

基于空间矢量控制策略实现的有源电力滤波器的建模与分析

李满, 钱平

(上海应用技术学院工程创新学院, 上海 201418)

摘要: 有源电力滤波器 (Active Power Filter) 的数学模型对于控制器设计及交直流能量传递分析具有重要意义。针对目前广泛使用的并联型 APF 主拓扑结构建立数学模型, 并在此基础上使用一种不定频滞环 SVPWM 电流控制策略。详细分析并建立了三相三线制 APF 数学模型, 给出了控制器设计方法。经仿真与实验验证表明, 建立的并联型有源电力滤波器的数学模型是正确的, 其控制策略具有一定的参考价值。

关键词: 有源电力滤波器; 控制器设计; 不定频滞环; 空间矢量; 数学模型

Modeling and analysis of APF based on the strategy of SVPWM

LI Man, QIAN Ping

(School of Engineering Innovation, Shanghai Institute of Technology, Shanghai 201418, China)

Abstract: The mathematical model of active power filter (APF) has important implications for the design of controller and the analysis of AC/DC energy transfer. On the basis of the mathematical model established for widely used parallel APF main circuit topology, a circuit control strategy of variable frequency hysteresis SVPWA is used. Three-phase three-wire APF model is analyzed and established in detail, and the design method of controller is given. The simulation verification confirms that the mathematical model of parallel APF established is correct, and the control strategy could be a very good reference.

This work is supported by National Natural Science Foundation of China (No. 61374132).

Key words: APF; controller design; variable frequency hysteresis; space vector; mathematical model

中图分类号: TM46

文献标识码: A

文章编号: 1674-3415(2014)15-0087-07

0 引言

随着现代工业、交通以及家用电器的高速发展, 电力系统中的非线性负荷不断增多, 电网中的谐波含量特别是高次谐波含量也随之日益增多。发电机、大型变压器、冶金工业中的电弧炉和轧机、电化工业中的电解设备以及电气化铁道等非线性负荷成为电力系统主要谐波污染源; 而交换机、个人电脑、家用电视机、镇流器等办公设备和家用电器的大量使用造成了电力系统中的高次谐波含量越来越多^[1]。

仅依靠传统无源 LC 调谐滤波器来治理电力系统中的谐波问题, 已经不能解决日益严重的谐波污染问题和满足用户设备对于电网电能质量的要求。目前, 有源电力滤波器成为抑制谐波的重要趋势。

本文首先基于广泛研究的并联型有源电力滤波器建立相应的数学模型, 分析其运行过程, 并在此基础上采用基于不定频滞环 SVPWM 电流控制策略, 实现谐波补偿功能。最后通过仿真验证本文模型与控制策略的正确性与可行性。

1 并联型 APF 数学模型

针对 APF 一般数学模型通常作以下假设:

①开关为理想开关; ②开关无死区时间; ③电网侧电压三相对称。则

$$\begin{cases} E_a = E_m \sin(\omega t) \\ E_b = E_m \sin(\omega t - 2\pi/3) \\ E_c = E_m \sin(\omega t + 2\pi/3) \end{cases} \quad (1)$$

1.1 三相 ABC 静止坐标系下的数学模型

三相三线制并联 APF 主拓扑如图 1 所示。图中

e_a 、 e_b 和 e_c 为电网电压， i_s 为电网侧电流， i_L 为负载侧电流， i_a 、 i_b 和 i_c 为APF侧电流。 L 为APF滤波电感， R_s 为APF电路等效电阻。

为分析方便，首先定义单极性二值逻辑开关函数 S_t 为

$$S_t = \begin{cases} 1 & \text{上管导通, 下管关闭} \\ 0 & \text{下管导通, 上管关闭} \end{cases} \quad (t=a, b, c) \quad (2)$$

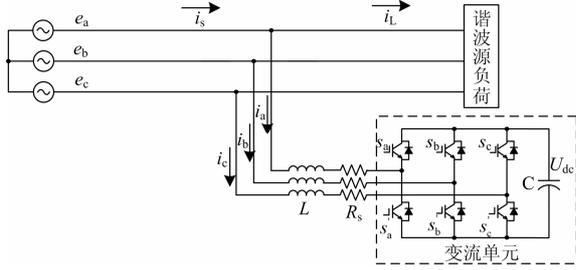


图1 有源电力滤波器主电路拓扑
Fig. 1 APF main circuit topology

采用基尔霍夫电压定理建立A相回路方程为

$$L \frac{di_a}{dt} + Ri_a = e_a - u_{dc} S_a + v_{NO} \quad (3)$$

同理可得 b 相、c 相方程为

$$\begin{cases} L \frac{di_b}{dt} + Ri_b = e_b - u_{dc} S_b + v_{NO} \\ L \frac{di_c}{dt} + Ri_c = e_c - u_{dc} S_c + v_{NO} \end{cases} \quad (4)$$

考虑三相对称，则可得

$$v_{NO} = -\frac{u_{dc}}{3} \sum_{t=a,b,c} S_t \quad (5)$$

所以采用二值逻辑关系描述的 APF 一般数学模型为

$$\dot{Z}X = AX + BE \quad (6)$$

$$\begin{cases} A = \begin{bmatrix} -R & 0 & 0 & -(s_a + v_{NO}) \\ 0 & -R & 0 & -(s_b + v_{NO}) \\ 0 & 0 & -R & -(s_c + v_{NO}) \\ s_a & s_b & s_c & -1/R_L \end{bmatrix} \\ Z = \begin{bmatrix} L & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L & 0 \\ 0 & 0 & 0 & C \end{bmatrix} \\ B = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/R_L \end{bmatrix} \\ E = [e_a \quad e_b \quad e_c \quad e_L]^T \end{cases} \quad (7)$$

从上式可以看出：每相输入电流都是由三相开

关函数共同控制的，有源电力滤波器是一个相互耦合的多阶非线性时变系统^[2-3]；不带中线的三相 APF 电容中点电位与电网中点电位不相等，两电位差是高频脉动量，由三相开关函数共同决定。可见从高频角度看，APF 三相之间是互相耦合的。

1.2 $\alpha\beta$ 垂直静止坐标系下的数学模型

基于瞬时无功理论实现的快速谐波检测算法需要应用克拉克变换把不含零序分量的三相三线系统中线性相关的三相电量变换为线性独立的两个分量，构成二维向量^[4]。

其变换矩阵为

$$T_{abc/\alpha\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (8)$$

则静止两相 $\alpha\beta$ 坐标系下的开关模型为

$$\begin{cases} C \frac{dv_{dc}}{dt} = (i_a s_a + i_b s_b) - i_L \\ L \frac{di_\alpha}{dt} + Ri_\alpha = e_\alpha - u_{dc} s_a \\ L \frac{di_\beta}{dt} + Ri_\beta = e_\beta - u_{dc} s_b \end{cases} \quad (9)$$

由式(9)可知克拉克变换实现了相关量的解耦控制，两相坐标系开关量只有各自的开关函数有关。

1.3 两相旋转坐标系等功率变换数学模型

由以上克拉克变换实现了三相解耦功能，但是电压电流仍为正弦波，无法实现有功与无功的分离控制，同时也为了克服 pq 理论检测易受电压质量影响的不足之处，经过不断的发展，形成了 i_p - i_q 谐波检测算法，其核心思想在于将三相电流经过不含零序分量的 park 变换得到 i_p ， i_q 。其坐标转换示意图如图 2 所示。

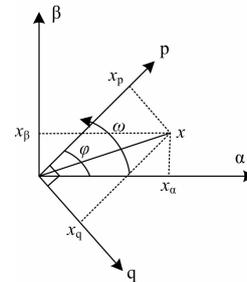


图2 坐标转换示意图

Fig. 2 Coordinate transformation diagram

相比克拉克变换，park 变换最突出的优点是将正弦交流变量转化为直流分量，从而实现电网中有功电流与无功电流的快速计算^[5]。

为了将两相静止坐标系中的数学模型进一步推广到两相同步旋转坐标系中，可以在复平面构造复

矢量:

$$X_{\alpha\beta} = x_{\alpha} - jx_{\beta} \quad (10)$$

通过对式 (8) 改写, 可得其复矢量模

$$\begin{cases} L \frac{dI_{\alpha\beta}}{dt} + R_s I_{\alpha\beta} = E_{\alpha\beta} - u_{dc} S_{\alpha\beta} \\ C \frac{dv_{dc}}{dt} = \text{Re} \{ I_{\alpha\beta} \bar{S}_{\alpha\beta} \} - i_{L_s} \end{cases} \quad (11)$$

式中, $\bar{S}_{\alpha\beta}$ 与 $S_{\alpha\beta}$ 为共轭复矢量。

设定初始状态为坐标系 (α, β) 与坐标系 (p, q) 重合且 p 轴与 α 轴重合, 则当坐标系 (p, q) 以电动势基波角频率 ω 逆时针旋转时引入旋转因子 $e^{j\theta}$ [6], 则

$$\theta = \int \omega dt \quad (12)$$

$$X_{pq} = X_{\alpha\beta} e^{-j\theta} \quad (13)$$

于是可将式 (10) 由 (α, β) 坐标系化为 (p, q) 坐标系

$$\begin{cases} L \frac{dI_{pq}}{dt} + R_s I_{pq} + j\omega L_s I_{pq} = E_{pq} - u_{dc} S_{pq} \\ C \frac{dv_{dc}}{dt} = \text{Re} \{ I_{pq} \bar{S}_{pq} \} - i_{L_s} \end{cases} \quad (14)$$

将式(14)分解为 p - q 分量, 可得 APF 在同步旋转 (p, q) 坐标系的数学模型为

$$\begin{cases} L \frac{di_q}{dt} + R_s i_q - \omega L_s i_p = e_q - u_{dc} s_q \\ L \frac{di_p}{dt} + R_s i_p + \omega L_s i_q = e_p - u_{dc} s_p \end{cases} \quad (15)$$

取 $u_{dc} s_p = v_p$, $u_{dc} s_q = v_q$ 可将式(15)进一步改写成

$$\begin{cases} e_p = L \frac{di_q}{dt} + R_s i_p + \omega L_s i_p + v_p \\ e_q = L \frac{di_p}{dt} + R_s i_q - \omega L_s i_q + v_q \end{cases} \quad (16)$$

进而可以得到图 3 中的 APF 在 p - q 坐标系下的高频等效电路。

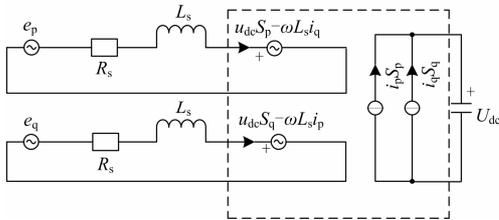


图 3 APF 在 p - q 坐标系下的高频等效电路

Fig. 3 High-frequency equivalent circuit of APF in p - q coordinates

由式(16)可知系统虽然化为两相同步旋转坐标系, 将正弦交流信号转换为直流分量, 但是由于 p 、 q 轴电流分量的耦合给控制器的设计带来了麻烦。

2 基于前馈解耦实现双闭环控制策略

2.1 控制器电压外环设计

为了保证 APF 的谐波补偿效果必须保持直流侧电容电压的恒定, 于是需要对直流侧电压闭环控制。

直流侧电压控制原理如图 4 所示, 图中 i_p 、 i_q 分别为谐波有功分量与谐波无功分量, U_{dc} 为直流侧电容电压值, U_{dc_ref} 为直流侧电压设定值, 两者之差经 PI 调节器得到调节信号, 与需要注入电网侧的谐波电流有功分量求和, 后经解耦得到指令电压信号, 进而通过控制 U_p 实现直流侧电压的控制[7-8]。

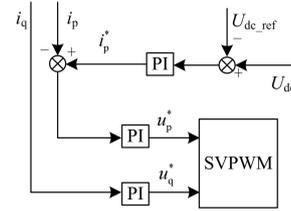


图 4 电压外环设计控制原理图

Fig. 4 Control diagram of outer voltage

2.2 控制器电流内环设计

上节式 (16) 表明 p 、 q 轴电流除了受到 APF 交流侧控制量 v_p 、 v_q 的影响外, 还受交叉耦合电压 $\omega L_s i_q$ 和 $\omega L_s i_p$ 的扰动以及电网电动势 e_d 、 e_q 的扰动, 这给 APF 控制器的设计造成了一定的困难。因此需要寻找一种解除 p 、 q 轴电流变量相互耦合的控制方法来简化控制器的设计。

由于电流调节器采用了 PI 调节器, 忽略 APF 电路等效电阻 R_s 对系统的干扰, 根据式 (16) 并结合图 3 可得到简化 v_p 、 v_q 的控制方程为

$$\begin{cases} v_p = - \left(K_{ip} + \frac{K_{il}}{s} \right) (i_p^* - i_p) + \omega L_s i_q + e_p \\ v_q = - \left(K_{ip} + \frac{K_{il}}{s} \right) (i_q^* - i_q) + \omega L_s i_p + e_q \end{cases} \quad (17)$$

式中: K_{ip} 、 K_{il} 分别为电流环比例调节增益和积分调节增益; i_p^* 、 i_q^* 分别为 i_p 、 i_q 电流的给定值。

将式 (17) 代入式 (16) 中, 并化简可得

$$\begin{bmatrix} L_s \frac{di_d}{dt} \\ L_s \frac{di_q}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_p + \frac{K_i}{s} & 0 \\ 0 & K_p + \frac{K_i}{s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} K_p + \frac{K_i}{s} \\ K_p + \frac{K_i}{s} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d^* \\ i_q^* \end{bmatrix} \quad (18)$$

由式(18)可知, 只要设法使该式成立, p、q 轴电流就能实现完全解耦, 可以独立控制。使用该式必须精确地知道三相电压型 PWM 整流器交流侧电感的值。只要在电感的额定电流范围之内, 电感的值基本没有多大变化, 就可以满足上式的要求^[9]。其电流内环解耦原理图如图 5 所示。

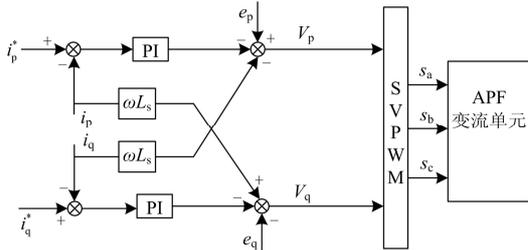


图 5 电流内环前馈解耦原理图

Fig. 5 Feed-forward decoupling diagram of inner voltage

前馈解耦虽然易受电感参数的影响, 实现效果并不理想, 但却是一种完全线性化的解耦控制方案, 有助于对系统模型定性分析。

3 基于不定频滞环 SVPWM 的调制算法

目前常用的 APF 控制策略主要有三角载波与滞环控制这两种控制策略。其中三角载波控制是定频控制, 跟随误差比较大。滞环控制由于系统的开关频率、响应速度及电流的跟踪精度会受滞环带宽影响, 带宽固定时, 开关频率会随补偿电流变化而变化, 从而引起较大的脉动电流和开关噪声^[10-12]。

电压空间矢量 PWM 调制(SVPWM)策略最早由日本学者在 20 世纪 80 年代针对于交流电机变频驱动而提出, 其最终目的是希望在空间产生圆形旋转磁场, 以产生恒定的电磁转矩^[13]。将 SVPWM 技术应用于 APF 的控制之中, 主要是继承了其电压利用率高、动态响应快等优点。

3.1 基于滞环实现的空间矢量电流控制

就 SVPWM 电流控制而言, 目前主要分为两类: 一类是通过指令电流计算得到空间电压矢量, 然后通过合成相应电压矢量实现动态电流跟踪功能, 因其指令矢量易受控制滞后扰动的影响, 所以无法取得快速的电流响应。另一类是将滞环与 SVPWM 结合, 通过空间矢量的实时切换, 使给定电流限定在

一个固定的滞环内, 从而得到高品质的电流控制。

因为误差电流变化率与空间矢量关系为 $L(d\Delta I / dt) = V^* - V_k$, 式中 V^* 为控制直流侧电容恒压与谐波补偿的指令空间电压矢量, V_k 为选择的空空间电压矢量。因此可以通过对 V_k 的选择实现对指令电流矢量 ΔI 的控制。

基于不定频滞环的 SVPWM 原理图如图 6 所示。

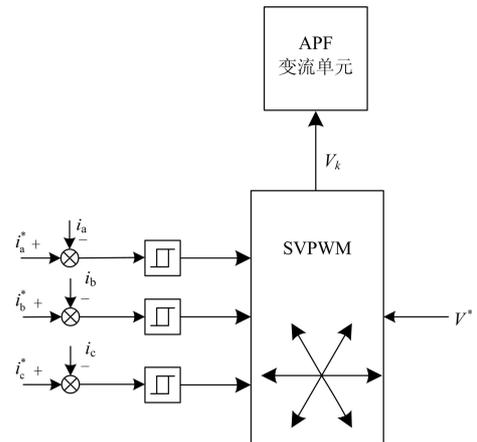


图 6 不定频滞环的 SVPWM 原理图

Fig. 6 SVPWM diagram of variable frequency hysteresis

原理为指令电流 I_a^* 与实际补偿电流 I_a 之差通过一个固定环宽为 I_w 的滞环比较单元, 输出相应的单元状态并通过对 APF 输出指令空间电压矢量 V^* 的区域判别, 从而在该扇区中找到一个合适的 V_k , 使 APF 输出三相电流跟踪指令电流^[14]。

通过对指令电压矢量的分量分析得到空间矢量所在的扇区, 而选择的相应空间矢量则由三相电流滞环输出状态决定, 考虑滞环一个合适的空间电压矢量 V_k , 使误差电流变化率的模值 $|d\Delta I / dt|$ 越大, 则控制器对指令电流的跟踪速度越快, 其开关频率也越高, 但对开关器件的开关频率要求较高, 且会给系统带来电流谐波, 特别当指令电流 I^* 变化率较低时, 电流谐波更为明显。为了抑制电流谐波, 减小功率开关的功率损耗, 应选择 V_k 使其对应的电流误差变化率的模 $|d\Delta I / dt|$ 最小。

3.2 矢量扇区判断

指令电压矢量的判断。对于 $\alpha\beta$ 坐标系到 ABC 坐标系的变换关系得到 ABC 坐标系中的相电压分量为

$$\begin{cases} V_a = \sqrt{\frac{2}{3}}V_\alpha \\ V_b = \sqrt{\frac{2}{3}}\left(-\frac{1}{2}V_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2}V_\beta\right) \\ V_c = \sqrt{\frac{2}{3}}\left(-\frac{1}{2}V_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2}V_\beta\right) \end{cases} \quad (19)$$

根据三相对称正弦波的相位关系, 规定:

如果 $V_a > 0$, 那么 $A=1$, 否则 $A=0$;

如果 $V_b > 0$, 那么 $B=1$, 否则 $B=0$;

如果 $V_c > 0$, 那么 $C=1$, 否则 $C=0$ 。

令 $N=A+2B+2C+1$, 则 N 值与实际扇区的对应关系如图 7 所示。

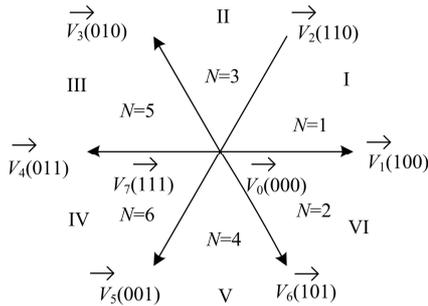


图 7 扇区号 N 实际对应的各扇区情况

Fig. 7 Each sector corresponding to N sector

为了实现对三相电流偏差值的扇区判断, 考虑将电压空间矢量顺时针旋转 $\pi/6$, 以方便分析 Δi_a 、 Δi_b 、 Δi_c 的正负性^[11]。

3.3 控制规则与 V_k 的选择

为了便于研究, 将电压空间矢量分布与 ΔI 空间矢量分布重合, 如图 8 所示, 假设 ΔI 在扇区③, V^* 在扇区 I。因为 V^* 在区域 I, 所以可供选择的空

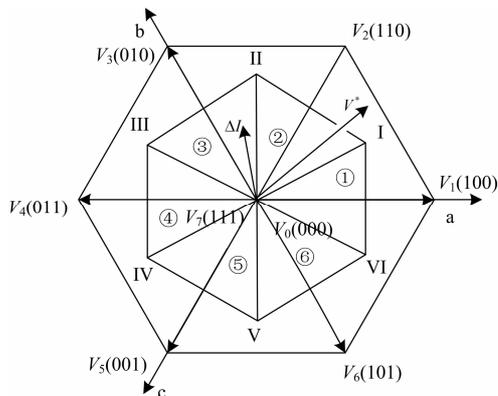


图 8 电压矢量与 ΔI 矢量分布图

Fig. 8 Voltage vector and ΔI vector distribution map

优先考虑使 $|d\Delta I / dt|$ 取得与 ΔI 方向相反的最小分量, 从图形上看应该选择 V_2 。不失一般性依次变动 ΔI 和 V^* 即可确定矢量 V_k 基于 V^* 和 ΔI 的控制选择。进而可得 V_k 的选择表如表 1 所示^[15]。

表 1 ΔI 、 V^* 区域与 V_k 选择

Table 1 ΔI 、 V^* regional and V_k selection

ΔI / V^*	①	②	③	④	⑤	⑥
I	V_1	V_2	V_2	$V_{0.7}$	$V_{0.7}$	V_1
II	V_2	V_2	V_3	V_3	$V_{0.7}$	$V_{0.7}$
III	$V_{0.7}$	V_3	V_3	V_4	V_4	$V_{0.7}$
IV	$V_{0.7}$	$V_{0.7}$	V_4	V_4	V_5	V_5
V	V_6	$V_{0.7}$	$V_{0.7}$	V_5	V_5	V_6
VI	V_1	V_1	$V_{0.7}$	$V_{0.7}$	V_6	V_6

4 仿真及实验

考虑到本设计是以 DSP 软件实现整个系统的控制, 为了使仿真模型更接近实物系统, 使用 PSCAD 仿真系统, 包括 DSP 的控制算法和主功率电路的模拟。以 AD 采样频率实现系统的滞环定频功能。控制频率设为 6.4 kHz。仿真参数为: 三相电源的线电压 380 V, 频率 50 Hz; 以三相全控整流桥作为非线性负载; APF 直流侧电容 $C=10\ 000\ \mu\text{F}$, 直流侧电压为 800 V, 出线电感 $L=0.5\ \text{mH}$ 。分别采用滞环电流 SVPWM 控制策略与三角载波控制策略进行仿真对比。其仿真图如图 9 所示。

图 10 (a)、图 10 (b) 分别为负载侧 A 相电流波形与电网侧 A 相电流, 通过 APF 的补偿, 电网侧电流近似为正弦波。

图 10 (c) 分别为负载侧 A 相电流畸变率与电网侧 A 相电流畸变率。负载侧因为三相整流桥的存在电流畸变率达到 31.7%, 经过并入 APF 进行补偿, 电网侧 A 相电流畸变率降低到了 2.7%。

图 11 是采用三角载波控制策略的补偿效果, 通过仿真波形对比可以明显看出在相同参数情况下采用三角载波控制策略, 补偿后的波形包含较多的高频杂波, 表现出补偿电流无法快速跟踪指令电流的特征, 致使补偿后畸变率仍较高, 目前对于三角载波控制策略一般采用较高的补偿频率, 以换取较低的畸变率。

根据上述仿真验证与理论分析, 本文设计了一台工程样机, 其实验波形如图 12 所示。

从波形中可以看出负载电流严重畸变, 且包含较大的高频谐波分量, 通过投入 APF 补偿后, 电网电流近似正弦波, 其补偿效果很明显。

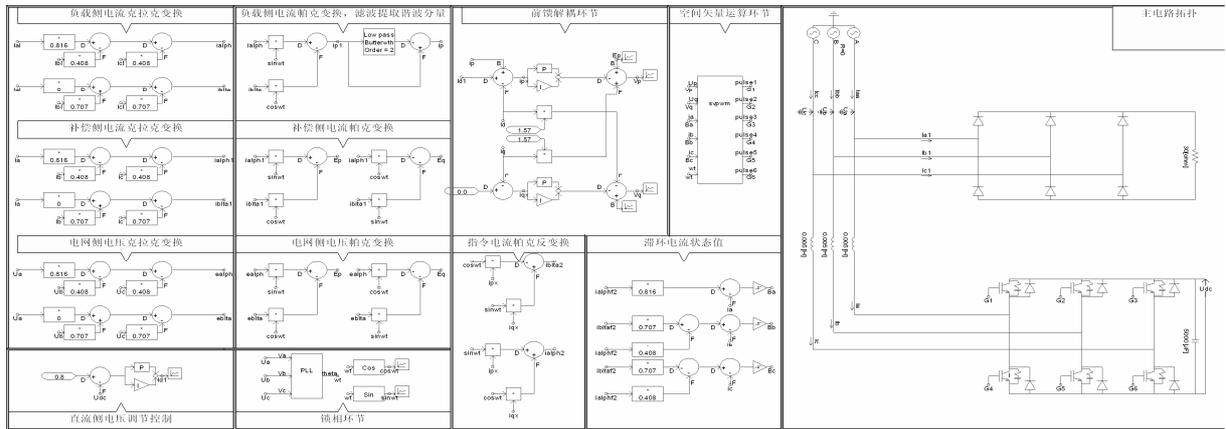
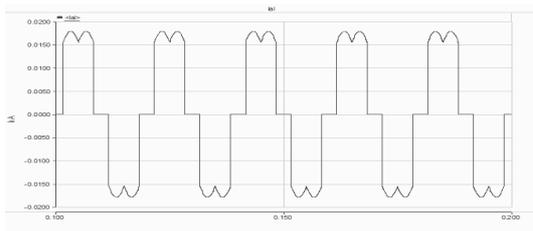
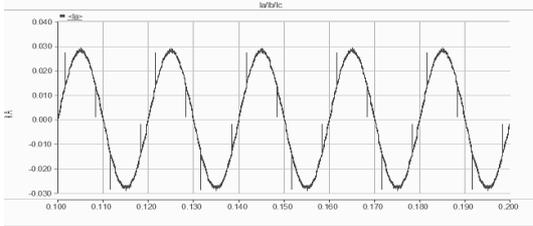


图 9 有源电力滤波器的仿真系统

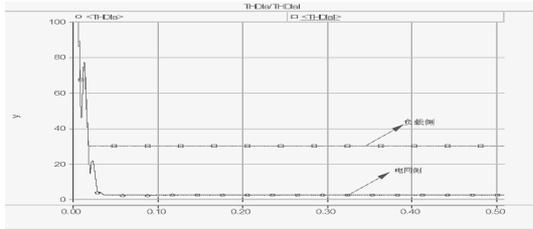
Fig. 9 APF simulation system



(a) 负载侧 A 相电流波形



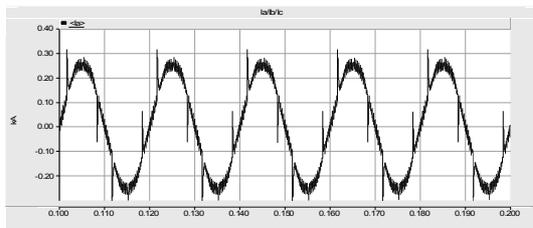
(b) 电网侧 A 相电流波形



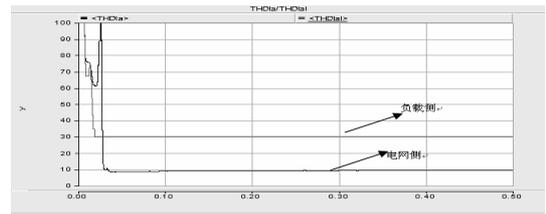
(c) 电网侧与负载侧 A 相电流畸变率曲线

图 10 滞环空间矢量系统仿真图形

Fig. 10 Hysteresis space vector system simulation diagram



(a) 补偿后电网侧 A 相电流波形



(b) 电网侧与负载侧 A 相电流畸变率曲线

图 11 三角载波控制策略仿真图形

Fig. 11 Triangle carrier control strategy simulation diagram

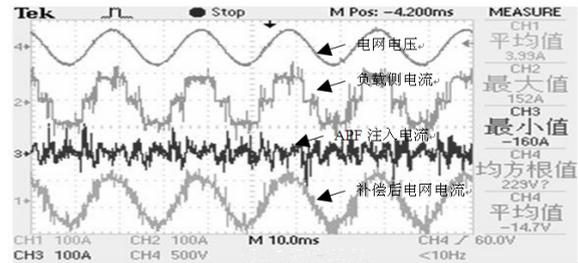


图 12 工程样机实验波形

Fig. 12 Prototype experimental waveforms

5 结论

本次通过对并联型有源电力滤波器建立相应的数学模型, 并采用滞环 SVPWM 电流控制策略, 快速地跟踪 APF 系统指令电流, 实现谐波补偿功能。最后通过 PSCAD 仿真与工程样机验证, 仿真结果证明了本文模型与控制策略的正确性与可行性。

参考文献

[1] 古斌, 谭建成. 基于相序变换的三相系统瞬时功率定义[J]. 电力系统保护与控制, 2012, 40(21): 31-32.
GU Bin, TAN Jian-cheng. Defined instantaneous power

- of three-phase system based on phase sequence transform[J]. *Power System Protection and Control*, 2012, 40(21): 31-32.
- [2] 方宇, 裘迅, 邢岩, 等. 三相高功率因数电压型 PWM 整流器建模与仿真[J]. *电工技术学报*, 2006, 21(10): 44-46.
FANG Yu, QIU Xun, XING Yan, et al. Three-phase high power factor voltage source PWM rectifier modeling and simulation[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2006, 21(10): 44-46.
- [3] 瞿博, 吕征宇. 三相电压型 PWM 整流器小信号建模及其控制器设计[J]. *电工技术学报*, 2010, 25(5): 103-108.
QU Bo, Lü Zheng-yu. Small-signal modeling and controller design of three-phase voltage source PWM rectifier[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2010, 25(5): 103-108.
- [4] 王兆安, 杨君, 刘进军, 等. 谐波抑制和无功功率补偿[M]. 北京: 机械工业出版社, 2005: 221-225.
WANG Zhao-an, YANG Jun, LIU Jin-jun, et al. Harmonic suppression and reactive power compensation [M]. Beijing: China Machine Press, 2005: 221-225.
- [5] 张崇巍, 张兴. PWM 整流器及其控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2003: 81-83.
ZHANG Chong-wei, ZHANG Xing. PWM rectifier and its control[M]. Beijing: China Machine Press, 2003: 81-83.
- [6] 钟贵生. 基于双 DSP 控制器的无功与谐波自动补偿装置[D]. 北京: 北京交通大学, 2005.
ZHONG Gui-sheng. Based on the automatic compensation device of the reactive power and harmonic of the controller by the dual-DSP[D]. Beijing: Beijing Jiaotong University, 2005.
- [7] 黄崇鑫, 王奔, 邹超, 等. 并联有源电力滤波器新型控制策略仿真研究[J]. *继电器*, 2007, 37(5): 53-55.
HUANG Chong-xin, WANG Ben, ZOU Chao, et al. Suggestions for the shunt active power filter new control strategy for simulation research[J]. *Relay*, 2007, 37(5): 53-55.
- [8] 叶小军, 曾江, 王克英, 等. 并联有源电力滤波器双滞环电流控制策略[J]. *电力系统保护与控制*, 2009, 37(9): 60-64.
YE Xiao-jun, ZENG Jiang, WANG Ke-ying, et al. Double hysteresis current control strategy for shunt active power filter[J]. *Power System Protection and Control*, 2009, 37(9): 60-64.
- [9] XI Jiang-tao. A new algorithm for improving the accuracy of periodic signal analysis[J]. *IEEE Trans on IM*, 1996, 8: 827-830.
- [10] 梁伟恩. 基于 SVPWM 控制策略的三相脉冲整流器的研究[D]. 成都: 西南交通大学, 2010.
LIANG Wei-en. Based on the the the three-phase pulse of the SVPWM control strategy of the research of the rectifier[D]. Chengdu: Southwest Jiaotong University, 2010.
- [11] 乐健, 刘开培. 基于统一数学模型的三相四线制并联有源电力滤波器的参数优化方法[J]. *电工技术学报*, 2012, 27(10): 220-227.
LE Jian, LIU Kai-pei. Parameters optimization method of three-phase four-wire shunt active power filter based on unified mathematical model[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2012, 27(10): 220-227.
- [12] 刘宏超, 吕胜民, 张春晖. 三相四开关并联型有源电力滤波器的 SVPWM 调制算法[J]. *电工技术学报*, 2011, 26(4): 128-160.
LIU Hong-chao, Lü Sheng-min, ZHANG Chun-hui. Space vector pulse width modulation of three-phase four-switch shunt active power filter[J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2011, 26(4): 128-160.
- [13] 屈丽丽, 杨振坤. 三相电压型 PWM 整流器空间矢量脉宽调制研究[J]. *电工技术杂志*, 2002(7): 7-9.
QU Li-li, YANG Zhen-kun. Three-phase voltage-type PWM space vector pulse width modulation[J]. *The Electrotechnical Magazine*, 2002(7): 7-9.
- [14] 张晓, 李新宇, 周睿. 三相四桥臂并联型 APF 无差拍控制策略的研究[J]. *电力系统保护与控制*, 2011, 39(20): 78-80.
ZHANG Xiao, LI Xin-yu, ZHOU Rui. Three-phase four-leg shunt APF no deadbeat control strategy[J]. *Power System Protection and Control*, 2011, 39(20): 78-80.
- [15] 张永峰, 程新功, 宗西举, 等. 单相有源电力滤波器的非线性切换控制[J]. *电力系统保护与控制*, 2011, 39(18): 139-140.
ZHANG Yong-feng, CHENG Xin-gong, ZONG Xi-ju, et al. single-phase nonlinear switching control of active power filter[J]. *Power System Protection and Control*, 2011, 39(18): 139-140.

收稿日期: 2013-10-05; 修回日期: 2013-11-04

作者简介:

李 满 (1988-), 男, 硕士研究生, 从事电力电子技术研究;

钱 平 (1960-), 男, 通信作者, 教授, 硕士研究生导师, 从事电力电子技术研究。E-mail: qping@sit.edu.cn