

基于基波磁通补偿的三相有源电力滤波器

李达义¹, 陈乔夫¹, 薛建科², 章赛军¹, 贾正春¹

(1. 华中科技大学电气与电子学院, 湖北省武汉市 430074; 2. 湖北追日电气设备有限公司, 湖北省襄樊市 441003)

摘要: 电力系统中的谐波源大多为三相结构。根据基波磁通补偿的滤波新原理研制了一套三相有源电力滤波装置, 该装置采用 3 个独立的串联变压器和 3 套独立的逆变器, 以便应用于实际中可能出现不对称的三相负载。通过 MATLAB 仿真确定了串联变压器和无源滤波器参数, 根据自动控制原理和滞环电流控制的特点推导了控制器参数的选择原则, 研究了有源电力滤波器投入和切除时的过渡过程。现场运行结果证明了该装置极好的滤波特性及平稳的过渡过程。

关键词: 三相有源电力滤波器; 基波; 磁通补偿; 滞环控制

中图分类号: TM761; TN713.8

0 引言

电力电子装置和非线性负载的广泛应用使电力系统产生了大量的谐波。电力系统谐波已经成为电力系统的一大公害, 也是近 10 年来国内外专家和学者普遍关注的问题^[1,2]。文献[3]提出了一种基于变压器基波磁通补偿(FMFC)的串联混合型有源电力滤波器, 通过检测变压器一次侧的基波电流, 并采用电压型 PWM 逆变器产生一个基波补偿电流。将此补偿基波电流注入串联变压器的二次侧, 当二次侧注入基波电流和电网电流中的基波成分满足基波补偿条件时, 串联变压器对基波呈现变压器一次侧漏阻抗, 而对谐波呈现励磁阻抗。这种有源滤波器仅仅提高了系统对谐波的阻抗, 从而迫使谐波电流流入无源滤波器支路, 真正起到了谐波隔离作用。但文

献[3]仅仅是为了验证原理而设计的滤波装置, 其容量设计得很小; 同时, 该文仅就单相系统进行了分析, 但是在实际中的谐波源大多为三相结构。因此, 文献[3]的滤波装置无法满足实际工程的需要。

本文在单相有源电力滤波器基础上研制出一套基于基波磁通补偿的三相滤波系统, 分析了其主电路结构, 设计了串联变压器及无源滤波器参数, 对电流控制的参数进行了分析计算。现场运行及在武汉高压研究所试验结果表明该三相有源滤波器具有优良的滤波效果, 而且在无源到有源之间可平稳过渡。

1 三相有源滤波器原理结构

图 1 为基于基波磁通补偿的三相有源电力滤波器原理结构图。

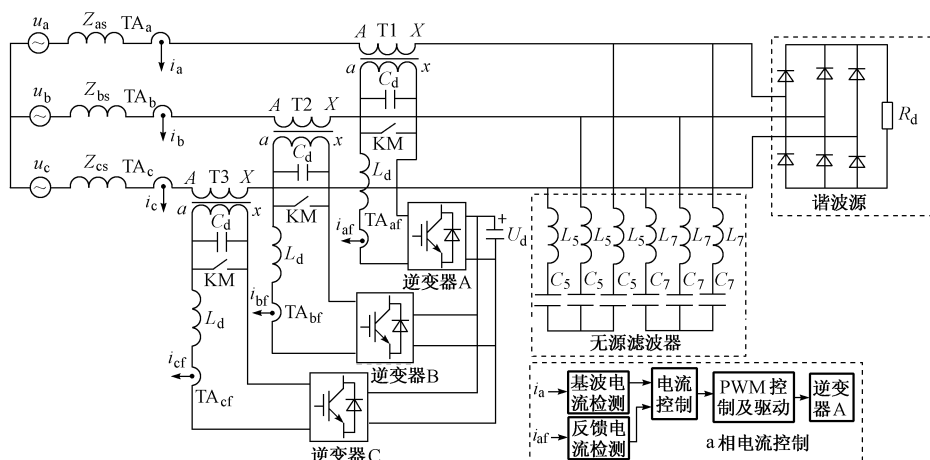


图 1 基于基波磁通补偿的三相有源电力滤波器原理图
Fig. 1 Block diagram of the 3-phase active power filter based on FMFC

图 1 中 u_a, u_b, u_c 为 380 V 系统电压; Z_{as}, Z_{bs}, Z_{cs} 为系统阻抗; T1, T2, T3 为 3 个独立的单相串联变压器, 其一次侧串联在电网谐波源之间, 二次侧均与 3 个独立的电压型逆变器接在一起, 3 个逆变器共用一个直流电源 U_d (来源于 120 V 三相交流电整流); 三相系统中主要是 5, 7, 11 等次谐波, 因此无源滤波器只设立了采用星形接法的 5 次和 7 次支路; 谐波源为三相不控整流装置; 负载电阻为湖北追日电气设备有限公司专门提供的液态电阻; L_d 和 C_d 用于抑制逆变器产生的高频谐波。整个电流控制电路和逆变器电路用于产生基波补偿电流。当逆变器出现故障时, 为了不影响负载正常运行, 可将变压器的二次侧短路, 因此图 1 中加入一个接触器用于短路变压器二次侧, 以保护逆变器装置。

本文的三相电路结构不同于文献[4, 5]中的结构, 逆变器和串联变压器完全独立, 每相单独控制, 主要考虑实际的三相系统中可能有一定的不对称性, 3 个独立的串联变压器之间没有耦合, 控制简单方便, 在实际中可将每相设计成完全一样的模块。

2 系统参数设计与仿真

根据基波磁通补偿的有源电力滤波器的新原理, 考虑图 1 三相系统中的一相, 变压器一次侧对基波呈现很小以致可以忽略的一次侧漏抗, 而对谐波呈现一次侧励磁阻抗。在低压 380 V 三相系统中, 系统等效内阻抗可以忽略不计。设串联变压器基波励磁阻抗为 Z_p , 当控制系统满足基波磁通补偿条件时, 串联变压器基本不增加系统的基波阻抗, 而对 n 次谐波的阻抗为 nZ_p 。为了改善系统的滤波效果, 串联变压器的励磁阻抗不能太小。而在图 1 所示的谐波源中, 功率因数一般都很高, 因此不需补充无功, 故滤波电容器可以设计得小一些。综合考虑串联变压器的励磁阻抗和无源支路, 并运用 MATLAB 进行仿真, 当串联变压器的基波励磁阻抗 Z_p 取为 6.28Ω , 无源支路 $C_5 = 30 \mu\text{F}$, $L_5 = 13.5 \text{ mH}$, $C_7 = 20 \mu\text{F}$, $L_7 = 10.35 \text{ mH}$ 时, 加滤波器之前的系统电压和电流波形如图 2 所示, 而加滤波器之后的系统电压和电流波形如图 3 所示。整个系统的滤波效果非常理想, 其功率因数接近于 1。

串联变压器串联在系统中, 若变比为 $k = W_1/W_2$, 一次侧基波电流为 i_1 , 则二次侧压降为一次侧的 $1/k$ 倍, 注入变压器二次侧的基波电流为 ki_1 。为了减少逆变器的输出电流, 需减小 k 。考虑各种短路现象, 二次侧压降可能会达 $220/k$, 这个交流电压会通过逆变器的 4 个续流二极管构成的整流桥给电容器充电, 导致直流母线电压过高, 所以 $1/k$ 不能太大。综合考虑, 取 $k = W_1/W_2 = 1/2$, 这样串联变压器

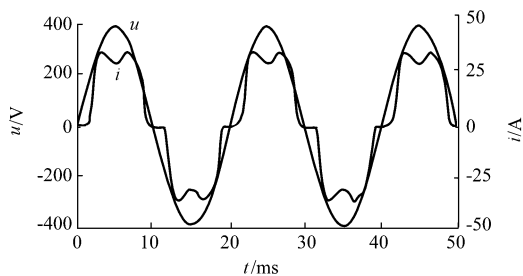


图 2 加滤波器之前的系统电压和电流波形
Fig. 2 System voltage and current waveforms when no filter is added

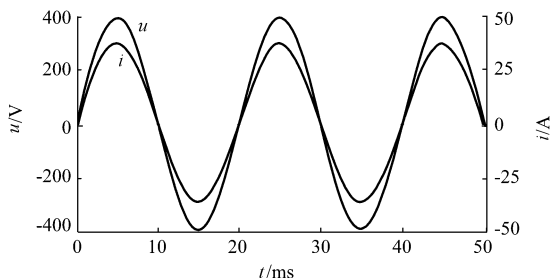


图 3 加滤波器之后的系统电压和电流波形
Fig. 3 System voltage and current waveforms when the filter with FMFC is adopted

二次侧电压最高可达 440 V, 选择 1 200 V 的 IGBT 便可满足要求, 二次侧注入的电流只有一次侧基波电流的一半, 这样就可减小逆变器的功率。

3 控制系统参数选择

为了满足动态响应快和鲁棒性强的要求, 三相系统采用滞环电流控制方式。文献[3]详述了滞环电流控制的原理及开关频率的计算。

图 4 为滞环比较器的具体电路及其传输特性。根据电子电路知识, 滞环比较器的两个阈值分别为:

$$U_{th1} = \frac{R_b U_z}{R_b + R_c}$$

$$U_{th2} = -\frac{R_b U_z}{R_b + R_c}$$

$|U_{th1}| = |U_{th2}|$, 与文献[3]中的滞环宽度 h 相对应。

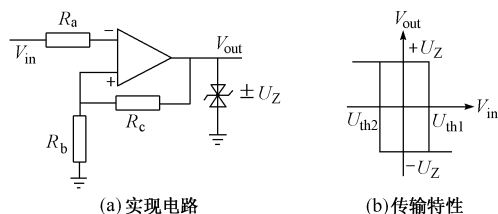


图 4 滞环比较电路及其传输特性
Fig. 4 Hysteresis comparative circuit and its transfer characteristics

在滞环电流控制中, 逆变器的实际输出与电流给定信号进行比较。若误差大于滞环宽度 h , 则通过

改变逆变器中对应的开关器件的开关状态,使实际输出电流减小;反之,若误差小于 $-h$,则通过改变逆变器中对应开关器件的开关状态,使实际输出电流增大。但在实际电路中,一般都将给定信号与反馈信号的误差进行放大,然后再与滞环比较器进行比较,其结构如图 5(a)所示。根据自动控制原理可知:加入放大倍数 g 等效于将滞环宽度变为原来的 $1/g$,即图 5(a)可等效为图 5(b),这样可以达到同样的效果,因为若取相同的输入,则其输出完全一样。要减小滞环宽度,可直接增加放大倍数 g 。

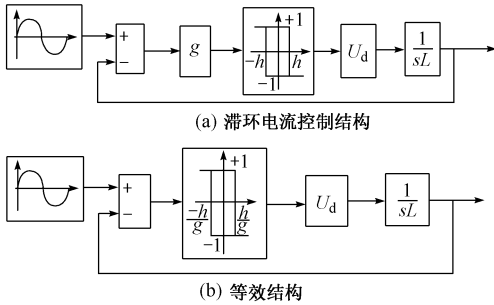


图 5 滞环电流控制结构及其等效结构
Fig. 5 Block diagram of hysteresis current control and its equivalent block diagram

在本文的设计中,取 $g=10$,则系统的实际滞环宽度 h_a 为:

$$h_a = \frac{h}{g} = \frac{R_b U_z}{10(R_b + R_c)}$$

当满足 $U_d \gg I\omega L$,滞环开关频率 $f_s(t)$ 基本保持不变:

$$f_s(t) \approx \frac{U_d}{4h_a L}$$

在中大功率逆变系统中,开关频率受 IGBT 限制,只能约为 10 kHz,所以 $U_d/(h_a L) \approx 40 \times 10^3$,即 $U_d \approx 40h_a L \times 10^3$,为满足 $U_d \gg I\omega L$,即 $40h_a L \times 10^3 \gg I\omega L$,所以 $I \ll 40h_a \times 10^3/314 = 127.4h_a$ 。因此,随着被控电流的增大,滞环宽度应相应增大。

本系统设计系统电流为 50 A,则变压器二次侧电流为 $50k=25$ A,其幅值为 $25 \times \sqrt{2}$,故 h_a 可取 1 A,就可以使 IGBT 开关频率基本保持不变。

当 $h_a=1$,即 $R_b U_z/[10(R_b + R_c)] = 1$,一般 $U_z = 5.1$ V,则 $R_b=10$ k Ω , $R_c=41$ k Ω 即可满足要求。

4 现场测试结果及分析

在湖北追日电气设备有限公司的协助下,本文设计并制作了一套全自动 JCBL 串联型有源电力滤波装置。设计容量为 30 kVA,串联变压器的变比为 1:2,系统电压为 380 V,开关器件为 EUPEC 公司 BSM200GB120DN2 型 IGBT,无源支路仅由 5 次和

7 次调谐 LC 滤波器组成($C_5 = 30 \mu F$, $L_5 = 13.5$ mH, $C_7 = 20 \mu F$, $L_7 = 10.35$ mH)。整个滤波装置控制面板上只有两个按钮,一个为投入钮,另一个为切除钮。当按下投入钮时,首先断开变压器二次侧用于短路的接触器 KM,然后经过一个时间继电器延时 500 ms 后再加上有源逆变器的直流电压 U_d ,有源逆变器进入工作状态;当按下切除钮时,有源逆变器退出工作状态,并用接触器将变压器二次侧短路,负载就可以不受影响地正常工作。将 JCBL 串联型有源电力滤波装置投入现场运行,采用 link 公司的 DSO2100 型数字示波器记录了部分实验波形,并进行了谐波分析。

图 6~图 8 为不加任何滤波器、只加无源滤波器和同时加无源和有源滤波器等 3 种情况下的变压器一次侧电流波形及谐波分析图。

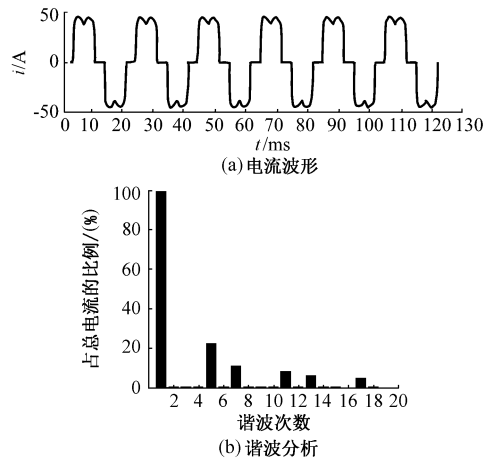


图 6 不加任何滤波器时一次侧电流波形及其谐波分析
Fig. 6 Source current waveform and their harmonic analysis results, when no filter is added

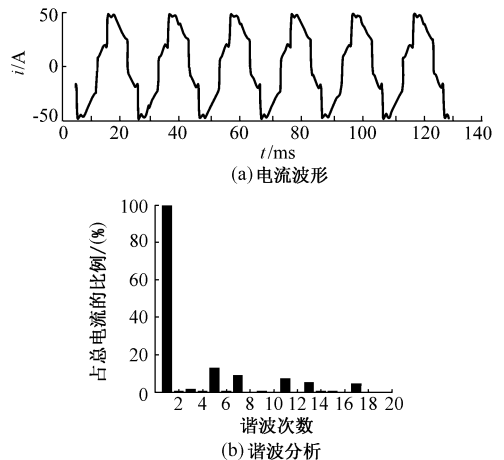


图 7 只加无源滤波器时一次侧电流波形及其谐波分析
Fig. 7 Source current waveform and their harmonic analysis results, when only passive filter is added

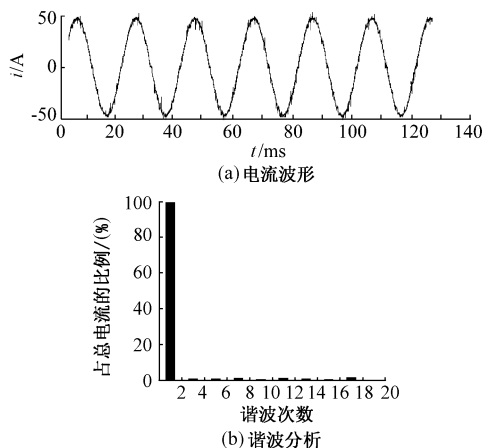


图 8 同时加无源和有源滤波器时一次侧电流波形及其谐波分析

Fig. 8 Source current waveform and their harmonic analysis results, when the passive and active filters are simultaneously used

图 9 为从仅加无源滤波器过渡到同时加无源和有源滤波器时变压器一次侧的电流波形。

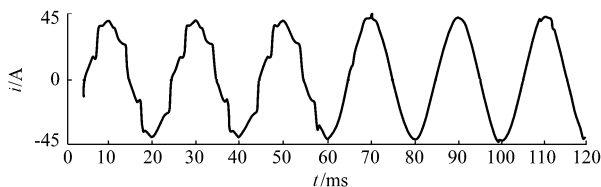


图 9 从仅加无源滤波器过渡到同时加无源和有源滤波器时变压器一次侧的电流波形

Fig. 9 Transient current waveform when system changes from operating only with passive filter to operating with passive and active filters

武汉高压研究所也对该装置进行了现场测试, 测试结果如表 1 所示^[6]。

表 1 3 种情况下主要谐波成分百分数
Table 1 Main harmonic content percent ratio in three cases

谐波及 谐波次数	(%)		
	不加任何 滤波器	只加无源 滤波器	同时加无源和 有源滤波器
基波	100.00	100.00	100.00
2	0.26	0.41	0.08
3	0.69	1.03	0.50
4	0.28	0.25	0.03
5	22.25	12.48	0.40
6	0.30	0.16	0.02
7	9.73	8.70	0.72
8	0.22	0.11	0.06
9	0.52	0.30	0.28
10	0.15	0.10	0.08
11	8.34	7.15	0.42
12	0.16	0.10	0.05
13	5.83	5.10	0.76
14	0.31	0.29	0.07
15	0.29	0.18	0.14
16	0.12	0.14	0.04
17	4.64	4.08	0.67
18	0.02	0.01	0.01

通过分析可知, 电流畸变率只有约 1.5%, 该有源滤波器具有极好的滤波效果, 并可在无源到有源之间进行平稳过渡。

5 结语

本文设计制作了一套全自动三相有源电力滤波装置, 当采用 3 个独立的串联变压器和独立的逆变器电路时, 基于基波磁通补偿有源电力滤波器的新原理可以成功地用于三相系统。

本文通过 MATLAB 的仿真确定了串联变压器和无源滤波器参数, 推导了控制器参数的选择原则。将仿真和分析结果应用到 JCBL 串联型有源电力滤波装置中并投入现场运行。现场测试结果表明: 该三相滤波系统可以真正解决低压供电系统的谐波污染, 而且在无源到有源之间可以平稳过渡。

参考文献

- 1 Akagi H. New Trends in Active Filters for Power Conditioning. IEEE Trans on Industry Applications, 1996, 32(6): 1312~1322
- 2 吴竞昌 (Wu Jingchang). 供电系统谐波 (Power Supply Harmonic). 北京: 中国电力出版社 (Beijing: China Electric Power Press), 1998
- 3 李达义, 陈乔夫, 贾正春 (Li Dayi, Chen Qiaofu, Jia Zhengchun). 一种新型的串联型有源电力滤波器 (A New Type Series Active Power Filter). 电力系统自动化 (Automation of Electric Power Systems), 2000, 24(18): 27~29
- 4 Wang Z, Wang Q, Yao W Z, et al. A Series Active Power Filter Adopting Hybrid Control Approach. IEEE Trans on Power Electronics, 2001, 16(3): 301~310
- 5 Fujita H, Akagi H. A Practical Approach to Harmonic Compensation in Power System-series Connection of Passive and Active Filters. IEEE Trans on Industry Applications, 1991, 27(6)
- 6 串联型有源电力滤波装置试验报告 (Experimental Report of the Series-type Active Power Filter Device). 武汉: 武汉高压研究所 (Wuhan: Wuhan High Voltage Research Institute), 2002

李达义 (1970—), 男, 博士研究生, 主要研究方向为电力电子技术、电力系统谐波抑制。E-mail: lidayi2000@yahoo.com

陈乔夫 (1946—), 男, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为电力系统谐波抑制、FACTS 技术。E-mail: chenqf@mail.hust.edu.cn

薛建科 (1958—), 男, 高级工程师, 总工程师, 主要研究方向为电机启动、电力电子技术。

Key words: 3-phase active power filter; fundamental; magnetic flux compensation; hysteresis control