

功率因数校正

三相整流器功率因数校正电路的现状与发展

Status quo and Development of PFC Circuit for 3-Phase Rectifier

王 荣 朱忠尼

Wang Rong, Zhu Zhongni

空军雷达学院 430019

Air Radar University

摘 要 对近年来几种典型三相整流器功率因数校正电路作了简要的比较和归纳总结,在此基础上分析了三相整流器功率因数校正电路今后的发展动向。

关键词 功率因数 谐波 三相整流器

分类号 TN710 TN86

Abstract The author makes a brief comparison and conclusion on several typical PFC circuits for 3-phase rectifier in recent years, and on the base of which, they analyzes the development of the said circuit.

Key words power factor, harmonics, 3-phase rectifier

1 引言

电力电子技术的发展使电力电子装置得到了广泛的应用,但目前大多数的电力电子装置仍采用不控二极管整流或可控器件组成可控整流电路。这些非控性器件存在着非常严重的缺点,其主要有^{[1][2]}:

- (1) 输入电流谐波含量高;
- (2) 输入功率因数低;
- (3) 使交流侧电网电压产生畸变。

这些问题随着电网挂连的电力电子装置的功率增大已成为电网的主要污染源,必须进行治理。

抑制电力电子装置的谐波是一项综合性较强的技术,在中小型功率电路中,功率因数校正(PFC)是一个重要发展方向。

根据电路输入电压的不同,功率因数校正电路主要分单相和三相两大类。其单相功率因数校正电路目前在拓扑和控制方面已相当成熟。而三相功率因数校正电路由于应用极广泛,工作机理比较复杂而成为近年来的研究热点。

2 基本三相 PFC 电路及问题

基本三相 PFC 电路见图 1。它基本上是单相 boost 断续模式(DCM)PFC 在三相上的延伸。它的相电流平均值由下式给出^[1]:

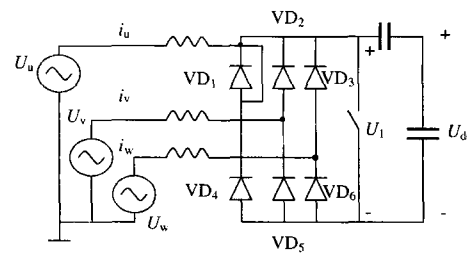


图 1 基本三相 PFC 电路

$$i_{u, \text{avg}} = \frac{U_{\text{dc}} D^2}{2 L f_s} \cdot \frac{\sin \omega t}{\sqrt{3} M \cdot 3 \sin \omega t}, 0 \leq \omega t \leq \frac{\pi}{6} \quad (1)$$

$$i_{u, \text{avg}} = \frac{U_{\text{dc}} D^2}{2 L f_s} \cdot$$

$$\frac{M \sin \omega t + \frac{1}{2} \sin \left(2\omega t - \frac{2}{3} \pi \right)}{\left[\sqrt{3} M - 3 \sin \left(\omega t + \frac{2}{3} \pi \right) \right] \cdot \left[M - \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right) \right]}, \quad \frac{\pi}{6} \leq \omega t \leq \frac{\pi}{3} \quad (2)$$

$$i_{u, \text{avg}} = \frac{U_{\text{dc}} D^2}{2 L f_s} \cdot$$

2001-08-12 收稿

$$\frac{M \sin \omega t + \sin \left(2 \omega t + \frac{\pi}{3} \right)}{\left[\sqrt{3} M + 3 \sin \left(\omega t + \frac{2}{3} \pi \right) \right] \cdot \left[M - \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{6} \right) \right]},$$

$$\frac{\pi}{3} \leq \omega t \leq \frac{\pi}{2} \quad (3)$$

式中： f_s —— U_1 的工作频率

L ——boost 电感

D ——占空比

M ——电压增益

$$M = \frac{U_{dc}}{\sqrt{3} \cdot U_{min}} \quad (5)$$

图2显出了 M 与谐波的关系。

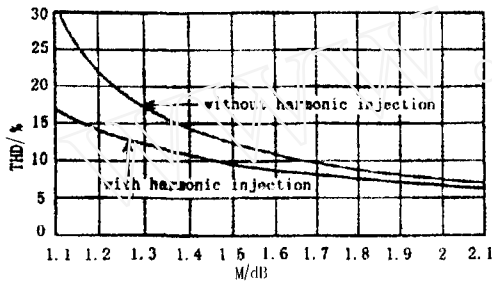


图2 电压增益 M 与谐波关系

图中： THD ——总谐波含量

$$THD = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1} \quad (6)$$

而功率因数 $\lambda = \frac{1}{\sqrt{1 + THD^2}} \cdot \cos \varphi$

因此,为了得到较高的功率因数,需增大电压增益 M 。但过高的 M ,使得 U_{dc} 太高,导致 U_1 及 PFC 的负载(变换器)的开关功率器的电压应力增大,增加了整机的成本及降低了整机工作可靠性。这也是三相整流器功率因数校正电路还不能走向成熟的问题关键。

3 常见的几种三相 PFC

近几年来,产生很多三相 PFC,大部分是针对上述问题提出的,最常见的有:

(1)基本 PFC + 波形控制^{[1][2]}

文献^[1]在基本的 PFC 控制电路中加入调制信号,在同一谐波含量下,可以降低 M 值,如图2中的虚线结果。

$$d(t) = D \left[1 + m \sin \left(6 \omega t + \frac{3}{2} \pi \right) \right]$$

该方法其实没有解决 $U_{dc} > \sqrt{3} U_{in}$ 问题。

(2)BUCK 型 PFC^[3]

图3是BUCK型PFC电路。

它是基本 boost 型的对偶电路,可以使 $U_{dc} <$

$\sqrt{3} U_{in}$ 。

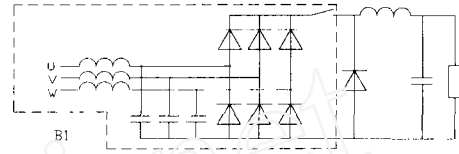


图3 BUCK 型 PFC 电路

其缺点是： i_u (i_v, i_w) 的电流位移取决于负载。负载电流越大,功率因数越高, THD 越小。再就是对无极性电容 C_u (C_v, C_w) 要求较高,体积大,价格高。

(3)其它基本组合型 PFC^[4]

即将基本变换器用于三相 PFC 中。其典型应用文献^[5]中的BUCK—boost型PFC。

这种组合 PFC,由于结构复杂目前只在小功率 PFC 中有应用。

(4)双向开关型三相 PFC

这是目前一种比较有发展前途的拓扑模型,如图4,采用双向开关的结构。文献^[6]介绍了这种电路的滞环控制方法,文献^[7]介绍了一种固定触发控制方式。

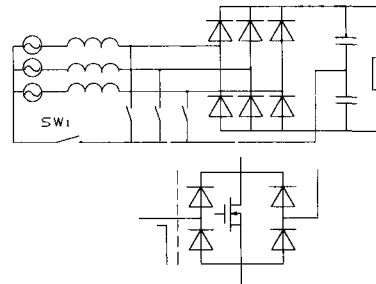


图4 双向开关三相 PFC 拓扑模型

这种电路的优点是:开关器件电压值小,控制简单,输入电流连续,其输出电压:

$$U_{dc} = 1.3366 U_u \quad (8)$$

缺点是:快速二极管使用较多,直流侧电容需均压,电感较大。滤波电感由下式计算:

$$L = 3.8489 \times 10^2 \cdot \frac{U_u^2}{f \cdot P_0} \quad (9)$$

式中： f ——电源频率

P_0 ——输出功率

(5)其它一些多开关 PFC

文献^{[8][9]}等都提出一些多开关三相 PFC 拓扑结构。由于应用上还不成熟,没有得到重视。

(6)软开关三相 PFC

将单相无损 PFC 软开关直接应用到三相 PFC 中^[10],仍有前景,因为这可大幅度减少开关损耗。

4 三相 PFC 技术发展

根据目前三相 PFC 的发展情况,我们认为在今后几年内,三相 PFC 技术的发展热点问题主要集中在以下几个方面:

(1)新的拓扑结构的提出;

(2)新的控制方法;

(3)将其它开关电路(如开关电容电路)组合到三相 PFC 中^[11];

(4)研究磁放大式 PFC 技术;

(5)软开关技术。

总之,成本低廉,结构简单,控制方便,具有软开关性能,响应速度快,低直流输出电压的三相 PFC 整流器是科技研究人员的追求目标,是今后一段时间内电力电子技术的一个研究热点。它将导致整流器技术的一场革命。

参考文献

- 1 Mohamed Tou and Kamal Al - Haddad. Analysis and Design of Single - Contoured Switch Three - phase Rectifier with Unity Power Factor and Sinusoidal Input Current. IEEE Trans. on Power Electronics, 1997, 12(4): 608 ~ 614
- 2 徐德鸿. 三相功率因数整流器的发展与研究. 电源世界, 2000(8): 13 ~ 16
- 3 Yungtaek Jang and Milan M. Jovanovic. A Novel Robust Harmonic Injection Method for Single - Switch Three - phase Discontinuous - Conduction - Mode Boost Rectifiers. IEEE Trans. on Power Electronics, 1998, 13(5): 824 ~ 834
- 4 严百平等. 不连续导电模式高功率因数开关电源. 北京: 科学出版社, 2001
- 5 J. W. Kolar, H. Ertland F. C. Zach. A Novel Three - phase Single Switch Discontinuous - Mode AC - DC Buck - Boost Converter with High - Quality Input Current Waveforms and Isolated Output. IEEE Trans. on Power Electronics, 1994, 9(2): 160 ~ 172

- 6 Manjusha. S. Dawande, V. R. Kanetkar and Gopal. K. Dubey. Three - phase Switch Mode Rectifier with Hystereisis Current - control. IEEE Trans. on Power Electronics, 1996, 11(3): 466 ~ 471
- 7 Ewaldo L. M. Mehl and Ivo Barbi. An Improved High - Power Factor and Low - Cost Three - phase Rectifier. IEEE Trans. on Industry Applications, 1997, 33(2): 485 ~ 491
- 8 John C. Salmon. Operating a Three - phase Diode Rectifier with a Low - Input Current Distortion Using a Series - Connected Dual Boost Converter. IEEE Trans. on Power Electronics, 1996, 11(4): 592 ~ 603
- 9 R. Redl, L. Balogh, N. O. Sokal. A New Family of Single - Stage Isolated Power - Factor Converters with Fact Regulation of the Output Voltage. PESC, 1994, 1137 ~ 1144
- 10 R. L. Steigerwald. A Comparison of Half - Bridge Resonant Topologies. IEEE Trans. on Power Electronics, 1988, 3(2): 174 ~ 182
- 11 刘健等. 集成开关电容 DC/DC 变换器. 微处理机, 1996, (1): 47 ~ 50

(上接第 9 页)

图 8 中给出了不同控制方式时变流器呈现的外特性示意图。曲线 1 是开环控制外特性, 曲线 2 是单环控制外特性, 曲线 3 和曲线 4 是复合控制方式下系统外特性, 补偿系数分别取 $a = 0.09$ 和 $a = 0.18$ 。

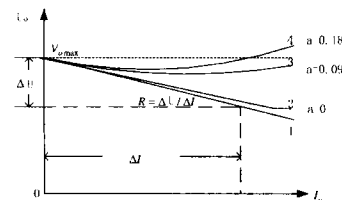


图 8 采用不同控制方式时变流器呈现的外特性示意图

5 结论

由实验结果可见,应用负载电流前馈控制的复合控制方式补偿扰动信号对系统输出的影响,是提高系统控制精度的有效措施。

参考文献

- 1 张占松,蔡宣二. 开关电源的原理与设计. 北京: 电子工业出版社, 1999
- 2 胡寿松. 自动控制原理. 北京: 国防工业出版社, 1994
- 3 Vlatko Vlatkovic, Juan A. Sabate, Raymond B. Ridley, Fred C. Y. Lee. Small-Signal Analysis of the Phase-Shift PWM Converter. IEEE Trans. on Power Electronics, 1992, 7(1)