

《电力电子技术》 期末复习题

第1章 绪 论

1 电力电子技术定义：是使用电力电子器件对电能进行变换和控制的技术，是应用于电力领域的电子技术，主要用于电力变换。

2 电力变换的种类

- (1) 交流变直流 AC-DC：整流
- (2) 直流变交流 DC-AC：逆变
- (3) 直流变直流 DC-DC：一般通过直流斩波电路实现
- (4) 交流变交流 AC-AC：一般称作交流电力控制

3 电力电子技术分类：分为电力电子器件制造技术和变流技术。

第2章 电力电子器件

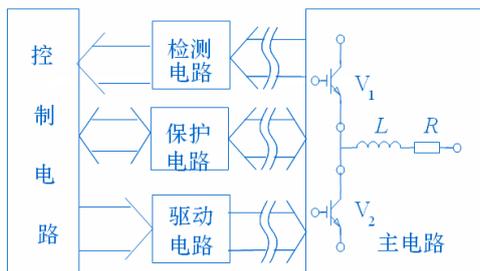
1 电力电子器件与主电路的关系

- (1) 主电路：指能够直接承担电能变换或控制任务的电路。
- (2) 电力电子器件：指应用于主电路中，能够实现电能变换或控制的电子器件。

2 电力电子器件一般都工作于开关状态，以减小本身损耗。

3 电力电子系统基本组成与工作原理

- (1) 一般由主电路、控制电路、检测电路、驱动电路、保护电路等组成。



- (2) 检测主电路中的信号并送入控制电路，根据这些信号并按照系统工作要求形成电力电子器件的工作信号。
- (3) 控制信号通过驱动电路去控制主电路中电力电子器件的导通或关断。
- (4) 同时，在主电路和控制电路中附加一些保护电路，以保证系统正常可靠运行。

4 电力电子器件的分类

根据控制信号所控制的程度分类

- (1) 半控型器件：通过控制信号可以控制其导通而不能控制其关断的电力电子器件。如 SCR 晶闸管。
- (2) 全控型器件：通过控制信号既可以控制其导通，又可以控制其关断的电力电子器件。如 GTO、GTR、MOSFET 和 IGBT。
- (3) 不可控器件：不能用控制信号来控制其通断的电力电子器件。如电力二极管。

根据驱动信号的性质分类

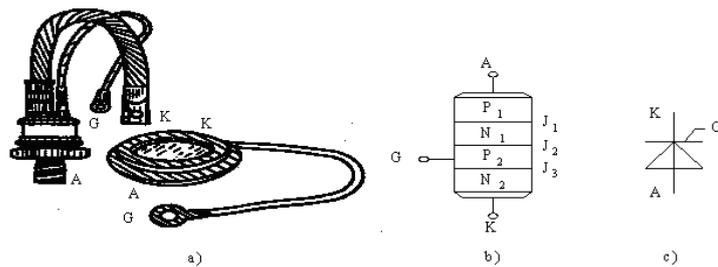
- (1) 电流型器件：通过从控制端注入或抽出电流的方式来实现导通或关断的电力电子器件。如 SCR、GTO、GTR。
- (2) 电压型器件：通过在控制端和公共端之间施加一定电压信号的方式来实现导通或关断的电力电子器件。如 MOSFET、IGBT。

根据器件内部载流子参与导电的情况分类

- (1) 单极型器件：内部由一种载流子参与导电的器件。如 MOSFET。
- (2) 双极型器件：由电子和空穴两种载流子参数导电的器件。如 SCR、GTO、GTR。
- (3) 复合型器件：有单极型器件和双极型器件集成混合而成的器件。如 IGBT。

5 半控型器件—晶闸管 SCR

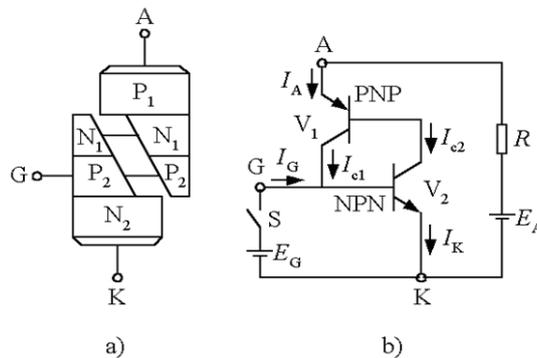
晶闸管的结构与工作原理



晶闸管的外形、结构和电气图形符号

a) 外形 b) 结构 c) 电气图形符号

晶闸管的双晶体管模型



将器件 N1、P2 半导体取倾斜截面，则晶闸管变成 V1-PNP 和 V2-NPN 两个晶体管。

晶闸管的导通工作原理

- (1) 当 AK 间加正向电压 E_A ，晶闸管不能导通，主要是中间存在反向 PN 结。
- (2) 当 GK 间加正向电压 E_G ，NPN 晶体管基极存在驱动电流 I_G ，NPN 晶体管导通，产生集电极电流 I_{c2} 。
- (3) 集电极电流 I_{c2} 构成 PNP 的基极驱动电流，PNP 导通，进一步放大产生 PNP 集电极电流 I_{c1} 。
- (4) I_{c1} 与 I_G 构成 NPN 的驱动电流，继续上述过程，形成强烈的负反馈，这样 NPN 和 PNP 两个晶体管完全饱和，晶闸管导通。

2.3.1.4.3 晶闸管是半控型器件的原因

- (1) 晶闸管导通后撤掉外部门极电流 I_G ，但是 NPN 基极仍然存在电流，由 PNP 集电极电流 I_{c1} 供给，电流已经形成强烈正反馈，因此晶闸管继续维持导通。
- (2) 因此，晶闸管的门极电流只能触发控制其导通而不能控制其关断。

2.3.1.4.4 晶闸管的关断工作原理

满足下面条件，晶闸管才能关断：

- (1) 去掉 AK 间正向电压；
- (2) AK 间加反向电压；
- (3) 设法使流过晶闸管的电流降低到接近于零的某一数值以下。

2.3.2.1.1 晶闸管正常工作时的静态特性

- (1) 当晶闸管承受反向电压时，不论门极是否有触发电流，晶闸管都不会导通。
- (2) 当晶闸管承受正向电压时，仅在门极有触发电流的情况下晶闸管才能导通。
- (3) 晶闸管一旦导通，门极就失去控制作用，不论门极触发电流是否还存在，晶闸管都保持导通。
- (4) 若要使已导通的晶闸管关断，只能利用外加电压和外电路的作用使流过晶闸管的电流降到接近于零的某一数值以下。

2.4.1.1 GTO 的结构

- (1) GTO 与普通晶闸管的相同点：是 PNP 四层半导体结构，外部引出阳极、阴极和门极。
- (2) GTO 与普通晶闸管的不同点：GTO 是一种多元的功率集成器件，其内部包含数十个甚至数百个供阳极的小 GTO 元。

这些 GTO 元的阴极和门极在器件内部并联在一起，正是这种特殊结构才能实现门极关断作用。

2.4.1.2 GTO 的静态特性

- (1) 当 GTO 承受反向电压时，不论门极是否有触发电流，晶闸管都不会导通。
- (2) 当 GTO 承受正向电压时，仅在门极有触发电流的情况下晶闸管才能导通。
- (3) GTO 导通后，若门极施加反向驱动电流，则 GTO 关断，也即可以通过门极电流控制 GTO 导通和关断。
- (4) 通过 AK 间施加反向电压同样可以保证 GTO 关断。

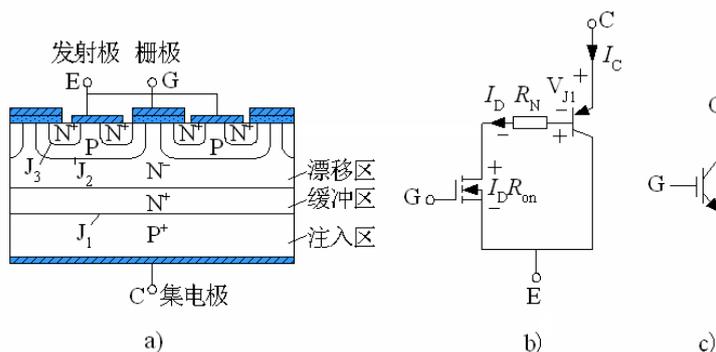
2.4.3 电力场效应晶体管 MOSFET

- (1) 电力 MOSFET 是用栅极电压来控制漏极电流的，因此它是电压型器件。
- (3) 当 U_{GS} 大于某一电压值 U_T 时，栅极下 P 区表面的电子浓度将超过空穴浓度，从而使 P 型半导体反型成 N 型半导体，形成反型层。

2.4.4 绝缘栅双极晶体管 IGBT

- (1) GTR 和 GTO 是双极型电流驱动器，其优点是通流能力强，耐压及耐电流等级高，但不足是开关速度低，所需驱动功率大，驱动电路复杂。
- (2) 电力 MOSFET 是单极型电压驱动器，其优点是开关速度快、所需驱动功率小，驱动电路简单。
- (3) 复合型器件：将上述两者器件相互取长补短结合而成，综合两者优点。
- (4) 绝缘栅双极晶体管 IGBT 是一种复合型器件，由 GTR 和 MOSFET 两个器件复合而成，具有 GTR 和 MOSFET 两者的优点，具有良好的特性。

2.4.4.1 IGBT 的结构和工作原理



IGBT 的结构、简化等效电路和电气图形符号

a) 内部结构断面示意图 b) 简化等效电路 c) 电气图形符号

- (1) IGBT 是三端器件，具有栅极 G、集电极 C 和发射极 E。
- (2) IGBT 由 MOSFET 和 GTR 组合而成。

第 3 章 整流电路

- (1) 整流电路定义：将交流电能变成直流电能供给直流用电设备的变流装置。

3.1.1 单相半波可控整流电路

(4) 触发角 α :

从晶闸管开始承受正向阳极电压起，到施加触发脉冲为止的电角度，称为触发角或控制角。

(7) 几个定义

- ① “半波”整流：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，因此称“半波”整流。
- ② 单相半波可控整流电路：如上半波整流，同时电路中采用了可控器件晶闸管，且交流输入为单相，因此为单相半波可控整流电路。

3.1.1.3 电力电子电路的基本特点及分析方法

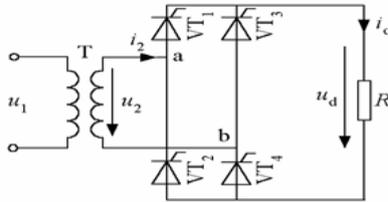
- (1) 电力电子器件为非线性特性，因此电力电子电路是非线性电路。

(2) 电力电子器件通常工作于通态或断态状态，当忽略器件的开通过程和关断过程时，可以将器件理想化，看作理想开关，即通态时认为开关闭合，其阻抗为零；断态时认为开关断开，其阻抗为无穷大。

3.1.2 单相桥式全控整流电路

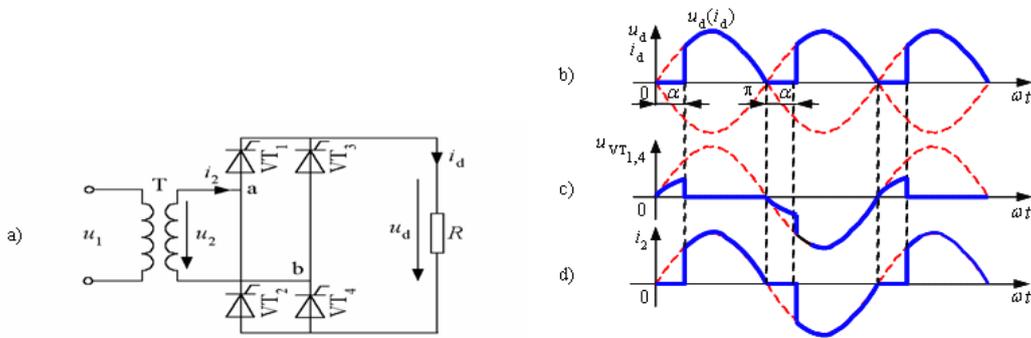
3.1.2.1 带电阻负载的工作情况

(1) 单相桥式全控整流电路带电阻负载时的原理图



- ① 由 4 个晶闸管 (VT₁ ~ VT₄) 组成单相桥式全控整流电路。
- ② VT₁ 和 VT₄ 组成一对桥臂，VT₂ 和 VT₃ 组成一对桥臂。

(2) 单相桥式全控整流电路带电阻负载时的波形图



- ① $0 \sim \alpha$:
 - VT₁ ~ VT₄ 未触发导通，呈现断态，则 $u_d = 0$ 、 $i_d = 0$ 、 $i_2 = 0$ 。
 - $u_{VT_1} + u_{VT_4} = u_2$ ， $u_{VT_1} = u_{VT_4} = \frac{1}{2}u_2$ 。
- ② $\alpha \sim \pi$:
 - 在 α 角度时，给 VT₁ 和 VT₄ 加触发脉冲，此时 a 点电压高于 b 点，VT₁ 和 VT₄ 承受正向电压，因此可靠导通， $u_{VT_1} = u_{VT_4} = 0$ 。
 - 电流从 a 点经 VT₁、R、VT₄ 流回 b 点。
 - $u_d = u_2$ ， $i_2 = i_d$ ，形状与电压相同。
- ③ $\pi \sim (\pi + \alpha)$:
 - 电源 u_2 过零点，VT₁ 和 VT₄ 承受反向电压而关断， $u_{VT_1} = u_{VT_4} = \frac{1}{2}u_2$ (负半周)。
 - 同时，VT₂ 和 VT₃ 未触发导通，因此 $u_d = 0$ 、 $i_d = 0$ 、 $i_2 = 0$ 。
- ④ $(\pi + \alpha) \sim 2\pi$:
 - 在 $(\pi + \alpha)$ 角度时，给 VT₂ 和 VT₃ 加触发脉冲，此时 b 点电压高于 a 点，VT₂ 和 VT₃ 承受正向电压，因此可靠导通， $u_{VT_2} = u_{VT_3} = 0$ 。
 - VT₁ 阳极为 a 点，阴极为 b 点；VT₄ 阳极为 a 点，阴极为 b 点；因此 $u_{VT_1} = u_{VT_4} = u_2$ 。
 - 电流从 b 点经 VT₃、R、VT₂ 流回 b 点。
 - $u_d = -u_2$ ， $i_2 = -i_d$ 。

(3) 全波整流

在交流电源的正负半周都有整流输出电流流过负载，因此该电路为全波整流。

(4) 直流输出电压平均值

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

(5) 负载直流电流平均值

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

(6) 晶闸管参数计算

① 承受最大正向电压： $\frac{1}{2}(\sqrt{2}U_2)$

② 承受最大反向电压： $\sqrt{2}U_2$

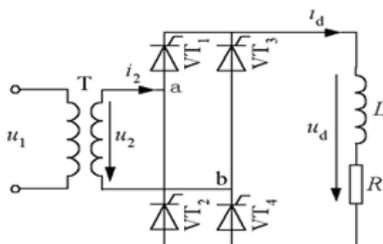
③ 触发角的移相范围： $\alpha = 0$ 时， $U_d = 0.9U_2$ ； $\alpha = 180^\circ$ 时， $U_d = 0$ 。因此移相范围为 180° 。

④ 晶闸管电流平均值：VT₁、VT₄与VT₂、VT₃ 轮流导电，因此晶闸管电流平均值只有输出直流电流平均值的一半，即

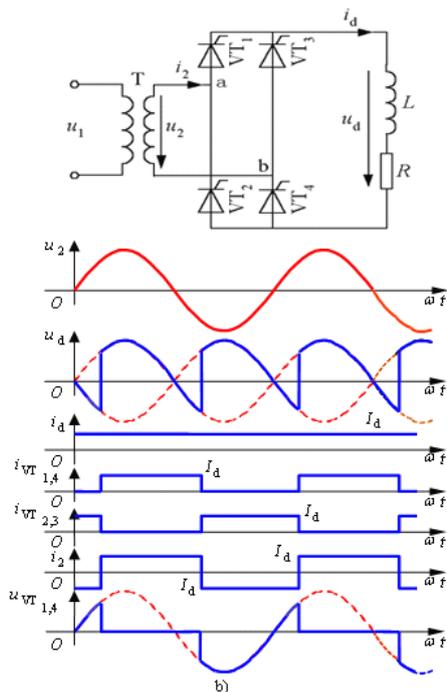
$$I_{dVT} = \frac{1}{2} I_d = 0.45 \frac{U_2}{R} \frac{1 + \cos \alpha}{2}$$

3.1.2.2 带阻感负载的工作情况

(1) 单相桥式全控整流电路带阻感负载时的原理图



(2) 单相桥式全控整流电路带阻感负载时的波形图



- 分析时，假设电路已经工作于稳态下。
- 假设负载电感很大，负载电流不能突变，使负载电流 i_d 连续且波形近似为一水平线。

① $\alpha \sim \pi$:

- 在 α 角度时，给 VT₁ 和 VT₄ 加触发脉冲，此时 a 点电压高于 b 点，VT₁ 和 VT₄ 承受正向电压，因此可靠导通， $u_{VT_1} = u_{VT_4} = 0$ 。
- 电流从 a 点经 VT₁、L、R、VT₄ 流回 b 点， $u_d = u_2$ 。
- i_d 为一水平线， $i_{VT_{1,4}} = i_d = i_2$ 。
- VT₂ 和 VT₃ 为断态， $i_{VT_{2,3}} = 0$

② $\pi \sim (\pi + \alpha)$:

- 虽然二次电压 u_2 已经过零点变负，但因大电感的存在使 VT₁ 和 VT₄ 持续导通。
- $u_{VT_1} = u_{VT_4} = 0$ ， $u_d = u_2$ ， $i_{VT_{1,4}} = i_d = i_2$ ， $i_{VT_{2,3}} = 0$ 。

③ $(\pi + \alpha) \sim 2\pi$:

- 在 $(\pi + \alpha)$ 角度时，给 VT₂ 和 VT₃ 加触发脉冲，此时 b 点电压高于 a 点，VT₂ 和 VT₃ 承受正向电压，因此可靠导通， $u_{VT_2} = u_{VT_3} = 0$ 。
- 由于 VT₂ 和 VT₃ 的导通，使 VT₁ 和 VT₄ 承受反向电压而关断 $i_{VT_{1,4}} = 0$ 。VT₁ 阳极为 a 点，阴极为 b 点；VT₄ 阳极为 a 点，阴极为 b 点；因此 $u_{VT_{1,4}} = u_2$ 。
- 电流从 b 点经 VT₃、L、R、VT₂ 流回 b 点， $u_d = -u_2$ 。
- i_d 为一水平线， $i_{VT_{2,3}} = i_d = -i_2$ 。

④ $2\pi \sim (2\pi + \alpha)$:

- 虽然二次电压 u_2 已经过零点变正，但因大电感的存在使 VT₂ 和 VT₃ 持续导通。
- $u_{VT_2} = u_{VT_3} = 0$ ， $u_{VT_{1,4}} = u_2$ ， $u_d = -u_2$ ， $i_{VT_{2,3}} = i_d = -i_2$ ， $i_{VT_{1,4}} = 0$ 。

(3) 直流输出电压平均值

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

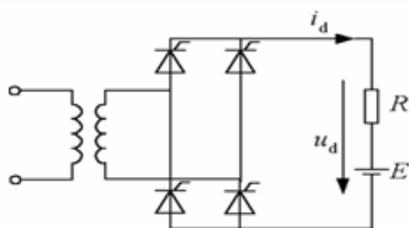
(4) 触发角的移相范围

$\alpha = 0$ 时， $U_d = 0.9U_2$ ； $\alpha = 90^\circ$ 时， $U_d = 0$ 。因此移相范围为 90° 。

(5) 晶闸管承受电压：正向： $\sqrt{2}U_2$ ；反向： $\sqrt{2}U_2$

3.1.2.3 带反电动势负载时的工作情况

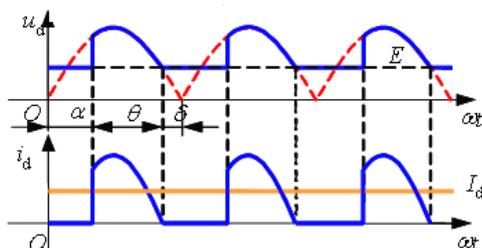
(1) 单相桥式全控整流电路带反电动势负载时的原理图



① 当负载为蓄电池、直流电动机的电枢（忽略其中的电感）等时，负载可看成一个直流电压源，即反电动势负载。正常情况下，负载电压 u_d 最低为电动势 E 。

② 负载侧只有 u_2 瞬时值的绝对值大于反电动势，即 $|u_2| > E$ 时，才有晶闸管承受正电压，有导通的可能。

(2) 单相桥式全控整流电路带反电动势负载时的波形图



① $\alpha \sim (\alpha + \theta)$:

- 在 α 角度时，给 VT₁ 和 VT₄ 加触发脉冲，此时 $|u_2| > E$ ，说明 VT₁ 和 VT₄ 承受正向电压，因此可靠导通， $u_d = u_2$ ，

$$i_d = \frac{u_d - E}{R}。$$

② $(\alpha + \theta) \sim (\pi + \alpha)$:

- 在 $(\alpha + \theta)$ 角度时， $u_2 < E$ ，说明 VT₁ 和 VT₄ 已经开始承受反向电压关断。
- 同时，由于 VT₂ 和 VT₃ 还未触发导通，因此 $u_d = E$ ， $i_d = 0$ 。

③ $(\pi + \alpha) \sim (\pi + \alpha + \theta)$:

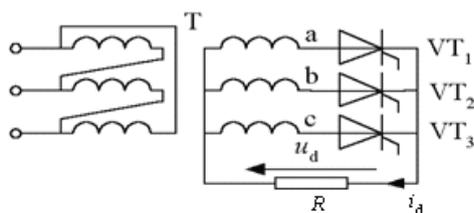
- 此过程为 VT₂ 和 VT₃ 导通阶段，由于是桥式全控整流，因此负载电压与电流同前一阶段， $u_d = -u_2$ ， $i_d = \frac{u_d - E}{R}$ 。

3.2 三相可控整流电路

3.2.1 三相半波可控整流电路

3.2.1.1 电阻负载

(1) 三相半波可控整流电路带电阻负载时的原理图

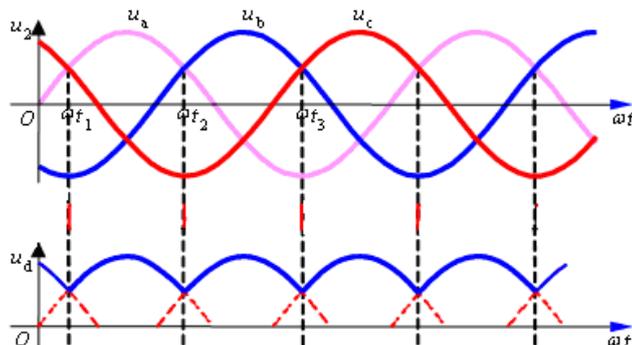


① 变压器一次侧接成三角形，防止 3 次谐波流入电网。

② 变压器二次侧接成星形，以得到零线。

③ 三个晶闸管分别接入 a、b、c 三相电源，其所有阴极连接在一起，为共阴极接法。

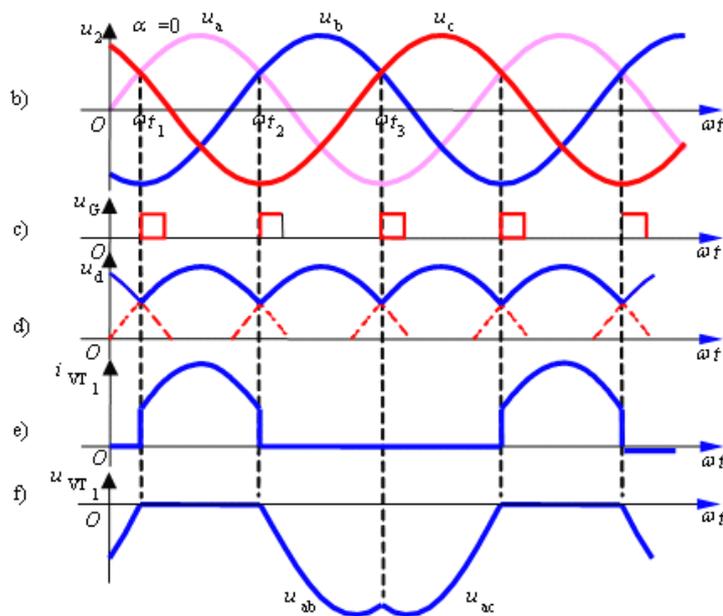
(2) 三相半波不可控整流电路带电阻负载时的波形图



- 将上面原理图中的三个晶闸管换成不可控二极管，分别采用 VD_1 、 VD_2 和 VD_3 表示。
- 工作过程分析基础：三个二极管对应的相电压中哪一个的值最大，则该相所对应的二极管导通，并使另两相的二极管承受反压关断，输出整流电压即为该相的相电压。
- ① $\omega t_1 \sim \omega t_2$ ：a 相电压最高，则 VD_1 导通， VD_2 和 VD_3 反压关断， $u_d = u_a$ 。
- ② $\omega t_2 \sim \omega t_3$ ：b 相电压最高，则 VD_2 导通， VD_3 和 VD_1 反压关断， $u_d = u_b$ 。
- ③ $\omega t_3 \sim \omega t_4$ ：c 相电压最高，则 VD_3 导通， VD_1 和 VD_2 反压关断， $u_d = u_c$ 。
- ④ 按照上述过程如此循环导通，每个二极管导通 120° 。
- ⑤ 自然换向点：在相电压的交点 ωt_1 、 ωt_2 、 ωt_3 处，出现二极管换相，即电流由一个二极管向另一个二极管转移，这些交点为自然换向点。

(3) 三相半波可控整流电路带电阻负载时的波形图 ($\alpha = 0^\circ$)

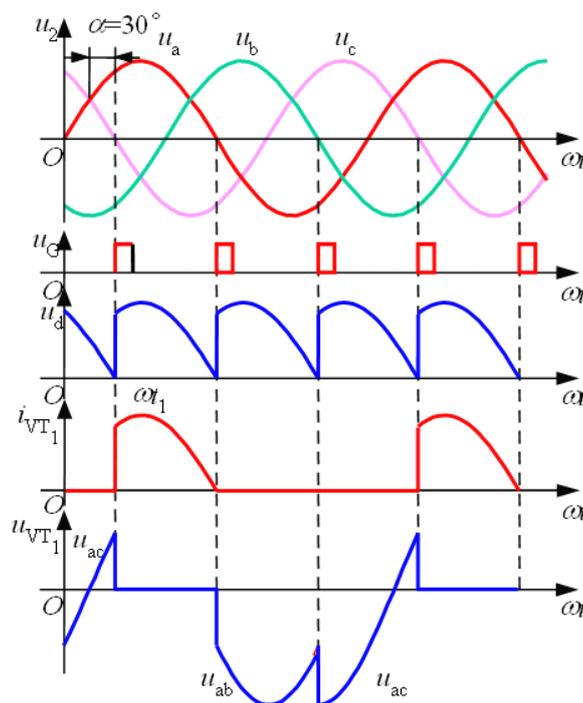
自然换向点：对于三相半波可控整流电路而言，自然换向点是各相晶闸管能触发导通的最早时刻（即开始承受正向电压），该时刻为各晶闸管触发角 α 的起点，即 $\alpha = 0^\circ$ 。



- ① $\omega t_1 \sim \omega t_2$ ：
- a 相电压最高， VT_1 开始承受正压，在 ωt_1 时刻触发导通， $u_{VT_1} = 0$ ，而 VT_2 和 VT_3 反压关断。
- $u_d = u_a$ ， $i_{VT_1} = i_d = \frac{u_d}{R}$ 。
- ② $\omega t_2 \sim \omega t_3$ ：

- b相电压最高，VT₂开始承受正压，在 ωt_2 时刻触发导通， $u_{VT_2} = 0$ ，而VT₃和VT₁反压关断。
 - $u_d = u_b$ ， $i_{VT_1} = 0$ ，VT₁承受a点-b点间电压，即 $u_{VT_1} = u_{ab}$ 。
- ③ $\omega t_3 \sim \omega t_4$ ：
- c相电压最高，VT₃开始承受正压，在 ωt_3 时刻触发导通， $u_{VT_3} = 0$ ，而VT₁和VT₂反压关断。
 - $u_d = u_c$ ， $i_{VT_1} = 0$ ，VT₁承受a点-c点间电压，即 $u_{VT_1} = u_{ac}$ 。

(4) 三相半波可控整流电路带电阻负载时的波形图 ($\alpha = 30^\circ$)



定义： ωt_1 时刻为自然换向点后 30° ， ωt_2 和 ωt_3 时刻依次间距 120° 。

① $\omega t_1 \sim (\omega t_1 + 90^\circ)$ ：

- a相电压最高，VT₁已经承受正压，但在 ωt_1 时刻（即 $\alpha = 30^\circ$ ）时开始触发导通， $u_{VT_1} = 0$ ，而VT₂和VT₃反压关断。
- $u_d = u_a$ ， $i_{VT_1} = i_d = \frac{u_d}{R}$ 。

② $(\omega t_1 + 90^\circ) \sim \omega t_2$ ：

- 虽然已到a相和b相的自然换向点，b相电压高于a相电压，VT₂已经开始承受正压，但是VT₂没有门极触发脉冲，因此VT₂保持关断。
- 这样，原来已经导通的VT₁仍然承受正向电压（ $u_a > 0$ ）而持续导通， $u_{VT_1} = 0$ ， $u_d = u_a$ ， $i_{VT_1} = i_d = \frac{u_d}{R}$ 。

③ $\omega t_2 \sim \omega t_3$ ：

- b相电压最高，VT₂已经承受正压， ωt_2 时刻（即 $\alpha = 30^\circ$ ）时开始触发导通VT₂， $u_{VT_2} = 0$ ，这样VT₁开始承受反压

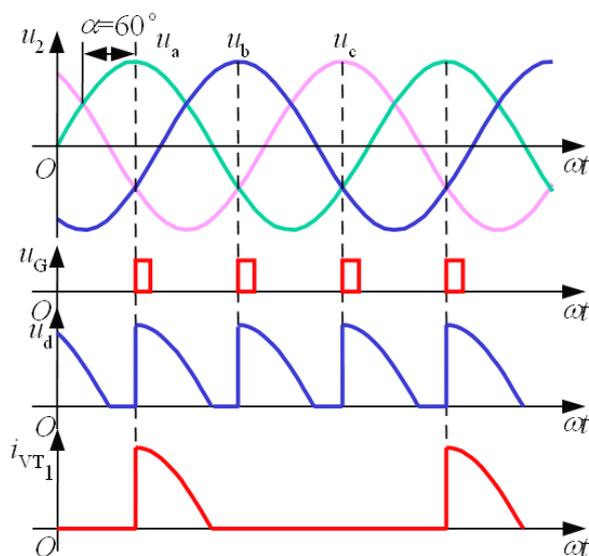
而关断。

- $u_d = u_b$, $i_{VT_1} = 0$, VT_1 承受 a 点-b 点间电压, 即 $u_{VT_1} = u_{ab}$ 。

④ $\omega t_3 \sim \omega t_4$:

- c 相电压最高, VT_3 已经承受正压, ωt_3 时刻 (即 $\alpha = 30^\circ$) 时开始触发导通 VT_3 , $u_{VT_3} = 0$, 这样 VT_2 开始承受反压而关断。
- $u_d = u_c$, $i_{VT_1} = 0$, VT_1 承受 a 点-c 点间电压, 即 $u_{VT_1} = u_{ac}$ 。

(5) 三相半波可控整流电路带电阻负载时的波形图 ($\alpha = 60^\circ$)



定义: ωt_1 时刻为自然换向点后 60° , ωt_2 和 ωt_3 时刻依次间距 120° 。

① $\omega t_1 \sim (\omega t_1 + 90^\circ)$:

- a 相电压最高, VT_1 在 ωt_1 时刻 (即 $\alpha = 60^\circ$) 时开始触发导通, 即使过了自然换向点, 但因 VT_2 未导通及 $u_a > 0$, 而使 VT_1 持续导通, $u_{VT_1} = 0$, 而 VT_2 和 VT_3 反压关断。
- $u_d = u_a$, $i_{VT_1} = i_d = \frac{u_d}{R}$ 。

② $(\omega t_1 + 90^\circ) \sim \omega t_2$:

- a 相电压过零变负 ($u_a < 0$), 而使 VT_1 承受反压关断, 而 VT_2 (未触发导通) 和 VT_3 仍为关断。
- $i_{VT_1} = i_d = 0$, $u_d = 0$ 。

③ $\omega t_2 \sim \omega t_3$ 及 $\omega t_3 \sim \omega t_4$ 期间情况分别为 VT_2 和 VT_3 导通过程, 与上述相同。

(6) 三相半波可控整流电路带电阻负载不同触发角工作时情况总结

① 当 $\alpha < 30^\circ$ 时, 负载电流处于连续状态, 各相导电 120° 。

- ② 当 $\alpha = 30^\circ$ 时，负载电流处于连续和断续的临界状态，各相仍导电 120° 。
- ③ 当 $\alpha > 30^\circ$ 时，负载电流处于断续状态，直到 $\alpha = 150^\circ$ 时，整流输出电压为零。
- ④ 结合上述分析，三相半波可控整流电路带电阻负载时 α 角的移相范围为 150° ，其中经历了负载电流连续和断续的工作过程。

(7) 数值计算

① $\alpha \leq 30^\circ$ 时，整流电压平均值（负载电流连续）：

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

- 当 $\alpha = 0^\circ$ 时， U_d 最大， $U_d = 1.17 U_2$ 。

② $\alpha > 30^\circ$ 时，整流电压平均值（负载电流断续）：

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

- 当 $\alpha = 150^\circ$ 时， U_d 最小， $U_d = 0$ 。

③ 负载电流平均值： $I_d = \frac{U_d}{R}$ 。

④ 晶闸管承受的最大反向电压：

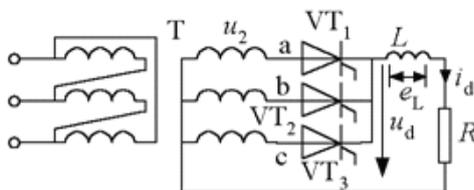
为变压器二次侧线电压的峰值， $U_{RM} = \sqrt{2} \times \sqrt{3} U_2 = \sqrt{6} U_2 = 2.45 U_2$

⑤ 晶闸管承受的最大正向电压：

如 a 相，二次侧 a 相电压与晶闸管正向电压之和为负载整流输出电压 U_d ，由于 U_d 最小为 0，因此晶闸管最大正向电压 $U_{FM} = \sqrt{2} U_2$ 。

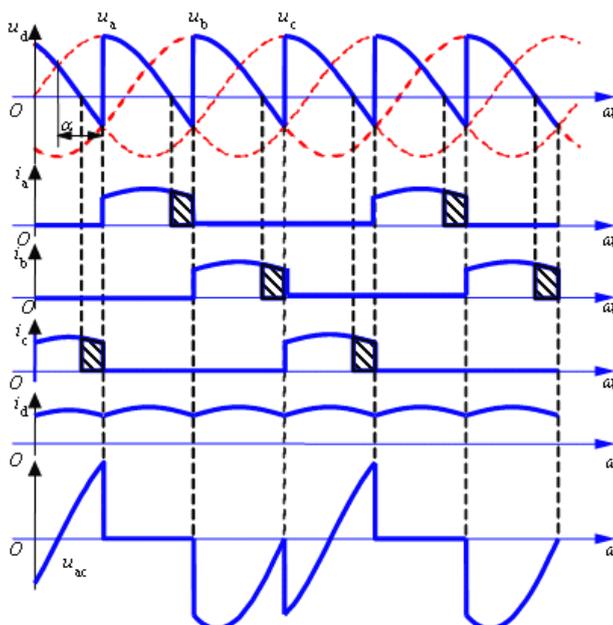
2.2.1.2 阻感负载

(1) 三相半波可控整流电路带阻感负载时的原理图



- ① 当阻感负载中的电感值很大时，整流获得的电流 i_d 波形基本是平直的，即流过晶闸管的电流接近矩形波。
- ② 当 $\alpha \leq 30^\circ$ 时，整流电压波形与电阻负载时相同，因为两种负载情况下，负载电流均连续。

(2) 三相半波可控整流电路带阻感负载时的波形图 ($\alpha = 60^\circ$)



定义： ωt_1 时刻为自然换向点后 60° ， ωt_2 和 ωt_3 时刻依次间距 120° 。

① $\omega t_1 \sim \omega t_2$ ：

- VT_1 承受正压并触发导通，过自然换向点后 a 相电压仍大于 0， VT_1 仍持续导通。
- a 相过零点后，由于电感的存在，阻止电流下降，因而 VT_1 仍持续导通。
- $u_d = u_a$ ， $i_a = i_d = I_d$ ， $i_b = i_c = 0$ ， $u_{VT_1} = 0$ 。

② $\omega t_2 \sim \omega t_3$ ：

- 当 ωt_2 时刻，b 相电压最高，同时触发导通，则 VT_2 导通，这样 VT_1 承受反压关断，由 VT_2 向负载供电。
- $u_d = u_b$ ， $i_b = i_d = I_d$ ， $i_a = i_c = 0$ ， $u_{VT_1} = u_{ab}$ 。

③ $\omega t_3 \sim \omega t_4$ ：

- 工作过程与上述相同。
- $u_d = u_c$ ， $i_c = i_d = I_d$ ， $i_a = i_b = 0$ ， $u_{VT_1} = u_{ac}$ 。

(3) 三相半波可控整流电路带阻感负载不同触发角工作时的情况总结

- ① 阻感负载状态下，由于大电感的存在，使负载电流始终处于连续状态，各相导电 120° 。
- ② 当 $\alpha > 30^\circ$ 时，负载电压 u_d 波形将出现负的部分，并随着触发角的增大，使负的部分增多。
- ③ 当 $\alpha = 90^\circ$ 时，负载电压 u_d 波形中正负面积相等， u_d 平均值为 0。
- ④ 结合上述分析，三相半波可控整流电路带阻感负载时 α 角的移相范围为 90° 。

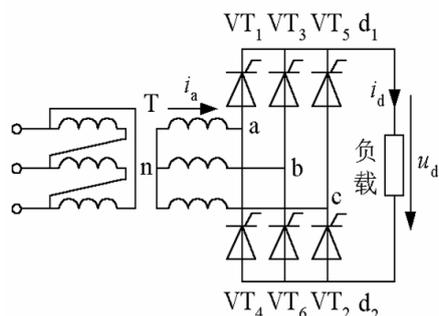
(4) 数值计算

- ① 整流电压平均值（负载电流始终连续）： $U_d = 1.17U_2 \cos \alpha$ 。
- ② 晶闸管承受的最大正反向电压：

为变压器二次侧线电压的峰值， $U_{FM} = U_{RM} = \sqrt{2} \times \sqrt{3}U_2 = \sqrt{6}U_2 = 2.45U_2$

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：



- (1) 由 6 只晶闸管组成，形成三个桥臂，其中每个桥臂连接一相电源。
- (2) 阴极连接在一起的 3 只晶闸管（VT₁、VT₃、VT₅）称为共阴极组，处于桥臂上端。
- (3) 阳极连接在一起的 3 只晶闸管（VT₄、VT₆、VT₂）称为共阳极组，处于桥臂下端。
- (4) 晶闸管的导通顺序：VT₁、VT₂、VT₃、VT₄、VT₅、VT₆。

3.2.2.1 带电阻负载时的工作情况（ $\alpha = 0^\circ$ ）

(1) 基本说明

- ① 自然换向点仍为 a、b、c 相的交点。
- ② 将 ωt_1 时刻（自然换向点）后的一个电源周期分成 6 段，每段电角度为 60° ，分别为 I、II、III、IV、V、VI。

(2) 波形图分析

① 阶段 I：

- a 相电压最大，b 相电压最小，触发导通 VT₁（事实上，VT₆ 已经导通）
- $u_d = u_{ab}$ ， $i_{VT_1} = \frac{u_{ab}}{R}$ ， $u_{VT_1} = 0$ 。

② 阶段 II：

- a 相电压最大，c 相电压最小，触发导通 VT₂，则 VT₆ 承受反压（ $u_{cb} < 0$ ）而关断，VT₁ 持续导通。
- $u_d = u_{ac}$ ， $i_{VT_1} = \frac{u_{ac}}{R}$ ， $u_{VT_1} = 0$ 。

③ 阶段 III：

- b 相电压最大，c 相电压最小，触发导通 VT₃，则 VT₁ 承受反压（ $u_{ab} < 0$ ）而关断，VT₂ 持续导通。
- $u_d = u_{bc}$ ， $i_{VT_1} = \frac{u_{bc}}{R}$ ， $u_{VT_1} = u_{ab}$ 。

④ 阶段 IV：

- b 相电压最大，a 相电压最小，触发导通 VT₄，则 VT₂ 承受反压（ $u_{ac} < 0$ ）而关断，VT₃ 持续导通。
- $u_d = u_{ba}$ ， $i_{VT_1} = \frac{u_{ba}}{R}$ ， $u_{VT_1} = u_{ab}$ 。

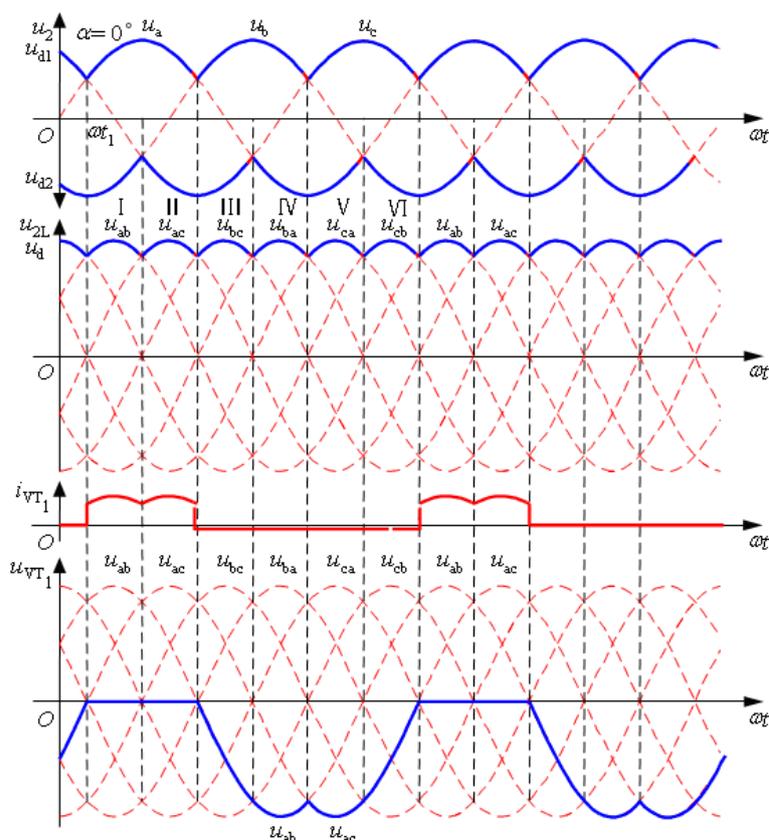
⑤ 阶段 V：

- c 相电压最大，a 相电压最小，触发导通 VT₅，则 VT₃ 承受反压（ $u_{bc} < 0$ ）而关断，VT₄ 持续导通。
- $u_d = u_{ca}$ ， $i_{VT_1} = \frac{u_{ca}}{R}$ ， $u_{VT_1} = u_{ac}$ 。

⑥ 阶段 VI：

- c 相电压最大，b 相电压最小，触发导通 VT₆，则 VT₄ 承受反压（ $u_{ba} < 0$ ）而关断，VT₅ 持续导通。

● $u_d = u_{cb}$, $i_{VT_1} = \frac{u_{cb}}{R}$, $u_{VT_1} = u_{ac}$ 。



(3) 总结

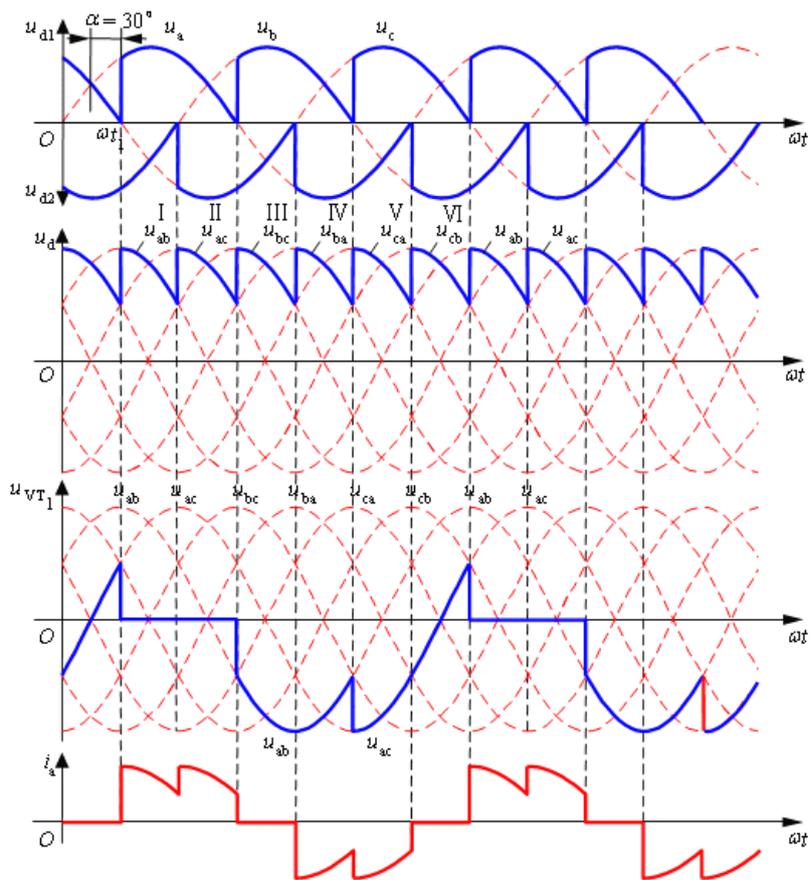
- ① 对于共阴极组的 3 个晶闸管来说，阳极所接交流电压值最高的一个导通；对于共阳极组的 3 个晶闸管来说，阴极所接交流电压值最低的一个导通。
- ② 每个时刻均需 2 个晶闸管同时导通，形成向负载供电的回路，其中 1 个晶闸管是共阴极组的，1 个是共阳极组的，且不能为同 1 相的晶闸管。
- ③ 对触发脉冲的要求：6 个晶闸管的脉冲按 VT₁—VT₂—VT₃—VT₄—VT₅—VT₆ 的顺序，相位依次差 60°。
- ④ 共阴极组 VT₁、VT₃、VT₅ 的脉冲依次差 120°，共阳极组 VT₂、VT₄、VT₆ 的脉冲依次差 120°。
- ⑤ 同一相的上下两个桥臂，即 VT₁ 与 VT₄，VT₃ 与 VT₆，VT₅ 与 VT₂，脉冲相差 180°。
- ⑥ 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 脉冲整流电路。

3.2.2.2 带电阻负载时的工作情况 (α = 30°)

(1) 基本说明

- ① 自然换向点仍为 a、b、c 相的交点。
- ② ωt₁ 时刻为 a 相 30° 触发角位置，将该时刻后的一个电源周期 360° 分成 6 段，每段电角度为 60°，分别为 I、II、III、IV、V、VI。

(2) 波形图分析



① 阶段 I:

- a 相电压最大, b 相电压最小, 触发导通 VT₁ (事实上, VT₆ 已经导通)
- 当过 b、c 相交点后, 虽然 b 电压高于 c 相电压, 但是由于未触发导通 VT₂, 且 a 相电压仍高于 b 相, 因此整个阶段 I 中, VT₁ 和 VT₆ 持续导通。

- $u_d = u_{ab}, u_{VT_1} = 0, i_a = i_d = \frac{u_{ab}}{R}。$

② 阶段 II:

- 分析过程同阶段 I, VT₁ 和 VT₂ 持续导通。

- $u_d = u_{ac}, u_{VT_1} = 0, i_a = i_d = \frac{u_{ac}}{R}。$

③ 阶段 III:

- 分析过程同阶段 I, VT₂ 和 VT₃ 持续导通。

- $u_d = u_{bc}, u_{VT_1} = u_{ab}, i_a = 0。$

④ 阶段 IV:

- 分析过程同阶段 I, VT₃ 和 VT₄ 持续导通。

- $u_d = u_{ba}, u_{VT_1} = u_{ab}, i_a = -i_d = -\frac{u_{ba}}{R}。$

⑤ 阶段 V:

- 分析过程同阶段 I, VT₄ 和 VT₅ 持续导通。

- $u_d = u_{ca}, u_{VT_1} = u_{ac}, i_a = -i_d = -\frac{u_{ca}}{R}。$

⑥ 阶段 VI:

- 分析过程同阶段 I, VT₅ 和 VT₆ 持续导通。

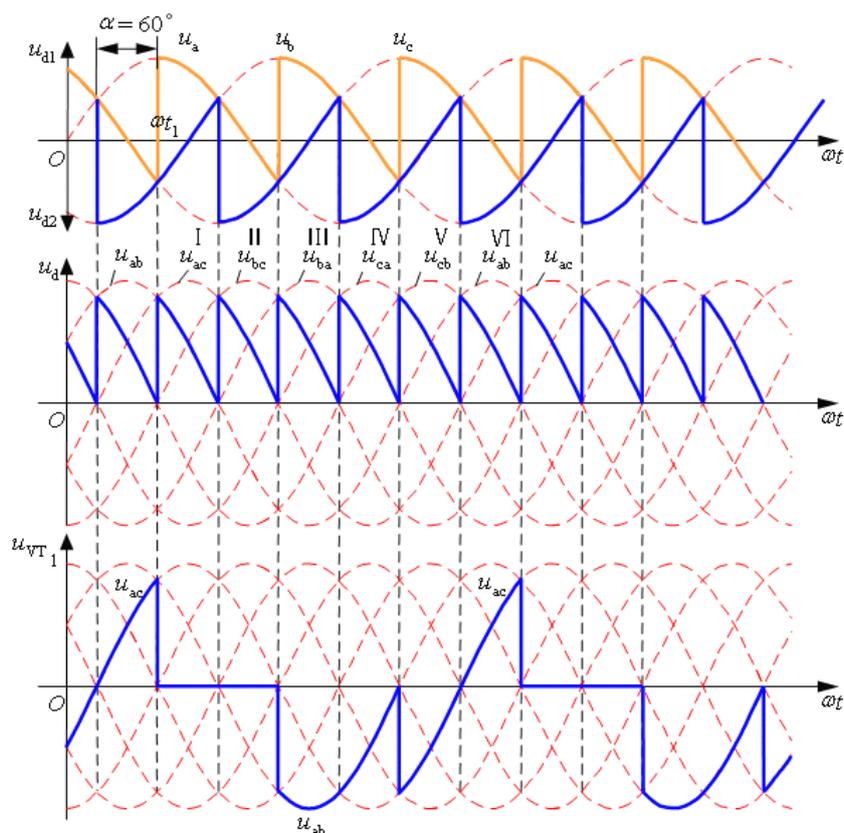
- $u_d = u_{cb}$, $u_{VT_1} = u_{ac}$, $i_a = 0$ 。

(3) 总结

- ① 与 $\alpha = 0^\circ$ 时相比，晶闸管起始导通时刻推迟了 30° ，组成 u_d 的每一段线电压因此推迟 30° ， u_d 平均值降低。
- ② VT_1 处于通态的 120° 期间，变压器二次侧 a 相电流 $i_a > 0$ ，波形与同时段的 u_d 波形相同。 VT_4 处于通态的 120° 期间， i_a 波形与同时段的 u_d 波形相同，但为负值。

3.2.2.3 带电阻负载时的工作情况 ($\alpha = 60^\circ$)

(1) 波形图分析



① 阶段 I :

- a 相电压最大，c 相电压最小，通过以往经验知道 VT_6 已经导通，此时触发导通 VT_1 ，不触发 VT_2 ，则整个阶段 I 中， VT_1 和 VT_6 持续导通。
- $u_d = u_{ab}$, $u_{VT_1} = 0$ 。

② 阶段 II :

- b 相电压最大，c 相电压最小，此时触发导通 VT_2 ，则 VT_6 承受电压 $u_{cb} < 0$ 而关断，而 a 相电压仍比 c 相大，因此 VT_1 和 VT_2 持续导通。
- $u_d = u_{ac}$, $u_{VT_1} = 0$ 。

③ 阶段 III :

- 分析过程同阶段 II， VT_2 和 VT_3 持续导通。
- $u_d = u_{bc}$, $u_{VT_1} = u_{ab}$ 。

④ 阶段IV:

- 分析过程同阶段II, VT_3 和 VT_4 持续导通。
- $u_d = u_{ba}$, $u_{VT_1} = u_{ab}$ 。

⑤ 阶段V:

- 分析过程同阶段II, VT_4 和 VT_5 持续导通。
- $u_d = u_{ca}$, $u_{VT_1} = u_{ac}$ 。

⑥ 阶段VI:

- 分析过程同阶段II, VT_5 和 VT_6 持续导通。
- $u_d = u_{cb}$, $u_{VT_1} = u_{ac}$ 。

(2) 总结

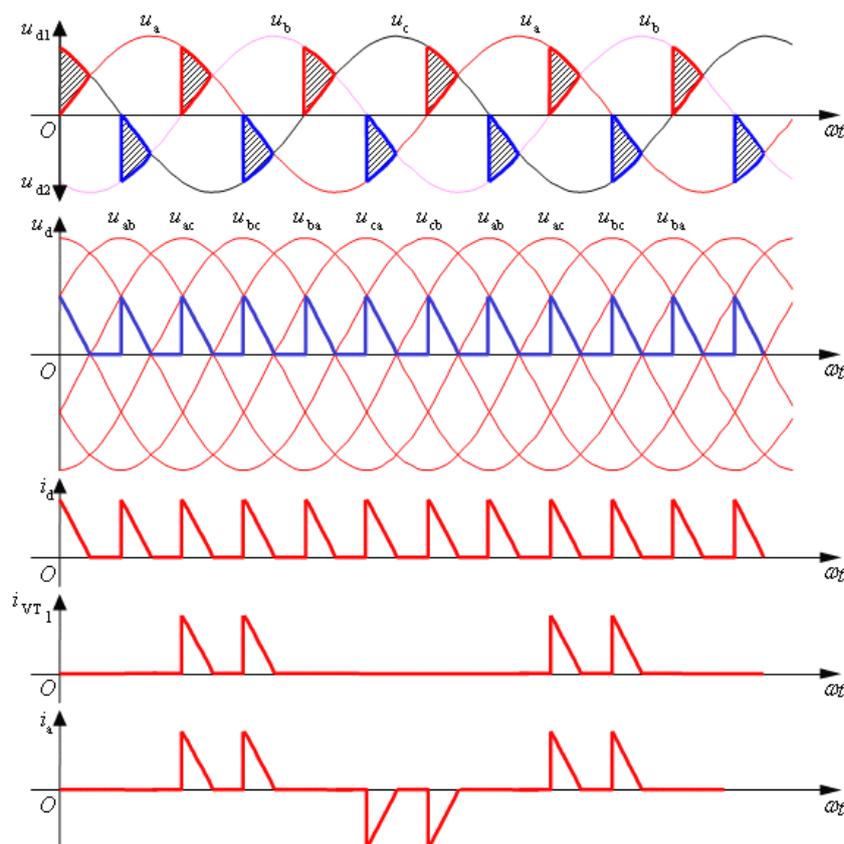
- ① 与 $\alpha = 30^\circ$ 时相比, 晶闸管起始导通时刻继续向后推迟 30° , u_d 平均值继续降低, 并出现了为零的点。
- ② 当 $\alpha \leq 60^\circ$ 时, u_d 波形均连续, 对于电阻负载, i_d 波形与 u_d 波形的形状一样, 保持连续。

3.2.2.4 带电阻负载时的工作情况 ($\alpha = 90^\circ$)

(1) $\alpha \geq 60^\circ$ 时整流电路触发脉冲要求

- ① $\alpha \geq 60^\circ$ 时, 负载电流将出现断续状态, 这样为确保电路的正常工作, 需保证同时导通的 2 个晶闸管均有触发脉冲。
- ② 方法一: 采用宽脉冲触发, 即触发脉冲的宽度大于 60° , 一般取 $80^\circ \sim 100^\circ$ 。
- ③ 方法二: 采用双脉冲触发, 即在触发某个晶闸管的同时, 给序号紧前的一个晶闸管补发脉冲。即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 $20^\circ \sim 30^\circ$ 。

(2) 波形图分析



① 阶段 I:

- 前半段内, $u_a > u_b > u_c$, 通过以往经验知道 VT_6 已经导通, 此时触发导通 VT_1 , 不触发 VT_2 , 则 VT_1 和 VT_6 导通。
 $u_d = u_{ab}$, $i_d = i_{VT1} = i_a = \frac{u_d}{R}$ 。

- 后半段内, $u_b > u_a > u_c$, 出现 a、b 相交点, 则过交点后 VT_6 和 VT_1 承受反压关断。 $u_d = 0$, $i_d = i_{VT1} = i_a = 0$ 。

② 阶段 II:

- 前半段内, $u_b > u_a > u_c$, 此时触发导通 VT_2 , 同时采用宽脉冲或双脉冲方式触发 VT_1 导通。 $u_d = u_{ac}$,
 $i_d = i_{VT1} = i_a = \frac{u_d}{R}$ 。

- 后半段内, $u_b > u_c > u_a$, 出现 a、c 相交点, 则过交点后 VT_1 和 VT_2 承受反压关断。 $u_d = 0$, $i_d = i_{VT1} = i_a = 0$ 。

③ 阶段 III:

- 前半段内, VT_2 和 VT_3 持续导通。 $u_d = u_{bc}$, $i_d = \frac{u_d}{R}$, $i_{VT1} = i_a = 0$ 。

- 后半段内, $u_d = 0$, $i_d = i_{VT1} = i_a = 0$ 。

④ 阶段 IV:

- 前半段内, VT_3 和 VT_4 持续导通。 $u_d = u_{ba}$, $i_d = -i_a = \frac{u_d}{R}$, $i_{VT1} = 0$ 。

- 后半段内, $u_d = 0$, $i_d = i_{VT1} = i_a = 0$ 。

⑤ 阶段 V:

- 前半段内, VT_4 和 VT_5 持续导通。 $u_d = u_{ca}$, $i_d = -i_a = \frac{u_d}{R}$, $i_{VT1} = 0$ 。

● 后半段内, $u_d = 0$, $i_d = i_{VT_1} = i_a = 0$ 。

⑥ 阶段VI:

● 前半段内, VT_5 和 VT_6 持续导通。 $u_d = u_{cb}$, $i_d = \frac{u_d}{R}$, $i_{VT_1} = i_a = 0$ 。

● 后半段内, $u_d = 0$, $i_d = i_{VT_1} = i_a = 0$ 。

(3) 总结

① 当 $\alpha \geq 60^\circ$ 时, 负载电流将出现断续状态。

② 当 $\alpha = 120^\circ$ 时, 整流输出电压 u_d 波形全为零, 因此带电阻负载时的三相桥式全控整流电路 α 角的移相范围是 120° 。

3.2.2.7 三相桥式全控整流电路的定量分析

(1) 带电阻负载时的平均值

① 特点: $\alpha \leq 60^\circ$ 时, 整流输出电压连续; $60^\circ < \alpha < 120^\circ$ 时, 整流输出电压断续。

② 整流电压平均值计算公式: 以 u_d 所处的线电压波形为背景, 周期为 $\frac{\pi}{3}$ 。

$$\begin{cases} \alpha \leq 60^\circ: U_d = \frac{1}{\frac{\pi}{3}} \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}+\alpha} \sqrt{6}U_2 \sin \omega t d(\omega t) = 2.34U_2 \cos \alpha \\ 60^\circ < \alpha < 120^\circ: U_d = \frac{1}{\frac{\pi}{3}} \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\pi} \sqrt{6}U_2 \sin \omega t d(\omega t) = 2.34U_2 [1 + \cos(\frac{\pi}{3} + \alpha)] \end{cases}$$

③ 输出电流平均值计算公式: $I_d = \frac{U_d}{R}$ 。

3.7 整流电路的有源逆变工作状态

3.7.1 逆变的概念

3.7.1.1 什么是逆变? 为什么要逆变?

(1) 逆变定义: 生产实践中, 存在着与整流过程相反的要求, 即要求把直流电转变成交流电, 这种对应于整流的逆向过程, 定义为逆变。

(3) 逆变电路定义: 把直流电逆变成交流电的电路。

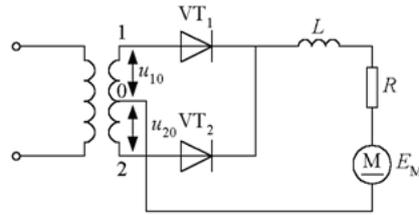
(4) 有源逆变电路: 将交流侧和电网连结时的逆变电路, 实质是整流电路形式。

(5) 无源逆变电路: 将交流侧不与电网连结, 而直接接到负载的电路, 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的电路。

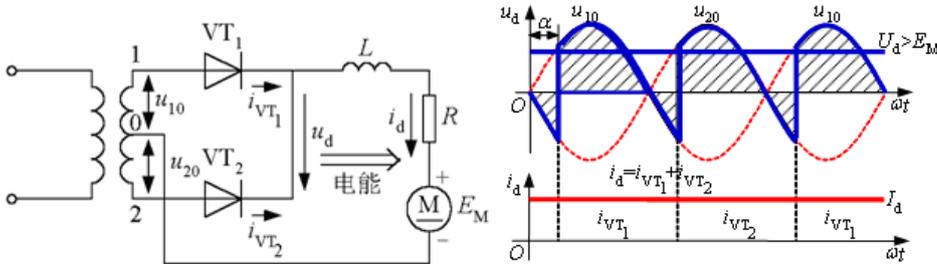
(6) 有源逆变电路的工作状态: 只要满足一定条件, 可控整流电路即可以工作于整流状态, 也可以工作于逆变状态。

3.7.1.3 逆变产生的条件

(1) 单相全波电路 (相当发电机) - 电动机系统



(2) 单相全波电路（整流状态） - 电动机（电动状态）系统

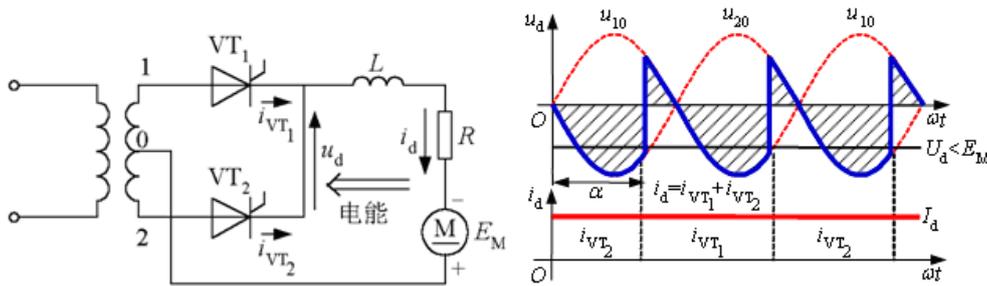


① 电动机处于电动运行状态，全波电路处于整流工作状态 ($0 < \alpha < \frac{\pi}{2}$)，直流输出电压 $U_d > 0$ ，而且 $U_d > E_M$ ，才能输出电枢电流 $I_d = \frac{U_d - E_M}{R_\Sigma}$ 。

② 能量流向：交流电网输出功率，电动机输入电功率。

③ 单相全波电路（有源逆变状态） - 电动机（发电回馈制动）系统

(3) 单相全波电路（有源逆变状态） - 电动机（发电回馈制动）系统



① 电动机处于发电回馈制动运行状态，由于晶闸管单向导电性，电路内 I_d 的方向依然不变。

② 这样，要保证电动机有电动运行变成发电回馈制动运行，必须改变 E_M 的极性，同时直流输出电压 U_d 也改变极性（

$U_d < 0$ ， $\frac{\pi}{2} < \alpha < \pi$ ）。

③ 此时，必须保证 $|E_M| > |U_d|$ ， $I_d = \frac{E_M - U_d}{R_\Sigma}$ ，才能把电能从直流侧送到交流侧，实现逆变。

④ 能量流向：电动机输出功率，交流电网吸收电功率。

⑤ 全波电路有源逆变工作状态下，为什么晶闸管触发角处于 $\frac{\pi}{2} < \alpha < \pi$ ，仍能导通运行？

答：主要由于全波电路有外接直流电动势 E_M 的存在且 $|E_M| > |U_d|$ ，这是电动机处于发电回馈制动状态时得到的，这样能够保证系统得到很大的续流，即使晶闸管的阳极电位大部分处于交流电压为负的半周期，但是仍能承受正向电压而导通。

(4) 有源逆变产生的条件

① 变流电路外侧要有直流电动势，其极性必须和晶闸管的导通方向一致，其值应大于变流电路直流侧的平均电压。

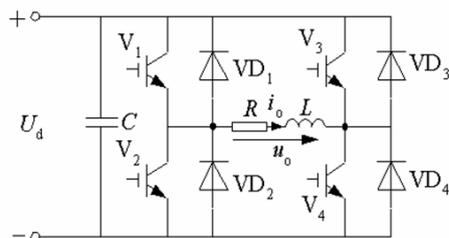
② 要求晶闸管的控制触发角 $\alpha > \frac{\pi}{2}$ ，使 U_d 为负值。

第4章 逆变电路

- (1) 逆变定义：将直流电能变成交流电能。
- (2) 有源逆变：逆变电路的交流输出侧接在电网上。
- (3) 无源逆变：逆变电路的交流输出侧直接和负载相连。

4.2 电压型逆变电路

- (1) 逆变电路分类：根据直流侧电源性质可以分为电压（源）型逆变电路和电流（源）型逆变电路。
- (2) 电压（源）型逆变电路 VSI：直流侧为电压源。
- (3) 电流（源）型逆变电路 CSI：直流侧为电流源。
- (4) 电压型逆变电路举例：

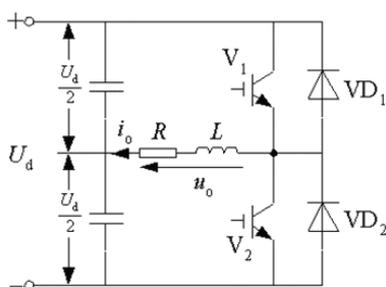


- ① 直流侧为电压源，或并联有大电容。直流侧电压基本无脉动，直流回路呈现低阻抗。
- ② 由于直流电压源的钳位作用，交流侧输出电压波形为矩形波，并且与负载阻抗角无关。而交流侧输出电流波形和相位因负载阻抗情况的不同而不同。
- ③ 当交流侧为阻感负载时，需要提供无功功率，直流侧电容起缓冲无功能量的作用。
- ④ 图中逆变桥各臂都并联反馈二极管，为了给交流侧向直流侧反馈的无功能量提供通道。

4.2.1 单相电压型逆变电路

4.2.1.1 半桥逆变电路

(1) 电路原理图

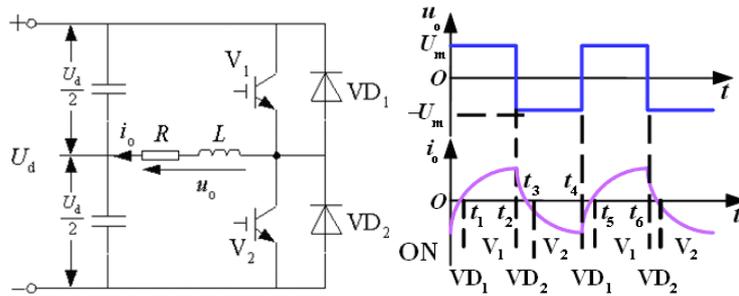


- ① 由两个桥臂组成，其中每个桥臂均包含一个可控器件和一个反并联二极管。
- ② 直流输入侧接有两个相互串联的足够大的电容，两个电容的连接点为直流电源的中点。
- ③ 负载连接在直流电源中点和两个桥臂连接点之间。

(2) 栅极驱动信号

- ① 开关器件 V_1 和 V_2 的栅极信号在一个周期内半周正偏，半周反偏，且二者互补。
- ② $0 \sim t_2$ ： V_1 栅极高电平， V_2 栅极低电平。
- ③ $t_2 \sim t_4$ ： V_2 栅极高电平， V_1 栅极低电平。
- ④ $t_4 \sim t_6$ ： V_1 栅极高电平， V_2 栅极低电平。

(3) 电压与电流波形图



- ① $0 \sim t_2$: V_1 栅极高电平, V_2 栅极低电平, 因此 V_1 为通态, V_2 为断态, 则负载电压 $u_o = U_m = U_d / 2$ 。
- ② t_2 时刻: V_1 开始关断, 但感性负载中的电流 i_o 不能立即改变方向, 于是 VD_2 导通续流 (称为续流二极管), 则负载电压 $u_o = -U_m = -U_d / 2$ 。直到 t_3 时刻 i_o 降为零时, VD_2 截止, V_2 开始导通, 负载电压仍为 $u_o = -U_m = -U_d / 2$, i_o 反向。
- ③ 其他时刻同理。

(4) 有功功率与无功功率

- ① 当 V_1 或 V_2 为通态时, 负载电流与电压同方向, 直流侧向负载提供能量。
- ② 当 VD_1 或 VD_2 为通态时, 负载电流与电压反向, 则负载电感中储存的能量向直流侧反馈, 即负载电感将其吸收的无功能量反馈回直流侧, 反馈回的能量暂时储存在直流侧电容中, 直流侧电容器起着缓冲这种无功能量的作用。

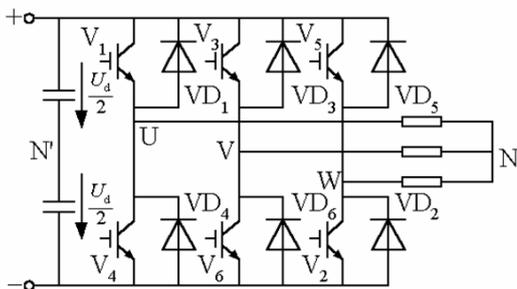
(5) 应用说明

- ① 上述电路中开关器件若为晶闸管, 则需要使用强迫换流电路。
- ② 半桥逆变电路优点是结构简单, 使用器件少, 但缺点是输出交流电压幅值仅为 $U_d / 2$, 且直流侧需要两个电容器串联。
- ③ 半桥逆变电路常使用在几千瓦以下的小功率逆变电源中。

4.2.2 三相电压型逆变电路

4.2.2.1 三相电压型桥式逆变电路

(1) 电路图



- ① 开关器件为 IGBT。
- ② 直流侧由两个电容器组成, 电压中点为 N' 。
- ③ 直流电压为 U_d , 因此 “+” 电压为 $U_d / 2$, “-” 电压为 $-U_d / 2$ 。
- ④ 负载侧中点为 N 。

(2) 工作方式 (180° 导电方式)

- ① 每个桥臂 (上或下) 的导电角度为 180° , 同一相上下两个桥臂交替导电, 各相开始导电的角度依次相差 120° 。

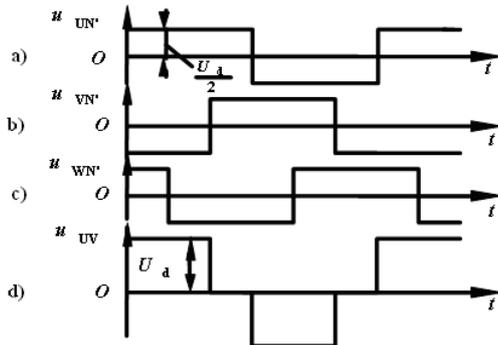
$0^\circ \sim 60^\circ$	$60^\circ \sim 120^\circ$	$120^\circ \sim 180^\circ$	$180^\circ \sim 240^\circ$	$240^\circ \sim 300^\circ$	$300^\circ \sim 360^\circ$
V_1	V_1	V_1	V_4	V_4	V_4
V_6	V_6	V_3	V_3	V_3	V_6
V_5	V_2	V_2	V_2	V_5	V_5

- ② 任一瞬间，将有三个桥臂同时导通，可能是上面一个桥臂下面两个桥臂，也可能是上面两个桥臂下面一个桥臂同时导通。
- ③ 每一次换流都是同一相上下两个桥臂之间进行，即纵向换流。

(3) 负载线电压波形

- ① 针对 U 相，当桥臂 1 导通时， $u_{UN'} = U_d / 2$ ，当桥臂 4 导通时， $u_{UN'} = -U_d / 2$ ，因此 $u_{UN'}$ 是幅值为 $U_d / 2$ 的矩形波，V、W 两相的情况与 U 相类似。
- ② $u_{UN'}$ 、 $u_{VN'}$ 、 $u_{WN'}$ 相位依次相差 120° 。

③ 负载线电压公式：
$$\begin{cases} U_{UV} = U_{UN'} - U_{VN'} \\ U_{VW} = U_{VN'} - U_{WN'} \\ U_{WU} = U_{WN'} - U_{UN'} \end{cases}$$
，幅值为 U_d 的矩形波，相位依次相差 120° 。



(4) 负载相电压及中点电压波形

① 负载相电压公式：
$$\begin{cases} U_{UN} = U_{UN'} - U_{NN'} \\ U_{VN} = U_{VN'} - U_{NN'} \\ U_{WN} = U_{WN'} - U_{NN'} \end{cases}$$

其中， $U_{NN'}$ 为负载中点 N 与直流电源中点 N' 之间的电压。

② 上式中，通过求解 $U_{NN'}$ 才能得出负载相电压

将上式相加： $U_{UN} + U_{VN} + U_{WN} = U_{UN'} + U_{VN'} + U_{WN'} - 3U_{NN'}$

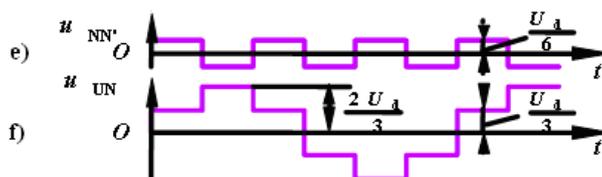
则： $U_{NN'} = \frac{1}{3}(U_{UN'} + U_{VN'} + U_{WN'}) - \frac{1}{3}(U_{UN} + U_{VN} + U_{WN})$

考虑负载侧为三相对称负载，即 $U_{UN} + U_{VN} + U_{WN} = 0$

因此： $U_{NN'} = \frac{1}{3}(U_{UN'} + U_{VN'} + U_{WN'})$

③ 中点电压 $U_{NN'}$ 的波形：矩形波，频率为 $U_{UN'}$ 的 3 倍，幅值为 $U_{UN'}$ 的 1/3 倍，即 $U_d / 6$ 。

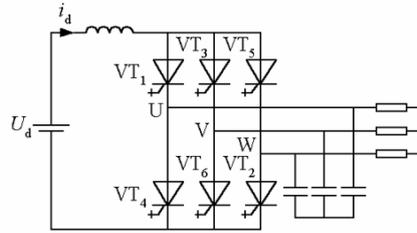
④ 负载相电压波形：
$$\begin{cases} U_{UN} = U_{UN'} - U_{NN'} \\ U_{VN} = U_{VN'} - U_{NN'} \\ U_{WN} = U_{WN'} - U_{NN'} \end{cases}$$
，阶梯波，幅值为 $2U_d / 3$ ，三相互差 120° 。



4.3 电流型逆变电路

(1) 定义：直流电源为电流源的逆变电路，一般情况下为大电感形式的直流电流源。

(2) 电流型三相桥式逆变电路:



(3) 电流型逆变电路的特点:

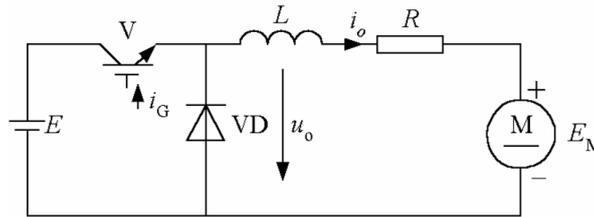
- ① 直流侧串联大电感，相当于电流源。直流侧电流基本无脉动，直流回路呈现高阻抗。
- ② 电路中开关器件的作用仅是改变直流电流的流电路径，因此交流侧输出电流为矩形波，并且与负载阻抗角无关。交流侧输出电压波形和相位则因负载阻抗情况的不同而不同。
- ③ 当交流侧为阻感负载时需要提供无功功率，直流侧电感起缓冲无功能量的作用。

第 5 章 直流-直流变流电路

- (1) 直流-直流变流电路 (DC-DC) 定义: 将一种直流电变为另一固定电压或可调电压的直流电的装置。
- (2) 常见的直流-直流变流电路为直流斩波电路。
- (3) 基本直流斩波电路为: 降压斩波电路和升压斩波电路。

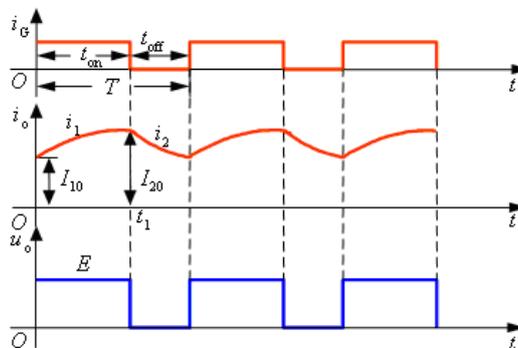
5.1.1 降压斩波电路

5.1.1.1 电路原理图



- (1) 包含全控型器件 V，由 IGBT 组成。
- (2) 包含续流二极管 VD，作用是保证 IGBT 关断时给负载中电感电流提供通道。
- (3) 负载: 直流电动机，两端呈现反电动势 E_m 。
- (4) 分析前提: 假设负载中电感值很大，即保证电流连续。

5.1.1.2 工作原理分析



- (1) 给出 IGBT 的栅射极电压 U_{GE} 波形，即 i_G 波形，周期为 T。
- (2) $0-t_1$ (t_{on}) 期间: IGBT 导通，电源 E 向负载供电，负载电压 $U_o = E$ ，由于电感存在，因此负载电流不能突变，所以按指数曲线上升。
- (3) t_1-T (t_{off}) 期间: 控制 IGBT 关断，负载电流经过续流二极管 VD 续流，负载电压基本为 0，负载电流呈现指数曲线下降。

(4) 当负载电感值较大时，负载电流连续而且脉动小。

5.1.1.3 公式

(1) 负载电压平均值： $U_o = \frac{t_{on}}{T} E = \alpha E$ ，其中 α 为占空比。

(2) 电感 L 极大时，负载电流平均值： $I_o = \frac{U_o - E_m}{R}$ 。

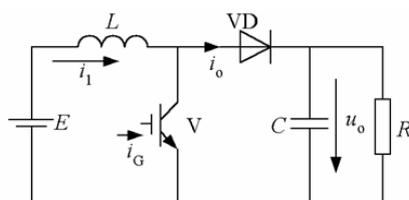
计算题：例 5-1

5.1.1.4 总结

(1) 通过改变降压斩波电路的占空比大小，就可以改变输出负载电压的平均值。

5.1.2 升压斩波电路

5.1.2.1 电路原理图

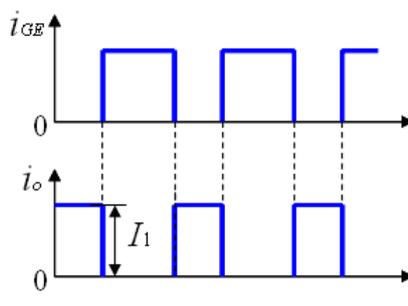


(1) 包含全控型器件 V ，由 IGBT 组成。

(2) 包含极大值的电感 L 和电容 C 。

(3) 负载为电阻 R 。

5.1.2.2 工作原理分析



(1) 当 IGBT 导通阶段：

- 电源 E 向电感 L 充电，充电电流为恒定电流 I_1 ；
- 电容 C 上的电压向负载 R 供电，因 C 值很大，因此输出电压为恒值 U_o 。
- 通态时间为 t_{on} ，此阶段电感 L 上积蓄能量为 $E I_1 t_{on}$ 。

(2) 当 IGBT 关断阶段：

- 电源 E 和电感 L 共同向电容 C 充电，并向负载 R 提供能量。
- 此期间，电感 L 释放的能量为 $(U_o - E) I_1 t_{off}$ 。

5.1.2.3 公式

(1) 当电路处于稳态时，一个周期 T 中电感 L 积蓄的能量与释放的能量相等。

(2) 输出电压平均值： $E I_1 t_{on} = (U_o - E) I_1 t_{off}$ ，因此 $U_o = \frac{t_{on} + t_{off}}{t_{off}} E = \frac{T}{t_{off}} E$ 。

(3) 输出电流平均值： $I_o = \frac{U_o}{R}$ 。

5.1.1.4 升压斩波电路能够保证输出电压高于电源电压的原因

- (1) 电感 L 放电时，其储存的能量具有使电压泵升的作用。
- (2) 电感 L 充电时，电容 C 可将输出电压保持住。

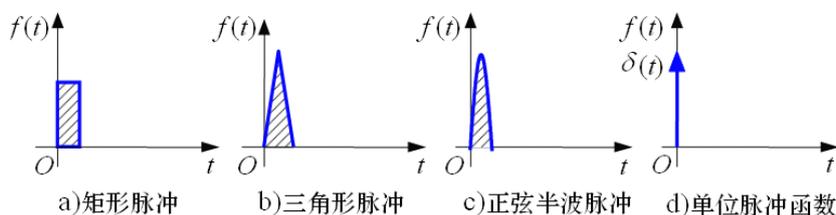
第 7 章 PWM 控制技术

PWM 控制定义：即脉冲宽度控制技术，它是对脉冲的宽度进行调制的技术，即通过对一系列脉冲的宽度进行调制，来等效的获得所需要的波形，其中包含波形的形状和幅值。

7.1 PWM 控制的基本原理

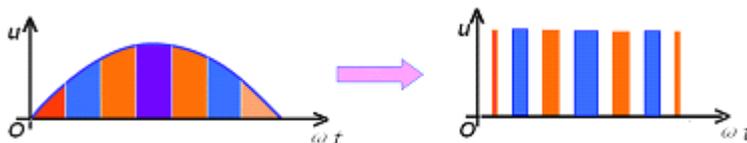
7.1.1 面积等效原理

- (1) 冲量的定义：指窄脉冲的面积。



- (2) 脉冲面积等效原理：当冲量相等而形状不同的窄脉冲加在具有惯性的环节上时，其效果基本相同，即惯性环节的输出响应波形基本相同。

7.1.2 PWM 脉冲等效为正弦半波



- (1) 正弦半波分成 N 等份，得到 N 个彼此相连的脉冲序列，该序列脉冲为等宽度而不等幅值，即脉冲宽度均为 π / N ，但脉冲幅值不等，按正弦规律变化。
- (2) 将上述脉冲序列采用脉冲面积等效原理进行等效：采用 N 个等幅值而不等宽度的矩形脉冲代替，保证矩形脉冲的中点与相应正弦半波脉冲的中点重合，且使矩形脉冲和相应正弦半波脉冲的面积（冲量）相等，这样能够保证矩形脉冲与正弦半波脉冲的作用相同。
- (3) PWM 波形：上述一系列等幅值而不等宽度的矩形脉冲就是 PWM 波形。
- (4) SPWM 波形：当 PWM 波形的脉冲宽度按正弦规律变化，与正弦波等效时，称为 SPWM 波形。

7.2 PWM 逆变电路及其控制方法

7.2.1 PWM 调制法

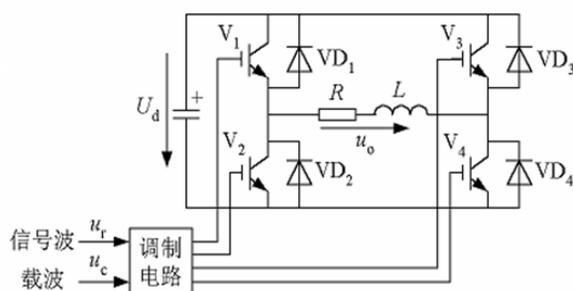
针对逆变电路：

调制信号：希望逆变电路输出的波形

载波：接受调制信号调制的信号，常见载波为等腰三角波或锯齿波

PWM 波形：载波通过上述调制信号波调制后所得到的波形。

7.2.1.1 单相桥式逆变电路与 PWM 控制技术

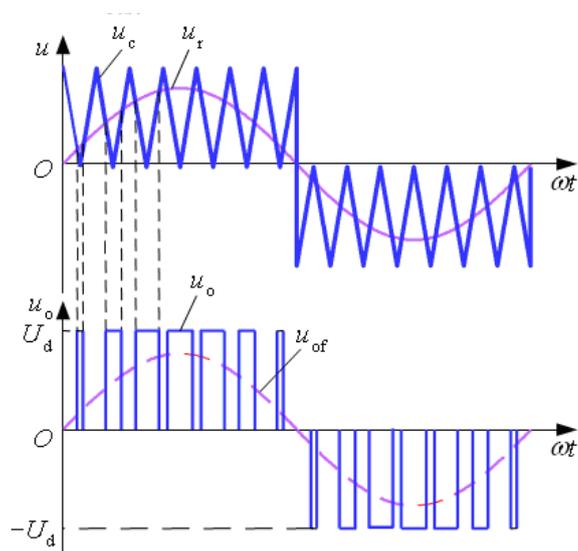


调制信号波为 u_r ，载波为 u_c 。

(1) 单极性 PWM 控制技术

特点：在调制信号波半个周期内，三角形载波只在正极性或负极性一种极性范围内变化

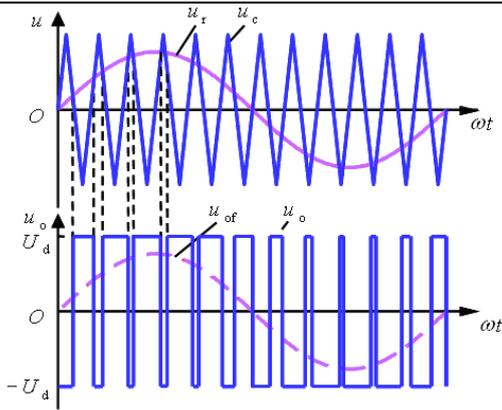
- ① 调制信号波 u_r 为正弦波；
- ② 载波 u_c 在 u_r 的正半周为正极性的三角波，在 u_r 的负半周为负极性的三角波。
- ③ 在 u_r 和 u_c 的交点时刻控制 IGBT 的通断。
- ④ 在 u_r 的正半周，V1 保持通态，V2 保持断态；当 $u_r > u_c$ 时使 V4 导通，V3 关断， $u_0 = U_d$ ；当 $u_r < u_c$ 时使 V3 导通，V4 关断， $u_0 = 0$ ；
- ⑤ 在 u_r 的负半周，V1 保持断态，V2 保持通态；当 $u_r < u_c$ 时使 V3 导通，V4 关断， $u_0 = -U_d$ ；当 $u_r > u_c$ 时使 V3 关断，V4 导通， $u_0 = 0$ ；
- ⑥ 这样得到的 u_0 波形为 SPWM 波形



(2) 双极性 PWM 控制技术

特点：在调制信号波半个周期内，三角形载波可以在正极性或负极性两种极性范围内变化

- ① 调制信号波 u_r 为正弦波；
- ② 载波 u_c 在 u_r 的正半周或负半周均有正、负两种极性的三角波。
- ③ 在 u_r 和 u_c 的交点时刻控制 IGBT 的通断。
- ④ 在 u_r 的正、负半周，控制规律相同：当 $u_r > u_c$ 时给 V1 和 V4 导通信号（此时，V1 和 V4 不一定出于通态，考虑有功和无功问题，也可能处于续流二极管导通），V2 和 V3 关断， $u_0 = U_d$ ；当 $u_r < u_c$ 时给 V2 和 V3 导通信号（也可能处于续流二极管导通），V1 和 V4 关断， $u_0 = -U_d$ ；
- ⑤ 这样得到的 u_0 波形为 SPWM 波形



7.2.2 异步调制和同步调制

(1) 载波比: 载波频率 f_c 与调制信号频率 f_r 之比, $N = f_c / f_r$ 。

7.2.2.1 异步调制

(1) 定义: 载波信号和调制信号不保持同步的调制方式, 即 N 值不断变化, 称为异步调制。

(2) 控制方式: 保持载波频率 f_c 固定不变, 这样当调制信号频率 f_r 变化时, 载波比 N 是变化的

7.2.2.2 同步调制

(1) 定义: 在逆变器输出变频工作时, 使载波与调制信号波保持同步的调制方式, 即改变调制信号波频率的同时成正比的改变载波频率, 保持载波比 N 等于常数, 称为同步调制。

7.2.2.3 分段同步调制

(1) 定义: 把逆变电路的输出频率范围划分成若干个频段, 每个频段内保持载波比 N 为恒定 (同步调制), 不同频段内的载波比不同 (异步调制)