

电力电子技术期中

W.D.Gaster

2025 年 11 月 4 日

前言

本笔记为哈尔滨工业大学（深圳）2023 级电气工程及其自动化 2025 年秋季学期《电力电子技术》课程的课堂小测（期中考试）部分内容学习笔记，课程主要参考的教材为王兆安、刘进军版的电力电子技术。

本笔记分为电力电子器件和整流电路两部分。电力电子器件部分将上课分为三部分讲授的不可控器件、半控器件和全控器件按教材合为一部分，其中全控器件内容较 PPT 更为详细，与书本内容相近，但删去了和模电相似的原理部分，仅保留不同部分以及暂态过程分析。整流电路部分按照上课的顺序进行撰写。其中变压器漏感部分为实验二所授内容，由于老师上课说明此部分要求自学，因此放入笔记中。有源逆变部分老师原话是教材前三章且到小测前上课内容都是小测范围，而课本有源逆变在第三章讲授，因此放入本笔记。这两部分不确定是否是考试内容，请根据自己需求使用。

本笔记的图片来自第五版教材的电子版，图片较为不清晰（特别是整流部分），且由于时间问题大小没有完全调整好，排版不够美观，请见谅。

笔记参考了 22 级 SSC 学长和 ZSA 学长的笔记，在此表示感谢！

目录

1	电力电子器件	1
1.1	电力二极管	1
1.1.1	结构与工作原理	1
1.1.2	基本特性	2
1.1.3	主要参数	2
1.1.4	常见类型	3
1.2	晶闸管	3
1.2.1	结构与工作原理	3
1.2.2	基本特性	4
1.2.3	主要参数	4
1.2.4	派生器件	5
1.3	全控型器件	6
1.3.1	门极可关断晶闸管	6
1.3.2	电力晶体管	7
1.3.3	电力场效应晶体管	8
1.3.4	绝缘栅双极晶体管	9
2	整流电路	12
2.1	单相可控整流电路	12
2.1.1	单相半波可控整流电路	12
2.1.2	单相桥式全控整流电路	14
2.1.3	单相全波可控整流电路	17
2.1.4	单相桥式半控整流电路	17
2.2	三相可控整流电路	18
2.2.1	三相半波可控整流电路	19
2.2.2	三相桥式全控整流电路	21
2.3	变压器漏感对整流电路的影响	24
2.4	整流电路的谐波和功率因数	24
2.4.1	谐波和无功分析基础	24
2.4.2	可控整流电路的谐波与功率因数	25
2.4.3	谐波和无功的危害	25
2.5	电容滤波的不可控整流电路	26
2.5.1	单相不可控整流电路	26
2.5.2	三相不可控整流电路	27
2.6	大功率可控整流电路	28
2.6.1	带平衡电抗器的双反星形可控整流电路	28
2.6.2	多重化整流电路	29
2.7	整流电路的有源逆变工作状态	30

电子技术包括信息电子技术和电力电子技术。

信息电子技术以信息电子器件与电子电路为基础，通过对电子运动和电磁现象的调控，以较低电压和较小电流承载信息和信号，实现信息的产生、传输、处理、存储和显示等功能，包括模拟电子技术和数字电子技术。

电力电子技术以电力电子器件和电能变换电路为基础，通过对电子运动的控制，以较高电压和较大电流承载电力和电能，实现电能在不同形式间的高效转换。电力电子技术分成两个分支，电力电子器件制造技术（半导体物理）是电力电子技术的基础，变流（电能变换）技术是电力技术的核心。

电力电子学是由电力学、电子学和控制理论三个学科交叉而形成的学科。

1 电力电子器件

在电气设备或电力系统中，直接承担电能的变换或控制任务的电路称为主电路。电力电子器件指可直接用于处理电能的主电路中实现电能的变换或控制的电子器件。广义上可以分为电真空器件和半导体器件。

电力电子器件主要特征：

1. 所能处理的电功率大小远大于处理信息的电子器件，能力小至毫瓦级，大至兆瓦级。
2. 为减小本身的损耗，一般工作在开关状态，通态阻抗很小，接近于短路，管压降接近于零，断态时阻抗很大，接近于断路，通过电流接近于零。因此电力电子器件的动态特性和参数是器件特性很重要的一部分。
3. 需要由信息电子电路来控制，且由于功率较大，一般需要使用驱动电路对信息电子电路信号进行放大以控制电力电子器件。
4. 由于器件自身功率损耗远大于信息电子器件，在封装上讲究散热设计，在使用时需要安装散热器。功率损耗包括通态损耗、断态损耗和开关损耗（包括开通损耗和关断损耗）。

按照器件能被控制电路信号所控制的程度分为：不可控型（电力二极管，不能用控制信号控制通断）or 半控型（晶闸管，可以控制导通但不能控制其关断）or 全控型：（控制信号可以控制导通和关断）。

按照驱动电路信号的性质分为：电压驱动型（场控器件）or 电流驱动型。

按照驱动电路信号的波形分为（电力二极管除外）：脉冲触发型 or 电平控制型。

按照内部电子和空穴两种载流子参与导电的情况分为：单极型器件（一种载流子，多子器件）or 多级型器件（两种载流子，少子器件）or 复合型器件（以上两种混合而成，混合型器件）。

1.1 电力二极管

电力二极管（Power Diode）又称半导体整流器（Semiconductor Rectifier, SR），是一种不可控型器件。

1.1.1 结构与工作原理

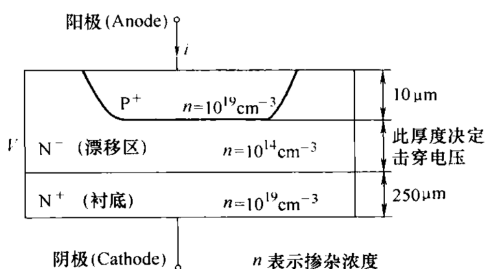


图 1: 电力二极管结构

电力二极管是垂直导电结构，电流流动方向与硅片表面垂直，使硅片中通过电流的有效面积增大，显著提高二极管的通流能力。

电力二极管在 P 区和 N 区间多了一层低掺杂 N 区，也称为漂移区，这种结构称为 P-i-N 结构。由于掺杂浓度低，接近无掺杂的本征半导体，可以承受很高的电压，因此低掺杂 N 区越厚，电力二极管能承受的反向电压越高。

由于低掺杂 N 区的掺杂浓度低，电阻率高，不利于正向导通，利用电导调制效应解决。当正向电流较小时，二极管电阻是低掺杂 N 区的欧姆电阻，阻值较高且为常量，因此管压降随正向电流上升而增加。当正向电流较大时，由于 P 区注入并积累在低掺杂 N 区的少子空穴浓度很大，为维持电中性，多子浓度也大幅度增加，使电阻率明显下降，使得电力二极管在正向电流较大时压降仍然很低，维持在 1V 左右，表现为低阻态。

1.1.2 基本特性

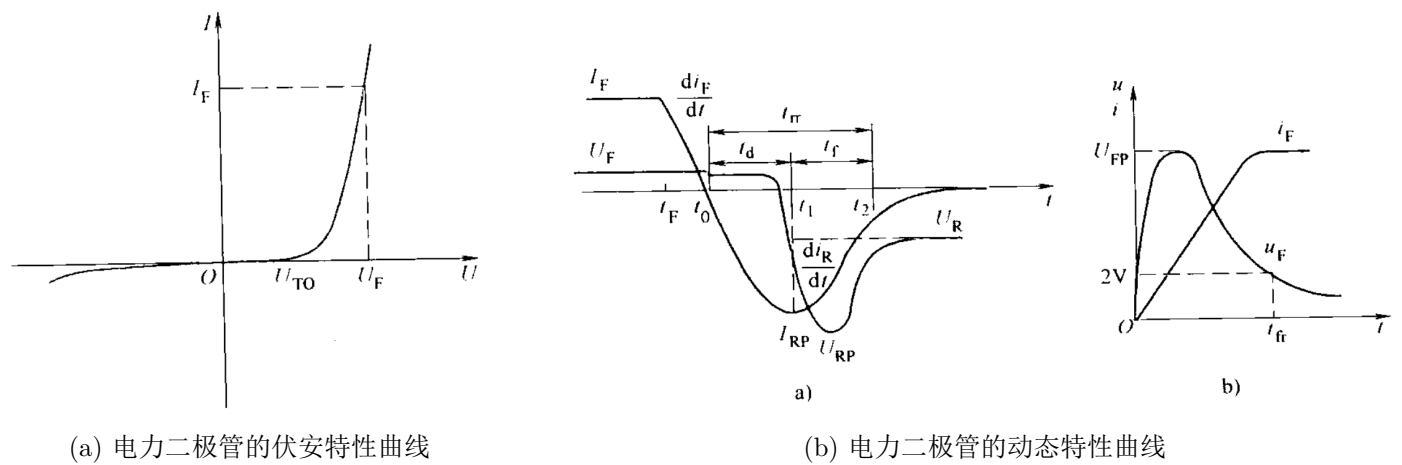


图 2: 电力二极管的基本特性

电力二极管由正向偏置转换为反向偏置时，正向电流开始下降，管压降由于电导调制效应基本变化不大，直到电流降为零的时刻 t_0 。此时电力二极管由于在 PN 结两侧储存有大量少子没有恢复反向阻断能力，这些少子在外加方向电压的作用下被抽取出电力二极管，因而流过较大的反向电流。当空间电荷区附近的少子即将被抽尽时，管压降变为负极性，开始抽取离空间电荷区较远的浓度较低的少子。因此在管压降极性改变后不久的 t_1 时刻，反向电流从最大值开始下降，空间电荷区迅速展宽，电力二极管开始恢复反向阻断能力。在 t_1 时刻后，由于反向电流迅速下降，在外电路电感作用下会产生反向电压过冲。在电流变化率接近于零的时刻 t_2 ，电力二极管两端承受的反压才降至外加电压的大小，电力二极管完全恢复对反向电压的阻断能力。其中延迟时间 $t_d = t_1 - t_0$ ，电流下降时间 $t_f = t_2 - t_1$ ，反向恢复时间 $t_{rr} = t_d + t_f$ ，恢复特性的软度或者恢复系数 $S_r = t_f/t_d$ ，软度越大反向电压过冲越小。

电力二极管由零偏置转换为正向偏置时，由于电导调制效应所需的大量少子需要一定时间储存，且正向电流的上升会因自身电感产生较大压降，因此正向压降会先出现一个过冲，随后接近稳态电压的值，这一过程时间为正向恢复时间 t_{fr} 。

1.1.3 主要参数

1. 最高工作结温 T_{JM} ：结温指管芯 PN 结的平均温度，用 T_j 表示。最高工作结温是指在 PN 结不致损坏的前提下所能承受的最高平均温度，一般在 $125 \sim 175^\circ\text{C}$ 之间。

- 2. 正向平均电流 $I_{F(AV)}$: 在指定管壳温度和散热条件下, 允许通过的最大工频正弦半波电流的平均值。此时管耗造成的结温升高不会超过所允许的最高结温。
- 3. 正向压降 U_F : 在指定温度下, 流过某一指定的稳态正向电流时对应的正向压降。
- 4. 反向重复峰值电压 U_{RRM} : 能重复施加的反向最高峰值电压, 通常是雪崩击穿电压 U_B 的 $2/3$ 。
- 5. 浪涌电流 I_{FSM} : 所能承受的最大连续工频周期的过电流。

1.1.4 常见类型

- 1. 普通二极管 (General Purpose Diode): 又称整流二极管 (Rectifier Diode), 用于开关频率不高的整流电路中, 反向恢复时间较长, 一般在 $5\mu s$ 以上, 但是正向电流定额和反向电压定额可以很高, 达到数千级别。
- 2. 快恢复二极管 (Fast Recovery Diode, FRD): 反向恢复过程很短, 一般采用掺金措施, 多采用 PiN 结构。
- 3. 肖特基二极管 (Schottky Barrier Diode, SBD): 以金属和半导体接触形成的势垒为基础的二极管。反向恢复时间很短, $10\sim 40ns$ 左右, 正向恢复过程也不会有明显的电压过冲, 反向耐压较低, 正向压降很小, 开关损耗和正向导通损耗都较小。但是肖特基二极管反向耐压提高的同时正向压降也会提高, 反向漏电流较大, 对温度敏感。

1.2 晶闸管

晶闸管 (Thyristor) 是晶体闸流管的简称, 又称作可控硅整流器 (Silicon Controlled Rectifier, SCR), 属于半控型器件。

1.2.1 结构与工作原理

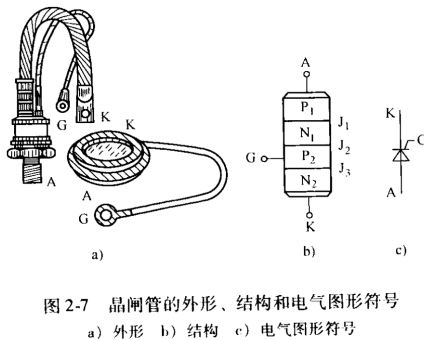


图 2-7 晶闸管的外形、结构和电气图形符号

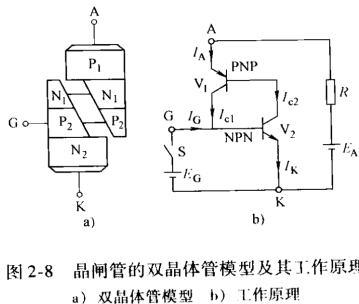


图 2-8 晶闸管的双晶体管模型及其工作原理

图 3: 晶闸管的结构

晶闸管内部是 PNPN 四层半导体结构, 形成 J_1, J_2, J_3 三个 PN 结。

当加正向电压时, J_2 反偏, A、K 两端处于阻断状态, 只有很小的漏电流流过。当加反向电压时, J_1 、 J_3 反偏, 也处于阻断状态, 仅有很小的漏电流通过。

导通原理可以用双晶体管模型解释。当注入驱动电流 I_G 时, 晶体管 V2 产生集电极电流 I_{c2} , 构成晶体管 V1 的基极电流, 放大成集电极电流 I_{c1} , 进一步增大 V2 的基极电流, 形成正反馈, 最后两管进入饱和状态, 晶闸管导通。此时撤掉门极电流 I_G , 由于强烈的正反馈仍然会维持导通状态。

若要使晶闸管关断, 必须去掉阳极所加的正向电压或者加反压, 使得晶闸管的电流降低到接近于零的某一数值以下。

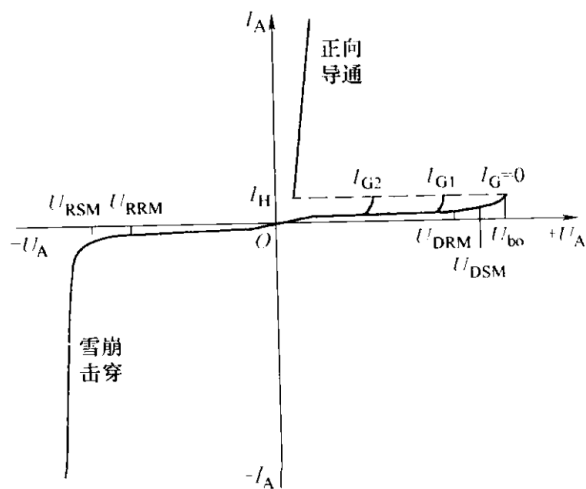
由工作原理，可列出如下方程：

$$\begin{cases} I_{c1} = \alpha_1 I_A + I_{CBO1} \\ I_{c2} = \alpha_2 I_K + I_{CBO2} \\ I_K = I_A + I_G \\ I_A = I_{c1} + I_{c2} \end{cases}$$

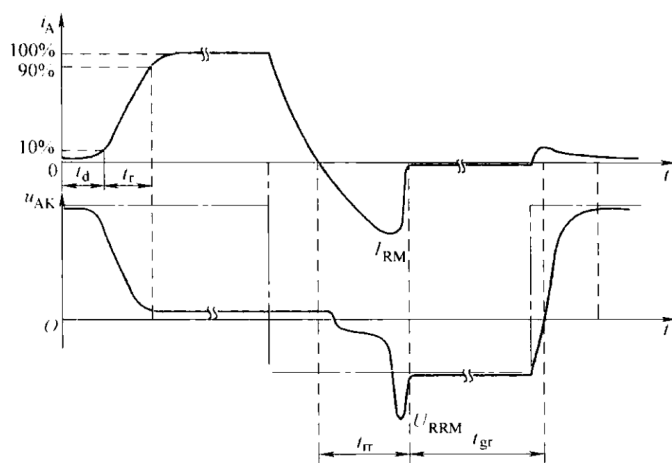
联立可得：

$$I_A = \frac{\alpha_2 I_G + I_{CBO1} + I_{CBO2}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}$$

1.2.2 基本特性



(a) 晶闸管的伏安特性曲线



(b) 晶闸管的动态特性曲线

图 4: 晶闸管的基本特性

当 $I_G = 0$ 时，正向电压小于正向转折电压 U_{bo} ，处于正向阻断状态，只有很小的漏电流通过。当超过 U_{bo} 时，漏电流急剧增大，器件开通，由高阻区经虚线负阻区到低阻区。随着门极电流幅值增大正向转折电压降低。导通后晶闸管特性与二极管正向特性相仿。导通期间，若门极电流为零，阳极电流降到维持电流 I_H 以下时，晶闸管回到正向阻断状态。晶闸管上施加反向电压时，类似二极管的反向特性，处于反向阻断状态。

开通过程，由于内部正反馈需要时间，晶闸管受到触发后阳极电流增长不可能是瞬时的，从阶跃时刻到稳态值 10% 的时间为延迟时间 t_d ，此时晶闸管正向压降在减小。阳极电流从 10% 到 90% 所需的时间为上升时间 t_r ，开通时间 $t_{gt} = t_d + t_r$ 。延迟时间随门极电流增大而减小，上升时间除反映本身特性外，受外电路电感的严重影响。

关断过程，与电力二极管类似，电流逐步衰减到零，流过反向恢复电流，经过最大值后，再反向衰减。在恢复电流衰减时，由于外电路电感作用，在晶闸管两端引起反向的尖峰电压，最终反向恢复电流衰减至零，晶闸管恢复反向阻断能力。从正向电流降为零到反向回复电流衰减至零的时间，是晶闸管的反向恢复时间 t_{rr} 。反向恢复过程结束后，由于载流子复合较慢，晶闸管要恢复正向电压的阻断还需要正向阻断恢复时间 t_{gr} ，在此期间，若重新施加正向电压，晶闸管会不受门极控制重新正向导通。晶闸管的电路换向关断时间 $t_q = t_{rr} + t_{gr}$ 。

1.2.3 主要参数

1. 电压定额

- (a) 断态重复峰值电压 U_{DRM} : 门极断路而结温为额定值时, 允许重复加在器件上的正向峰值电压。
- (b) 反向重复峰值电压 U_{RRM} : 门极断路而结温为额定值时, 允许重复加在器件上的反向峰值电压。
- (c) 通态(峰值)电压 U_{TM} : 晶闸管通以某一规定倍数的额定通态平均电流时的瞬态峰值电压。

2. 电流定额

- (a) 通态平均电流 $I_{T(AV)}$: 在环境温度为 40°C 和规定的冷却状态下, 稳定结温不超过额定结温时所允许流过的最大工频正弦半波电流的平均值。
- (b) 维持电流 I_H : 维持导通所必需的最小电流一般为几十到几百毫安。维持电流与结温有关, 结温越高, 维持电流越小。
- (c) 擎住电流 I_L : 从断态转入通态并移除触发信号后, 能维持导通所需的最小电流。通常为维持电流的 $2 \sim 4$ 倍。
- (d) 浪涌电流 I_{TSM} : 由于电路异常情况引起的使结温超过额定结温的不重复性最大正向过载电流, 通常有上下两个级。

3. 动态参数

- (a) 开通时间 t_{gt} 和关断时间 t_q
- (b) 断态电压临界上升率 du/dt : 额定结温和门极开路下, 不导致晶闸管从断态到通态转换的外加电压的最大上升率。电压上升率使 J_2 结电容产生位移电流, 使得晶闸管误导通。
- (c) 通态电流临界上升率 di/dt : 规定条件下, 晶闸管能承受的无有害影响的最大通态电流上升率。电流上升率过大则会使晶闸管一开通就会有大的电流集中在门极附近的小区域内, 造成局部过热使晶闸管损坏。

1.2.4 派生器件

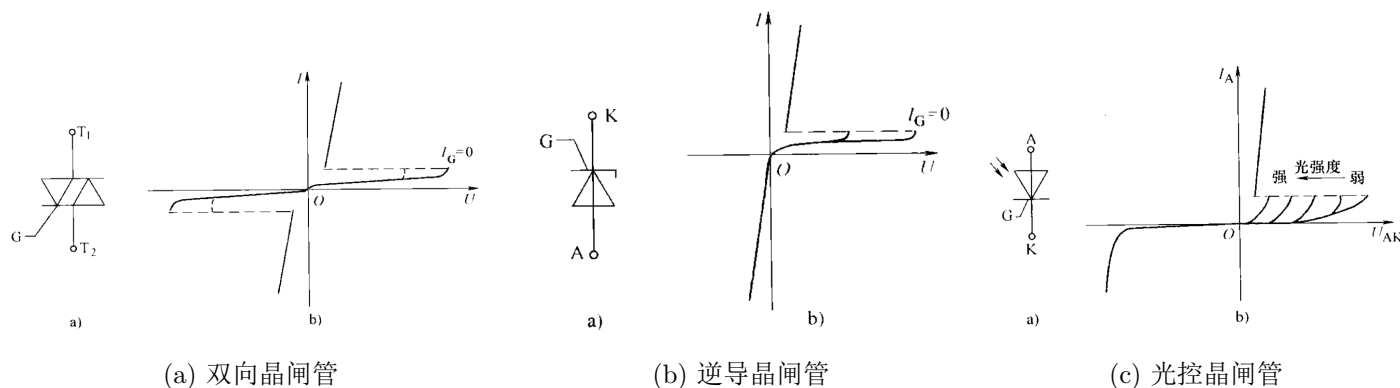


图 5: 晶闸管的派生器件图形符号和伏安特性

1. 快速晶闸管 (Fast Switching Thyristor, FST): 对动态参数都有了明显的改善。
2. 双向晶闸管 (Triode AC Switch, TRIAC 或 Bidirectional triode thyristor): 可以认为是一对反并联联结的普通晶闸管的集成。TRIAC 的门极使器件在主电极正反两方向均可触发导通, 在 I、III 象限具有对称的伏安特性。常用于交流调压电路、继电器、交流电动机调速等方面, 不用平均值而用有效值表示额定电流值。

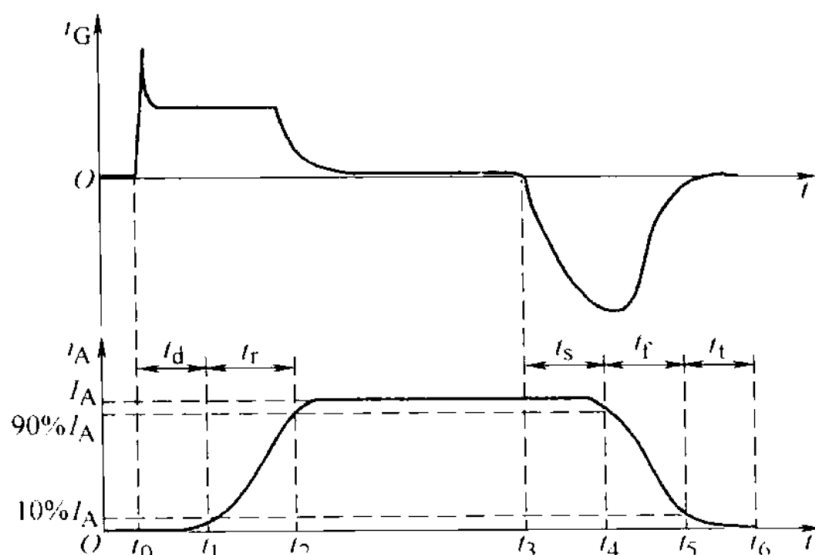


图 7: GTO 的动态特性曲线

开通过程与 GTR 一致有延迟时间 t_d 和上升时间 t_r ，开通时间 $t_{on} = t_d + t_r$ 。关断过程则经历抽取饱和导通时储存大量载流子的储存时间 t_s ，从而使等效晶体管退出饱和状态，然后等效晶体管从饱和区退至放大区阳极电流逐渐减小的下降时间 t_f ，最后残存载流子复合的尾部时间 t_t ，一般而言 $t_f \ll t_s < t_t$ ，关断时间 $t_{off} = t_s + t_f$ ，不包括尾部时间。

GTO 的主要参数

1. 最大可关断阳极电流 I_{ATO} ：标称 GTO 额定电流的参数。
2. 电流关断增益 β_{off} ：最大可关断阳极电流与门极负脉冲电流最大值 I_{GM} 之比，一般很小，只有 5 左右，这是 GTO 的缺点之一。

1.3.2 电力晶体管

电力晶体管（Giant Transistor, GTR）直译为巨型晶体管，是一种耐高电压、大电流的双极结型晶体管（Bipolar Junction Transistor, BJT），因此也称为 Power BJT。

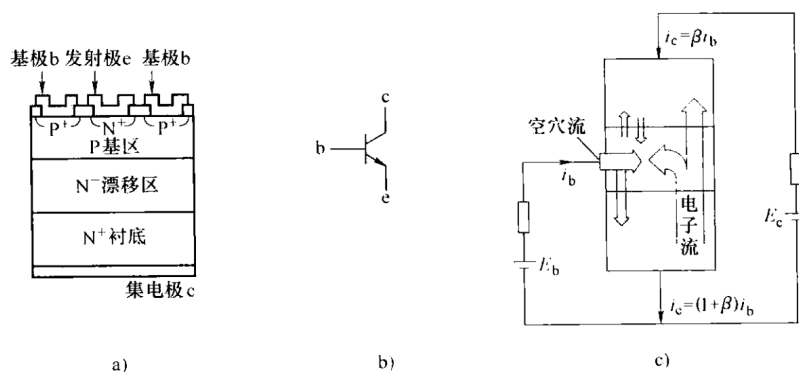


图 8: GTR 的结构

GTR 通常采用至少由两个晶体管按达林顿接法组成的单元结构。单管结构和普通 BJT 相似，三层半导体形成的两个 PN 结构成，但是多了一个低掺杂 N 区，即 N^- 漂移区，用来承受高电压，同时利用电导调制效应

减小通态电压和损耗。

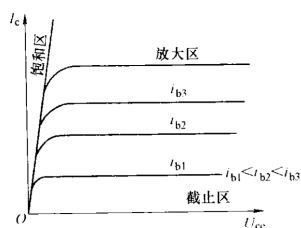


图 2-17 共发射极接法时 GTR 的输出特性

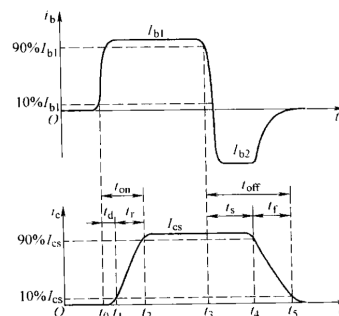


图 2-18 GTR 的开通和关断过程中的电流波形

图 9: GTR 的输出特性和动态特性

GTR 开通过程，延迟时间 t_d 主要是由发射结势垒电容和集电结势垒电容充电产生，可通过增加基极电流 i_b 的幅值并增大 di_b/dt 来缩短，同时也会缩短电流上升时间 t_r 。开通时间 $t_{on} = t_d + t_r$ 。

GTR 关断过程，储存时间 t_s 主要用来除去饱和和导通储存在基区的载流子，是关断时间主要组成部分，可以通过减小导通时饱和程度或增大基极抽取负电流 I_{b2} 的幅值和负偏压来缩短，同时回事集射之间的饱和和导通压降 U_{ces} 增加，从而增大动态损耗。下降时间 $t_{off} = t_s + t_f$ 。

GTR 主要参数：

1. 最高工作电压：包括发射极开路时集电极和基极之间的反向击穿电压 BU_{cbo} ，基极开路时集电极与发射极间的击穿电压 BU_{ceo} ，发射极与基极间用电阻连接或短接时集电极和发射极间的击穿电压 BU_{cer} 和 BU_{ces} ，发射结反向偏置时集电极和发射极间的击穿电压 BU_{cex} 。这些电压之间的关系是 $BU_{ceo} > BU_{cex} > BU_{ces} > BU_{cer} > BU_{cbo}$ ，一般工作在比 BU_{ceo} 还小的电压。
2. 集电极最大允许电流 I_{CM} ：直流放大系数下降到规定值的 1/2 或 1/3 时对应的集电极电流。实际使用只能使用一半或稍多一点的电流。
3. 集电极最大耗散功率 P_{CM} ：最高工作温度下允许的耗散功率。
4. 二次击穿功率 P_{SB} ：集电极电压大于击穿电压后，集电极电流迅速增大，出现雪崩击穿。在一次击穿后，只要电流不超过最大允许电流，GTR 依然可以使用，如果不加以限制，到某个临界点后会急剧上升发生二次击穿。二次击穿会永久损坏 GTR，二次击穿临界点对应的功率即为二次击穿功率。

以上四个限制参数在 $I_c - U_{ce}$ 图上共同规定了 GTR 的安全工作区 SOA。

1.3.3 电力场效应晶体管

电力场效应晶体管一般指绝缘栅型 MOS 管 (Metal Oxide Semiconductor FET)，简称电力 MOSFET (Power MOSFET，也可以直接简称 MOSFET 或 MOS)，使用栅极电压来控制漏极电流，为全控型器件。MOSFET 驱动电路简单，驱动功率小，开关速度快，热稳定性好。但是电流容量小，耐压低，一般用于功率不超过 10kW 的电力电子装置。

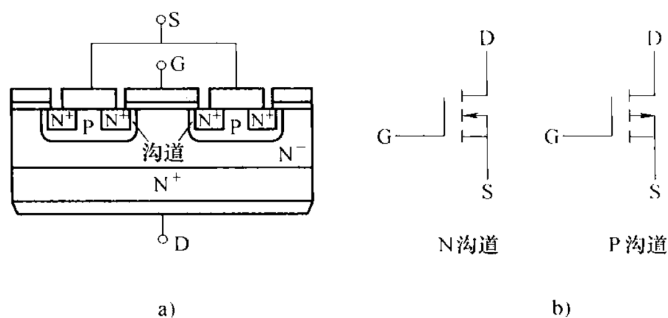


图 10: MOSFET 的结构

功率 MOSFET 一般采用垂直导电结构，又称为 VMOSFET (Vertical MOSFET)，大大提高了耐压和耐电流能力。又根据垂直导电结构的差异分为：利用 V 形槽实现垂直导电的 VVMOSFET (Vertical V-groove MOSFET) 和具有垂直导电双扩散结构的 DMOSFET (Vertical Double-diffused MOSFET)。

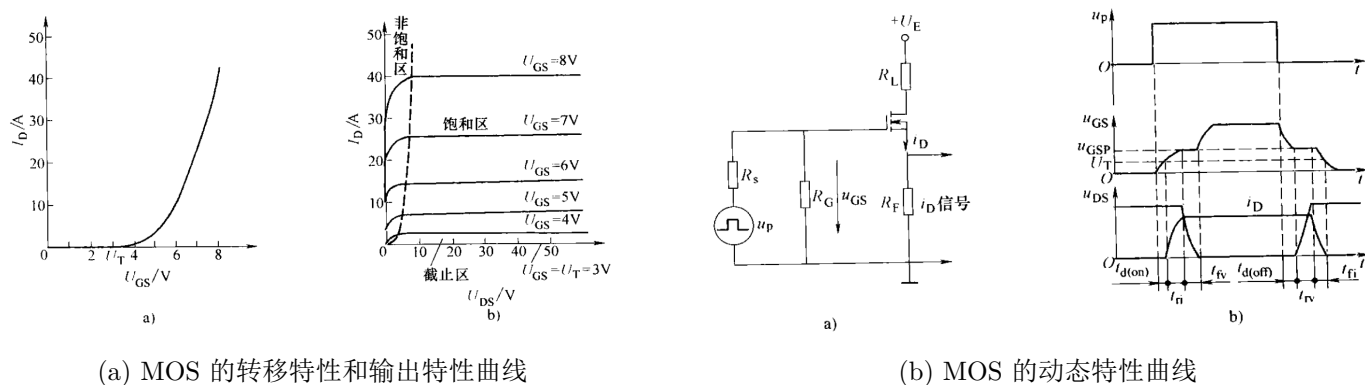


图 11: MOSFET 的基本特性

MOSFET 开通过程，当脉冲电压前沿到来时，输入电容 C_{in} 充电，此时栅极电压指数上升。当上升到开启电压 U_T 后，开始出现漏极电流 i_D ，这一段时间为开通延迟时间 $t_{d(on)}$ 。漏极电流上升到稳态的时间为电流上升时间 t_{ri} 。此后栅极电压到达 U_{GSP} ，漏极电压 u_{DS} 由于栅漏之间的极间电容（又称米勒电容）反向充电开始下降，这一时间为电压下降时间 t_{fv} ，在此过程中，栅极电压将维持在 U_{GSP} 形成一个平台，直到电压下降时间结束才继续以指数形式上升至稳态值，此不变的波形称为米勒平台。开通时间 $t_{on} = t_{d(on)} + t_{ri} + t_{fv}$ 。

MOSFET 关断过程，栅极输入电容 C_{in} 通过信号源内阻和栅极电阻放电， u_{GS} 按指数下降，经过 $t_{d(off)}$ 下降到 U_{GSP} 后， u_{DS} 开始上升，经过米勒平台的电压上升时间 t_{rv} 和电流下降时间 t_{fi} ，直到 $u_{GS} < U_T$ 沟道消失， i_D 下降至零。关断时间 $t_{off} = t_{d(off)} + t_{rv} + t_{fi}$ 。

1.3.4 绝缘栅双极晶体管

GTR 和 GTO 是双极型电流驱动器件，由于电导调制效应通流能力强；Power MOSFET 单极型电压驱动器件，开关速度快，输入阻抗高，热稳定性好，驱动电路简单。综合以上两种优点，产生了绝缘栅双极晶体管 (Insulated-gate Bipolar Transistor, IGBT 或 IGT)，属于全控型器件。

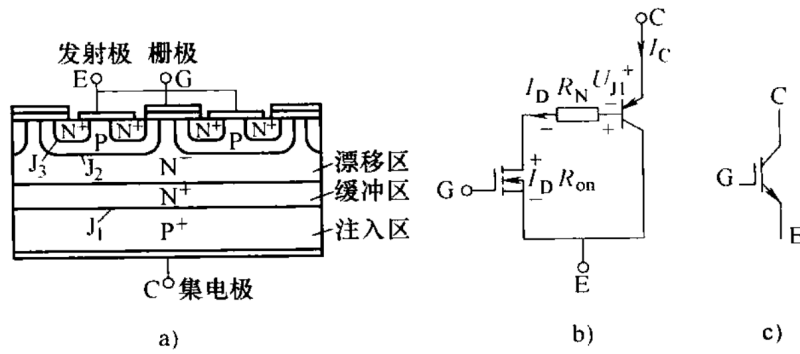


图 12: IGBT 的结构

结构上, IGBT 比 DMOSFET 多一层 P^+ 注入区, 形成一个大面积 P^+N 结 J_1 。在导通时由 P^+ 注入区向 N^- 漂移区发射少子, 实现对漂移区电导率进行调制, 解决了 MOSFET 中无法解决的 N^- 漂移区追求高耐压与追求低通态电阻之间的矛盾。IGBT 形成由 MOSFET 驱动 BJT 的达林顿结构, 当 $u_{GE} > U_{GE(th)}$ 时, MOSFET 导通为 BJT 提供基极电流使得 IGBT 导通, 由于电导调制效应, 晶体管基区内调制电阻 R_N 减小, 因此高耐压的 IGBT 有很小的管压降。当 $u_{GE} < U_{GE(th)}$ 时, MOSFET 截止, IGBT 关断。

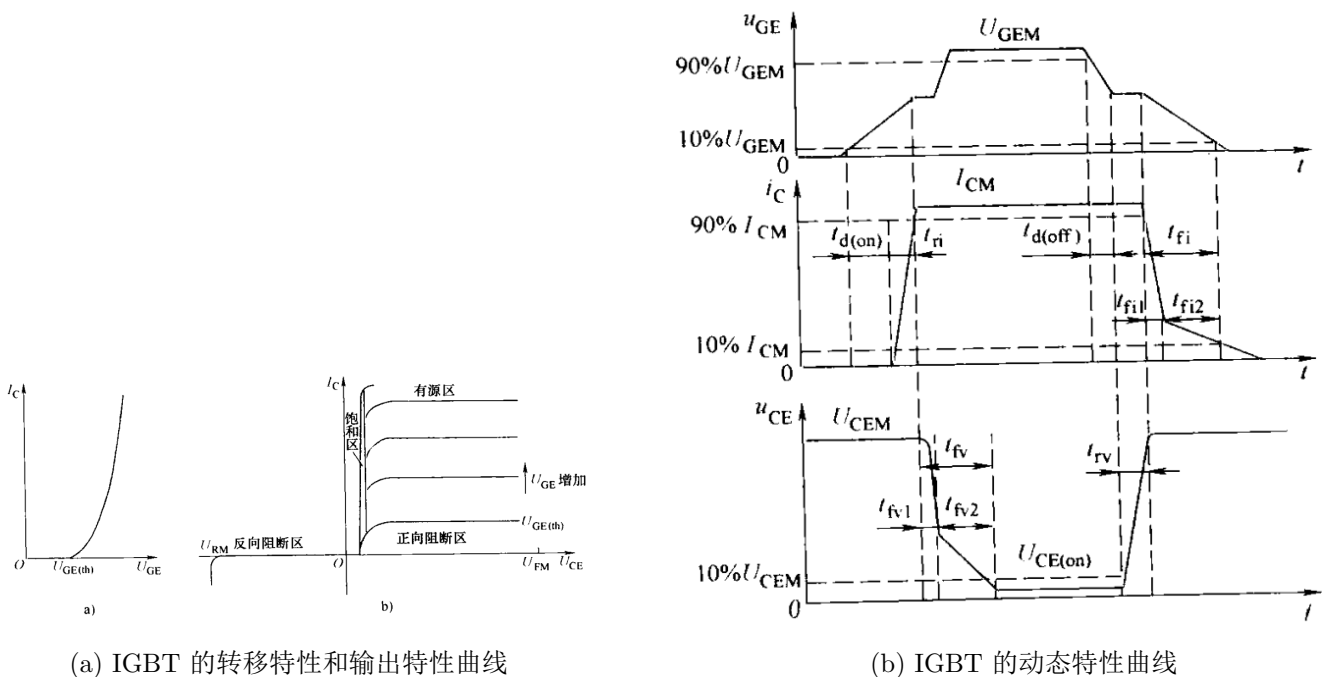


图 13: IGBT 的基本特性

IGBT 的转移特性与 MOSFET 的转移特性类似, 输出特性与 GTR 的输出特性类似。

IGBT 的开通过程与 MOSFET 类似, 从驱动电压 u_{GE} 前沿上升到幅值 10% 的时刻, 到集电极电流 i_c 上升到其幅值的 10% 时刻, 这段时间为开通延迟时间 $t_{d(on)}$ 。而 i_c 从 10% 上升到 90% 的时间为电流上升时间 t_{ri} , 集射电压下降过程 t_{fv} 分为 t_{fv1} 和 t_{fv2} 两段。第一段 IGBT 中的 MOSFET 单独工作的电压下降过程, 栅极电压 u_{GE} 维持不变, 处在米勒平台。第二段为 MOSFET 和 PNP 晶体管同时工作的电压下降过程。由于 u_{CE} 下降时 MOSFET 的栅漏电容增加, 且晶体管由放大状态转入饱和状态也需要一个过程, 因此这一段电压下降缓慢。直到 t_{fv2} 段结束, IGBT 才完全进入饱和状态。开通时间 $t_{on} = t_{d(on)} + t_{ri} + t_{fv}$ 。

IGBT 的关断过程与 MOSFET 类似, 从驱动电压 u_{GE} 脉冲后下降到 90% 时刻到集射电压 u_{CE} 上升到

10% 称为关断延迟时间 $t_{d(off)}$ 。随后是集射电压上升时间 t_{rv} ，此时栅极电压 u_{GE} 保持不变。集电极电流从 90% 下降到 10% 为电流下降时间 t_{fi} ，可分为 t_{fi1} 和 t_{fi2} 两段。第一段为 MOSFET 的关断过程，集电极电流下降较快。第二段为晶体管关断过程，由于 MOSFET 已经关断且无反向电压，N 基区内少子复合缓慢，电流下降较慢，此时对应的集电极电流称为拖尾电流。拖尾电流时间较长会产生较大的关断损耗，可以通过减轻饱和程度缩短，但通态压降同样会增加。关断时间 $t_{off} = t_{d(off)} + t_{rv} + t_{fi}$ 。

IGBT 内部寄生一个 $N^{-}PN^{+}$ 晶体管和作为主开关器件的 $P^{+}N^{-}P$ 晶体管组成的寄生晶闸管。其中 NPN 晶体管的基极与发射极之间存在体区短路电阻，P 形体区的横向空穴电流会在该电阻上产生压降，相当于对 J_3 结施加一个正向偏压。一旦 J_3 开通，栅极就失去了对集电极电流的控制作用，造成功耗过高而损坏。此即为 IGBT 的擎住效应。擎住效应分为：集电极电流过大的静态擎住效应和 u_{CE} 变化率过大引起的动态擎住效应。

根据最大集电极电流、最大集射极间电压和最大集电极功耗可以确定 IGBT 在导通工作状态的参数极限范围，即正向偏置安全工作区 FBSOA；根据最大集电极电流、最大集射极间电压和最大允许电压上升率可以确定 IGBT 在阻断状态下的参数极限范围，即反向偏置安全工作区 RBSOA。

2 整流电路

整流电路（Rectifier）的作用是将交流电能变为直流电能。

按组成器件分为：不可控、半控 or 全控；

按电路结构分为：桥式 or 零式；

按交流输入相数分为：单相 or 多相；

按变压器二次电流方向是单向或双向分为：单拍 or 双拍。

2.1 单相可控整流电路

2.1.1 单相半波可控整流电路

电阻负载

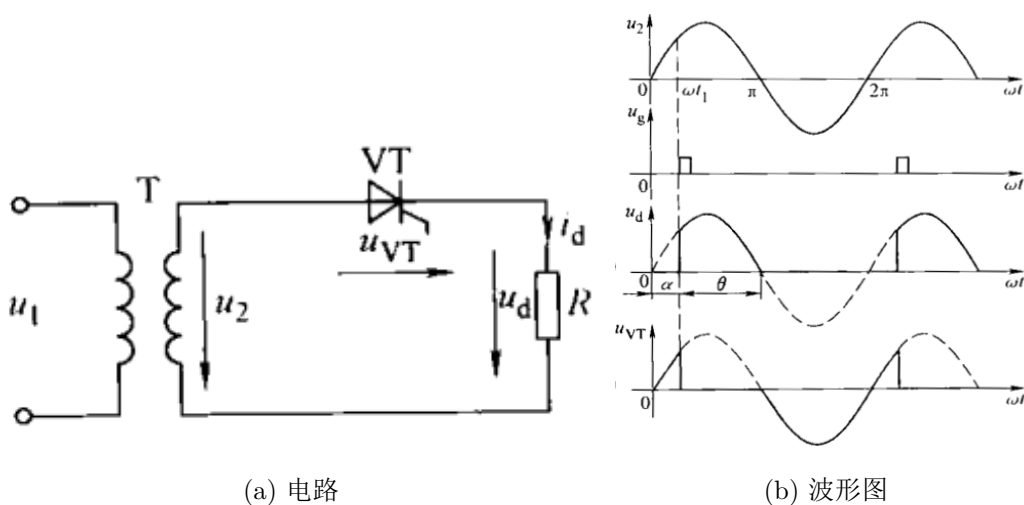


图 14: 带电阻负载的单相半波可控整流电路及其波形

从晶闸管开始承受阳极电压起到施加触发脉冲止的电角度称为触发延迟角，用 α 表示，也称触发角或控制角。与之对应，晶闸管在一个电源周期中处于通态的电角度称为导通角，用 θ 表示，且满足 $\theta = \pi - \alpha$ 。

直流输出电压的平均值为：

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

移相范围为 $0 \sim \pi$

阻感负载

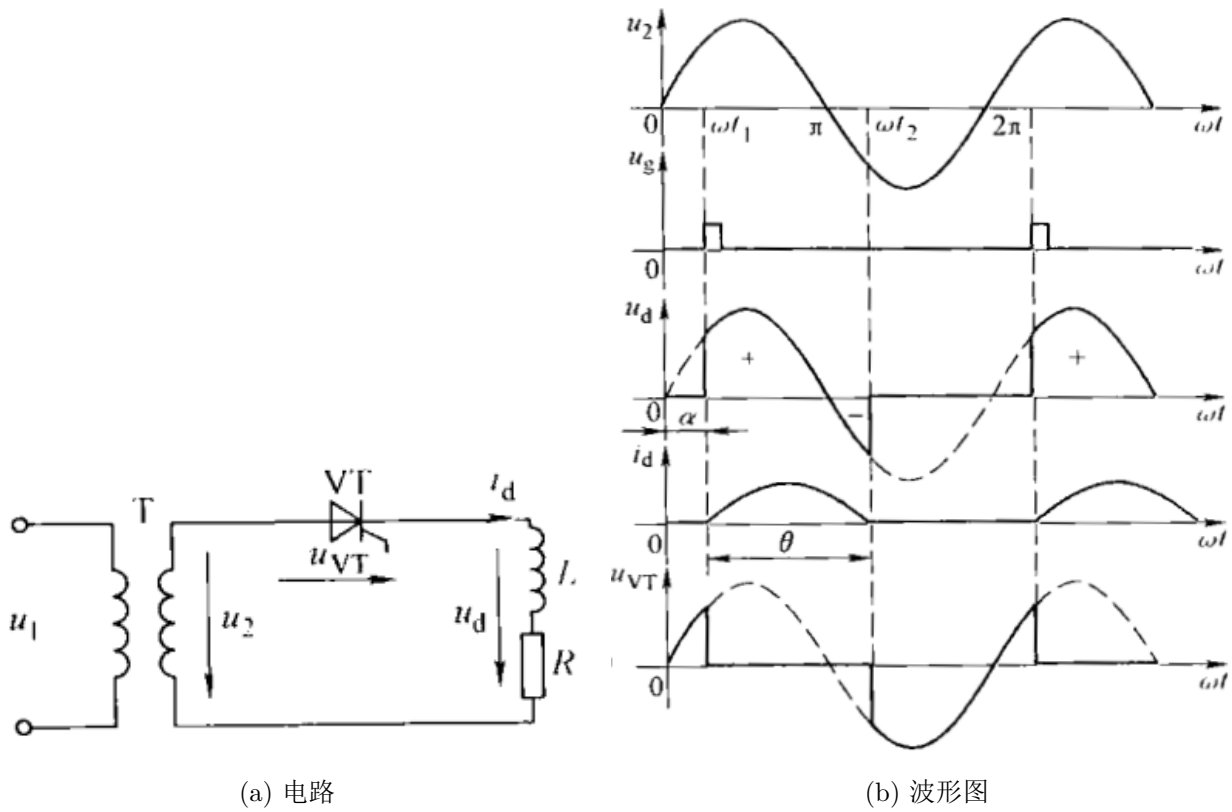


图 15: 带阻感负载的单相半波可控整流电路及其波形

当 $\omega t_1 = \alpha$ 时, 晶闸管导通, u_2 加在负载两端, 由于电感存在电流不能突变, 会缓慢增加。当 $u_2 < 0$ 时, i_d 处于减小过程中, 尚未降为零, 因此晶闸管仍处于导通状态。到 ωt_2 时刻, 电感能量释放完毕, 电流降至零, 晶闸管关闭承受反压。

处于通态时满足:

$$L \frac{di_d}{dt} + Ri_d = \sqrt{2}U_2 \sin \omega t$$

求解得

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

其中 $Z = \sqrt{R^2 + (\omega L)^2}$, $\varphi = \arctan \omega L / R$

令 $i_d = 0$, 即 $\omega t = \theta + \alpha$ 时, 满足

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

若 φ 为定值, α 越大, 正半周电感储能越少, 维持导电能力越弱, θ 越小。若 α 为定值, φ 越大, 电感储能越多, θ 越大, 维持晶闸管导通时间接近正半周导通时间, 平均值越接近零, 输出电流平均值越小。

阻感负载并联二极管 为解决上述问题, 可以在整流电路负载两端并联一个续流二极管 D_R 。

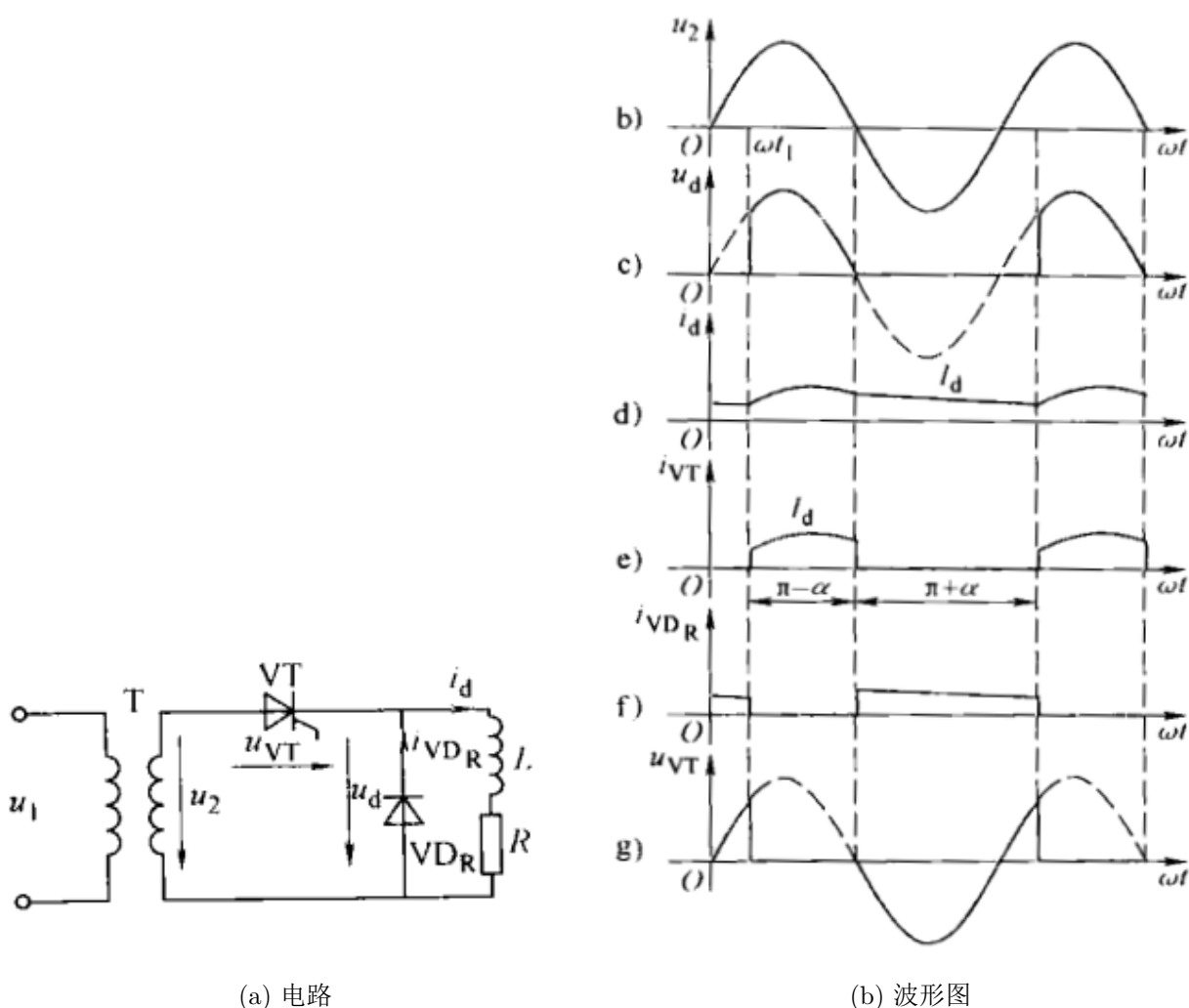


图 16: 单相半波带阻感负载有续流二极管的电路及其波形

当 $u_d = 0$ 时, D_R 导通, 此时负电压通过 D_R 向 T 施加反压使其关断, 电感储存的能量使电流在回路流通, 此过程即为续流。在续流期间不再出现负电压。在一个周期内, $\omega t = \alpha \sim \pi$ 期间晶闸管导通, 其余时间电流流过续流二极管。将电流波形近似看成直线, 则流过晶闸管的电流有效值为:

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

流过续流二极管的电流有效值为:

$$I_{D_R} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\pi}^{\pi+2\alpha} I_d^2 d(\omega t)} = \sqrt{\frac{\pi + \alpha}{2\pi}} I_d$$

移相范围是 $0 \sim \pi$

单相半波可控电路的特点是电路简单, 但是输出脉动大, 变压器二次电流含有直流分量会造成变压器铁心直流磁化。

2.1.2 单相桥式全控整流电路

电阻负载

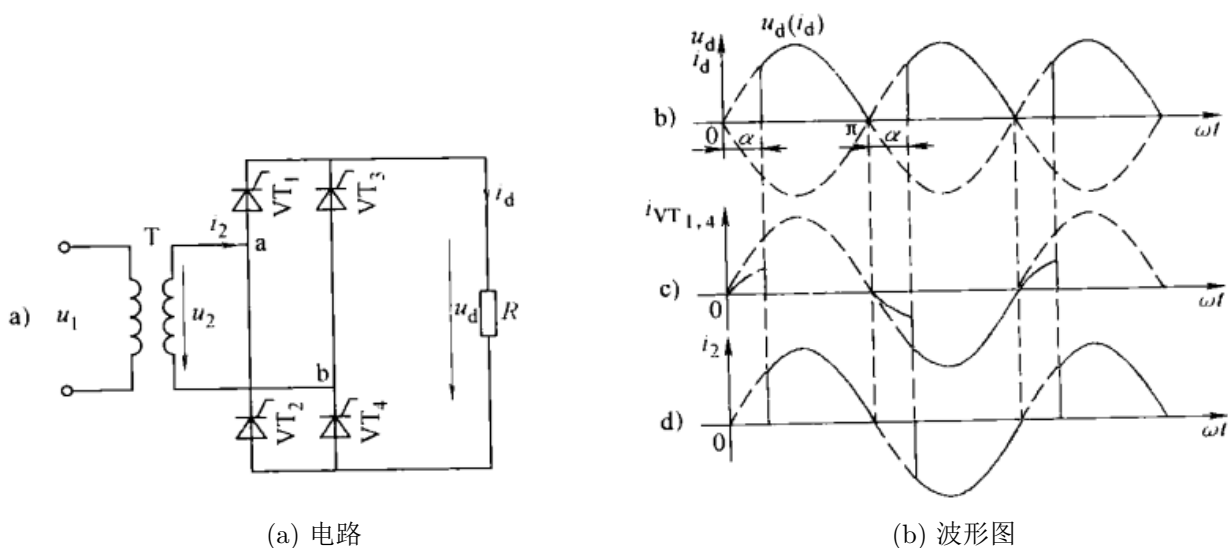


图 17: 带电阻负载的单相桥式全控整流电路及其波形

$u_2 > 0$ 时, 4 个晶闸管均不导通, $u_d = 0$, T_1 和 T_4 串联承受电压, 在触发角 α 处施加触发脉冲, T_1 和 T_4 导通, 电流经 T_1 、 R 、 T_4 流回负极。当 $u_2 < 0$ 时, 电流降至零, 晶闸管关断。 $u_2 < 0$ 时同理触发 T_2 、 T_3 。整流电压的平均值为:

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

移相范围为 $0 \sim \pi$

阻感负载

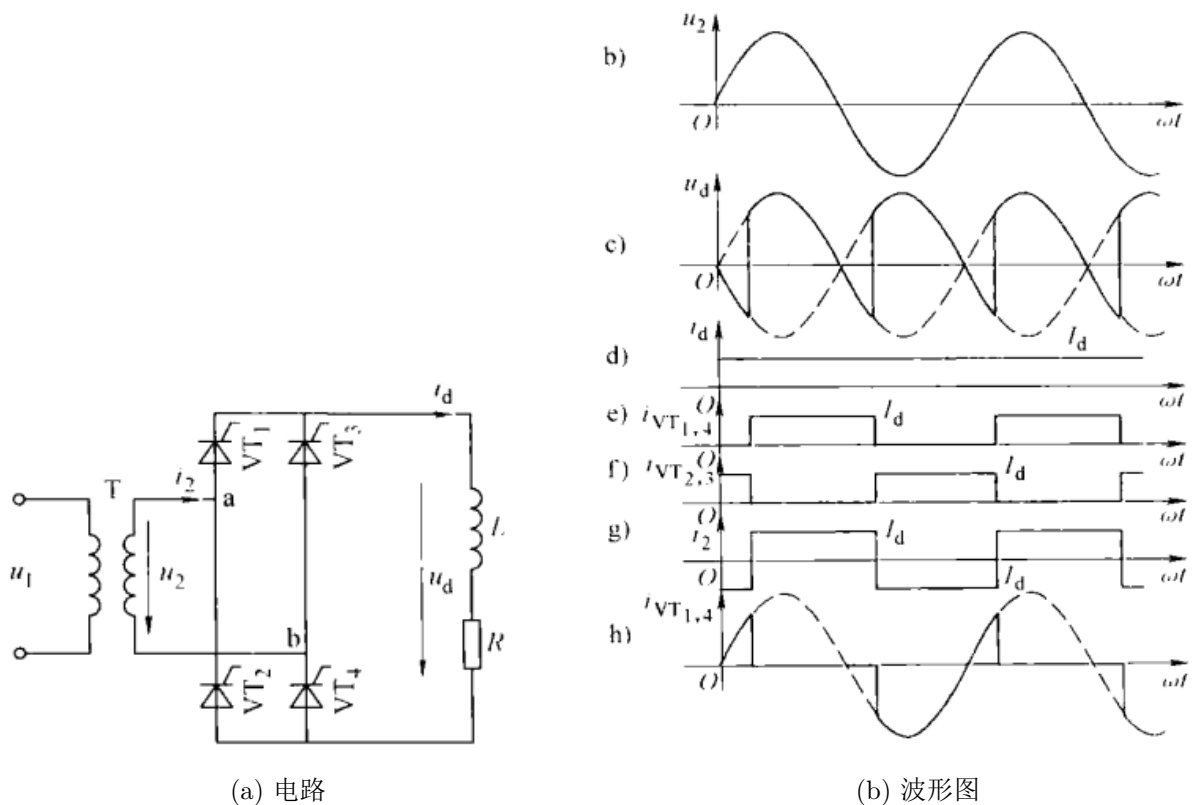


图 18: 带阻感负载的单相桥式全控整流电路及其波形

触发后, 由于电感的平波作用, 电流波形近似为水平线, 当 u_2 过零变负时, 由于电感作用晶闸管 T_1 和 T_4 中仍流过电流, 不关断。直到 $\pi + \alpha$ 时刻施加脉冲触发 T_2 和 T_3 , 此时通过反向电压关断 T_1 和 T_4 , 电流迅速转移到 T_2 和 T_3 上, 此过程称为换相或换流。

整流电压平均值为:

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

移相范围为 $0 \sim \frac{\pi}{2}$ 。晶闸管导通角为 π , 变压器二次侧电流为正负 180° 的矩形波。

反电动势负载

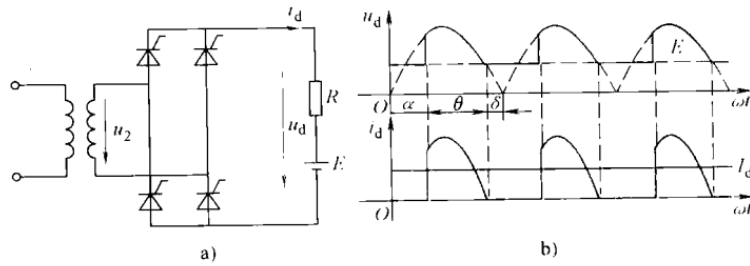


图 19: 带反电动势负载的单相桥式全控整流电路及其波形

只有在 $|u_2| > E$ 时, 晶闸管才会承受正电压, 可能导通, 导通后 $u_d = u_2$ 直到 $|u_2| = E$, 电流降至零晶闸管关断, 此后 $u_d = E$ 。与电阻负载相比, 提前了 δ 停止, 即称为停止导电角。

$$\delta = \arcsin \frac{E}{\sqrt{2}U_2}$$

为使电流连续要求 $\omega t = \delta$ 时刻晶闸管开始承受正电压时触发脉冲依然存在, 可以串联一个平波电抗器 (即电感) 用来减少电流脉动和延长晶闸管导通时间。

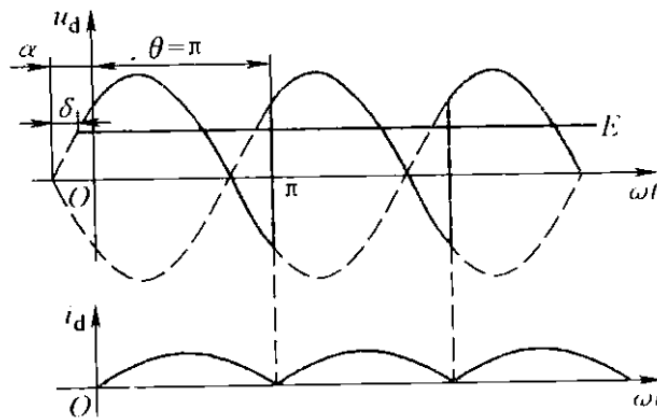


图 20: 单相桥式全控整流电路带反电动势负载串平波电抗器电流连续临界情况波形

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

2.1.3 单相全波可控整流电路

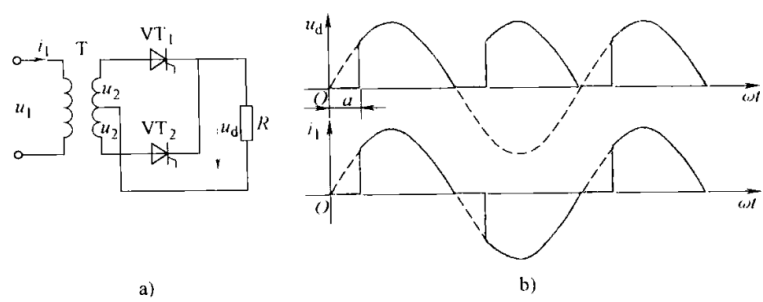


图 21: 单相全波可控整流电路及其波形

变压器带中心抽头， $u_2 > 0$ 时二次绕组上半部分流过电流， $u_2 < 0$ 时二次绕组下半部分流过电流。因此不存在直流磁化问题。从直流输出端看和从交流输入端看与单相全控桥是基本一致的。主要区别在于：

- 1. 变压器带中心抽头，结构较复杂，材料消耗更大。
- 2. 只用两个晶闸管，比全控桥少两个，驱动电路也少两个，但是晶体管承受的最大电压是全控桥的两倍。
- 3. 导电回路只含有一个晶闸管，管压降少一个，变换器效率提高。

2.1.4 单相桥式半控整流电路

将全控桥中的两个晶闸管换成二极管，保证每次导通回路都只由一个晶闸管控制。在电阻负载时与全控桥一致。

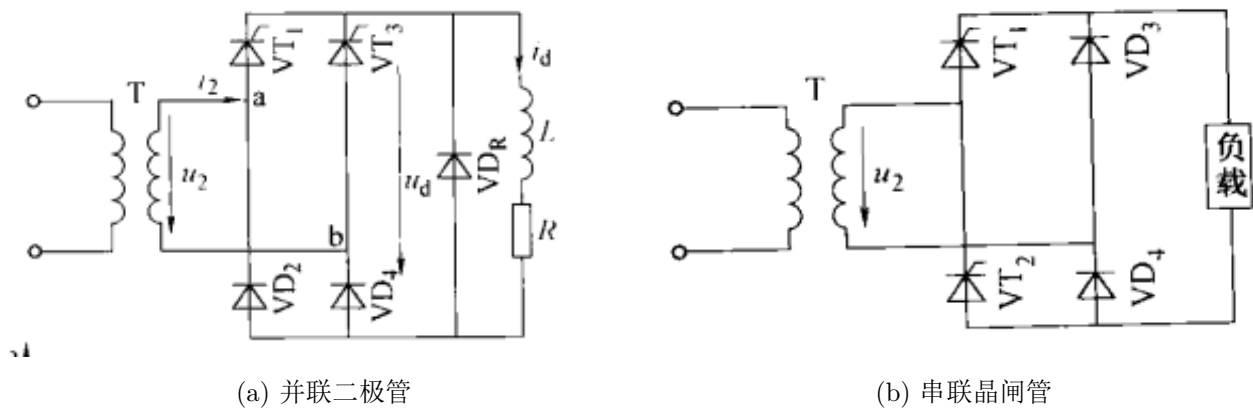


图 22: 单相桥式半控电路两种接法

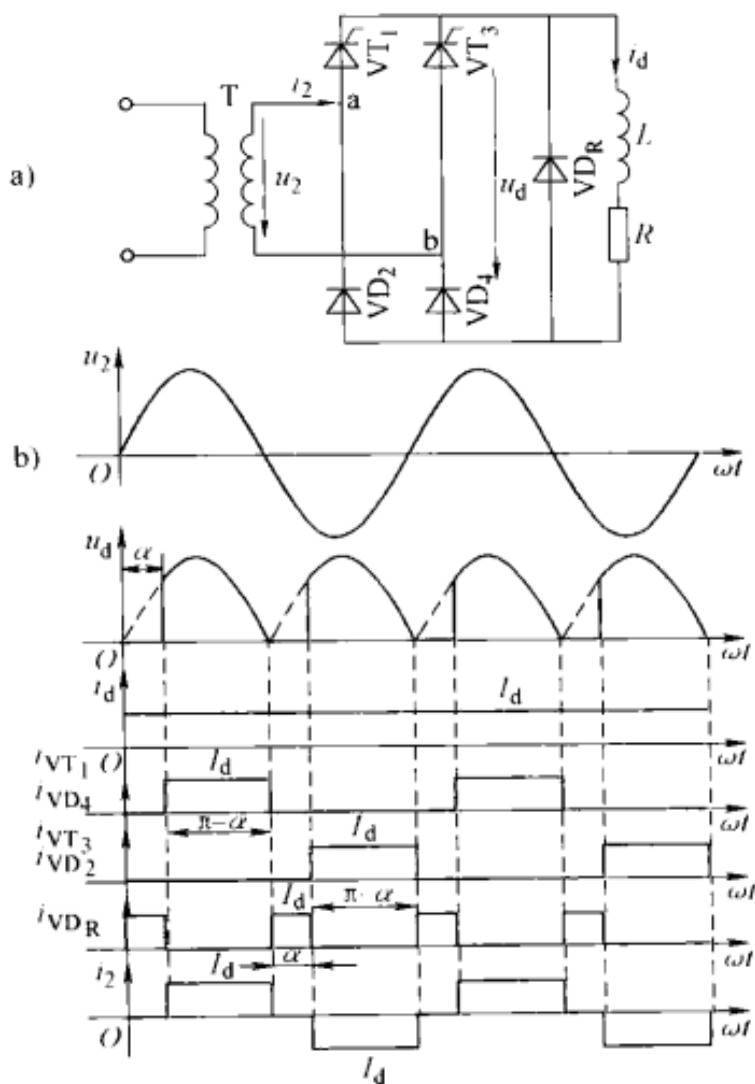


图 23: 单相桥式半控电路波形

$u_2 > 0$ 时, α 时刻加触发脉冲使得 T_1 和 D_4 导通, 负载流过电流。当 u_2 过零变负时, 电感使电流连续, T_1 继续导通。但是因为 a 点电位低于 b 点电位, 电流由 D_2 续流, D_4 关断, $u_d = 0$ 。当 $u_2 < 0$ 时在 α 时刻触发 T_3 导通, 加反压使 T_1 关断, T_3 导通, 电流经过 D_4 供电。

图 (a) 中, 使用续流二极管 D_R 。若没有续流二极管 D_R , 当 $\alpha \rightarrow 2\pi$ 或者触发脉冲丢失时, 会发生一个晶闸管持续导通而另外两个二极管轮流导通的情况, 这使得 u_d 成为正弦半波, 称为失控。有续流二极管时, 在续流阶段晶闸管关断由二极管完成, 减少了管压降且避免了失控问题。

图 (b) 中, 使用串联晶闸管的方式, T_1 和 T_2 为串联的晶闸管, D_3 和 D_4 为串联的二极管, 续流由串联二极管实现。

2.2 三相可控整流电路

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, 交流侧由三相电源供电。

2.2.1 三相半波可控整流电路

为避免 3 次谐波流入电网，将一次侧接成三角形。为得到零线，将二次侧接成星形。三个晶闸管分别接入二次侧的 a、b、c 三相电源，它们阴极接在一起，称为共阴极接法。这种接法触发电路有公共端，连线方便。

电阻负载

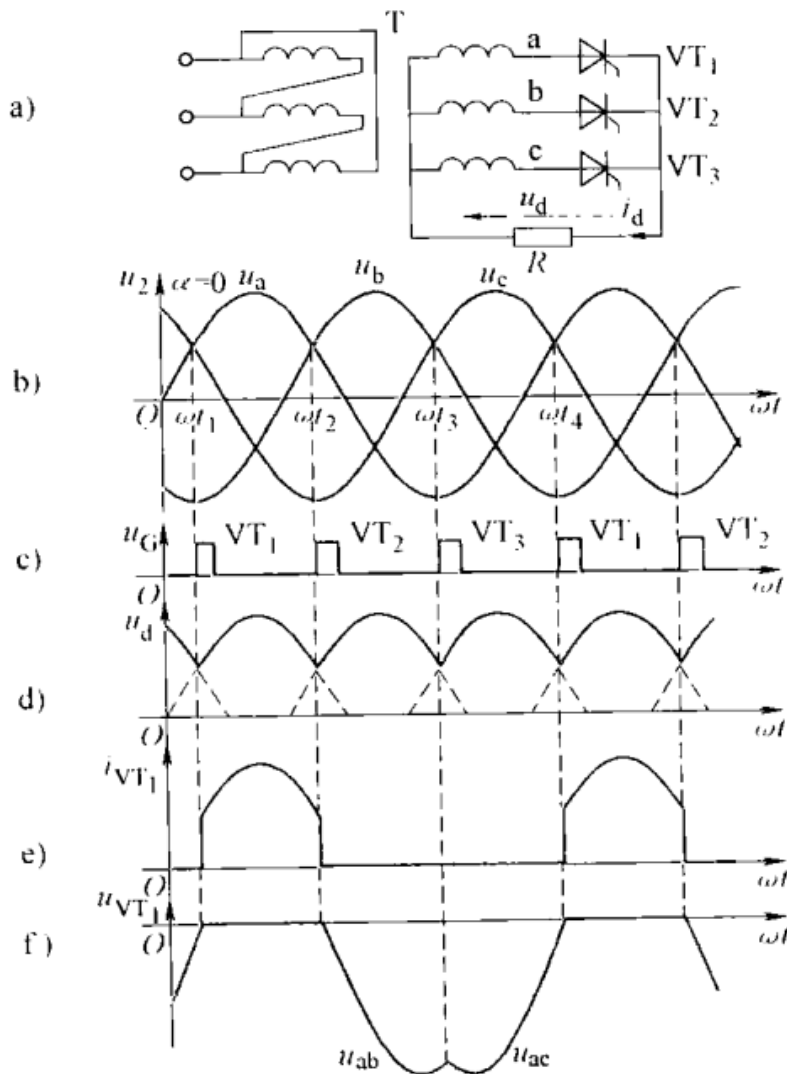


图 24: 带电阻负载的三相半波电路 $\alpha = 0^\circ$

当 $\alpha = 0$ 时，该电路相当于三相半波不可控整流电路。此时，最大相电压对应的二极管导通，另外两个二极管承受反压关断，输出的整流电压即为导通相的相电压。a、b、c 相交点处出现二极管的换相，电流由一个二极管向另一个二极管转移，这些交点是自然换相点。一周期内 D_1 、 D_2 和 D_3 轮流导通 120° ，输出波形为三相正半周波形的包络线。

当 $0 \leq \alpha \leq 30^\circ$ 时，输出电流连续，每一相的导通时间为 α 开通至 $\alpha + 90^\circ$ 下一相开通。

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

当 $\alpha > 30^\circ$ 时，导通一相相电压过零变负时，该相晶闸管关断而下一相晶闸管触发脉冲未到达，因此输出

电压和输出电流为零, 此时输出电流断续, 各晶闸管导通角为 90° 。

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

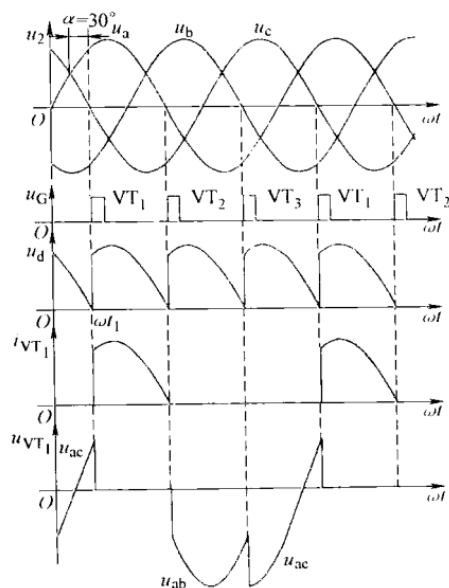


图 3-14 三相半波可控整流电路,
电阻负载, $\alpha = 30^\circ$ 时的波形

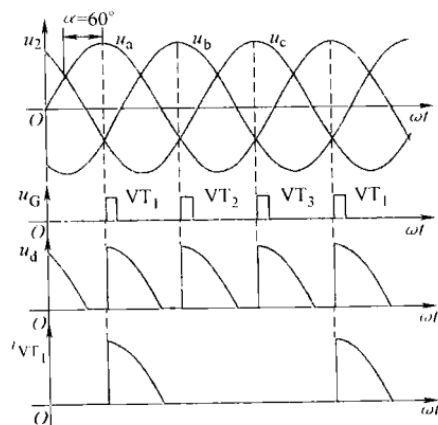


图 3-15 三相半波可控整流电路,
电阻负载, $\alpha = 60^\circ$ 时的波形

图 25: 带电阻负载三相半波 $\alpha = 30^\circ, 60^\circ$ 的波形图

当 $\alpha = 150^\circ$ 时, 触发脉冲到来时恰好是相电压过零变负时刻, 晶闸管无法开通, 因此输出电压为零。因此移相范围为 $0 \sim 150^\circ$ 。

阻感负载

$\alpha < 30^\circ$ 时与电阻负载相同, $\alpha > 30^\circ$ 时由于电感的存在在电压过零变负时仍能维持晶闸管导通, 直到下一相晶闸管触发脉冲到来才会换流, 因此输出波形将会出现负的部分, 当 $\alpha = 90^\circ$ 时, 正负面积相等, 输出平均值为零, 因此移相范围为 $0 \sim 90^\circ$ 。输出电压为:

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

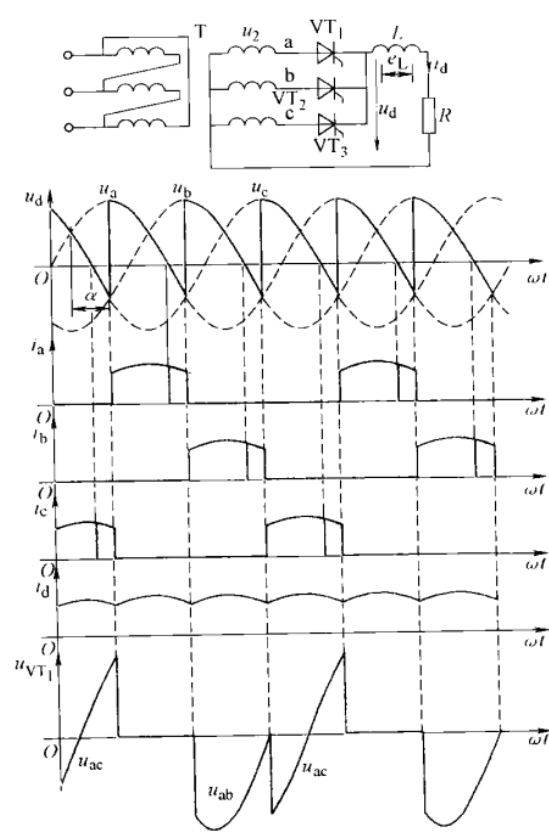


图 3-17 三相半波可控整流电路，
阻感负载时的电路及 $\alpha = 60^\circ$ 时的波形

图 26: 带阻感负载三相半波电路 $\alpha = 60^\circ$ 的波形图

2.2.2 三相桥式全控整流电路

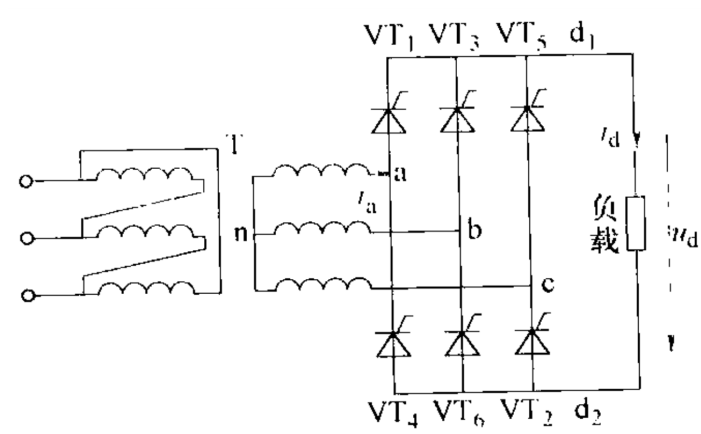


图 27: 三相桥式全控整流电路

将三个共阴极组和三个共阳极组晶闸管与变压器二次侧相接，编号按导通顺序编号。

对于共阴极组晶闸管，阳极所接交流电压值最大的一个导通，对于共阳极组晶闸管，阴极所接交流电压值最小的一个导通。因此对任意时刻，共阳极组和共阴极组各有且仅有一个晶闸管处于导通状态，施加在负载上的电压为线电压。

电阻负载

$\alpha = 0$ 时，各晶闸管均在自然换相点换相，自然换相点既是相电压的交点，也是线电压的交点。从相电压波形来看，共阴极组输出波形为相电压正半周的包络线，共阳极组输出波形为相电压负半轴的包络线，因此总输出电压为两包络线的差值。每周期 6 个脉动，导通顺序如下表所示。

表 1: 三相桥式全控整流电路 $\alpha = 0$ 时晶闸管工作情况

时段	I	II	III	IV	V	VI
共阴极组中导通的晶闸管	T ₁	T ₁	T ₃	T ₃	T ₅	T ₅
共阳极组中导通的晶闸管	T ₆	T ₂	T ₂	T ₄	T ₄	T ₆
整流输出电压 u_d	u_{ab}	u_{ac}	u_{bc}	u_{ba}	u_{ca}	u_{cb}

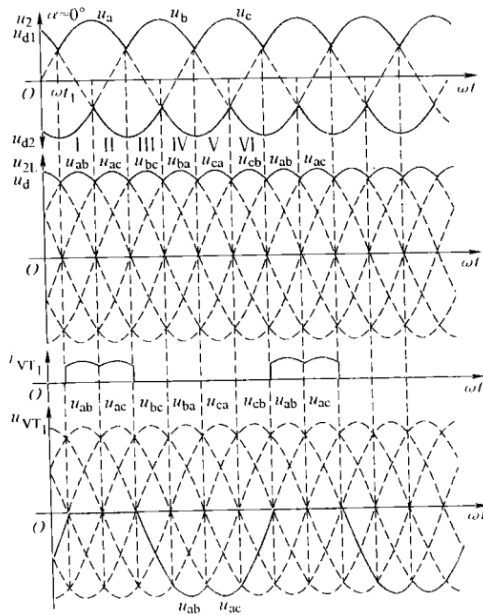


图 3-19 三相桥式全控整流电路
带电阻负载 $\alpha = 0$ 时的波形

图 28: 带电阻负载三相桥式电路 $\alpha = 0$ 的波形图

每一时刻均需要两个晶闸管同时导通且不能是同一相的晶闸管。六个晶闸管触发脉冲依次相差 60° ，共阴极组的晶闸管触发脉冲相差 120° ，共阳极组的晶闸管触发脉冲相差 120° ，同一相两个桥臂的晶闸管触发脉冲相差 180° 。

为保证整流电路合闸启动过程中或电流断续时电路能正常工作，需要保证同时导通的两个晶闸管均有脉冲，可以使用脉冲宽度大于 60° 的宽脉冲触发方式或者使用两个前沿相差 60° 的脉宽为 $20^\circ \sim 30^\circ$ 的窄脉冲触发的双脉冲触发方式。双脉冲电路复杂但是要求触发电路功率小，宽脉冲可以少输出一半脉冲但是容易使变压器饱和不利于串联晶闸管使用。

当 $0 < \alpha \leq 60^\circ$ 时，晶闸管开通时间后移，电路仍然每 60° 为一段按上表规律进行导通，此时电压平均值变小，但是电流是连续的。

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

当 $\alpha > 60^\circ$ 时，当电压过零变负时，晶闸管关闭，输出电压和电流也变为零，电流电压断续。移相范围为

0 ~ 120°。

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

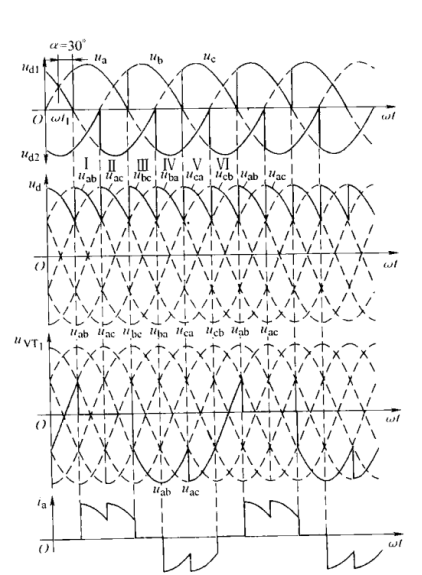


图 3-20 三相桥式全控整流
电路带电阻负载 $\alpha = 30^\circ$ 时的波形

(a) $\alpha = 30^\circ$

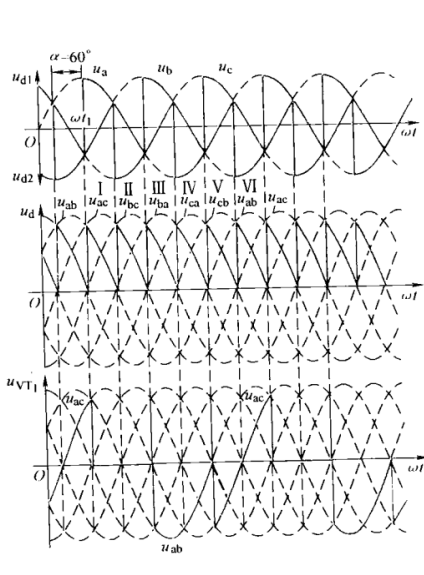


图 3-21 三相桥式全控整流
电路带电阻负载 $\alpha = 60^\circ$ 时的波形

(b) $\alpha = 60^\circ, 90^\circ$

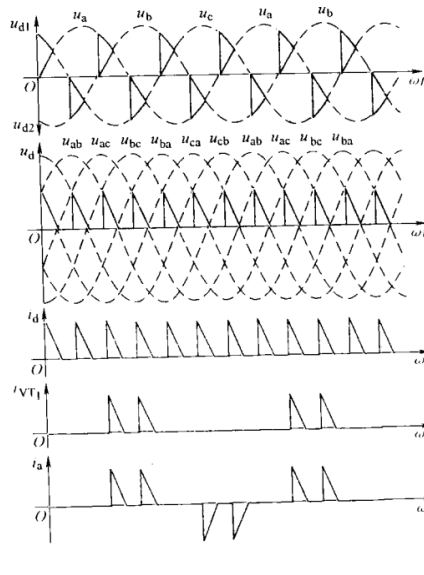


图 3-22 三相桥式全控整流
电路带电阻负载 $\alpha = 90^\circ$ 时的波形

图 29: 带电阻负载的三相桥式电路不同导通角下的波形图

阻感负载

带阻感负载时，输出电流可以认为是水平线，变压器二次侧电流波形为矩形波且有效值为 $I_2 = 0.816I_d$ ，且在 $\alpha > 60^\circ$ 时会出现负电压输出，移相范围为 $0 \sim 90^\circ$ 。

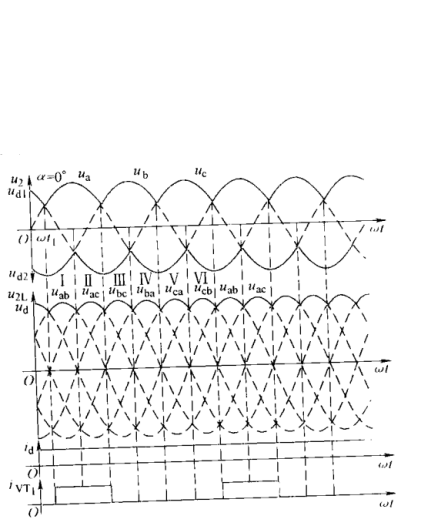


图 3-23 三相桥式全控整流
电路带阻感负载 $\alpha = 0^\circ$ 时的波形

(a) $\alpha = 0$

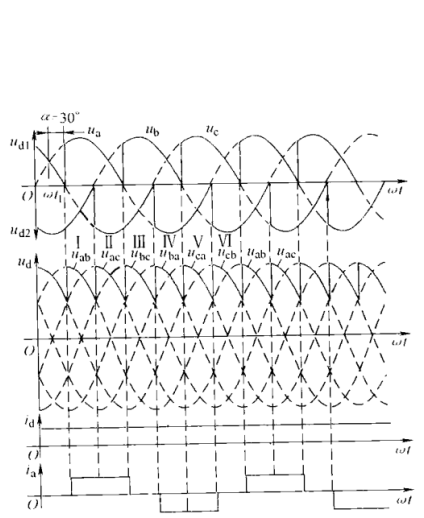


图 3-24 三相桥式全控整流
电路带阻感负载 $\alpha = 30^\circ$ 时的波形

(b) $\alpha = 30^\circ, 90^\circ$

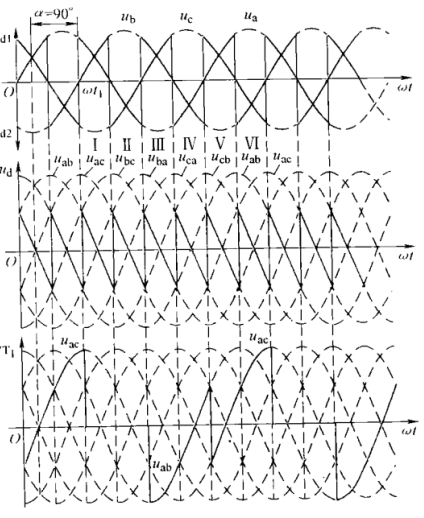


图 3-25 三相桥式整流电路
带阻感负载 $\alpha = 90^\circ$ 时的波形

图 30: 带阻感负载的三相桥式电路不同导通角下的波形图

2.3 变压器漏感对整流电路的影响

对于 T_1 到 T_2 的换相过程, 当 t_1 时刻触发 T_2 时, 因为 a、b 两相均有漏感, 故 i_a, i_b 都不能突变, 于是 T_1, T_2 同时导通, a、b 两相短路, 两相间电压差为 $u_b - u_a$, 在两相回路产生环流 i_k 。由于存在两个漏感, $i_b = i_k$ 逐渐增大, $i_a = I_d - i_k$ 逐渐减小, 当 $i_k > I_d$ 时, $i_a = 0$, T_1 关断, 换流过程结束。换相过程持续的电角度 γ 称为换相重叠角。

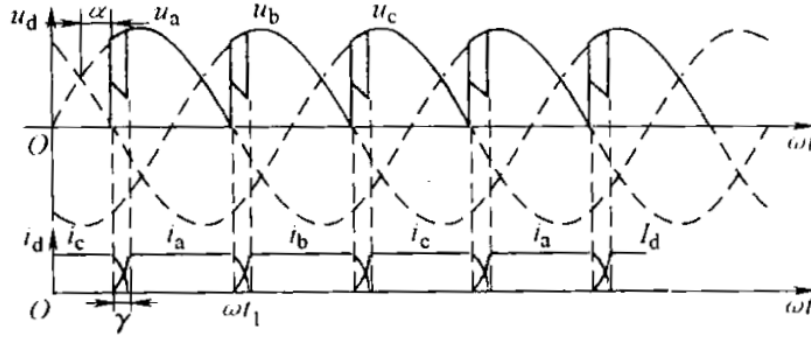


图 31: 变压器漏感对整流电路换相的影响

在此过程中, 整流输出电压的瞬时值为

$$u_d = u_a + L_B \frac{di_k}{dt} = u_b - L_B \frac{di_k}{dt} = \frac{u_a + u_b}{2}$$

因此每次换相电压都会比理想情况下时降低了 ΔU_d , 称为换相压降, 值为

$$\Delta U_d = \frac{1}{\frac{2\pi}{3}} \int_{\frac{5\pi}{6}+\alpha}^{\frac{5\pi}{6}+\alpha+\gamma} (u_b - u_a) d(\omega t) = \frac{3}{2\pi} \int_0^{I_d} \omega L_B di_k = \frac{3}{2\pi} X_B I_d$$

由整流输出电压表达式可得环流满足

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

则

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

当 $\omega t = \alpha + \gamma + \frac{5\pi}{6}$ 时, $i_k = I_d$, 由此得换相重叠角满足

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

2.4 整流电路的谐波和功率因数

2.4.1 谐波和无功分析基础

谐波: 非正弦信号的 Fourier 级数中除基波 $n = 1$ 外的其他分量。

n 次谐波电流含有率 $HRI_n = \frac{I_n}{I_1} \times 100\%$

总谐波有效值 $I_h = \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}$

电流谐波总畸变率 $THDi = \frac{I_h}{I_1} \times 100\%$

非正弦电路有功功率 $P = UI_1 \cos \varphi_1$ ，功率因数 $\lambda = \frac{P}{S} = \frac{I_1}{I} \cos \varphi_1$ ，其中 $\nu = \frac{I_1}{I}$ 为基波因数， $\cos \varphi_1$ 为位移因数或基波功率因数。

无功功率有两种定义：从能量流动和交换角度定义为 $Q = \sqrt{S^2 - P^2}$ ；仿照正弦电路定义为 $Q_f = UI_1 \sin \varphi_1$ 。定义畸变功率 $D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q_f^2} = U \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}$ ，则两种无功定义满足 $Q^2 = Q_f^2 + D^2$

2.4.2 可控整流电路的谐波与功率因数

交流侧电流谐波分析

阻感负载的单相桥式全控整流电路：由于感抗很大，电流波形近似为 180° 的方波，则 $I_n = \frac{2\sqrt{2}I_d}{n\pi}, n = 1, 3, 5, \dots$ ，功率因数 $\lambda = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos \varphi_1 \approx 0.9 \cos \varphi_1$ 。

阻感负载的三相桥式全控整流电路：由于感抗很大，电流波形近似为 120° 的方波，则 $I_n = \frac{\sqrt{6}I_d}{n\pi}, n = 6k \pm 1, k = 1, 2, 3, \dots$ ，功率因数 $\lambda = \frac{3}{\pi} \cos \varphi_1 \approx 0.955 \cos \varphi_1$ 。

直流侧电压谐波分析

电压纹波因数 $\gamma_u = \frac{U_R}{U_{d0}}$ 反应电压中谐波占有量。系数越小，说明纹波占比越低，直流越平稳。

$$\gamma_u = \frac{U_R}{U_{d0}} = \frac{\sqrt{\frac{1}{2} + \frac{m}{4\pi} \sin \frac{2\pi}{m} - \frac{m^2}{\pi^2} \sin^2 \frac{\pi}{m}}}{\frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m}}$$

表 2: 不同脉波数时的电压纹波因数

m	2	3	6	12	∞
γ_u	48.20	18.27	4.18	0.99	0

$\alpha = 0$ 时整流电压电流谐波的规律

- m 脉波整流电压的谐波次数为 mk (k=1, 2, 3...) 次，即 m 的整倍数次；
- 整流电流的谐波与整流电压的谐波次数相同，都为 mk 次；
- 当 m 一定时，随谐波次数增大，谐波幅值迅速减小；
- 当负载中有电感时，负载电流谐波幅值的减小更为迅速；
- m 增加时，最低次谐波次数增大，且幅值迅速减小，电压纹波因数迅速下降。

2.4.3 谐波和无功的危害

谐波对公用电网产生的危害

- 谐波损耗会降低发电、输电及用电设备的效率；
- 影响用电设备的正常工作：振动，噪声，过热等；
- 引起电网局部的谐振，使谐波放大，加剧危害；
- 导致测量误差、继电保护和自动装置的误动作；
- 对通信系统造成干扰：电磁噪声，信息丢失。

无功给公用电网带来的不利影响

- 导致电流增大和视在功率增加，导致设备容量增加；
- 使总电流增加，导致设备和线路的损耗增加；
- 使线路压降增大，冲击性无功负载引起电网电压剧烈波动。

2.5 电容滤波的不可控整流电路

2.5.1 单相不可控整流电路

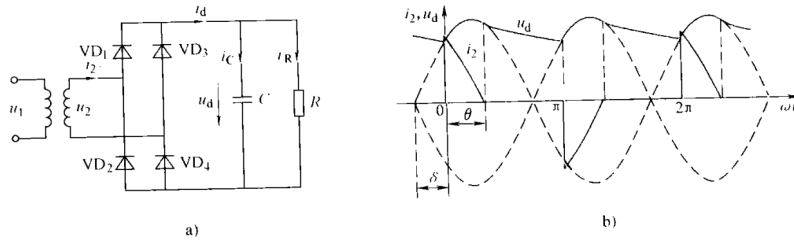


图 32: 带电容滤波的单相不可控整流电路

在 u_2 正半周过零点至 $\omega t = 0$ 的期间， $u_2 < u_d$ ，二极管不导通，电容放电提供负载电流，同时 u_d 下降。至 $\omega t = 0$ 后， $u_2 > u_d$ ，此时 D_2 和 D_4 开通，交流电源向负载供电，同时向电容充电。

设 D_1 和 D_4 导通时刻与 u_2 过零点相距 δ 角，即 $u_2 = \sqrt{2}U_2 \sin(\omega t + \delta)$ ，则在导通期间，满足：

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

解得 $i_C = \sqrt{2}\omega CU_2 \cos(\omega t + \delta)$ ，则

$$i_d = i_C + i_R = \sqrt{2}\omega CU_2 \cos(\omega t + \delta) + \frac{\sqrt{2}U_2}{R} \sin(\omega t + \delta)$$

设 D_1 和 D_4 的导通角为 θ ，则由 $i_d(\theta) = 0$ 得

$$\tan(\theta + \delta) = -\omega RC$$

当电容被充电到 θ 时，二极管关断，电容以 $\tau = RC$ 的时间常数开始放电，直到经过 $\pi - \theta$ 角后，降至初值，另一对二极管导通，重复上述流程。由于二极管导通开始充电与关断后放电结束的 u_d 相等，故有

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

解得

$$\frac{\omega RC}{\sqrt{(\omega RC)^2 + 1}} e^{-\frac{\arctan(\omega RC)}{\omega RC}} e^{-\frac{\delta}{\omega RC}} = \sin \delta$$

且 $\pi - \theta = \delta + \arctan(\omega RC)$

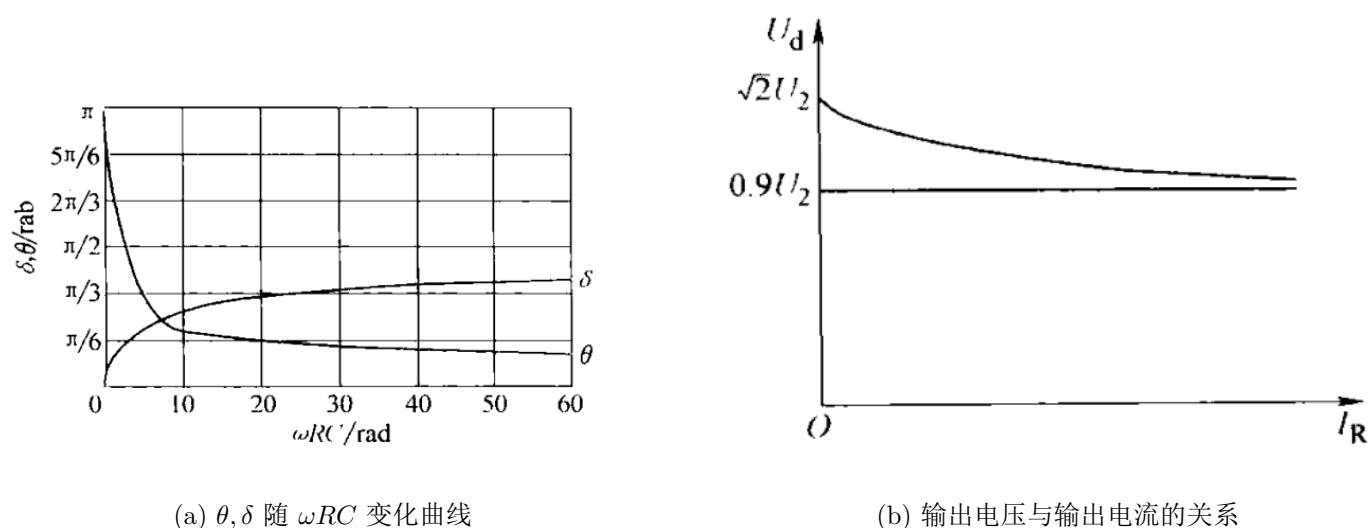


图 33: 电容滤波的单相不可控整流电路的数量关系

空载时, $U_d = \sqrt{2}U_2$, 随着负载加重, 逐渐趋于 $0.9U_2$ 。通常选择电容满足 $RC \geq 1.5 \sim 2.5T$, 此时输出电压 $U_d \approx 1.2U_2$ 。

电容、感容滤波的单相不可控整流电路交流侧谐波和功率因数的规律与特点

1. 谐波次数为奇次, 谐波次数越高, 谐波幅值越小;
2. 与阻感负载的单相全控桥相比, 谐波与基波的关系不固定: ωRC 越大, 负载越轻二极管导通角越小, 谐波越大, 基波越小;
3. 串联电感 L 抑制了交流电流的畸变, 滤波电感越大, 则谐波越小;
4. 随着负载的增大 (ωRC 减小) 或滤波电感的增大, 基波电流滞后程度加重, 位移因数相应减小; 滤波电感增大会减小谐波, 使得基波因数增大。

2.5.2 三相不可控整流电路

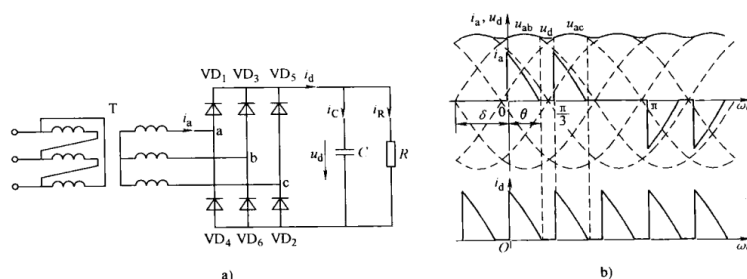


图 34: 带电容滤波的三相不可控整流电路

线电压 $u_{ab} = \sqrt{6}U_2 \sin(\omega t + \delta)$, 相电压 $u_a = \sqrt{2}U_2 \sin(\omega t + \delta - \pi/6)$ 。

在 $t = 0$ 时, 二极管 D_6 和 D_1 开始同时导通, 直流侧电压为 u_{ab} 。下一次同时导通的管子是 D_1 和 D_2 , 直流侧电压为 u_{ac} 。若在导通之前 D_6 和 D_1 是关断的, 则输出电流 i_d 断续, 否则 i_d 连续。临界情况是两组管子

同时导通的时刻恰好衔接起来, 在 $2\pi/3$ 处电压下降速度相等, 即:

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

解得 $\omega RC = \sqrt{3}$, 此即为临界条件, 即 $\omega RC > \sqrt{3}$ 电流连续, $\omega RC < \sqrt{3}$ 电流断续。一般而言, 实际电路可调节的是负载电阻 R , 当轻载时电流断续, 重载时电流连续。空载时输出电压平均值为 $U_d = \sqrt{6}U_2 = 2.45U_2$, 电流连续时输出电压是线电压的包络线, 则电压平均值为 $U_d = 2.34U_2$ 。

三相桥式不可控整流电路交流侧谐波组成规律和功率因数特点

1. 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;
2. 谐波与基波的关系是不固定的, 负载越轻, 谐波越大; 电感越大, 基波越大, 谐波越小;
3. 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, 随滤波电感加大, 总功率因数也提高。

2.6 大功率可控整流电路

2.6.1 带平衡电抗器的双反星形可控整流电路

整流变压器二次侧每相有两个匝数相同、极性相反的绕组, 分别接成两个三相半波电路, 并设置电感量为 L_p 的平衡电抗器保证两组三相半波电路可以同时工作。

两组相电压相差 180° , 相电流也相差 180° , 且幅值相等。相电流平均值都是 $\frac{I_d}{6}$, 因此直流安匝互相抵消, 消除铁心的直流磁通势消除直流磁化。

当两个电源并联运行时, 只有电源电压平均值和瞬时值都相等时才能使负载电流平均分配, 但是双反星形电路两组三相半波电路相角相差 60° , 瞬时值不同, 因此把两个星形联结中点接到平衡电抗器两端, 近似为三倍频的近似三角波, 产生电流 i_p , 此电流通过两组星形自成回路, 不流到负载中去, 称为环流或平衡电流。使得 L_p 足够大即可使环流限定在额定电流的 $1\% \sim 2\%$ 内。平衡电抗器使得两组三相半波电路可以同时导通, 输出电流增大一倍。

输出电压 $u_d = 0.5(u_{d1} + u_{d2})$, 平均值 $U_d = 1.17U_2 \cos \alpha$, 负载中的谐波分量比直流分量小得多, 且最低次谐波为六次谐波 ($I_6 = \frac{2}{35}I_1$)。阻感负载时移相范围 $0 \sim 90^\circ$, 电阻负载时移相范围 $0 \sim 120^\circ$ 。

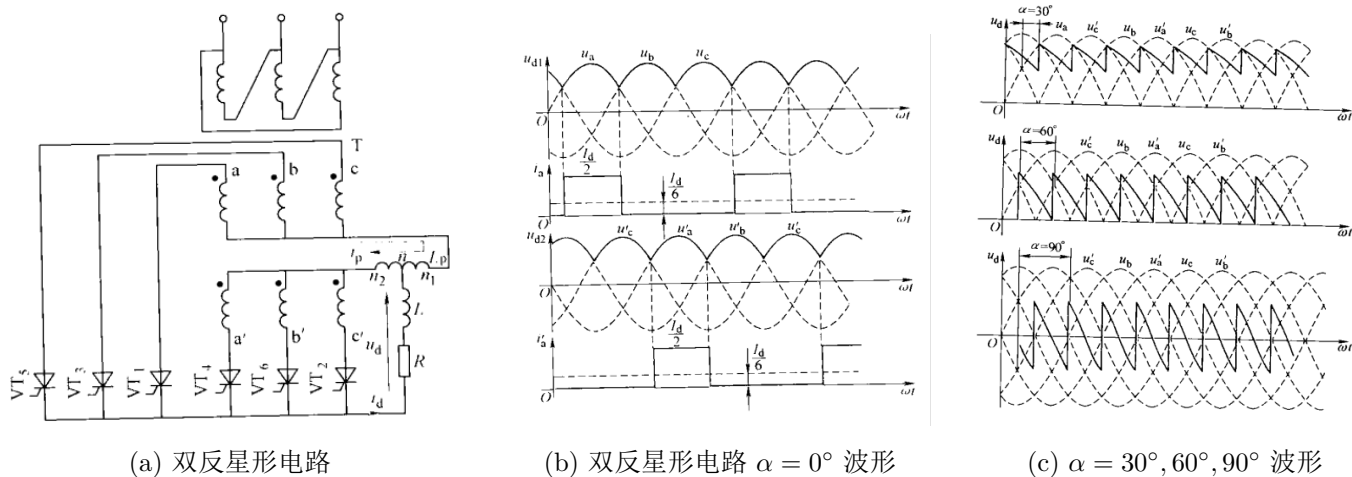


图 35: 带平衡电抗器的双反星形电路及其波形

双反星形电路和三相桥式电路的比较

1. 三相桥式电路是两组三相半波电路串联，而双反星形电路是两组三相半波电路并联且需用平衡电抗器；
2. 变压器二次侧电压有效值相等时，双反星形电路的整流电压平均值是三相桥式电路的 $1/2$ ，整流电流的平均值是三相桥式电路的两倍；
3. 晶闸管导通及触发脉冲的分配关系是一样的，整流电压和整流电流波形一致。

2.6.2 多重化整流电路

将整流电路多重联结可以减少交流侧输入电流谐波，对晶闸管采用顺序控制可以提高功率因数。

移相多重联结

并联二重联结：两组三相全控桥并联，线电压相等，相位错开 30° ，相位控制角相等，因此输出整流电压波形相同但错开 30° ，因此波形在一周内 12 次脉动。两组母线的电压差用平衡电抗器进行平衡。

串联二重联结：两组三相全控桥串联，和并联多重联结相似，输出电压波形在一个交流电源周期内有 12 次脉动，输出电流波形一致。

12 脉动整流电路基波幅值 $I_{m1} = \frac{4\sqrt{3}}{\pi} I_d$ ， n 次谐波幅值 $I_{mn} = \frac{1}{n} \frac{4\sqrt{3}}{\pi} I_d, n = 12k \pm 1, k = 1, 2, 3, \dots$ 。直流输出电压 $U_d = \frac{6\sqrt{6}U_2}{\pi} \cos \alpha$ ，功率因数 $\lambda = 0.9886 \cos \alpha$ 。

串联三重联结彼此错开 20° ，为 18 脉动整流电路，谐波为 $18k \pm 1$ 次，功率因数 $\lambda = 0.9949 \cos \alpha$ 。串联四重联结彼此错开 15° ，为 24 脉动整流电路，谐波为 $24k \pm 1$ ，功率因数 $\lambda = 0.9971 \cos \alpha$ 。

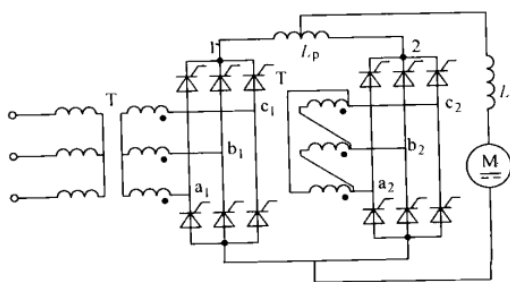


图 3-42 并联多重联结的 12 脉波整流电路

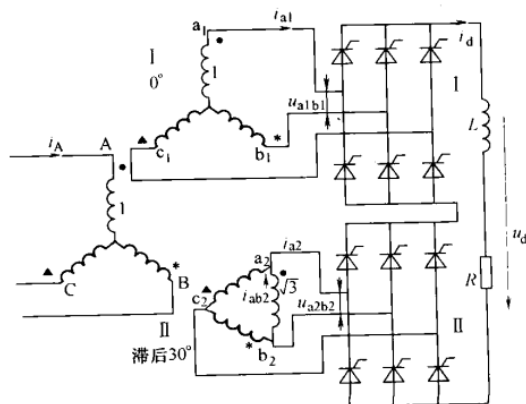


图 3-43 移相 30° 串联 2 重联结电路

图 36: 移相多重联结电路

顺序控制

只对一个桥的 α 进行控制，其余各桥根据需要输出电压而定，或者不工作而使该桥输出直流电压为零，或者 $\alpha = 0$ 而使该桥输出电压最大。根据所需总直流输出电压从低到高的变化，按顺序对各桥进行控制。

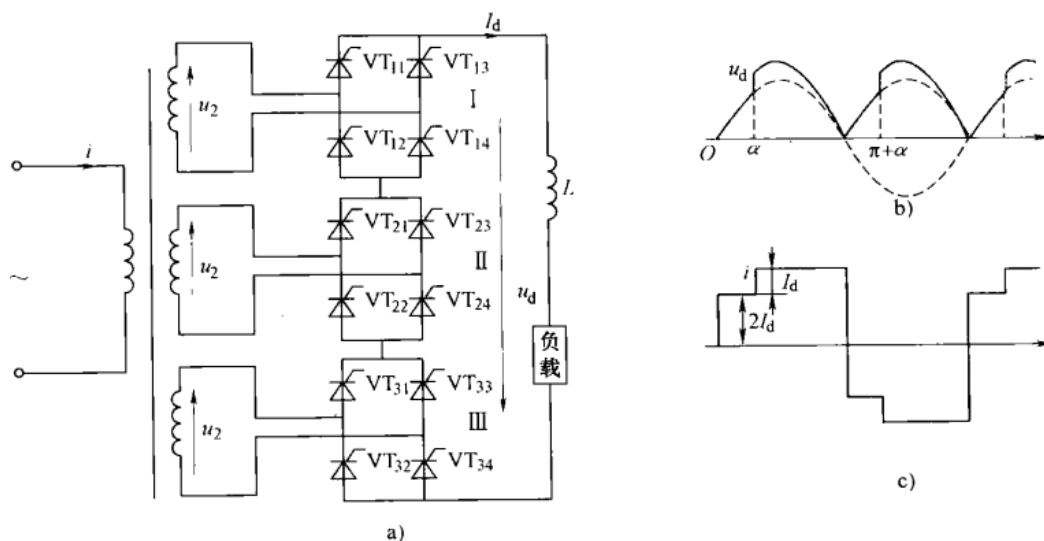


图 37: 顺序控制电路

为使直流输出电压波形不含负的部分, 可采取如下控制方法 (以第 I 组桥为例):

- 当电压相位为 α 时, 触发 T_{11} 、 T_{14} 使其导通并流过直流电流。
- 在电压相位为 π 时, 触发 T_{13} , 则 T_{11} 关断, 通过 T_{13} 、 T_{14} 续流, 桥的输出电压为零而不出现负的部分。
- 电压相位为 $\pi + \alpha$ 时, 触发 T_{12} , 则 T_{14} 关断, 由 T_{12} 、 T_{13} 导通而输出直流电压。
- 电压相位为 2π 时, 触发 T_{11} , 则 T_{13} 关断, 由 T_{11} 和 T_{12} 续流, 桥的输出电压为零。

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

2.7 整流电路的有源逆变工作状态

单相全波可控整流电路的有源逆变状态

1. M 作电动机运行时, 全波电路工作在整流状态, $\alpha \in (0, \frac{\pi}{2})$, $U_d > E$ 使电网向电机输入电能。
2. M 作发电机运行时, 全波电路工作在有源逆变状态, $\alpha \in (\frac{\pi}{2}, \pi)$, $|U_d| < |E|$ 使电机向电网输入电能。

逆变条件: 存在与 SCR 导通方向一致的直流电动势且存在 $|E| > |U_d|$, SCR 应存在 $\alpha > \frac{\pi}{2}$ 控制使 $U_d < 0$ 。

三相桥式可控整流电路的有源逆变状态

M 作发电机运行时, 全波电路工作在有源逆变状态, $\alpha \in (\frac{\pi}{2}, \pi)$, $|U_d| < |E|$ 。逆变角 $\beta = \pi - \alpha$, 大小从 $\beta = 0$ 起点向左计量。 $U_d = -2.34U_2 \cos \beta$ 。

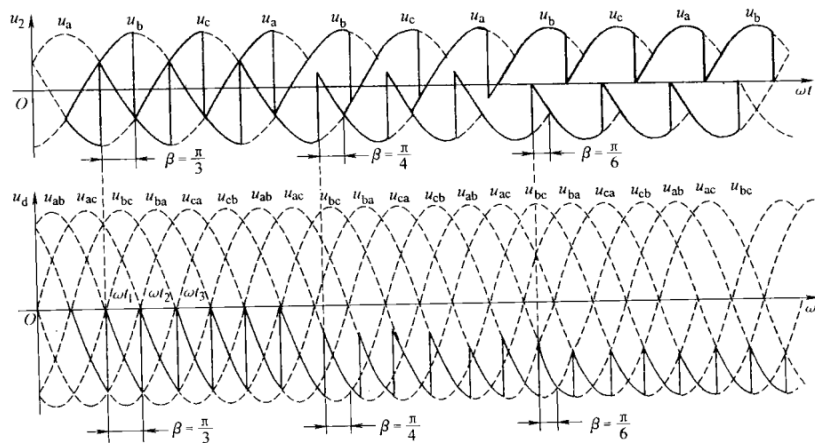


图 38: 三相桥式可控电路的有源逆变状态输出波形

逆变失败的原因

1. 触发电路不可靠，脉冲丢失或延时，使得晶闸管不能正常换相，交流电源和直流电动势顺向串联；
2. SCR 有故障，在阻断期间失去阻断能力或在应该导通时失去导通能力；
3. 交流电源缺相或突然消失，交流侧失去了同直流电动势相反的交流电压导致直流电动势短路；
4. 换相裕量不足使换相失败，最小逆变角 $\beta_{\min} = \delta + \gamma + \theta'$ ，其中 γ 为换相重叠角， δ 为 SCR 关断电角度， θ' 为安全裕量角。