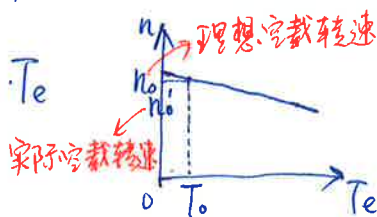


起动 制动 调速

(他励)电动机机械特性: 电磁转矩 T_e 与转速 n 的关系

$$n = \frac{U}{C_e \Phi} - \frac{R_a}{C_e C_T \Phi^2} \cdot T_e$$

$$T_e = T_2 + T_0$$

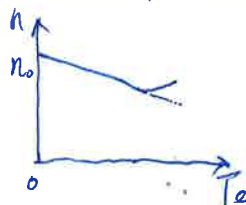


- 电动机无负载 $T_2 = 0$, $T_e = T_0$, 电机仍有转速 (空载)
- 电动机有负载 $T_2 = T_L$, T_e 随 T_2 变化而变化

注意:

1. 斜率越大为软特性 (n 受 T_e 变化影响大), 斜率越小为硬特性

2. 电动机负载运行时将出现电枢反应, $T_L \uparrow$ 会使 $T_e \uparrow$ 进而 $I_a \uparrow$, 使电枢反应无法忽略, 使每极气隙磁通明显减少, 使机械特性曲线出现畸变



3. 对给定 U_N , I_N , P_N 时估算 R_a

$$R_a = \frac{1}{2} \left(\frac{U_N I_N - P_N}{I_N^2} \right) = \frac{1}{2} \left(\frac{P_1 - P_2}{I_N^2} \right)$$

自然机械特性 \leftarrow 条件: $U = U_N$, $\Phi = \Phi_N$, 环外接电阻 电枢回路

$$n = \frac{U_N}{C_e \Phi_N} - \frac{R_a}{C_e C_T \Phi_N^2} \cdot T_e$$

人工机械特性

$$n = \frac{U}{C_e \Phi} - \frac{R_a + R_e}{C_e C_T \Phi^2} T_e$$

- 电枢回路串电阻
- 降低供电电压
- 减弱磁通

负载转矩特性: 电机轴上或折算到电机轴上的负载转矩 T_L 与电机转速 n 的关系

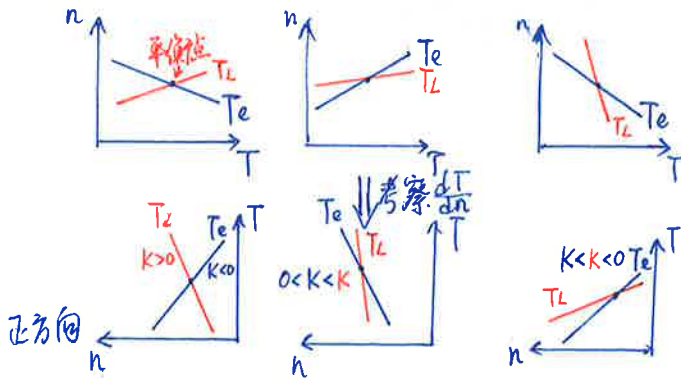
- 恒转矩负载 $\Rightarrow T_L$ 大小与 n 大小无关
 - 反抗性
 - 位能性
- 恒功率负载 $\Rightarrow P_L = T_L \cdot \omega = T_L \cdot 2\pi n = \text{常数}$
 - 即 $T_L = \frac{K}{n}$
- 通风机型负载 $\Rightarrow T_L = K \cdot n^2$

电力拖动系统运动规律

电机机械特性: T_e 与 n 关系
负载转矩特性: T_L 与 n 关系

运动方程式: T_e, T_L 与 n 关系

$$(\pm T_e) - (\pm T_L) = \frac{GD^2}{375} \frac{dn}{dt}$$



的规律

1. 在图上对比某一转速下 T_e 和 T_L 的大小关系, 可知该转速的变化方向

2. 符号规定: T_e 与正方向同 (+), 与正方向反 (-), T_L 与正方向同 (+), 与正方向反 (-)

3. 系统稳定条件:

$$\frac{dT_e}{dn} < \frac{dT_L}{dn}$$

4. 分析电力拖动系统:

考察机械惯性, 转速 n 突变; 忽略电磁惯性, I_a 与 T_e 能突变

5. 电机产生的转矩 T_e 的大小取决于轴上的负载转矩 T_L , $T_e = T_L$ 为平衡状态

(他励) 直流电动机启动: 将一电动机接通电源, 使其从静止状态启动到所需转速稳定运行, 这一过程称为启动过程

启动条件
从安全考虑

限制启动电流 I_{st}
若直接 $U = U_N$, R_a 较小, I_{st} 将为 I_N 的 10~20 倍

启动时必须在励磁绕组中通入额定励磁电流, 产生额定磁通
 E_a 相当于电枢回路的负载, 无重不工作, 回路内短路

接通电源瞬间, 机械惯性
令 $n=0$, 使 $E_a=0$, 在电枢回路上有
$$I_{st} = I_a = \frac{U - E_a}{R_a} = \frac{U}{R_a}$$

限制启动电流方法

* 勿使 $T_{st} \downarrow$, 但 T_{st} 不可过低, 必须达到一定要求

降压启动

电枢回路串启动电阻启动

调速是一段过程，是状态连续的序列

定义：在负载固定的条件下，人为地改变电动机中有关参量以改变电动机的转速，称为速度调节

(他励) 直流电动机

调速方法

$$n = \frac{U}{C_e \Phi} - \frac{R_a + R_e}{C_e C_T \Phi} T_e$$

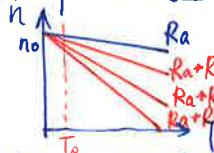
三种调速法

$$E_a = U - I_a R_a$$

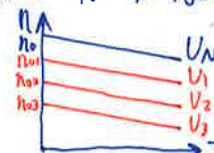
$$E_a = C_e \Phi n$$

本质都是降低电枢端电压

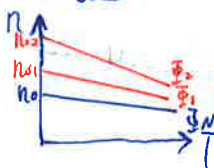
电枢串电阻调速



降低电源电压调速



弱磁调速



1. 空载或轻载调速效果不明显
2. 低速机械特性很软，调速范围不大
3. 有级调速
4. 能量消耗大

$R_e \uparrow \Rightarrow K \downarrow, n \downarrow$

1. 无论满、轻负载调速效果明显
2. 低速机械特性硬度不变，调速范围大
3. 无级调速
4. 能量损耗小

$U \downarrow \Rightarrow K \downarrow, n \downarrow$

1. 若负载转矩不变，由 $T_e = T_L = C_T \Phi I_a$ 知 $I_a \uparrow$ ，不可长期运行
2. 特性变软，调速范围不大
3. 无级调速
4. 功率小，能量损耗小

$\Phi \downarrow \Rightarrow K \uparrow, n \uparrow$

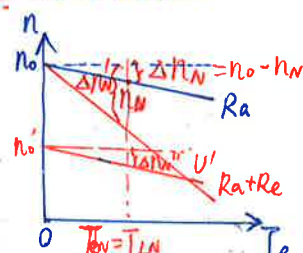
评价调速性能指标

调速范围：在额定负载运行时，可能运行的最高转速与最低转速之比

$$D = \frac{n_{max}}{n_{min}}$$

静差率：电动机在某一条机械特性上运行时，其额定负载的转速降与其机械特性的理想空载转速之比

$$S(\%) = \frac{\Delta n_N}{n_0} \times 100\%$$



平滑性、经济性

电动机负载能力的利用

小转矩小功率 小转矩大功率
 恒转矩输出调速 \Rightarrow 令 $T_e = C_T \Phi I_a = \text{常数}$
 T_e 不随 n 变化 $\Rightarrow \begin{cases} I_a \text{ 常数}, \Phi = \bar{\Phi} \Rightarrow \text{串电阻} \\ \Phi \cdot I_a = \text{常数} \Rightarrow \text{弱磁} \end{cases}$

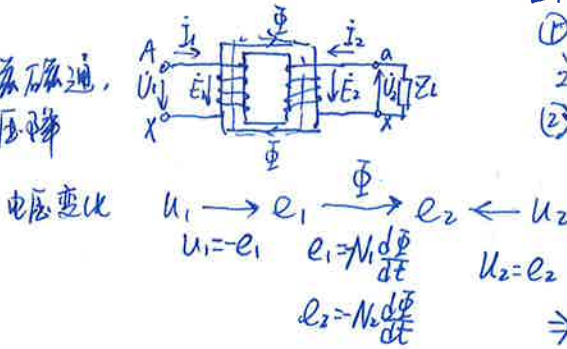
恒功率输出调速 \Rightarrow 令 $T_e = \frac{K}{n} = 9.55 \frac{C_e \Phi I_a}{n}$
 $T_e \cdot n = \text{常数} \Rightarrow \begin{aligned} &= 9.55 \frac{E_a I_a}{n} \\ &= 9.55 \frac{(U - I_a R_a) I_a}{n} \end{aligned}$
 $\Rightarrow U = U_N, I_a = I_N, R_a = \text{常数}$
 \Rightarrow 弱磁

变压器 静止的变交流电压与电流输设备

正方向确定:

- ① U_1, U_2, e_1, e_2 均为电源, 但有大小之分, 回路中 e_1, e_2 均为负载
- ② 电源的箭头指向为回路中电势降的方向 ① $U_1 \rightarrow i_1, i_1$ ② 将 U_1 视为电源, E_1, E_2, U_2 均视为负载 ③ 电源箭头由低电势 \rightarrow 高电势, 回路中负载箭头由高电势 \rightarrow 低电势

忽略漏磁磁通,
忽略电阻压降



考虑漏磁磁通
和电阻压降

条件: $V = U_N, f = f_N$, 副绕组开路
空载
电压变比 $U_1 \rightarrow i_0 \rightarrow \Phi_{10} \rightarrow e_{10} \rightarrow e_1 \rightarrow e_2 \rightarrow U_2$
 $i_0 r_1, e_1 = -N_1 \frac{d\Phi}{dt}, e_2 = -N_2 \frac{d\Phi}{dt}$
 原边: 副边

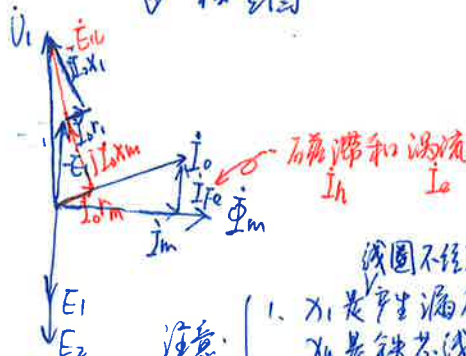
相量法, 建立 i_0 和 e_{10}, e_1 的直接关系



$$\begin{aligned} U_1 &= -e_{10} - e_1 + i_0 r_1 = -e_1 + i_0 (r_1 + jX_l) \\ &= i_0 (r_1 + jX_m) + i_0 (r_1 + jX_l) \\ &= i_0 [(r_1 + r_m) + j(X_l + X_m)] \end{aligned}$$

有功部分, 无功部分

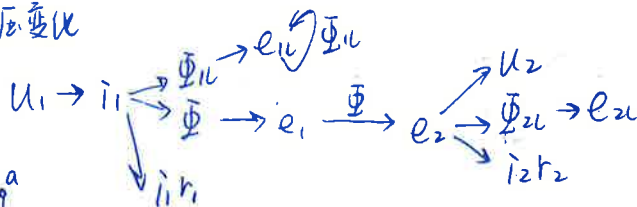
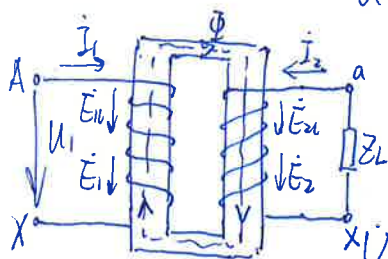
相量图



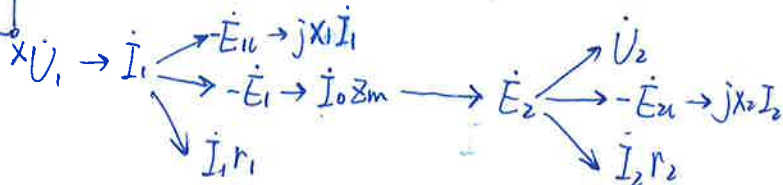
1. X_l 是产生漏磁通感生电势的等效电阻, X_m 是铁芯线圈中产生主磁通感生电势的电阻, 前者相当于电感 (普通) 视为常数, 后者由于铁芯 (硅钢片) 为电磁材料, 存在磁饱和、磁滞和涡流现象
2. r_1 表示原边回路中的铜内阻, r_m 表示铁芯中产生铁损耗的等效电阻

负载运行

电压变化



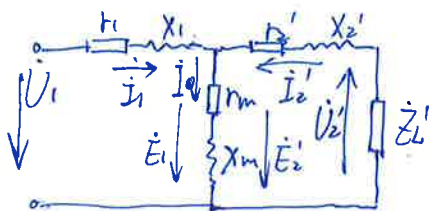
↓ 等效法



- 原边
1. 平衡式 $U_1 = -E_1 + I_1 Z_1$, U_1 不变,
 2. 其中, $U_1 \approx -E_1$ 仍然成立, 故 $-E_1 = I_0 Z_m$, 即主磁通不变
 3. 由磁势平衡式 $I_0 N_1 = I_1 N_1 + I_2 N_2$ 副边产生过大的电流
即 $I_0 N_1 = I_1 N_1 - I_2' N_1$

由 $E_2 = -N_2 \frac{d\Phi}{dt}$, 主磁通不变

- 折算
- 磁势
- $$\begin{cases} E_2' = K E_2 = E_1 \Rightarrow N_2' = K N_2 \\ I_2' N_2' = \frac{I_2}{K} K N_2 \Rightarrow I_2' = \frac{I_2}{K} \end{cases}$$
- 阻抗
- $$\begin{cases} Z_2' = K^2 Z_2 \\ (r_2' = K^2 r_2) \\ (X_2' = K^2 X_2) \\ Z_L' = K^2 Z_L \\ U_2' = E_2' - I_2' Z_2' = K U_2 \end{cases}$$
1. 平衡式 $U_2 = E_2 + E_{2L} - I_2 Z_2$
 $= E_2 - jX_2 I_2 - I_2 r_2$
 $= E_2 - I_2 Z_2$
2. $U_2 = I_2 Z_L$, I_2 由负载大小决定



$$U_1 = -E_1 + I_1 Z_1 \rightarrow I_1 r_1 - E_{1L}$$

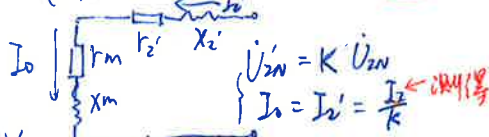
$$I_0 = I_1 + I_2'$$

$$U_2 = E_2 - I_2' Z_2' = -I_2' r_2' + E_{2L}$$

降压变压器

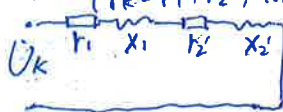
一般在低压端做空载试验

- 空载试验
1. 一般在低压端做空载试验
 2. $U_2' = U_{2N}$
 3. $r_m \gg r_2', X_m \gg X_2', X_m \gg r_m$



短路试验

1. $U_k \ll U_{1N}$, 忽略励磁支路
2. 认为 $r_1 = r_2' = \frac{r_k}{2}$, $X_1 = X_2' = \frac{X_k}{2}$
($r_k = r_1 + r_2'$, $X_k = X_1 + X_2'$)



三相异步电动机

组成

- 定子: 由许多线圈连接而成, 线圈边按一定规律嵌放在定子铁芯内圆的槽里, 以建立旋转磁场
- 转子:
 - 转子铁芯: 一个由硅钢片叠成的圆柱形铁芯
 - 转子绕组: 铁芯周围的槽里嵌放若干条两端都被端环短接的导体
 - 转轴

→ 转子可以自由转动

(即气隙磁场)
定子旋转磁场的建立

电 → 磁场运动
电角度 机械角度

$$\alpha = p \cdot \beta$$

↓ 对时间求导

$$n_s = \frac{60f}{p}$$

旋转磁场的转速

定子接入三相对称电源的频率

转子与定子的电磁关系

1. 基本知识:

① 转差率: 描述转子转速和气隙磁场转速之间的关系

$$s = \frac{n_s - n}{n_s}$$

② 额定值

- 定子端:
 - U_N : 加在定子绕组线电压
 - I_N : 流入定子绕组线电流
 - f_N : 标准工业频率
 - $\cos\phi_N$: 定子相电流与相电压间夹角
- 转子端 → P_N

2. 工作状态

转子不转: 转子绕组与定子绕组位置相对固定, 相交链的磁场为旋转磁场

↓ 视为
变压器

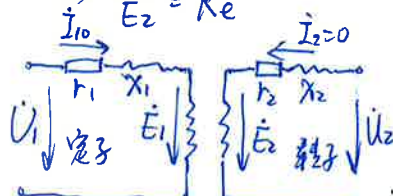
转子绕组开路 → 变压器空载运行

$$E_1 = 4.44 f_1 N_1 K_{w1} \Phi$$

$$E_2 = 4.44 f_1 N_2 K_{w2} \Phi$$

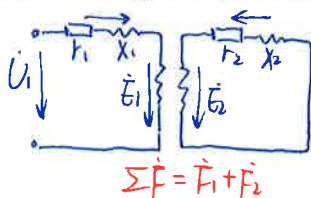
定、转子分布绕组系数, 打折扣

$$\Rightarrow \frac{E_1}{E_2} = K_e$$



$$U_1 = -E_1 + I_1 r_1 + I_1 X_1$$

转子堵转
(转子绕组短路) \Rightarrow 变压器短路运行



$$\Sigma \vec{F} = \vec{F}_1 + \vec{F}_2$$

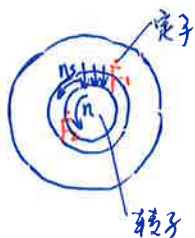
堵转电流 $= (4-7) \cdot I_N$

$$\Rightarrow I_1 Z_1 \gg I_{10} Z_1$$

$$U_1 = -E_1 + I_1 Z_1$$

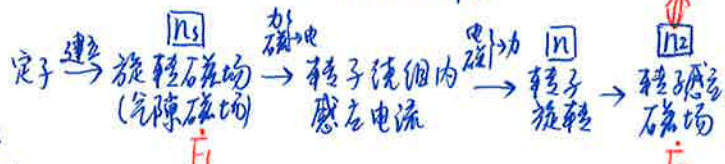
\Rightarrow 产生 E_1 的气隙磁通 \downarrow

$$\Rightarrow \vec{F}_1 + \vec{F}_2 < \vec{F}_0$$



转子堵转

运动关系:



\downarrow 定转子磁势的空间位置相对静止, 是一切旋转电机稳定运行时都必须遵守的普遍规律

$$\Rightarrow n_s = n_r \quad \text{转子磁势相对于定子的转速} \quad \text{定子就是参考系}$$

$$\downarrow \quad n_s = \frac{60f_1}{p}, \quad \frac{n_s - n_r}{n_s} = \frac{60f_2}{p}, \quad s = \frac{n_s - n_r}{n_s}$$

$$\Rightarrow f_2 = sf_1$$

转子电流频率

$$\Rightarrow \begin{cases} E_{2s} = 4.44 f_2 N_2 K_w \Phi = s E_2 \\ X_{2s} = 2\pi f_2 L_2 = s X_2 \\ I_{2s} = \frac{E_{2s}}{\sqrt{R_2^2 + X_{2s}^2}} \end{cases}$$

转子旋转

转子不转

\Rightarrow 构建起转子旋转和转子不转的转子绕组的变量关系

\downarrow 研究转子不转的电路可采用变压器等效

\Rightarrow 可通过研究变压器电路来研究复杂的运动三相异步电动机电路

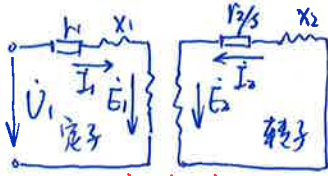
考虑 $\dot{I}_2 = \dot{I}_{2s} = \frac{E_{2s}}{\sqrt{r_2'^2 + X_2'^2}} = \frac{E_2}{\sqrt{(r_2/s)^2 + X_2'^2}}$

构建一个变压器电路

思路
研究转子旋转的三相异步电机电路

研究转子静止的三相异步电机电路

变压器电路



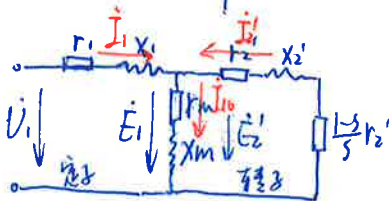
$\Sigma \vec{F} = \vec{F}_1 + \vec{F}_2 \approx \vec{F}_0$

定子 $\begin{cases} U_1 = -E_1 + I_1 Z_1 \text{ (压降平衡式)} \\ -E_1 = I_{10} (r_m + jX_m) \\ \vec{F}_1 + \vec{F}_2 \approx \vec{F}_0 \Leftrightarrow \dot{I}_1 + \frac{1}{K_1} \dot{I}_2 \approx \dot{I}_{10} \text{ (磁势平衡式)} \\ E_1 = K_e E_2 \end{cases}$

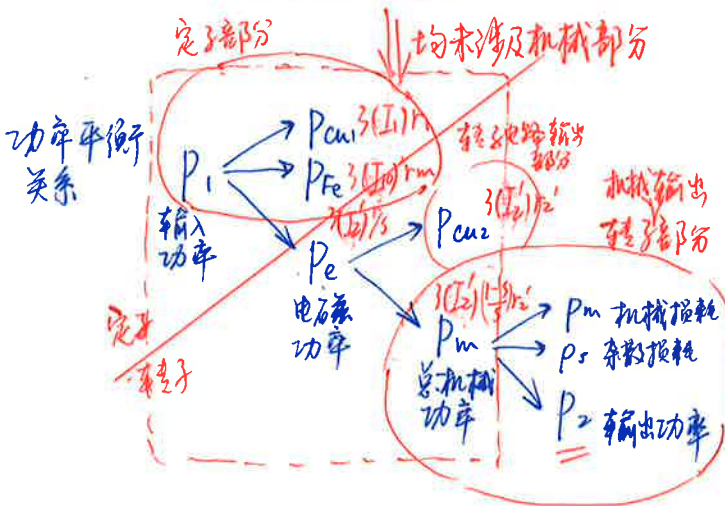
转子

$K_1 = \frac{m_1 N_1 K_{w1}}{m_2 N_2 K_{w2}}$
定子和转子电流比

折算 $\begin{cases} \text{磁势} \begin{cases} E_2' = K_e E_2 = E_1 \\ I_2' = \frac{I_2}{K_1} \end{cases} \\ \text{能量} \begin{cases} Z_2' = K_1 K_e Z_2 \\ (r_2' = K_1 K_e r_2) \\ (X_2' = K_1 K_e X_2) \end{cases} \end{cases}$



- 注意: (第1次等效)
1. 等效的静止转子与实际的转子最大不同, 是在转子回路中串入了个 $\frac{1-s}{s} r_2$ 的附加电阻
 2. $\frac{1-s}{s} r_2$ 称为转子等效负载电阻, 它连接了转子动和不动两种状态, 表示由电功率转换成全部机械功率(包括输出机械功率和空载功率)
- 因为原来没转



定子 $\begin{cases} E_1 = E_2' \\ \dot{I}_1 + \dot{I}_2' \approx \dot{I}_{10} \end{cases}$

转子 $\begin{cases} I_2' = \frac{E_2'(\text{相})}{\sqrt{(r_2'/s)^2 + (X_2')^2}} \\ \cos \varphi_2' = \frac{r_2'}{\sqrt{(r_2'/s)^2 + (X_2')^2}} = \cos \varphi_2 \end{cases}$

定义为电磁转矩 $P_m = P_2 + P_m + P_s$

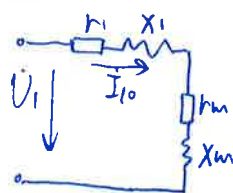
转矩平衡式 $9550 \frac{P_m}{n} = 9550 \frac{P_2}{n} + 9550 \frac{P_m + P_s}{n}$

$\Rightarrow T_e = T_2 + T_0$

又 $\frac{P_m}{n} = \frac{(1-s)P_e}{(1-s)r_2} = \frac{P_e}{n_1} \Rightarrow T_e = 9550 \frac{P_e}{n_1} = 9550 \frac{P_m}{n}$

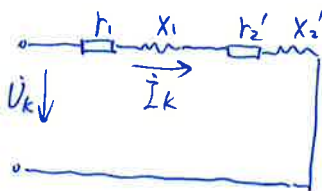
三 相异步电机

① 空载实验 $n \approx n_s$
 $s \approx 0 \Rightarrow \frac{1-s}{s} r_2' \approx \infty$
 (或电机空载运行)



$$I_1 = I_{10}$$

② 短路实验 $n \approx 0$
 $s \approx 1 \Rightarrow \frac{1-s}{s} r_2' \approx 0$
 (或电机启动时)



注意:

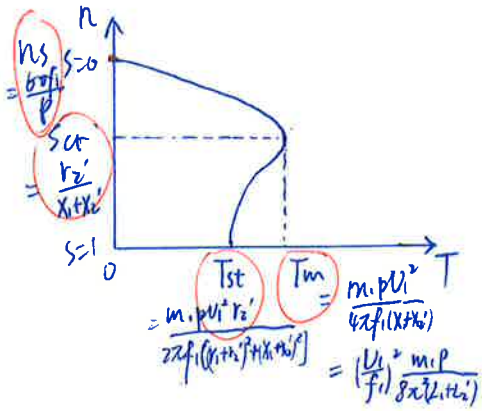
① 计算某一相电流时,一定使用该相上的参数计算
 (如相电压,单相的电阻、电抗)

② 计算某一项功率时,一定是三相的该项功率之和
 $P_{\text{保}} = 3 P_{\text{单相}}$

③ 短路实验 $s=1$,电机不转,无需考虑机械损耗;
 空载实验 $s=0$,电机高转,需考虑机械损耗

\Rightarrow 测得有功功率 P_0 需减去空载机械损耗 p_0 ,
 才是 r_1 和 r_m 消耗的功率

三相异步电机调速

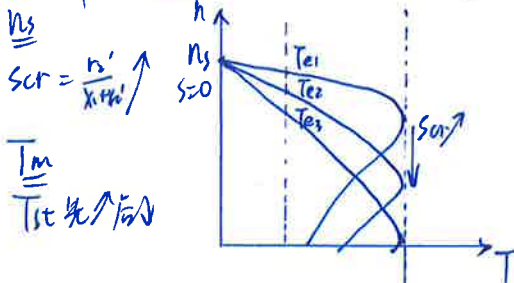


$$T_e = \begin{cases} \frac{2T_{max}}{\frac{s}{s_{cr}} + \frac{s}{s_{cr}}} & \text{非直线段 (实用表达式)} \\ \frac{2s}{s_{cr}} \cdot T_{max} & \text{直线段} \end{cases}$$

- 注意:
- $\lambda = \frac{T_{max}}{T_e}$, $\lambda_T = \frac{T_{max}}{T_N}$
 - 对于同一条机械曲线, s_{cr} 和 T_m 为常数, $T_e = f(s)$
 - 对于不同机械曲线, 需具体分析
 - 通常用 $s_{cr} = s_N (\lambda_T + \sqrt{\lambda_T^2 - 1})$ 求出初始曲线或 s_{cr}

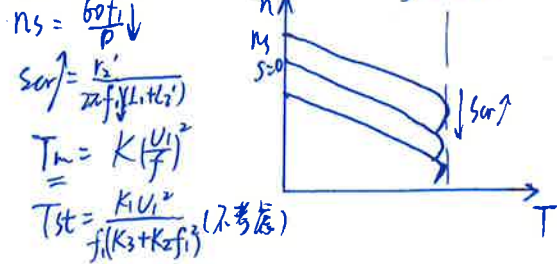
调速: { 同一曲线用公式
不同曲线用性质

① 转子串电阻调速 (R_2')



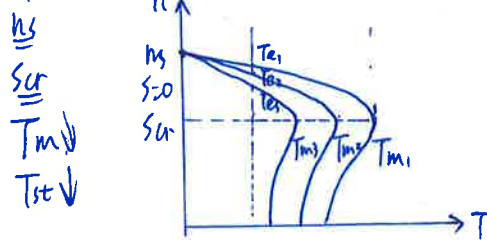
- 性质:
- 任意曲线知 n 即可知 $s = \frac{n_s - n}{n_s}$
 - 当恒转矩输出时, T_e, T_m 对于不同曲线
 $\Rightarrow \lambda \Rightarrow s_{cr} = s \cdot K$
 $\Rightarrow s_{cr}$ 与 s 成正比
 \Rightarrow 调速过程 Δn 变, Δs 也变

③ 降低频率调速 ($f_1 \downarrow$ (保持 U_1 不变))

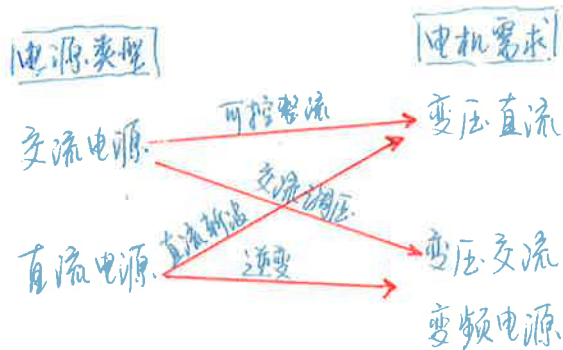


- 性质:
- 对于不同曲线, 知 n 不能求 s (n 变)
对于同一曲线, 可求 s
 - $\Delta n_{cr} = n_s - (1 - s_{cr}) n_s = s_{cr} n_s = \text{定值}$
 $\Delta T_m = T_m - 0 = T_m$ (定值)
 $k = \frac{\Delta n_{cr}}{\Delta T_m}$ (定值) \Rightarrow 直线段斜率不变
 \Rightarrow 不同曲线
 - 调速过程 Δn 变, Δs 不变

② 降电压调速 ($U_1 \downarrow$)



- 性质:
- 任意曲线知 n 即可知 $s = \frac{n_s - n}{n_s}$
 - 当恒转矩输出, T_e, s_{cr}
 $T_e = \frac{2s}{s_{cr}} \cdot T_m \Rightarrow s \cdot T_m = K$
 $\Rightarrow T_m$ 与 s 成反比
 \Rightarrow 调速过程 Δn 变, Δs 不变

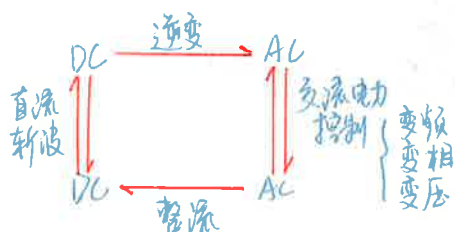


晶闸管 (SCR) → 工作特性:

1. 导通条件:
 - ① 承受正向电压
 - ② 在门极有触发电流
2. 晶闸管一旦导通, 门极G便对其失去控制作用

派生器件

1. 快速晶闸管 (FST)
2. 双向晶闸管 (TRIAC)
3. 逆导晶闸管 (RCT)
4. 光控晶闸管 (LTT)



门极可关断晶闸管 (GTO) → 特性:

1. 导通过程与普通晶闸管相同, 不过导通时饱和程度较浅
2. 因此, 可通过给门极加负脉冲使之关断 (全控)

电力系统

- 主电路 → 直接承担电能的变换或控制
- 电力电子器件 → 实现电能的变换或控制
- 一般工作在开关状态

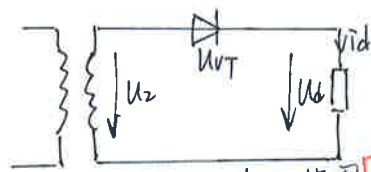
电力电子器件

- 半控型器件 (只控制导通, 不控制关断) → 晶闸管及其派生器件
- 全控型器件 (既控制导通, 也控制关断) → 绝缘栅双极晶体管 (IGBT), 电力场效应晶体管 (MOSFET), 门极可关断晶闸管 (GTO)
- 不控型器件 (导通, 关断均不可控) → 电力二极管

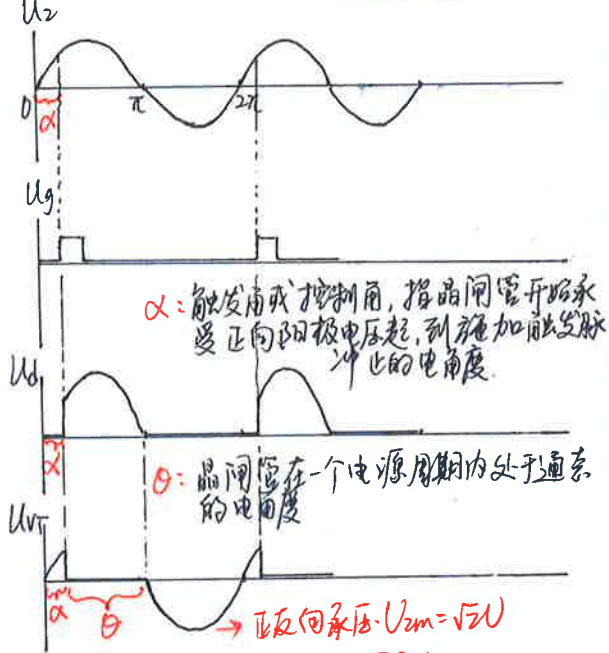


单相半波可控

半波：只用了 u_2 的一半周期



1. 阻性负载 \Rightarrow α 移相范围 $0 \sim 180^\circ$



分析:

1. 对 u_d 的分析

$u_2 \rightarrow u_{VT} \Rightarrow i_d \Rightarrow u_d$
 u_g 触发点

2. 对 u_{VT} 的分析

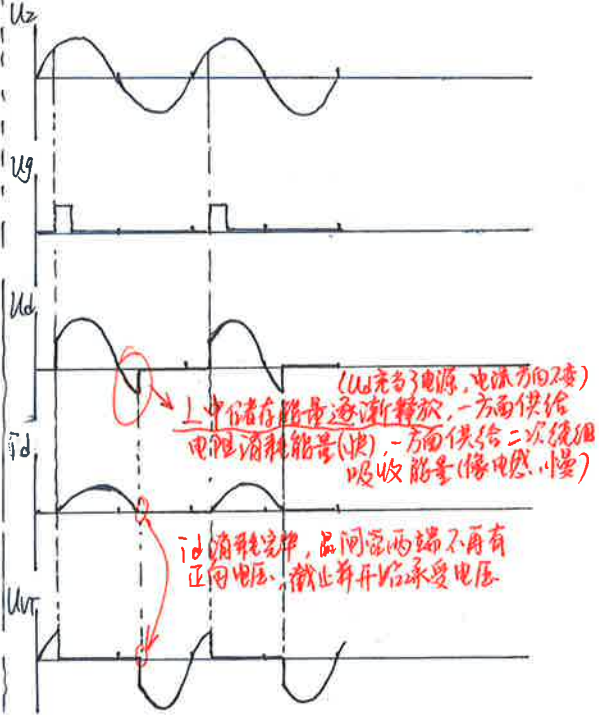
晶闸管 $\begin{cases} \text{通 (正向 } u_2 \text{ 触发)} \Rightarrow u_{VT} \text{ 承受电压为 } 0 \\ \text{不通} \Rightarrow u_{VT} \text{ 有多少电压承受多少电压} \end{cases}$

3. 阻性负载电流 i_d 波形与电压 u_d 波形相同

4. i_d 是 u_{VT} 为 0 的直接结果, 即有 $i_d > 0$ 时可直接得 $u_{VT} = 0$ (导通)

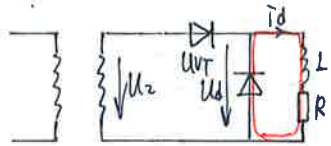
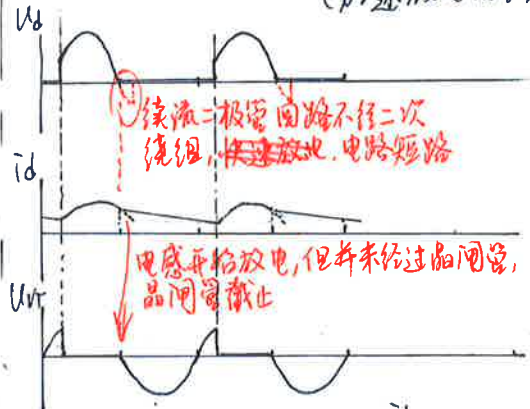
5. $i_d = 0$ 是 u_{VT} 承受电压的直接原因 (晶闸管要经过触发才有可能令主电路通, 即产生 i_d , 故 i_d 从有到无, 表明 u_{VT} 正向电压的走向结束)

2. 阻感负载 i_d 的变化滞后于 u_d



分析:

1. $u_d < 0$ 是电感储能放电的原因
 2. 主回路中晶闸管不通就不会有电流, 主回路中没有电流晶闸管就不会通
 前提: 回路中没有续流回路 (加速放电回路)

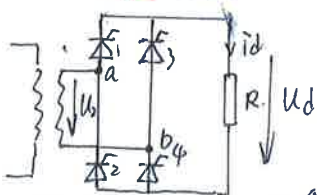


3. 外部电源反向是负载电感放电的开始

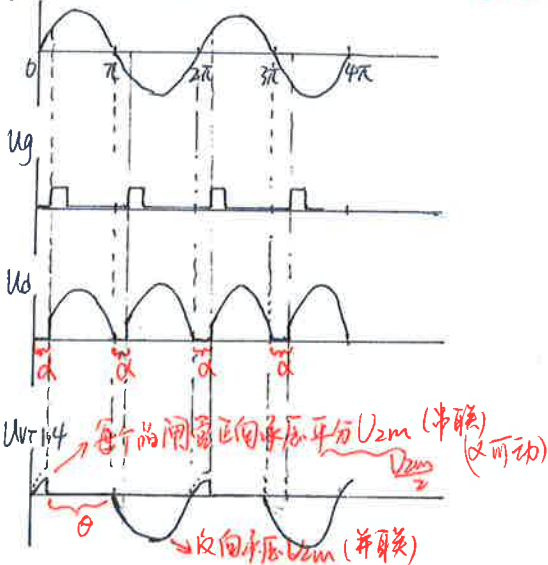
4. $\begin{cases} \text{阻性 } 0.45 U_2 \frac{1 + \cos \alpha}{2} \\ \text{阻感 略} \end{cases}$

单相桥式全控

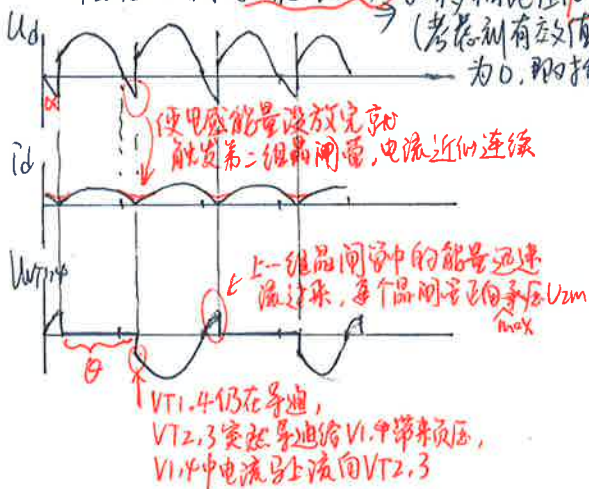
将 u_2 负半周也用上



u_2 阻性负载 $\Rightarrow \alpha$ 移相范围 $0 \sim 180^\circ$

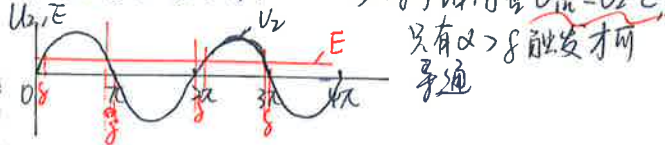


2. 阻感负载 (电感很大) $\Rightarrow \alpha$ 移相范围 $0 \sim 90^\circ$
(考虑剩有电感 L_d 为 0, 即对称)

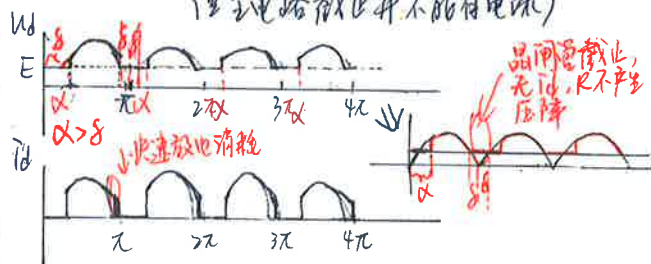


单相全波可控

3. 反电动势负载



- 注意:
1. α 角相同时, 反电动势 $U_d >$ 电阻负载 U_d (E 在负载处将 U_d 抬高, 有效值小)
 2. 触发角推迟 δ
 3. 存在电流断续, i_d 有降落差大, 负载若为直流电机易产生火花 (晶闸管未触发, 负载处虽有电源 E , 但主电路截止并不能有电流)



4. 为了克服电流断续, 在主电路中输出侧串联一个电感

5. 分析 i_d 思路

$$\left. \begin{array}{l} U_2 - E \\ U_g \text{ 触发点} \end{array} \right\} \Rightarrow U_{VT} \Rightarrow i_d$$

注意:

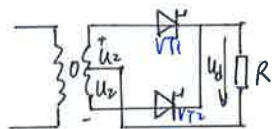
1. 阻性 $U_d = \frac{2\sqrt{2}U_2}{\pi} \frac{1+\cos\alpha}{2} = 0.9U_2 \frac{1+\cos\alpha}{2}$
- 阻感 $U_d = \frac{2\sqrt{2}U_2}{\pi} \cos\alpha = 0.9U_2 \cos\alpha$

(阻感)
2. 电感很大的含义是在 U_2 换相后电感放电能一直支撑到下一组晶闸管导通, 即当前组晶闸管截止不是因电感能量耗尽, 而是因为第二组晶闸管触发后加的反向电压 $\Rightarrow \theta = 180^\circ$ (阻感)

3. 阻感负载中 I_d 近似直线, I_2 的有效值 $= I_d$
(矩形波, 周期 360° , 幅值 I_d)

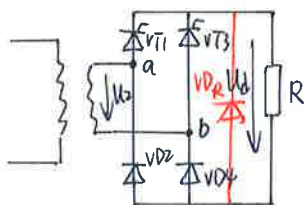
4. 阻感负载 (很大的) 的作用, 是在两条相邻不同支路各自触发之间, 令当前支路的晶闸管持续有正电势降 (若无续流支路引流时), 因此 θ 只与触发时间间隔相关, 即定值

单相全波可控



- 特点:
- 1. 变压器带中心抽头
 - 2. u_2 正半周 VT_1 工作; u_2 负半周 VT_2 工作
 - 3. 在电阻负载下单相全波与单相桥式桥式基本一致

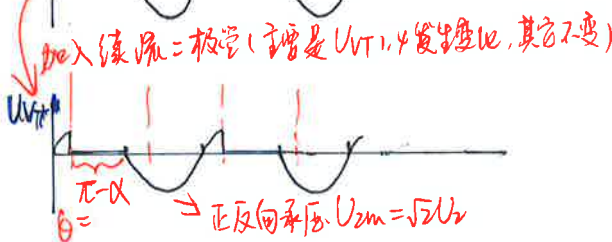
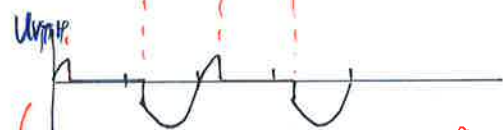
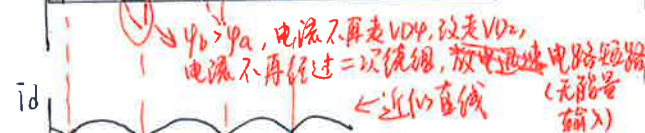
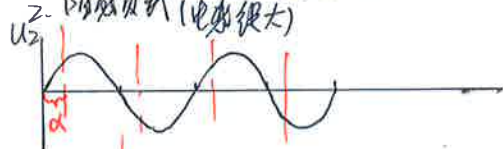
单相桥式半控 → 自带续流回路



1. 电阻负载

工作状态: 与单相桥式全控相同
(阻感时则不同, 本质是电感放电回路的不同)
结构: 一条导电回路由一个晶闸管和(的不同)

阻感负载 (电感很大)



注意:

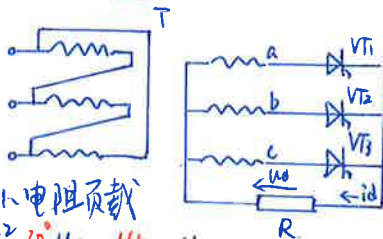
1. 一般加入续流二极管 VD_R , 并不是出于续流考虑, 而是避免失控
* 失控: 一个晶闸管导通, 两个二极管续流导通, 使 u_d 成为正弦半波, 相当于单相半波不可控电路的波形

2. 同时也使导电回路在续流时只有一个管压降, 降低损耗

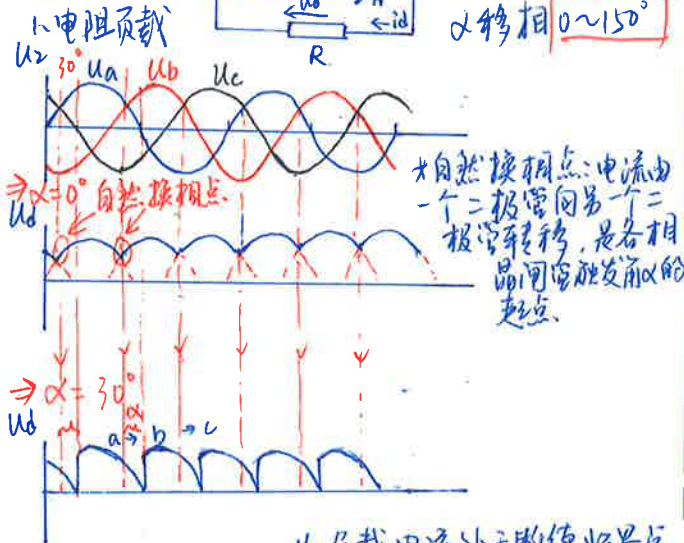
3. 电阻负载时单相桥式全控与单相半控

三相半波可控整流

只用了半的周期



α 移相 $0 \sim 150^\circ$

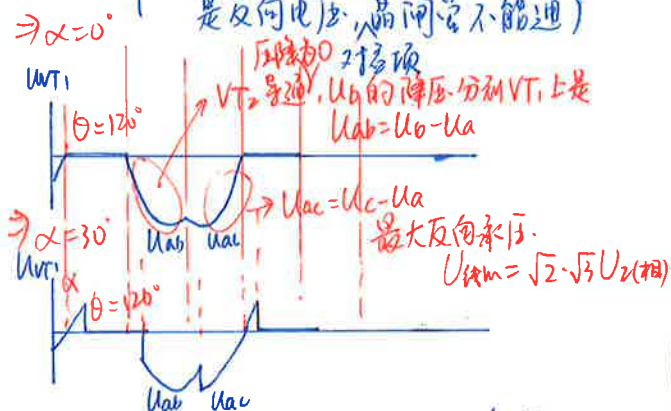


负载电流处于断续临界点

注意:

1. 当某一相输入电压反向后, 下一相的晶闸管仍未被触发, 就会发生电流断续

2. 电阻负载 α 角移相范围为 $0 \sim 150^\circ$ (超过 150° 以后, 即使换到下一相仍是反向电压, 晶闸管不能通)



3. $\alpha \leq 30^\circ$, 电流连续, 晶闸管导通角 $\theta = 120^\circ$
 $\alpha > 30^\circ$, 某相中晶闸管两端不再总为正电压, 出现截止, 即电流有断续, 且 $\theta < 120^\circ$

2. 电阻负载 α 移相范围 $0 \sim 90^\circ$ (考虑电感很大) 一致 (考虑 U_d 波形对称, 有效值为0)
 单相桥式全控

注意:

1. $\alpha \leq 30^\circ$, 电流不发生断续, 故和电阻负载波形相同
 $\alpha > 30^\circ$, 电感对该相补充电压降, 电流不断续, θ 仍 $= 120^\circ$

2. 电阻负载 三相比单相在电阻负载处多了一段电流不断续
 $\alpha \leq 30^\circ$, U_d 平均值 $= \frac{\sqrt{6}}{\pi} U_2 \cos \alpha$
 $30^\circ < \alpha < 150^\circ$, U_d 平均值 $= \frac{\sqrt{6}}{\pi} U_2 [1 + \cos(\frac{\pi}{6} + \alpha)]$
 $= 0.675 [1 + \cos(\frac{\pi}{6} + \alpha)]$

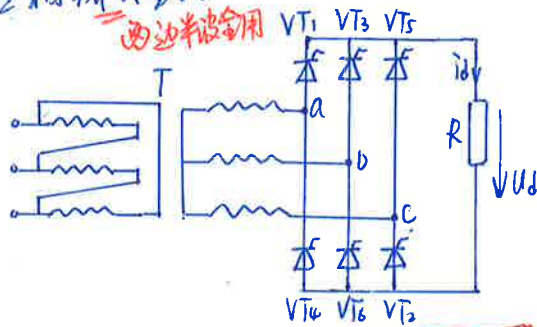
电感负载

U_d 平均值 $= 1.17 U_2 \cos \alpha$

3. 电路结构: 为得到零线, 变压器二次侧必须接成星形, 而一次侧则接成三角形, 防止三次谐波流入电网

三相桥式全控

= 两两半波全用



2. 阻感负载

α 移相 $0 \sim 90^\circ$

分析:

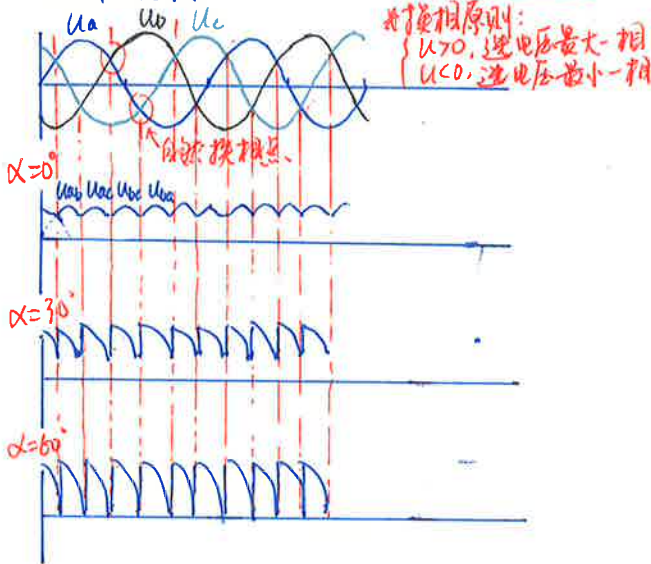
1. $\alpha \leq 60^\circ$ 时, 电流不断续, 电感不起作用
2. $\alpha > 60^\circ$ 时, i_d 不断续, U_d 有负波

$$3. \begin{cases} \alpha \leq 60^\circ, U_d = 2.34 U_2 \cos \alpha \\ \alpha > 60^\circ, U_d = 2.34 U_2 [1 + \cos(\frac{\pi}{3} + \alpha)] \end{cases}$$

4. 阻感负载 } 单相桥式全控
 } 三相半波 $\Rightarrow \alpha$ 移相 $0 \sim 90^\circ$
 } 三相桥式全控

1. 电阻负载

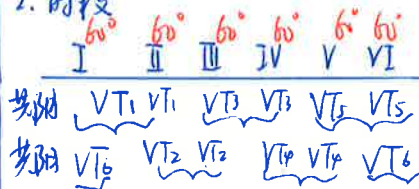
α 移相范围 $0 \sim 120^\circ$



分析:

1. 相邻相线电压 } $\Rightarrow U_{VT} \Rightarrow i_d \Rightarrow U_d$
 触发信号

2. 时段



3. $\alpha > 60^\circ$ 后, 出现电流断续

4. 6个晶闸管相位依次差 60° ;
 共阴极与共阳极管间依次差 120° ;
 同时全有共阴或共阳各一导通, 但不为同相

5. U_d 一周脉动6次

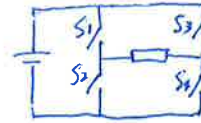
把直流电转换成交流电 电路结构不变 可控整流电路
~~电路工作原理不变~~

逆变 { 有源逆变: 交流侧和电网连接
 无源逆变: 交流侧不与电网联接, 而直接接到负载

无源
 逆变

直流input → 无源逆变 → 交流output

最基本原理: 改变两组开关切换频率
 可改变输出交流电频率



逆变电路 { 直流电源性质

电压型电路
 电流型电路

↓ 有源逆变

单相全波电路

负载作电动机, α 范围在 $0 \sim \frac{\pi}{2}$,
 全波电路整流

负载作发电机, α 范围 $\frac{\pi}{2} \sim \pi$, \Rightarrow 逆变角: $\beta = \pi - \alpha$ ($\alpha > \frac{\pi}{2}$)
 全波电路逆变 (反的比正的多)

注意:

1. 产生逆变条件

- ① 要有直流电动势, 极性与晶闸管导通方向同, 值应大于变流器直流侧的平均电压
- ② 要求晶闸管 $\alpha > \frac{\pi}{2}$, 使 U_d 为负数值
- ③ 要有足够的电感

2. 断续流 = 极性或半控有续流回路, 无法实现有源逆变

\Rightarrow 故实现有源逆变, 只能采用全控电路

3. 为防止 逆变失败 (没有完成换相), 不仅逆变角 β 不能等于零, 且不能太小, 必须限制在某一个允许的最小角度内

$$\beta_{min} = \delta + \gamma + \theta' \quad (\text{general } 30 \sim 35)$$

δ : 晶闸管关断时所需电角度
 γ : 换相重叠角
 θ' : 安全裕量角

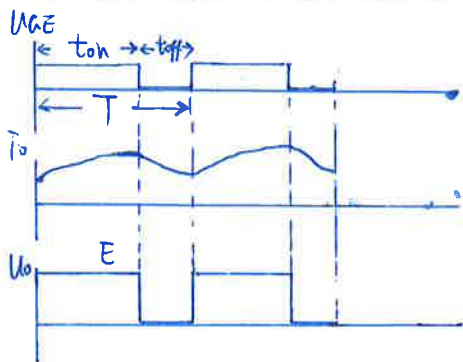
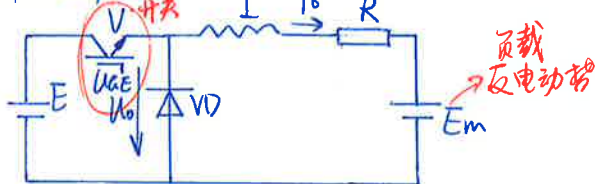
$\beta < \beta_{min} \Rightarrow$ 过压过流过功率
 \Leftarrow 缺相缺管缺脉冲

直流-直流电路 → 功能: 将电压恒定的直流电变为另一固定电压或可调电压的直流电

分类

- 直接直流变频 → 斩波电路
 - 降压斩波电路
 - 升压斩波电路
 - 复合斩波电路
- 间接直流变流 → 交-直-交电路

降压斩波电路



分析

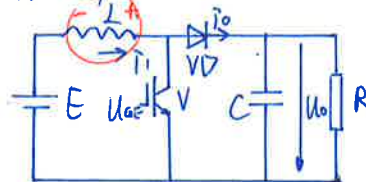
1. 负载 $U_o = \frac{t_{on}}{t_{on} + t_{off}} E = \frac{t_{on}}{T} E = \alpha E$
 (平均值) α : 导通占空比, 简称占空比

$I_o = \frac{U_o - E_m}{R}$
 (平均值)

2. 控制方法

- 应用最多
- ① I , 变 $t_{on} \Rightarrow$ 脉冲宽度调制
 - ② t_{on} , 变 $T \Rightarrow$ 频率调制 (调频型)
 - ③ t_{on} 变, T 变 \Rightarrow 混合型

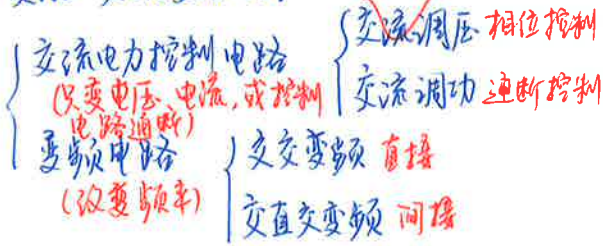
升压斩波电路



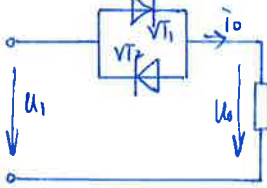
分析

1. V 通: 电源 E 向 L 充电;
 电容 C 向 R 放电
- V 断: E 和 L 同时向 C 充电,
 向 R 提供能量
2. 负载 $U_o = \frac{T}{t_{off}} E$
 (平均值) $= \frac{E}{\beta}$
 $I_o = \frac{U_o}{R}$
 (平均值)
- β : 升压比或倒载, 记为 $\beta = \frac{t_{off}}{T}$
- 忽略电路损耗
 $E I_L = I_o U_o$ 损耗
- 电源 $I_L = \frac{U_o}{E} I_o = \frac{U_o^2}{E R}$

交流-交流变流电路



单相交流调压



α 移相范围 $0 \sim 180^\circ$

1. 电阻负载

分析:

1. 在 u_2 正半周和负半周, 分别调节 VT_1 和 VT_2 的触发延迟角 α 即可调节输出电压 u_o (有效值)

2. 电感负载

α 移相范围 $\varphi \sim 180^\circ$

分析:

1. 电流 i_o 滞后电压 φ , α 需 $\geq \varphi$ 触发才有效 (两单晶用管)
2. 当 $\alpha = \varphi$ 时, $\theta = \pi$; (导通时间)
当 $\alpha > \varphi$ 时, $\theta < \pi$
3. 常采用宽脉冲自出发晶闸管

PWM ^{重要理论} _{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
 正弦波 \Rightarrow N 个宽度相同幅值不同的窄脉冲 \Rightarrow N 个幅值相同宽度不同的矩形脉冲

PWM 逆变器 $\left\{ \begin{array}{l} \text{自然采样法} \\ \text{在三角波 } u_c \text{ 和正弦波 } u_r \text{ 交点处控制功率器件通断} \\ \text{规则采样法} \end{array} \right. \left\{ \begin{array}{l} \text{异步调制 } N = \frac{f_c}{f_r} \text{ 变} \\ \text{同步调制 } N = \frac{f_c}{f_r} \text{ 不变} \end{array} \right.$

