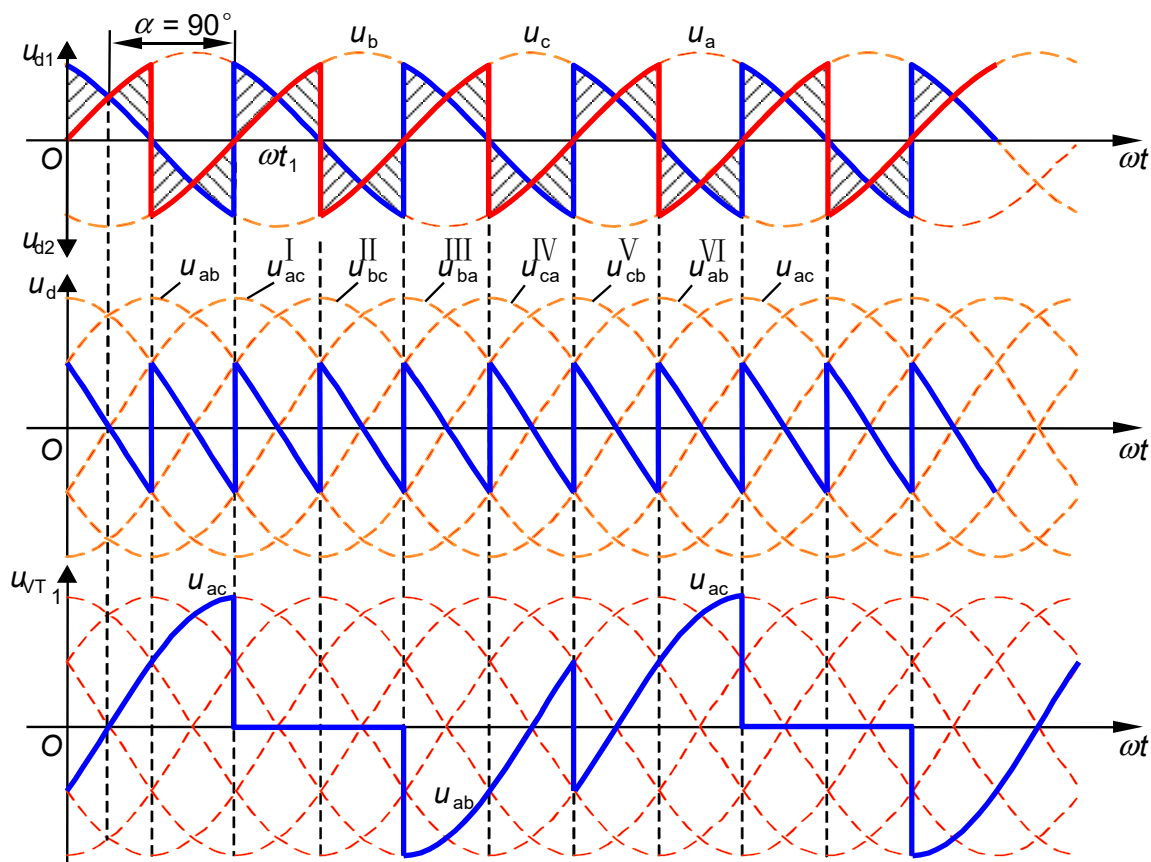
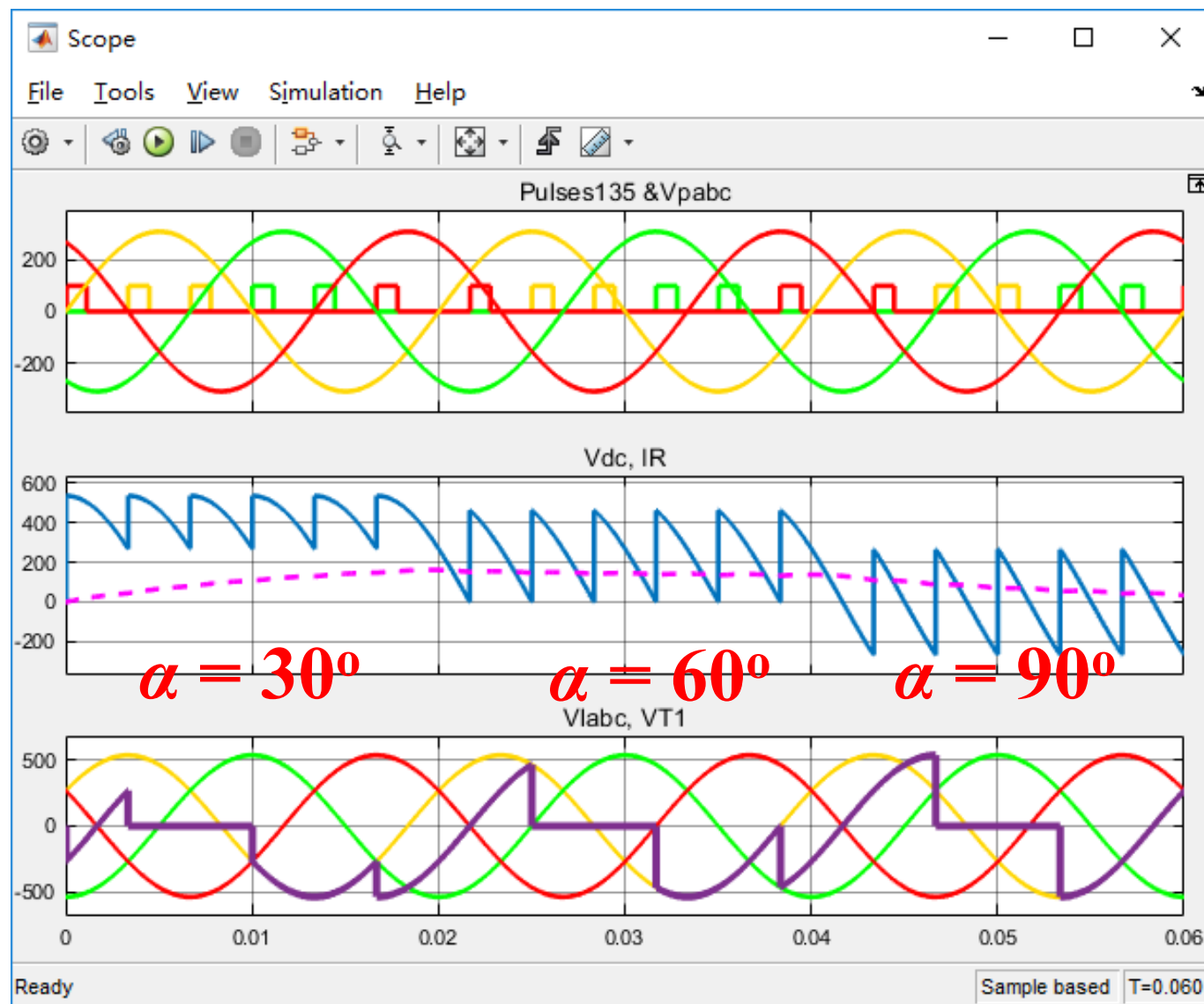


图3-25三相桥式全控整流电路带阻感负载 $\alpha = 90^\circ$ 时的波形





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： **120°** ；

◆ 带阻感负载时，三相桥式全控整流电路 α 角的移相范围： **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： $I_d = U_d / R$ 。
- ◆ 当整流变压器为图3-18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3-24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。



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

- 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 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

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



3.4.1 电容滤波的单相不可控整流电路

◆ 电容滤波的单相不可控整流电路

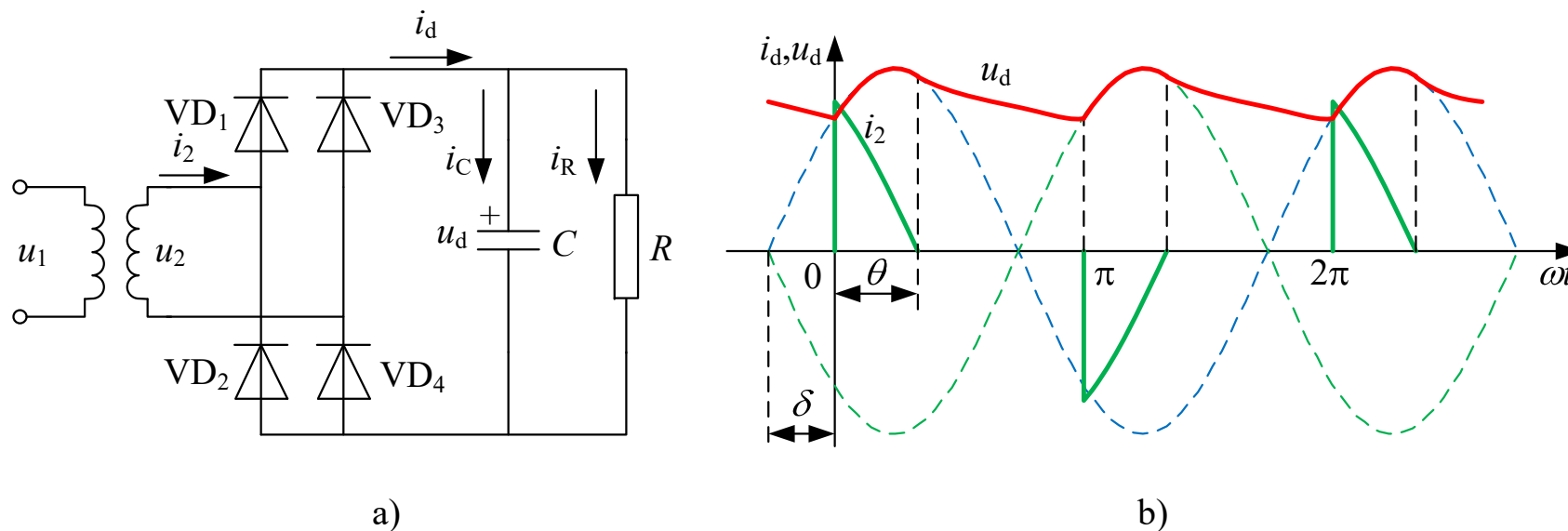


图3-28 电容滤波的单相桥式不可控整流电路及其工作波形

a) 电路 b) 波形

- 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。



3.4.1 电容滤波的单相不可控整流电路

□ 工作原理及波形分析

◆ 基本工作过程

➤ u_2 正半周

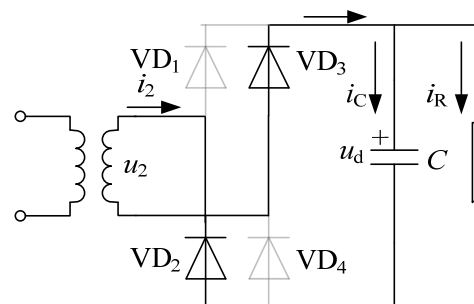
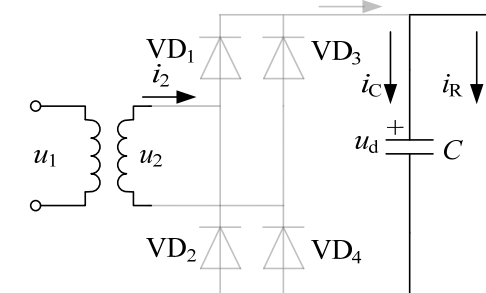
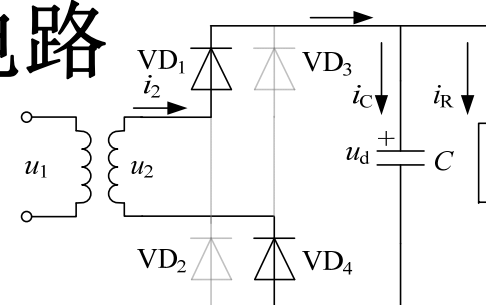
✓ 过零点至 $\omega t=0$ 期间, $u_2 < u_d$, 故二极管均不导通, 此阶段 **电容 C 向 R 放电**, 提供负载所需电流, 同时 u_d 下降。

✓ $\omega t=0$ 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**。

➤ u_2 负半周

➤ 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, **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

➤ θ 的一种确定方法:

- ✓ 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 $|du_2/d(\omega t)|$, 等于 u_2 导数的绝对值。
- ✓ 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), 等于该时刻 u_d 与 ωRC 比值。
- ✓ 据此即可确定 θ 。

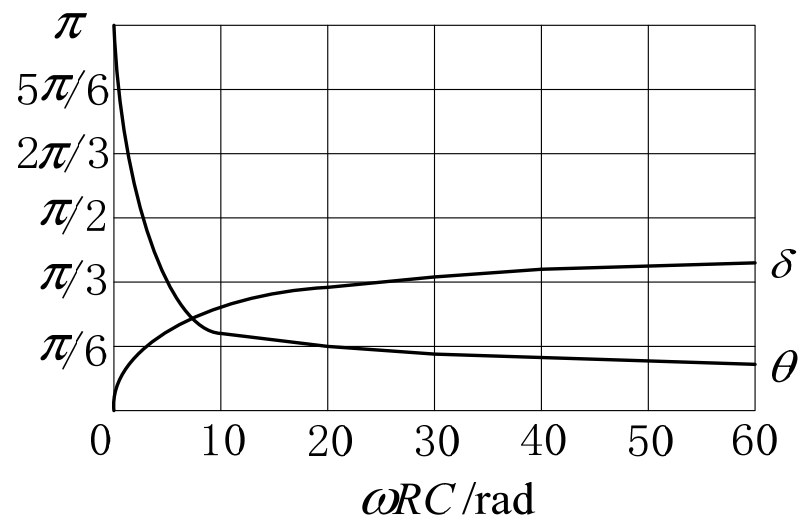


图3-29 δ 、 θ 与 ωRC 的关系曲线



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 $0.9U_2$, 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 $RC \geq (3 \sim 5)T/2$ (T 为交流电周期), 此时输出电压为:

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

◆ 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: $\sqrt{2}U_2$

3.4.1 电容滤波的单相不可控整流电路

□感容滤波的单相桥式不可控整流电路

- ◆ 实际应用中为了抑制电流冲击，常在直流侧串入较小的电感。
- ◆ u_d 波形更平直，电流 i_2 的上升段平缓了许多，这对于电路的工作是有利的。

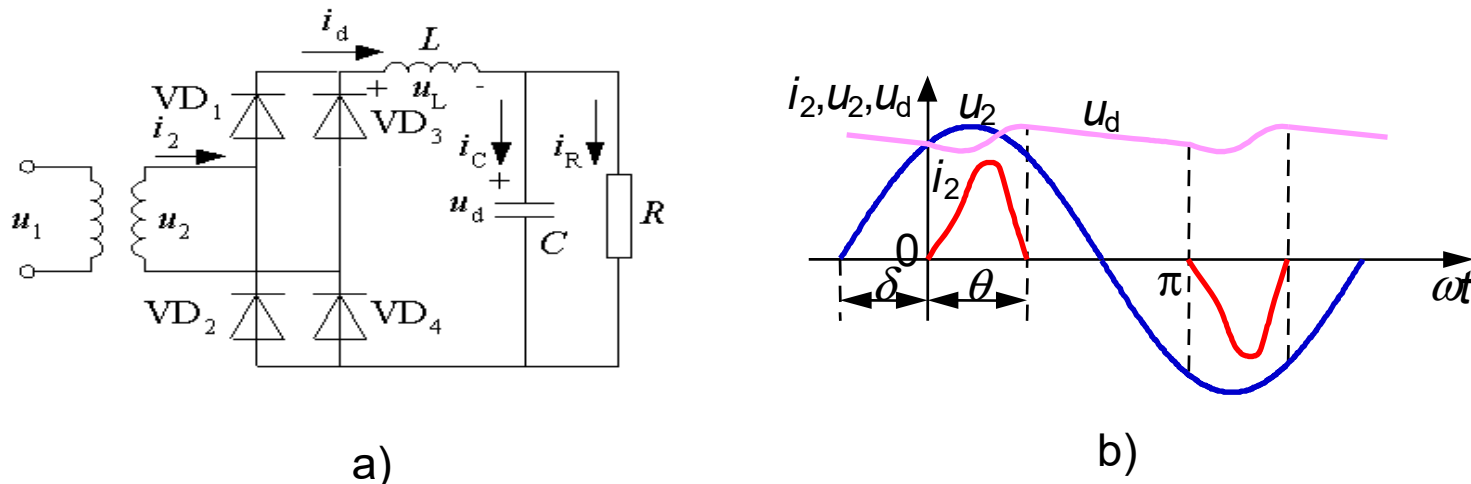


图3-31 感容滤波的单相桥式不可控整流电路及其工作波形

a) 电路图 b) 波形



3.4 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

3.4.2 电容滤波的三相不可控整流电路

◆ 电容滤波的三相不可控整流电路

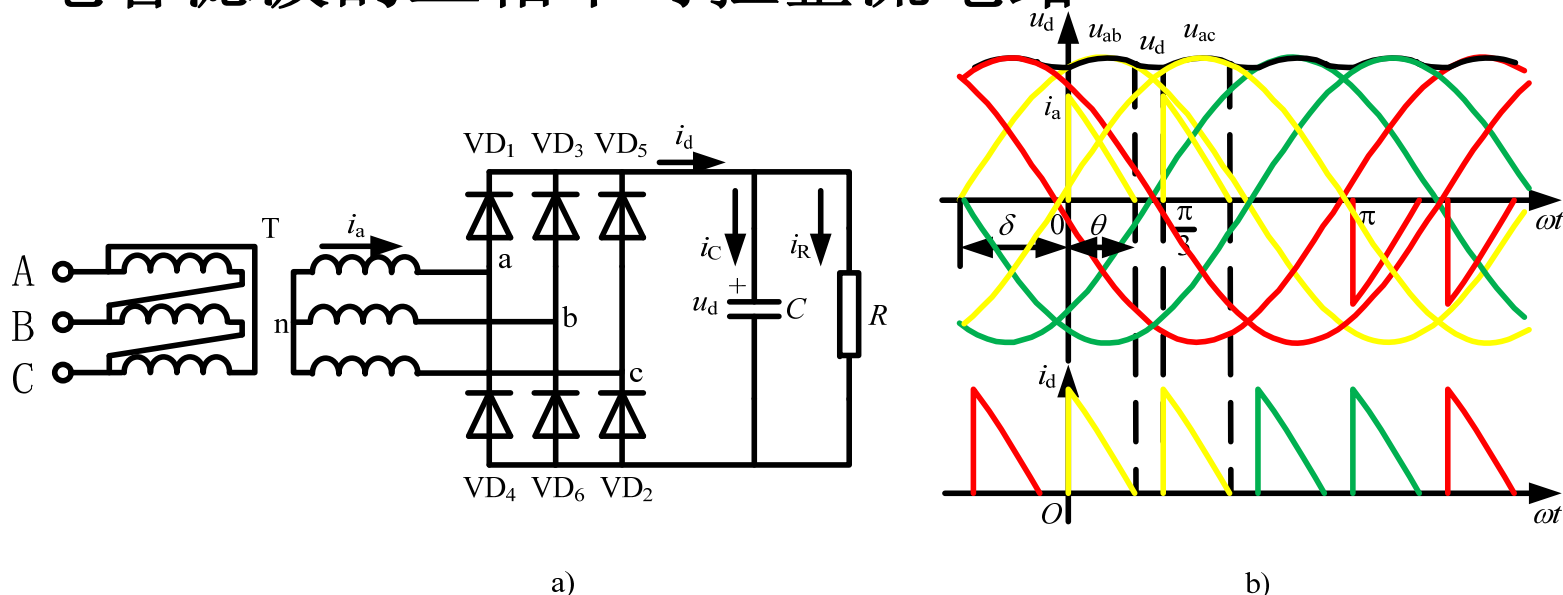


图3-32 电容滤波的三相桥式不可控整流电路及其波形

a) 电路

b) 波形

- 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。



3.4.2 电容滤波的三相不可控整流电路

□ 电流 i_d 断续和连续

- ◆ VD_1 和 VD_2 同时导通之前 VD_6 和 VD_1 是关断的，交流侧向直流侧的充电电流 i_d 是 **断续** 的。
- ◆ VD_1 一直导通，交替时由 VD_6 导通换相至 VD_2 导通， i_d 是 **连续** 的。
- ◆ 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 **临界条件**: $\omega RC = \sqrt{3}$

✓ $\omega RC > \sqrt{3}$ 电流 i_d 断续

✓ $\omega RC < \sqrt{3}$ 电流 i_d 连续



3.4.2 电容滤波的三相不可控整流电路

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

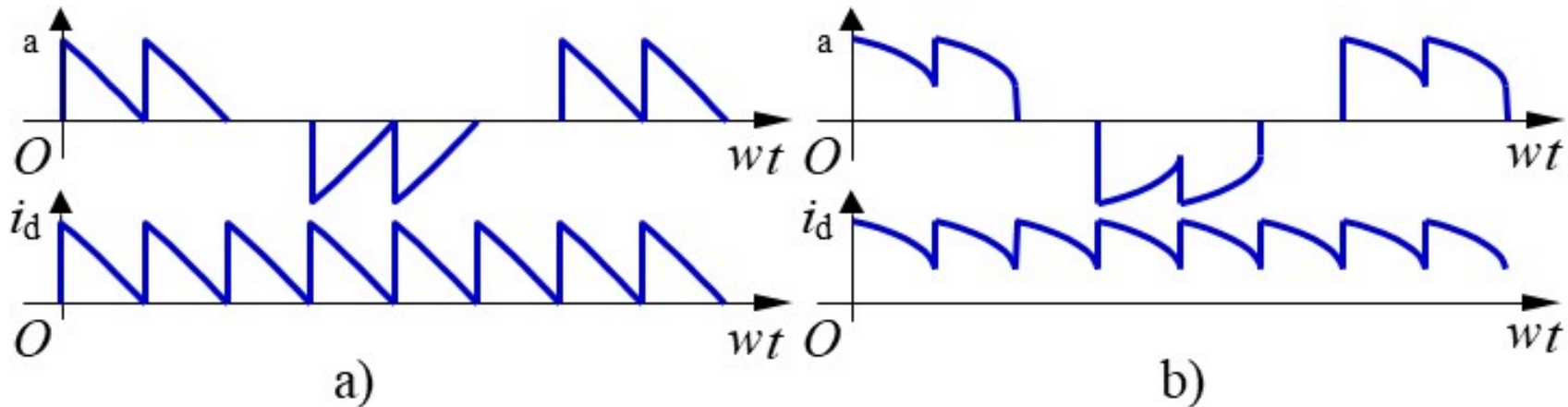


图3-33 电容滤波的三相桥式整流电路

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，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。

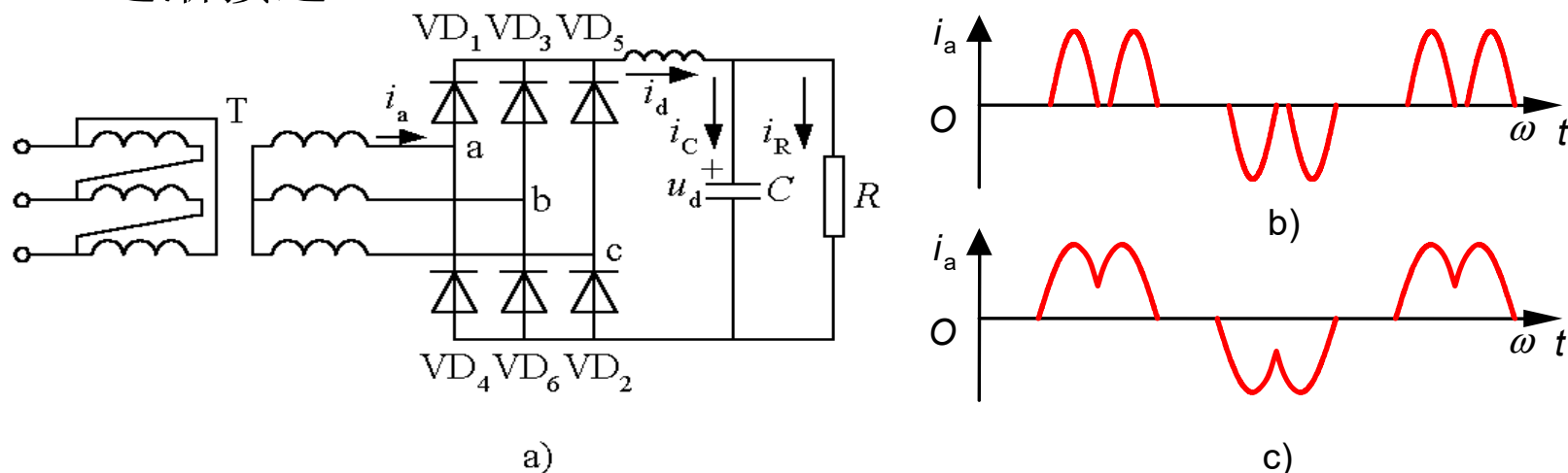


图3-34 考虑电感时电容滤波的三相桥式整流电路及其波形

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: $\sqrt{6}U_2$



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

- 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**和**无功**问题日益严重，引起了关注。
- ◆ 整理电路谐波和无功产生的根源：
 - 谐波：电路工作在开关状态—非线性特性。
 - 无功：触发延时产生相位滞后。
- 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 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

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



3.5.1 谐波和无功功率分析基础

□ 谐波

◆ **正弦波**电压可表示为 $u(t) = \sqrt{2}U \sin(\omega t + \varphi_u)$ (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

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

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

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

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

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

$n=1, 2, 3\ldots$

c_n 、 φ_n 和 a_n 、 b_n 的关系为

$$c_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2} \quad \varphi_n = \arctg(a_n / b_n)$$

$$a_n = c_n \sin \varphi_n \quad b_n = c_n \cos \varphi_n$$



3.5.1 谐波和无功功率分析基础

◆重要定义

- 基波（**fundamental**）：频率与工频相同的分量。
- 谐波（**Harmonics**）：频率为基波频率大于1整数倍的分量。
- 谐波次数（**Harmonics Order**）：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 I_n ）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

◆ 正弦电路

➤ 有功功率就是其平均功率: $P = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u \cdot i d(\omega t) = U \cdot I \cdot \cos \varphi$

✓ 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: $S = UI$

➤ 无功功率为: $Q = UI \sin \varphi$

➤ 功率因数为: $\lambda = P / S$

➤ 无功功率 Q 与有功功率 P 、视在功率 S 之间的关系:

$$S^2 = P^2 + Q^2$$

➤ 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: $\lambda = \cos \varphi$



3.5.1 谐波和无功功率分析基础

◆非正弦电路

➤有功功率

$$P = UI_1 \cos \varphi_1$$

✓ 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：
$$\lambda = \frac{P}{S} = \frac{UI_1 \cos \varphi_1}{UI} = \frac{I_1}{I} \cos \varphi_1 = \nu \cos \varphi_1$$

式中， $\nu = I_1/I$ ， ν [nju]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，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）： $Q = \sqrt{S^2 - P^2}$

✓基波无功定义为：
$$Q_f = U I_1 \sin \varphi_1$$

➤畸变功率 D ：
$$D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q_f^2} = U \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}$$



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



3.5.2 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3-6a)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。

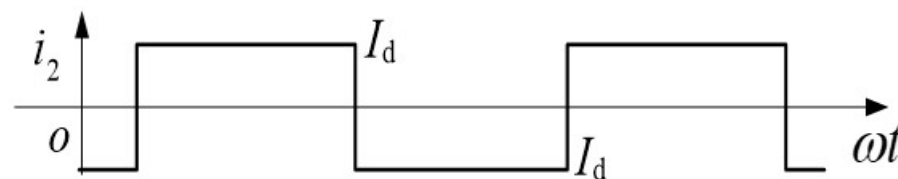


图3-6 a) i_2 的波形



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

$$I_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_d \quad (3-74)$$

➤ i_2 的有效值 $I = I_d$, 可得基波因数为

$$\nu = \frac{I_1}{I} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \approx 0.9 \quad (3-75)$$

➤电流基波与电压的相位差就等于控制角 α , 故位移因数为

$$\lambda_1 = \cos \varphi_1 = \cos \alpha \quad (3-76)$$

➤功率因数为

$$\lambda = \nu \lambda_1 = \frac{I_1}{I} \cos \varphi_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos \alpha \approx 0.9 \cos \alpha \quad (3-77)$$



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

□三相桥式全控整流电路

◆以 $\alpha = 30^\circ$ 为例，电流波形如图3-24所示。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

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

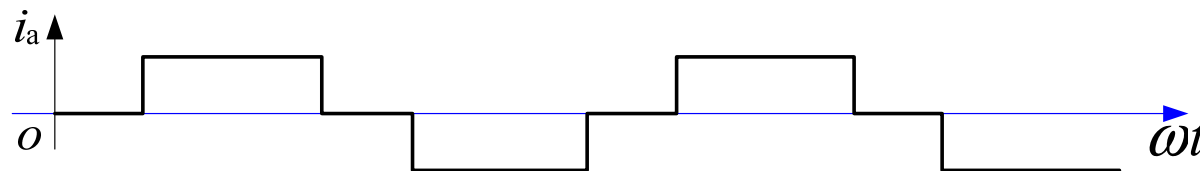


图3-24 i_a 的波形



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

由式（3-79）可得电流基波和各次谐波有效值分别为

$$\begin{cases} I_1 = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d \\ I_n = \frac{\sqrt{6}}{n\pi} I_d, \quad n=6k\pm1, \quad k=1,2,3,\dots \end{cases} \quad (3-80)$$

结论：电流中仅含 **$6k\pm1$ （ 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 $\nu = \frac{I_1}{I} = \frac{3}{\pi} \approx 0.955$ (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 $\lambda = \nu \lambda_1 = \frac{I_1}{I} \cos \varphi_1 = \frac{3}{\pi} \cos \alpha \approx 0.955 \cos \alpha$ (3-83)



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

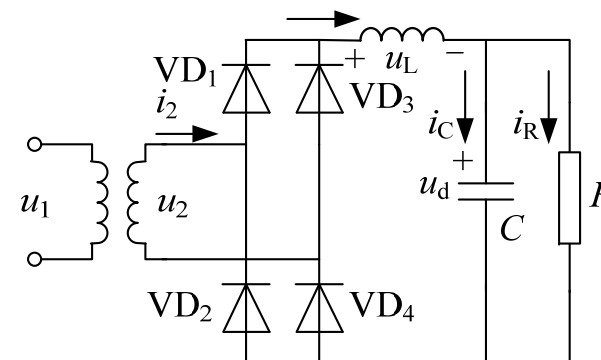
3.5.3 电容滤波的不可控整流电路交流侧谐波和功率因数分析

3.5.4 整流输出电压和电流的谐波分析

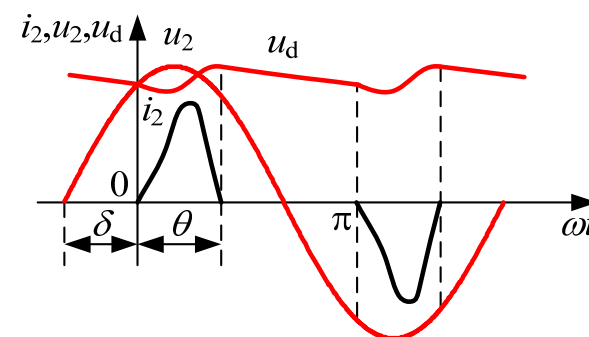
3.5.3 电容滤波的不可控整流电路交流侧谐波和功率因数分析

□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。
 - ✓ L 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。



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



3.5.3 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。



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



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 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**：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**。

3.7.1 逆变的概念

□ 直流发电机—电动机系统电能的流转

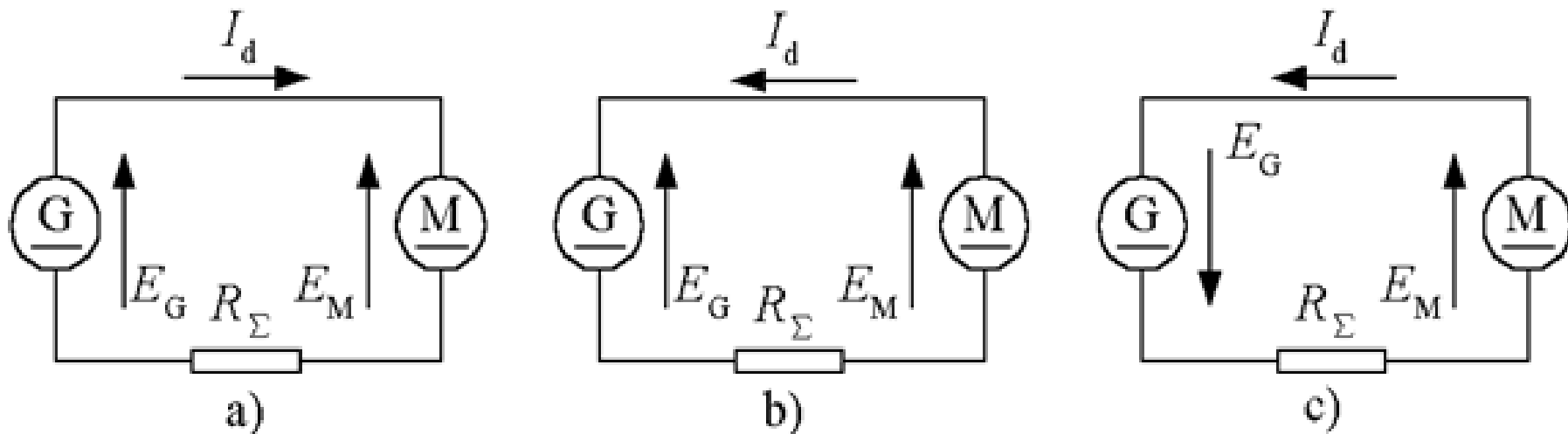


图3-46 直流发电机—电动机之间电能的流转

- 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



3.7.1 逆变的概念

□ 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

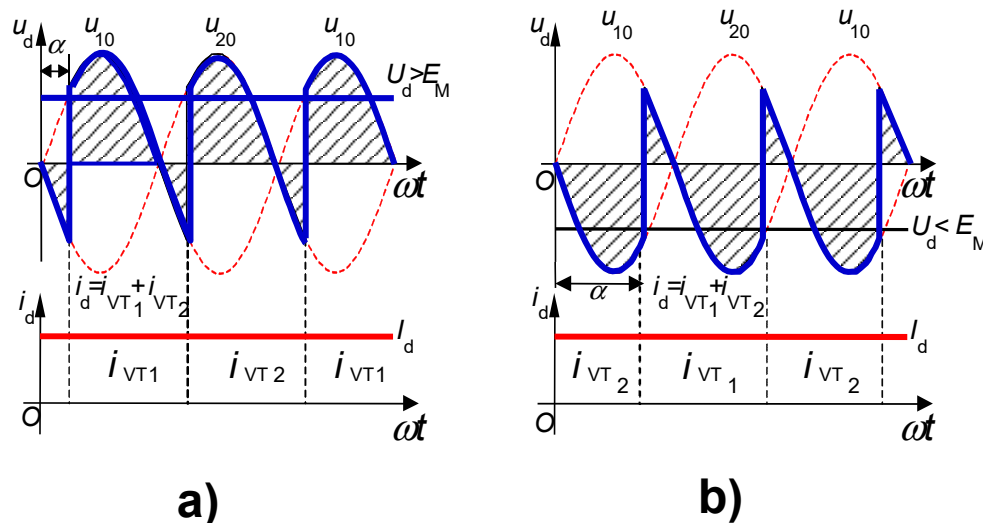
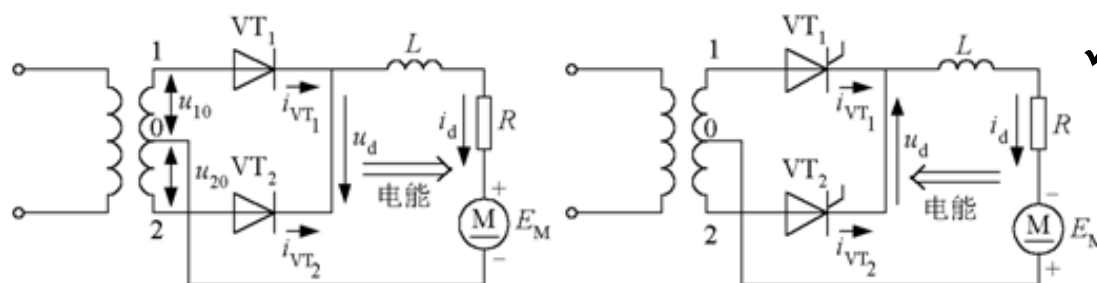


图3-47 单相全波电路的整流和逆变

□ 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

✓ **直流源要求**：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。

✓ **触发角要求**：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 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



3.7.2 三相桥整流电路的有源逆变工作状态

▣ 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。

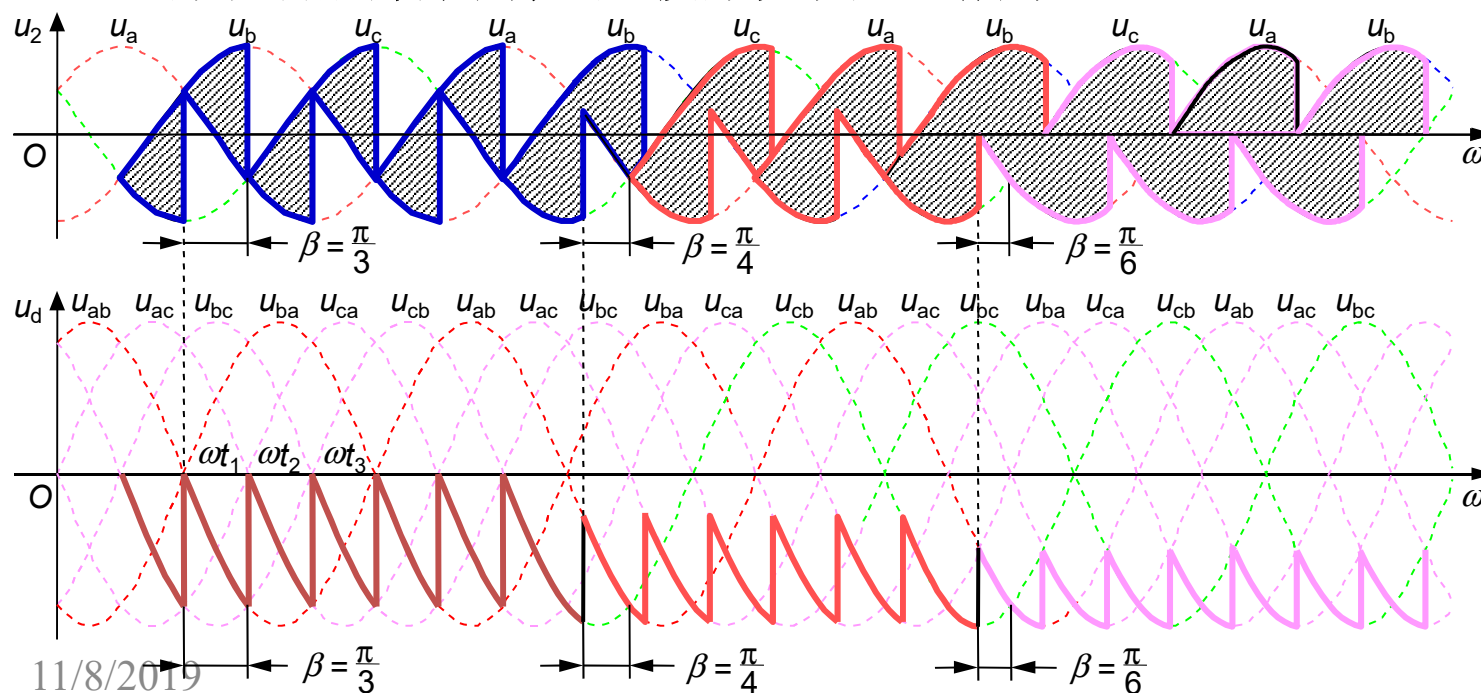
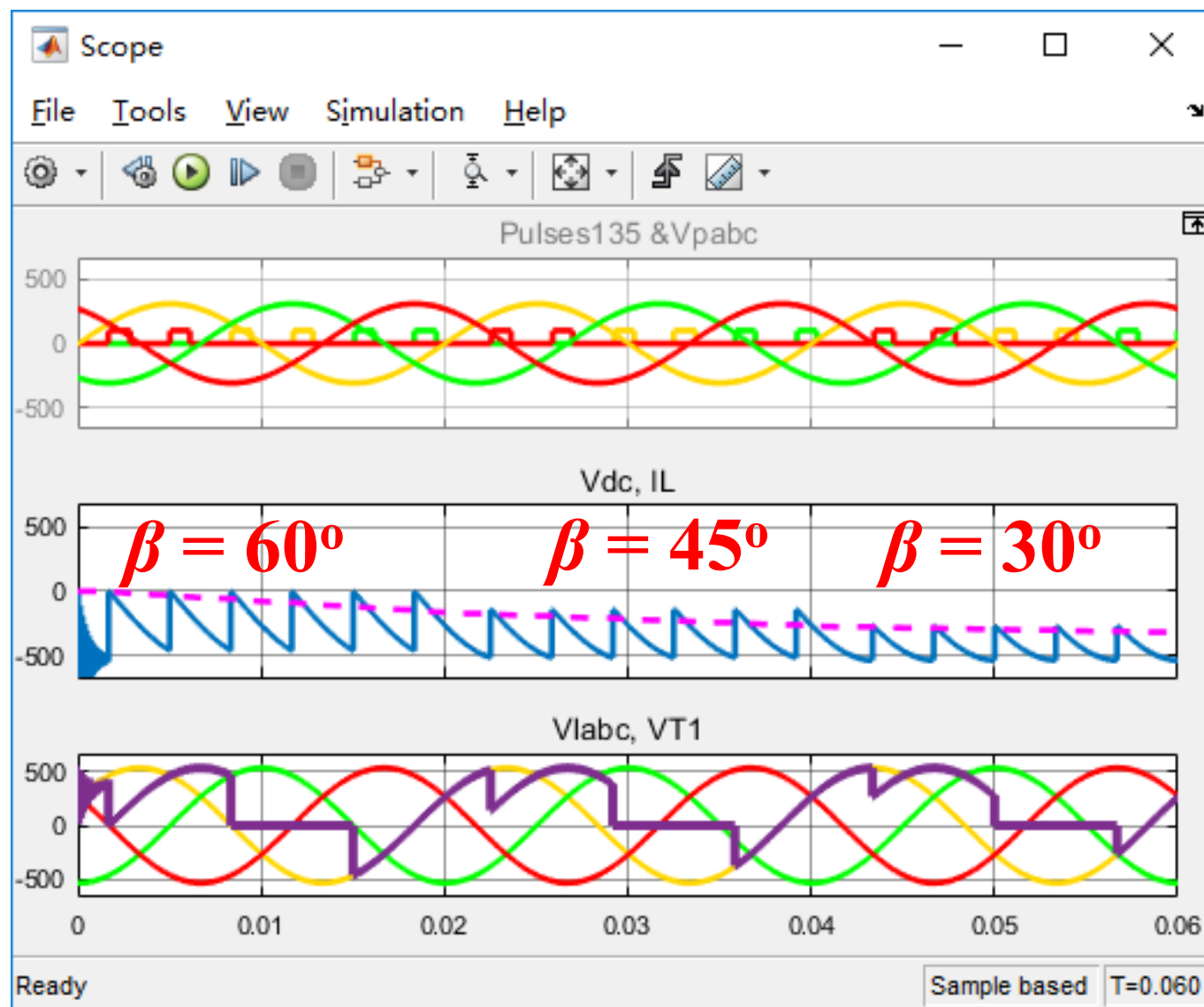


图3-48 三相桥式整流电路工作于有源逆变状态时的电压波形



第3章 整流电路







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

$$U_d = -2.34U_2 \cos\beta = -1.35U_{2l} \cos\beta$$

◆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

$$I_{VT} = \frac{I_d}{\sqrt{3}} = 0.577 I_d$$

◆从交流电源送到直流侧负载的有功功率为 $P_d = R_\Sigma I_d^2 + E_M I_d$

✓ 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

$$I_2 = \sqrt{2} I_{VT} = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d = 0.816 I_d$$



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



3.7.3 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**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

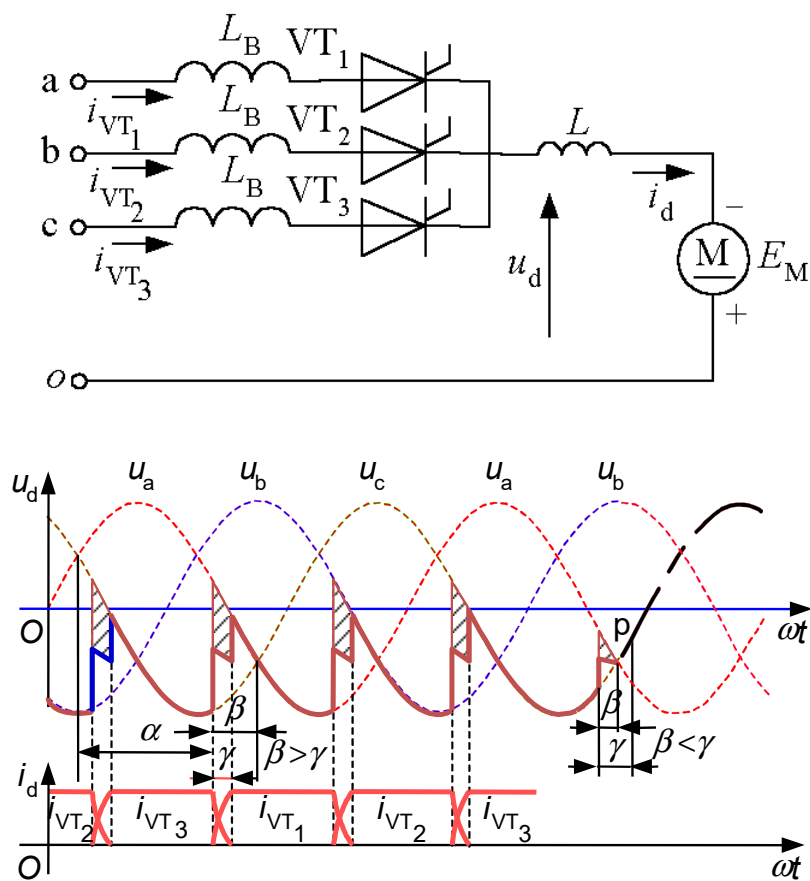
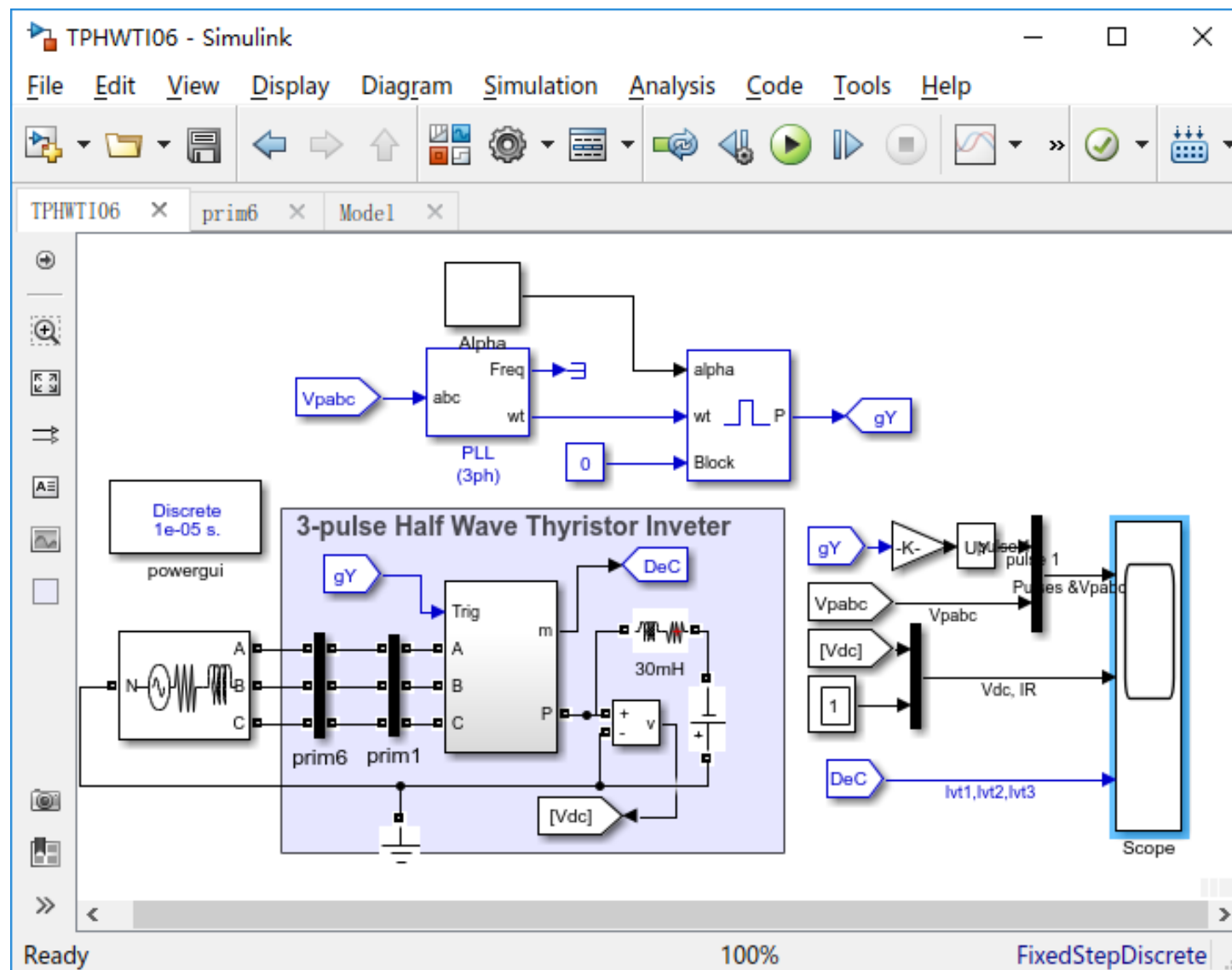
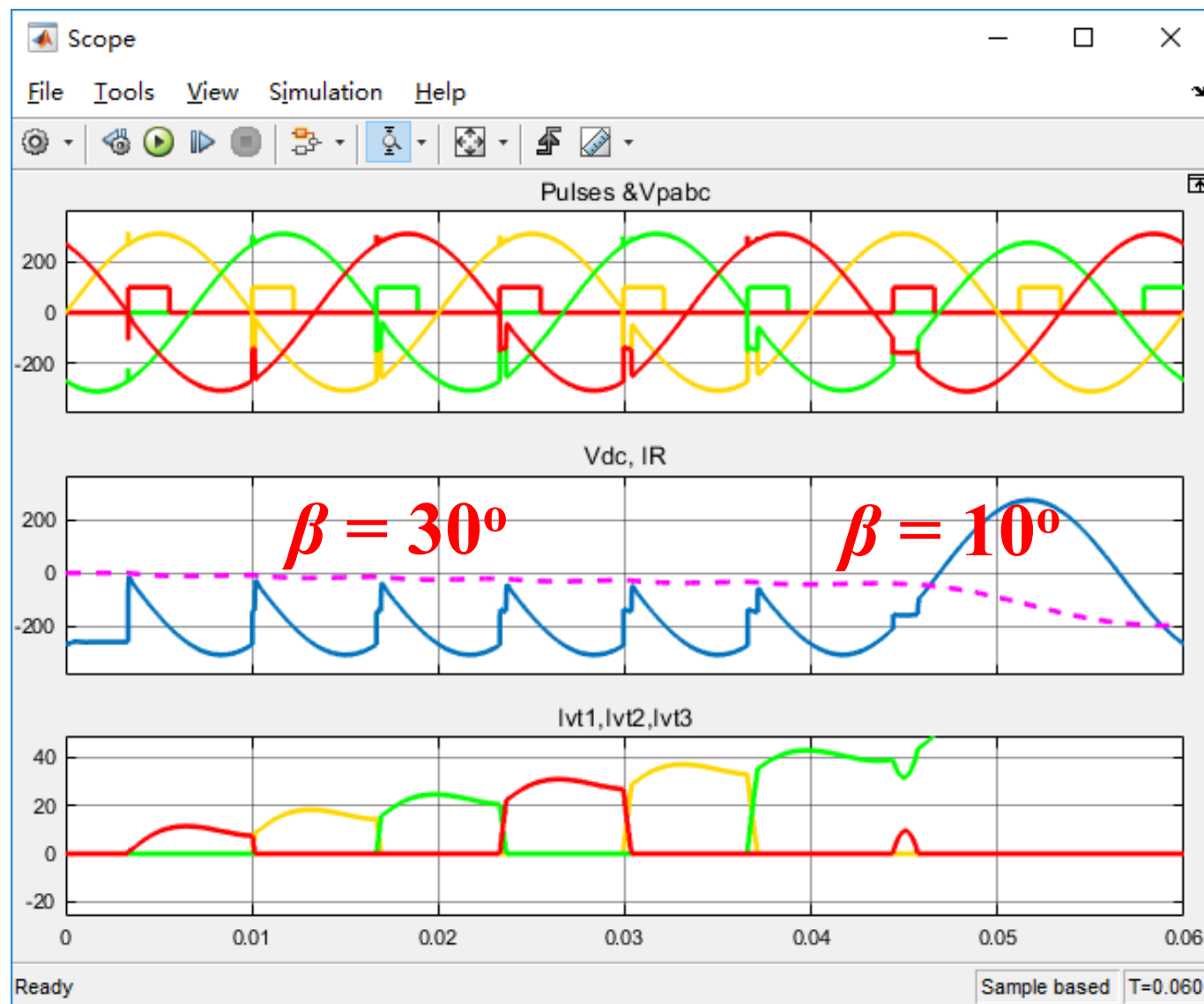


图3-49 交流侧电抗对逆变换相过程的影响

□ 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
- ✓ 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。



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



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，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。
- 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。



本章结束