

电力电子技术

绪论

电力电子技术就是使用电力电子器件对电能进行变换和控制的技术。

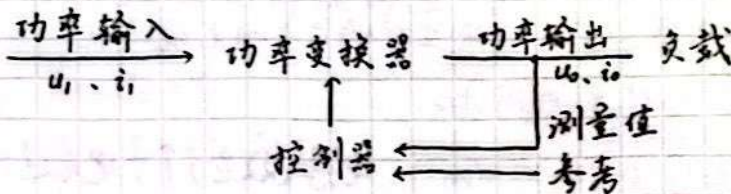
电力电子器件是电力电子技术的基础

是核心。

输入	交流(AC)	直流(DC)
输出	整流	直流斩波
直流(DC)	交流电力控制	逆变
交流(AC)		

电子学 — 电力电子 — 电力学
技术
控制理论

· 电力电子技术的诞生以 1957 年美国通用电气公司研制出晶闸管为标志



第一章 功率半导体器件

1.1 概述

· 主电路：在电气设备或电气系统中，直接承担电能变换或控制任务的电路。

功率半导体器件的功率损耗

- 通态损耗 main
- 断态损耗
- 开关损耗 { 开通, 关断 } 频率↑, 损耗↑

· 分类

1) 可控性：

不可控	电力二极管
半控	晶闸管
全控	IGBT, Power MOSFET

2) 驱动信号

电流驱动
电压

3) 驱动信号波形

脉冲触发
电平控制

4) 载流子

单极型	
双极型	电子 + 空穴
混合型	



电力电子技术

绪论

电力电子技术就是使用电力电子器件对电能进行变换和控制的技术。

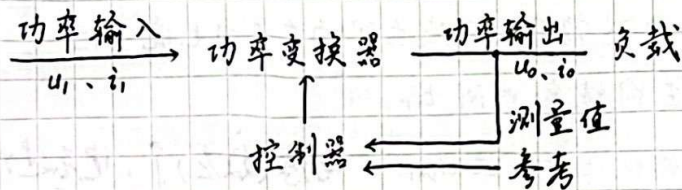
电力电子器件是电力电子技术的基础

变流技术是核心

输入 交流(AC) 直流(DC)
输出 直流(DC) 整流 直流斩波
交流(AC) 交流电力控制 逆变

电子学 — 电力电子 — 电力学
技术
控制理论

电力电子技术的诞生以1957年美国通用电气公司研制出晶闸管为标志。



第一章 功率半导体器件

1.1 概述

主电路：在电气设备或电气系统中，直接承担电能变换或控制任务的电路。

功率半导体器件的功率损耗 { 通态损耗 main
断态损耗
开关损耗 { 开通 关断 频率↑, 损耗↑

分类

1) 可控性：

不可控 电力二极管
半控 晶闸管
全控 IGBT, Power MOSFET

2) 驱动信号

电流驱动
电压

3) 驱动信号波形

脉冲触发
电平控制

4) 载流子

单极型
双极型 电子+空穴
混合型

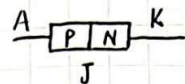


1.2 功率二极管

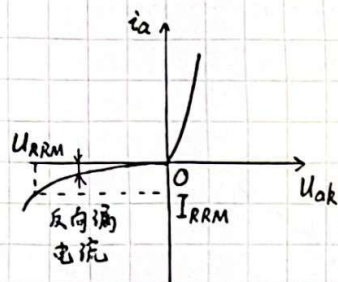
· 结构：以半导体PN结为基础。



螺栓型
平板型



· 静态特性——伏安特性。



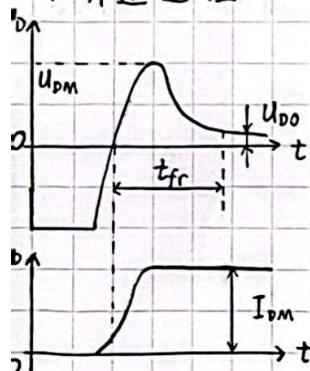
门槛电压 — 稳定导通 — 正向电压降

反压时，少子引起微小而数值恒定的反向漏电流。

反向击穿 { 雪崩击穿
齐纳击穿
热击穿

· 动态特性——开关特性 电压—电流特性随时间变化。

1. 开通过程



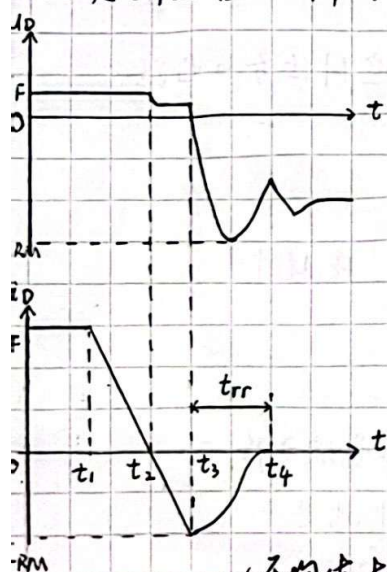
初期出现过冲 U_{DM} ，一段时间后趋于稳态压降

— 电感效应：无法立即响应正向电流变化 $L \frac{di}{dt}$

· 正向恢复时间 t_{fr} 。

电流上升率 $\propto U_{DM}$ 。电感(效应) $\uparrow$ ，电压过冲 $\uparrow$

2. 关断过程 瞬态反向电流和瞬态反向过电压



t_1 时刻 I_F 开始下降， t_2 下降至零，后反向增长。此时仍维持管压降 U_{D0} 。

t_3 反向电流达峰值 I_{RM} ，后突然衰减，至 t_4 为零。

$t_{rr} = t_4 - t_3$ — 反向恢复时间。

t_2 后，电流已反向，但管仍正向偏置，PN结存储电荷仍为正。改变电荷分布产生关断时延。

反向电流很快下降，会在带感电路中感应出危险过电压。
— 吸收电路加以吸收。

(平均值与有效值)

· 主要参数 最大额定正向平均电流

反向重复峰值电压

额定电流 I_F ：正向平均电流 额定电压 U_{RRM} ：两倍裕量 $U_{RRM} = 80\% U_{RSM}$

反向漏电流： I_{RS} ， I_{RR} 不重复正向平均电压 U_F ：正向压降 不重复。

· 普通(整流)二极管：反向恢复过程较长，正向电流纹波和反向电压纹波高。

· 快恢复二极管：反向恢复过程很短

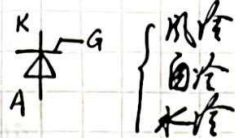
· 肖特基二极管 无明显电压过冲，开关损耗，正向导通损耗小，反向恢复损耗不能忽略。



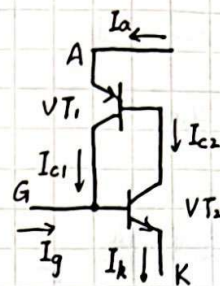
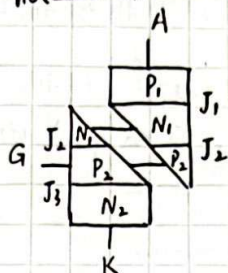
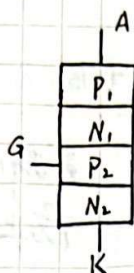
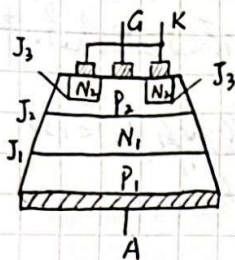
1.3 晶闸管 瞬态过流能力强

· 结构: 管芯及散热器

螺栓型 散热器 200A ↓
平板型 散热器 200A ↑



· 工作原理



$$I_{c1} = I_{b2}$$

$$I_{b1} = I_{c2}$$

正反馈

特点: 正向阻断 反向阻断 四层结构

导通条件: 正向阳极电压 + 正向门极电压

关断条件: 应使阳极电流降低到某一数值以下 (约几十毫安)

$$I_{c1} = \alpha_1 I_a$$

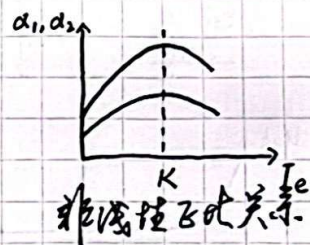
$$I_k = I_a + I_g$$

$$\Rightarrow I_a = \frac{I_{co} + \alpha_2 I_g}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)}$$

$$I_{c2} = \alpha_2 I_k$$

$$I_a = I_{c1} + I_{c2} + I_{co}$$

J_2 结反向漏电流



$$1) I_g = 0 \Rightarrow I_{b2} = 0 \Rightarrow I_{c2} \downarrow \Rightarrow \alpha_2 \downarrow \Rightarrow I_{c2} (I_{b1}) \downarrow \Rightarrow I_{c1} \downarrow \Rightarrow \alpha_1 \downarrow$$

$I_a \approx I_{co}$ 为正向漏电流. 正向阻断, 不导通

$$2) I_g \uparrow \Rightarrow I_{c2} \uparrow \Rightarrow \alpha_2 \uparrow \Rightarrow I_{c2} (I_{b1}) \uparrow \Rightarrow I_{c1} \uparrow \Rightarrow \alpha_1 \uparrow \Rightarrow I_{c1} \uparrow \Rightarrow I_{b2} \uparrow \text{ (正反馈)}$$

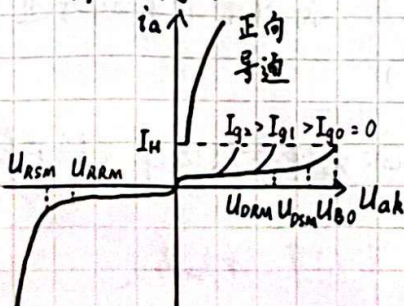
K点时, $\alpha_1 + \alpha_2 = 1$. I_a 急剧增大, 由外电路决定, 晶闸管完全导通.

$$I_g = 0 \Rightarrow I_a = \frac{I_{co}}{1 - (\alpha_1 + \alpha_2)} \text{ 导通后 } I_g \text{ 无影响.}$$

$$3) \text{ 关断. } I_a < I_H \text{ (维持电流) } \alpha_1, \alpha_2 \downarrow \quad 1 - (\alpha_1 + \alpha_2) = 1 \quad I_a = I_{co} \text{ 关断.}$$

1.3.3 晶闸管的基本特性.

1. 静态特性



$I_g = 0$ 正向阻断 存在漏电流.

超过正向转折电压 U_{bo} , 漏电流急剧增大, 导通.

门极电流 $\uparrow$, $U_{bo} \downarrow$ 晶闸管导通电压降 $\sim 1V$ 左右.

I_H : 维持电流

$I_a < I_H \rightarrow$ 回到阻断

正常不能通过 $U_{ak} > U_{bo}$ 使导通, 而是通过加 I_g 使得 U_{bo} (转折电压) 到很小水平, 加较小阳极电压即可导通.

反向特性: 类似二极管

反向阻断 一极小漏电流

反向击穿电压

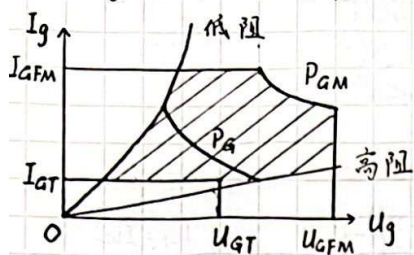
反向漏电流 $\uparrow$ 晶闸管发热损坏



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

波形系数 $K_f = \frac{I}{I_{T(AV)}} = \frac{\pi}{2} = 1.57$

2. 门极伏安特性



U_{GFM} : 门极正向峰值电压

I_{GFM} : 门极正向峰值电流

P_{GM} : 门极峰值功率

U_{GT}, I_{GT} : 门极触发电压、电流

P_G : 门极平均功率

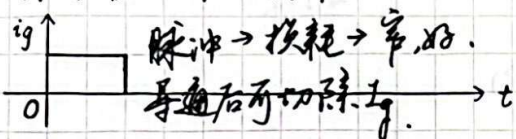
有关条件中: 至少

应满足电流条件

关断时加反压 $< 10V$

防止“误触发”

3. 晶闸管的开关特性



开通过程:

正反馈 + 外电路电感

阳极电流增长不是瞬时的

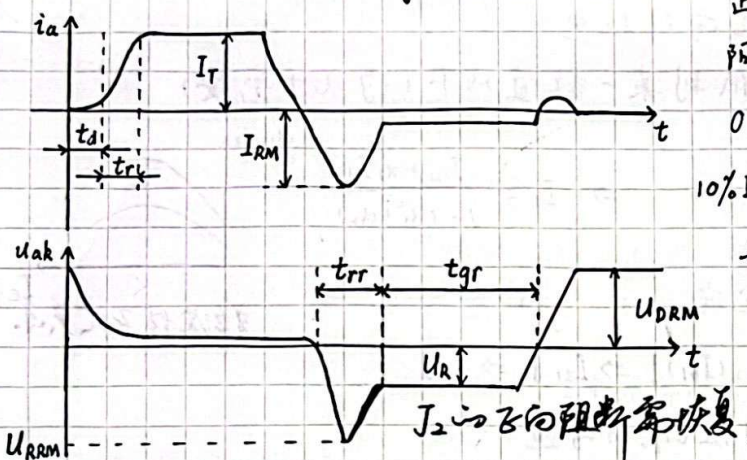
$0 \rightarrow 10\% I_T$: 延迟时间 t_d ($0.5 - 1.5 \mu s$)

$10\% I_T \rightarrow 90\% I_T$: 上升时间 t_r ($0.5 - 3 \mu s$)

开通时间 $t_{gt} = t_d + t_r$

$I_g \uparrow, t_d \downarrow; U_g \uparrow, t_d, t_r \downarrow$

t_r : 晶闸管本身特性
外电路电感



开通方式: ① 主电压开通. U_{ak} 加到 U_{bo} . 硬开通. 损坏晶闸管.

② 门极电流开通. U_{ak} 加入正向阳极电压.

③ du/dt 开通. gate 开路, 阳极电压变化率过大, 误动作, 应避免.

关断过程 外电路电感: 导通电压由正变反, 阳极电流衰减需要时间.

反向阻断恢复时间 t_{rr} 正向阻断恢复时间 t_{gr}

加反向电压: 减小关断时间.

关断时间 $t_g = t_{rr} + t_{gr}$ (约几百 μs)

在正向阻断恢复时间内如果重新对晶闸管施加正向电压, 晶闸管会重新导通不受门极电流控制. (载流子复合仍需一定时间)

1.3.4 晶闸管主要参数 主要是: ① 计算 ② 定性特性 ③ 元件参数选择 结合书本

1. 额定电压 U_R

$U_{ORM} = 0.8 U_{OSM}, U_{RRM} = 0.8 U_{RSM}$

取到集-电压等级:

取 U_{ORM} 和 U_{RRM} 中较小值, 取整

$U_R = (2 \sim 3) U_{TM}$

$U_{T(AV)}$

1000V 以下: 100V - 一个级

1000 - 3000V: 200V - 一个级

2. 通态平均电流 (额定电流) $I_{T(AV)}$



CS 扫描全能王

3亿人都在用的扫描App

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

$$\text{波形系数 } K_f = \frac{I}{I_{T(AV)}} = \frac{\pi}{2} = 1.57$$

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

此平均电流 $I_{T(AV)}$ 稳定至规定等级 $\rightarrow$ 额定

有效相等原则 (结温由此决定)

选择元件: 有效电流

整流输出: 平均电流

选用器件时 $I_{T(AV)} = \frac{(1.5 \sim 2) I_T}{1.57}$ 1.5-2: 保证裕量.

3. 通态平均电压 (管压降) $U_{T(AV)}$

$\rightarrow$ 无需用平均/有效考虑 这应是瞬时值, 结温 $\uparrow \rightarrow I_H \downarrow$ 造成难关断.

4. 维持电流 I_H 几十到几百 mA,

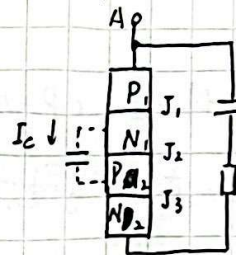
5. 擎住电流 I_L $I_L = (2 \sim 4) I_H$. 开通时维持导通最小电流.

6. I_{GT} 和 U_{GT} 开关的频率设计高.

7. 换向关断时间 t_q 恢复正向阻断能力 $t_q > 40 \mu s$.

8. 断态电压临界上升率 du/dt

$I_c = C \frac{du}{dt}$ $\rightarrow$ $\frac{du}{dt}$ 大, 充电电流大, 相当于 I_g (J_2 相当于一个电容).



并联电容限制
利用 C 两端电压不突变
限制 du/dt
 $R \rightarrow$ 防止与主回路电感产生串联谐振.

9. 通态电流临界上升率 di/dt

电流上升过快, 小面积导通区还未扩展至应有大小, 会引起局部过大电流密度, 使门极附近过热损坏晶闸管.

10. 型号. KPI [电流等级] - [电压等级/100] [通态平均电压组别]

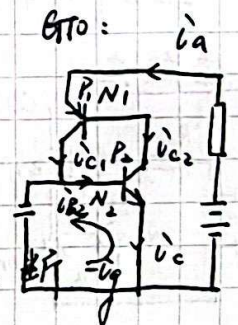
1.3.5 晶闸管派生器件.

1. 快速晶闸管 (FST)

2. 双向晶闸管 (TRIAC) 反并联一对称伏安特性.

3. 逆导晶闸管 (RCT) 晶闸管反并联一个二极管.

4. 门极可关断晶闸管 (GTO) 全控型.



加反向脉冲电流, 从门极抽出电流, 器件关断
使得: i_a 与 i_c 持续减小 (i_K)



1.4 大功率晶体管 (GTR) 一耐电压/大电流的双极结型晶体管.

1. 静态特性

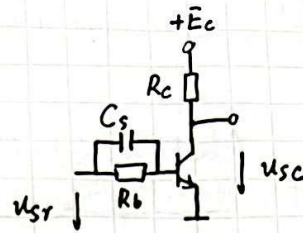
GTR 工作在开关状态, 工作在截止或饱和区, 过渡时减少放大区时间.



2. 动态特性:

开通时间 $t_{on} = \text{延迟时间 } t_d + \text{上升时间 } t_r$

关断时间 $t_{off} = \text{储存时间 } t_s + \text{下降时间 } t_f$

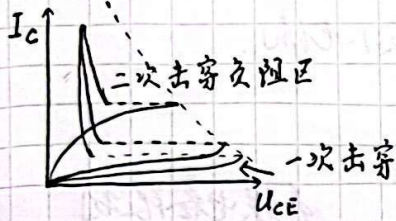


· 加速电容:

$-U_2 \rightarrow U_1$ (U_{sr}). U_{cs} 左(-)右(+). 基极电压 $U_1 + U_{cs} > U_1$. 加速开通.

$U_1 \rightarrow -U_2$ (U_{sr}). U_{cs} 左(+)右(-). 基极电压 $-U_1 - U_{cs} < -U_1$. 加速关断.

· 二次击穿



$U_{ce} \uparrow \Rightarrow U_{ceo} \uparrow, i_c \uparrow$. (一次击穿)

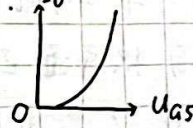
$\Rightarrow U_{ce} \uparrow, i_c \uparrow \Rightarrow \text{集电极局部过热, } C \rightarrow D \text{ 负阻效应.}$

1.5 功率场效应晶体管 (P-MOSFET)

$U_{gs} > U_T$. 漏极和源极导电. U_T : 开启电压/阈值电压.

1. 静态特性: 1) 可调电阻区, 饱和区, 击穿区. I_D

2) 转移特性: $g_m = \frac{\Delta I_D}{\Delta U_{gs}}$ — 跨导.



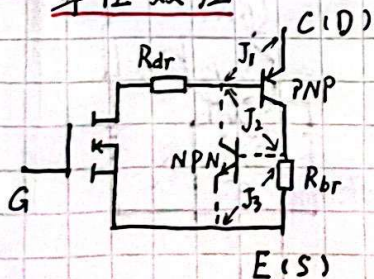
2. 开关特性: 无存储效应. 极间电容影响开关速度.

漏源间有一个反向并联的寄生二极管 (body diode)

1.6 绝缘栅双极型晶体管 (IGBT)

IGBT = 输入 (MOSFET) + 输出 (GTR)

· 擎住效应



$I_c \uparrow$, R_{br} 压降使 NPN 通. 经正反馈. 寄生等效前用管通

IGBT 栅极失去控制作用.

静态擎住: $I_c > I_{cm}$.

动态擎住: 关断时, J_2 结反压很快建立.

$\frac{du_{ce}}{dt}$, $C_{j2} \frac{du_{ce}}{dt}$ 大. 此电流在 R_{br} 上产生使 NPN 导通的正向偏压. 产生擎住.

措施: $I_c < I_{cm}$

R_g 上升. 关断速度下降. 减小重加 $\frac{du_{ce}}{dt}$



第二章 功率半导体器件的驱动与保护

2.1 晶闸管的驱动与保护

1. 触发电路要求

脉冲 功率和脉宽 强触发 同步及移相范围 隔离输出与抗干扰

2. 锯齿波同步移相触发电路 (☆)

(1) 锯齿波形成和同步检测环节

(2) 同步检测环节

(3) 移相控制环节

(4) 脉冲形成与放大环节

(5) 强触发环节

(6) 双窄脉冲形成环节 (双脉冲电路接线图)

3. 触发电路与主电路的同步

(1) 同步的概念: 阳极电压和同步电压的协调

取决于 1) 主电路形式 2) 触发电路类型 3) 负载特性

(2) 同步的实现 ☆

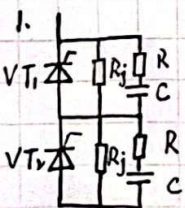
NPN管组成的正弦波触发电路 — U_{Ta} 滞后 U_a 120°

PNP管组成的正弦波触发电路 — U_{Ta} 超前 U_a 60°

NPN管、锯齿波触发电路 — U_{Ta} 与 U_a 差 180°

PNP管、锯齿波触发电路 — U_{Ta} 与 U_a 同相

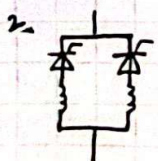
2.1.2 晶闸管的串、并联与保护



选择特性一致的元器件

并电阻 R_j $R_j \ll$ 阻断电阻

瞬态均压: 加 RC 阻容



动态均流, 损耗小, 大容量元件并联



2.4 全控型器件的保护

3. 过电压保护.

操作过电压与浪涌过电压.

· 三相变压器星形中点通过电容接地.

· 阻容保护 三相: $R_d = 3R_Y$ $C_d = \frac{C_Y}{3}$

· 非线性电阻保护. (压敏电阻等)

4. 过电流保护

· 漏抗大的整流变压器

· 电流检测装置

· 直流快速开关

· 快速熔断器

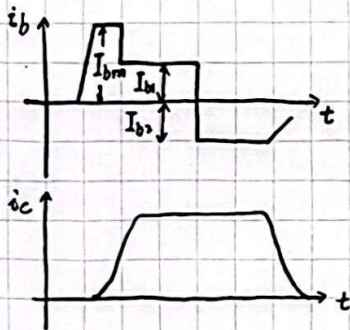
2.2 电流全控型器件的驱动.

2.2.1 GTO 驱动.

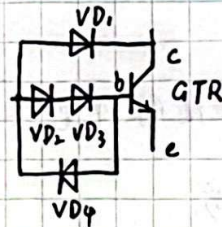
{ 门极开通
门极关断
门极反偏.

2.2.2 GTR 驱动.

光电隔离 或 变压器隔离



· 抗饱和电路 (贝克钳位电路):



GTR通, VD_1 正偏

$$U_{be} + U_{D2} + U_{D3} = U_{ce} + U_{D1}$$

$$U_{ce} = 1.4V \text{ (饱和)}$$

— 防止GTR进入深度饱和

2.3 电压型全控器件的驱动.

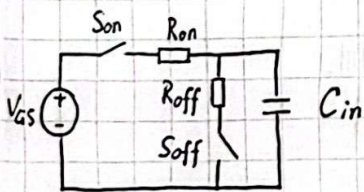
脉冲变压器或光耦隔离

2.3.1 P-MOSFET 驱动.

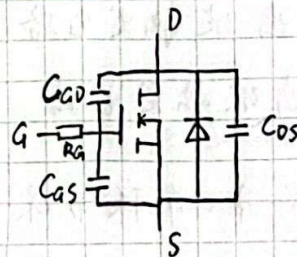
1) 电压型控制器件无少数载流子存储效应. 驱动电路简单.

2) 极间存在分布电容. 直接或隔离驱动

理想的栅极驱动电路



$$C_{in} = C_{gs} + C_{gd}$$



2.3.2 IGBT 的驱动

1) 充分陡的上升沿和下降沿. 2) 足够大的驱动功率. 3) 合适的 U_{GE} .

4) 合适的反向偏压

5) 驱动与控制电路电位隔离.

· 分立元件驱动

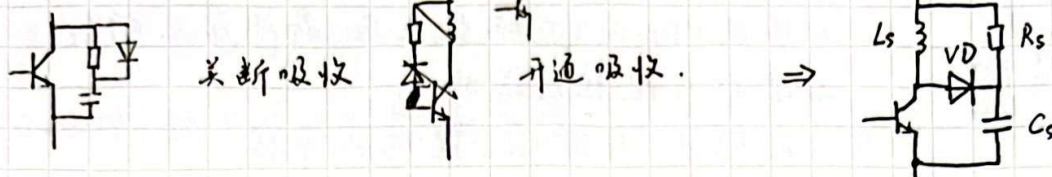
· 光电耦合驱动



2.4 全控型器件的保护

· GTR 过流保护 检测 1) I_c 2) U_{ce} ★ 更安全可靠.

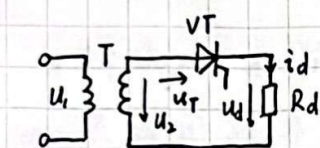
· 缓冲电路.



第三章 交流-直流变换

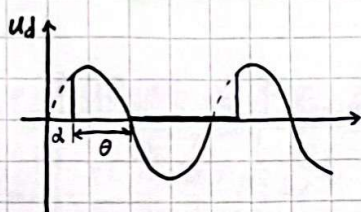
3.1 单相可控整流电路.

3.1.1 单相半波可控整流电路.



T: 变换电压 + 隔离

VT 理想化: 瞬间通断. 无管压降.



α : 晶闸管从开始承受正向阳极电压起至开始导通时刻为止的电角度称为触发角或控制角.

1) 电阻性负载:

$$\text{直流输出电压平均值 } U_d = \frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t d\omega t = \frac{\sqrt{2} U_2}{2\pi} (1 + \cos \alpha) \\ = 0.45 U_2 \frac{1 + \cos \alpha}{2}$$

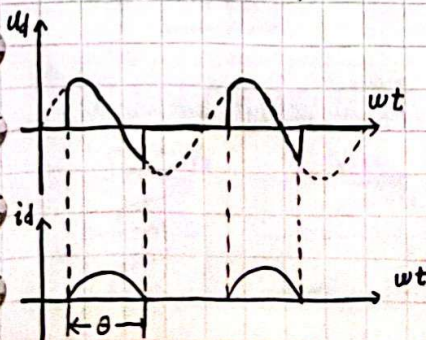
VT 的 α 移相范围为 180° .

$$\text{直流电流有效值 } I_T = I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \left(\frac{U_d}{R_d} \right)^2 d\omega t} = \frac{U_2}{R_d} \sqrt{\frac{1}{4\pi} \sin 2\alpha + \frac{\pi - \alpha}{2\pi}}$$

$$\text{直流电流平均值 } I_d = \frac{U_d}{R_d} = 0.45 \frac{U_2}{R_d} \frac{1 + \cos \alpha}{2}$$

$$\Rightarrow \text{波形系数 } \frac{I_2}{I_d} = \frac{\sqrt{\pi \sin 2\alpha + 2\pi(1 - \alpha)}}{\sqrt{2}(1 + \cos \alpha)}$$

2) 电感性负载



电感延迟了 VT 关断时刻

$\alpha \uparrow$, 导通延迟, 电流正半周内给电感的储能小, θ 小.

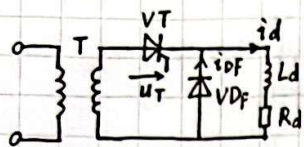
$\varphi \uparrow$, $\varphi = \tan^{-1} \frac{\omega L_d}{R_d}$. L_d 大, 储能多, 维持导通, θ 大



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

φ 定, $\alpha \uparrow \Rightarrow \theta \downarrow$ α 定, $\varphi \uparrow \Rightarrow \theta \uparrow \Rightarrow U_d \rightarrow 0$.

续流二极管



u_2 过零, V_{DF} 导通, $L_d - R_d - V_{DF}$ (续流回路)

u_2 通过 V_{DF} 向 VT 施加反压, 晶闸管关断.

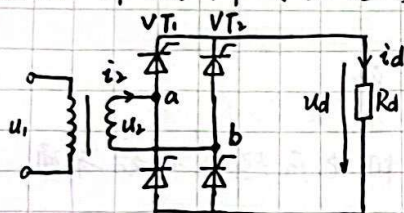
u_d 波形与阻性负载相同.

若 L 足够大, i_d 连续, 近似水平线

$U_d = 0.45 U_2 \frac{1 + \cos \alpha}{2}$ 晶闸管电流: $I_{dT} = \frac{\pi - \alpha}{2\pi} I_d$ $I_T = \sqrt{\frac{\pi - \alpha}{2\pi}} I_d$

续流二极管电流 $I_{dDF} = \frac{\pi + \alpha}{2\pi} I_d$ $I_{DF} = \sqrt{\frac{\pi + \alpha}{2\pi}} I_d$

3.1.2 单相桥式全控整流电路



$0 \sim \alpha$, 4个晶闸管均不导通, $i_d = 0$, $u_d = 0$.

VT_1, VT_4 串联承受电压 u_2 .

1) 电阻性负载: $U_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t d\omega t = 0.9 U_2 \frac{1 + \cos \alpha}{2}$

$I_d = U_d / R_d = 0.9 \frac{U_2}{R_d} \cdot \frac{1 + \cos \alpha}{2}$

$I_2 = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \left(\frac{\sqrt{2} U_2}{R_d} \sin \omega t \right)^2 d\omega t} = \frac{U_2}{R_d} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \sin^2 \alpha + \frac{\pi - \alpha}{\pi}}$

$I_{dT} = \frac{1}{2} I_d = 0.45 \frac{U_2}{R_d} \frac{1 + \cos \alpha}{2}$ $I_T = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \left(\frac{\sqrt{2} U_2}{R_d} \sin \omega t \right)^2 d\omega t} = \frac{1}{\sqrt{2}} I_2$

晶闸管承受的最大反向峰值电压 $U_{TM} = \sqrt{2} U_2$

2) 电感性负载.

u_d 波形中出现负值部分, 直到另一对晶闸管 VT_2, VT_3 导通.

$\omega t = \pi + \alpha$: VT_1, VT_4 的电流迅速转移到 VT_2, VT_3 上, 称换相/换流.

$U_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi + \alpha} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t d\omega t = 0.9 U_2 \cos \alpha$ 移相范围 90°

$I_d = \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi + \alpha} i_d d\omega t$ (考虑电流连续/断续)

$I_{dT} = \frac{1}{2} I_d$ $I_T = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi + \alpha} I_d^2 d\omega t} = \frac{1}{\sqrt{2}} I_d$ $U_{TM} = \sqrt{2} U_2$



3) 反电势负载

$|u_2| > E$ 时, 晶闸管承受正电压, 可以导通.

导通后 $u_d = u_2$, $i_d = \frac{u_d - E}{R}$, 直至 $|u_2| = E$, i_d 降至 0 使晶闸管关断, 此后 $u_d = E$

δ (停止导电角): $\delta = \sin^{-1}(\frac{E}{\sqrt{2}U_2})$

$\alpha < \delta$ 时, 触发脉冲到来, 晶闸管仍承受反压, 无法导通.

$\alpha \geq \delta$

$\theta: \alpha \sim \pi - \delta$

$\theta = \pi - \alpha - \delta < \pi$ 断续

$$u_d = E + \frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi - \delta} (\sqrt{2}U_2 \sin \omega t - E) d\omega t$$

$\alpha < \delta$

$\theta: \delta \sim \pi - \delta$, $\theta = \pi - 2\delta < \pi$

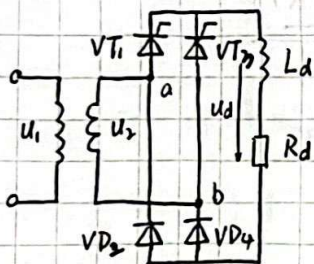
断续 (脉宽 $> \delta - \alpha$)

$$u_d = E + \frac{1}{\pi} \int_{\delta}^{\pi - \delta} (\sqrt{2}U_2 \sin \omega t - E) d\omega t$$

i_d 断续 $\rightarrow$ 机械特性变软; θ 小; 直流电机换向困难.

$\Rightarrow$ 负载回路串联一个 **平波电抗器**, 平滑脉动, 延长导通时间.

* 单相桥式半控整流电路



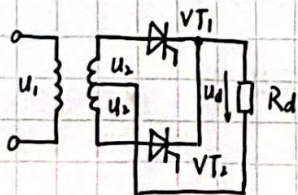
u_2 过零变负, 电感作用使电流连续, VT_1 继续导通, 但 a 点电位低于 b 点, 电流由 VT_1 和 VD_2 续流, $u_d = 0$.

同理, u_2 过零变正时, VT_3 和 VD_4 续流, $u_d = 0$

若无续流二极管, 当 α 突然增大到 180° 或触发脉冲丢失时, 发生一个晶闸管持续导通而两个二极管轮流导通的情况, u_d 成为正弦半波.

$\Rightarrow$ 负载端反并联续流二极管 VD_F , 续流由 VD_F 完成, 只有一个管压降.

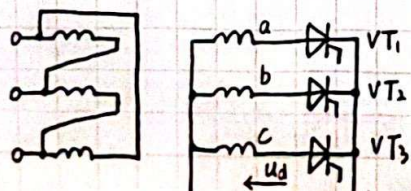
3.1.3 单相双半波可控整流电路



u_2 正半周, $VT_1 - R_d$, 二次绕组上半部分流过电流

u_2 负半周, $VT_2 - R_d$ 下半部分流过反向电流.

3.2 三相可控整流电路



3.2.1 三相半波可控整流电路

原边三角形, 副边为带中线星形.



· 自然换相点：相电压交点均出现二极管换相。作为 α 的起点。

1) 电阻性负载 (共阴)

1) $\alpha = 0$. 导通原则：阴极电位高的元件。

u_d 波形为三个相电压在正半周包络线。晶闸管为一段管压降和两段线电压

2) $\alpha < 30^\circ$ $\alpha = 30^\circ$ 时，负载电流临界连续。 $\theta = 120^\circ$ 。

3) $\alpha > 30^\circ$ 直流电流不连续。 $\theta < 120^\circ$ $u_{T1}: 0 \rightarrow u_a \rightarrow u_{ab} \rightarrow u_{ac} \rightarrow u_a \rightarrow 0$

· 元件电压 $u_{T1} = \begin{cases} 0 & VT_1 \text{ 通} \\ u_{ab} & VT_2 \text{ 通} \\ u_{ac} & VT_3 \text{ 通} \\ u_a & \text{都不通} \end{cases}$ $\alpha = 150^\circ$ 时， $\theta = 0^\circ$ ， $u_d = 0$
移相范围 150° 。

· 直流平均电压 U_d

$$\alpha \leq 30^\circ: U_d = \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\frac{5\pi}{6} + \alpha} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t d\omega t = 1.17 U_2 \cos \alpha$$

$$\alpha > 30^\circ: U_d = \frac{3}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6} + \alpha}^{\pi} \sqrt{2} U_2 \sin \omega t d\omega t = 0.675 U_2 [1 + \cos(\frac{\pi}{6} + \alpha)]$$

· 晶闸管最大承受反压 $U_{RM} = \sqrt{6} U_2$ 最大正向电压 $U_{TM} = \sqrt{2} U_2$ 。

12) 电感性负载

L 足够大，直流电流 i_d 连续、平直，幅值为 I_d 。

$\alpha \leq 30^\circ$ ， u_d 波形与电阻负载相同。

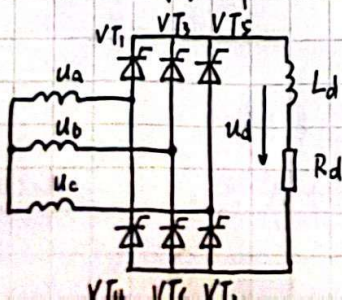
$\alpha > 30^\circ$ ，由于 L_d 中 e_L 作用，交流电压过零时晶闸管不关断。

所以晶闸管电压波形中也设有 α 相电压。

$$U_d = 1.17 U_2 \cos \alpha \Rightarrow \text{移相范围为 } 90^\circ$$

$$I_{dT} = \frac{1}{3} I_d \quad I_T = \sqrt{\frac{120}{360}} I_d = \frac{1}{\sqrt{3}} I_d \quad I_2 = I_T \quad U_{TM} = \sqrt{6} U_2$$

3.2.2 三相桥式全控整流电路



导通顺序： $VT_1 - VT_2 - VT_3 - VT_4 - VT_5 - VT_6$

1) 电感性负载

假定 $\omega L_d \gg R_d$ ， i_d 连续平直



1) $\alpha = 0^\circ$ 在自然换相点换相. i_T 为 120° 宽矩形波 ($\omega L_d \gg R_d$)

$$U_{T1} = \begin{cases} 0 & VT_1 \text{ 通} \\ U_{ab} & VT_3 \text{ 通} \\ U_{ac} & VT_5 \text{ 通} \end{cases}$$

2) $0^\circ < \alpha \leq 60^\circ$ $\alpha \uparrow \Rightarrow U_d \downarrow$ $\alpha = 60^\circ$ 时, U_d 开始出现过零点

3) $\alpha > 60^\circ$ U_d 负面积, L_d 感应电势 e_L 使管子继续导通

$\alpha = 90^\circ \Rightarrow U_d = 0$ 移相范围 90°

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

$$I_{dT} = \frac{1}{3} I_d \quad I_T = \frac{I_d}{\sqrt{3}}$$

变压器副边为正、负对称的矩形波电流, 平均值为 0. 有效值:

$$I_2 = \sqrt{\frac{1}{2\pi} [I_d^2 \frac{2\pi}{3} + (-I_d)^2 \frac{2\pi}{3}]} = \frac{\sqrt{2}}{3} I_d \quad \text{提高了绕组利用率.}$$

4) 触发脉冲 $VT_1 - VT_3 - VT_5$ 互差 120° . 2-4-6 同理.

$VT_1 - VT_4$, 3-6, 5-2 互差 180° .

recall 双窄脉冲触发.

(2) 电阻性负载

$\alpha \leq 60^\circ$ i_d 与 u_d 波形连续.

$\alpha = 60^\circ$ 电阻负载下电流连续与否的临界点.

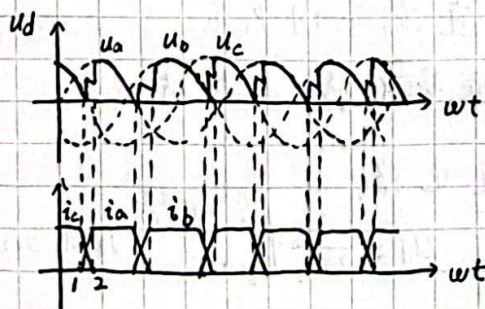
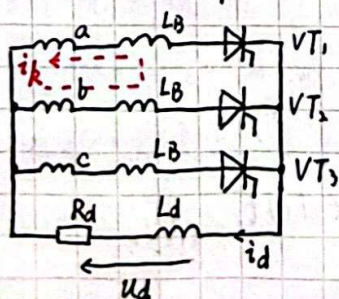
$\alpha > 60^\circ$ U_d 降为 0, $i_d = 0$. 晶间管关断.

3.2.3 换流重叠现象

电路各种杂散电感 (变压器绕组漏感, 线路杂散电感) $\Rightarrow$ 集中电感 L_B .

折算至二次侧 $\Rightarrow$ 换相过程不能瞬间完成

1) 换流压降



"1": VT_1 触通, 开始换流

$i_a: 0 \uparrow, i_c: I_d \downarrow$

"2": $i_a \rightarrow I_d, i_c \rightarrow 0$



CS 扫描全能王

3亿人都在用的扫描App

VT_3, VT_1 同时导通时间为换流重叠时间。

μ 角内, 相当于 VT_3, VT_1 短路。

假想电流 $i_k: 0 \rightarrow I_d$ $i_a = i_{a0} - i_k = I_d - i_k$ $i_b = i_{b0} + i_k = i_k$

(以 a 相换至 b 相为例):

a 相: $L_B \frac{di_k}{dt}$ 左(-) 右(+)

b 相: $L_B \frac{di_k}{dt}$ 左(+) 右(-)

$$u_b - u_a = 2L_B \frac{di_k}{dt} \quad u_d = u_{ab} - L_B \frac{di_k}{dt} = u_b - \frac{u_b - u_a}{2} = \frac{u_a + u_b}{2} \quad \star$$

$$\text{换流压降 } \Delta U_d: \Delta U_d = \frac{1}{2\pi/m} \int_{\alpha}^{\alpha+\mu} (u_b - u_d) d\omega t = \frac{m}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\mu} L_B \frac{di_k}{dt} d\omega t$$

$$= \frac{m}{2\pi} \int_{\alpha}^{\alpha+\mu} L_B \omega \frac{di_k}{d\omega t} d\omega t = \frac{m}{2\pi} \int_0^{I_d} \omega L_B di_k = \frac{m}{2\pi} \omega L_B I_d = \frac{m X_B}{2\pi} I_d$$

三相半波 $m=3$

三相桥式 $m=6$

2) 换流重叠角 μ 的计算。

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

半波 $U_2, m=3$
桥式 $\sqrt{3} U_2, m=6$

$$\Rightarrow \cos \alpha - \cos(\alpha + \mu) = \frac{2 I_d X_B}{\sqrt{6} U_2} = \frac{X_B I_d}{\sqrt{2} U_2 \sin \frac{\pi}{m}}$$

① 已知 U_2, L_B, I_d . 按 $I_d \Rightarrow \mu \Rightarrow U_d$

② 已知 U_2, L_B, R_d , 按 $u_d = u_d' - \Delta U_d$ 和回路电压方程计算 $I_d, U_d \Rightarrow \mu$.

$$I_d = \frac{U_d - E}{R} \quad (\text{见习题 3-19 或 例 3-1})$$

3.3 有源逆变电路。

变流器工作在逆变状态, 交流侧与电网联结, 为有源逆变电路。

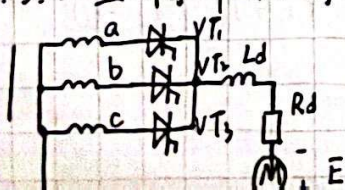
1) 逆变条件:

① 能使电能倒流的直流电势, 极性与晶闸管导电方向一致, $U_d \approx E$.

② 直流侧应能产生负值的直流平均电压。

(半控桥或有续流二极管不能产生负值)

3.3.2 三相半波有源逆变电路。



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

$$= 1.17 U_2 \cos \alpha$$



逆变角: $\beta = \pi - \alpha$

$$U_d = -1.17 U_2 \cos \beta.$$

逆变状态: $0 < \beta < 90^\circ, 90^\circ < \alpha < 180^\circ$

3.3.3 三相桥式逆变电路

反压时间: ωt_q 期间受反压, 使元件关断.

$\beta \downarrow \rightarrow \omega t_q \downarrow \quad \beta = 0, \omega t_q = 0$, 无关断时间 $\Rightarrow$ 限定最小逆变角 $\beta_{\min}$.

$$U_d = -2.34 U_2 \cos \beta \quad I_{dT} = \frac{1}{3} I_d \quad I_T = \frac{1}{\sqrt{3}} I_d$$

$$\text{变压器副边电流 } I_2 = \sqrt{2} I_T = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d$$

3.3.4 逆变颠覆及其防止.

逆变换流出现问题 $\Rightarrow$ 直流电势通过逆变电路晶闸管形成短路
也可能使直流电势与逆变电路直流电压顺串短路.

原因:

触发电路工作不正常 1) 脉冲丢失 2) 脉冲延时.

触发脉冲正常, 晶闸管 ~~正常~~ 故障.

交流电源故障 $I_d = E/R_d$ 很大.

逆变角 β 较小, 由于换流重叠角 μ 的影响, 反压时间不够无法关断.

$$\text{整流: } U_d = U_d' - \Delta U_d \quad \text{逆变: } U_d = U_d' + \Delta U_d$$

$\beta < \mu$, 换流过 p 点 (即两相电压交点) 后仍未结束, 此后 $U_c > U_a$, 无法换流, VT_3 导通, $U_d = U_c$, 顺串短路.

最小逆变角确定: $\beta_{\min} = \delta + \mu + \theta'$

δ : 晶闸管关断时间 t_q 对应的角度 $\delta = 4^\circ \sim 5^\circ$

θ' : 安全裕量角 $\theta' = 10^\circ$.

μ : $15^\circ \sim 20^\circ$

3.4 电容滤波的不可控整流电路

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

δ, θ 由 ωRC 乘积决定

为抑制冲击, 在直流侧串入小电感.



3.5 整流电路的谐波及功率因数

· 谐波：频率为基波频率大于1整数倍的分量。

$$HRI_n = \frac{I_n}{I_1} \times 100 (\%)$$

$$THD = \frac{I_n}{I_1} \times 100 (\%)$$

· 功率因数：(电压近似正弦，电流为非正弦)

$$P = UI \cos \varphi$$

$$\cos \varphi = \frac{P}{S} = \frac{UI \cos \varphi}{UI} = \frac{I_1}{I} \cos \varphi$$

电流畸变系数 × 位移因数

3.5.2 交流输入侧的谐波及功率因数

正弦波电压 u_1 方波电流 i_1

分解为 Fourier 级数后 $I_n = \frac{2\sqrt{2}I_1}{n\pi}$, $I_{11} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} I_1 = 0.9 I_1$

$$\cos \varphi_1 = \cos \alpha \Rightarrow \cos \varphi = \frac{I_{11}}{I_1} \cos \varphi_1 = 0.9 \cos \alpha \quad (\text{单相桥式})$$

$$\cos \varphi = 0.955 \cos \alpha \quad (\text{三相桥式, } 120^\circ \text{ 矩形波})$$

3.5.3 整流输出侧谐波分析

$$u_a = \sqrt{2} U_s \cos \omega t \quad u_b = \sqrt{2} U_s \cos (\omega t - \frac{2\pi}{m})$$

三相半波 $U_s = U_2$

三相桥式 $U_s = U_{2L}$

$$U_d = \frac{\sqrt{2} U_s}{\pi} m \sin(\frac{\pi}{m}) \cos \alpha$$

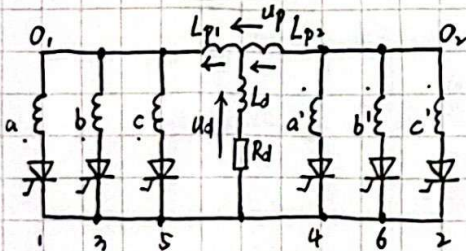
谐波次数 $n = Km \quad (K=1, 2, 3 \dots)$

$$\text{纹波电压 } U_H = \sqrt{U^2 - U_d^2} \quad \text{纹波系数 } \gamma_u = \frac{U_H}{U_d} = \frac{\sqrt{U^2 - U_d^2}}{U_d}$$

3.6 大功率整流电路

3.6.1 带平衡电抗器的双反星形电路

(输出电流大一倍)



平衡电抗器 L_p 加了 $u_{O1} - u_{O2}$ 的电压，产生电流

i_p 环流/平衡电流。

若不接平衡电抗器，则为六相半波整流电路。

每管导通角 60° 。 $\alpha=0^\circ$ 时， $U_d = 1.35 U_2$ 。

变压器利用低

$$\text{带平衡电抗器: } U_d = \frac{2U_{d1} - U_p}{2} = \frac{2U_{d2} + U_p}{2} \quad U_d = \frac{U_{d1} + U_{d2}}{2} \quad \alpha=0^\circ \text{ 时 } U_d = 1.17 U_2$$

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

提高副边绕组利用率；脉动更小；无直流磁化；提高元件利用率，导通角 120°

3.6.2 整流电路多重化

并联多重——大电流

串联多重——高电压



第四章 直流-直流变换

DC-DC 变换器(斩波器) { 无变压器隔离: Buck, Boost, Boost-Buck, Cuk
有变压器隔离: 正激、反激、桥式

4.1 DC-DC 变换基本方式

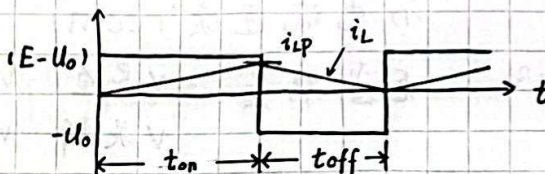
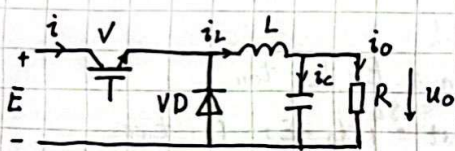
1. 时间比控制 $U_o = \frac{t_{on}}{T} E = \alpha E$ $\alpha = \frac{t_{on}}{T}$ 导通比

脉宽控制、频率控制、混合控制。

2. 瞬时值控制 (实际就是一个滞环控制)

4.2 基本 DC-DC 变换器

4.2.1 Buck (降压型) 变换器



* 电感伏秒平衡原理: 一周期内电感电压 u_L 积分为零。

(1) 电流连续 (CCM)

$$\int_0^{t_{on}} u_L dt + \int_{t_{on}}^T u_L dt = (E - U_o) t_{on} + (-U_o t_{off}) = 0$$

$$\frac{U_o}{E} = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} = \frac{t_{on}}{T} = \alpha$$

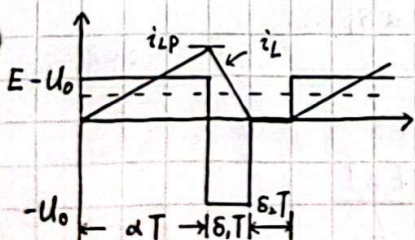
输入、输出功率相等 $E I = U_o I_o \Rightarrow \frac{I_o}{I} = \frac{E}{U_o} = \frac{1}{\alpha}$

(2) 电流断续 (DCM)

临界连续电感电流平均值 $I_{LB} = \frac{1}{2} i_{LP} = \frac{1}{2} \frac{(E - U_o) t_{on}}{L} = \frac{1}{2L} (E - U_o) \alpha T$

$$U_o = \alpha E \quad I_{LB} = \frac{ET}{2L} \alpha (1 - \alpha)$$

$\alpha = 0.5$ 时, $I_{LB \max} = \frac{ET}{8L}$



$$(E - U_o) \alpha T + (-U_o) \delta_1 T = 0$$

$$\frac{U_o}{E} = \frac{\alpha}{\alpha + \delta_1} \quad i_{LP} = \frac{U_o}{L} \delta_1 T$$

$$I_{Lo} = i_{LP} \frac{\alpha + \delta_1}{2} = \frac{U_o T}{2L} \delta_1 (\alpha + \delta_1) = \frac{ET}{2L} \alpha \delta_1 = 4 I_{LB \max} \alpha \delta_1$$

$$\delta_1 = \frac{I_{Lo}}{4 I_{LB \max} \alpha} \quad \frac{U_o}{E} = \frac{\alpha^2}{\alpha^2 + \frac{1}{4} \frac{I_{Lo}}{I_{LB \max} \alpha}}$$



3) 滤波器设计

$i_L = i_C + i_O$. 假定滤波后负载电流平直, $i_O = I_O$. $\Delta I_C = \Delta I_L$

据电容安秒平衡原理, 流经电容的电流平均值为0.

半周期内电容电量变化 $\Delta Q_C = \frac{1}{2} \left(\frac{\Delta I_L}{2} T \right)$

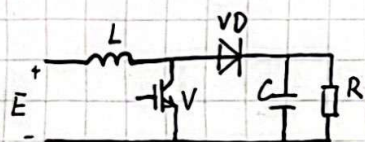
电容电压纹波峰值 $\Delta U_C = \frac{\Delta Q_C}{C} = \frac{1}{8C} \Delta I_L T$

根据关断模式下差分方程 $L \frac{\Delta I_L}{t_{off}} = L \frac{\Delta I_L}{(1-\alpha)T} = U_O$

$$\Rightarrow \Delta I_L = \frac{U_O}{L} (1-\alpha) T$$

$$\Delta U_C = \frac{1}{8C} \cdot \frac{U_O}{L} (1-\alpha) T^2 \quad \text{或} \quad \frac{\Delta U_C}{U_O} = \frac{1}{8LC} (1-\alpha) T^2$$

4.2.2 Boost (升压型) 变换器



1) 电流连续 (CCM)

电感能量: V 导通 $W_{in} = E \cdot I_L \cdot t_{on}$

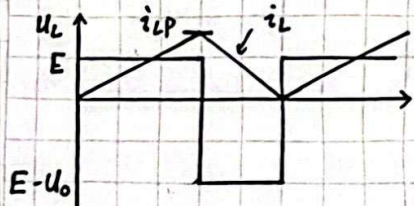
V 关断 $W_{out} = (U_O - E) \cdot I_L \cdot t_{off}$

$$W_{in} = W_{out} \Rightarrow \frac{U_O}{E} = \frac{t_{on} + t_{off}}{t_{off}} = \frac{1}{1-\alpha}$$

输入、输出功率相等: $E I = U_O I_O \Rightarrow \frac{I_O}{I} = \frac{E}{U_O} = 1-\alpha$

2) 电流断续

电流临界时电感电流平均值 $I_{LB} = \frac{1}{2} i_{LP} = \frac{1}{2} \frac{E t_{on}}{L} = \frac{U_O T}{2L} \alpha (1-\alpha)$



输出电流平均值 $I_{OB} = (1-\alpha) I_{LB} = \frac{U_O T}{2L} \alpha (1-\alpha)^2$

$\alpha = 0.5$ 时有电感电流极值 $I_{LB \max} = \frac{U_O T}{8L}$

$\alpha = \frac{1}{3}$ 时有输出电流极值 $I_{OB \max} = \frac{2}{27} \frac{U_O T}{L}$

电流断续时, 由电感伏秒平衡原理 $E \alpha T + (E - U_O) \delta_1 T = 0$

$$\Rightarrow \frac{U_O}{E} = \frac{\alpha + \delta_1}{\delta_1} \quad \frac{I_O}{I_L} = \frac{\delta_1}{\alpha + \delta_1}$$

电感电流平均值 $I_L = \frac{ET}{2L} (\alpha + \delta_1) \alpha \quad I_O = \frac{\delta_1}{\alpha + \delta_1} I_L = \frac{ET}{2L} \alpha \delta_1$

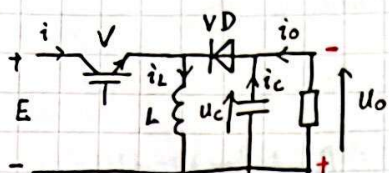
3) 滤波器设计

电流连续时的电感纹波: $E t_{on} = \Delta I_L L \Rightarrow \Delta I_L = \frac{E t_{on}}{L} = \frac{E \alpha T}{L}$

电容电压纹波峰值 $\Delta U_C = \frac{1}{C} \int_0^{t_{on}} i_C dt = \frac{I_O t_{on}}{C} = \frac{I_O \alpha T}{C}$



4.2.3 Boost-Buck (升降压型) 变换器



(1) 工作原理:

V 通: $E \rightarrow V \rightarrow L$, L 储能, 电流为 i

C 维持输出电压恒定向负载供电.

V 断: L 能量向负载释放, 电流为 i

负载电压上(-)下(+)

$$\int_0^T u_L dt = 0 \Rightarrow E \cdot t_{on} = U_o \cdot t_{off} \Rightarrow \frac{U_o}{E} = \frac{\alpha}{1-\alpha}$$

$0 < \alpha < \frac{1}{2}$: 降压

$\frac{1}{2} < \alpha < 1$: 升压.

(2) 滤波器设计

导通模式下: $E = L \frac{\Delta I_L}{t_{on}} \Rightarrow t_{on} = \frac{L \Delta I_L}{E}$

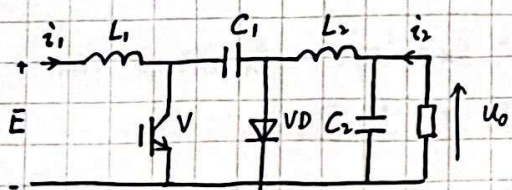
$$\Delta I_L = \frac{E t_{on}}{L} = \frac{E \alpha}{f L}$$

关断模式下: $U_o = -L \frac{\Delta I_L}{t_{off}} \Rightarrow t_{off} = -\frac{\Delta I_L L}{U_o}$

忽略负载电流脉动: $i_o = I_o$

$$\Delta U_C = \frac{1}{C} \int_0^{t_{on}} i_C dt = \frac{1}{C} \int_0^{t_{on}} I_o dt = \frac{I_o t_{on}}{C} = \frac{I_o \alpha}{f C}$$

4.2.4 Cuk 变换器



$$\int_0^T i_C dt = 0$$

$$I_2 t_{on} = I_1 t_{off} \Rightarrow \frac{I_2}{I_1} = \frac{1-\alpha}{\alpha}$$

$$U_o = \frac{t_{on}}{t_{off}} E = \frac{\alpha}{1-\alpha} E$$

工作原理:

1) 周期① V 通: $E - L_1 - V$, L_1 储能 V 断: $E - L_1 - C - VD$

2) 周期② V 通: $E - L_1 - V - C - VD - R - L_2$, L_2 储能 V 断: $E - L_1 - C - VD - L_2 - VD - R$

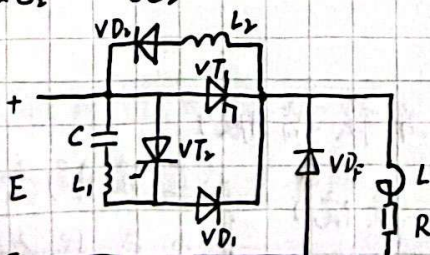
(2) 滤波器设计

电感电流峰峰值: $\Delta I_{L1} = \frac{E \alpha}{f L_1}$ $\Delta I_{L2} = -\frac{U_o (1-\alpha)}{f L_2} = \frac{E \alpha}{f L_2}$

电容电压峰峰值 $\Delta U_{C1} = \frac{1}{C_1} \int_0^{t_{off}} I_d dt = \frac{I_1 (1-\alpha)}{f C_1}$

$\Delta Q_{C2} = \frac{1}{2} \left(\frac{\Delta I_{L2}}{2} \cdot \frac{T}{2} \right)$ $\Delta U_{C2} = \frac{\Delta Q_{C2}}{C_2} = \frac{\Delta I_{L2} T}{8 C_2}$

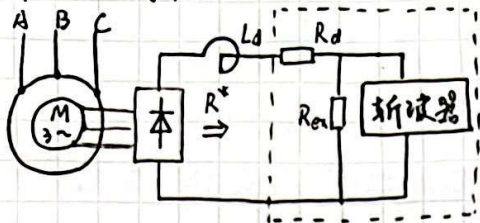
4.4 两管降压斩波器:



CS 扫描全能王

3亿人都在用的扫描App

斩波调阻



斩波器断: $R = R_d + R_{ex}$

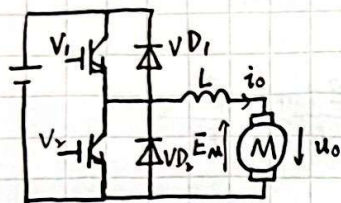
斩波器通: $R = R_d$

$$R^* = \frac{(R_d + R_{ex}) \cdot t_{off} + R_d t_{on}}{T} = R_d + R_{ex}(1 - \alpha)$$

· 正激 (Forward) 变换器 与 反激 (Flyback) 变换器: 略.

输入与输出的直流隔离; 波形稳定

· 双向 DC-DC 变换器



V_1, VD_2 : Buck 电路

V_2, VD_1 : Boost 电路 (电动机形 → 电能反馈电源)

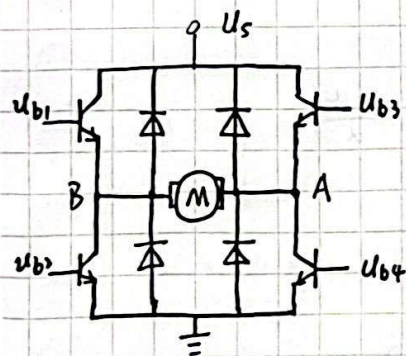
工作方式

- 降压: V_2, VD_1 总关断
- 升压: V_1, VD_2 总关断
- 升降压: $VD_1 \rightarrow V_1 \rightarrow VD_2 \rightarrow V_2$

4.6 桥式可逆斩波器

单极性控制

双极性控制



第五章 直流-交流变换

· 逆变电路 直流电 → 交流电

交流侧接电网 — 有源逆变; 接负载 — 无源逆变.

· 换流: 电流从一支路到另一个支路转移的过程. (换相)

① 器件换流

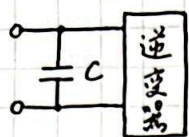
② 电网换流

③ 负载换流 (串、并联谐振)

④ 强迫换流 (电容换流) { 直接耦合
间接耦合

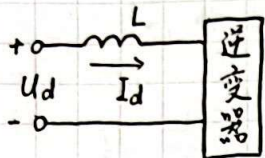


1. 电压源型逆变器



- 大电容滤波, 逆变器电源内阻为 $1/\omega C$, 动态时, $\omega \uparrow \rightarrow 1/\omega C \downarrow$, 呈现 低内阻特性.
- 输出电压 U_d 不随 I_d 变, 稳定, 呈电压源性质.

2. 电流源型逆变器



- 大电感滤波, 逆变器电源内阻为 ωL , 动态时, $\omega \uparrow \rightarrow \omega L \uparrow$, 呈现 高内阻特性.
- 输出电流稳定, 输出电压随负载电流, 呈电流源特性.

3. 比较

① 功率开关导通方式

(A) 电压源: 180° 导通型 (半周期)

- a) 换流在同相上、下桥臂元件间进行, 要求触发信号互补.
- b) 任何时刻均有 三管 导通, 使三相电压确定

(B) 电流源: 120° 导通型 ($\frac{1}{3}$ 周期)

- a) 换流在同组 (共阳或共阴) 的三相元件间进行
- b) 任何时候只有 两管 导通, 使三相电流确定.

② 四象限运行方式

(A) 电压源: 无四象限运行能力

大电容, 极性电压 不能改变; 开关元件单向导电性
功率只能从电网流向电机

(B) 电流源: 有四象限运行能力

大电感, 电压极性可以改变; I_d 流向不能变

功率流向改变全靠改变直流母线电压极性, 调桥的触发角.

③ 过流保护能力

(A) 电压源: 低阻特性, 不利于过电流保护

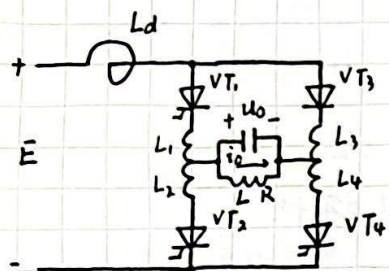
(B) 电流源: 高阻特性, 有利于过流保护.



(A) 电压源: 多机群控; 无制动功能. 不能快速加、减速

(B) 电流源: 单机运行; 适用动态快速性要求场合.

5.2 负载谐振式逆变电路



· 并联谐振式逆变电路

— 电流源型. 负载电流为交变矩形波.

四个桥臂. 晶闸管串联电抗器

$L_1 \sim L_4$ 自感耦合, 互感为0, 限制管开通的 $\frac{di}{dt}$.

· 负载换相 — 负载电流略超前电压. 容性.

· 负载电压为正弦波

· 工作分析 两个稳定导通阶段 + 两个换流阶段

$t_1 \sim t_2$: VT_1, VT_4 导通. $i_o = I_d$ $\Rightarrow$ C 左 (+) 右 (-)

t_2 : VT_1, VT_3 导通, 换流阶段.

· 四管导通. 1) L_1, VT_1, VT_3, L_3 2) L_2, VT_2, VT_4, L_4 C 放电

t_4 : VT_1, VT_4 电流减至0关断. I_d 转移至 VT_2, VT_3 .

触发引前时间: $t_s = t_r + t_b$ $t_p = K_p \cdot t_q$

i_o 超前于 u_o 的时间: $t_q = \frac{t_r}{2} + t_p$

$\varphi = \omega (\frac{t_r}{2} + t_p) = \frac{\gamma}{2} + \beta$ (或将 γ 写作 μ)

· 基波电流有效值 $I_{o1} = \frac{4I_d}{\sqrt{2}\pi} = 0.9I_d$ (傅里叶级数)

· U_o 与 U_d 的关系:

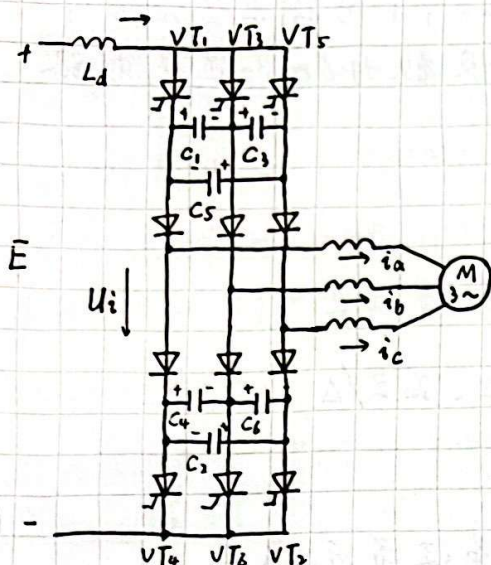
$$E = \frac{1}{\pi} \int_{-\beta}^{\pi-\beta} u_{AB} d\omega t = \frac{1}{\pi} \int_{-\beta}^{\pi-(\mu+\beta)} \sqrt{2} U_o \sin \omega t d\omega t = \frac{2\sqrt{2} U_o}{\pi} \cos(\beta + \frac{\mu}{2}) \cos \frac{\mu}{2}$$

$$\cos(\frac{\mu}{2}) \approx 1 \Rightarrow E = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} U_o \cos \varphi$$



5.3 强迫换流式逆变电路

串联二极管式电流源型逆变器



1. 换流前运行阶段

VT_5, VT_6 通, C_5 电压左(-)右(+)

2. 晶闸管换流与恒流充、放电阶段

VT_1 通, VT_5 因 C_5 反压关断.

C_1, C_3 串加 C_5 并, $VT_1 \rightarrow C \rightarrow VD_5 \rightarrow \dots$ 恒流放电

I_d 对等效电容充电, 恒流充电.

3. 二极管换流阶段

VD_5 和 VD_1 同时通, $\frac{1}{3}C$ 与 A.C 绕组串联谐振

A 相: $0 \rightarrow I_d$ C 相: $I_d \rightarrow 0$

4. 换流后运行阶段

5.4 电压源型逆变电路

$$U_{00'} = \frac{1}{3} (U_{A0'} + U_{B0'} + U_{C0'}) - \frac{1}{3} (U_{AB} + U_{BC} + U_{CA})$$

三相负载, 则有 $U_{A0} + U_{B0} + U_{C0} = 0$.

$$\text{可得 } U_{00'} = \frac{1}{3} (U_{A0'} + U_{B0'} + U_{C0'})$$

5.5 逆变电路多重化与电平化

(1) 二重单相电压型逆变电路

两个单相全桥逆变电路, 输出由 T_1 和 T_2 串联

u_1 和 u_2 相位错开 60° , 3 次谐波互相抵消.

u_0 为 120° 矩形波, 含 $6k \pm 1$ 次谐波

(2) 串联多重化 (电压源型)

二重化三相电压源逆变器

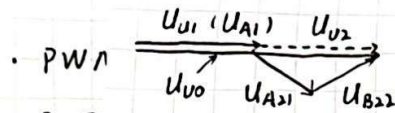
桥 II 输出电压相位比 I 滞后 30° .

$T_1: \Delta/Y$ 线电压变比为 $1:\sqrt{3}$

$T_2: \Delta/Z$ (曲折星形) 副边电压相对于原边电压超前 30° (抵消)

T_1, T_2 原边匝数相等, 副边匝比为 $1:\sqrt{3}$





- ① 用
- ② 如使 m 个三相桥式逆变电路依次错开 $\frac{\pi}{3m}$ 相位, 并采用输出变压器作
- ③ m 重化串联抵消上述相位差, 就可构成脉波数为 $6m$ 的逆变电路。

正: (3) 并联多重化 (电流源)

(1) 三个三相电流源逆变电路, 通过变压器并联。

开关 120° 导通。

①: 桥 I、II、III 相位互差 20° , 分别采用反 Z/Δ 、 Y/Δ 、正 Z/Δ

② $\Rightarrow$ 尽可能接近正弦的多台阶梯波

“ 5.5.2 多电平化 — 由几个电平台阶合成阶梯波逼近输出

② 中点换位式: $U_{AO'} = \pm \frac{E}{2}, 0$

③ 线电压 $U_{AB} = U_{AO'} - U_{BO'} = \pm E, \pm \frac{E}{2}, 0$

“ 优点: 每个主开关器件承受电压为直流电压一半。

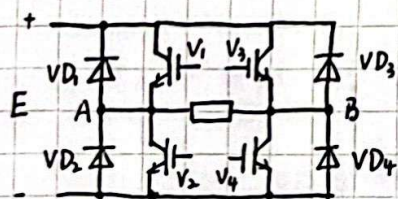
③ 适用于高电压、大容量场合。

· 飞跨电容式

· 级联式

5.6 脉宽调制型逆变电路

1. 单脉冲与多脉冲调制



① 单脉冲调制

V_1, V_2 与 V_3, V_4 均作互补通断

将 V_1, V_2 和 V_4, V_3 切换时间错开

入变 $\rightarrow$ 脉宽也变 $\lambda \in [0^\circ, 180^\circ]$

② 多脉冲调制

三角波载波 U_T 与控制参考信号电压 U_R 做比较。

· 面积等效原理: 冲量相等而形状不同的窄脉冲在惯性环节上效果相近

2. 正弦脉宽调制 { 采样法 { 自然
指定端滤波法



· PWM 调制方法 (波形生成)

- ① 用开关方式生成一组三相正弦变频电压——正弦脉宽调制
- ② ... 三相正弦变频电流——电流滞环控制
- ③ 圆形旋转磁场——磁链追踪控制

· 正弦脉宽调制 (SPWM)

(1) 自然采样法: 正弦调制波与等腰三角形载波相交, 交点决定逆变器开关通、断时刻产生出脉宽调制波。

① 单极性控制 (A) 正弦调制波 u_R 、三角载波 u_T 为 **单极性** (>0)

(B) 半周期内, 同相上、下桥臂总是一个阻断, 一个作通断开关。

(C) 正半周输出电压 $0 \sim \frac{1}{2} U_d$, 负半周 $0 \sim -\frac{1}{2} U_d$

② 双极性控制 (A) u_R 、 u_T 均为正、负交变的 **双极性**

(B) 每相桥臂的上、下元件作互补通断。

(C) 直流电压利用率高, 但有上、下元件直通危险, 应设死区。

③ 调制波与载波的配合控制

· 异步调制—— u_R 频率变化, u_T 不变

低频运行时 N 大, 半周期脉冲多, 谐波少

高频运行时 N 小, 脉冲少, 谐波多——可能会使电机运行不稳定

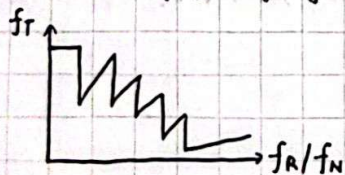
· 同步调制—— $N = 3k = \text{Const}$

载波比: $N = \frac{f_T}{f_R} \xrightarrow{\text{应}} 3k \quad (k=1, 2, \dots)$

$N=3k$ 以保证 $\begin{cases} \text{正、负波形} \\ \text{三相}(120^\circ)\text{对称} \end{cases}$

任何频率下输出电压波形稳定; 低频时应 $N \uparrow$, 以减小谐波

· 分段同步调制



5.6.2 正弦脉宽调制方法

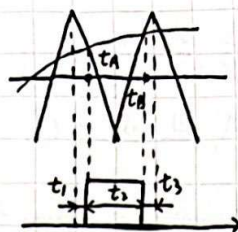
1) 自然采样法 正弦波和三角波的自然交点时刻



三角载波幅值为 $U_{tm} = 1$

正弦调制波 $U_{rm} = M$ M : 调制度

$$t_2 = t_2' + t_2'' = \frac{T_c}{2} \left[1 + \frac{M}{2} (\sin \omega_1 t_A + \sin \omega_1 t_B) \right]$$



2) 规则采样法 $\begin{cases} \text{对称} \\ \text{不对称} \end{cases}$

· 指定谐波消去法

用傅里叶级数展开, 求解开关角, 消去指定谐波

5.6.3 电流滞环控制 PWM

环宽 $2\Delta I$, i 呈锯齿状跟踪指令电流 i^* .

5.6.5 PWM 逆变电路输出特性

(1) 谐波分析

单相桥式逆变器输出 SPWM

谐波: $n\omega_T \pm k\omega_R$

$n=1, 3, 5 \dots k=0, 2, 4 \dots$

$n=2, 4, 6 \dots k=1, 3, 5 \dots$

三相桥式

$n\omega_T + k\omega_R$

$n=1, 3, 5 \dots k=3(2m-1) \pm 1, m=1, 2, \dots$

$n=2, 4, 6 \quad k = \begin{cases} 6m+1 & m=0, 1, \dots \\ 6m-1 & m=1, 2, \dots \end{cases}$

· SPWM 谐波主要是 ω_T , $2\omega_T$ 及其附近的谐波.

(2) 直流电压利用率的提高 U_{im}/E .

$M=1$, 直流电压利用率 = 0.866

$M>1$ 过调制, 提高直流电压利用率

梯形

马鞍形

$M \uparrow \rightarrow M_k \rightarrow$ 调制出方波 $\rightarrow$ 利用率 = 1.

(3) 开关死区对输出的影响.

$$\text{平均偏差电压 } U_{ef} = \frac{t_d U_d N}{T}$$

· 计及死区效应实际输出电压基波幅值比不计死区效应减小.

· 输出频率 $\downarrow$, 死区影响 $\uparrow$

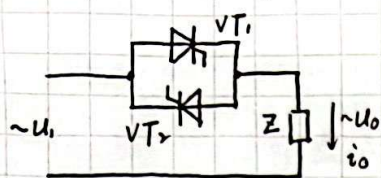
· 存在非 3 倍频低次谐波, 引起电磁转矩脉动.

— 死区补偿.



第六章 交流-交流变换

6.1 交流调压电路



- 控制方式:
- 1) 通断控制
 - 2) 相位控制 (应用最广)
 - 3) 斩波控制

6.1.1 单相交流调压电路

1. 电阻性负载

$$\alpha = 0: u_o = u_1 \quad \alpha = \pi: u_o = 0$$

负载电压有效值 U_o

$$U_o = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_{\alpha}^{\pi} (\sqrt{2} U_1 \sin \omega t)^2 d\omega t} = U_1 \sqrt{\frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha + \frac{\pi - \alpha}{\pi}}$$

$$I_o = \frac{U_o}{R}$$

$$I_T = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\alpha}^{\pi} \left(\frac{\sqrt{2} U_1 \sin \omega t}{R} \right)^2 d\omega t} = \frac{U_1}{R} \sqrt{\frac{1}{2} \left(\frac{\pi - \alpha}{\pi} + \frac{\sin 2\alpha}{2\pi} \right)}$$

功率因数 λ : $\lambda = \frac{P}{S} = \frac{U_o I_o}{U_1 I_o} = \frac{U_o}{U_1} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \sin 2\alpha + \frac{\pi - \alpha}{\pi}}$

α 增大, 波形畸变严重, 谐波含量增加

2. 电感-电阻性负载

$$\varphi = \tan^{-1} \frac{\omega L}{R}$$

i_o 因 L 在 u_o 过零后延迟一段时间才过零. θ 与 α, φ 有关.

$$\begin{cases} L \frac{di_o}{dt} + R i_o = \sqrt{2} U_1 \sin(\omega t + \alpha) \\ i_o|_{\omega t=0} = 0, \quad i_o|_{\omega t=\theta} = 0 \end{cases}$$

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

1) $\alpha = \varphi$ 由上式得到 $\sin \theta = \sin(\alpha - \varphi) e^{\frac{-\theta}{\tan \varphi}} = 0$

$\theta = \pi$, 电流正弦、连续, $u = u_1$, 不起调压作用, 失控.

2) $\varphi < \alpha < \pi$ $\alpha = \pi, \theta = 0$

$\alpha: \pi \downarrow, \theta: 0 \uparrow$ U 随 α 变化, 电流断续. 有调压功能.

3) $\alpha < \varphi$ + 窄脉冲

VT_1 持续导通时, VT_2 不通. VT_1 关断后 u_{g2} 已消失, VT_2 仍不通

单管导通, 不对称电压, 输出电流为单向脉冲, 有很大直流分量



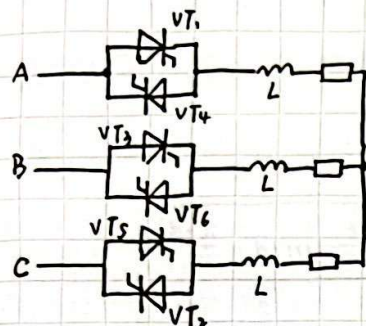
4) $\alpha < \varphi$ + 宽脉冲

VT_1, VT_2 均导通 180° . 晶闸管在 $\omega t = \varphi$ 处导通 (电流过零换流).

$u_o = u_i$, 不受 α 影响, 失控

6.1.2 三相交流调压电路.

1. Y型三相交流调压电路



① 至少两相导通才能构成回路

② 脉宽大于 60° 或双窄脉冲

电阻性负载: 移相范围 150° .

相电压过零点为 α 的起点. α 移相范围 $0-150^\circ$

$0^\circ \leq \alpha < 60^\circ$: 电路处于三管导通与两管导通的交替状态, 每个晶闸管导通角度为 $180^\circ - \alpha$. $\alpha = 0^\circ$ 为特殊情况, 一直三管导通

$60^\circ \leq \alpha < 90^\circ$ 任-时刻两管导通, 每管导通角度 120° .

$90^\circ \leq \alpha < 150^\circ$ 两管导通和不导通交替, 导通角为 $300^\circ - 2\alpha$

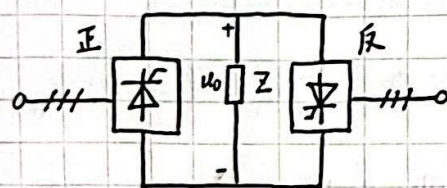
且被分割为2个不连续波头, 各占 $150^\circ - \alpha$.

6.1.3 其他交流电力控制电路

1. 交流调功电路: 整周期通断控制 — 电炉温度控制

2. 交流无触点开关

6.2 交-交变频电路



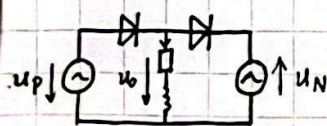
正组工作, i_o 为正; 反组工作, i_o 为负.

改变两组变换器的切换频率, 就可改变输出 ω_o .

改工作时的 α , 就可改变交流输出电压幅值.

为使 u_o 波形接近正弦, 让正组 α 角按正弦规律从 90° 减到 0 再到 90° .

整流与逆变工作状态



正、反组变流器导通由电流方向来决定, 与 u_o 无关

变流器工作状态根据 u_o 和 i_o 方向是否相同确定.



反组逆变 $\rightarrow$ 死区 $\rightarrow$ 正组整流 $\rightarrow$ 正组逆变 $\rightarrow$ 死区 $\rightarrow$ 反组整流



CS 扫描全能王

3亿人都在用的扫描App

· 余弦交点控制法

u_1 换相至 u_2 的条件: $u_R - u_1 = u_2 - u_R \Rightarrow u_R = \frac{u_2 + u_1}{2}$

这些正弦波的峰值处于 u_{i+1} 波 $\alpha = 0^\circ$ 的位置上.

故此波即为 u_{i+1} 波 α 角的余弦函数, 常称为 u_{i+1} 的同步波.

· 输入、输出特性

1) 输出频率上限

输出频率 $\uparrow \rightarrow$ 一周包含电网电压段数减少 $\rightarrow$ 电压波形畸变

$\rightarrow$ 电流波形畸变和转矩脉动

$\Rightarrow$ 6脉波三相桥式变频电路上限频率 不高于电网的 $\frac{1}{3} \sim \frac{1}{2}$, 约 20 Hz.

2) 输入功率因数: 滞后. (换流吸收感性无功)

期望输出理想正弦电压: $u_R = \sqrt{2} U_1 \sin \omega_1 t$

各段输出电压: $u_i = U_{d0} \cos \alpha_i$

$u_i = u_R$ 时, $\cos \alpha_i = \frac{\sqrt{2} U_1}{U_{d0}} \sin \omega_1 t = \gamma \sin \omega_1 t$

输出电压比 $\gamma = \frac{\sqrt{2} U_1}{U_{d0}}$

γ 越小, 输出电压越低. α 平均值 (半周期) 越接近 90° , 功率因数越低

3) 输出电压谐波

和电网频率 f_i 、变流电路脉波数、输出频率 f_o 有关

4) 输入电流谐波

$f_{in} = |1(6k \pm 1)f_i \pm 2kf_o|$

$f_{in} = f_i + 2kf_o$

6.2.2 三相交-交变频电路

半波整流: 18 个元件

桥式整流: 36 个元件

· 交-交变频器与交-直-交变频器比较

交-直-交

控制简单, 调压与变频分开控制

晶闸管元件少 (桥式 6+6)

两级能量变换, 效率 $\downarrow$

逆变器中用电容强迫换流

只有电流源型逆变器可四象限运行

无输出频率限制

交-交

一次变换, 效率高.

利用交流电源电压自然换流

改变 α_p, α_n 实现功率双向流动

SCR 元件多

输出频率有上限

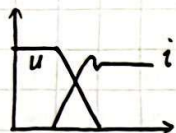


第七章 谐振软开关技术

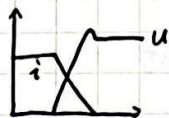
· 软开关技术：降低开关损耗和开关噪声；大幅提高开关频率。

7.1 谐振软开关的基本概念。

· 硬开关：开关过程中电压、电流均不为零，出现重叠，显著开关损耗。
电压与电流变化速度快，波形明显过冲，产生开关噪声。
开关损耗与开关频率呈线性关系。

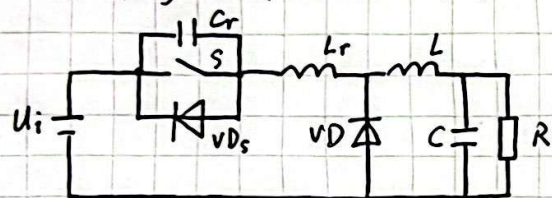


开通过程



关断过程。

· 软开关：增加谐振电感 L_r 和谐振电容 C_r ，与滤波电感、电容相比小很多。开关 S 反并联二极管 VD_s 。



消除电压、电流重叠

限制电压和电流的变化率。

零电压开通：开关开通前两端电压为零。

零电流关断：关断前电流为零。

利用并联电容延缓关断后电压上升速率，降低^{关断}开关损耗

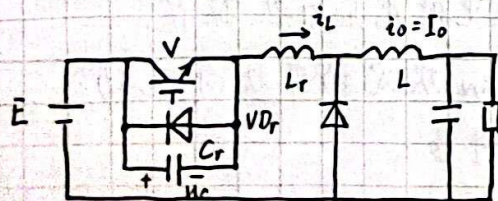
利用串联电感延缓开通后电流上升速率，降低开通损耗

7.1.3 软开关电路类型。

软开关电路 { 准谐振电路
零开关 PWM 电路
零转换 PWM 电路

7.2 典型谐振开关电路

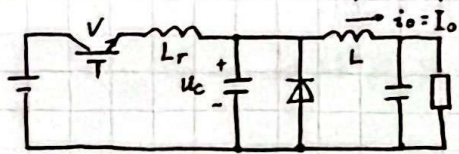
7.2.1 零电压开关准谐振电路



工作原理见 P 223-224。



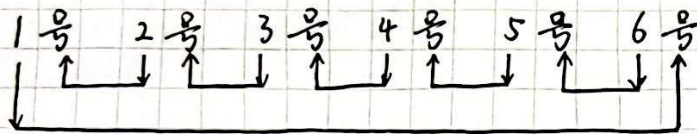
7.2.2 零电流开关准谐振电路



原理见 P224 - P225.



- 晶闸管结温越高, 维持电流 I_H 越小, 越难关断。
- 双向晶闸管通态时额定电流不用平均值而用有效值。
- GTR 为双极性型器件。
- P-MOSFET 为单极型器件。
- {
 - 单极型: P-MOSFET
 - 双极型: GTO, GTR, SCR, IGBT
- 电压、电流额定值高 $\rightarrow$ 低: SCR, GTO, IGBT, GTR, P-MOSFET
- 允许工作频率高 $\rightarrow$ 低: P-MOSFET, IGBT, GTR, GTO, SCR
- 三相桥式全控整流电路, 要求提供 $60^\circ \sim 120^\circ$ 的宽脉冲或间隔 60° 的双窄脉冲。前者触发电路功率大, 选后者。



- GTR 基极驱动电路:
 - 1) 导通期间, 管压降在饱和和工作状态下尽可能小, I_b 自动适应负载, 保证 GTR 工作于 **饱和区**; 关断时, 基极能迅速加上足够大基极反偏电压。
 - 2) 应与逻辑、控制电路在电气上隔离, 光电隔离或变压器隔离。
 - 3) 足够保护功能。
- 抗饱和电路: 提高开关速度, 降低开关损耗。
- 无直流磁化: 单相桥式 ^全 控, 单相桥式半控, 单相双半波可控
三相桥式全控
- 有直流磁化: 单相半波可控, 三相半波可控。
- 半控桥或有续流二极管的电路 不可以实现有源逆变。
- 只有无源逆变可以实现变频。
- 换流问题: 导通晶闸管的关断问题。
- 逆变器中直流环节的储能元件往往被当作滤波元件看待, 但它更有向交流负载提供无功功率的作用。
- 电压源型逆变器反并联二极管, 为感性负载电流提供反灌能量的无功通路。

