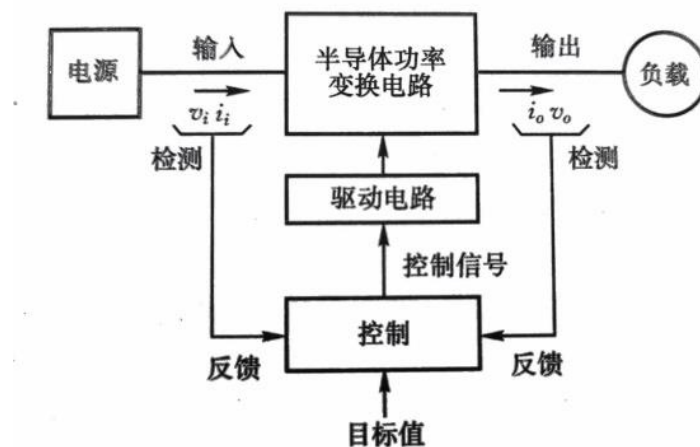




3.3 整流电路的谐波和功率因数

■ 电能变换与电网环境保护



■ 整流电路工作于开关状态，具有严重的非线性，必然在网侧产生**谐波(harmonics)**和**无功(reactive power)**。

□ 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。



3.3 整流电路的谐波和功率因数

□ 电网的谐波限制标准

- 中华人民共和国国家标准GB/T 14549-1993
- 电气与电子工程师学会 Institute of Electrical and Electronics Engineers 谐波标准IEEE 519
- 按设备容量的谐波发射限制

| 标准电压 (KV) | 谐波次数及谐波电流允许值：A | | | | | | | | | | | |
|--------------|----------------|----|-----|----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|-----|
| | 2 | 3 | 4 | 5 | 6 | 7 | 8 | 9 | 10 | 11 | 12 | 13 |
| 0.38 | 78 | 62 | 39 | 62 | 26 | 44 | 19 | 21 | 16 | 28 | 13 | 24 |
| 6 | 43 | 34 | 21 | 34 | 14 | 24 | 11 | 11 | 8.5 | 16 | 7.1 | 13 |
| 10 | 26 | 20 | 13 | 20 | 8.5 | 15 | 6.4 | 6.8 | 5.1 | 9.3 | 4.7 | 7.9 |
| 35 | 15 | 12 | 7.7 | 12 | 5.1 | 8.8 | 3.8 | 4.1 | 3.1 | 5.6 | 2.6 | 4.7 |

□ 学习内容

- 3.3.1 谐波和无功功率分析基础
- 3.3.2 带阻感负载时可控整流电路交流侧谐波和功率因数分析
- 3.3.3 电容滤波的不可控整流电路交流侧谐波和功率因数分析
- 3.3.4 整流输出电压和电流的谐波分析

□ 要求：了解整流电路的谐波和功率因数的概念及分析方法。



3.3.1 谐波和无功功率分析基础

谐波（Harmonics）的概念

- 希望电网供电电压为正弦波： $u(t) = \sqrt{2}U \sin(\omega t + \varphi_u)$
- 正弦波电压→线性负载（R、L、C等线性无源元件）：形成同频率的正弦电流、与电压关系：P、I、D
- 正弦波电压→非线性负载：形成非线性电流。非线性电流→电网阻抗：非正弦波电压
- 满足狄里赫利条件的、周期为 $T=2\pi/\omega$ 的非正弦波电压 $u(\omega t)$ 可分解为如下形式的傅里叶级数

$$u(\omega t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} (a_n \cos n\omega t + b_n \sin n\omega t)$$

$$n=1, 2, 3 \dots$$

式中，

$$a_0 = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u(\omega t) d(\omega t)$$

$$a_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u(\omega t) \cos n\omega t d(\omega t)$$

$$b_n = \frac{1}{\pi} \int_0^{2\pi} u(\omega t) \sin n\omega t d(\omega t)$$

或 $u(\omega t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} c_n \sin(n\omega t + \varphi_n)$ ，式中， c_n 、 φ_n 与 a_n 、 b_n 的关系为： $c_n = \sqrt{a_n^2 + b_n^2}$ ， $\varphi_n = \arctg(a_n / b_n)$ ， $a_n = c_n \sin \varphi_n$ ， $b_n = c_n \cos \varphi_n$ 。

基波（Fundamental）：频率与工频相同的分量；谐波（Harmonics）：频率为基波频率的整数倍（大于1）的分量

谐波次数：谐波频率和基波频率的整数比

定义：n次谐波电流含有率 HRI_n （Harmonic Ratio for I_n ）： $HRI_n = \frac{I_n}{I_1} \times 100(\%)$

定义：电流谐波总畸变率 THD_i （Total Harmonic Distortion）： $THD_i = \frac{I_h}{I_1} \times 100(\%)$ ， I_h 为总谐波电流有效值。



3.3.1 谐波和无功功率分析基础

■ 正弦电路的功率因数

🔑 有功功率（平均功率）：

$$P = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} u \cdot id(\omega t) = U \cdot I \cdot \cos\varphi$$

🔑 视在功率： $S=UI$

🔑 无功功率定义为： $Q=UI\sin\varphi$

🔑 功率因数 λ 定义为有功功率与视在功率之比： $\lambda=P/S$

🔑 Q 与 P 、 S 之间的关系： $S^2=P^2+Q^2$

🔑 在正弦电路中，功率因数由电压和电流的相位差 φ 决定： $\lambda=\cos\varphi$



3.3.1 谐波和无功功率分析基础

非正弦电路的功率因数

1. 非正弦电路的 P 、 S 和 λ 的定义和正弦电路相同；2. 公用电网电压波形畸变很小，电流波形畸变会较大

有功功率： $P=UI_1\cos\varphi_1$ ，式中 I_1 为基波电流有效值， φ_1 为基波电流与电压的相位差。

功率因数： $\lambda=P/S=UI\cos\varphi_1/UI=I_1\cos\varphi_1/I=\nu\cos\varphi_1$ ，式中 $\nu=I_1/I$ ，即基波电流有效值与总电流有效值之比。

ν 称为基波因数； $\cos\varphi_1$ 称为位移因数或基波功率因数——功率因数由基波电流相移和电流波形畸变决定。

无功功率（目前尚无被广泛接受的科学而权威的定义）：一般简单定义为 $Q = \sqrt{S^2 - P^2}$ 或 $Q_f = UI_1\sin\varphi_1$

非正弦情况下， $S^2 \neq P^2 + Q_f^2$ ，故引入畸变功率 D ，使得 $S^2 = P^2 + Q_f^2 + D^2$ 。因此有 $Q^2 \neq Q_f^2 + D^2$ 。

忽略电压谐波，有：

$$D = \sqrt{S^2 - P^2 - Q_f^2} = U \sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}$$

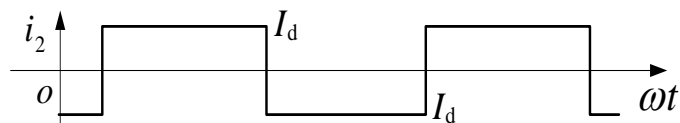
可见， Q_f 和 D 分别是基波电流和谐波电流产生的无功。



3.3.2 带阻感负载 ($\omega L \gg R$) 时可控整流电路交流侧谐波和功率因数分析

■ 单相桥式全控整流电路交流侧谐波

□ 感性负载时输入电流波形为180° 方波



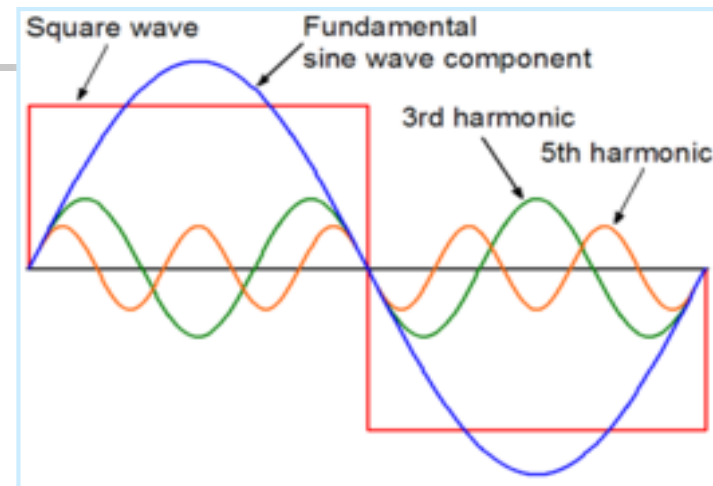
理想的 i_2 波形图

□ 将此电流波形分解为傅里叶级数，可得

$$i_2 = \frac{4}{\pi} I_d \left(\sin \omega t + \frac{1}{3} \sin 3\omega t + \frac{1}{5} \sin 5\omega t + \dots \right)$$

$$= \frac{4}{\pi} I_d \sum_{n=1,3,5,\dots} \frac{1}{n} \sin n\omega t = \sum_{n=1,3,5,\dots} \sqrt{2} I_n \sin n\omega t$$

其中基波和各次谐波有效值为 $I_n = \frac{2\sqrt{2}I_d}{n\pi}$, $n=1,3,5 \dots$ 。



- 电流中仅含奇次谐波，谐波只与波形有关
- 各次谐波有效值与谐波次数成反比
- 各次谐波有效值与基波有效值的比值为谐波次数的倒数

■ 单相桥式全控整流电路交流侧功率因数

□ 基波电流有效值: $I_1 = 2\sqrt{2}I_d/\pi$

□ 由 i_2 的有效值为 $I=I_d$ ，可得基波因数 ν : $\nu = \frac{I_1}{I} = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \approx 0.9$

□ 由电流基波与电压的相位差等于控制角 α ，故位移因数 λ_1 : $\lambda_1 = \cos \varphi_1 = \cos \alpha$

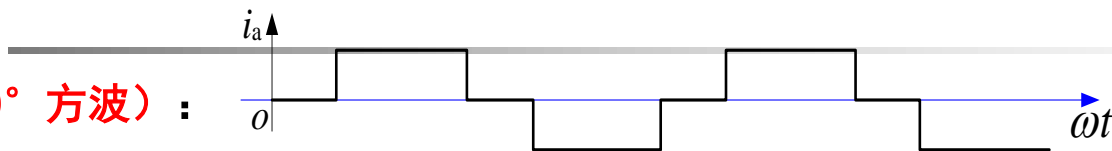
□ 从而得交流测功率因数 λ : $\lambda = \nu \lambda_1 = \frac{I_1}{I} \cos \varphi_1 = \frac{2\sqrt{2}}{\pi} \cos \alpha \approx 0.9 \cos \alpha$ 。



3.3.2 带阻感负载 ($\omega L \gg R$) 时可控整流电路交流侧谐波和功率因数分析

■ 三相桥式电路交流侧谐波

理论上输入相电流 (i_a) 的波形 (120° 方波) :



□ 此电流波形分解为傅立叶级数:

$$\begin{aligned} i_a &= \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \left[\sin \omega t - \frac{1}{5} \sin 5\omega t - \frac{1}{7} \sin 7\omega t + \frac{1}{11} \sin 11\omega t + \frac{1}{13} \sin 13\omega t - \dots \right] \\ &= \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \sin \omega t + \frac{2\sqrt{3}}{\pi} I_d \sum_{\substack{n=6k\pm1 \\ k=1,2,3,\dots}} (-1)^k \frac{1}{n} \sin n\omega t = \sqrt{2} I_1 \sin \omega t + \sum_{\substack{n=6k\pm1 \\ k=1,2,3,\dots}} (-1)^k \sqrt{2} I_n \sin n\omega t \end{aligned}$$

□ 可见, 电流基波和各次谐波有效值分别为:

$$\begin{cases} I_1 = \frac{\sqrt{6}}{\pi} I_d \\ I_n = \frac{\sqrt{6}}{n\pi} I_d, \quad n = 6k \pm 1, k = 1, 2, 3, \dots \end{cases}$$

□ 结论: 电流中仅含 $6k \pm 1$ (k 为正整数) 次谐波, 各次谐波电流有效值与谐波次数成反比。

□ 由于 120° 方波电流的有效值与直流电流关系为: $I = \sqrt{\frac{2}{3}} I_d$

□ 因此, 基波因数和位移因数分别为 $\nu = I_1/I = 3/\pi$ 和 $\lambda_1 = \cos \varphi_1 = \cos \alpha$

□ 从而得功率因数为 $\lambda = \nu \lambda_1 = \frac{I_1}{I} \cos \varphi_1 = \frac{3}{\pi} \cos \alpha \approx 0.955 \cos \alpha$ 。

■ 波形“差” → 谐波; 相位差 → 功率因数?



3.3.3 电容滤波的不可控整流电路交流侧谐波和功率因数分析

- 许多电能变换电路，例如交—直—交变频器、不间断电源、开关电源等，大都采用不可控整流电路作为“功率输入级”，最常用的是单相桥式和三相桥式两种接法的二极管整流电路

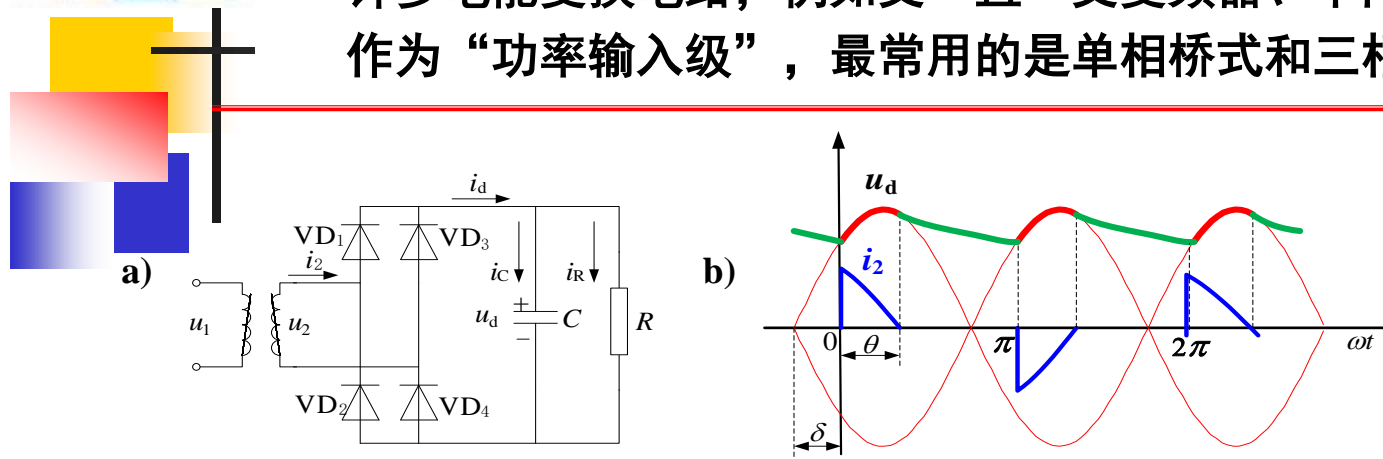


图3-28 电容滤波的单相桥式不可控整流电路及其工作波形

a) 电路 b) 波形（设电路已进入稳定工作状态）

■工作原理及波形分析

(1) 如图b)，在 $\omega t = -\delta \sim 0$ （ $\theta \sim \pi$ ， $\pi + \theta \sim 2\pi$ ，.....）期间，因 $|u_2| < u_d$ ，整流二极管 VD_1 和 VD_4 承受反向阳极电压不导通。此阶段电容 C 向负载 R 放电（时间常数 $\tau = RC$ ），整流电压 u_d （直流侧/电容两端/负载两端）波形为图b)中电压包络线绿色部分

(2) 至 $\omega t = 0$ （ π ， 2π ，.....）之后， $|u_2| > u_d$ ，使得 VD_1 和 VD_4 自然开通，直流侧接入交流电源： $u_d = u_2$ 。交流电源既向电容充电也向负载 R 供电。这一阶段内，整流电压 u_d （直流侧/电容两端/负载两端）波形为图b)中电压包络线红色部分

(3) 到 $\omega t = \theta$ （ $\pi + \theta$ ， $2\pi + \theta$ ，.....）时刻，电容电压使 $|u_2| < u_d$ ， VD_1 和 VD_4 开始关断。此后，电容开始以时间常数 $\tau = RC$ 按指数规律放电

(4) 当 $\omega t = \pi$ ，即放电经过 $\pi - \theta$ 后， u_d 降至开始充电时的初值， $|u_2| > u_d$ ，另一对二极管 VD_2 和 VD_3 导通，此后 u_2 又开始向 C 充电和向负载 R 供电，与 u_2 正半周的情况类似

思考：（1）整流电压波形的组成；（2）4个电流之间的关系；（3）如果电容 C 或负载 R （都）较小， u_d 波形如何变化？



3.3.3 电容滤波的不可控整流电路交流侧谐波和功率因数分析

■ 电流的求解

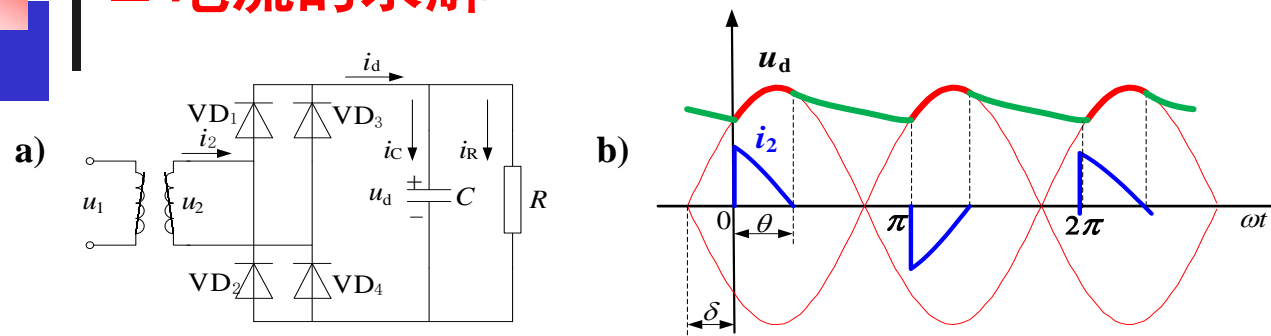


图3-28 电容滤波的单相桥式不可控整流电路及其工作波形

a) 电路 b) 波形 (设电路已进入稳定工作状态)

- 为便于分析，设 VD_1 和 VD_4 开始导通的时刻为坐标原点 ($\omega t = 0$)
- u_2 过零点与原点之间角度记为 δ ； VD_1 和 VD_4 导通的角度记为 θ 。这样， u_d 波形由“电容充电段” (θ) 和电容放电段 ($\pi - \theta$) 组成，周期为 π

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

$$i_C = \sqrt{2}\omega CU_2 \cos(\omega t + \delta) \quad i_R = \frac{u_2}{R} = \frac{\sqrt{2}U_2}{R} \sin(\omega t + \delta) \quad i_d = i_C + i_R = \sqrt{2}\omega CU_2 \cos(\omega t + \delta) + \frac{\sqrt{2}U_2}{R} \sin(\omega t + \delta)$$



3.3.3 电容滤波的不可控整流电路交流侧谐波和功率因数分析

■ δ 和 θ 的确定

- 当 $\omega t = \theta$ 时, VD_1 和 VD_4 关断, $i_d(\theta) = 0$ 。从而有:

$$\operatorname{tg}(\theta + \delta) = -\omega RC \quad (1)$$

- 考虑到二极管导通后, u_2 开始向 C 充电时的 u_d 与二极管关断后 C 放电结束时的 u_d 相等, 故关系 (2) 成立:

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

- 注意到 $\delta + \theta$ Ⅱ象限的角度, 因而有:

$$\pi - \theta = \delta + \arctg(\omega RC) \quad (3)$$

$$\frac{\omega RC}{\sqrt{(\omega RC)^2 + 1}} \cdot e^{-\frac{\arctg(\omega RC)}{\omega RC}} \cdot e^{-\frac{\delta}{\omega RC}} = \sin \delta \quad (4)$$

- 当 ωRC 为已知时, 可由关系式 (4) 求出 δ , 再由 (3) 求出 θ
- 可以看出, δ 和 θ 仅由乘积 ωRC 决定
- 图3-29: 反映了 δ 、 θ 随乘积 ωRC 的改变而变化的规律。

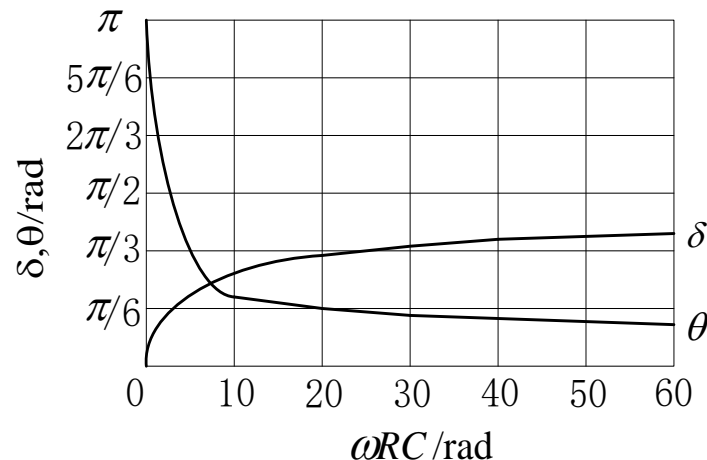


图3-29 δ 、 θ 与 ωRC 的关系曲线



3.3.3 电容滤波的不可控整流电路交流侧谐波和功率因数分析

□ θ 的另外一种确定方法：

VD_1 和 VD_4 的关断时刻，从物理意义上讲，就是两个电压下降速度相等的时刻，一个是电源电压的下降速度 $|du_2/d(\omega t)|$ ，另一个是假设二极管 VD_1 和 VD_4 关断而电容开始单独向电阻放电时电压的下降速度 $|du_d/d(\omega t)|_p$ （下标 p 表示假设），据此即可确定 θ 。

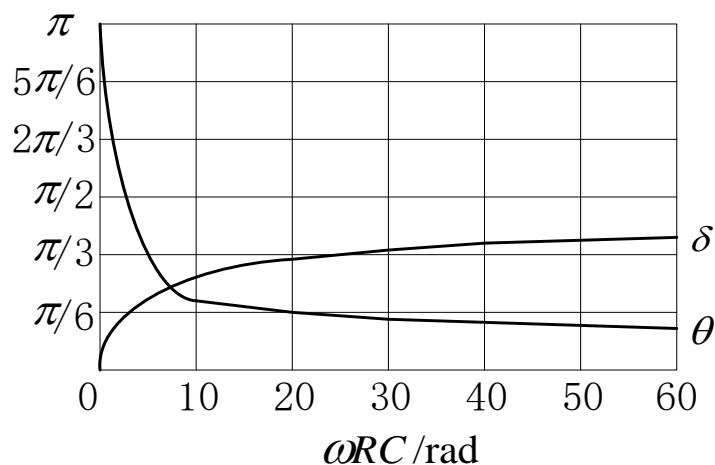


图3-29 δ 、 θ 与 ωRC 的关系曲线



3.3.3 电容滤波的不可控整流电路交流侧谐波和功率因数分析

■ 主要的数量关系

□ 输出电压平均值

空载时, $U_d = \sqrt{2}U_2$

重载时, U_d 逐渐趋近于 $0.9U_2$, 即趋近于接近电阻负载时的特性

在设计时根据负载的情况选择电容 C 值, 使 $RC \geq (3 \sim 5)T/2$, T : 交流电压周期。

此时输出电压平均值为: $U_d \approx 1.2U_2$

□ 电流平均值

输出电流平均值 I_R 为: $I_R = U_d/R$, $I_d = I_R$

二极管电流 i_D 平均值为: $I_D = I_d/2 = I_R/2$

□ 二极管承受的电压为变压器二次侧电压最大值, 即 $\sqrt{2}U_2$ 。



3.3.3 电容滤波的不可控整流电路交流侧谐波和功率因数分析

感容滤波的单相桥式不可控整流电路

- 实际应用中为了抑制电流冲击，常在直流侧串入较小的电感
- u_d 波形更平直，电流 i_2 的上升段平缓了许多，改善了电路的工作状态。

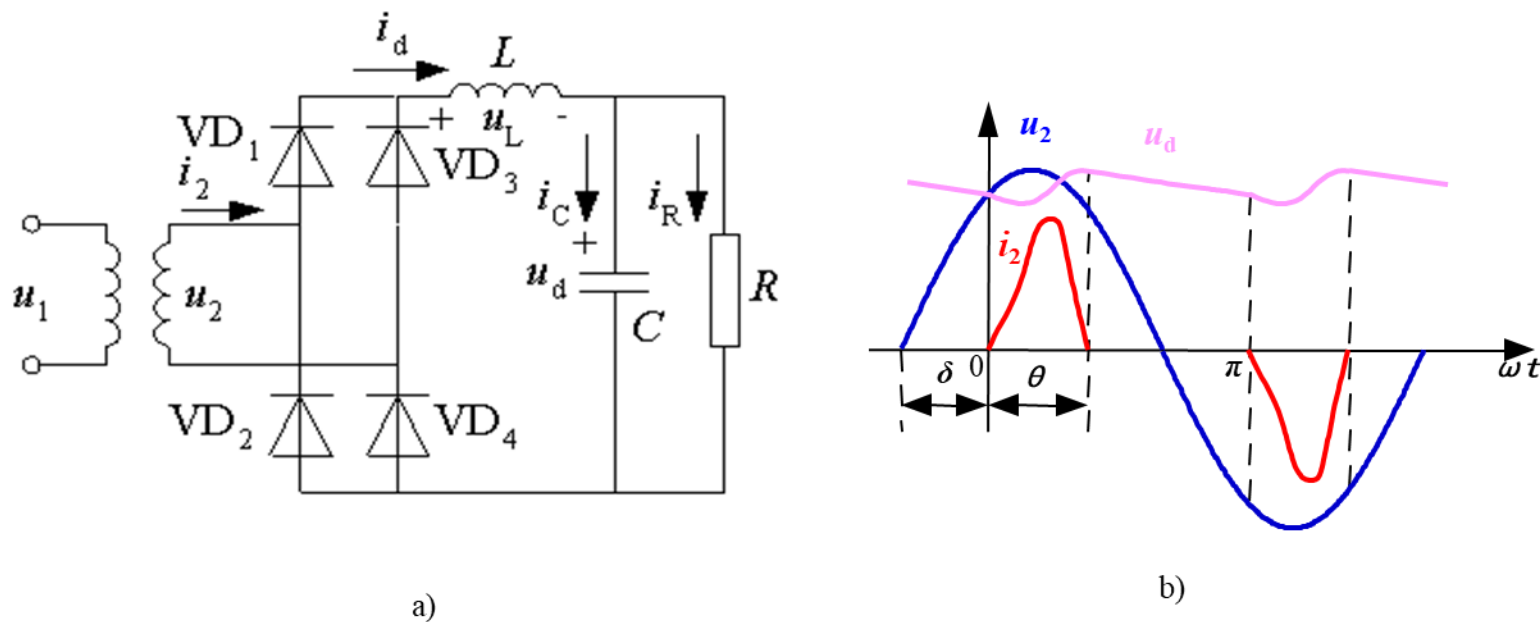


图3-31 感容滤波的单相桥式不可控整流电路及其工作波形

a) 电路图 b) 波形



3.3.3 电容滤波的不可控整流电路交流侧谐波和功率因数分析

- 电容滤波的单相不可控整流电路交流侧特性

- 谐波组成规律

- ☞ 谐波次数为奇次

- ☞ 谐波次数越高，谐波幅值越小

- ☞ 与单相全控桥电路（阻感负载）相比，谐波与基波的关系是不固定的， ωRC 越大，则谐波越大，而基波越小。原因在于 ωRC 越大意味着负载越轻二极管导通角越小，交流测电流波形底部越窄，畸变越重

- ☞ 滤波电感越大，则谐波越小。这是因为串联电感 L 抑制了交流电流的畸变

- 功率因数的特点

- ☞ 位移因数接近1，轻载超前，重载滞后

- ☞ 谐波大小受负载和滤波电感的影响。



3.3.3 电容滤波的不可控整流电路交流侧谐波和功率因数分析

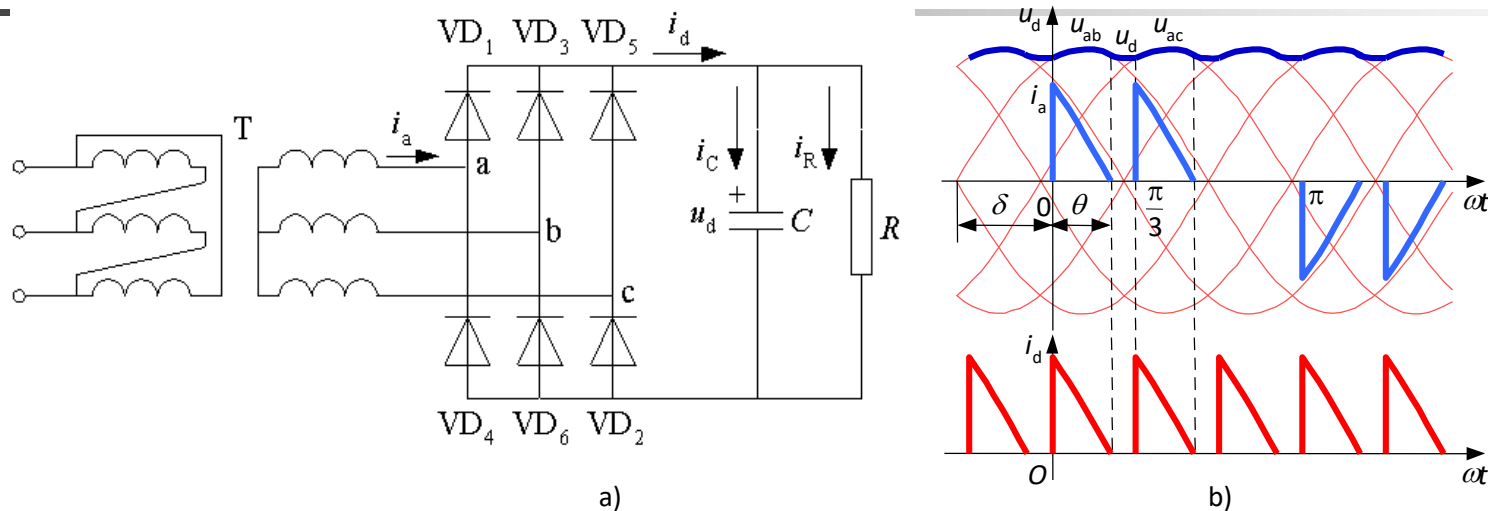


图3-32 电容滤波的三相桥式不可控整流电路及其波形 a) 电路 b) 波形

基本原理

- ◆当某一对二极管导通时，输出直流电压等于交流侧线电压中最大的一个，该线电压向电容和负载供电
- ◆当没有二极管导通时，由电容向负载放电， u_d 按指数规律下降

电流 i_d 的断续和连续

- ◆比如在 VD_1 和 VD_2 同时导通之前 VD_6 和 VD_1 是关断的，交流侧向直流侧的充电电流 i_d 是断续的
- ◆ VD_1 一直导通，交替时由 VD_6 导通换相至 VD_2 导通， i_d 是连续的。



3.3.3 电容滤波的不可控整流电路交流侧谐波和功率因数分析

由“电压下降速度相等”的原则，可以确定临界条件，假设在 $\omega t + \delta = 2\pi/3$ 的时刻“速度相等”恰好发生，则有

$$\left| \frac{d[\sqrt{6}U_2 \sin(\omega t + \theta)]}{d(\omega t)} \right|_{\omega t + \delta = \frac{2\pi}{3}} = \left| \frac{d\left\{ \sqrt{6}U_2 \sin \frac{2\pi}{3} e^{-\frac{1}{\omega RC}[\omega t - (\frac{2\pi}{3} - \delta)]} \right\}}{d(\omega t)} \right|_{\omega t + \delta = \frac{2\pi}{3}} \quad (3-50)$$

可求得临界条件： $\omega RC = \sqrt{3}$ 。，即： $\omega RC > \sqrt{3}$ 和 $\omega RC < \sqrt{3}$ 分别是电流 i_d 断续和连续的条件。

通常只有 R 是可变的，它的大小反映了负载的轻重，因此在轻载时直流侧获得的充电电流是断续的，重载时是连续的。分界点对应的阻值是 $R = \sqrt{3}/\omega C$

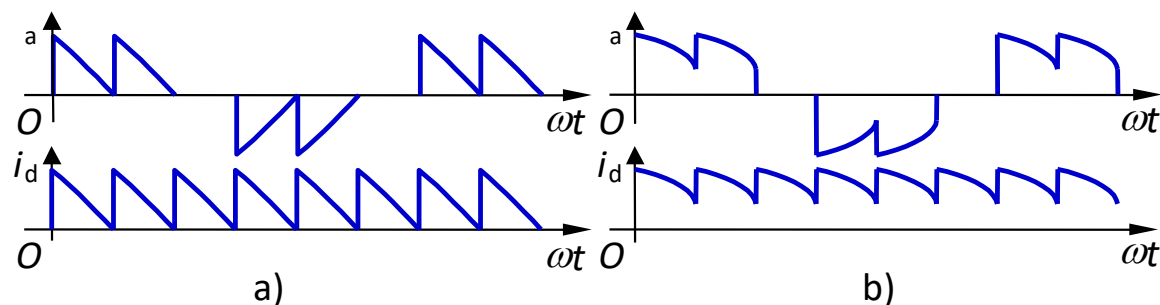


图3-33 电容滤波的三相桥式整流电路当 ωRC 等于和小于时的电流波形 a) $\omega RC = \sqrt{3}$ b) $\omega RC < \sqrt{3}$



3.3.3 电容滤波的不可控整流电路交流侧谐波和功率因数分析

■ 考虑电感因素

- 实际电路中存在交流侧电感以及为抑制冲击电流而串联的电感
- 有电感时，电流波形的前沿平缓了许多，有利于电路的正常工作
- 随着负载的加重，电流波形与电阻负载时的交流侧电流波形逐渐接近

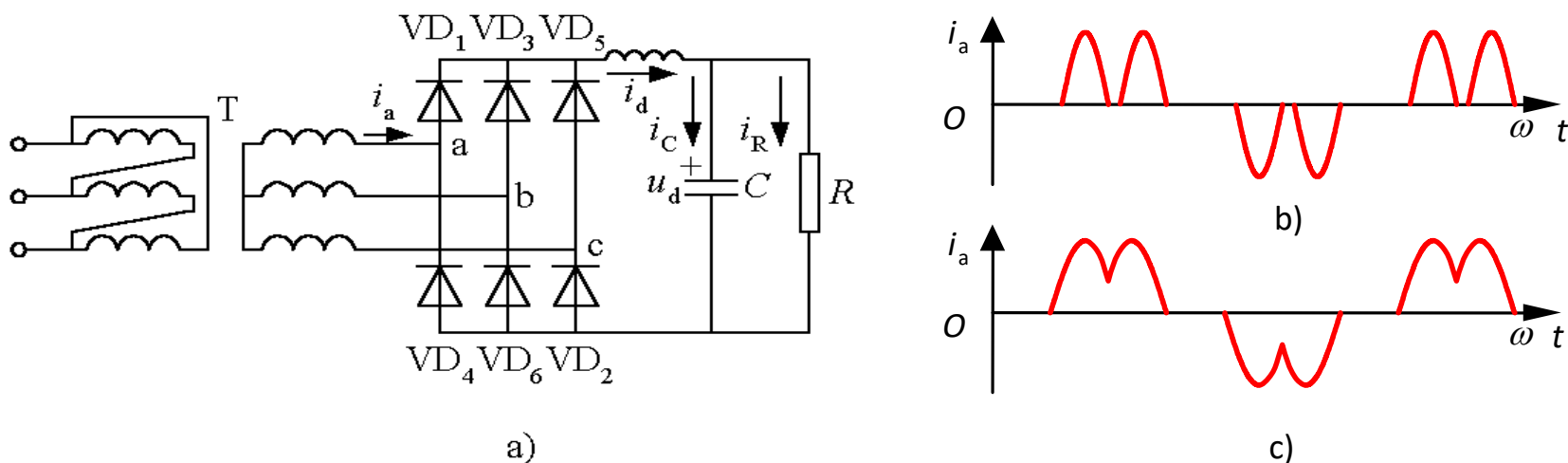


图3-34 考虑电感时电容滤波的三相桥式整流电路及其波形

a) 电路原理图 b) 轻载时的交流侧电流波形 c) 重载时的交流侧电流波形



3.3.3 电容滤波的不可控整流电路交流侧谐波和功率因数分析

■ 主要数量关系

◆ 输出电压平均值

U_d 在 $(2.34U_2 \sim 2.45U_2)$ 之间变化

◆ 电流平均值

输出电流平均值 I_R 为：

$$I_R = U_d / R$$

电容电流 i_C 平均值为零，因此：

$$I_d = I_R$$

二极管电流平均值为 I_d 的 $1/3$ ，即

$$I_D = I_d / 3 = I_R / 3$$

◆ 二极管承受的电压

为线电压的峰值，为 $\sqrt{6} U_2$ 。



3.3.3 电容滤波的不可控整流电路交流侧谐波和功率因数分析

- 三相桥式不可控整流电路交流侧谐波组成规律：

- 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
- 谐波与基波的关系是不固定的

- 关于功率因数的结论：

- 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。



3.3.4 整流输出电压和电流的谐波分析

■ 整流电路的输出电压是周期性的非正弦函数（波形如图3-35所示），其中主要成分为直流，同时包含谐波成分，这些谐波对于负载的工作是不利的。

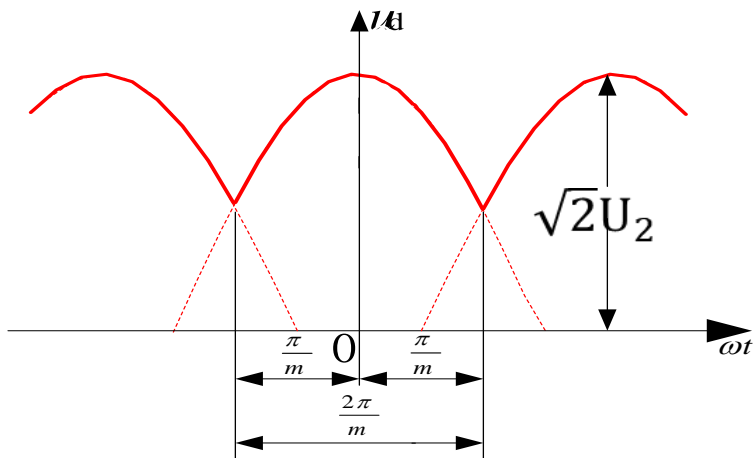


图3-35 $\alpha=0^\circ$ 时， m 脉波整流电路的整流电压波形

■ $\alpha=0^\circ$ 时， m 脉波整流电路的整流电压和整流电流的谐波分析

整流电压表达式为 $u_{d0} = \sqrt{2}U_2 \cos \omega t$ ，对该整流输出电压进行傅里叶级数分解，得出：

$$u_{d0} = U_{d0} + \sum_{n=mk}^{\infty} b_n \cos n\omega t = U_{d0} \left[1 - \sum_{n=mk}^{\infty} \frac{2 \cos k\pi}{n^2 - 1} \cos n\omega t \right] \quad \text{式中, } k=1, 2, 3\dots; \text{ 且有:}$$

$$U_{d0} = \sqrt{2}U_2 \frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m} \quad b_n = -\frac{2 \cos k\pi}{n^2 - 1} U_{d0}$$



3.3.4 整流输出电压和电流的谐波分析

■ 电压纹波因数为: $\gamma_u = \frac{U_R}{U_{d0}}$

其中 $U_R = \sqrt{\sum_{n=mk}^{\infty} U_n^2} = \sqrt{U^2 - U_{d0}^2}$

$$U = \sqrt{\frac{m}{2\pi} \int_{-\frac{\pi}{m}}^{\frac{\pi}{m}} (\sqrt{2}U_2 \cos \omega t)^2 d(\omega t)} = U_2 \sqrt{1 + \frac{\sin \frac{2\pi}{m}}{\frac{2\pi}{m}}}$$

综合上述关系式, 可得到电压纹波因数计算式:

$$\gamma_u = \frac{U_R}{U_{d0}} = \frac{\left[\frac{1}{2} + \frac{m}{4\pi} \sin \frac{2\pi}{m} - \frac{m^2}{\pi^2} \sin^2 \frac{\pi}{m} \right]^{\frac{1}{2}}}{\frac{m}{\pi} \sin \frac{\pi}{m}}$$

表3-3 不同脉波数m时的电压纹波因数值

| m | 2 | 3 | 6 | 12 | ∞ |
|----------------|------|-------|------|-------|----------|
| γ_u (%) | 48.2 | 18.27 | 4.18 | 0.994 | 0 |

■ 负载电流的傅里叶级数

$$i_d = I_d + \sum_{n=mk}^{\infty} d_n \cos(n\omega t - \varphi_n)$$

式中: $I_d = \frac{U_{d0} - E}{R}$

$$d_n = \frac{b_n}{z_n} = \frac{b_n}{\sqrt{R^2 + (n\omega L)^2}}$$

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



3.3.4 整流输出电压和电流的谐波分析

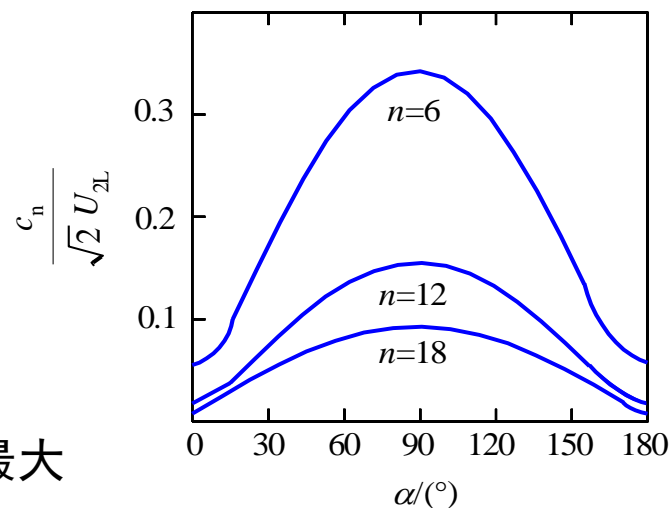
- $\alpha=0^\circ$ 时整流电压、电流中的谐波有如下规律：
- m 脉波整流电压 u_{d0} 的谐波次数为 mk ($k=1, 2, 3\dots$) 次，即 m 的整倍数次；整流电流的谐波由整流电压的谐波决定，也为 mk 次
- 当 m 一定时，随谐波次数增大，谐波幅值迅速减小，表明最低次（ m 次）谐波是最主要的，其它次数的谐波相对较少；当负载中有电感时，负载电流谐波幅值 d_n 的减小更为迅速
- m 增加时，最低次谐波次数增大，且幅值迅速减小，电压纹波因数迅速下降

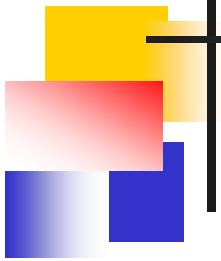
- $\alpha \neq 0^\circ$ 时的情况分析（以三相全控桥电路为例）

- 整流电压分解为傅里叶级数为：

$$u_d = U_d + \sum_{n=6k}^{\infty} c_n \cos(n\omega t - \theta_n)$$

- 以谐波次数 n 为参变量， n 次谐波幅值（取标么值）与 α 的关系如图所示
- 当 α 在 $0^\circ \sim 90^\circ$ 变化时， u_d 的谐波幅值随 α 增大而增大， $\alpha=90^\circ$ 时谐波幅值最大
- α 在 $90^\circ \sim 180^\circ$ 之间，工作于有源逆变工作状态， u_d 的谐波幅值随 α 增大而减小。





The End