

一种用于并联型有源电力滤波器的离散解耦控制方法

王 辉, 段玉兵, 龚宇雷, 李庆民

(山东大学电气工程学院, 济南 山东 250061)

摘要: 为解决三相三线并联型有源电力滤波器 (APF) 电流之间的耦合问题, 在应用谐波与瞬时无功电流检测算法的基础上, 提出了一种离散解耦控制策略。该方法基于 α - β 变换, 建立了 α - β 坐标系下的三相三线并联型 APF 数学模型, 推导了中性点电压对电流控制的影响。在 α - β 域中采用两个电流控制器实现了 APF 系统的电流解耦控制, 有效消除了中性点电压的影响。该方法易于数字化实现, 减少了计算量。理论推导和仿真实验表明了该方法的正确性和有效性。

关键词: 解耦; 谐波与无功; 有源电力滤波器; 离散控制; α - β 变换

A decoupling discrete-time control methodology applied to shunt active power filter

WANG Hui, DUAN Yu-bing, GONG Yu-lei, LI Qing-min

(School of Electrical Engineering, Shandong University, Jinan 250061, China)

Abstract: To achieve a preferable solution to three-phase current coupling in shunt active power filter (APF), a decoupling discrete-time current control methodology is presented based on the detection algorithms for instantaneous reactive power and harmonics. With integration of α - β transform plus two independent current controllers, the proposed methodology can effectively implement decoupling control of the three-phase currents within a three-wire system, which can thereby eliminate the impact from the neutral-point voltage, with unique advantages of digital realization and reduced computation power. Both theoretical deduction and simulations demonstrate the effectiveness and feasibility of the methodology.

This work is supported by the National Natural Science Foundation of China(No.50807033)and National Natural Science Foundation of Shandong Province(No.Y2007F57).

Key words: decoupling; harmonics and reactive power; active power filter; discrete-time control; α - β transform

中图分类号: TM761 文献标识码: A 文章编号: 1674-3415(2010)11-0048-07

0 引言

有源电力滤波技术作为谐波抑制和无功补偿的有效手段, 目前被广泛研究和应用, 在欧美、日本等发达工业国家已广泛用于国民经济的各个生产部门^[1-3]。APF 技术发展到今天, 已出现了多种拓扑结构, 但无论是单独型还是混合型, 并联型 APF 都是应用最广的结构, 承担了基本的治理功能^[4-8]。并联型有源电力滤波器 (APF), 具有高度可控性和快速响应性等优点, 可实现对频率和大小都变化的谐波及无功功率的瞬时补偿, 其跟踪电流参考信号的控制方法是判断有源电力滤波器补偿质量的关键。

基金项目: 国家自然科学基金资助项目 (50807033); 山东省自然科学基金资助项目 (Y2007F57)

在并联型有源电力滤波器拓扑中, 对于三相四线制系统, 因各相电流之间相对独立, 电流控制与单相系统相比并无本质区别。而三相三线系统中, 三相电流之间存在耦合关系而相互影响, 因此相应的控制律实际只有两个独立方程。而若系统为非对称系统, 三相电压源不对称, 使得中性点之间的电压亦会影响电流控制。因此, 需研究和探讨三相三线并联型 APF 的电流解耦控制问题。

目前, 并联 APF 的解耦控制基本围绕 d-q 旋转坐标变换进行研究^[9-13]。将三相 APF 模型变换到两相同步旋转坐标系 d-q 下进行解耦控制, 这类解耦控制的优点是变量的物理概念清晰, 但一般解耦中需涉及电网角频率 ω 和系统参数 APF 的输出电感, 且未考虑中性点电压的影响。文献[14-15]将三相 APF 模型变换到了静止坐标系 α - β 域中, 在 α - β 域中设计变换器的拓扑, 实现了解耦控制。这种方法的

优点是控制简单, 但增加了硬件负担, 亦未考虑中性点电压的影响。

在三相坐标系中, 对于电流的控制, 仍需三个控制器。Akagi 提出的瞬时无功理论通过坐标变换将三相坐标系转换成 α - β 坐标系, 简化了 APF 谐波和无功电流提取环节^[16-17], 广泛应用于 APF 的指令电流计算中, 但在电流控制中的应用还较少。本文针对三相三线并联型 APF 系统, 分析了由于电流耦合引起的中性点电压对电流控制的影响, 在应用一种瞬时无功与谐波电流检测算法的基础上^[18], 提出了一种在 α - β 坐标系下三相三线并联型 APF 的离散电流解耦控制方法。通过三相变两相的变换阵 C , 得到 α - β 域的 APF 离散控制模型, 消除中性点电压的影响, 继而在 α - β 域中利用两个控制器实现三相三线并联型 APF 的电流解耦控制。

1 三相电流耦合对电流控制的影响

对于三相三线并联型 APF 系统 (图 1 所示), 图中假设: (a) 电源为 Y 连接方式 (若 Δ 连接方式, 可变换为 Y 连接方式); (b) 线路三相电阻 R_s , 电感 L_s 对称; (c) 线路感抗作用相对较小, 可忽略; (d) APF 三相输出电感 L_f 对称 (忽略电感内阻)。假设当三相电源不对称时, 电源三相相电压有:

$$u_{Sa} + u_{Sb} + u_{Sc} = \Delta u \neq 0 \quad (1)$$

当三相电源对称时, 则 $u_{Sa} + u_{Sb} + u_{Sc} = \Delta u = 0$ 。对于线电压, 有:

$$u_{ab} + u_{bc} + u_{ca} \equiv 0 \quad (2)$$

式中: u_{ab} 、 u_{bc} 、 u_{ca} 分别表示电源的线电压。

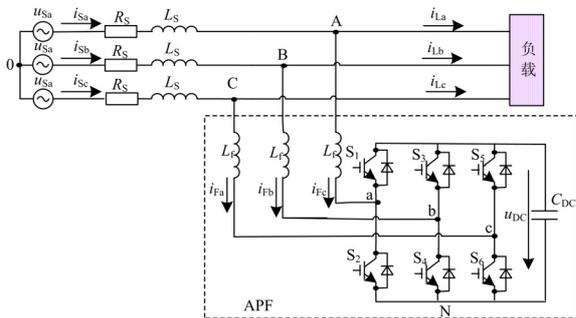


图 1 并联型有源电力滤波器结构图

Fig.1 Typical configuration of shunt APF

采用基尔霍夫电压定律建立 a 相回路方程为:

$$L_f \frac{di_{Fa}}{dt} = u_{Sa} - R_s i_{Sa} - u_{aN} - u_{N0} \quad (3)$$

若 $(p_a, p_b, p_c) \in (0, 1)$ 分别为开关 S1、S2 与 S3

的开关状态, 逻辑 1 表示上桥臂开关导通 (下桥臂开关截止), 逻辑 0 表示下桥臂开关导通 (上桥臂开关截止)。当 S1 导通而 S2 关断时, $p_a = 1$ 且 $u_{aN} = u_{DC}$; 当 S2 导通而 S1 关断时, $p_a = 0$ 且 $u_{aN} = 0$ 。因此, $u_{aN} = u_{DC} p_a$, 式 (3) 改写为:

$$L_f \frac{di_{Fa}}{dt} = u_{Sa} - R_s i_{Sa} - u_{DC} p_a - u_{N0} \quad (4)$$

同理, 可得 b 相、c 相方程:

$$L_f \frac{di_{Fb}}{dt} = u_{Sb} - R_s i_{Sb} - u_{DC} p_b - u_{N0} \quad (5)$$

$$L_f \frac{di_{Fc}}{dt} = u_{Sc} - R_s i_{Sc} - u_{DC} p_c - u_{N0} \quad (6)$$

式中: i_{Fa}, i_{Fb}, i_{Fc} 为 APF 三相补偿电流; i_{Sa}, i_{Sb}, i_{Sc} 为线路电流; u_{aN}, u_{bN}, u_{cN} 为 APF 相对 N 点的输出电压; u_{DC} 为 APF 直流侧电压; u_{N0} 为 N 点对三相电源中性点的电压。

对系统电流有:

$$i_{Fa} + i_{Fb} + i_{Fc} = 0 \quad (7)$$

$$i_{Sa} + i_{Sb} + i_{Sc} = 0 \quad (8)$$

因此, 联立方程 (4) ~ (7) 可得:

$$\begin{aligned} & (u_{Sa} - R_s i_{Sa} - u_{DC} p_a - u_{N0}) + \\ & (u_{Sb} - R_s i_{Sb} - u_{DC} p_b - u_{N0}) + \\ & (u_{Sc} - R_s i_{Sc} - u_{DC} p_c - u_{N0}) = 0 \end{aligned} \quad (9)$$

由式 (1) ~ (8) 整理得到:

$$u_{N0} = \frac{1}{3} \Delta u - \frac{u_{DC}}{3} (p_a + p_b + p_c) \quad (10)$$

将式 (10) 代入式 (4) ~ (6), 得到电源电压不对称时 APF 数学模型为:

$$\begin{cases} L_f \frac{di_{Fa}}{dt} = u_{Sa} - R_s i_{Sa} - u_{Ca} - \frac{1}{3} \Delta u \\ L_f \frac{di_{Fb}}{dt} = u_{Sb} - R_s i_{Sb} - u_{Cb} - \frac{1}{3} \Delta u \\ L_f \frac{di_{Fc}}{dt} = u_{Sc} - R_s i_{Sc} - u_{Cc} - \frac{1}{3} \Delta u \end{cases} \quad (11)$$

式中: u_{Ca}, u_{Cb}, u_{Cc} 满足:

$$\begin{cases} u_{Ca} = u_{DC} (2p_a - p_b - p_c) / 3 \\ u_{Cb} = u_{DC} (-p_a + 2p_b - p_c) / 3 \\ u_{Cc} = u_{DC} (-p_a - p_b + 2p_c) / 3 \end{cases} \quad (12)$$

当电源电压对称时, $u_{Sa} + u_{Sb} + u_{Sc} = \Delta u = 0$, APF 数学模型如式 (13)。

$$\begin{cases} L_f \frac{di_{Fa}}{dt} = u_{Sa} - R_S i_{Sa} - u_{Ca} \\ L_f \frac{di_{Fb}}{dt} = u_{Sb} - R_S i_{Sb} - u_{Cb} \\ L_f \frac{di_{Fc}}{dt} = u_{Sc} - R_S i_{Sc} - u_{Cc} \end{cases} \quad (13)$$

显然，由于三相电流之和为零，上述数学模型中只有两个独立方程。而对于不对称系统，中性点电压直接影响了电流控制。如果忽略其作用，电流控制性能将受到影响。图 2、3 分别给出了对称和不对称系统三相电压，A 相负载电流 i_{La} 和 A 相补偿后线路电流 i_{Sa} 的波形，电流控制采用了 PID 控制。图 2 中，A 相初相位为零构建了三相对称电压源，图 3 中，将 A 相初相位相移了 $\frac{4}{9}\pi$ 构建了三相不对称电压源。从图形中可以看出，不对称系统的电流跟踪误差较大。

针对上述问题，本文通过与谐波和无功电流检测算法相结合，利用坐标变换，在 α - β 域中实现三相三线 APF 电流控制的解耦方案，以消除三相间的耦合。

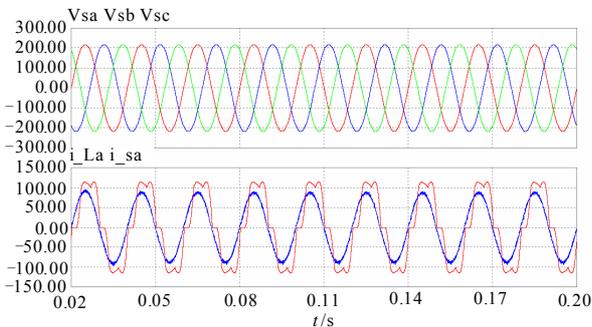


图 2 三相对称系统 APF 波形

Fig.2 Waveforms of shunt APF in symmetric system

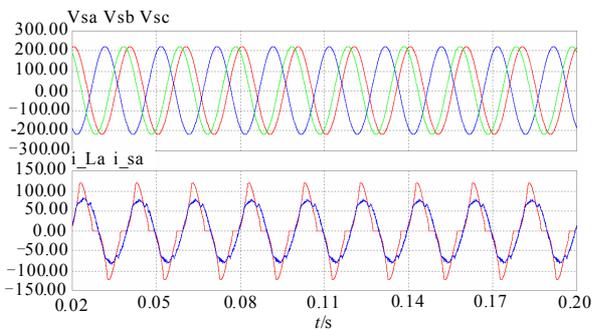


图 3 三相不对称系统 APF 波形

Fig.3 Waveforms of shunt APF in asymmetric system

2 α - β 坐标系下三相三线 APF 离散数学模型

对于三相三线并联型 APF 系统，由式 (11)，可得其离散数学模型为：

$$\begin{cases} L_f \frac{i_{Fa}(k+1) - i_{Fa}(k)}{T} = u_{Sa}(k) - R_S i_{Sa}(k) - u_{Ca}(k) - \frac{1}{3} \Delta u(k) \\ L_f \frac{i_{Fb}(k+1) - i_{Fb}(k)}{T} = u_{Sb}(k) - R_S i_{Sb}(k) - u_{Cb}(k) - \frac{1}{3} \Delta u(k) \\ L_f \frac{i_{Fc}(k+1) - i_{Fc}(k)}{T} = u_{Sc}(k) - R_S i_{Sc}(k) - u_{Cc}(k) - \frac{1}{3} \Delta u(k) \end{cases} \quad (14)$$

式中： T 为采样周期； $k=0, 1, \dots, n$ 。

利用基于瞬时无功理论的 α - β 变换，获取 α - β 域中 APF 离散数学模型。通过矩阵 C 对式 (14) 进行三相变两相变换，变换后 α - β 坐标系中相应的电参量可表示为：

$$C = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$\begin{bmatrix} u_{S\alpha}(k) \\ u_{S\beta}(k) \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} u_{Sa}(k) \\ u_{Sb}(k) \\ u_{Sc}(k) \end{bmatrix} \quad (16)$$

$$\begin{bmatrix} i_{S\alpha}(k) \\ i_{S\beta}(k) \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} i_{Sa}(k) \\ i_{Sb}(k) \\ i_{Sc}(k) \end{bmatrix} \quad (17)$$

$$\begin{bmatrix} i_{F\alpha}(k) \\ i_{F\beta}(k) \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} i_{Fa}(k) \\ i_{Fb}(k) \\ i_{Fc}(k) \end{bmatrix} \quad (18)$$

$$\begin{bmatrix} u_{C\alpha}(k) \\ u_{C\beta}(k) \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} u_{Ca}(k) - \frac{1}{3} \Delta u(k) \\ u_{Cb}(k) - \frac{1}{3} \Delta u(k) \\ u_{Cc}(k) - \frac{1}{3} \Delta u(k) \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} u_{Ca}(k) \\ u_{Cb}(k) \\ u_{Cc}(k) \end{bmatrix} \quad (19)$$

由式 (19) 可以看出，系统中性点电压对电流控制的影响经坐标变换，相互抵消。因此，在 α - β 坐标系下对称系统和非对称系统的电流控制是一致的。若无反变换，直接在 α - β 域中实现三相电流解耦控制，则无需考虑由于电流耦合带来的中性点电压的影响。

由上述变换，得到 α - β 坐标系下的 APF 离散数

学模型为:

$$\begin{cases} L_{F\alpha} \frac{i_{F\alpha}(k+1) - i_{F\alpha}(k)}{T} = u_{S\alpha}(k) - R_S i_{S\alpha}(k) - u_{C\alpha}(k) \\ L_{F\beta} \frac{i_{F\beta}(k+1) - i_{F\beta}(k)}{T} = u_{S\beta}(k) - R_S i_{S\beta}(k) - u_{C\beta}(k) \end{cases} \quad (20)$$

3 解耦实施方案

应用经典 PID 控制, 在 α - β 坐标系下实现 APF 的电流解耦控制。电流控制原理框图如图 4 所示, 设控制器的输入为:

$$e_j(k) = i_{Fj}^*(k) - i_{Fj}(k) \quad (21)$$

其中: $j = \alpha, \beta$; i_{Fj}^* 为 APF 在 α - β 域中的指令电流。

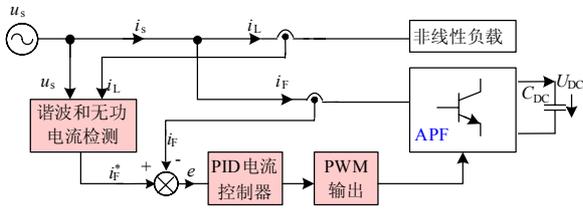


图 4 APF 电流控制原理框图

Fig.4 Schematic diagram of the current control of APF

因为采样周期 T 较小, $i_{Fj}^*(k+1) \approx i_{Fj}^*(k)$, 则由式 (20)、(21) 可得:

$$\begin{aligned} e_j(k+1) - e_j(k) &= -i_{Fj}(k+1) + i_{Fj}^*(k) = \\ &= -\frac{T}{L_{Fj}}(u_{Sj}(k) - R_S i_{Sj}(k) - u_{Cj}(k)) \end{aligned} \quad (22)$$

若采用离散 PID 增量型控制算式, 即:

$$\begin{aligned} \Delta e_j(k+1) &= e_j(k+1) - e_j(k) = \\ &= k_p(e_j(k+1) - e_j(k)) + \frac{T}{T_I} e_j(k+1) + \\ &= \frac{T_D}{T}(e_j(k+1) - 2e_j(k) + e_j(k-1)) \end{aligned} \quad (23)$$

其中: k_p 为比例系数, T_I 为积分时间, T_D 为微分时间。联立式 (22)、(23) 可得相应的控制规律为:

$$u_{Cj}(k) = u_{Sj}(k) - R_S i_{Sj}(k) + \frac{L_{Fj}}{T} \Delta e_j(k) \quad (24)$$

本解耦方案首先根据控制律式 (24) 计算控制器输出, 然后根据控制器的输出与开关状态的逻辑关系, 确定开关 S1、S2 与 S3 的开关状态, 输出三相 PWM 控制信号。

因为:

$$\begin{cases} u_{Ca}(k) = u_{DC}(k)(2p_a(k) - p_b(k) - p_c(k))/3 \\ u_{Cb}(k) = u_{DC}(k)(-p_a(k) + 2p_b(k) - p_c(k))/3 \\ u_{Cc}(k) = u_{DC}(k)(-p_a(k) - p_b(k) + 2p_c(k))/3 \end{cases} \quad (25)$$

由式 (19) 可得:

$$\begin{bmatrix} u_{Ca}(k) \\ u_{Cb}(k) \\ u_{Cc}(k) \end{bmatrix} = C \begin{bmatrix} u_{Ca}(k) \\ u_{Cb}(k) \\ u_{Cc}(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{3/2} u_{Ca}(k) \\ \sqrt{2/2} (u_{Ca}(k) + 2u_{Cb}(k)) \\ \sqrt{2/2} (2u_{Cb}(k) - u_{Ca}(k)) \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{1}{6}} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ 0 & \sqrt{3} & -\sqrt{3} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} p_a(k) \\ p_b(k) \\ p_c(k) \end{bmatrix} u_{DC}(k) \quad (26)$$

由式 (24)、(26):

当 $u_{Ca}(k) < 0$ 时, $p_a(k) = 0$; 当 $u_{Ca}(k) > 0$ 时, $p_a(k) = 1$ 。

当 $u_{Cb}(k) < 0$ 时, $p_b(k) = 0$, $p_c(k) = 1$; 当 $u_{Cb}(k) > 0$ 时, $p_b(k) = 1$, $p_c(k) = 0$ 。

当 $u_{Ca}(k) < 0$, $u_{Cb}(k) = 0$ 时, $p_b(k) = 1$, $p_c(k) = 1$; 当 $u_{Ca}(k) > 0$, $u_{Cb}(k) = 0$ 时, $p_b(k) = 0$, $p_c(k) = 0$ 。

自适应离散滑模变结构解耦控制算法的 PWM 开关信号真值表, 如表 1 所示。

表 1 三相 PWM 开关信号解耦真值表

Tab.1 True value of three-phase PWM switching signal

控制器输出		输出 PWM 信号		
u_{Ca}	u_{Cb}	p_a	p_b	p_c
<0	<0	0	0	1
<0	>0	0	1	0
<0	0	0	1	1
>0	0	1	0	0
>0	<0	1	0	1
>0	>0	1	1	0

根据离散控制律的输出结果, 对照上述真值表, 确定三个桥臂的开关管状态, 输出三相 PWM 信号, 实现三相电流 i_a 、 i_b 和 i_c 的解耦控制。

4 电流解耦控制方法

若实现 APF 电流控制, 需设计完整的电流控制系统。如图 4 所示, 电流控制器输入给定值由谐波和无功电流检测环节获得。常用的以瞬时无功理论

为基础的检测算法中，是将三相电压和电流值变换到 α - β 两相正交的坐标系下研究，最终再将计算结果反变换到三相坐标系下。而上述解耦控制亦在 α - β 坐标系下完成。因此，本文综合考虑电流解耦控制，基于一种谐波与无功电流的改进检测方法^[5, 18]，以实现三相三线制并联型 APF 的电流控制，减小计算量。改进的无功及谐波电流检测算法如图 5 所示。图中，矩阵 C_w 为：

$$C_w = \begin{bmatrix} \sin \omega t & -\cos \omega t \\ \cos \omega t & \sin \omega t \end{bmatrix} \quad (27)$$

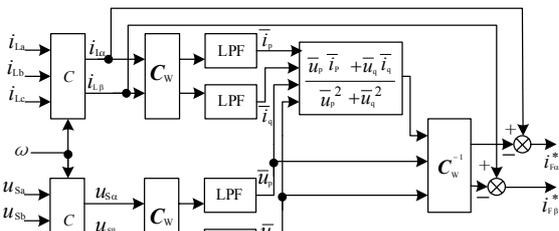


图 5 瞬时无功与谐波电流检测算法框图

Fig.5 Schematic diagram of the algorithm for instantaneous reactive power and harmonics compensation

LPF 为低通滤波器。算法首先将三相电压和三相负载电流变换到 α - β 两相正交的坐标系下，得到 α - β 坐标系下的电压和电流；再经同步变换、低通滤波、同步反变换，最终获得 α - β 坐标系下的谐波和无功电流补偿值，以作为 APF 电流控制器的指令值。该算法无需锁相环，可通用于任何工况的三相电路（包括三相三线制、三相四线制、电压与电流严重不对称或含有谐波等），较好地解决电压不对称正弦时强非线性负荷的瞬时无功与谐波电流补偿算法问题。

因此，三相三线并联型 APF 的解耦控制可由电压、电流传感器测得的电参量信号，送入 DSP。通过无功与谐波电流的补偿算法，计算出指令电流，进而在 α - β 域中实现相应的 PID 控制律。通过解耦控制，完成 PWM 信号的输出。从而实现数字化的电流解耦控制。

5 仿真实验

采用 Psim 软件对上述算法进行仿真验证。仿真对象为三相三线制系统，负载为整流阻感性负载，系统采样频率为 12 kHz。在指令电流计算中，设电网电压频率为 50 Hz。采用二阶 Butterworth 滤波器，滤波器系数为计算后在 Psim 中进行设定。搭建了两相电流控制回路，解耦控制由逻辑电路实现，开关

频率最大为 20 kHz。

图 6 所示为 A 相电压和负载电流波形。调整 PID 参数，可获得 APF 补偿后的电流，如图 7 所示 A 相波形和图 8 所示解耦后三相功率开关信号。由图 7 可见，经无功和谐波补偿后的 A 相电流与基波正序电压同相。从动态特性上分析，一个工频周期后，A 相电流即可跟踪补偿无功和谐波电流，其过渡过程和少许误差源自于指令电流计算中低通滤波器的动态特性和积分器的滞后作用。调节 PI 调节器的积分时间，可提高电流的静态补偿精度，但其动态跟踪速度相对降低。图 8 为三相开关信号频谱，

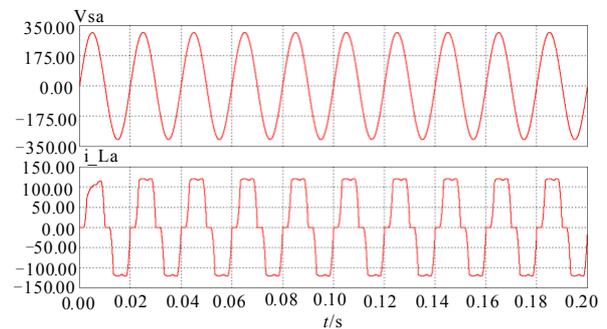


图 6 A 相电压和负载电流波形

Fig.6 Voltage and load current of phase A

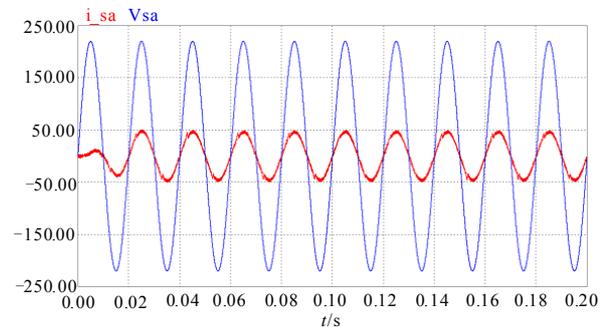


图 7 A 相基波正序电压和电流波形

Fig.7 Positive-sequence voltage in base frequency and current of phase A

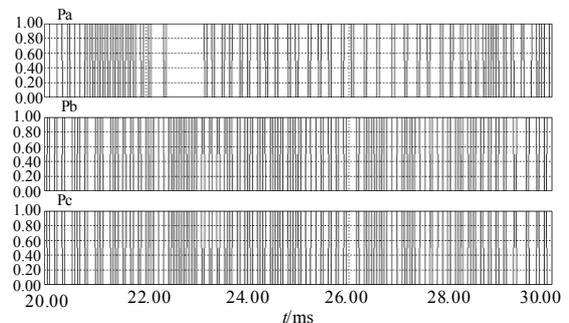


图 8 三相开关信号

Fig.8 Three-phase PWM signals

由于主要是 B 相和 C 相开关信号的解耦,因此 A 相开关频谱较其它两相不同。除了三相开关信号的固定区间出现三相不对称现象,其他控制性能并未受到影响。

由波形可以看出 A 相电流基本为正弦电流。其中含有工频周期性毛刺,原因是由于 APF 本身并不是理想滤波器,它的带宽受其输出电感和开关频率的限制,电感电流不能突变,当负载电流突变,其变化率超过电感电流变化率时,电感电流将无法精确跟踪负载电流变化,从而导致电流中出现毛刺。

上述仿真结果皆是针对基波频率 50 Hz 时的情形。当基波频率在 50 ± 0.2 Hz 范围内波动时,仿真实验结果表明,系统补偿效果基本不受影响。图 9 所示为基波频率为 49.8 Hz 时的输出电流波形。电网基波频率波动对电流的动态补偿效果基本无影响。

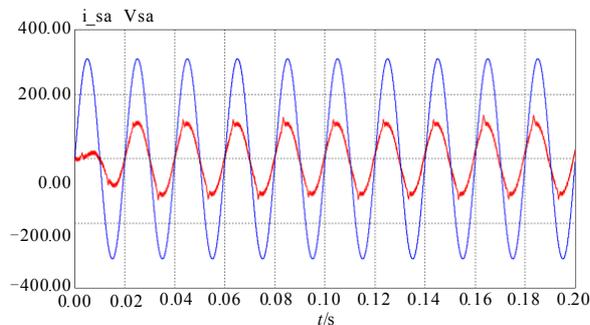


图 9 A 相基波正序电压和电流波形

Fig.9 Positive-sequence voltage in base frequency and load current of phase A

6 结语

三相三线 APF 系统中,三相电流之间的耦合增加了电流控制的难度,本文针对三相三线并联型 APF 系统电流的解耦问题展开讨论,并提出了一种合理的解耦控制方法。

(1) 通过分析三相三线并联型 APF 系统主电路的数学模型可知,由于系统三相电流之和为零,实际数学模型中只有两个独立方程。而对于不对称系统,中性点电压直接影响了电流控制。如果忽略其作用,电流控制性能将受到影响。

(2) 推导了 α - β 坐标系下 APF 主电路的数学模型。得出在 α - β 坐标系下,系统中性点电压对电流控制的影响经坐标变换相互抵消的结论。在 α - β 坐标系下对称系统和非对称系统的电流控制是一致的。

(3) 与谐波和无功电流检测算法、PID 电流控制相结合,提出了完整的 APF 电流解耦控制方法。

通过三相变两相的变换,在 α - β 坐标系下,完成指令电流的计算,利用两个电流控制器实现三相电流的离散控制,给出了实现解耦控制的三相 PWM 开关信号真值表。此方法无需反变换,指令电流计算方法和解耦控制方法的应用,简化了系统的实现,消除三相电流的耦合问题。较三相系统省去一个控制器,且易于数字实现,有效减少了计算量,具有较好的应用价值。仿真实验验证了上述结论。

参考文献

- [1] Gyugyi L, Strycula E C. Active AC power filters[C]// IEEE/IAS Annual Meeting. Chicago(USA):1976.529-535.
- [2] Qiao C, Jin T, Smedley K M. One-cycle control of three-phase active power filter with vector operation[J]. IEEE Trans Ind Electron, 2004, 51 (2) : 455-463.
- [3] Akagi H. Trends in active power line conditioners[J]. IEEE Trans Power Electron, 1994, 9 (3) : 263-268.
- [4] 刘进军, 王兆安. 瞬时无功功率与传统功率理论的统一数学描述及物理意义[J]. 电工技术学报, 1998, 13 (6) : 6-12.
LIU Jin-jun, WANG Zhao-an. Uniform mathematical description of instantaneous reactive power theory and conventional power theory and its physical meaning[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 1998, 13 (6) : 6-12.
- [5] Czarnecki L S. On some misinterpretations of the instantaneous reactive power p-q theory[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2004, 19 (3) : 828-836.
- [6] 童梅, 项基. 一种混合型电力滤波器的变结构控制[J]. 电工技术学报, 2002, 17 (1) : 59-63.
TONG Mei, XIANG Ji. Variable structure control of a Hybrid power filter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2002, 17 (1) : 59-63.
- [7] Matas J, de Vicuna L G, Miret J, et al. Feedback linearization of a single-phase active power filter via sliding mode control[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2008, 23 (1) : 116-125.
- [8] 游小杰, 李永东, Valouch V, 等. 并联型有源电力滤波器在非理想电源电压下的控制[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24 (2) : 55-60.
YOU Xiao-jie, LI Yong-dong, Valouch V, et al. APF control strategy under the condition of non-ideal source voltages[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24 (2) : 55-60.
- [9] 钟炎平. 一种新的 PWM 整流器电流解耦控制策略[J]. 电工技术学报, 2005, 20 (8) : 74-77.
ZHONG Yan-ping. Novel current decoupled control strategy for PWM rectifier[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2005, 20 (8) : 74-77.
- [10] Mendalek N, Al-Haddad K, Dessaint L A, et al.

- Nonlinear control strategy applied to a shunt active power filter[C].//Power Electronics Specialists Conference. 2001.1877-1882.
- [11] 章勇高, 康勇, 刘黎明, 等. 统一潮流控制器并联变换器的改进型双环控制系统[J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(4): 40-46.
ZHANG Yong-gao, KANG Yong, LIU Li-ming, et al. Improved double close-loop control system for shunt inverter of UPFC[J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(4): 40-46.
- [12] 刘培国, 戴珂, 熊健, 等. 一种基于 DSP 的三相电压型变换器电流控制技术[J]. 电力电子技术, 2003, 37(3): 31-33.
LIU Pei-guo, DAI Ke, XIONG Jian, et al. A current control technology of three-phase VSC based on DSP[J]. Power Electronics, 2003, 37(3): 31-33.
- [13] Verdelho P, Marques G D. An active power filter and unbalanced current compensator[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 1997, 44(3): 321-328.
- [14] Yun C, Xiaoming Z. A novel active power filter topology based on coordinate transformation[C]. //4th IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications. 2009.197-200.
- [15] Xiaoming Z, Mei Y. A novel active power filter based on injection of α - β current components to power system[C].//PESC '06. 37th IEEE. 2006. 1-6.
- [16] Akagi H, Kanazawa Y, Nabae A. Instantaneous reactive power compensators comprising switching devices without energy storage components[J]. IEEE Transactions on Industrial Applications, 1984, 20(3): 625-630.
- [17] Peng Fang-zheng, Lai Jih-sheng. Generalized instantaneous reactive power theory for three phase power systems[J]. IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 1996, 45(1): 293-297.
- [18] 王辉, 李庆民, 吴明雷. 用于强非线性负荷的瞬时无功与谐波电流检测算法研究[J]. 继电器, 2006, 34(21): 18-23.
WANG Hui, LI Qing-min, WU Ming-lei. Investigation on a new algorithm for instantaneous reactive power and harmonics currents detection applied to intensively nonlinear loads[J]. Relay, 2006, 34(21): 18-23.

收稿日期: 2009-08-04; 修回日期: 2009-08-13

作者简介:

王辉(1974-), 女, 副教授, 博士生, 主要从事电力电子技术领域的教学与科研工作; E-mail: soldlwh@sdu.edu.cn

段玉兵(1980-), 男, 博士生, 从事微电网控制、电能质量等领域的研究工作;

龚宇雷(1973-), 男, 博士生, 研究方向为微型电力网。

(上接第 32 页 continued from page 32)

- [10] 鞠平. 电力系统非线性辨识[M]. 南京: 河海大学出版社, 1999.
JU Ping. Nonlinear parameter identification of power system[M]. Nanjing: Hohai University Press, 1999.
- [11] Carlisle A, Dozier G. Tracking changing extrema with adaptive particle swarm optimizer[C].//Proceedings of WAC. Florida:2002.
- [12] Carlisle A J. Applying the particle swarm optimizer to non-stationary environments, Doctoral Dissertation[D]. Auburn University, 2002.
- [13] Feng H. Hybrid stages particle swarm optimization learning fuzzy modeling systems design[J]. Tamkang Journal of Science and Engineering, 2(9):167-176.
- [14] Heo J S, Lee K Y, Garduno R. Multiobjective control of power plants using particle swarm optimization techniques[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2(21): 552-561.
- [15] Huang C, Wang M. A particle swarm optimization to identifying the ARMAX model short-term load forecasting[J]. IEEE Trans on Power Systems, 2(20):1126-1133.
- [16] 黄席樾, 向长城, 殷礼胜. 现代智能算法理论及应用[M]. 北京: 科学出版社, 2009.
- [17] 龚纯, 王正林. 精通 MATLAB 最优化计算[M]. 北京: 电子工业出版社, 2009.
- [18] Jun Z, Xin F, Huayong Y, et al. A particle swarm optimization approach for pid parameters in hydraulic servo control system[C].//Proceedings of the Sixth World congress on Intelligent Control and Automation. Dalian(China):2006.7725-7729.
- [19] Ke J, Li Q, Qian J. Particle swarm optimization based nonlinear observer[C].//Proceedings of the Fifth World Congress on Intelligent Control and Automation. Hangzhou(China): 2004.1580-1583.

收稿日期: 2009-11-06; 修回日期: 2010-04-19

作者简介:

查卫华(1978-), 男, 博士研究生, 研究方向为电力系统规划与控制; E-mail: chawh@npqjvc.cn

袁越(1966-), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 主要研究方向为电力系统优化运行、电力系统稳定分析与控制、电力经济技术与运营管理;

张涛(1968-), 男, 教授级高工, 研究方向为核电机组运行分析与控制、核电运营与管理。