

电力电子技术

W.D.Gaster

2025 年 12 月

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	16
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	18
2.2.2 三相桥式全控整流电路	20
2.3 变压器漏感对整流电路的影响	23
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	24
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	25
2.5.1 单相不可控整流电路	25
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	28
3 逆变电路	31
3.1 电压型逆变电路	31
3.1.1 单相电压型逆变电路	31

目录	3
3.1.2 三相电压型逆变电路	32
3.2 电流型逆变电路	34
3.2.1 单相电流型逆变电路	34
3.2.2 三相电流型逆变电路	36
3.3 多重逆变电路	36
3.4 整流电路的有源逆变工作状态	37
4 直流-直流变流电路	39
4.1 直接直流变流电路	39
4.1.1 降压斩波电路 (Buck Chopper)	39
4.1.2 升压斩波电路 (Boost Chopper)	40
4.1.3 升降压斩波电路 (Buck-Boost Chopper)	41
4.1.4 丘克斩波电路 (Cuk Chopper)	41
4.2 间接直流变流电路	42
4.2.1 正激 (Forward) 电路	43
4.2.2 反激 (Flyback) 电路	44
4.2.3 半桥 (Half-Bridge) 电路	45
4.2.4 全桥 (Full-Bridge) 电路	45
4.2.5 推挽 (Push-Pull) 电路	46
4.3 双向直流变流电路	47
4.3.1 二象限斩波电路	47
4.3.2 四象限斩波电路	47
4.3.3 双有源桥电路	48
5 交流-交流变流电路	49
5.1 交流调压电路	49
5.1.1 相控式单相交流调压电路	49
5.1.2 斩控式单相交流调压电路	51
5.1.3 相控式三相交流调压电路	52
5.2 其他交流电力控制电路	53
5.3 交-交变频电路	54
5.3.1 单相交-交变频电路	54
5.3.2 三相交-交变频电路	56
5.4 矩阵式变频电路	56
6 脉宽调制 (PWM) 控制技术	58
6.1 PWM 基本原理	58
6.2 直接 PWM (计算法)	59
6.3 采样 PWM (调制法)	59
6.3.1 单相桥式 PWM 逆变电路	59
6.3.2 三相桥式 PWM 逆变电路	61
6.3.3 同步调制与异步调制	61
6.4 SPWM 波形的生成	62

6.4.1	自然采样法	62
6.4.2	规则采样法	63
6.5	跟踪控制 PWM	63
6.5.1	电流滞环控制	64
6.5.2	电压滞环控制	64
6.5.3	其他跟踪控制	65

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

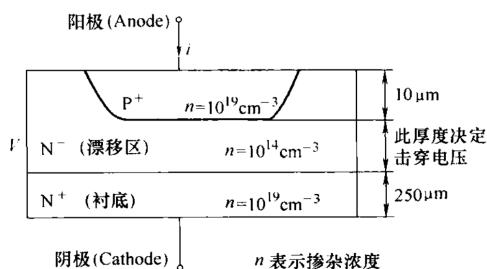


图 1.1: 电力二极管结构

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

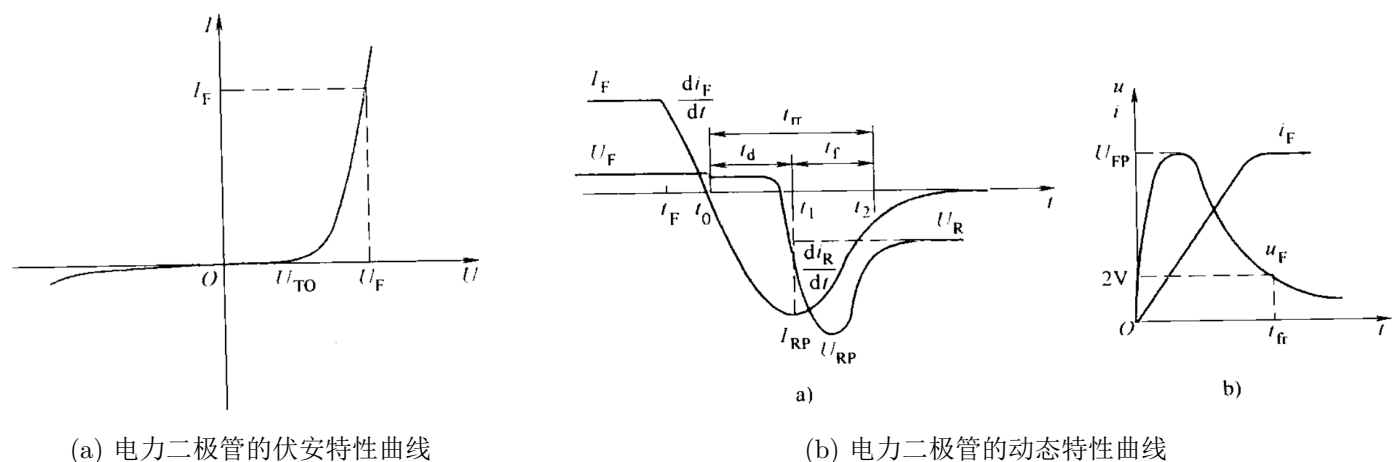


图 1.2: 电力二极管的基本特性

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

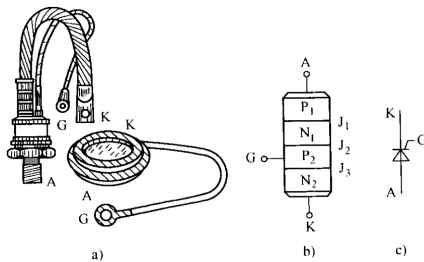


图 2-7 晶闸管的外形、结构和电气图形符号
a) 外形 b) 结构 c) 电气图形符号

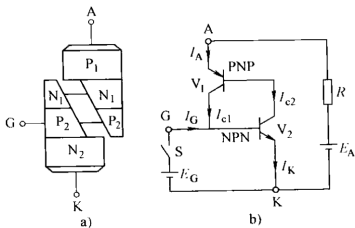


图 2-8 晶闸管的双晶体管模型及其工作原理
a) 双晶体管模型 b) 工作原理

图 1.3: 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。

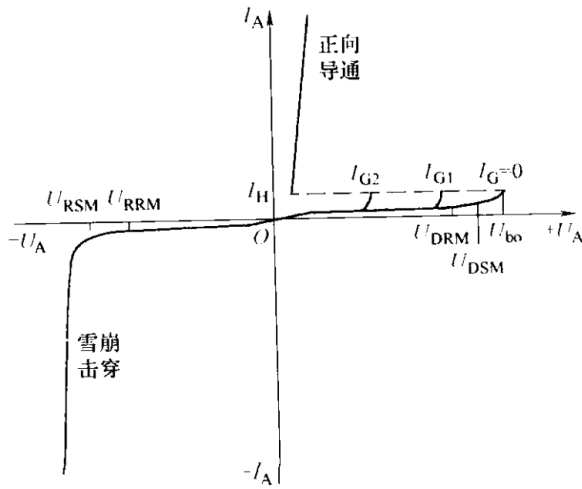
由工作原理，可列出如下方程：

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

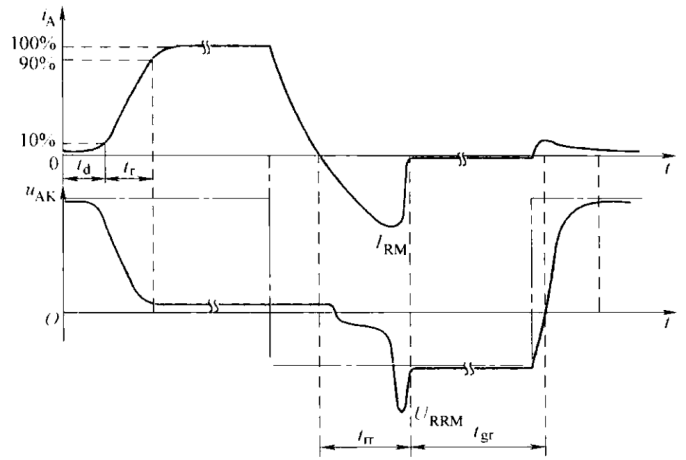
联立可得：

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

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 1.4: 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很大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

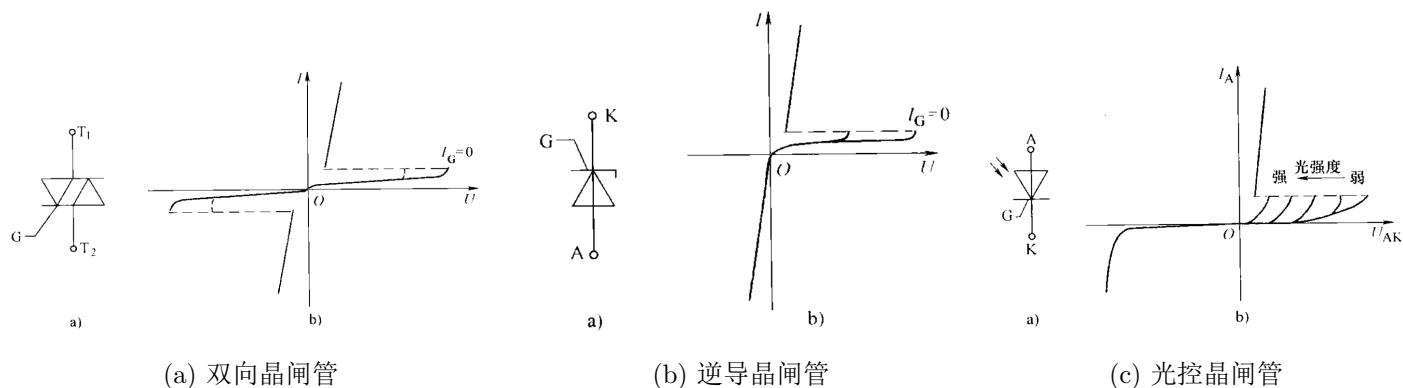


图 1.5: 晶闸管的派生器件图形符号和伏安特性

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。

3. 逆导晶闸管 (Reverse Conducting Thyristor, RCT): 将晶闸管反并联一个二极管制作在同一管芯上的功率集成器件, 不具有承受反向电压的能力。承受反向电压即开通。具有正向压降小、关断时间短、高温特性好、额定结温高等优点, 可以用于不需要阻断反向电压的电路中。有晶闸管电流和反并联二极管电流两个额定电流。
4. 光控晶闸管 (Light Triggered Thyristor, LTT): 利用一定波长的光照信号触发导通的晶闸管。光触发保证了主电路与控制电路的绝缘, 可以避免电磁干扰的影响。

1.3 全控型器件

1.3.1 门极可关断晶闸管

门极可关断晶闸管 (Gate-Turn-Off Thyristor, GTO) 是晶闸管的一种派生器件, 可以通过在门极施加负脉冲电流时期关断, 属于全控型器件。

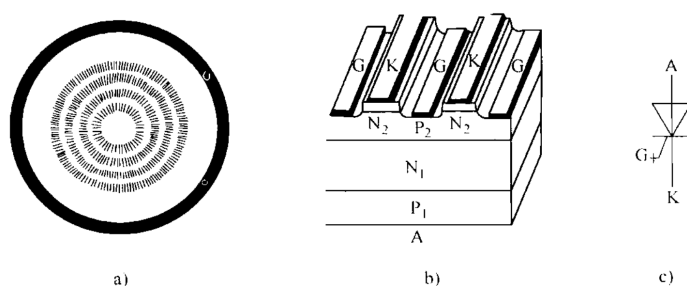


图 2-14 GTO 的内部结构和电气图形符号

a) 各单元的阴极、门极间隔排列的图形 b) 并联单元结构断面示意图 c) 电气图形符号

图 1.6: GTO 的结构

GTO 内部存在许多共阳极的小 GTO 元, 这些 GTO 元的阴极和门极在器件内部并联在一起。 $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$ 临界导通, $\alpha_1 + \alpha_2 > 1$ 等效晶体管过饱和使器件导通, $\alpha_1 + \alpha_2 < 1$ 不能维持导通而关断。GTO 和 SCR 的不同点在于:

1. V_2 管的 α_2 较大, 使得控制灵敏, GTO 易于关断;
2. 导通时 $\alpha_1 + \alpha_2$ 更接近于 1。SCR 的 $\alpha_1 + \alpha_2 \approx 1.15$, 而 GTO 的 $\alpha_1 + \alpha_2 \approx 1.05$, 饱和程度不深, 接近于临界饱和;
3. 多元结构使得每个 GTO 元面积很小, 门极和阴极距离大大缩短, 使得 P_2 基区的横向电阻很小, 使得从门极抽出大电流成为可能。

GTO 导通过程和普通晶闸管一样, 同样有正反馈过程, 只是导通饱和程度较浅。关断时, 给门极加负脉冲, 即抽出电流, I_{b2} 减小, 使得 I_K 和 I_{c2} 减小, I_{c2} 减小导致 I_A 和 I_{c1} 减小, 进一步减小 I_{b2} , 形成强烈正反馈。

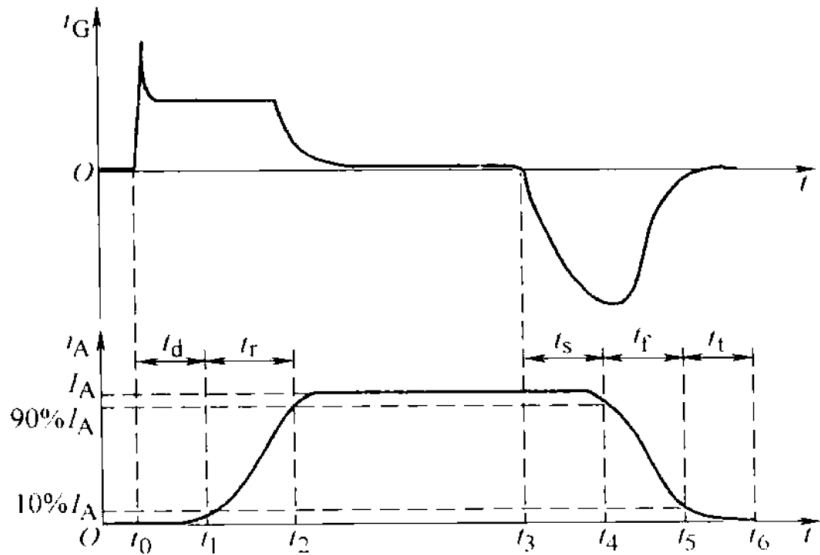


图 1.7: GTO 的动态特性曲线

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。

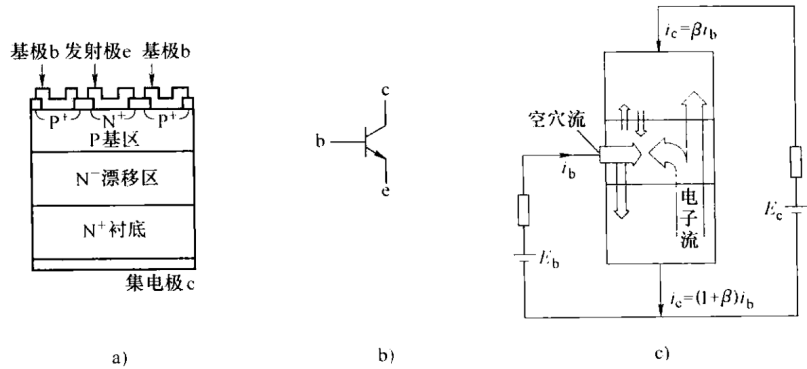


图 1.8: GTR 的结构

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。

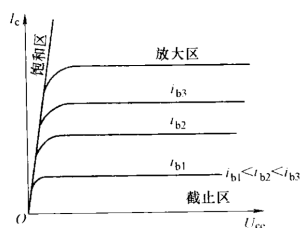


图 2-17 共发射极接法时 GTR 的输出特性

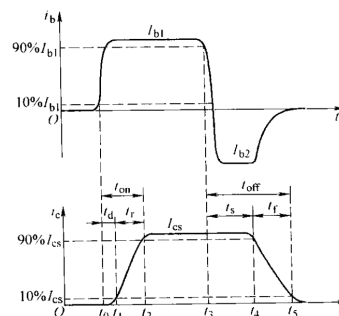


图 2-18 GTR 的开通和关断过程中的电流波形

图 1.9: 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。

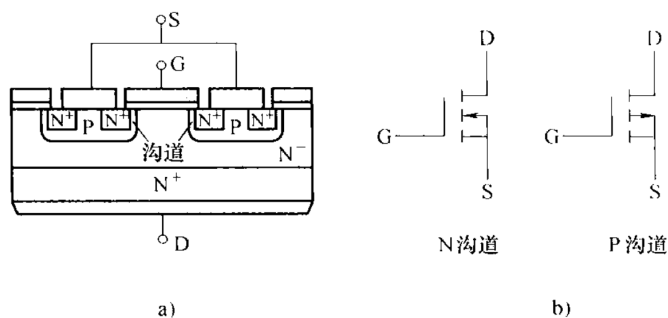


图 1.10: MOSFET 的结构

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)。

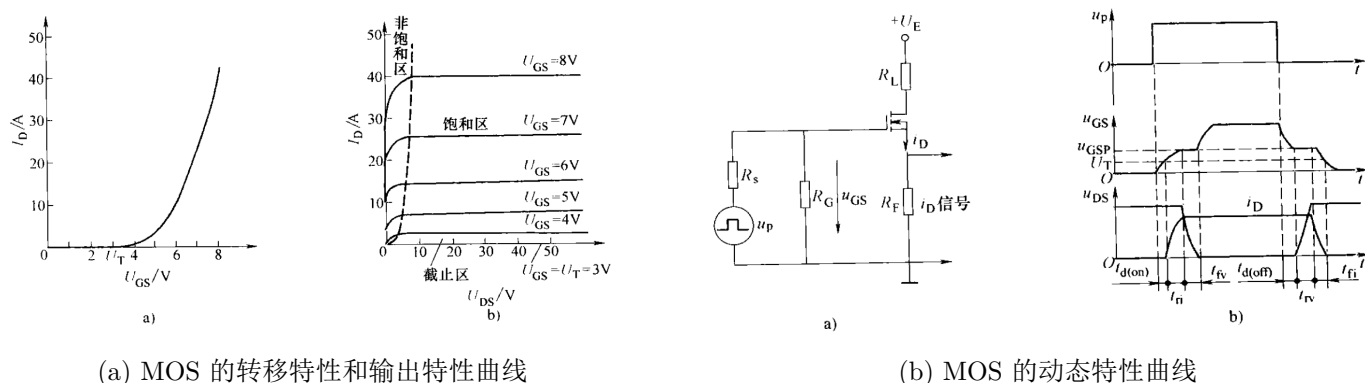


图 1.11: MOSFET 的基本特性

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。

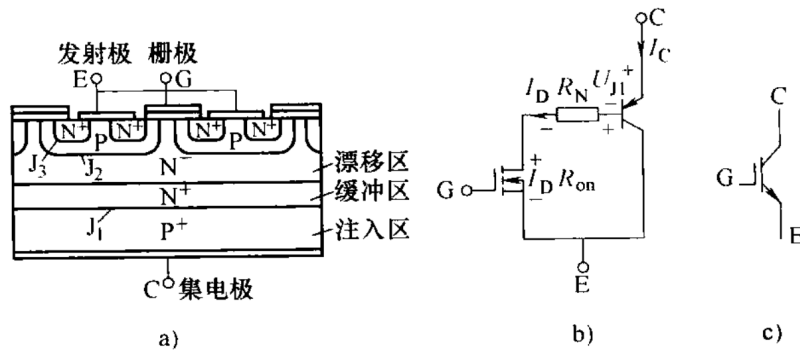


图 1.12: IGBT 的结构

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。

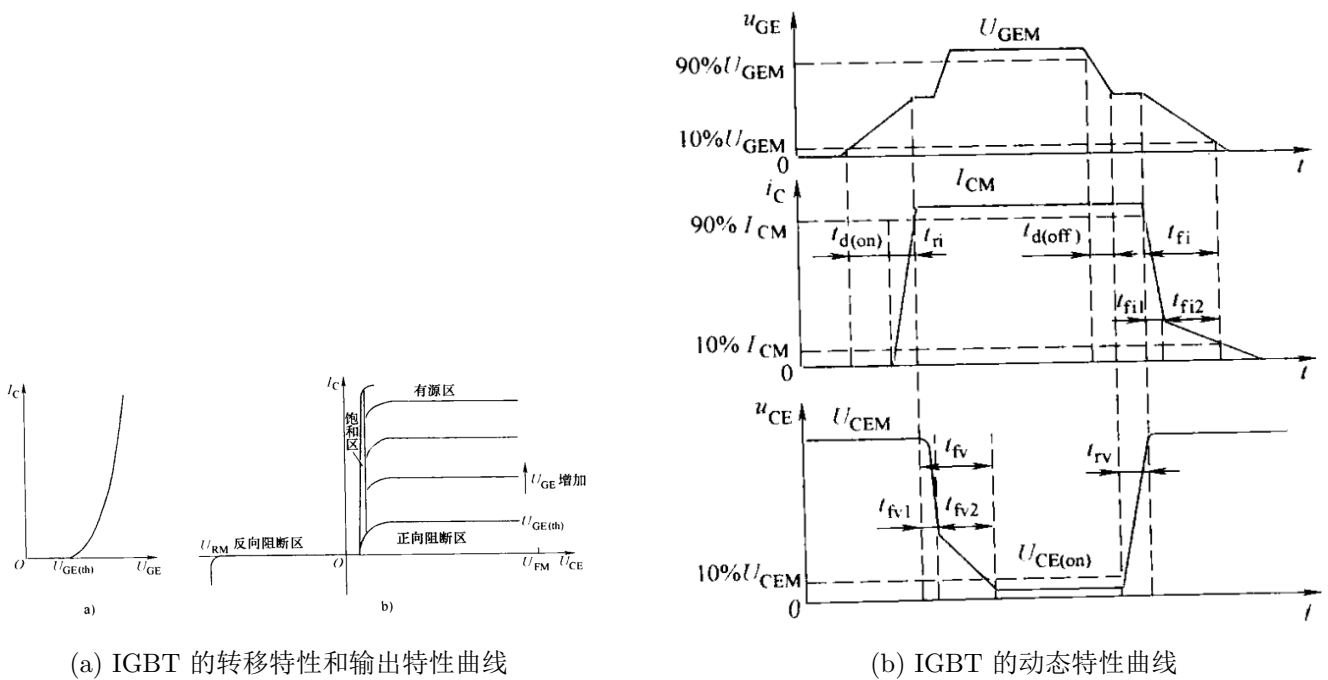


图 1.13: IGBT 的基本特性

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

通过控制触发脉冲与晶闸管阳极电压（交流电源电压）的相位差来控制直流输出电压大小的方式，称为相位控制方式。

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 $\theta = \pi - \alpha$ 。

电阻负载

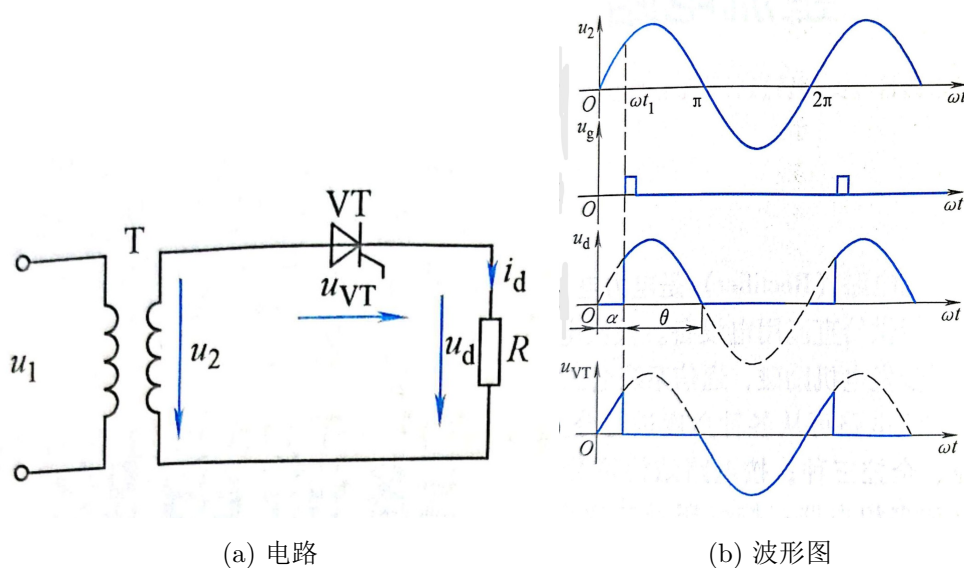


图 2.1: 带电阻负载的单相半波可控整流电路及其波形

晶闸管处于断态时，电路无电流， $u_o = 0$ ，输入电压全部加于 VT 的两端。当 t_1 时刻给晶闸管施加触发脉冲，电路导通，忽略通态电压，则直流输出电压 $u_d = u_2$ 。至 $\omega t = \pi$ 时刻 $u_2 = 0$ ，电流降为零，晶闸管关断。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 $0 \sim \pi$ 。 $\alpha = 0$ 时，输出电压最大为 $U_{d0} = 0.45U_2$ 。

阻感负载

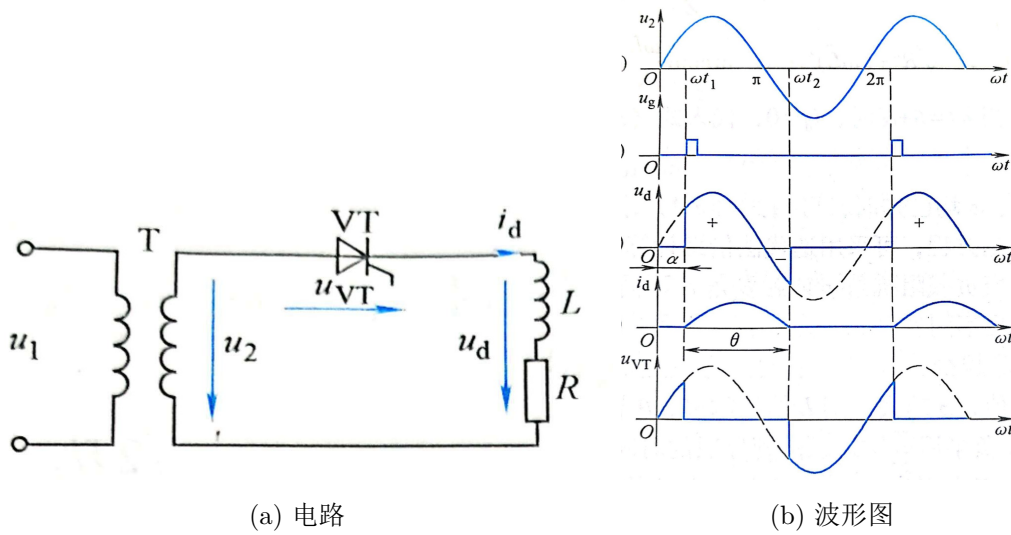


图 2.2: 带阻感负载的单相半波可控整流电路及其波形

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。电感延迟了晶闸管关断的时刻, 使输出电压波形出现负的部分, 平均值 U_d 下降。

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。

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 。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。移相范围为 $0 \sim \pi$

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:

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

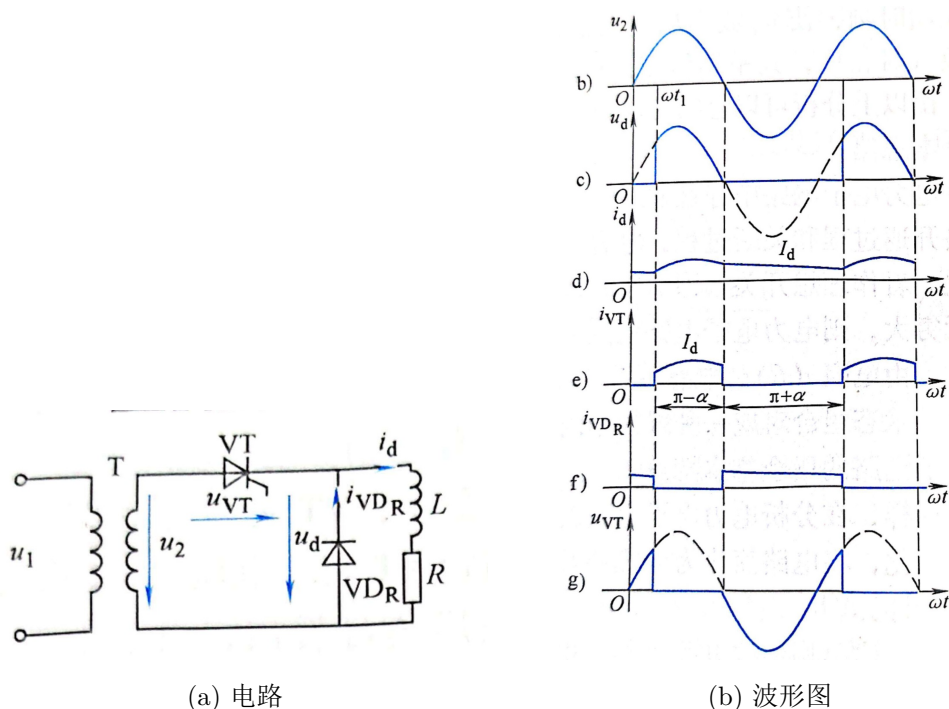


图 2.3: 单相半波带阻感负载有续流二极管的电路及其波形

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

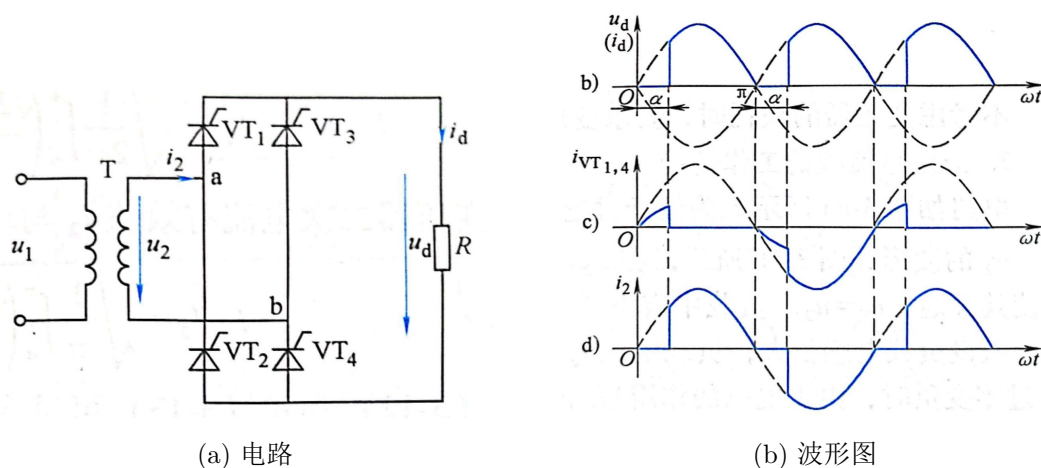


图 2.4: 带电阻负载的单相桥式全控整流电路及其波形

$u_2 > 0$ 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 $0 \sim \pi$ ，晶闸管承受最大正压和反压分别为 $\frac{\sqrt{2}}{2} U_2$ 和 $\sqrt{2} U_2$ 。

阻感负载

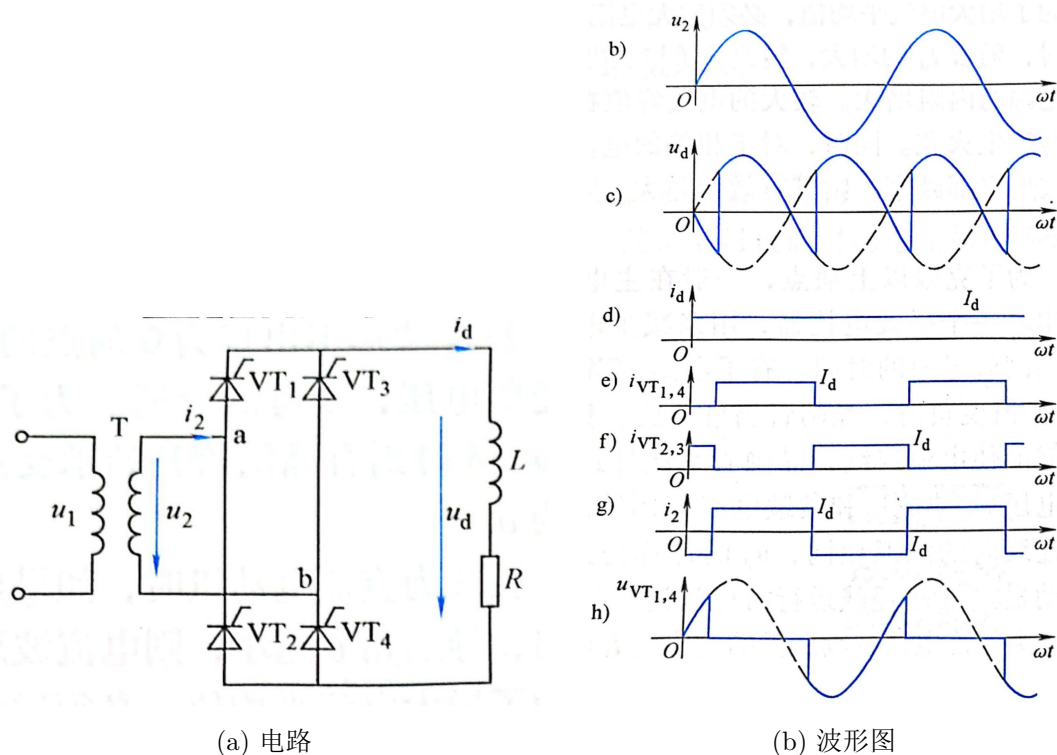


图 2.5: 带阻感负载的单相桥式全控整流电路及其波形

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

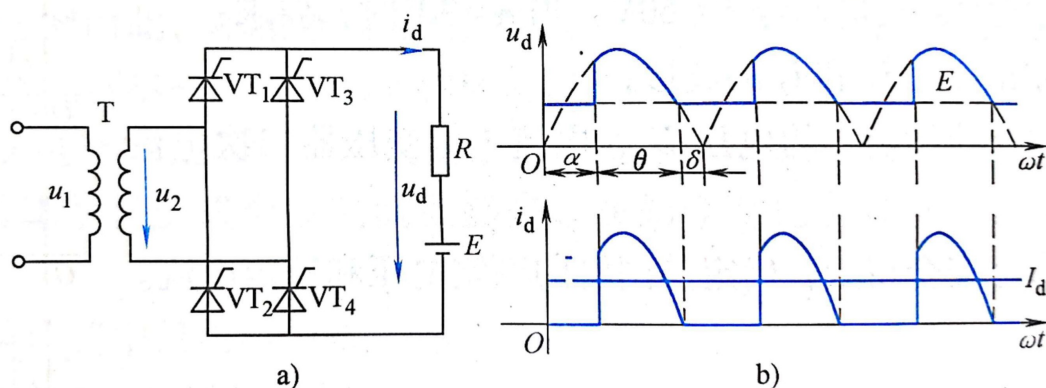


图 2.6: 带反电动势负载的单相桥式全控整流电路及其波形

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。

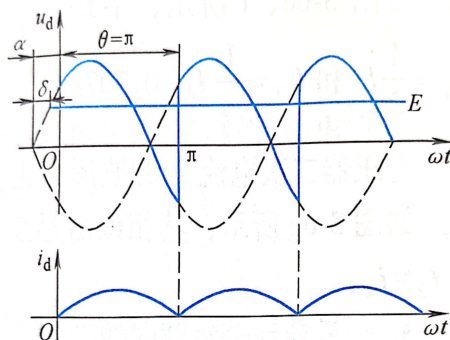


图 2.7: 串平波电抗器电流连续临界情况波形

保证电流连续的电感量可以由下式求出:

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

2.1.3 单相全波可控整流电路

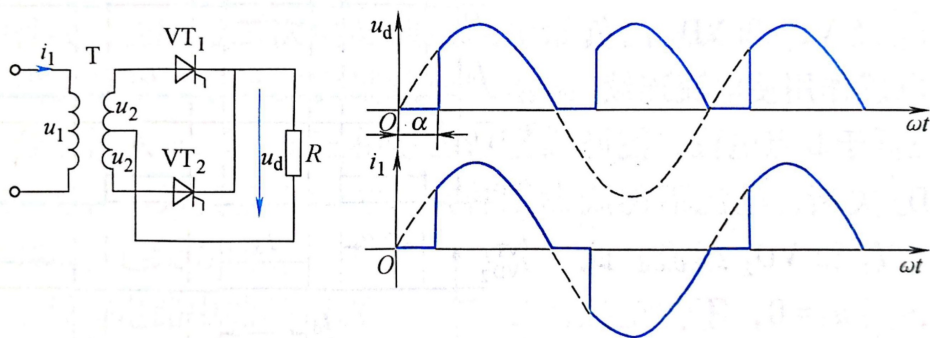


图 2.8: 单相全波可控整流电路及其波形

又称单相双半波可控整流电路。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。电阻负载与全控桥一致。

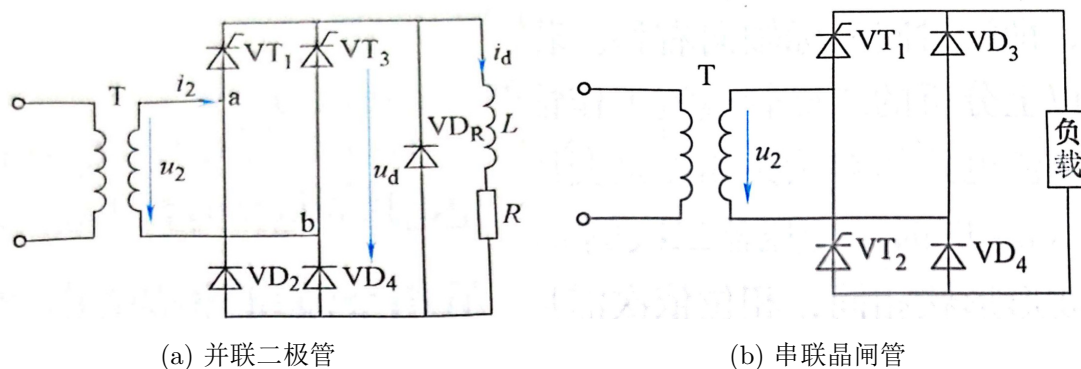


图 2.9: 单相桥式半控电路两种接法

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。

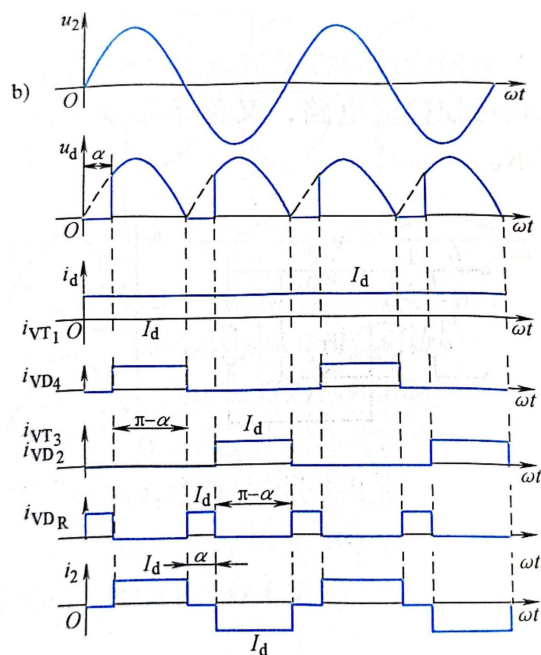


图 2.10: 单相桥式半控电路带阻感负载时的波形

对于图 (a) 带阻感负载的情况， $u_2 > 0$ 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。

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，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

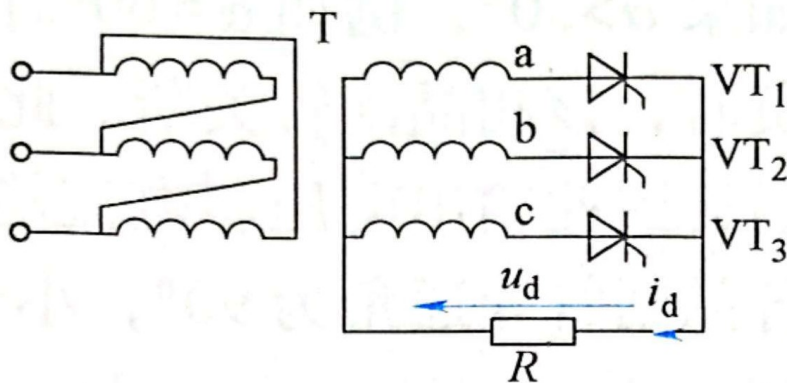


图 2.11: 三相半波可控电路带电阻负载

当 $\alpha = 0^\circ$ 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° 。

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

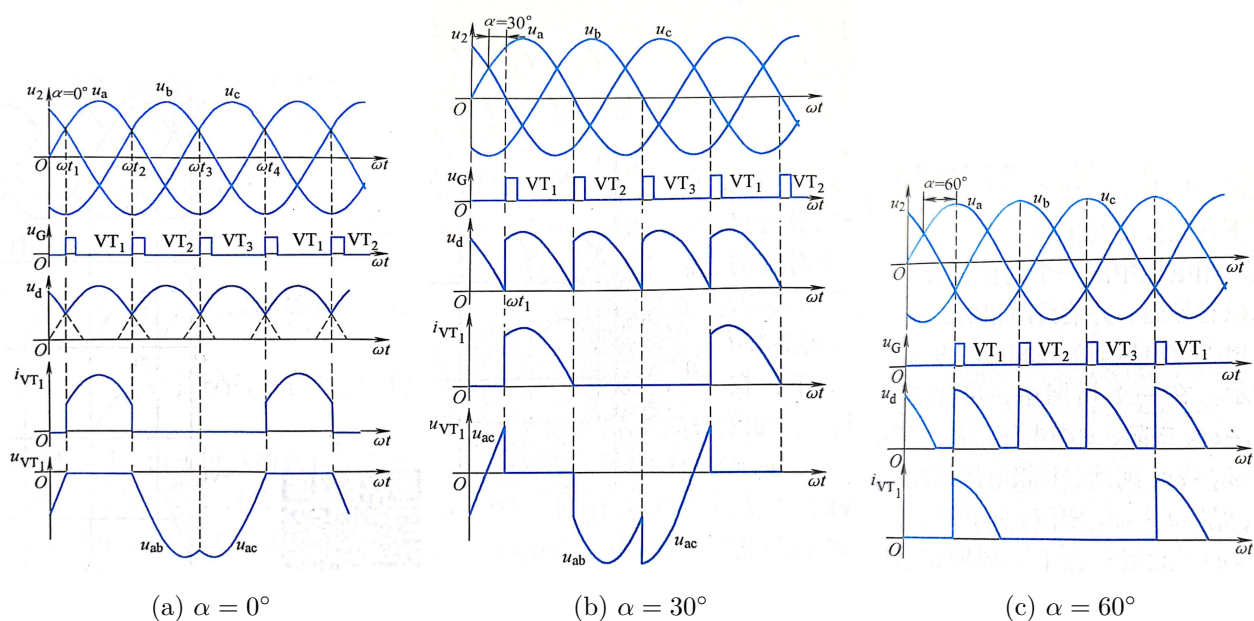


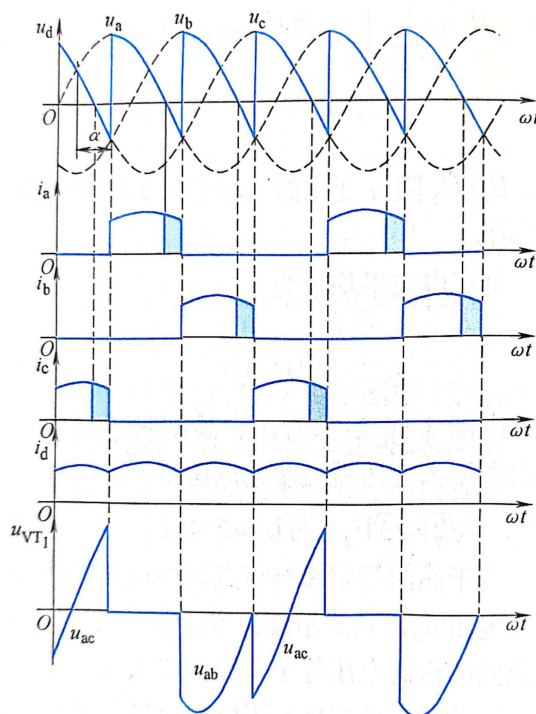
图 2.12: 三相半波电路不同触发角的波形

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:

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

图 2.13: 带阻感负载三相半波电路 $\alpha = 60^\circ$ 的波形图

三相半波可控整流电路的主要缺点在于变压器二次侧电流含有直流分量，不适合实际应用。输出输入电压比 U_d/U_2 与触发角 α 的关系，即电路的控制特性如下（1 为电阻负载，2 为电感负载，3 为阻感负载）

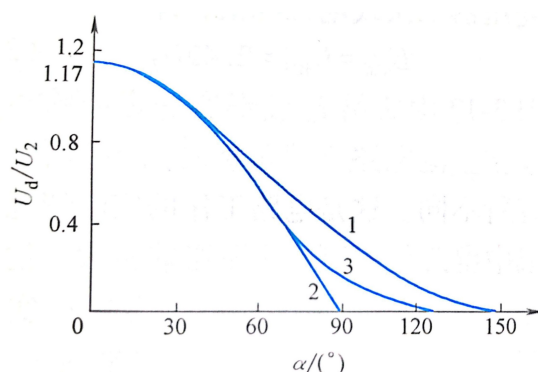


图 2.14: 三相半波可控整流电路的控制特性

如果电感量不是很大，与大电感相比， u_d 中负的部分减少，整流电压平均值 U_d 增加，则移相范围会增加。

2.2.2 三相桥式全控整流电路

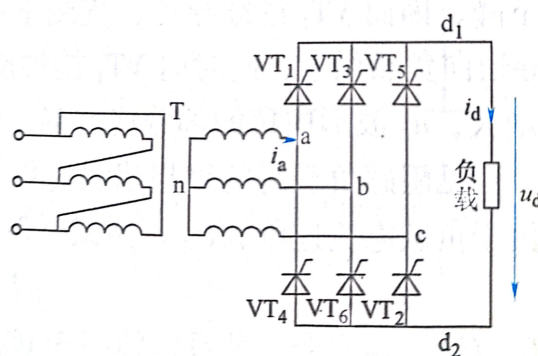


图 2.15: 三相桥式全控整流电路

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}

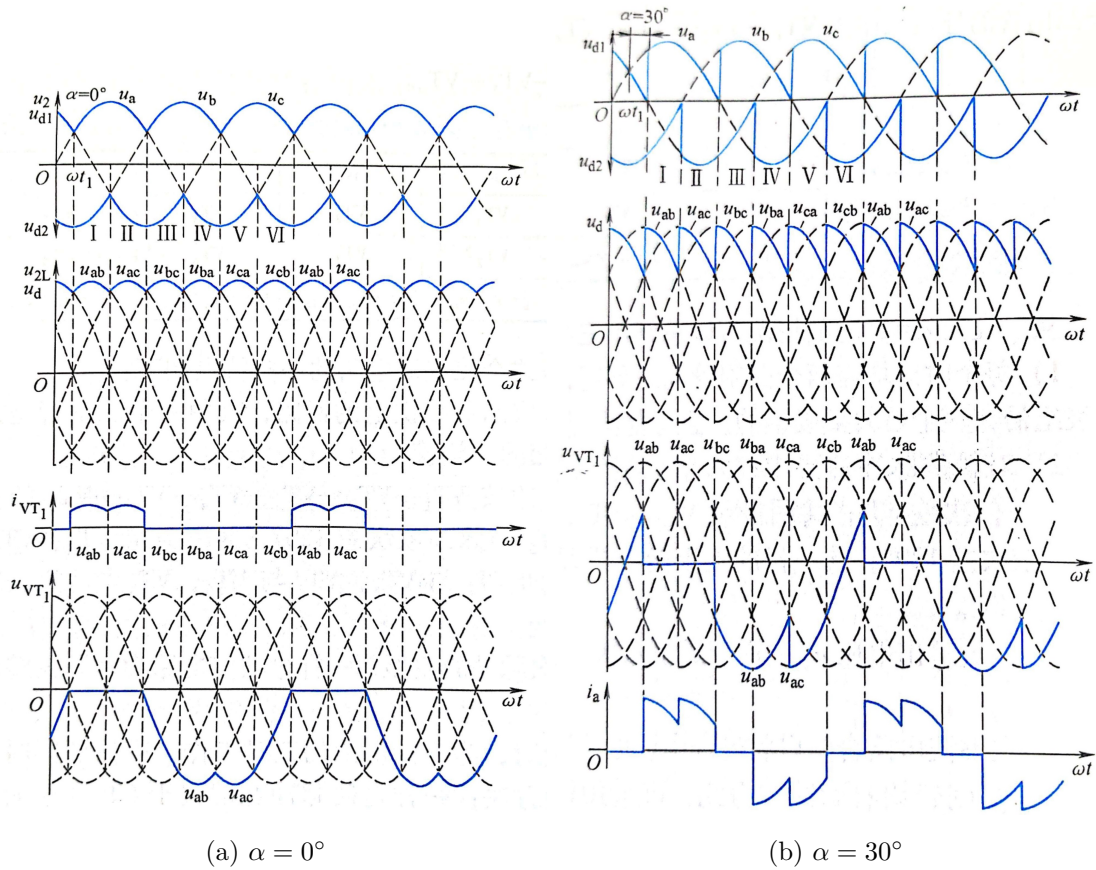


图 2.16: 三相桥式可控电路带电阻负载 $\alpha < 60^\circ$ 的波形图

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

$0 \sim 120^\circ$ ，此时输出电压为

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

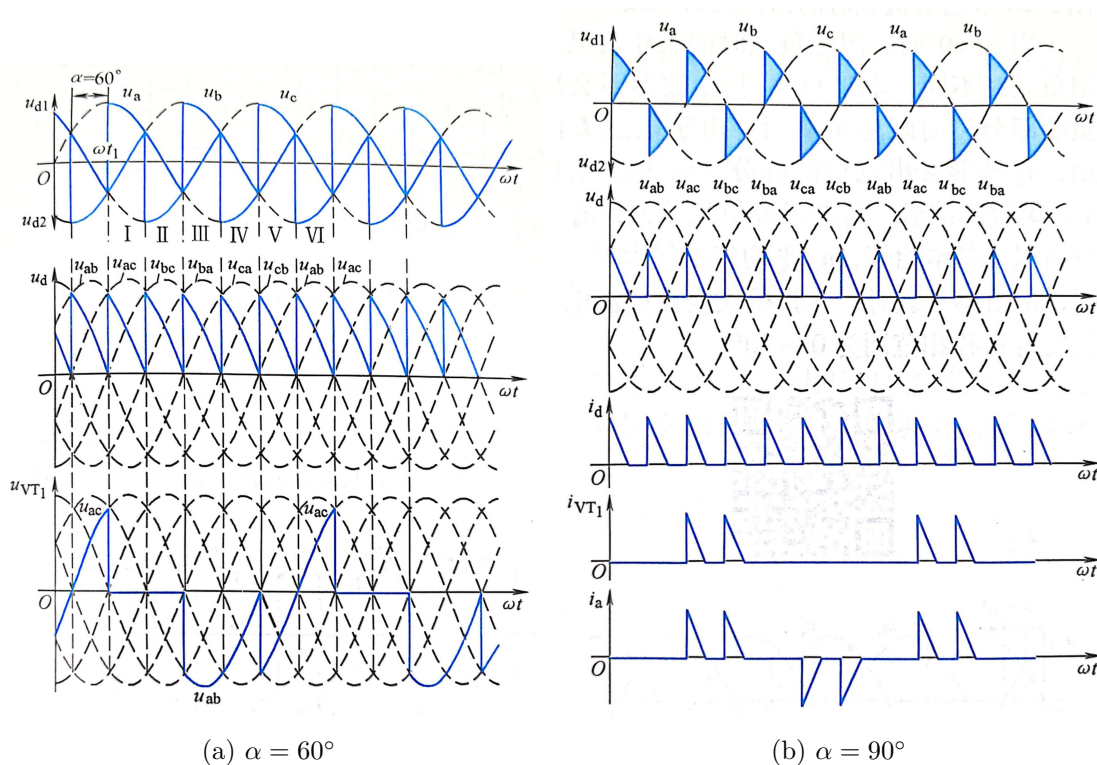


图 2.17: 三相桥式可控电路带电阻负载 $\alpha \geq 60^\circ$ 的波形图

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 $0 \sim 90^\circ$ ，电压为

$$U_d = 2.34U_2 \cos \alpha$$

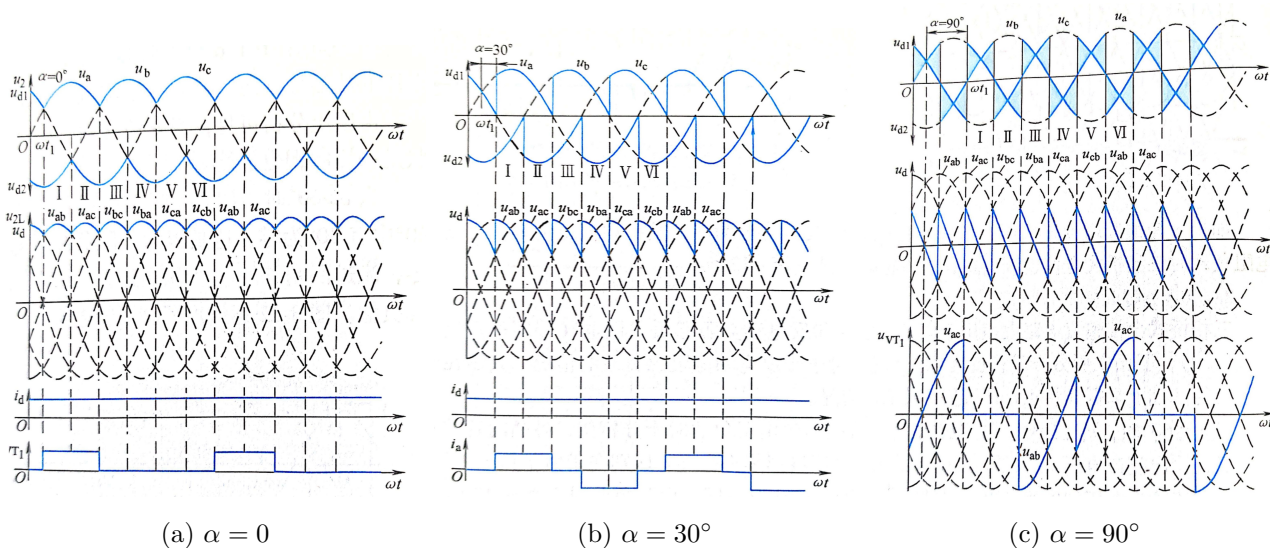


图 2.18: 三相桥式可控整流电路带阻感负载的波形图

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。

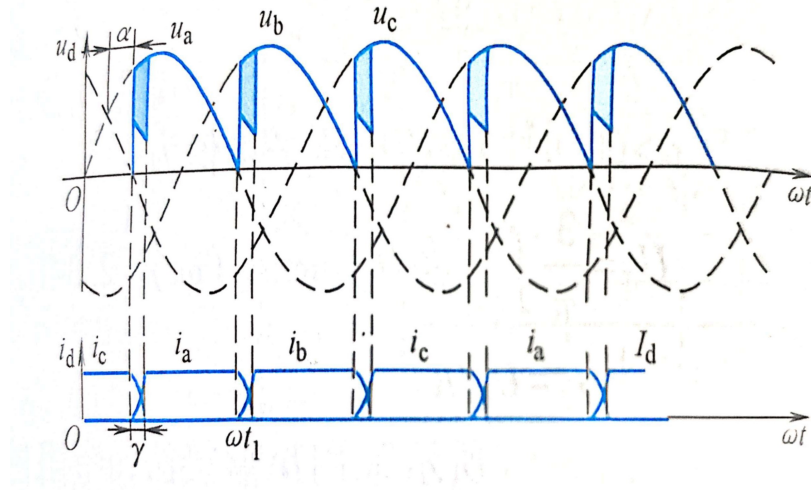


图 2.19: 变压器漏感对整流电路换相的影响

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

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

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

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

1. 出现换相重叠角 γ , 整流电压平均值 U_d 降低;
2. 整流电路工作状态增多, 如三相桥由 6 种增加至 12 种;
3. 晶闸管电流变化率 di/dt 减小, 有利于晶闸管安全开通;
4. 换相时晶闸管电压出现缺口, 产生正的 du/dt , 可能使晶闸管误导通, 必须加吸收电路;
5. 换相使电网电压出现缺口, 称为干扰源。

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 ($k=1, 2, 3, \dots$) 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

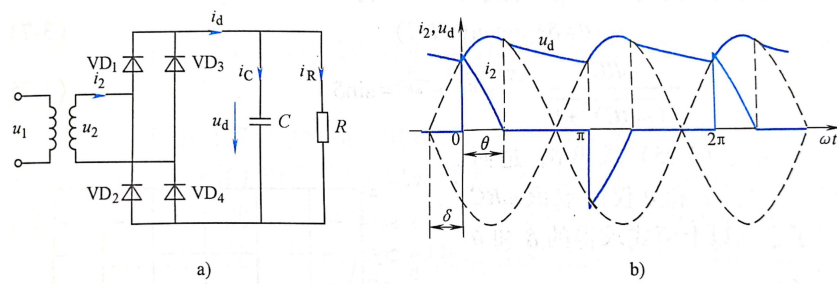


图 2.20: 带电容滤波的单相不可控整流电路

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

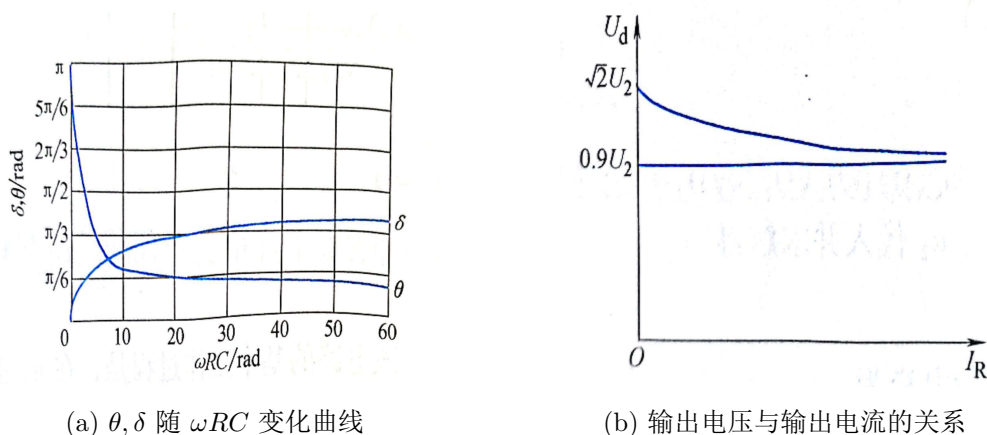


图 2.21: 带电容滤波的单相不可控整流电路的数量关系

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 $U_d \approx 1.2U_2$ 。

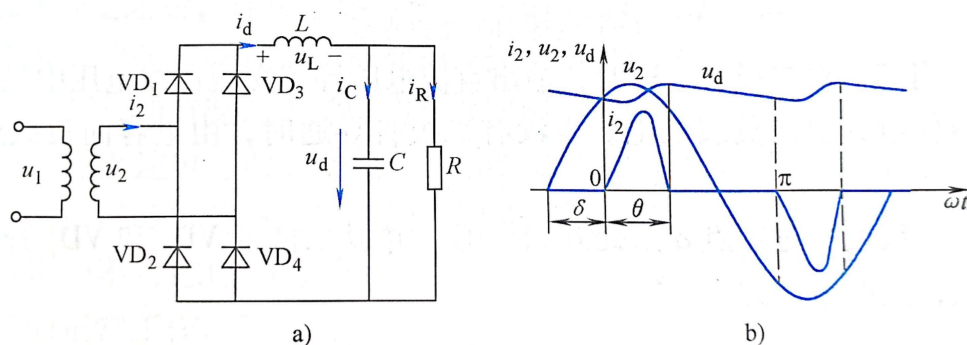


图 2.22: 感容滤波的单相不可控整流电路

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

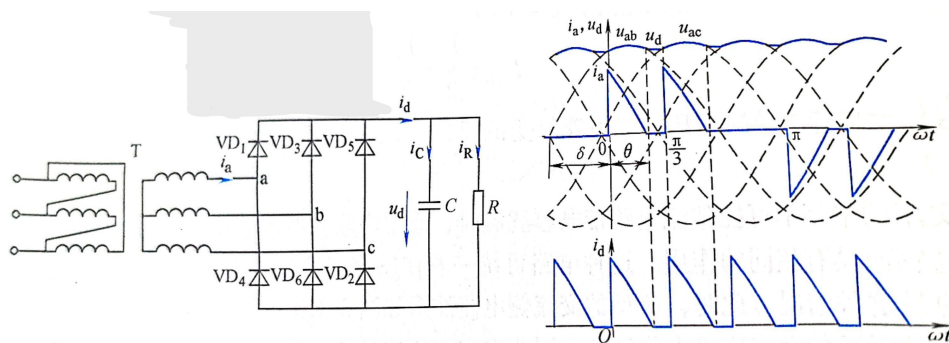


图 2.23: 带电容滤波的三相不可控整流电路

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 $U_d = 2.34U_2$ 。

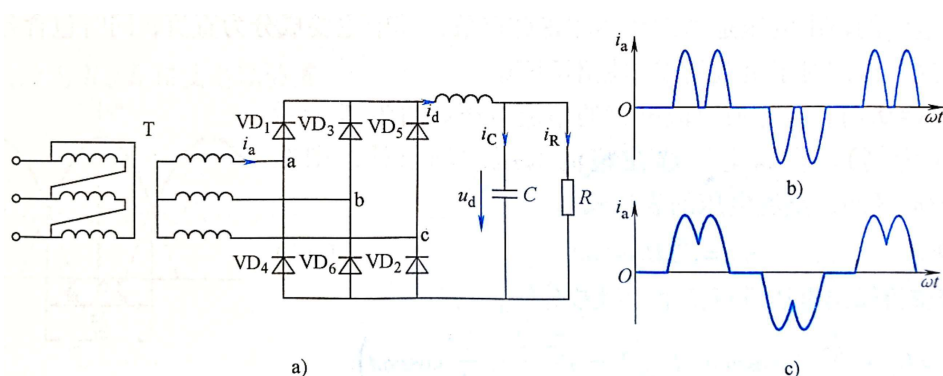


图 2.24: 感容滤波的三相不可控整流电路

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 $0 \sim 120^\circ$ 。

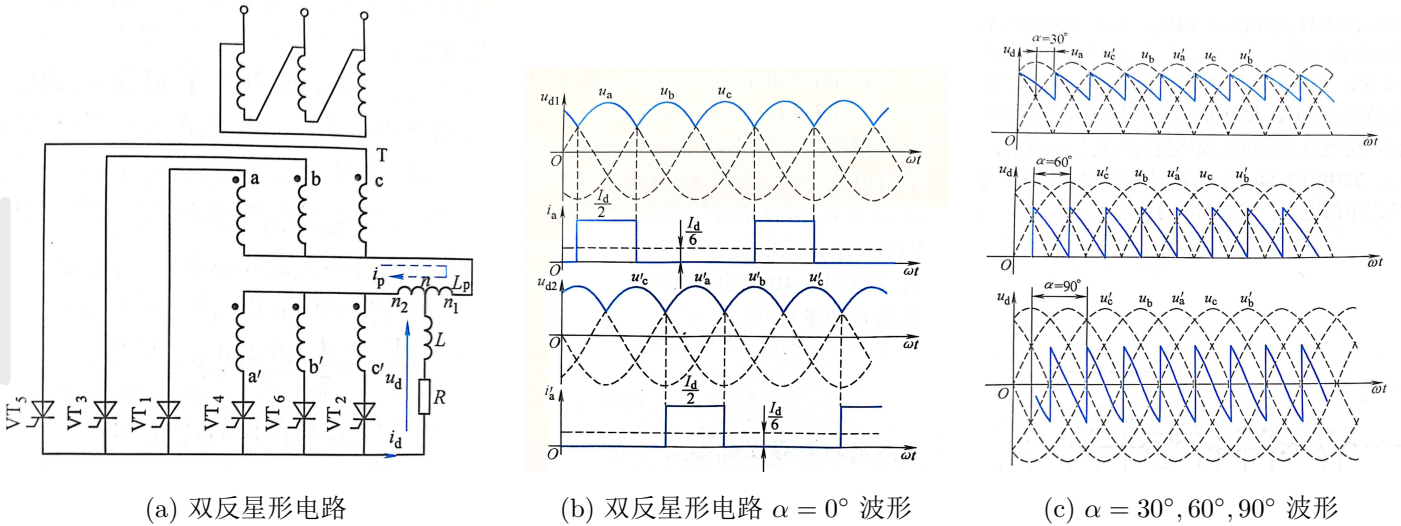


图 2.25: 带平衡电抗器的双反星形电路及其波形

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 $\lambda = 0.9971 \cos \alpha$ 。

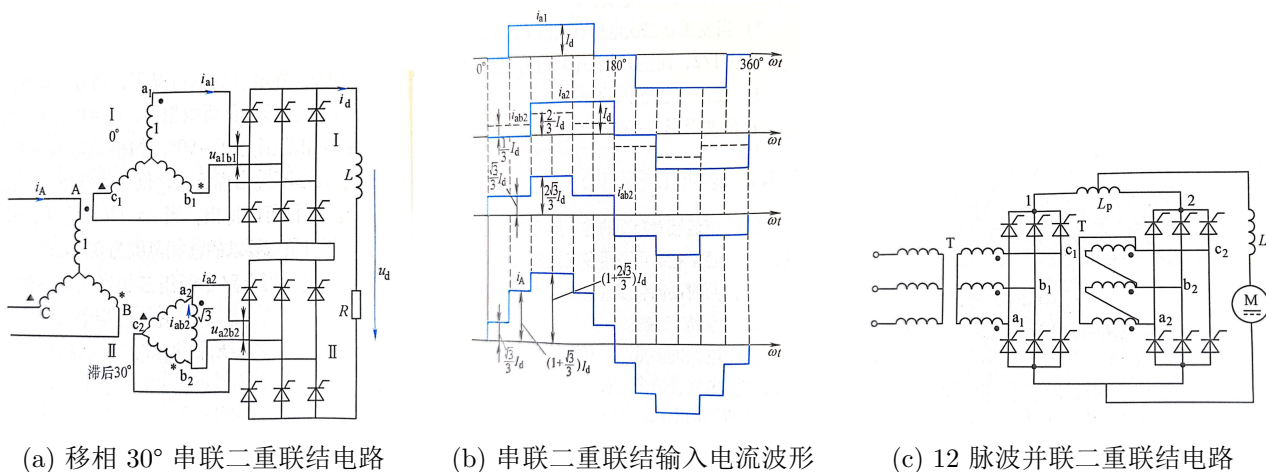


图 2.26: 移相多重联结电路

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。

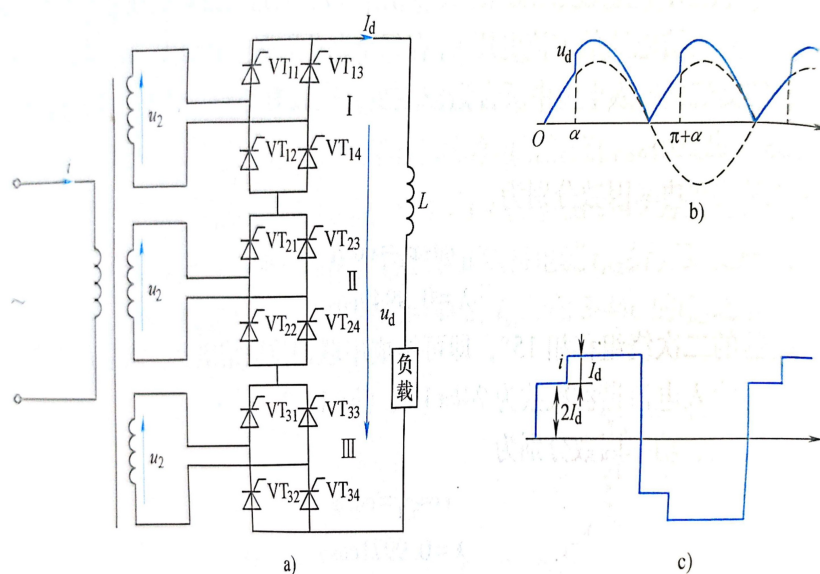


图 2.27: 顺序控制电路

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。

3 逆变电路

把直流电变为交流电称为逆变（Inversion）。把直流电能变成交流电能的电路称为逆变器（Inverter）。根据交流侧连接对象分为：有源逆变（交流侧接电网）or 无源逆变（交流侧接负载）。根据直流侧电源性质不同分为：电压型 VSI（直流侧为电压源）or 电流型 CSI（直流侧为电流源）。也可以根据相数和控制方式分成不同类型电路。

换流方式

- 1. 器件换流（Device Commutation）：利用全控型器件的自关断能力进行换流。
- 2. 电网换流（Line Commutation）：由电网提供换流电压，采用电网负压控制关断。不适用于无源逆变电流。
- 3. 负载换流（Load Commutation）：由负载提供换流电压。需要负载为容性，电流相位超前电压。
- 4. 强迫换流（Forced Commutation）：设置附加的换流电路，给欲关断的晶闸管施加反向电压或电流关断。一般利用附加电容上的能量实现，也称为电容换流。

3.1 电压型逆变电路

- 1. 直流侧为电压源或并联大电容，直流电压波形基本无脉动，直流回路呈低阻抗。
- 2. 由于直流电压源的钳位作用，输出电压波形为矩形波，输出电流波形因负载阻抗性质不同而不同。
- 3. 交流侧为阻感负载时需提供无功功率，直流侧电容起缓冲无功能量的作用。为给交流侧向直流侧反馈的无功能量提供通道，逆变桥各臂都并联了反馈二极管。

3.1.1 单相电压型逆变电路

半桥逆变电路

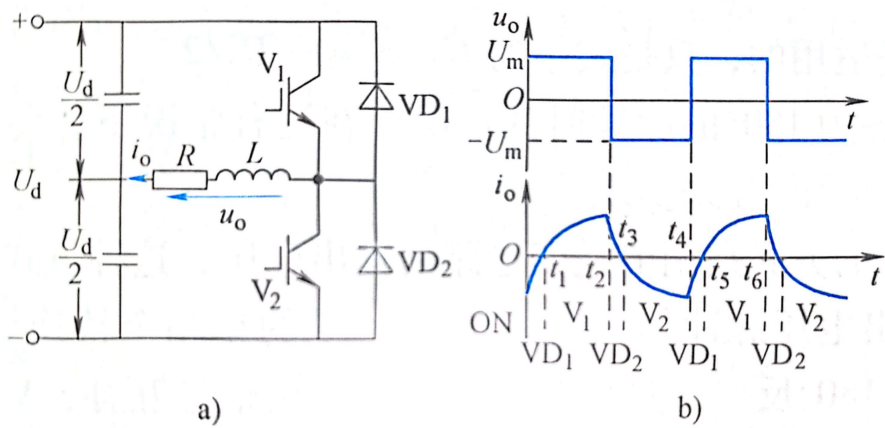


图 3.1: 单相电压型半桥逆变电路及其波形

开关器件 V_1, V_2 各有半周正偏，半周反偏，且二者互补。设 t_2 以前 V_1 为通态， V_2 为断态。 t_2 时刻给 V_1 关断信号，给 V_2 开通信号，则 V_1 关断，但由于感性负载电流不能立刻改变方向，于是 D_2 导通续流，到 t_3 时刻电流降为零， D_2 截止， V_2 开通，电流开始反向。后续变化同理。

当 V_1 或 V_2 为通态时, 负载电流电压同方向, 直流侧向负载提供能量; 当 D_1 或 D_2 导通时, 负载电流电压反向, 负载电感储存的能量向直流侧反馈, 反馈能量存在直流侧的电容器中。因为二极管是负载侧反馈无功能量的通道, 因此称为反馈二极管, 又因为起着使负载电流连续的作用, 因此称为续流二极管。

半桥逆变电路的特点是简单, 使用器件少。缺点是输出电压幅值仅为输入的一半, 且直流侧需要两个电容器串联, 需要控制两个电容器的电压均衡。

全桥逆变电路

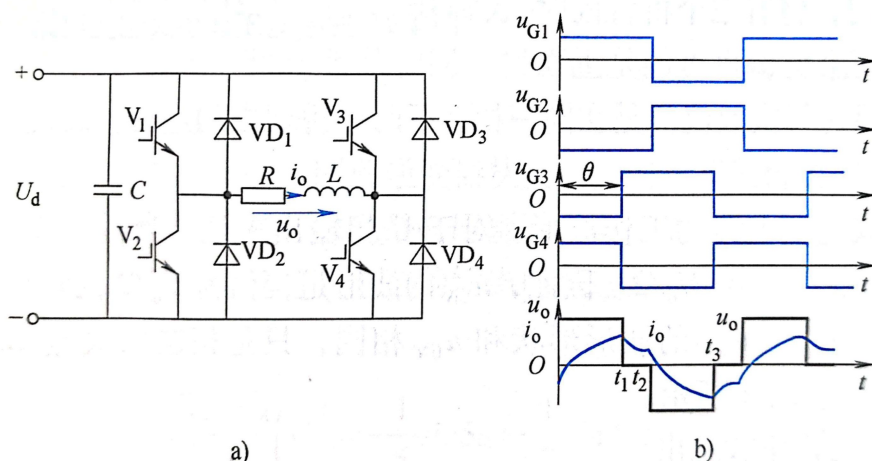


图 3.2: 单相电压型全桥逆变电路及其波形

H 桥电路可以看成由两个半桥组合而成。桥臂 1 和 4 为一对, 桥臂 2 和 3 为另一对, 成对的两个桥臂同时导通, 两对桥臂各导通 180° , 输出幅值为输入幅值, 即为半桥电路的两倍。导通关系类似半桥电路的分析。

输出的矩形波进行 Fourier 展开得

$$u_o = \frac{4U_d}{\pi} \left(\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \dots \right)$$

因此基波幅值为 $U_{o1m} = \frac{4U_d}{\pi} = 1.27U_d$, 有效值 $U_{o1} = \frac{2\sqrt{2}U_d}{\pi} = 0.9U_d$ 。

全桥逆变电路可以采用移相方式调节输出电压。

V_3 和 V_4 信号相位比 V_1 和 V_2 前移了 $180^\circ - \theta$, 输出电压是宽度为 θ 的正负脉冲。

设 t_1 前 V_1, V_4 导通, 输出电压为 U_d , t_1 时刻 V_3, V_4 信号反向, V_4 截止, 负载电感电流不能突变因此 D_3 导通续流。此时 V_1, D_3 同时导通, 输出电压为零。到 t_2 时刻 V_1, V_2 信号反向, V_1 截止, D_2 导通续流, 和 D_3 构成电流通路, 输出电压为 $-U_d$ 。到负载电流过零反向时, D_2, D_3 截止, V_2, V_3 开始导通, 输出电压仍为 $-U_d$ 。 t_3 时刻 V_3, V_4 信号再次反向, V_3 截止, D_4 导通续流, 输出电压为零。此后过程类似重复。

3.1.2 三相电压型逆变电路

用三个半桥电路组成三相电压型逆变电路, 每个半桥各输出一相电压。直流侧只需并联一个大电容, 为分析方便画成两个电容。

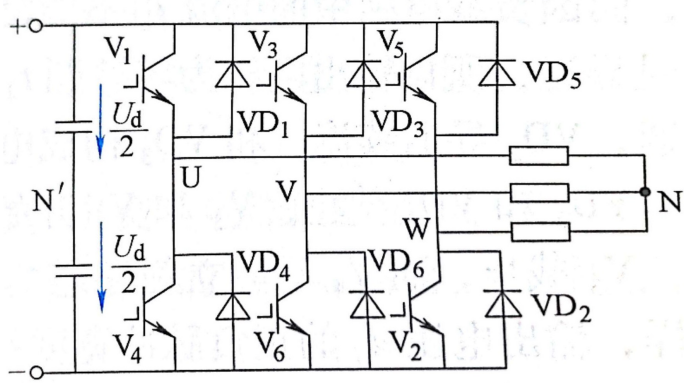


图 3.3: 三相电压型逆变电路

基本工作方式仍然是 180° 导电方式，每个桥臂导电角度为 180°，各相开始导电角度相差 120°，因此在任一瞬间有三个桥臂导通，每次换流在同一相的上下两桥臂之间进行，称为纵向换流。

表 3: 开关控制策略

区间	1	2	3	4	5	6
导通元件	V ₆ , V ₁ , V ₂	V ₁ , V ₂ , V ₃	V ₂ , V ₃ , V ₄	V ₃ , V ₄ , V ₅	V ₄ , V ₅ , V ₆	V ₅ , V ₆ , V ₁
$U_{UN'}$	0.5	0.5	-0.5	-0.5	-0.5	0.5
$U_{VN'}$	-0.5	0.5	0.5	0.5	-0.5	-0.5
$U_{WN'}$	-0.5	-0.5	-0.5	0.5	0.5	0.5

每相在上桥臂导通时输出电压为 $\frac{1}{2}U_d$ ，在下桥臂导通时输出电压为 $-\frac{1}{2}U_d$ ，每相和电容器中性点的电压都是幅值为 $\frac{1}{2}U_d$ 的矩形波，且三相依次相差 120°。

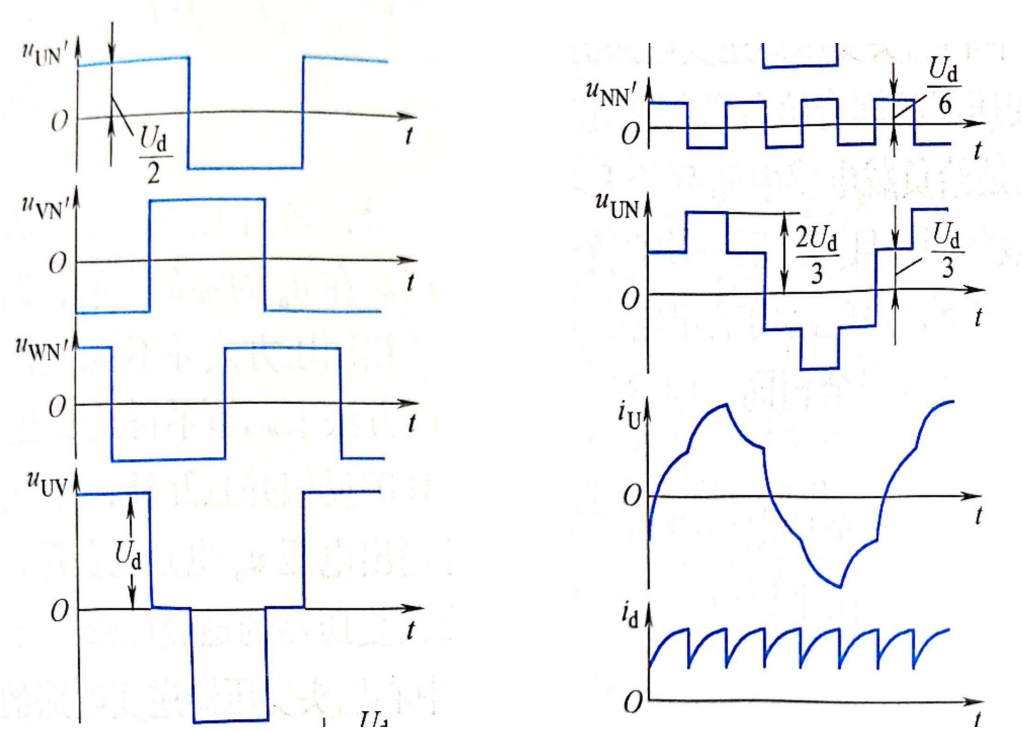


图 3.4: 三相桥式电压型逆变电路

负载相线电压如下

$$\begin{cases} u_{UV} = u_{UN'} - u_{VN'} \\ u_{VW} = u_{VN'} - u_{WN'} \\ u_{WU} = u_{WN'} - u_{UN'} \end{cases}$$

负载相电压如下

$$\begin{cases} u_{UN} = u_{UN'} - u_{NN'} \\ u_{VN} = u_{VN'} - u_{NN'} \\ u_{WN} = u_{WN'} - u_{NN'} \end{cases}$$

中性点电压差

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

因此也是矩形波且频率为 $u_{UN'}$ 的 3 倍, 幅值为其 1/3, 即 $\frac{1}{6}U_d$

输出线电压 u_{UV} 进行 Fourier 展开可得

$$u_{UV} = \frac{2\sqrt{3}U_d}{\pi}[\sin \omega t + \sum_{n=6k \pm 1} \frac{1}{n}(-1)^k \sin n\omega t]$$

则输出线电压有效值 $U_{UV} = 0.816U_d$, 基波幅值 $U_{UV1m} = \frac{2\sqrt{3}U_d}{\pi} = 1.1U_d$, 基波有效值 $U_{UV1} = \frac{\sqrt{6}U_d}{\pi} = 0.78U_d$

输出相电压 u_{UN} 进行 Fourier 展开可得

$$u_{UN} = \frac{2U_d}{\pi}(\sin \omega t + \sum_{n=6k \pm 1} \frac{1}{n} \sin n\omega t)$$

则输出相电压有效值 $U_{UN} = 0.417U_d$, 基波幅值 $U_{UN1m} = \frac{2U_d}{\pi} = 0.637U_d$, 基波有效值 $U_{UN1} = \frac{\sqrt{2}U_d}{\pi} = 0.45U_d$

3.2 电流型逆变电路

1. 直流侧串联大电感, 相当于电流源, 直流电流波形基本无脉动, 直流回路呈高阻抗。
2. 开关器件的作用仅是改变直流电流的流电路径, 输出电流波形为矩形波, 输出电压波形因负载阻抗性质不同而不同。
3. 交流侧为阻感负载时需提供无功功率, 直流侧电感起缓冲无功能量的作用。反馈时电流不换向, 因此无需并联二极管。

3.2.1 单相电流型逆变电路

每个桥臂晶闸管串联一个电抗器 L_T 用以限制晶闸管开通时电流变化率。电路采用负载换相, 需要负载电流略超前与负载电压, 呈容性, 因此采用电容 C 和电感线圈 RL 构成并联谐振电路。

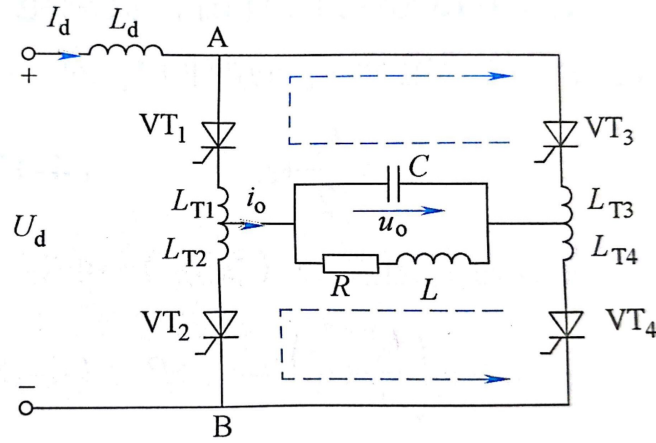


图 3.5: 单相电流型逆变电路

$t_1 \sim t_2$ 为晶闸管 T_1, T_4 稳定导通阶段, 负载电流近似为 I_d 恒值不变, t_2 之前在电容上建立了左正右负的电电压。在 t_2 时刻触发晶闸管 T_2, T_3 , 进入换流阶段。在电抗器作用下, T_1, T_4 不会立刻关断, 电流有一个减小过程, 同样 T_2, T_3 电流有一个增大过程。此时四个晶闸管同时导通, 电容电压经两个并联放电回路同时放电。 t_4 时刻 T_1, T_4 电流减至零关断, 电流转移, 换流结束。 $t_\gamma = t_4 - t_2$ 为换流时间。输出电流 $i_o = i_{T1} - i_{T2}$ 在接近 t_2, t_4 中点的 t_3 时刻过零。

为保证晶闸管恢复正向阻断能力, 需要承受一段反压时间 $t_\beta = t_5 - t_4$, 且要大于晶闸管的关断时间 t_q 。为保证可靠换流, 在负载电压过零前 $t_\delta = t_5 - t_2$ 时刻触发, 即需要触发引前时间, $t_\delta = t_\gamma + t_\beta$ 。负载电流超前电压的时间 $t_\varphi = \frac{1}{2}t_\gamma + t_\beta$ 。

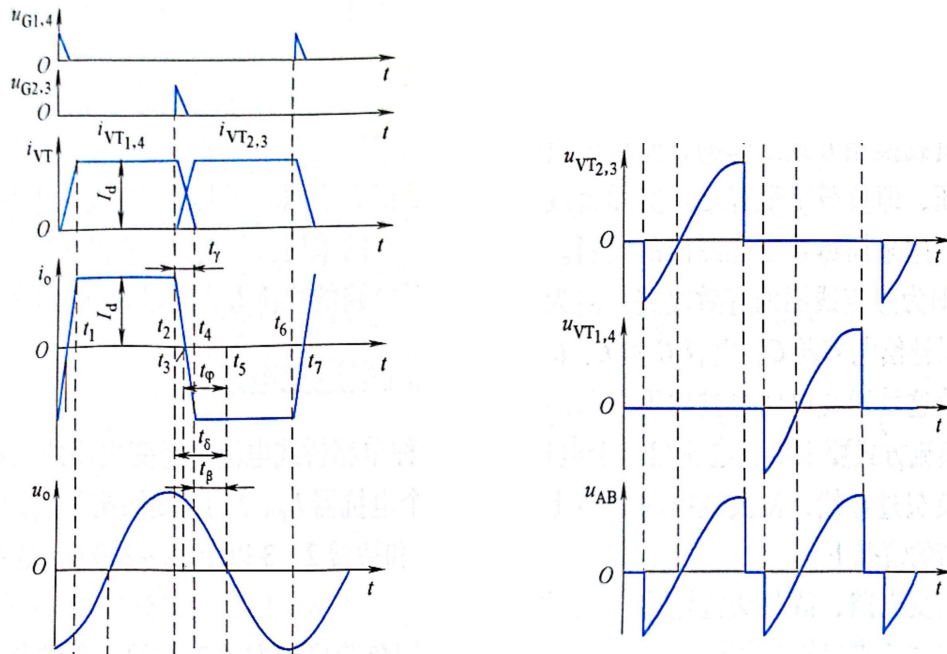


图 3.6: 单相电流型逆变电路的波形

忽略换流过程近似将输出电流看成矩形波, 进行 Fourier 展开可得

$$i_o = \frac{4I_d}{\pi} \sum_{n=2k-1} \frac{1}{n} \sin n\omega t$$

基波电流有效值 $I_{o1} = \frac{4I_d}{\sqrt{2\pi}} = 0.9I_d$ 。

忽略电抗器的损耗和晶闸管压降，输出电压

$$U_d = \frac{1}{\pi} \int_{-\beta}^{\pi-(\gamma+\beta)} u_{AB} d\omega t = \frac{\sqrt{2}U_o}{\pi} [\cos(\beta + \gamma) + \cos \beta] = \frac{2\sqrt{2}U_o}{\pi} \cos(\beta + \frac{\gamma}{2}) \cos \frac{\gamma}{2} \approx \frac{2\sqrt{2}U_o}{\pi} \cos \varphi$$

3.2.2 三相电流型逆变电路

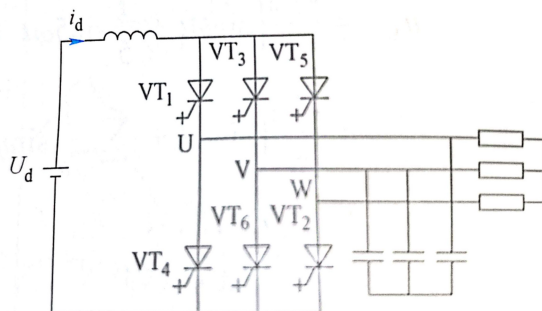


图 3.7: 三相电流型逆变电路

需要使用反向阻断型的 GTO，否则需要串联二极管承受反压。交流侧电容器吸收换流时负载电感存储的能量。

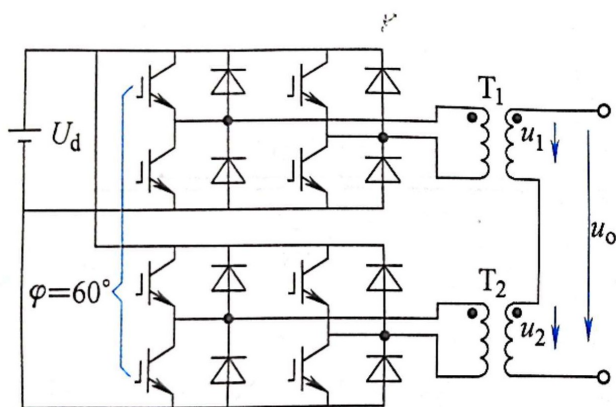
基本工作方式是 120° 导电方式，每个臂一周期内导电 120° ，按顺序每隔 60° 依次导通。每个时刻上桥臂组和下桥臂组各有一个臂导通，换流在组内换流，为横向换流。

分析电路输出时，先画电流波形，电流是宽度为 120° 的正负矩形波，再分析其他的波形。输出电流基波有效值 $I_{U1} = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d = 0.78I_d$

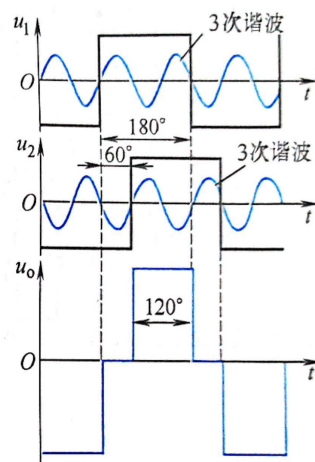
3.3 多重逆变电路

按输出合成方式来分有：串联多重（用于电压型）or 并联多重（用于电流型）。

多重逆变电路把若干个逆变电路的输出按一定的相位差组合起来，使它们所含的某些主要谐波分量相互抵消，得到较接近正弦波的波形。



(a) 电路



(b) 波形

图 3.8: 单相电压型二重逆变电路及其波形

对于单相电压型二重逆变电路，将两个逆变电路导通角错开 60° ，即可相互抵消三次谐波。

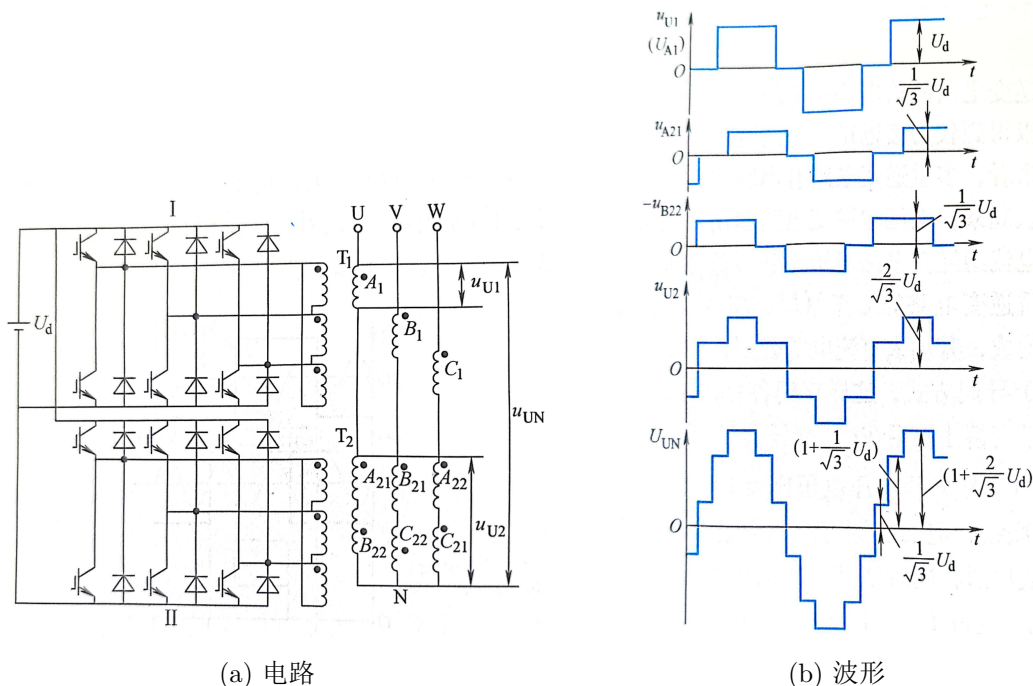


图 3.9: 三相电压型二重逆变电路及其波形

对于三相电压型二重逆变电路，将两个逆变电路错开 30° ，变压器 T_1 采用 Δ/Y 联结，变比为 $1 : \sqrt{3}$ ；变压器 T_2 一次侧为三角形连接，二次侧有两个绕组，两相绕组串联后进行星形联结。两个变压器一次侧匝数相同，二次侧匝数比为 $N_2 : N_1 = 1 : \sqrt{3}$ ，保证基波幅值相同。

基波分量有效值 $U_{U11} = \frac{2\sqrt{6}U_d}{\pi} = 1.56U_d$ ， n 次谐波有效值 $U_{U1n} = \frac{2\sqrt{6}U_d}{n\pi}$ ， $n = 12k \pm 1, k \in \mathbb{N}^+$ 。

一般而言，使 m 个三相桥式逆变电路的相位依次错开 $\frac{\pi}{3m}$ 运行，则能构成脉波数为 $6m$ 的逆变电路。

3.4 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

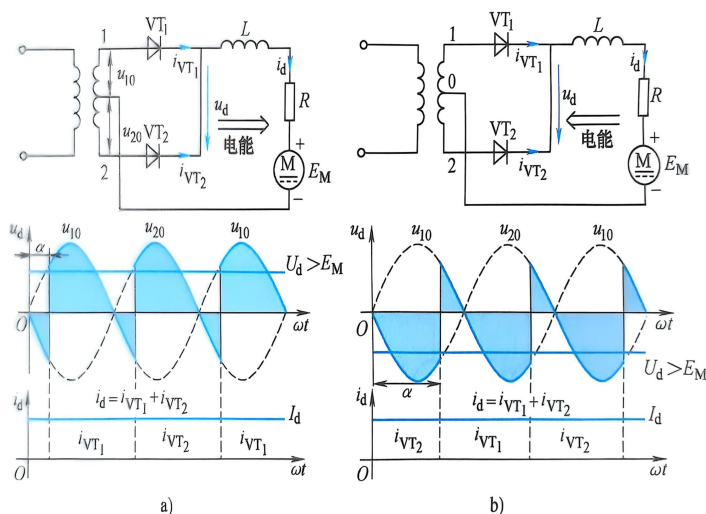


图 3.10: 单相桥式可控电路的有源逆变状态输出波形

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。 $U_d = -2.34U_2 \cos \beta$ 。

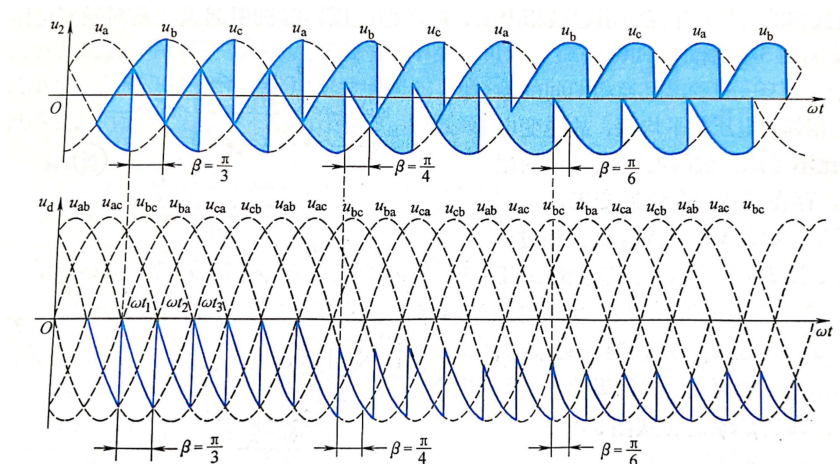


图 3.11: 三相桥式可控电路的有源逆变状态输出波形

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。

4 直流-直流变流电路

直流-直流变流电路 (DC-DC Converter) 的功能是将直流电变为另一固定电压或可调电压的直流电。

根据输入输出隔离与否分为：直接直流变流电路（斩波电路，DC Chopper）or 间接直流变流电路（带隔离的直流变流电路或直-交-直电路）。

根据电路是否有双向电能传输能力分为：单向型 or 双向型。

控制方式

1. 脉冲宽度调制 (Pulse Width Modulation, PWM): 保持开关周期 T 不变, 调节开关导通时间 t_{on} 。
2. 脉冲频率调制 (Pulse Frequency Modulation, PFM): 保持开关导通时间 t_{on} 不变, 改变开关周期。
3. 混合型调制: t_{on} 和 T 都可调。

工作模式

1. 电流连续模式 (Continuous Conduction Mode, CCM): 电感电流连续, 工作在两个开关状态。
2. 电流断续模式 (Discontinuous Conduction Mode, DCM): 电感电流断续, 工作在三个开关状态。

两大基本原理

1. 伏秒平衡: 稳态条件下, 电感两端电压在一个开关周期内积分为零。即

$$\int_0^T u_L dt = \int_0^T L di_L = 0$$

2. 安秒平衡: 稳态条件下, 流过电容的电流在一个开关周期内积分为零。即

$$\int_0^T i_c dt = \int_0^T C du_c = 0$$

4.1 直接直流变流电路

4.1.1 降压斩波电路 (Buck Chopper)

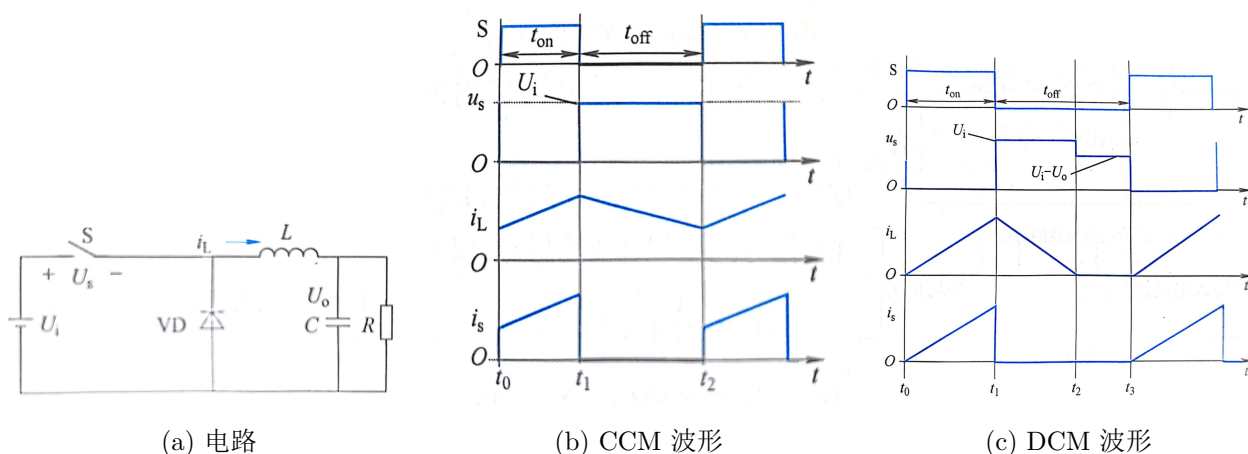


图 4.1: 降压斩波电路及其波形

CCM 模式

$t = 0$ 时刻 S 导通, 电源向负载供电, 负载电压 $u_o = U_i$, 负载电流按指数上升。当 $t = t_1$ 时, S 关断, 负载电流经二极管 D 续流, 负载电压 $u_o \approx 0$, 负载电流指数曲线下降。因此负载电压平均值为

$$U_o = \frac{t_{on}}{T} E = DE$$

DCM 模式

t_0 时刻, 开关 S 开通, $U_i > U_o$, 电感电流不断增长, 二极管截止。 t_1 时刻, 开关 S 关断, 电感通过二极管 D 续流, 电感电流不断减小。 t_2 时刻, 电感电流减小到零, 二极管关断, 电感电流和两端电压均为零, 输出为零。

电流断续时, $U_o > DU_i$, 且负载电流越小, U_o 越高。输出空载时 $U_o = U_i$ 。

电流临界连续 (Critical Conduction Mode, CRM) 的条件为 $L = \frac{1}{2}RT(1 - D)$ 。

4.1.2 升压斩波电路 (Boost Chopper)

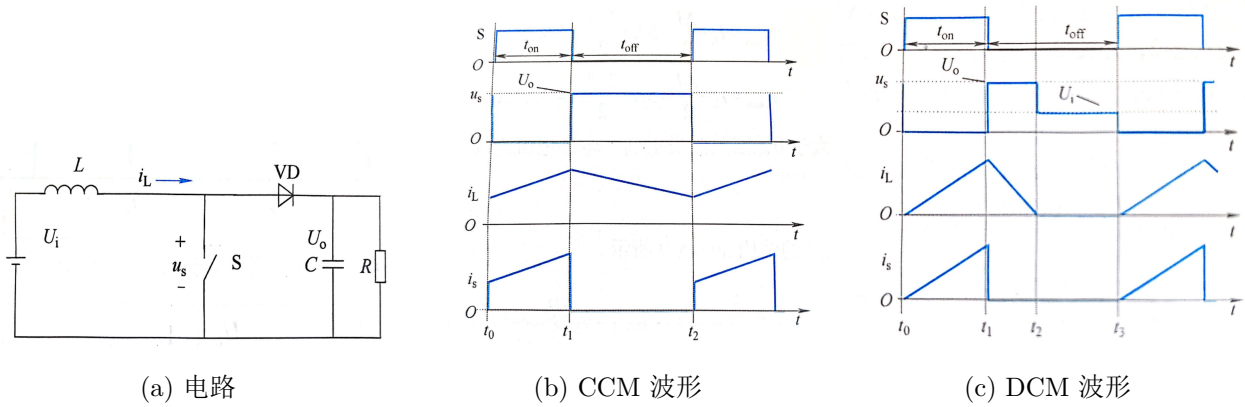


图 4.2: 升压斩波电路及其波形

CCM 模式

t_0 时刻, 开关 S 开通, 电源向电感 L 充电, 两端电压为 U_i , 电感电流不断增长, 二极管处于截止状态, 电容 C 上的电压向负载供电。 t_1 时刻, S 关断, 电源和电感 L 一起向电容充电并向负载提供能量, 电感电流减小。由伏秒平衡得

$$U_o = \frac{T}{t_{off}} U_i = \frac{1}{1 - D} U_i$$

输出电压大于输入电压且极性相同, $D \rightarrow 1$ 时 $U_o \rightarrow \infty$ 会造成电路损坏。

升压斩波电路使输出电压高于输入电压的原因是电感 L 储能具有电压泵升作用, 且电容 C 能将输出电压保持住。

DCM 模式

t_0 时刻, 开关 S 开通, 电源向电感 L 充电, 两端电压为 U_i , 电感电流不断增长, 二极管处于截止状态, 电容 C 上的电压向负载供电。 t_1 时刻, S 关断, 电源和电感 L 一起向电容充电并向负载提供能量, 电感电流减小。 t_2 时刻, 电流降为零, 二极管关断, 电感电流和两端电压保持为零, 电容放电。

电流断续时, $U_o > U_i/(1 - D)$, 且负载电流越小, U_o 越高。输出空载时, $U_o \rightarrow \infty$, 会产生很高电压损坏元器件, 因此 Boost 电路不能空载。

4.1.3 升降压斩波电路 (Buck-Boost Chopper)

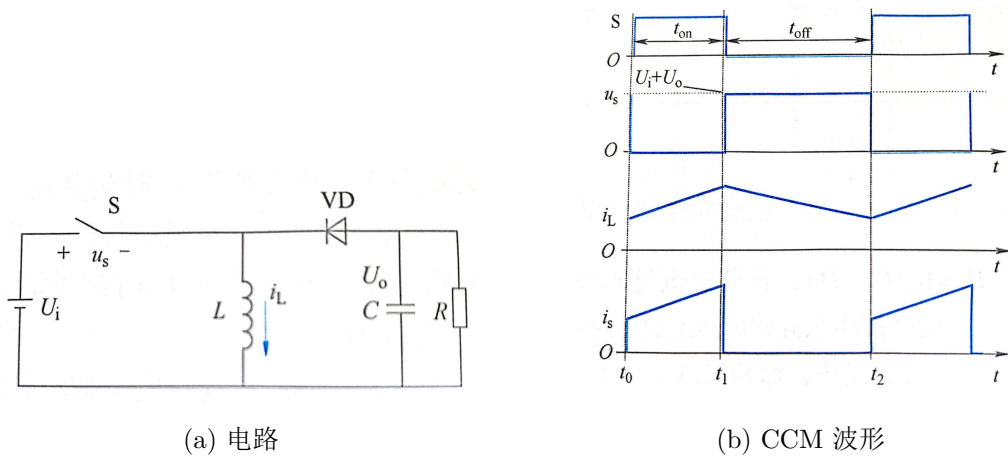


图 4.3: 升降压斩波电路及其波形

CCM 模式下, t_0 时刻, 开关 S 开通, 电源向电感 L 供电储存能量, 电容维持输出电压向负载供电。 t_1 时刻 S 关断, 电感 L 通过二极管向电容和负载释放, 负载极性与电源极性相反。由伏秒平衡可得输出电压为

$$U_o = -\frac{t_{on}}{t_{off}} U_i = -\frac{D}{1-D} U_i$$

DCM 模式下, 与前述拓扑相同, $|U_o| > DU_i/(1-D)$, 负载电流越小, U_o 越高。输出空载时 $|U_o| \rightarrow \infty$, 因此也不能空载。输出电压为

$$U_o = D \sqrt{\frac{TR}{2L}} U_i$$

4.1.4 丘克斩波电路 (Cuk Chopper)

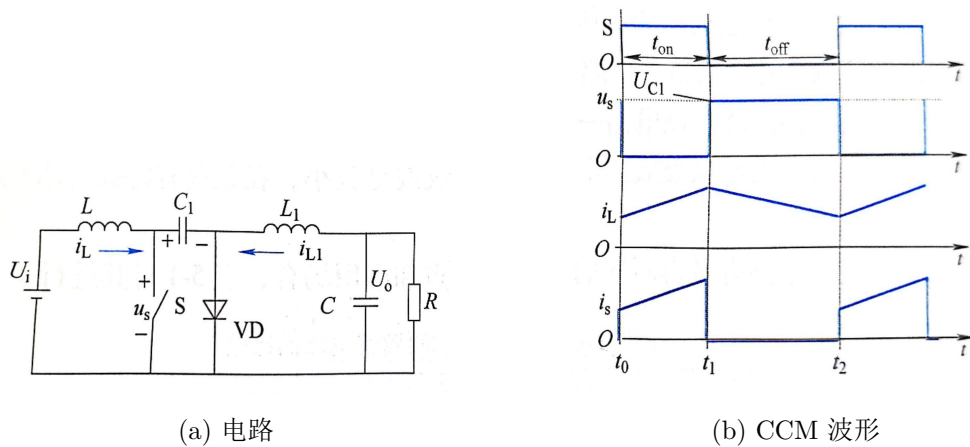


图 4.4: 丘克斩波电路及其波形

CCM 模式下, t_0 时刻开关 S 开通, 二极管截止, 两个电感电流都增加。 t_1 时刻开关 S 关断, 二极管导通, L 经 U_i 、 D 、 C_1 回路续流, L_1 经 D 和 C 回路续流。输出电压与电源电压极性相反。

由安秒平衡得输出电压

$$U_o = -\frac{D}{1-D} E$$

DCM 模式下，同样 $|U_o| > DU_i/(1 - D)$ ，且负载电流越小 $|U_o|$ 越高，因此空载时趋于无穷大，同样不能空载运行。

表 4: 各种非隔离型直流-直流变流电路的比较

电路	特点	电压比	开关和二极管的最高电压	应用领域
Buck	只能降压，输出与输入同极性，输入电流脉动大，输出电流脉动小，结构简单	$U_o/U_i = D$	$U_{MS} = U_{MD} = U_i$	各种降压型开关稳压器
Boost	只能升压，输出与输入同极性，输入电流脉动小，输出电流脉动大，不能空载工作，结构简单	$U_o/U_i = 1/(1 - D)$	$U_{MS} = U_{MD} = U_o$	升压型开关稳压器、升压型功率因数校正电路 PFC
Buck-Boost	能升压能降压，输出与输入极性相反，输入输出电流脉动大，不能空载工作，结构简单	$U_o/U_i = -D/(1 - D)$	$U_{MS} = U_{MD} = U_i + U_o $	反向型开关稳压器
Cuk	能升压能降压，输出与输入极性相反，输入输出电流脉动小，不能空载工作，结构复杂	$U_o/U_i = -D/(1 - D)$	$U_{MS} = U_{MD} = U_{C1}$	对输入输出纹波要求高的反相型开关稳压器

4.2 间接直流变流电路

采用直-交-直电路的原因

- 1. 输出端与输入端需要隔离；
- 2. 需要相互隔离的多路输出；
- 3. 输出电压与输入电压比例远小于 1 或远大于 1；
- 4. 交流环节采用较高工作频率，减小变压器和滤波电感电容的体积和重量，通常频率高于 20kHz 以免产生噪声。

由于工作频率较高，逆变电路通常使用全控型器件，整流电路使用快恢复二极管或通态压降低的肖特基二极管。在低电压输出的电路中，采用低导通电阻的 MOSFET 构成同步整流电路（Synchronous Rectifier）进一步降低损耗。

一般分为单端（Single End）电路（变压器流过直流脉动电流）和双端（Double End）电路（变压器流过正负对称的交流电流）两类。其中正激和反激电路属于单端电路，半桥、全桥和推挽电路属于双端电路。

4.2.1 正激 (Forward) 电路

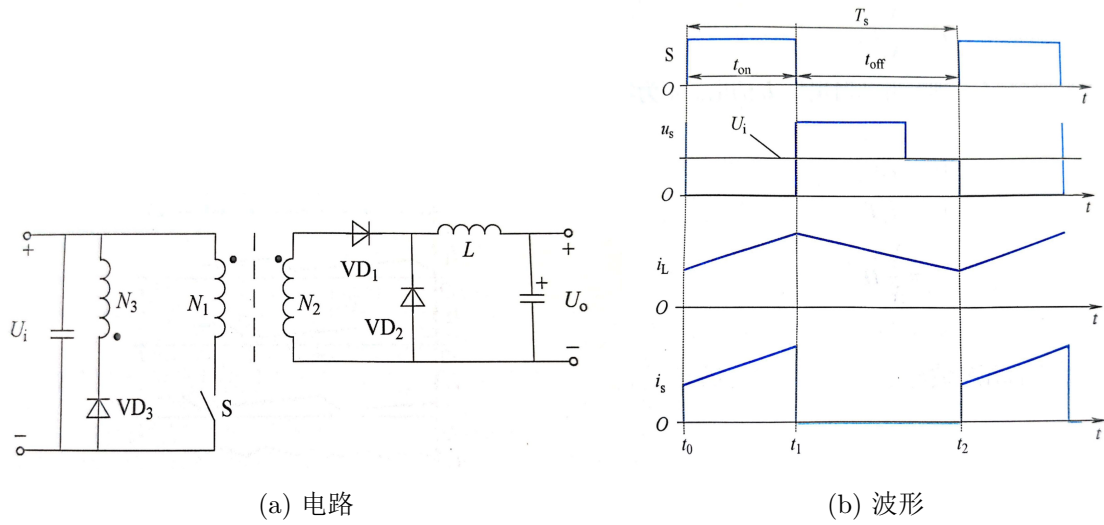


图 4.5: 单开关正激电路及其波形

CCM 模式下, 开关 S 开通后, 变压器绕组 N_1 为上正下负, 与其耦合的绕组 N_2 也是上正下负, 因此 D_1 处于通态, D_2 处于断态, 电感 L 电流逐渐增长。开关 S 关断后, 电感 L 通过 D_2 续流, D_1 关断, L 的电流逐渐下降, 变压器的励磁电流经 N_3 绕组和二二极管 D_3 流回电源, 因此开关承受 $u_s = (1 + \frac{N_1}{N_3})U_i$ 的电压。输出电压为

$$U_o = \frac{N_2}{N_1} \frac{t_{on}}{T} U_i = \frac{N_2}{N_1} D U_i$$

可以将正激电路看成隔离型 Buck 电路, 将一次侧折算到二次侧后用 Buck 电路进行分析。

DCM 模式下, $U_o > \frac{N_2}{N_1} D U_i$, 随负载减小而升高, 在负载为零的开路情况下, 输出电压 $U_o = \frac{N_2}{N_1} U_i$ 。

磁心复位

S 关断到下一次开通期间, 必须使励磁电流降回零。否则励磁电流会依次累积, 导致变压器励磁电感饱和。电感饱和后励磁电流会迅速增加, 最终破坏电路中的开关元件。

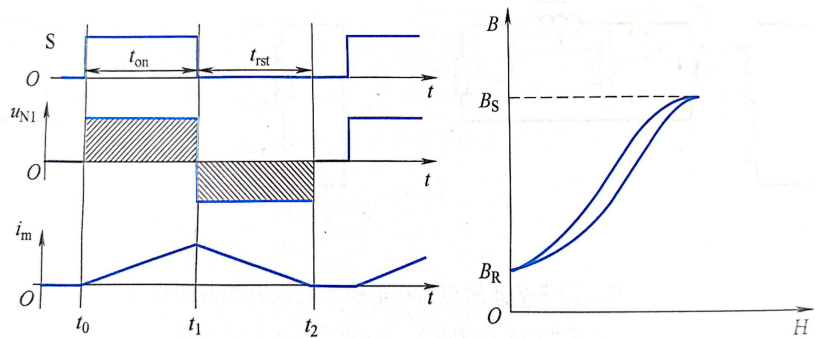


图 4.6: 磁心复位过程

在正激电路中, 变压器绕组 N_3 和二二极管 D_3 构成复位电路。由于开关关断后变压器励磁电流经 N_3 绕组和二二极管 D_3 流回电源, 因此复位时间 $t_{rst} = \frac{N_3}{N_1} t_{on} < T - t_{on}$ 必须小于关断时间, 磁心才能可靠复位。

双开关正激电路

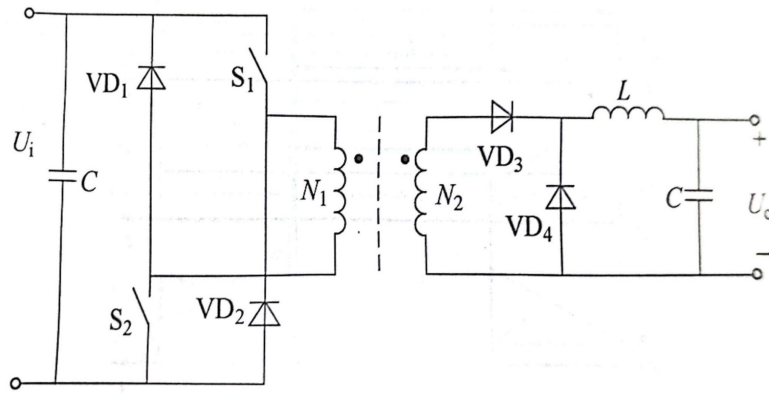


图 4.7: 双开关正激电路

双开关正激电路每个开关承受的断态电压都为 U_i ，比单开关更小，适用于高压电源。但是对变压器无充分利用，损耗较大。

4.2.2 反激 (Flyback) 电路

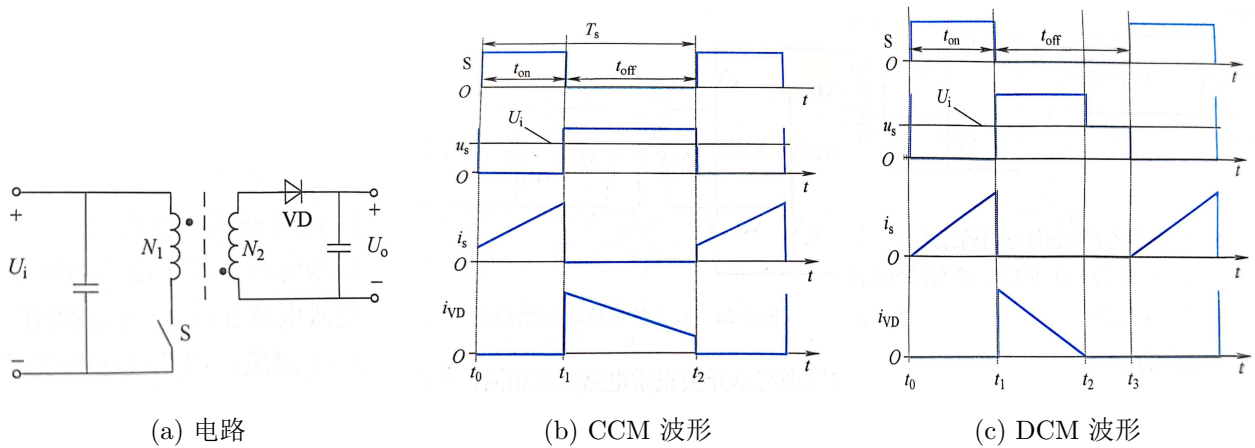


图 4.8: 反激电路及其波形

可以将反激电路看成 Buck-Boost 电路中电感换成耦合线圈得到的，因此反激电路的变压器经历储能-放电过程。

CCM 模式下， S 开通后， D 处于断态，绕组 N_1 电流线性增长，电感储能增加。 S 关断后，绕组 N_1 电流被切断，变压器中的磁场能量通过绕组 N_2 向输出释放，关断后开关承受电压 $u_s = U_i + \frac{N_1}{N_2}U_o$ 。输出电压为

$$U_o = \frac{N_2}{N_1} \frac{t_{on}}{t_{off}} U_i = \frac{N_2}{N_1} \frac{D}{1-D} U_i$$

DCM 模式下，在 S 关断后，电感能量释放完毕后，绕组 N_1, N_2 电流都为零，电容 C 向负载提供能量直到下一次开关开通。此时输出电压 $U_o > \frac{N_2}{N_1} \frac{D}{1-D} U_i$ ，随负载减小而升高，在负载为零的开路情况下，输出电压 $U_o \rightarrow \infty$ 将会损坏元件，因此反激电路不能工作在开路状态。

4.2.3 半桥 (Half-Bridge) 电路

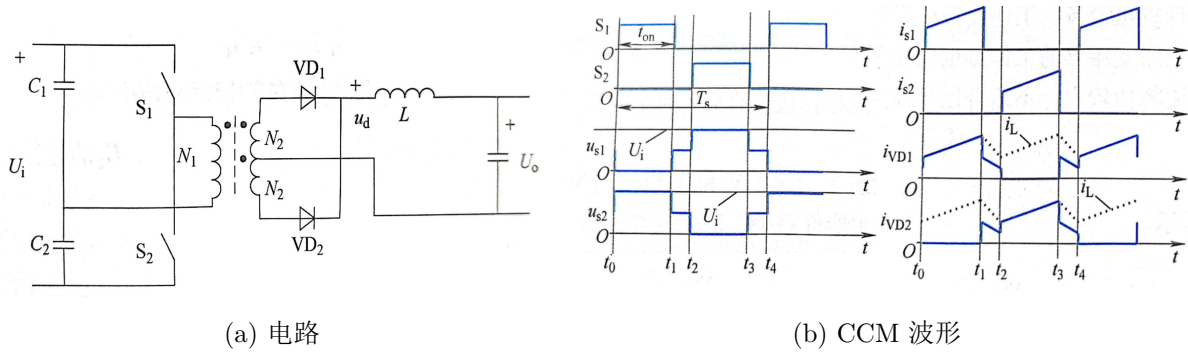


图 4.9: 半桥电路及其波形

S_1, S_2 交替导通在一次侧形成交流电压。CCM 模式下, t_0 时刻, S_1 导通且 D_1 导通, 电感电流经变压器上半部分 N_2 、二极管 D_1 和滤波电容 C 以及负载 R , 电感电流增加。 t_1 时刻, 两个开关都关断, 变压器绕组 N_1 电流为零, 绕组 N_2, N_3 电流大小相等方向相反, 两个二极管都处于通态, 各分担一半电感电流, 电感电流下降。 t_2 时刻 S_2 导通且 D_2 导通, 电感电流经变压器下半部分 N_2 、二极管 D_2 、滤波电容 C 以及负载 R , 电感电流增加。 t_3 时刻与 t_1 时刻相同。开关承受的峰值电压为 U_i 。由于电容的隔直作用, 半桥电路对开关时间不对称的变压器一次侧直流分量有自动平衡作用, 不容易发生偏磁和直流磁饱和。输出电压为

$$U_o = \frac{N_2}{N_1} \frac{t_{on}}{T} U_i = \frac{N_2}{N_1} D U_i$$

DCM 模式下, 输出电压随负载减小而升高, 且在负载为零的极限模式下, 输出电压为 $U_o = \frac{N_2}{N_1} \frac{U_i}{2}$ 。

4.2.4 全桥 (Full-Bridge) 电路

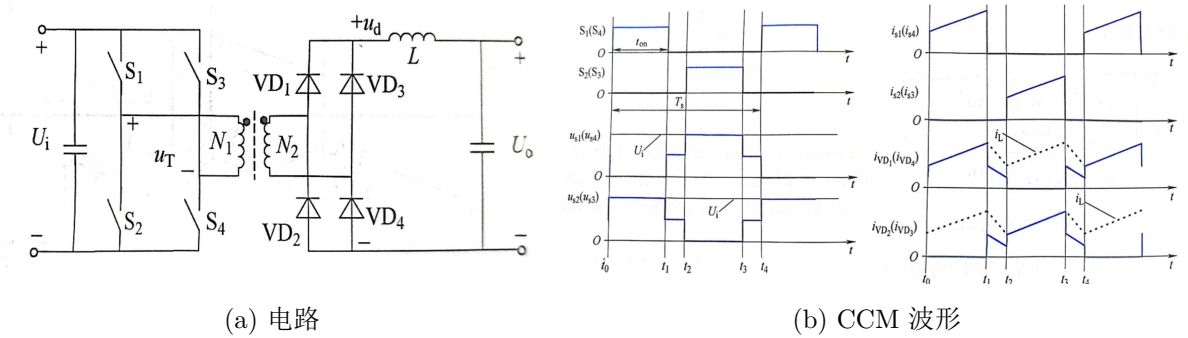


图 4.10: 全桥电路及其波形

逆变电路由四个开关组成, 将直流电压逆变成交流电压加在变压器一次侧。CCM 模式下, t_0 时刻, S_1, S_4 导通且 D_1, D_4 导通, 电感电流经变压器绕组 N_2 、二极管 D_1, D_4 和滤波电容 C 以及负载 R , 电感电流增加。 t_1 时刻, 所有开关都关断, 变压器绕组 N_1 电流为零, 电感电流通过 D_1, D_4, D_2, D_3 续流, 每个二极管流过一半, 电感电流下降。 t_2 时刻 S_2, S_3 导通且 D_2, D_3 导通, 电感电流经变压器绕组 N_2 、二极管 D_2, D_3 、滤波电容 C 以及负载 R , 电感电流增加。 t_3 时刻与 t_1 时刻相同。开关承受的峰值电压为 U_i 。如果逆变桥导通时间不对称, 交流电压将含有直流分量, 可能造成磁路饱和, 因此可以在一次侧回路串联电容来阻断直流电流。输出电压为

$$U_o = \frac{N_2}{N_1} \frac{2t_{on}}{T} U_i = 2 \frac{N_2}{N_1} D U_i$$

DCM 模式下，输出电压随负载电流减小而升高，在负载为零的极限情况下输出电压为 $U_o = \frac{N_2}{N_1} U_i$ 。

4.2.5 推挽（Push-Pull）电路

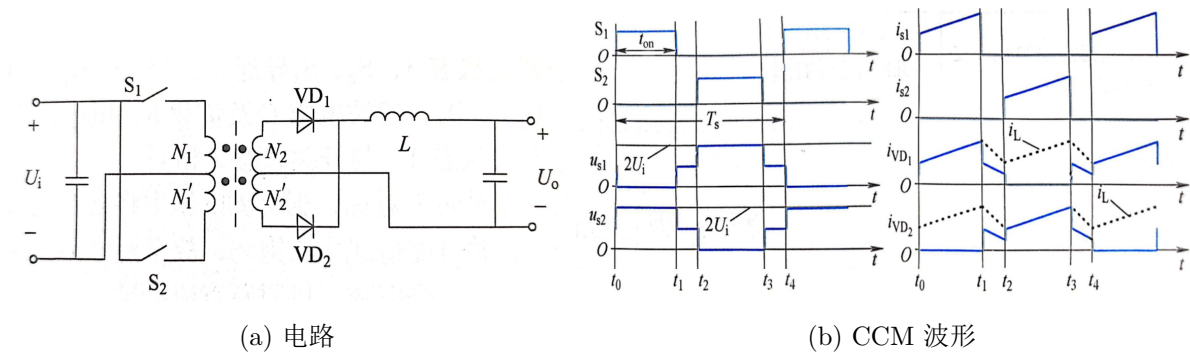


图 4.11: 推挽电路及其波形

两个开关交替导通，在绕组 N_1, N_1' 两端分别形成相位相反的交流电压。CCM 模式下， t_0 时刻， S_1 导通且 D_1 导通，输入电流流经变压器绕组 N_1 ，电感电流经变压器绕组 N_2 、二极管 D_1 和滤波电容 C 以及负载 R ，电感电流增加。 t_1 时刻，所有开关都关断，变压器绕组 N_1 电流为零，电感电流通过 D_1, D_2 续流，每个二极管流过一半，电感电流下降。 t_2 时刻 S_2 导通且 D_2 导通，输入电流流过变压器绕组 N_1' ，电感电流经变压器绕组 N_2' 、二极管 D_2 、滤波电容 C 以及负载 R ，电感电流增加。 t_3 时刻与 t_1 时刻相同。开关承受的峰值电压为 $2U_i$ 。如果两开关导通时间不对称，变压器一次绕组中会含有直流分量，将产生很大的直流分量并可能造成磁路饱和。与全桥不同的是无法串联电容来避免直流分量的产生，只能通过精确的控制信号和电路元件参数匹配来避免。输出电压为

$$U_o = \frac{N_2}{N_1} \frac{2t_{on}}{T} U_i = 2 \frac{N_2}{N_1} D U_i$$

表 5: 各种带隔离的直流-直流变流电路的比较

电路	优点	缺点	功率范围	应用领域
正激	电路较简单，成本低，可靠性高，驱动电路简单	变压器单向励磁，利用率低	几百瓦-几千瓦	各种中、小功率电源
反激	电路非常简单，成本很低，可靠性高，驱动电路简单	难以达到较大的功率，变压器单向励磁，利用率低	几瓦-几百瓦	小功率电子设备、计算机设备、消费电子设备电源
半桥	变压器双向励磁，没有偏磁问题，开关较少，成本低	有直通问题，可靠性低，需要复杂的隔离驱动电路	几百瓦-几千瓦	各种工业用电源，计算机电源等
全桥	变压器双向励磁，很容易达到大功率	结构复杂，成本高，有直通问题，可靠性低，需要复杂的多组隔离驱动电路	几百瓦-几百千瓦	大功率工业用电源、焊接电源、电解电源等
推挽	变压器双向励磁，一次电流回路只有一个开关，通态损耗较小，驱动简单	有偏磁问题	几百瓦-几千瓦	低输入电压的电源

4.3 双向直流变流电路

4.3.1 二象限斩波电路

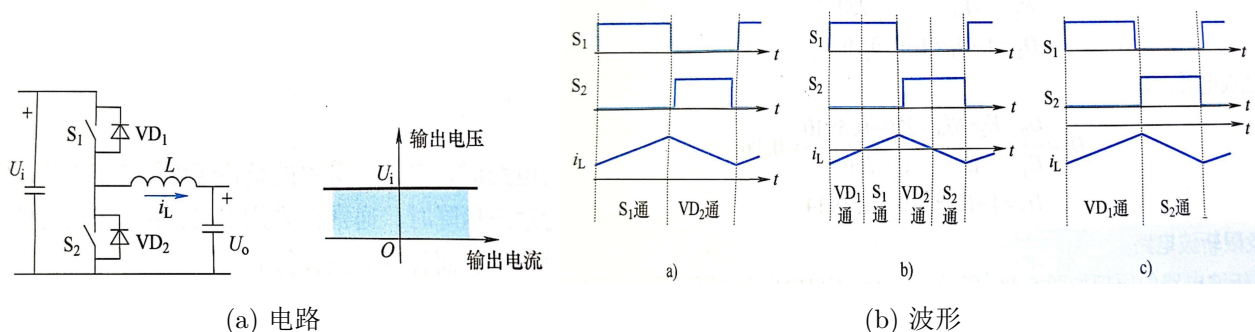


图 4.12: 二象限斩波电路及其波形

开关 S_1, S_2 采用交替导通的工作方式，留有一定死区时间。当 $i_L > 0$ 时，电流流过 S_1, D_2 ，工作状态与 Buck 电路类似；当 $i_L < 0$ 时，电流流过 S_2, D_1 ，工作状态与 Boost 电路类似。而 i_L 有正有负时，电流相继流过 D_1, S_1, D_2, S_2 。因此输出输入电压关系为

$$U_o = \frac{t_{onS1}}{T} U_i = D_{S1} U_i$$

二象限斩波电路输出电压与输入电压极性相同，输出电流可正可负，在忽略死区条件下不存在 DCM 状态，工作在 I、II 两个象限。适用于电能双向传输且不改变电压极性的场合。

4.3.2 四象限斩波电路

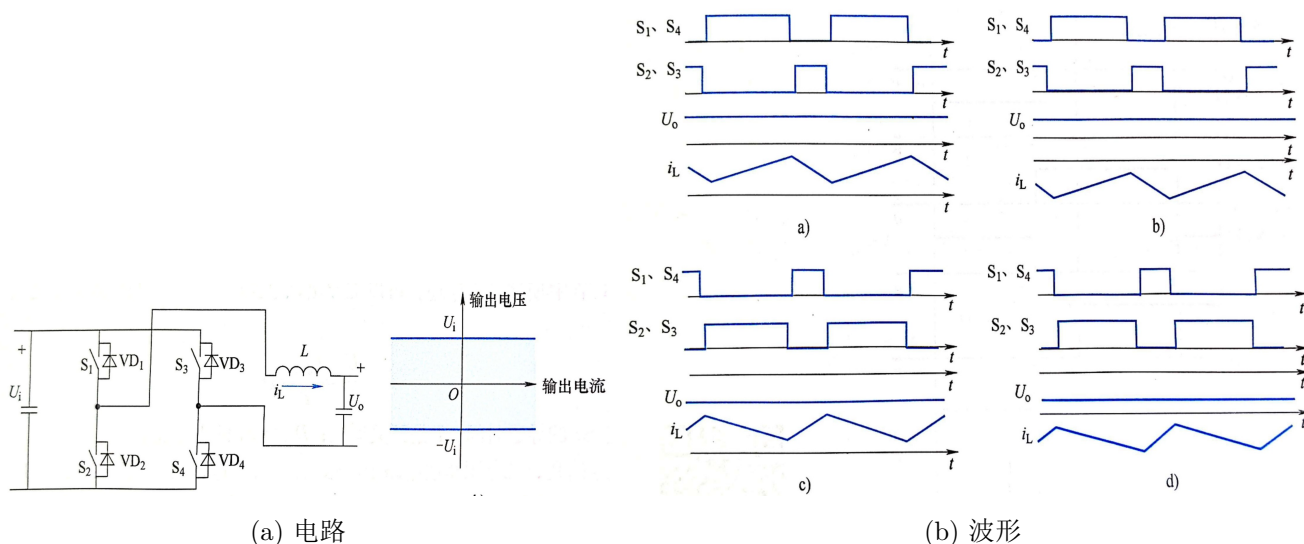


图 4.13: 四象限斩波电路及其波形

工作时 S_1, S_4 同时开关， S_2, S_3 同时开关，而两组开关交替导通并留有死区时间。当 S_1, S_4 占空比大于 50% 时， $U_o > 0$ ；当 S_1, S_4 占空比小于 50% 时， $U_o < 0$ 。当 $i_L > 0$ 时，电流流过 S_1, S_4, D_2, D_3 ；当 $i_L < 0$ 时，电流流过 S_2, S_3, D_1, D_4 。

四象限斩波电路输出电流可正可负，输出电压也可正可负，因此工作点可位于 I、II、III、IV 四个象限。适用于既需要电能双向传输、又需要改变输出电压极性的场合。

4.3.3 双有源桥电路

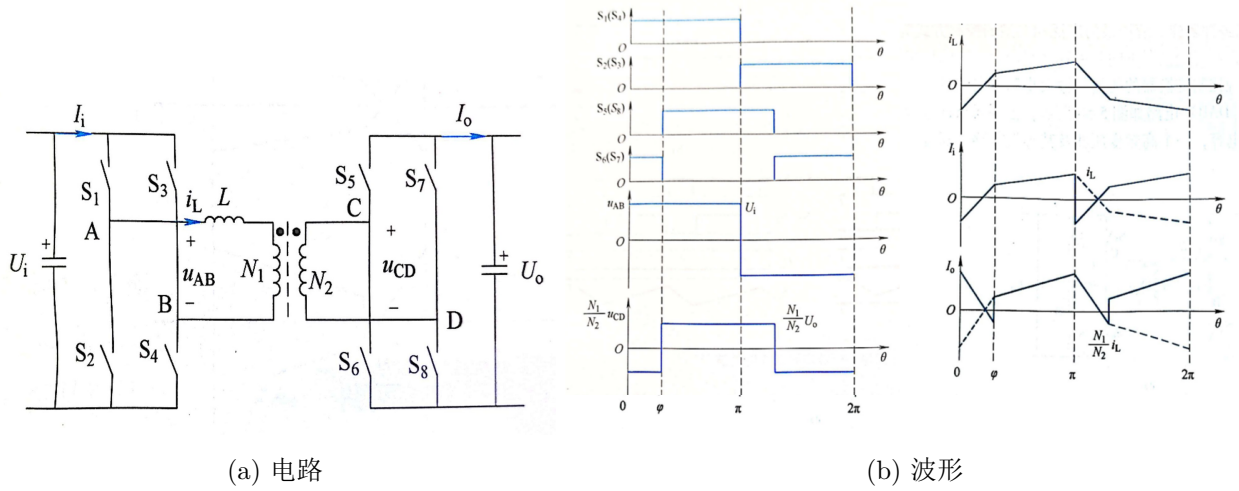


图 4.14: 双有源桥电路及其波形

双有源桥 (Dual-Active Bridge, DAB) 电路结构为一次侧全桥和二次侧全桥, 输入输出直流侧并有滤波电容, 两全桥使用高频变压器相连接。每一个全桥互为对角的两个开关同时导通, 同一半桥上下两开关交替导通, 在逆变电路 AB 端和整流电路 CD 端形成交流电压。

若 $N_1 U_o / N_2 U_i < 1$, 电路工作在降压模式; 若 $N_1 U_o / N_2 U_i > 1$, 电路工作在升压模式。

在一个开关周期内, 每个开关导通半周期, S_1 开关波形比 S_5 超前 φ , 则 u_{AB} 比 u_{CD} 超前 φ , 此为双有源桥的移相角。

$0 \sim \varphi$ 阶段, S_1, S_4 导通, $u_{AB} = U_i$, S_6, S_7 导通, $u_{CD} = -U_o$; 此时电感电流为

$$i_L(\theta) = I_{L0} + \frac{U_i + N_1 U_o / N_2}{\omega L} \theta$$

$\varphi \sim \pi$ 阶段, S_1, S_4 导通, $u_{AB} = U_i$, S_5, S_8 导通, $u_{CD} = U_o$; 此时电感电流为

$$i_L(\theta) = i_L(\varphi) + \frac{U_i - N_1 U_o / N_2}{\omega L} (\theta - \varphi) = I_{L0} + \frac{2\varphi N_1 U_o}{N_2 \omega L} + \frac{U_i - N_1 U_o / N_2}{\omega L} \theta$$

而另一半周期电路工作过程与上述过程完全对称。由于稳态时满足 $I_{L0} = -i_L(\pi)$, 则

$$I_{L0} = \frac{(\pi - 2\varphi) N_1 U_o - \pi N_2 U_i}{2 N_2 \omega L}$$

传输功率平均值为

$$P = \frac{1}{\pi} \int_0^\pi u_{AB} i_L d\theta = \frac{N_1 U_i U_o \varphi (\pi - \varphi)}{\pi \omega L}$$

输出电压为

$$U_o = \frac{N_1 U_i (\pi - \varphi) R}{\pi \omega L}$$

5 交流-交流变流电路

交流-交流变流电路 (AC-AC Converter) 把一种形式的交流变成另一种形式的交流, 可以改变相关的电压、电流、频率、相数等。可分为直接方式 (无中间直流环节) 和间接方式 (有中间直流环节) 两种。只改变电压、电流或对电路通断进行控制而不改变频率的电路称为交流电力控制电路, 改变频率的电路称为变频电路。

5.1 交流调压电路

把两个晶闸管反并联后串联在交流电路中, 通过对晶闸管的控制即可控制交流输出, 这种电路即为交流电力控制电路。在每半个周波内对晶闸管开通相位的控制, 可以调节输出电压有效值, 称为交流调压电路。

5.1.1 相控式单相交流调压电路

分别控制触发延迟角就可以控制输出电压。稳态时应使正负半周两个晶闸管延迟角 α 相同。

电阻负载

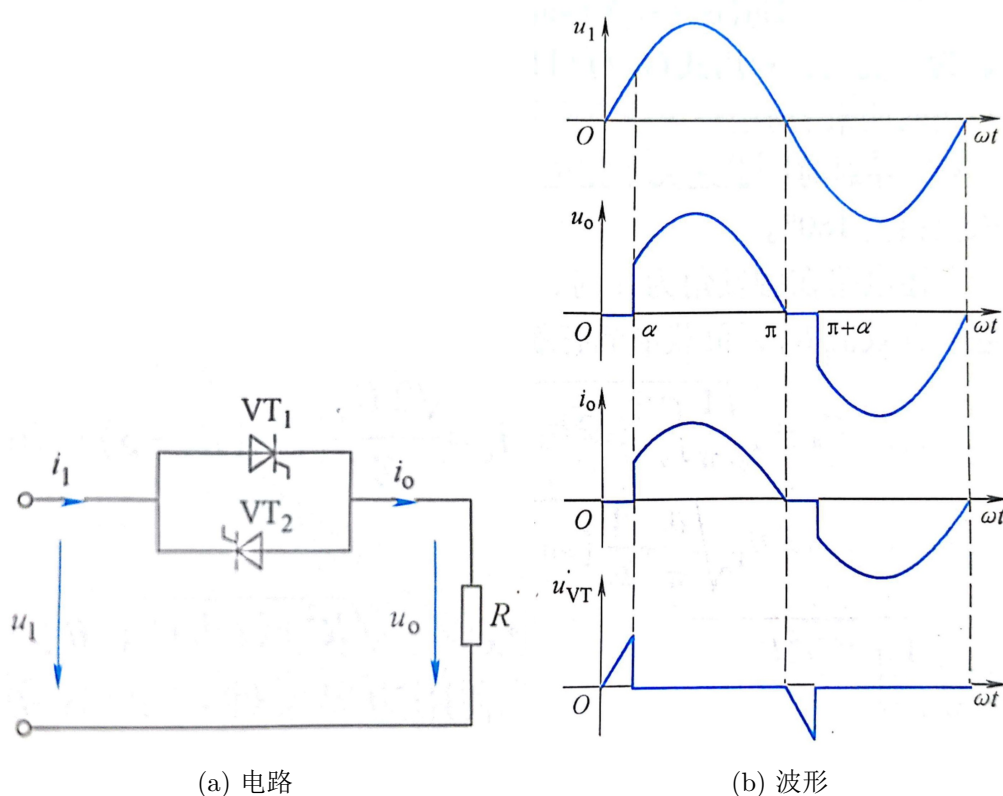


图 5.1: 相控式电阻负载的单相交流调压电路及其波形

负载有效值和功率因数分别为

$$U_o = U_1 \sqrt{\frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha + \frac{\pi - \alpha}{\pi}} \quad I_o = \frac{U_o}{R} \quad \lambda = \frac{U_o}{U_1} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha + \frac{\pi - \alpha}{\pi}}$$

移相范围为 $\alpha \in [0, \pi]$ 。当 $\alpha = 0$ 时, 晶闸管一直导通, 输出电压最大为 $U_o = U_1$, 功率因数 $\lambda = 1$ 。随着触发延迟角的增大, 输出电压逐渐减小, 输入电流逐渐滞后电压并发生畸变, 功率因数降低。当 $\alpha = \pi$ 时 $U_o = 0$ 。

阻感负载

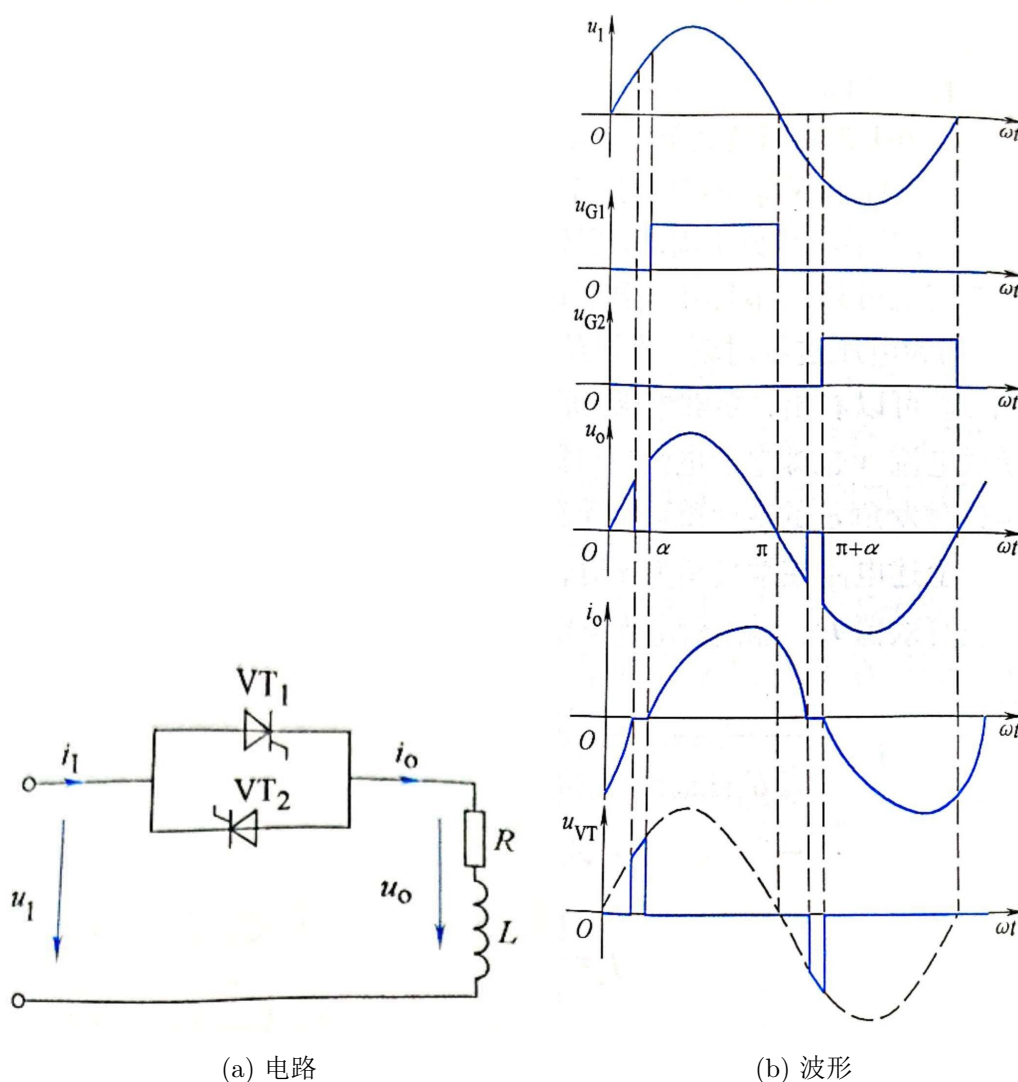


图 5.2: 相控式阻感负载的单相交流调压电路及其波形

设负载阻抗角 $\varphi = \arctan(\omega L/R)$, 稳态时负载电流是正弦波且相位滞后电源电压 φ , 因此控制时只能通过触发延迟角推迟导通, 使电流更为滞后, 无法超前, 因此移相范围为 $[\varphi, \pi]$ 。

在 $\omega t = \alpha$ 时刻开启晶闸管, 则负载电流满足

$$L \frac{di_o}{dt} + Ri_o = \sqrt{2}U_1 \sin \omega t \quad i_o|_{\omega t=\alpha} = 0$$

解得

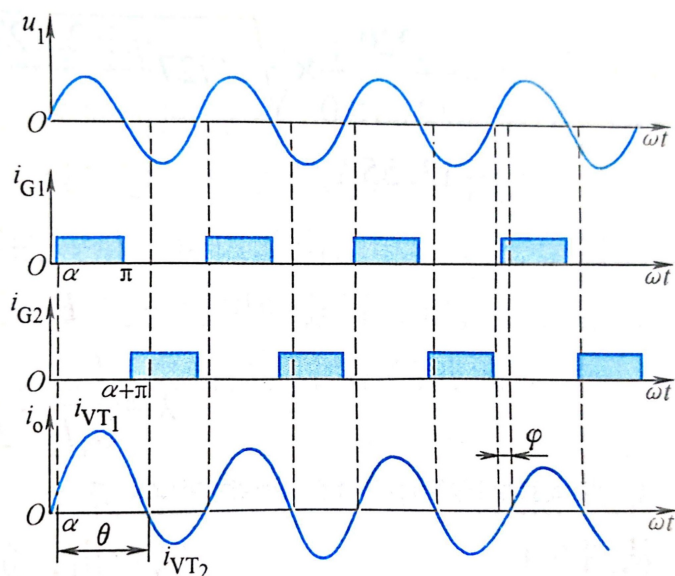
$$i_o = \frac{\sqrt{2}U_1}{Z} [\sin(\omega t - \varphi) - \sin(\alpha - \varphi)e^{\frac{\alpha - \omega t}{\tan \varphi}}], \alpha \leq \omega t \leq \alpha + \theta$$

由边界条件 $i_o|_{\omega t=\alpha+\theta} = 0$ 可得角 θ 满足

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

负载电压和电流的有效值分别为

$$U_o = U_1 \sqrt{\frac{\theta}{\pi} + \frac{1}{2\pi} [\sin 2\alpha - \sin(2\alpha + 2\theta)]} \quad I_o = \sqrt{2}I_T = \frac{U_1}{\sqrt{2\pi}Z} \sqrt{\theta - \frac{\sin \theta \cos(2\alpha + \varphi + \theta)}{\cos \varphi}}$$

图 5.3: 当 $\alpha < \varphi$ 时的输出波形

当 $\alpha \in (0, \varphi)$ 时, T_1 导通时间将超过 π , 当 $\omega t = \pi + \alpha$ 触发 T_2 时, 负载电流尚未过零, 不会开通, 直到过零后还有触发脉冲 T_2 才会开通。因为 T_1 提前开通, 负载 L 被过充电, 放电时间将延长, 使得 T_1 结束导电时刻大于 $\pi + \varphi$, T_2 推迟开通且导通角小于 π 。此时上述 i_o 表达式仍然适用且 $\alpha \leq \omega t < +\infty$, 电流不存在断流区, 当指数分量衰减到零后, 稳态工作情况与 $\alpha = \varphi$ 相同。

5.1.2 斩控式单相交流调压电路

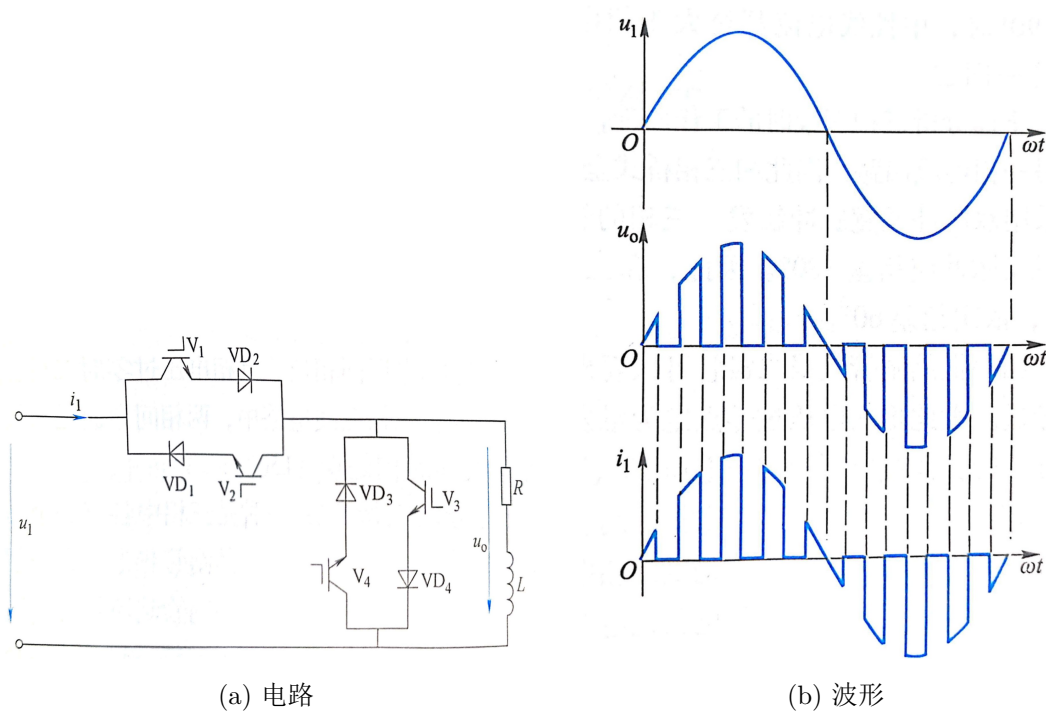


图 5.4: 斩控式单相交流调压电路及其波形

V_1, V_2, D_1, D_2 构成一双向可控开关, V_3, V_4, D_3, D_4 构成一双向续流二极管, 工作原理与直流斩波电路类似, 用开关进行斩波控制, 用续流二极管提供续流通路。

电源电流 i_1 的基波分量和电源电压同相位, 位移因数为 1. 且电源电流不含低次谐波, 只含和 T 有关的高次谐波, 可以用很小的滤波器滤除, 功率因数接近 1。

5.1.3 相控式三相交流调压电路

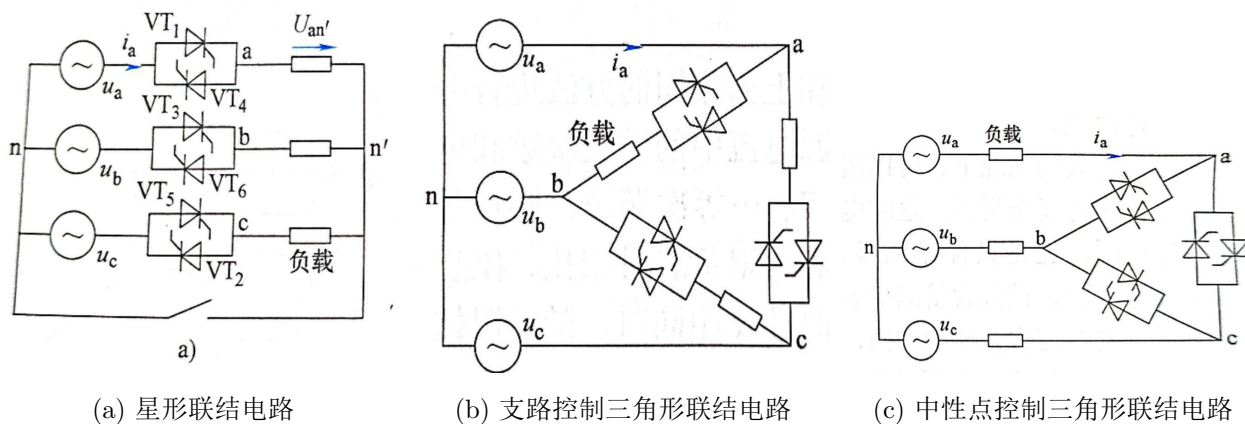


图 5.5: 三相交流调压电路

三相四线制的星形联结电路

相当于三个单相交流调压电路的组合, 三相互相错开 120° 工作。组合后 3 的整数倍次谐波同相位在中性线流动, 基波和其他各次谐波在各相流动, 不流过中性点。中性点会有很大的 3 的整数倍次谐波电流流过。

三相三线制的星形联结电路

任意一相导通时必须和另一相构成回路, 因此需要有两个晶闸管同时导通, 应采用双脉冲或宽脉冲触发。三相触发脉冲依次相差 120° , 每相的两个脉冲应相差 180° , 因此每两个晶闸管触发相差 60° 。由于两相导通靠线电压导通, 且线电压超前相电压 30° , 因此移相范围为 $0 \sim 150^\circ$ 。

电路可以分为三种情况:

1. 三相各有一个晶闸管导通, 此时负载相电压是电源相电压。
2. 两相中各有一个晶闸管导通, 另一相不导通, 此时导通相的负载相电压是电源线电压的一半。
3. 三相晶闸管都不导通, 此时负载电压为零。

根据导通晶闸管个数和电流是否连续将移相范围分为三段:

1. $0 \leq \alpha < 60^\circ$ 时, 电路处于三个晶闸管导通和两个晶闸管导通的交替状态, 每个晶闸管导通角 $\pi - \alpha$ 。但 $\alpha = 0$ 时始终是三个晶闸管导通。
2. $60^\circ \leq \alpha < 90^\circ$ 时, 任一时刻都是两个晶闸管导通, 每个晶闸管导通角 120° 。
3. $90^\circ \leq \alpha < 150^\circ$ 时, 电路处于两个晶闸管导通和无晶闸管导通的交替状态, 每个晶闸管导通角为 $300^\circ - 2\alpha$, 且导通角被分为不连续的各 $150^\circ - \alpha$ 的两个半周波内的断续波头。

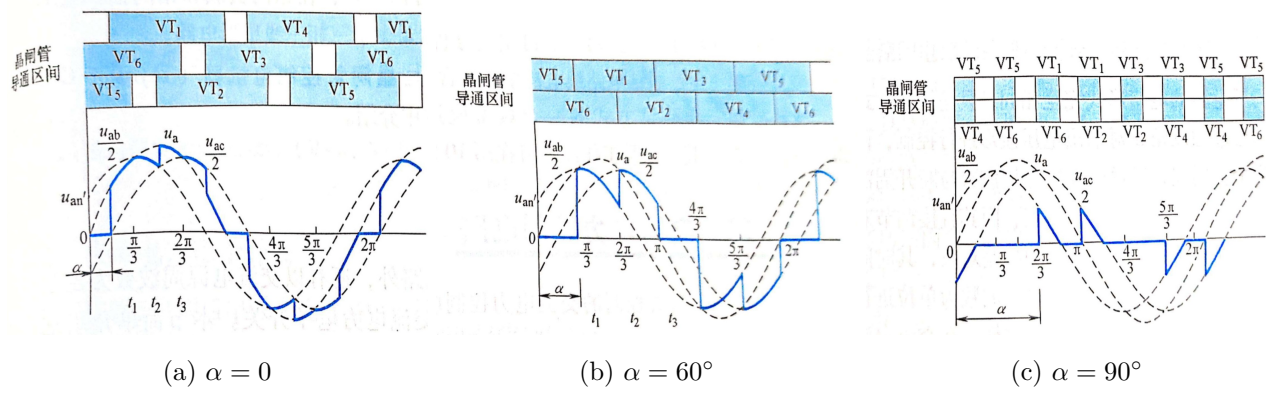


图 5.6: 三相三线制星形联结的交流调压电路的工作状态

支路控制三角形联结电路

由三个单相交流调压电路构成，三个电路分别在不同的线电压作用下单独工作，只需单独分析后，在求线电流时将两个负载相电流求和即可。3 的整数倍次谐波同相位，在三角形回路内流动不出现在线电流中。线电流所含谐波次数为 $6k \pm 1$ ，且谐波含量少于三相三线星形电路。

5.2 其他交流电力控制电路

交流调功电路

以交流电的周期为单位控制晶闸管的通断，改变通态周期数和断态周期数的比，可以方便调节输出功率的平均值，称为交流调功电路。

交流调功电路和交流调压电路的电路形式完全相同，只是控制方式不同。交流调功电路将负载与交流电源接通几个整周波，再断开几个整周波，调节输出的平均功率。

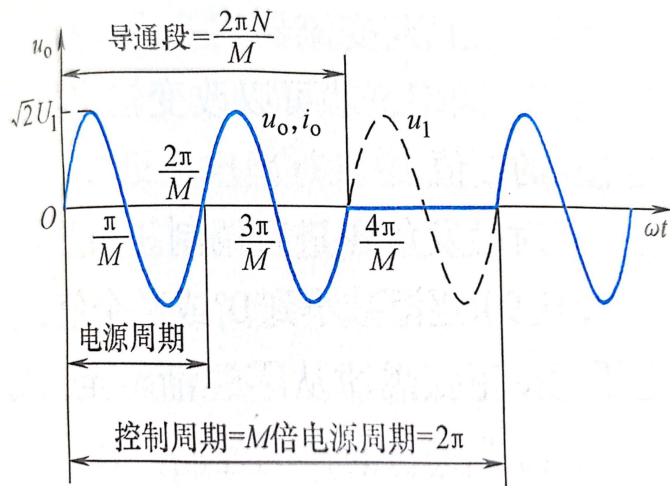


图 5.7: 交流调功电路波形图 ($M = 3, N = 2$)

交流电力电子开关

把晶闸管反并联后串入交流电路中代替电路中的机械开关，起接通和断开电路的作用，这就是交流电力电子开关。这种开关响应速度快，没有触点，寿命长，可以频繁控制通断。不控制平均输出功率，也没有明确的控制周期，只是根据需要控制电路的接通和断开。

5.3 交-交变频电路

采用晶闸管的交-交变频电路也称为周波变流器（Cycloconverter）。

5.3.1 单相交-交变频电路

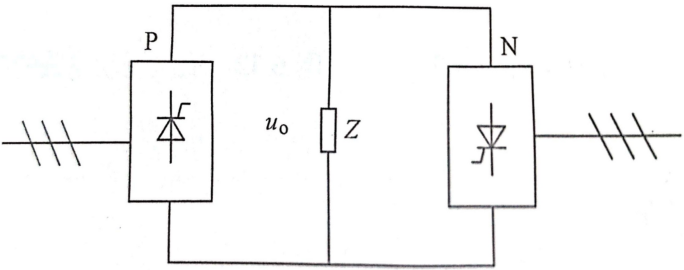


图 5.8: 单相交-交变频电路

电路由 P 组和 N 组反并联的晶闸管变流电路构成，变流器都是相控整流电路。P 组工作时负载电流 $i_o > 0$ ，N 组工作时 $i_o < 0$ 。让两组变流器按一定频率交替工作，负载就得到该频率的交流电。改变切换频率即可改变输出频率。改变触发延迟角即可改变交流输出电压的幅值。

无环流工作方式：两组变流电路在工作时不同时施加触发脉冲，一组工作时封锁另一组的触发脉冲。

以阻感负载为例说明工作状态。可以将交-交变频电路等效成正弦波交流电源和二极管的串联，二极管体现了交流电路电流的单方向性。

$t_1 \sim t_3$ 间，负载电流为正，正组变流器工作，反组被封锁。其中 $t_1 \sim t_2$ 阶段，输出电压和电流都为正，工作在整流状态，输出功率为正； $t_2 \sim t_3$ 阶段，输出电压反向，输出电流仍为正，工作在逆变状态，输出功率为负。

同理， $t_3 \sim t_5$ 间反组变流器工作，正组被封锁。其中 $t_3 \sim t_4$ 阶段，输出电压和电流均为负，工作在整流状态； $t_4 \sim t_5$ 阶段，输出电流为负二输出电压为正，工作在逆变状态。

在阻感负载情况下，在一个输出电压周期内，有四种工作状态，哪组变流电路工作是由输出电流方向决定的，与输出电压极性无关。工作在整流还是逆变状态则由输出电压和输出电流方向是否相同来决定的。

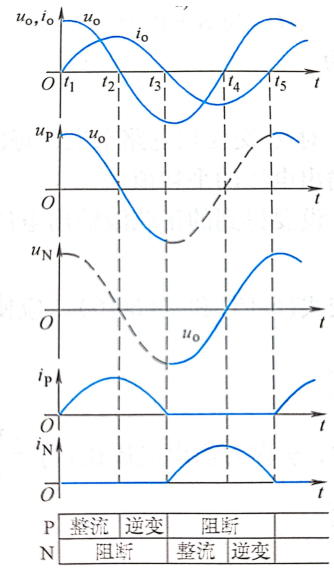


图 5.9: 单相交-交变频工作状态

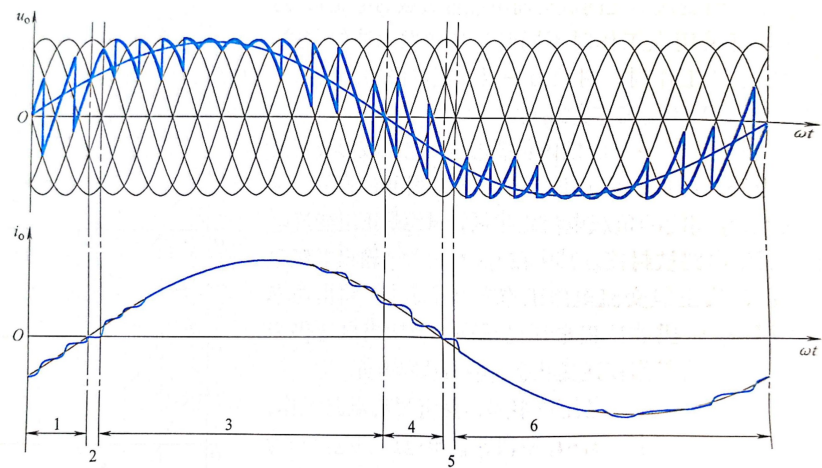


图 5.10: 单相交-交变频电路的输出波形

若考虑到无环流工作方式下负载电流过零的正反组切换死区时间，输出波形可分为六段具体如下：

表 6: 交-交变频电路一周波波形的分段

段号	1	2	3	4	5	6
电压电流	$i_o < 0, u_o > 0$	$i_o = 0$	$i_o > 0, u_o > 0$	$i_o > 0, u_o < 0$	$i_o = 0$	$i_o < 0, u_o < 0$
工作状态	反组逆变	切换死区	正组整流	正组逆变	切换死区	反组整流

无环流必须留死区时间，输出电压的畸变加大，且负载电流断续时输出电压会被反电动势抬高也会造成输出波形畸变。采用有环流方式可以避免断续消除死区，改善输出波形，提高输出上限频率。但是需要设置环流电抗器，增加设备成本，降低运行效率。

余弦交点法调制输出正弦电压

为使输出电压波形接近正弦波，可以按正弦规律对触发延迟角进行调制。让 α 按正弦规律从 90° 逐渐减小到 0 再逐渐增大到 90° ，这样每个控制间隔内的平均输出电压就按正弦规律从零逐渐增至最高再逐渐降低到零。

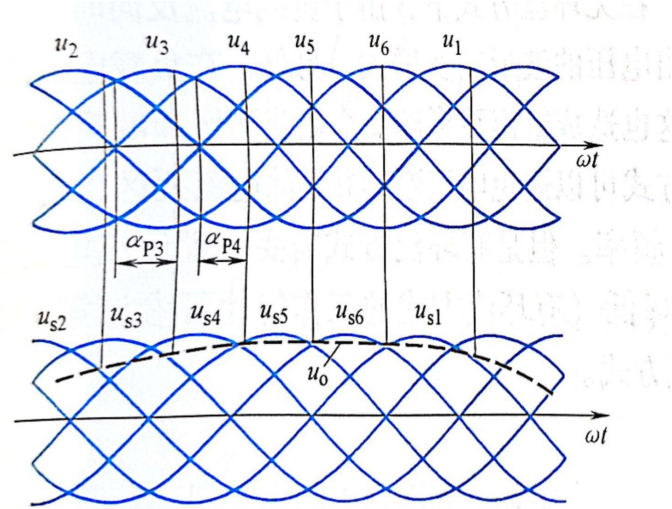


图 5.11: 余弦交点法原理

每次控制间隔内输出电压的平均值 $\bar{u}_o = U_{d0} \cos \alpha$ ，而期望正弦波输出电压为 $u_o = U_{om} \sin \omega_o t$ ，因此应使

$$\cos \alpha = \frac{U_{om}}{U_{d0}} \sin \omega_o t = \gamma \sin \omega_o t$$

其中 $\gamma = \frac{U_{om}}{U_{d0}} \in [0, 1]$ 为输出电压比， U_{d0} 为 $\alpha = 0$ 时输出电压的平均值。因此

$$\alpha = \arccos(\gamma \sin \omega_o t)$$

5.3.2 三相交-交变频电路

接线方式

1. 公共交流母线进线方式：三组单相变频电路的电源仅限通过进线电抗器连接在公共的交流母线上。由于电源进线端公用因此输出端必须隔离，将交流电动机三个绕组拆开引出六根线。
2. 输出星形联结方式：三个单相变频电路输出星形联结，电动机三个绕组也是星形联结，且电动机中点不和变频器中点相连，则电动机只需引出三根线。因为输出端相连，电源进线就必须隔离，用三个变压器供电。

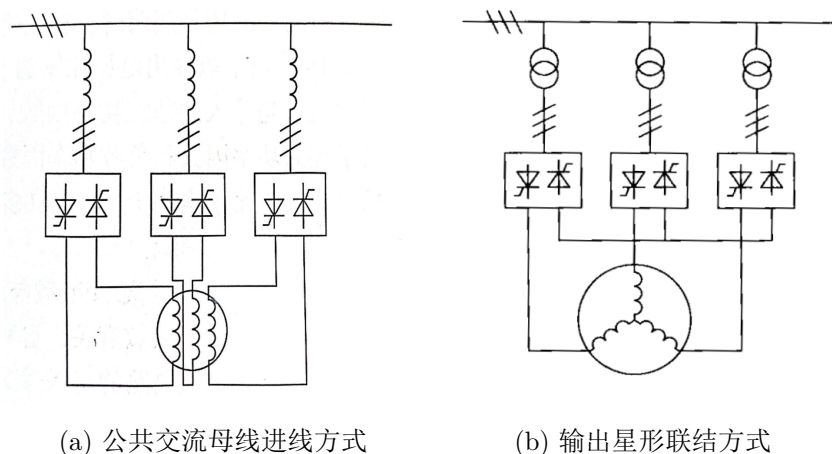


图 5.12: 三相交-交变频电路的接线方式

三相交-交变频电路的输出上限频率和电压谐波与单相相似，输出功率因数大于单相电路，由于 3 的整数倍的谐波电流相互抵消，输出电流谐波减少。为改善功率因数和提高输出电压，可以通过给各相输出电压都叠上直流分量的直流偏置法和使输出电压为主要含 3 次谐波的准梯形波的交流偏置法。

5.4 矩阵式变频电路

矩阵式变频电路是采用全控型开关器件组成矩阵变换器，使用斩控方式进行控制的一种直接变频电路。

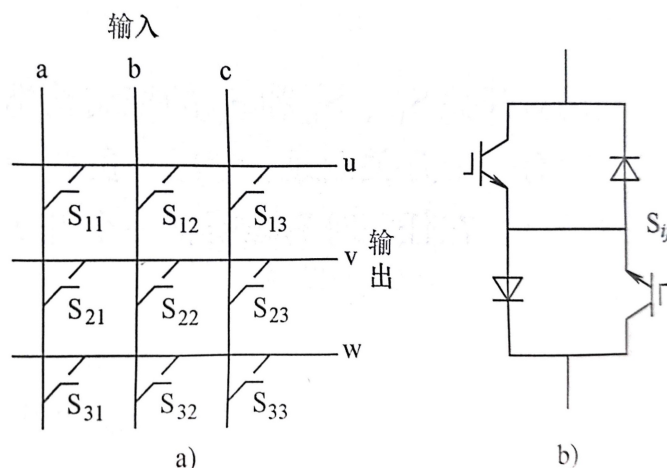


图 5.13: 矩阵式变频电路

基本原理

对单相输入仅能利用单相输入正弦波部分，无法得到输出波形。对三相输入利用第一行三个开关控制三相相电压可以得到三相电压包络线部分，但是最大值仅为 $0.5U_m$ ，利用前两行六个开关控制三相线电压可以得到三相线电压包络线部分，最大值为 $0.866U_m$ 。

利用 S_{11}, S_{12}, S_{13} 控制构造输出 u_U 时，任一时刻都只能有一个开关接通，则输出电压为

$$u_U = d_{11}u_a + d_{12}u_b + d_{13}u_c$$

同理将各开关控制结果写成矩阵如下

$$\begin{bmatrix} u_U \\ u_V \\ u_W \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} d_{11} & d_{12} & d_{13} \\ d_{21} & d_{22} & d_{23} \\ d_{31} & d_{32} & d_{33} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix}$$

记为 $\mathbf{u}_o = \mathbf{d}\mathbf{u}_i$ ， $\mathbf{d}$ 称为调制矩阵，每个元素在每个开关周期中都不同。

矩阵式变频电路主要的困难是如何求解理想的调制矩阵和如何在开关切换时实现既无交叠又无死区。

矩阵式变频电路的特点

1. 优点:

- (a) 输出电压可控制为正弦波，不受电网频率限制，输入电流可控制为正弦波且与电压同相，功率因数可为 1；
- (b) 能量可双向流动，适用于交流电动机四象限运行；
- (c) 不通过中间直流环节直接变频，效率较高；
- (d) 和交-直-交变频电路相比多用了六个开关器件，但是无需直流侧的大电容，体积减小，适合集成化和功率模块化。

2. 缺点:

- (a) 电路结构复杂，成本高，控制方法不算成熟；
- (b) 输出输入最大电压比为 0.866，输出电压偏低。

6 脉宽调制 (PWM) 控制技术

6.1 PWM 基本原理

面积等效原理：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。

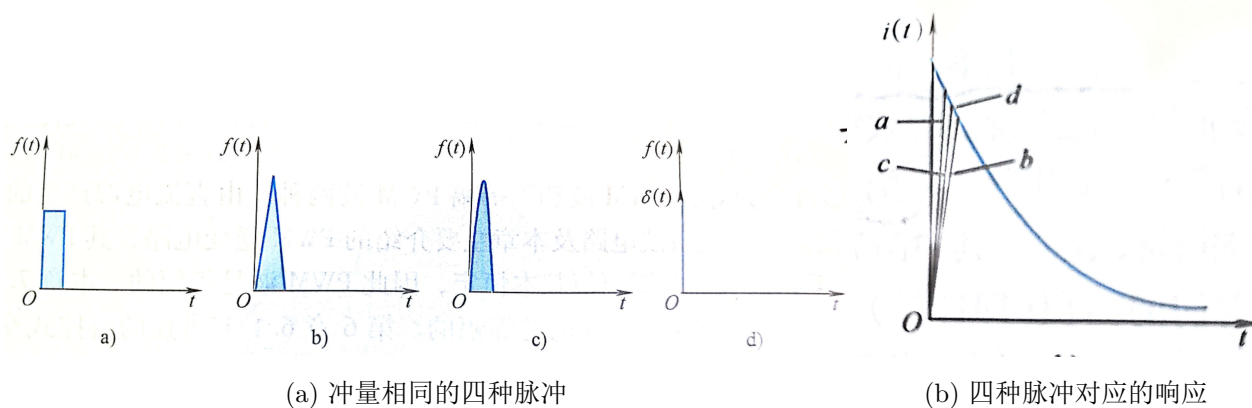


图 6.1: 面积等效原理

将正弦半波分成 N 等份，将正弦半波看成由 N 个脉冲序列组成，脉冲宽度都为 π/N ，但是幅值不等，且顶部是曲线，幅值按正弦规律变化。将脉冲序列利用相同数量的等幅不等宽的矩形脉冲代替，使得矩形脉冲中点和相应正弦波部分中点重合，且使矩形脉冲和正弦波部分面积相等，得到 PWM 波形。这种脉冲宽度按正弦规律变化且和正弦波等效的 PWM 波形，称为 SPWM (Sinusoidal PWM) 波形。

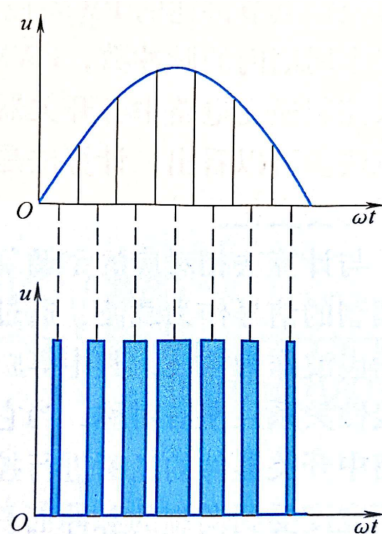


图 6.2: SPWM 等效过程

PWM 波的分类

- 等幅 PWM 波：恒定直流电源产生的幅值不变的 PWM 波，如直流斩波电路、PWM 逆变电路。
- 不等幅 PWM 波：输入为交流或者脉动直流，产生幅值变化的 PWM 波，如斩控式交流调压电路、矩阵式变频电路。

根据电源的性质，又可以分为 PWM 电压波和 PWM 电流波。

6.2 直接 PWM (计算法)

各脉冲周期中有效脉冲的冲量与目标波形在同周期中的冲量相等，脉冲宽度为

$$D_i = \frac{1}{t_{i+1} - t_i} \int_{t_i}^{t_{i+1}} f(t) dt$$

由于需要计算积分值，计算十分复杂。且正弦波频率、幅值或相位变化时，计算结果都需要变化。

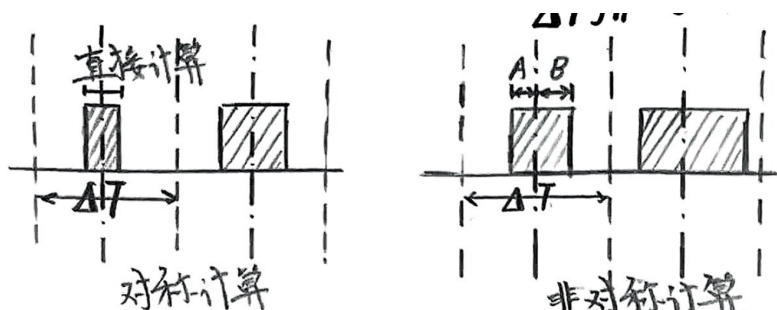


图 6.3: 对称和非对称计算

对称计算: $D_{symm} = \frac{1}{\Delta T} \int_{t_i}^{t_i + \Delta T} f(t) dt$

非对称计算: $D_{asymm} = \frac{2}{\Delta T} \int_{t_i}^{t_i + \Delta T \cdot \frac{1}{2}} f(t) dt$

6.3 采样 PWM (调制法)

把希望输出的波形作为调制信号，把接受调制的信号作为载波，通过信号波的调制得到所期望的 PWM 波形。

通常采用等腰三角波或锯齿波作为载波。等腰三角波上任一点的水平宽度和高度成线性关系且左右对称，因此与调制信号波相交时，在交点控制可以得到宽度正比于信号波幅值的脉冲。

6.3.1 单相桥式 PWM 逆变电路

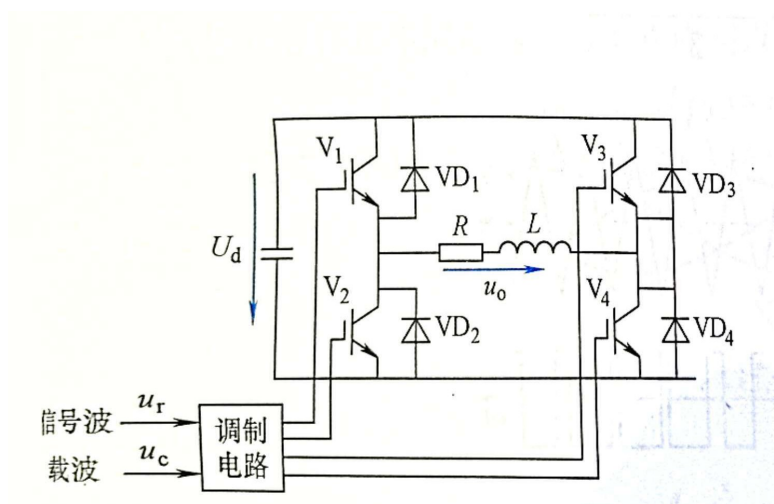


图 6.4: 单相桥式 PWM 逆变电路

单极性控制

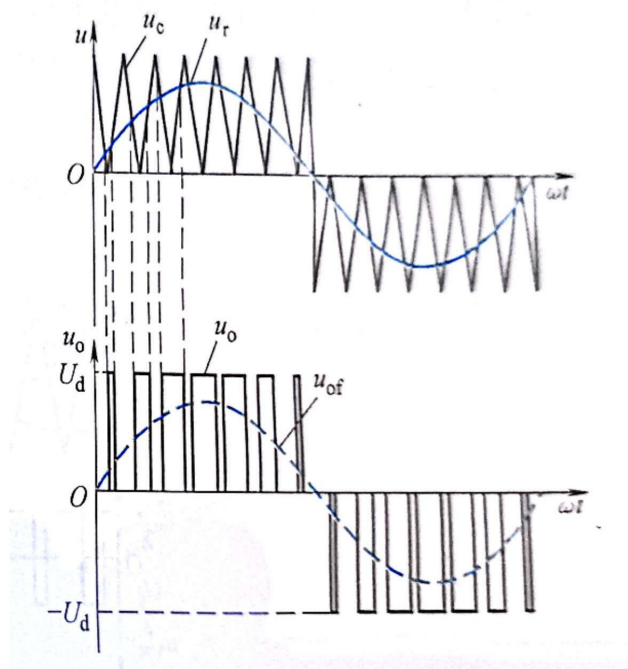


图 6.5: 单极性控制

在输出电压的正半周, V_1 导通且 V_2 关断, 当 $u_c > u_r$ 时, V_3 导通且 V_4 关断, $u_o = 0$, 反之 $u_o = U_d$ 。在负半周, V_2 导通且 V_1 关断, 当 $u_c > u_r$ 时, V_3 导通且 V_4 关断, $u_o = -U_d$, 反之 $u_o = 0$ 。

双极性控制

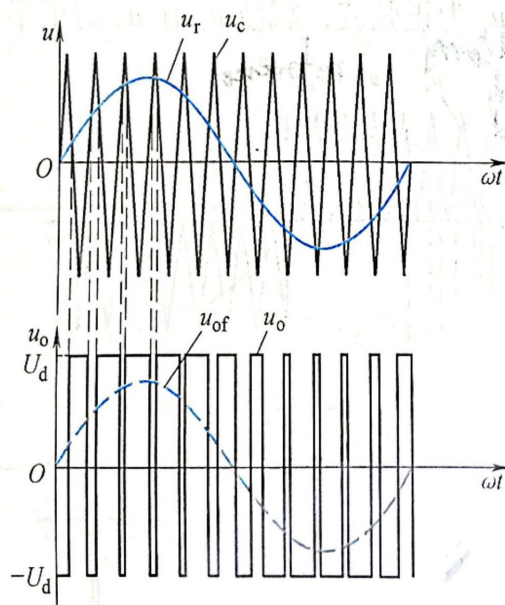


图 6.6: 双极性控制

$u_r > u_c$ 时, 若 $i_o > 0$ 则 V_1, V_4 导通, 若 $i_o < 0$ 则 D_1, D_4 导通, $u_o = U_d$; $u_r < u_c$ 时, 若 $i_o < 0$ 则 V_2, V_3 导通, 若 $i_o > 0$ 则 D_2, D_3 导通, $u_o = -U_d$ 。

6.3.2 三相桥式 PWM 逆变电路

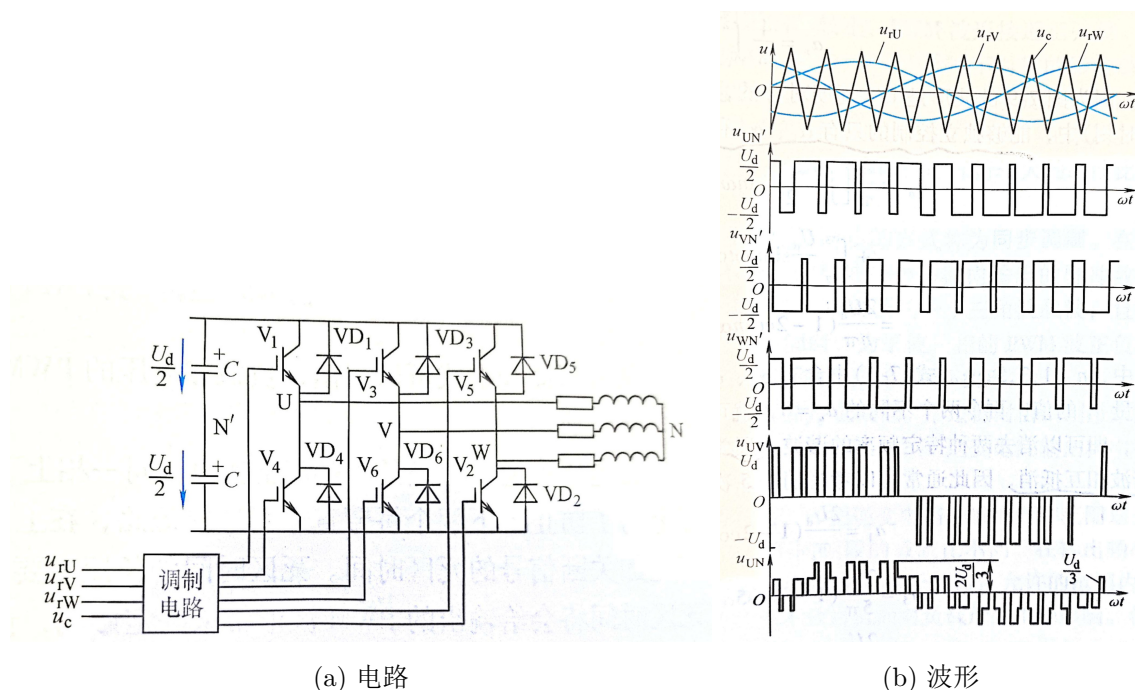


图 6.7: 三相桥式 PWM 逆变电路

采用双极性控制, U、V、W 三相的 PWM 控制公用一个三角波载波 u_c , 三相调制信号 u_{rU}, u_{rV}, u_{rW} 依次相差 120° , 各相功率开关控制规律相同。对于 U 相而言, 若 $u_{rU} > u_c$ 时, V_1 导通且 V_4 关断, 则 $u_{UN'} = \frac{1}{2}U_d$, 反之则 $u_{UN'} = -\frac{1}{2}U_d$ 。其他两相同理。

由于线电压 $u_{UV} = u_{UN'} - u_{VN'}$, 因此可以存在 $U_d, 0, -U_d$ 三种电平。相电压 $u_{UN} = u_{UN'} - \frac{1}{3}(u_{UN'} + u_{VN'} + u_{WN'})$, 存在 $\pm\frac{2}{3}U_d, \pm\frac{1}{3}U_d, 0$ 五种电平。

为防止同一相的上下两个桥臂短路, 上下两桥臂切换时要留一小段都施加关断信号的死区时间。

为了使输出波形三相对称且单相对称, 取载波比为 3 的整数倍且为奇数。

6.3.3 同步调制与异步调制

载波比 $N = \frac{f_c}{f_r} = \frac{\omega_c}{\omega_r}$, 其中 f_c 为载波频率, f_r 为调制信号频率。

异步调制

调制信号和载波信号不保持同步的调制方式。通常保持载波频率 f_c 不变, 当信号波频率 f_r 变化时, 载波比 N 变化。

在信号波半个周期内, PWM 波脉冲个数不固定, 相位也不固定, 正负半周期的脉冲不对称, 半周期内前后 $1/4$ 周期的脉冲也不对称。

当信号波频率较低时, 载波比大, 一周期内脉冲数多, 不对称产生的影响较小, PWM 波形接近正弦波。

当信号波频率增高时, 载波比减小, 一周期内脉冲数减少, 不对称影响增大, 微小变化甚至会造成 PWM 脉冲跳动, 输出 PWM 与正弦波差异增大。

同步调制

载波比为常数, 在变频时使载波和信号波保持同步的调制方式。

在一个周期内输出的脉冲数是固定的, 脉冲相位也是固定的, PWM 波可对称。

当信号波频率较低时, 载波频率低, 调制带来的谐波不容易消除。

当信号波频率较高时, 载波频率过高, 开关损耗增大容易损坏。

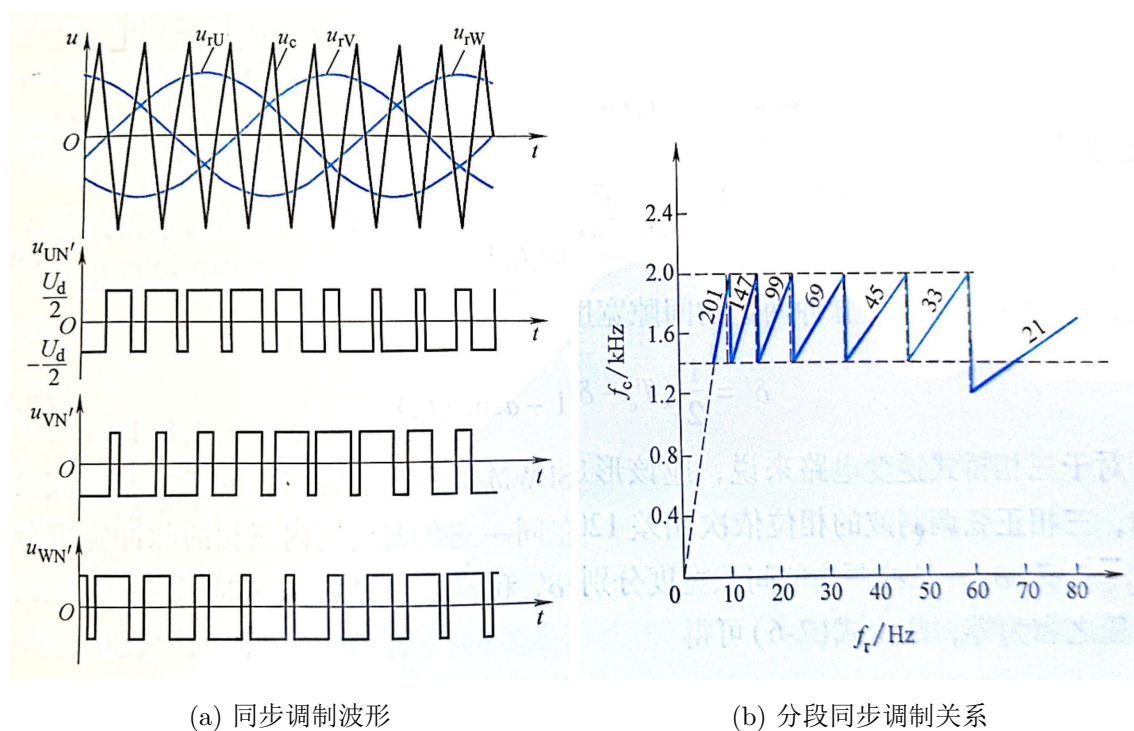


图 6.8: 同步调制

分段同步调制: 将输出频率范围划分为若干频段, 每个频段内保持载波比恒定, 不同频段载波比不同。在高频段内采用较低的载波比以使载波频率不至于过高损坏器件; 在低频段内采用较高的载波比使载波频率不过低产生较大谐波。

有些装置在低频输出时采用异步调制方式, 在高频输出时切换到同步调制方式, 可以结合两者优点, 和分段同步调制效果相近。

6.4 SPWM 波形的生成

6.4.1 自然采样法

在正弦波和三角波的自然交点时刻控制功率开关器件的通断。

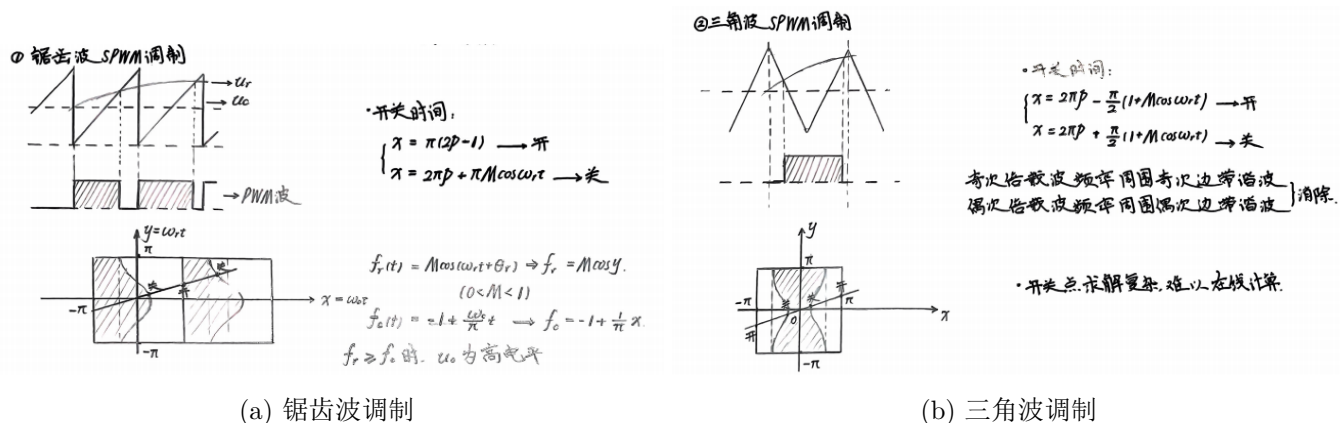


图 6.9: 自然采样法

6.4.2 规则采样法

低频参考波形被采样并在各载波周期内恒定，使用采样值取代期望波形。

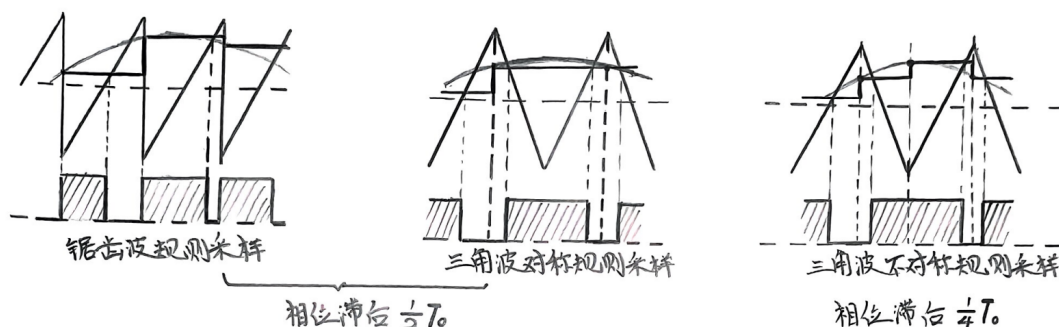


图 6.10: 三种规则采样法

1. 锯齿波规则 PWM: 在载波上升结束进行采样，存在低次基带谐波，高载波比时衰减快，且边带谐波发生对称性畸变；
2. 三角波对称规则 PWM: 在正负峰值时采样，消除边带谐波能力减低，基带谐波衰减更快；
3. 三角波不对称规则 PWM: 在正负峰值时采样，载波边带完全消除。

三角波对称规则采样法

取两个正峰值之间为一个采样周期 T_c ，每个脉冲中点和三角波负峰值点重合。

过中点 D 与三角波交于 A、B 两点，在两点控制器件通断。

正弦调制信号波为 $u_r = a \sin \omega_r t$ ，由相似三角形得

$$\frac{1 + a \sin \omega_r t_D}{\delta/2} = \frac{2}{T_c/2}$$

得 $\delta = \frac{T_c}{2}(1 + a \sin \omega_r t_D)$ ，脉冲两边的间隙宽度 $\delta' = \frac{1}{2}(T_c - \delta) = \frac{T_c}{4}(1 - a \sin \omega_r t_D)$ 。

对于三相桥式逆变 PWM 电路，有

$$\delta_U + \delta_V + \delta_W = \frac{3T_c}{2} \quad \delta'_U + \delta'_V + \delta'_W = \frac{3T_c}{4}$$

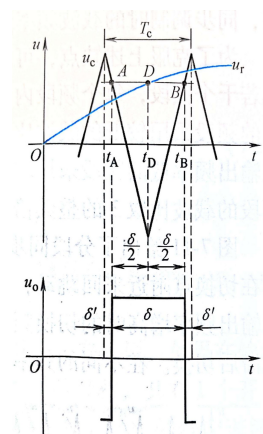


图 6.11: 规则采样法

6.5 跟踪控制 PWM

把希望输出的电流或电压波形作为指令信号，把实际电流或电压波形作为反馈信号，通过两者瞬时值比较来决定逆变电路各功率开关器件的通断，使实际输出跟踪指令信号变化。

6.5.1 电流滞环控制

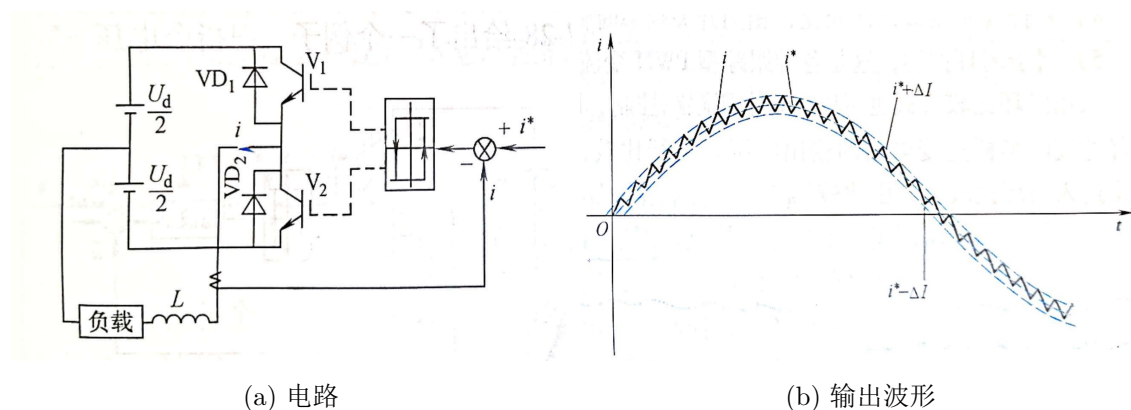


图 6.12: 电流滞环控制

把指令电流 i^* 和实际电流 i 的偏差 $i^* - i$ 作为滞环比较器的输入，通过其输出控制功率器件 V_1, V_2 的通断。当 V_1 或 D_1 导通时， i 增大；当 V_2 或 D_2 导通时， i 减小。因此，通过环宽为 $2\Delta I$ 的滞环比较器的控制， i 在 $i^* - \Delta I \sim i^* + \Delta I$ 范围内锯齿状跟踪 i^* 。

环宽过宽时，开关动作频率低，跟踪误差增大；环宽过窄时，跟踪误差减小，但开关动作频率过高，可能超过允许频率范围，开关损耗大。和负载串联的 L 可以起到限制电流变化率的作用。 L 过大时， i 的变化率过小，对指令电流跟踪慢； L 过小时， i 变化率过大， $i^* - i$ 频发到达 $\pm\Delta I$ ，开关动作频率过高。

电路特点

1. 硬件电路简单。属于实时控制方式，电流响应快。闭环控制。
2. 不用载波，输出电压波形中不含特定频率的谐波分量。和算法及调制法相比，相同开关频率时输出电流中高次谐波含量较多。

6.5.2 电压滞环控制

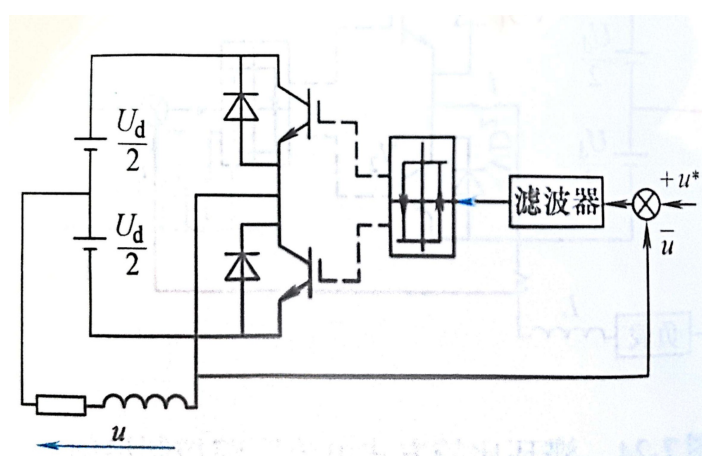


图 6.13: 电压滞环控制电路

把 $u^* - u$ 作为滞环比较器的输入，通过其输出控制功率器件 V_1, V_2 的通断。PWM 输出存在高频谐波，需要使用滤波器滤除。当 $u^* = 0$ 时，输出电压为高频矩形波，相当于一个自励振荡电路。 u^* 为直流信号时， u 产

生直流偏移，变为正负脉冲宽度不等的矩形波，正负脉冲宽度之差有 u^* 的极性和大小决定。 u^* 为交流信号时，只要频率远低于自励振荡频率，输出电压滤除高次谐波后能实现电压跟踪控制。

6.5.3 其他跟踪控制

比较器控制

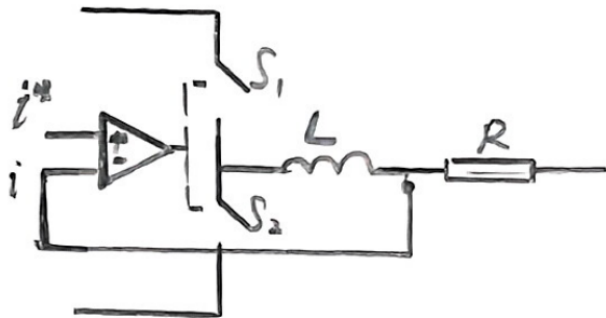


图 6.14: 比较器控制电路

设定定时周期对 $i^* - i$ 采样，根据采样得到的极性控制 V_1, V_2 。开关频率为时钟频率的一半，相对于滞环控制精度较低。

线性控制器控制

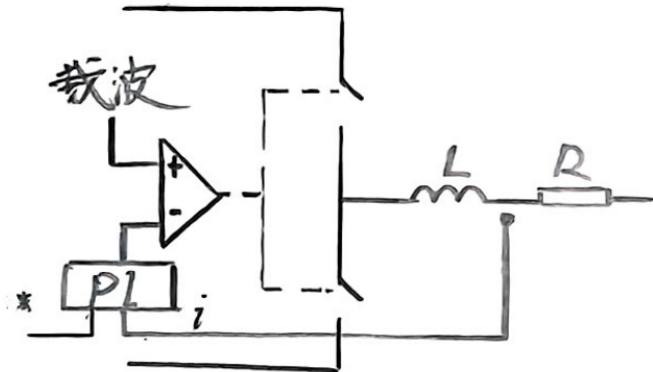


图 6.15: 线性控制器控制电路

将 $i^* - i$ 输入线性 P 或 PI 控制器得到输出指令，将其由三角波调制产生 PWM 波形。开关频率为载波频率，HPF 设计方便，输出谐波较小。