

带滤波电容的整流电路的功率因数和谐波分析

曹 渊

(湖北省机械进出口公司 武汉 430016)

摘要: 电力电子装置中阻抗负载的整流电路所产生的谐波污染和功率因数滞后是众所周知的。而实际上,直流侧含滤波电容的整流电路也是污染严重的谐波源。本文提出了一种计算方法,明确揭示了功率因数及各次谐波含量与电路参数的关系。

关键词 整流电路 滤波电容 功率因数 谐波

1 引言

由直流电压源供电的逆变或斩波装置,其直流电压源是由二极管整流后再经电容滤波得到的。近年来,这类装置迅速普及,其对电网的谐波污染问题越来越突出。特别是数量巨大的民用负载,如彩电、电脑等精密家用电器和办公设备,都是内含开关电源的,它们的日益普及带来的谐波污染问题是非常严重的。对带滤波电容整流电路交流侧谐波的分析已经成为谐波源分析领域的关注焦点之一。

2 电容滤波型桥式整流电路的功率因数和谐波分析

下面以三相桥式整流电路为例进行功率因数和谐波分析。电容滤波型整流电路大多是由二极管组成的不可控整流电路。分析中没有考虑电网阻抗,这在电网容量远远大于整流装置容量时不会影响分析的正确性。此外,因为作为直流电源负载的逆变或斩波电路稳态时所消耗的直流平均电流是一定的,所以分析中负载用的是电阻模型。

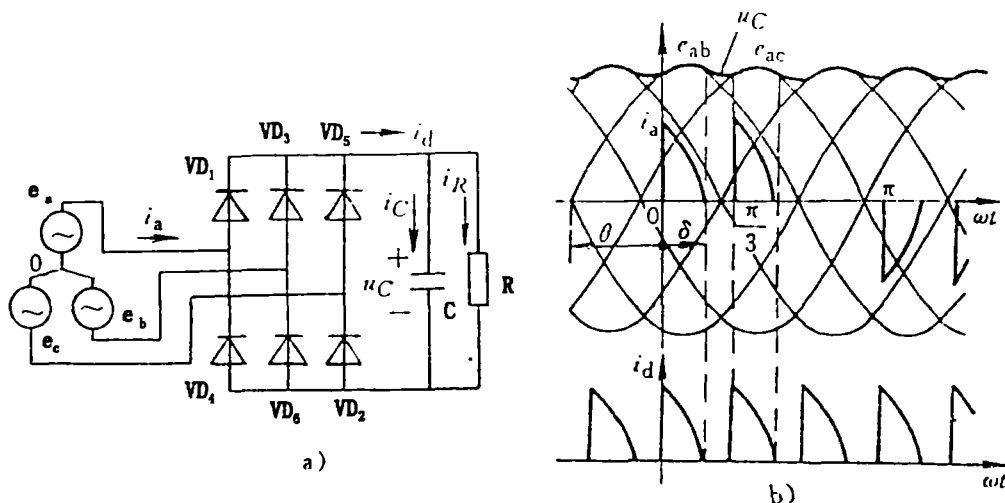


图1 电容滤波型三相桥式整流电路和波形

(a) 电路; (b) 电压和电流波形

收稿日期: 2001-03-06

图 1 所示的电容型二极管三相桥式整流电路,当某一对二极管导通时,直流侧电压等于交流侧的某一线电压。设每组二极管在距线电压过零点 θ 角开始导通,并以二极管 VD_6 和 VD_1 开始同时导通的时刻为时间零点,则线电压为

$$e_{ab} = E_m \sin(\omega t + \theta)$$

$$\text{而相电压为 } e_a = \frac{1}{\sqrt{3}} E_m \sin(\omega t + \theta - \frac{\pi}{6})$$

在 $t=0$ 时,二极管 VD_6 和 VD_1 开始同时导通,直流侧电压等于 e_{ab} ;下一次导通的是 VD_1 和 VD_2 ,直流侧电压等于 e_{ac} 。这两段导通过程之间的交替有两种情况:一种是在 VD_1 和 VD_2 同时导通前 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,如图 2 所示;另一种是 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。临界状态是, VD_6 和 VD_1 同时导通的阶段在 $\omega t + \theta = \frac{2}{3}\pi$ 处恰好衔接了起来, i_d 恰好连续。假设在 $\omega t + \theta = \frac{2}{3}\pi$ 时刻两者电压下降速度相等,则有

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

可得临界条件 $\omega RC = \sqrt{3}$

$\omega RC > \sqrt{3}$ 和 $\omega RC < \sqrt{3}$ 分别是电流 i_d 断续和连续的条件。图 2 给出了 ωRC 等于和小于 $\sqrt{3}$ 时的电流波形。对一个确定的装置来讲,通常只有 R 是可变的,它的大小反映了负载的轻重。因此可以说,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,它们的分界点是 $R = \sqrt{3}/(\omega C)$ 。

$\omega RC > \sqrt{3}$ 时,交流侧电流和电压波形如

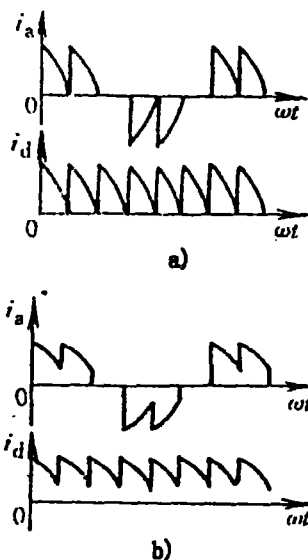


图 2 电容滤波型三相桥式整流电路 ωRC 等于和小于 $\sqrt{3}$ 时的电流波形

a) $\omega RC = \sqrt{3}$; b) $\omega RC < \sqrt{3}$

图 1 所示, RC 单独向 R 放电的时间长度为 $(\pi/3 - \delta)/\omega$, 此时有:

$$E_m \sin(\theta + \delta) e^{-\frac{1}{\omega RC}(\frac{\pi}{3} - \delta)} = E_m \sin \theta \quad (2)$$

$$\frac{\omega RC}{\sqrt{(\omega RC)^2 + 1}} e^{-\frac{1}{\omega RC}(\omega t - \frac{2}{3}\pi)} e^{-\frac{\theta}{\omega RC}} = \sin \theta \quad (3)$$

由此可求出 θ 和 δ 。当 $\omega RC \leq \sqrt{3}$ 时, θ 和 δ 保持 $\frac{\pi}{3}$ 不变。不论哪种情况, θ 和 δ 都只与 ωRC 有关。同样可绘出 θ 和 δ 与 ωRC 的关系曲线,如图 3 所示。

θ 和 δ 确定后,交流侧线电流 i_a 的表达式即可确定,它是镜像对称的。 i_a 可以看作由两个波形完全相同的波头移相叠加而成,即

$$i_a(\omega t) = i(\omega t) + i(\omega t - \frac{\pi}{3}) \quad (4)$$

式中

$$i = \begin{cases} \omega C E_m \left[\cos(\omega t + \theta) + \frac{1}{\omega RC} \sin(\omega t + \theta) \right] & (0 \leq \omega t < \delta) \\ 0 & (\delta \leq \omega t < \pi) \end{cases}$$

这里, i 是前一个波头的表达式。

因数几乎为 1, γ 和 λ 曲线几乎完全重合。

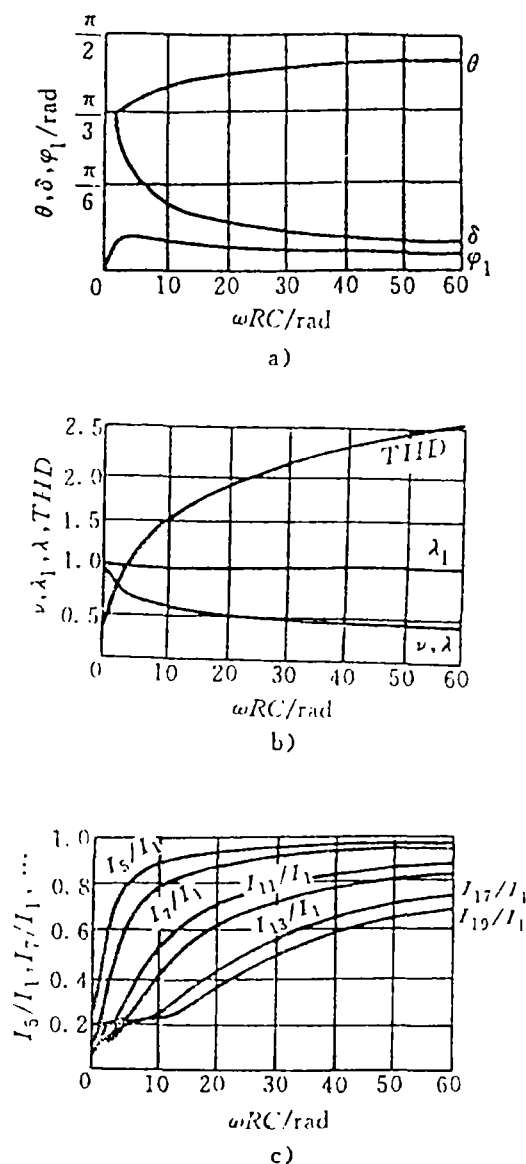


图 3 电容滤波型三相桥式整流电路
功率因数和谐波分析结果

a) 各角度与 ωRC 的关系曲线; b) 各性能指标曲线; c) 各次谐波含量曲线。

分析图 3 中各曲线, 在 $\omega RC = 4.4$ 时有最大超前角 (13°), 位移因数为 0.97, 而且仅含 $6k \pm 1$ 次谐波 (k 为正整数)。这时的位移

3 感容滤波型桥式整流电路的功率因数和谐波分析

仍以常见的二极管式整流电路为例。图 4 是分析所采用的感容滤波型单相桥式整流电路模型及电压和电流的典型波形, C 是滤波电容, L 是抑制电流冲击的电感, 仍用电阻模型来代表整流电路的负载。

在图 4 中, 对一般化的情况, 若 L 的取值由小变大 (以至无穷大), 而 C 的取值由大变小, 则整流电路的整个负载由容性逐渐变为感性, 直流侧充电电流 i_d 也将由断续方式 1, 经断续方式 2, 而变成连续方式, 如图 5 的 a、b 和 c 所示。因为是二极管整流, 所以不论哪种方式, 二极管 VD_1 和 VD_4 只能在电压正半周期间导通, 而 VD_2 和 VD_3 只能在电压负半周期间导通。

图 5 中的第四种工作方式仍是一种断续方式, 但与断续方式 1 和 2 都不同。此方式中, 在电压的每半周期内, i_d 有两个独立的波头, 相应的二极管先后导通和关断两次, 且没有换相过程, 这种工作方式仅在 L 和 C 的取值都很小的有限范围内发生。

在实际当中, 电路中的直流滤波电容 C 的取值较大, 而 L 主要是用来抑制电流冲击的, 取值较小, 因而都是工作在断续方式 1 的状态。

当 i_d 处于断续方式 1 时, 因为不发生换相过程, 所以将电感 L 的部分或全部移至交流侧, 其交流侧电流是完全一样的。因此, 所述交流侧的谐波分析完全适用于考虑交流电网内部电感的情况, 也适用于直流侧为电容滤波而考虑电网电抗或设置交流侧电感的情况。

图 4 中, 设

$$e = E_m \sin(\omega t + \theta) \quad (5)$$

稳态时, 设 $t = 0$ 时二极管 VD_1 和 VD_4 开始导通, 则可列出如下方程

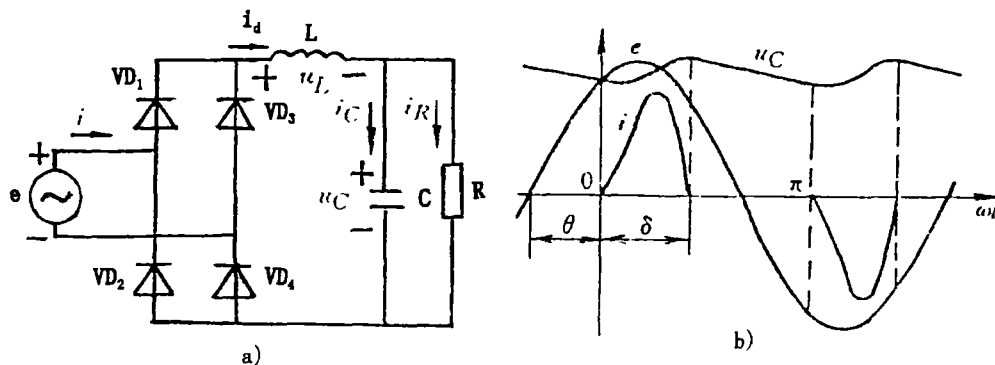


图 4 感容滤波型单相桥式整流电路及其典型波形

a) 电路; b) 典型电压和电流波形

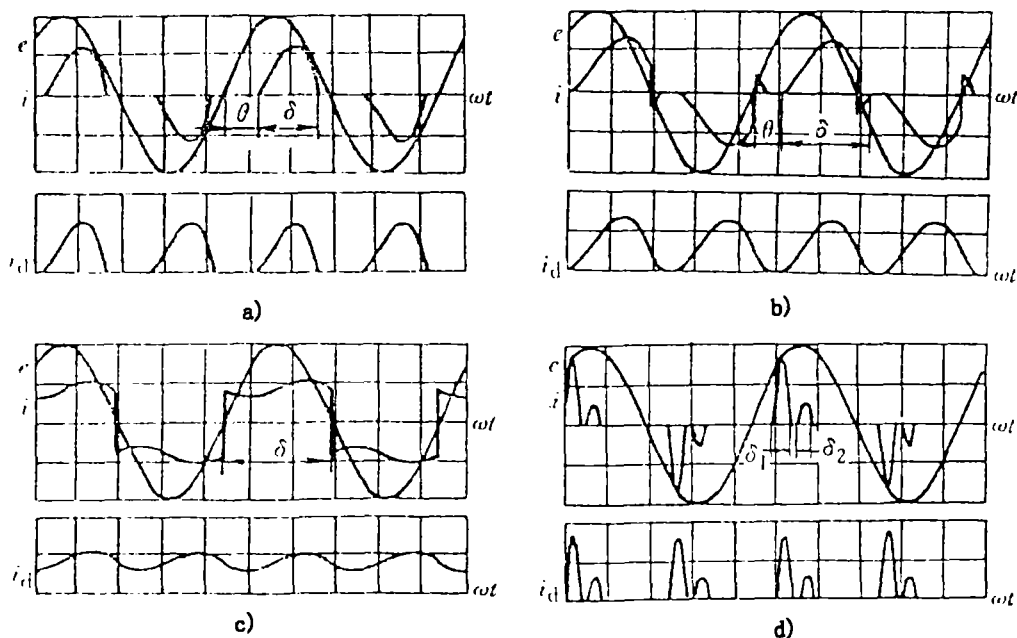


图 5 感容滤波型单相桥式整流电路的工作方式

a) 断续方式 1; b) 断续方式 2; c) 连续方式; d) 第四种方式。

$$\left. \begin{aligned} u_L &= L \frac{di_L}{dt} \\ e &= u_L + u_C \\ i_L &= i_i + i_R = C \frac{du_C}{dt} + \frac{u_C}{R} \\ u_C(0) &= E_m \sin \theta \\ i_L(0) &= 0 \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

将(5)代入(6)得:

$$\frac{d^2 u_C}{dt^2} + \frac{1}{RC} \frac{du_C}{dt} + \frac{1}{LC} u_C = \frac{E_m}{LC} \sin(\omega t + \theta) \quad (7)$$

考虑到 R 、 L 和 C 的取值范围, 并注意到 i_L 为断续方式 1 这个条件, 即可求解得到

$$u_C(\omega t) = E_m [A_1 \sin(\omega_d \omega t + \varphi_1) e^{-\frac{\omega t}{\tau}} + A_2 \sin(\omega t - \varphi_2 + \theta)] \quad (8)$$

进而由式(6)可得:

$$i_d(\omega t) = \omega C E_m [B_1 \sin(\omega_d \omega t + \xi_1) e^{-\frac{\omega t}{\tau}} + B_2 \sin(\omega t + \xi_2)] \quad (9)$$

式中

$$\omega_d = \sqrt{\frac{1}{(\omega \sqrt{LC})^2} - \frac{1}{(2\omega RC)^2}};$$

$$\tau = 2\omega RC;$$

$$A_2 =$$

$$\left[(\omega \sqrt{LC})^2 \sqrt{\left(\frac{1}{(\omega \sqrt{LC})^2} - 1 \right)^2 + \frac{1}{(\omega RC)^2}} \right]^{-1};$$

$$\varphi_2 = \arctg \left(\frac{\omega RC}{(\omega \sqrt{LC})^2 - \omega RC} \right)^{-1};$$

$$B_2 = A_2 \sqrt{1 + \frac{1}{(\omega RC)^2}};$$

$$A_1 = \sqrt{C_1^2 + C_2^2};$$

$$\varphi_1 = \arctg \frac{C_1}{C_2};$$

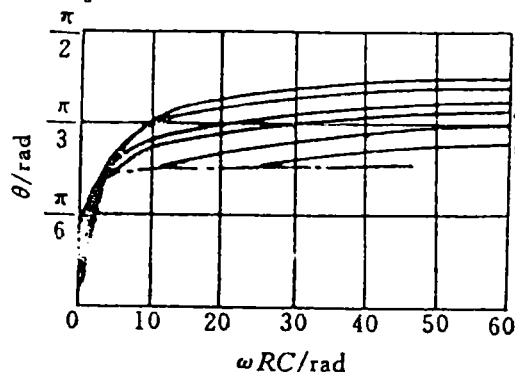
$$\xi_1 = \varphi_1 + \arctg(2\omega RC\omega_d);$$

$$\xi_2 = \theta - \varphi_2 + \arctg(\omega RC);$$

$$B_1 = A_1 / (\omega \sqrt{LC});$$

$$C_1 = \sin\theta - A_2 \sin(\theta - \varphi_2);$$

$$C_2 = \frac{1}{\omega_d} \left[\frac{C_1}{2\omega RC} - A_2 \cos(\theta - \varphi_2) - \frac{\sin\theta}{\omega RC} \right]$$



可以看出,式(8)和式(9)中, ω_d 、 τ 、 A_2 、 φ_2 和 B_2 是仅与乘积 ωRC 和 $\omega \sqrt{LC}$ 有关的量,而 A_1 、 φ_1 、 ξ_1 、 ξ_2 和 B_1 是与 ωRC 、 $\omega \sqrt{LC}$ 及 θ 有关的量。

设二极管 VD_1 和 VD_4 的导通角为 δ ,则 $\omega t = \delta$ 时 VD_1 和 VD_4 导电结束,C开始单向向R放电,直至 $\omega t = \pi$ 时,电容电压降至 $E_m \sin\theta$, VD_2 和 VD_3 开始导通,交流侧再次向直流侧充电。由 $i_d(\delta) = 0$ 和 $u_c(\pi) = E_m \sin\theta$ 以及式(8)和式(9),可得如下方程:

$$\left. \begin{aligned} & B_1 \sin(\omega_d \delta + \xi_1) e^{-\frac{\delta}{\tau}} \\ & + B_2 \sin(\delta + \xi_2) = 0 \\ & [A_1 \sin(\omega_d \delta + \varphi_1) e^{-\frac{\delta}{\tau}} \\ & + A_2 \sin(\delta - \varphi_2 + \theta)] e^{-\frac{\pi - \delta}{\omega RC}} = \sin\theta \end{aligned} \right\} \quad (10)$$

这就是确定 θ 和 δ 的约束条件。在 ωRC 和 $\omega \sqrt{LC}$ 确定的情况下,即可求出 θ 和 δ 值。图6的a和b分别给出了根据式(10)求得的 θ 和 δ 随 ωRC 及 $\omega \sqrt{LC}$ 变化的曲线。

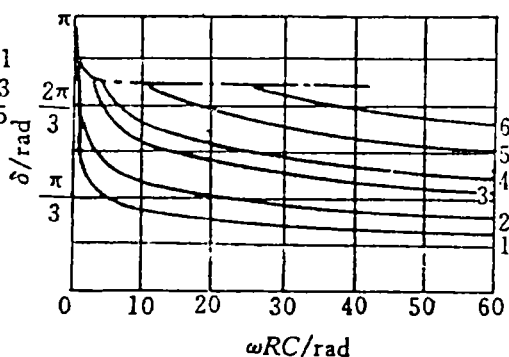


图6 感容滤波型单相桥式整流电路 θ 和 δ 角与 ωRC 及 $\omega \sqrt{LC}$ 的关系

(1- $\omega \sqrt{LC} = 0.25\text{rad}$; 2- $\omega \sqrt{LC} = 0.4\text{rad}$; 3- $\omega \sqrt{LC} = 0.7\text{rad}$;

4- $\omega \sqrt{LC} = 0.9\text{rad}$; 5- $\omega \sqrt{LC} = 1.4\text{rad}$; 6- $\omega \sqrt{LC} = 2.0\text{rad}$)

确定 θ 和 δ 后, i_d 的表达式即可确定。交流侧电流 i 的正半周与 i_d 相同,而负半周

与正半周镜像对称。由式(9)可知 i 的波形仅由 ωRC 和 $\omega \sqrt{LC}$ 决定,而幅值与 $\omega C E_m$ 成

正比。

交流侧电流 i 的表达式确定后,即可对其进行傅里叶分解,求得基波的有效值和初相角,各次谐波的有效值和电流总有效值的表达式。仔细考察各表达式,可以得到一个非常重要的结论,那就是电流基波和各次谐波的有效值以及电流总有效值均与 $\omega C E_m$

成正比,而交流侧性能指标和各次谐波含量均只与 ωRC 和 $\omega \sqrt{LC}$ 有关。

根据各表达式计算结果以及上述规律,可绘出各性能指标和各次谐波含量与 ωRC 及 $\omega \sqrt{LC}$ 的关系曲线,如图 7 所示。

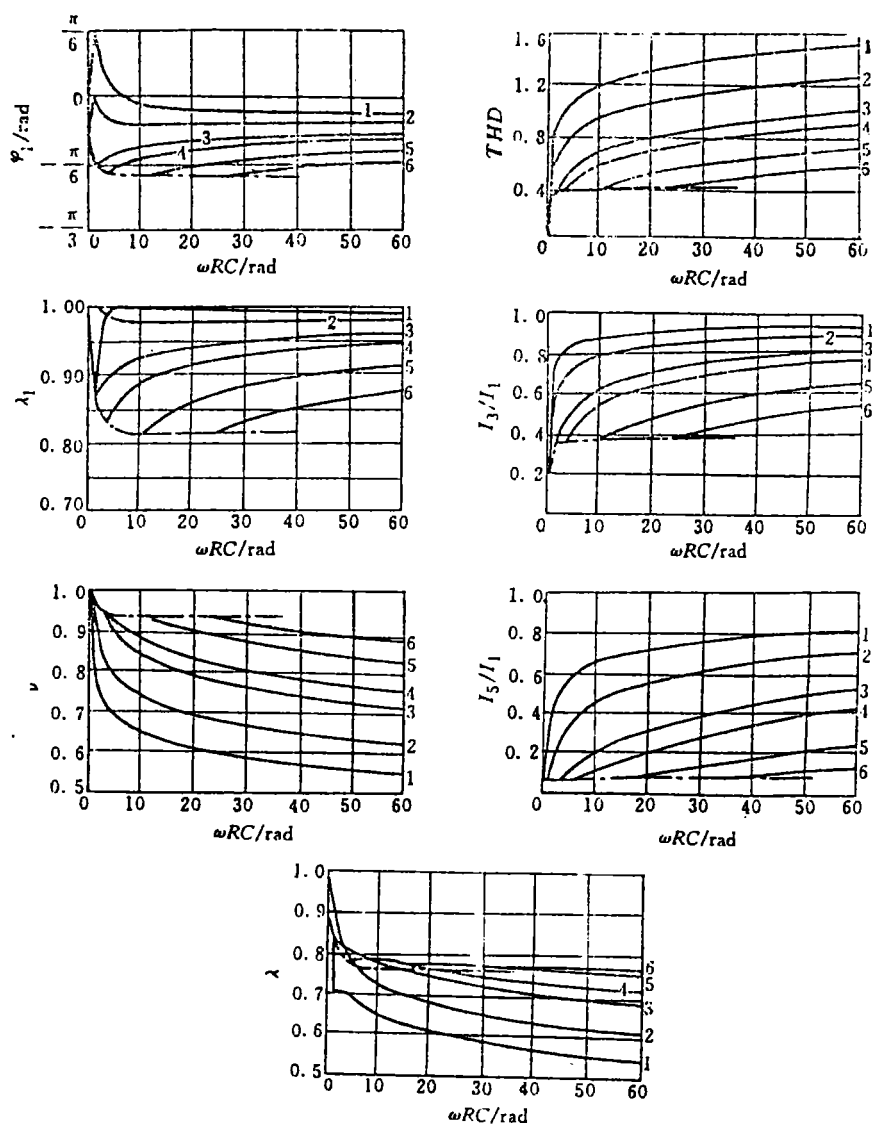


图 7 感容滤波型单相桥式整流电路交流侧性能指标和各次谐波含量与 ωRC 及 $\omega \sqrt{LC}$ 关系

(1— $\omega \sqrt{LC} = 0.25\text{rad}$; 2— $\omega \sqrt{LC} = 0.4\text{rad}$; 3— $\omega \sqrt{LC} = 0.7\text{rad}$;
4— $\omega \sqrt{LC} = 0.9\text{rad}$; 5— $\omega \sqrt{LC} = 1.4\text{rad}$; 6— $\omega \sqrt{LC} = 2.0\text{rad}$)

分析各表达式及关系曲线,可得到如下结论:

(1) 除在 $\omega \sqrt{LC}$ 很小时,交流侧电流基波可能超前于电网电压以外,交流侧电流一般滞后于电网电压,滞后的角度随 ωRC 增大而减小,随 $\omega \sqrt{LC}$ 增大而增大。

(2) 基波因数随 ωRC 增大而减小,随 $\omega \sqrt{LC}$ 的增大而增大,设置电感 L 在一定程度上起到了抑制电流冲击的畸变的作用。

(3) 总功率因数是位移因数与基波因数的乘积,因此其曲线稍微复杂一些。当 $\omega \sqrt{LC}$ 较小时,除了 $\omega RC = 0$ 附近的区段,其它区段位移因数接近于 1,总功率因数主要由基波因数决定,随着 ωRC 增大而减小;当 $\omega \sqrt{LC}$ 较大时,位移因数不能再视为 1,它随 ωRC 的增大而增大,与基波因数的影响相互抵消,使得总功率因数随 ωRC 的变化很小;当 ωRC 一定时,对不同的 $\omega \sqrt{LC}$,随着 $\omega \sqrt{LC}$ 的增大,基波因数的增大要大于位移因数的减小,所以总功率因数仍然增大,这一点在 ωRC 越大时越明显。

(4) 交流侧电流仅含奇次谐波,而且电流总谐波畸变率及各次谐波含量均随 ωRC 的增大而增大,随 $\omega \sqrt{LC}$ 的增大而减小;此

外,谐波含量随着谐波次数的升高而减小。

以上分析的是感容滤波型单相桥式整流电路的情况,至于三相桥式整流电路的分析与单相桥式整流电路是类似的。其功率因数和谐波的分析 and 计算方法可由感容滤波型单相桥式整流电路的分析结果以及三相电路与单相电路性能指标的关系得到。

4 结束语

本文所采用的分析及计算方法是先求出交流侧电流的时域表达式,再进行傅立叶分析,分别对电容滤波型桥式整流电路和感容滤波型桥式整流电路的交流侧谐波和功率因数进行讨论,求出与谐波有关的交流侧性能指标的解析表达式,绘出功率因数及各次谐波含量与电路参数的关系曲线,从而明确揭示其与电路参数的关系。

参考文献

- [1] 曹澜. 谐波补偿系统研究. 华中理工大学硕士学位论文, 2000, 9.
- [2] 王兆安, 杨君, 刘进军. 谐波抑制和无功功率补偿. 机械工业出版社, 1998
- [3] 刘进军, 王兆安. LC 滤波的单相桥式整流电路网侧谐波分析. 电力电子技术, 1996(2)

The Analysis of the Power Factor and the Harmonics in Rectified Circuit with Filter Condenser

Cao Lan

(Hubei Machine Import & Export Company, WuHan, 430016)

Abstract: It is well known that the harmonics pollution and the power factor delaying in the rectified circuit with resistance loads for the power electronic device. In fact, the rectified circuit with filter condenser in the direct current side is also the serious pollution source of the harmonics. This paper provides a calculation method to delineate the subtle relations between the power factor, the harmonics and the circuit parameters.

Keywords: rectified circuit; filter condenser; power factor; harmonics