

基于矢量解耦与预测电流控制相结合的 APF 的研究

鲍禄山, 王毅非, 黎燕

(西南交通大学电气工程学院, 四川 成都 610031)

摘要: 由于基于瞬时无功理论的 i_p-i_q 谐波检测算法在非理想电网电压下不能准确地检测无功电流, 介绍一种解耦控制与预测谐波电流控制相结合的控制算法。为克服解耦控制回路和预测谐波电流回路受电感参数变化的影响, 提出一种基于合成矢量的无电感参数的解耦控制器, 对解耦控制和预测控制回路进行改进, 引入参数可自动调节的 PI 控制器, 使控制回路适应电感参数的变化, 增强控制系统的抗干扰性。最后, 在 Matlab/Simulink 环境下, 对其分别进行了仿真分析并比较, 证明了改进之后控制算法的正确性与可行性。

关键词: 解耦控制; 预测谐波电流控制; 电感参数变化; 抗干扰性

Research on APF based on vector decoupling control and predictive current control

BAO Lushan, WANG Yifei, LI Yan

(College of Electrical Engineering, Southwest Jiaotong University, Chengdu 610031, China)

Abstract: Because the i_p-i_q harmonic detection algorithm based on instantaneous reactive theory cannot detection reactive current under nonideal power grid voltage, this paper presents the operation mechanism of the shunt active filter with a new control algorithm. The control algorithm is composed of indirect current loop for active and reactive power control and predictive current loop for harmonic filtering control. Due to the parameters of inductor change, the value along with the current will produce error, so a decoupling controller based on synthetic vector is put forward to overcome the defect and improve the anti-interference ability of the system. The simulation is verified to the control strategy by Matlab/Simulink. The results show the correctness and effectiveness.

Key words: decoupling control; predictive harmonic current control; parameters of inductor change; anti-interference ability

中图分类号: TM714 文献标识码: A 文章编号: 1674-3415(2015)05-0088-06

0 引言

自上个世纪七十年代起, 电网的电能质量受到了严重的影响, 如谐波污染、电压波动及不平衡等, 究其原因主要是电网中的晶闸管、二极管整流器、变频器、电气化铁路及各种电力电子设备用量的不断增加。这些设备相对于电网来说都是非线性和时变负载。因此, 对电网进行谐波抑制进而提高电能质量已成为社会的研究热点^[1-4]。有源滤波装置作为一种能够动态抑制谐波的新型电力电子装置, 凭借其实时性好、动态响应速度快、体积小、重量轻等特点, 受到了广泛关注。尤其是并联电压源型的有源电力滤波器凭借其优良的电气特性备受学术界关注, 谐波检测算法和电流控制系统的设计是有源电力滤波器研究的两大课题^[5-7]。有源电力滤波器控制

方法的优劣极大程度上决定了其对谐波的抑制性能。

目前对有源滤波器的谐波检测方法大多采用基于瞬时无功理论的 i_p-i_q 检测算法。文献[8]对这一算法进行了介绍, 虽然其检测结果不受电压波形畸变的影响, 检测结果较为准确, 但其只适用于三相三线制电路, 当将其用于三相四线制电路谐波检测时需要分离出零序分量; 而且, 如果三相电压存在不对称, 由于不对称的相电压初相位角与相电压正序分量初相位角之间存在着相位差, 故在计算无功电流时会出现偏差。文献[9]介绍了一种预测谐波电流控制算法, 这种控制算法不仅能够应用于三相 APF 系统中, 而且也适用于多级式多电平 APF, 当开关频率高时可以实现电流的无差跟踪; 但这种算法受电感参数的影响, 实际应用中电感存在饱和现象, 其值会随着电流的变化而呈非线性变化, 较小

的参数误差可能会导致结果的不准确。传统的解耦控制都是以一恒定的电感参数进行解耦, 无法实现电流的完全解耦, 抗干扰能力较差。本文将解耦控制和预测电流控制相结合, 并对其进行了改进, 使不论是解耦控制环节还是预测电流控制环节, PI 参数都适应电感参数 L 的变化, 增强了系统的抗干扰特性。通过 Matlab/Simulink 软件进行了仿真验证, 结果表明改进之后的控制算法能够达到理想的补偿结果, 且抗干扰能力较强, 证明了这种控制算法的可行性。

1 系统组成与工作原理

图 1 是三相三线制下的并联型有源滤波器的系统结构示意图。其基本的工作思想就是通过一定的谐波检测控制, 检测出负载电流中的谐波, 然后通过有源滤波器使其提供等值反相位的补偿电流 i_c , 来消除非线性负载造成的谐波污染, 从而达到使网侧电流正弦且与电压同相位的目的。假设网侧电流为 i_s , 负载电流为 i_L , 则有源滤波器需要补偿的电流为

$$i_c = -(i_s - i_L) \quad (1)$$

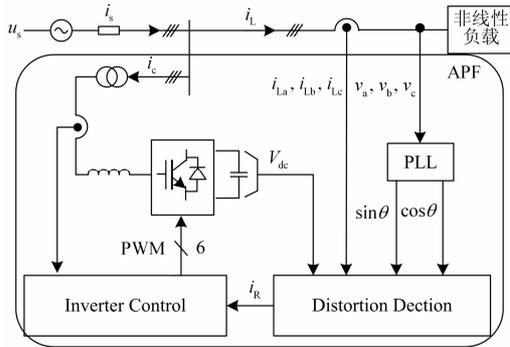


图 1 APF 系统结构图

Fig. 1 System structure of APF

2 控制算法原理

2.1 解耦控制

基于空间矢量的解耦控制能够实现有功无功的独立控制。负载电流经过同步旋转坐标变换到正交坐标系后得到有功成分和基波无功成分, 然后经过低通滤波器得到参考电流 i_{df} 、 i_{qf} 作为有功和无功补偿。

设网侧电压为 u_s 、有源滤波器电流补偿电流 i_{cn} 和输入端电压 u_{cn} (n 为 a、b、c); 对图 1 所示电路采用基尔霍夫电压定律(KVL), 可得

$$u_{cn} = u_{sn} - Ri_{cn} - L \frac{di_{cn}}{dt} \quad (2)$$

变换到 $d-q$ 坐标系下的数学模型为

$$\begin{bmatrix} v_{cd} \\ v_{cq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -L \frac{di_{cd}}{dt} + \omega Li_{cq} - Ri_{cd} + u_s \\ -L \frac{di_{cq}}{dt} - \omega Li_{cd} - Ri_{cq} + 0 \end{bmatrix} \quad (3)$$

根据式(3), 电流的解耦控制很容易实现。最后, 经过 $dq-abc$ 变换, 就可以得到有源电力滤波器控制的参考电压。

由式(3)可以看出, 电感参数 L 会对控制的准确性产生很大的影响, 由于电流的变化, 电感存在饱和现象, 其值会随着电流的变化而非线性变化, 使得解耦控制出现误差, 第 3 节会介绍一种基于合成矢量的电流解耦控制器, 它克服了这一缺陷。

2.2 预测谐波电流控制

预测电流的控制思想是经过一个 PWM 开关周期 T_s , 使得实际电流 $i(t_k + T_s)$ 与指令电流 $i^*(t_k)$ 相等。忽略电阻的影响, 只考虑电感, 式(2)可以写为

$$u_{cn}(t) = u_{sn}(t) - L_n \frac{di_{cn}(t)}{dt} \quad (4)$$

在一个开关周期 T_s 内有

$$\frac{di_{cn}(k)}{dt} = \frac{i_{cn}(k+1) - i_{cn}(k)}{T_s} \quad (5)$$

式(5)中: $i_{cn}(k)$ 为当前时刻的电流瞬时值; $i_{cn}(k+1)$ 为下一时刻的电流瞬时值; T_s 为开关时间。将式(5)代入式(4)得

$$u_{cn}(k+1) = u_{sn}(k) - L_n \frac{i_{cn}(k+1) - i_{cn}(k)}{T_s} \quad (6)$$

由于电流的瞬时性, 无法得到下一时刻产生的谐波电流瞬时值 $i_{cn}(k+1)$, 但是实际上控制系统具有高采样频率的特性, 根据当前时刻的采样值能够预测出 $i_{cn}(k+1)$, 由基尔霍夫电流定律, $i_{cn}(k+1) = i_{sn}(k) - i_{ln}(k)$ 。有源电力滤波器产生的补偿电流与检测出的负载谐波电流是等值反向的, 即 $i_{cn}(k) = i_{ln}(k) - i_{ln}(k)$, 式中, $i_{ln}(k)$ 代表负载电流的有功分量。则式(6)可以表示为

$$u_{cn}(k+1) = u_{sn}(k) - L_n \frac{i_{sn}(k) - i_{ln}(k)}{T_s} \quad (7)$$

式(7)作为下一时刻有源电力滤波器产生谐波的参考电压。显然, 这种近似存在一个采样时间的延时, 但由于控制系统的采样频率很高, 其产生的误差是可以忽略的。

$$\text{令 } u_{kn}(k) = L_n \frac{i_{sn}(k) - i_{ln}(k)}{T_s} = K[i_{sn}(k) - i_{ln}(k)],$$

其中, $K = \frac{L \cdot K_i}{T_s \cdot K_v}$, K_i 和 K_v 为电流传感器和电压

传感器的变比。则式(7)可以写为

$$u_{cn}(k+1) = u_{sn}(k) - u_{kn}(k) \quad (8)$$

因为预测电压 $u_{cn}(k+1)$ 会在补偿电流正方向产生谐波, 需要在负载补偿一个反方向的谐波以抵消 $u_{cn}(k+1)$ 产生的谐波。综上所述, 用以驱动 IGBT

的参考电压 $u_{un}(k+1)$ 就可以表示为

$$u_{un}(k+1) = u_{in}(k+1) - u_{cn}(k+1) \approx u_{in}(k) - u_{sn}(k) + u_{kn}(k) \quad (9)$$

整个预测谐波电流控制的原理框图如图 2 所示。

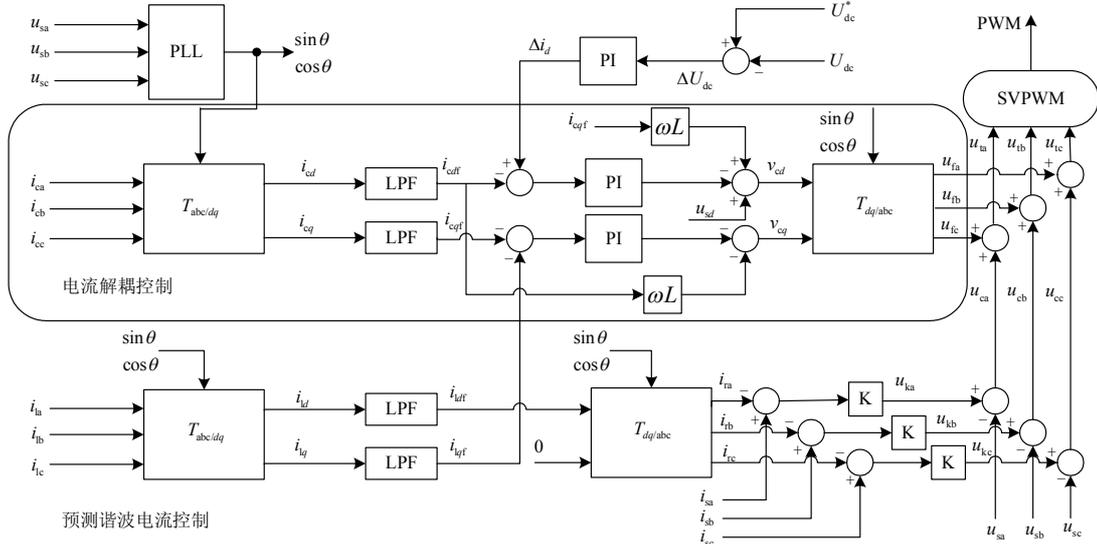


图 2 有源滤波器预测电流控制算法
Fig. 2 Control algorithm of shunt active power filter

这种预测电流的控制由于有一个 K 参数的设置, 即 $K = \frac{L \cdot K_i}{T_s \cdot K_v}$, 从其表达式可以看出, K 的值与电感参数 L 有很大的关系, 后面将介绍一种基于合成矢量的电流解耦控制^[10], 对其进行改进。

3 控制算法的改进

3.1 解耦回路的改进

在实际的控制中, 由于电感存在饱和现象, 电感参数是随着电流的变化而呈非线性变化的, 这会直接影响到控制系统的性能。这里介绍一种基于合成矢量的电流解耦控制, 使得 PI 参数适应电感参数的变化, 实现精确解耦。

根据式(3), 将其写成合成矢量的形式

$$v_{cdq} = -L \frac{d(i_{cdq})}{dt} - j\omega L i_{cdq} - R i_{cdq} + u_{sdq} \quad (10)$$

对式(10)两边进行拉氏变换, 得

$$U_{cdq}(s) = -L S I_{cdq}(s) - (R + j\omega L) I_{cdq}(s) + U_{sdq}(s) \quad (11)$$

化简得

$$I_{cdq}(s) = -\frac{U_{cdq}(s) - U_{sdq}(s)}{L S + (R + j\omega L)} = -\frac{U_{cdq}(s) - U_{sdq}(s)}{L[S + (\frac{R}{L} + j\omega)]} \quad (12)$$

电流控制内环的传递函数为

$$\frac{i}{i^*} = \frac{K_p s + K_i}{L s^2 + (K_p + R) s + K_i} \quad (13)$$

对式(13)采用零极点对消的办法化简, 令 $K_i / K_p = R / L$, 则电流内环传递函数将化为一个一阶惯性环节

$$\frac{i}{i^*} = \frac{K_p / L}{s + K_p / L} \quad (14)$$

式中: K_i 、 K_p 为积分、比例系数; 电流控制内环的带宽为 K_p / L 。则基于合成矢量的电流解耦控制器的传递函数为

$$G_{dq}(s) = -K_p [1 + (K_i / K_p + j\omega) \frac{1}{s}] \quad (15)$$

从而, 可以得到参考矢量为

$$u_{cdq}^* = G_{dq}(s)(i_{cdq}^* - i_{cdq}) + u_{sdq} \quad (16)$$

令 $\begin{cases} u_{sd} = u_s \\ u_{sq} = 0 \end{cases}$, 则由式(16)可得

$$\begin{cases} u_{cd}^* = -(i_{cd}^* - i_{cd})(K_p + \frac{K_i}{s}) + (i_{cq}^* - i_{cq}) \frac{\omega K_p}{s} + u_s \\ u_{cq}^* = -(i_{cq}^* - i_{cq})(K_p + \frac{K_i}{s}) - (i_{cd}^* - i_{cd}) \frac{\omega K_p}{s} + 0 \end{cases} \quad (17)$$

基于合成矢量的无感参数解耦控制原理如图 3 所示。

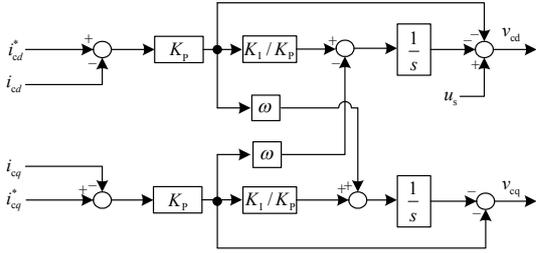


图 3 合成矢量的电流解耦控制算法

Fig. 3 Control algorithm of decoupling based on synthetic vector

3.2 PI 控制器参数的设计

为了使得 PI 参数能够适应 L 的变化, 采用变参数的 PI 控制算法^[11]。其基本控制思想是根据误差大小来自动调节 PI 参数, 以满足 L 变化时的需要。当误差大时, 控制系统相应地加大比例调节, 以加快响应速度, 同时保证稳定性; 当误差小时, 控制系统相应地增大积分调节, 以保证稳态误差。设一个开关周期内的偏差值为 e , 则 K_p 、 K_i 关于偏差值 e 的增益函数为

$$K_p = K_{p0}(1 + k_1(1 - \exp(-100e^2))) \quad (18)$$

$$K_i = k_2 K_{i0} \exp(-100e^2) \quad (19)$$

式中: K_{p0} 、 K_{i0} 为初始的比例、积分系数; k_1 、 k_2 为修正系数, k_1 主要取决于控制变量的限幅值和对象的稳定性, 一般取 $k_1 < 1$, k_2 反映的是稳态值附近的积分作用, 一般取 $k_2 \geq 1$ 。

电感电流的采样频率为 10 kHz, 利用 $K_1/K_p = R/L$, 而 $R = 0.02 \Omega$, 电感 L 的变化范围为 0.5~0.25 mH, 则有 $40 \leq K_1/K_p \leq 80$, 即有 $K_1/80 \leq K_p \leq K_1/40$; 由于闭环带宽为 K_p/L , 则有闭环带宽的变化范围为 $K_1/(80 \cdot L) \leq K_p/L \leq K_1/(40 \cdot L)$, 代入参数得闭环带宽从 0~750 Hz 变化。为了保证在较大的范围内具有较大的比例增益, K_p 的宽度取为 0.1; 同理, 为了保证在稳态值附近加大积分作用, K_i 的宽度取为 0.1, 这样, 在大偏差时 K_i 接近于 0, 可以实现积分的分离, 使系统有较快的响应速度而且可以避免积分饱和, 达到稳定状态。

由闭环传递函数式(13)得特征方程为

$$Ls^2 + (K_p + R)s + K_i = 0 \quad (20)$$

由式(20)得, $a_0 = L$, $a_1 = K_p + R$, $a_2 = K_i$;

$a_0 > 0$, $a_1 > 0$, $b_1 = \frac{a_1 a_2 - a_0 a_3}{a_1} = K_i > 0$; 根据 Routh

判据, 系统处于稳定状态。

由 $K_1/K_p = R/L$, 而预测电流控制中 $K = \frac{L \cdot K_i}{T_s \cdot K_v}$, 由这两个式子可得 $K = \frac{RK_p}{K_1 T_s} \frac{K_i}{K_v}$, 可以看出, K 的值将适应电感参数 L 的变化。

通过以上的分析, 对图 2 控制算法进行改进, 下面进行仿真验证。

4 仿真与分析

为了验证本文所提控制算法的可行性, 利用 Matlab/Simulink 软件对其进行了仿真。仿真系统的基本参数为: 系统工作电压为 $U_s = 380 \text{ V}$, 频率 $f = 50 \text{ Hz}$, 直流侧电容 $C = 2200 \mu\text{F}$, 电容电压的设定值为 $U_{\text{dref}} = 800 \text{ V}$, 连接电抗器采用电感与一小电阻串联模型, $L = 0.5 \text{ mH}$, $R = 0.02 \Omega$; 谐波源负载为三相不可控整流桥接 10Ω 电阻负载串电感。

图 4 为改进之前控制算法的仿真波形, 波形从上到下依次表示直流侧电容电压、负载电流、APF 补偿电流、电源电流。图 5 为算法改进之后的仿真波形。0.1 s 后负载突变。0.2 s 后电感参数由 0.5 mH 变为 0.25 mH。

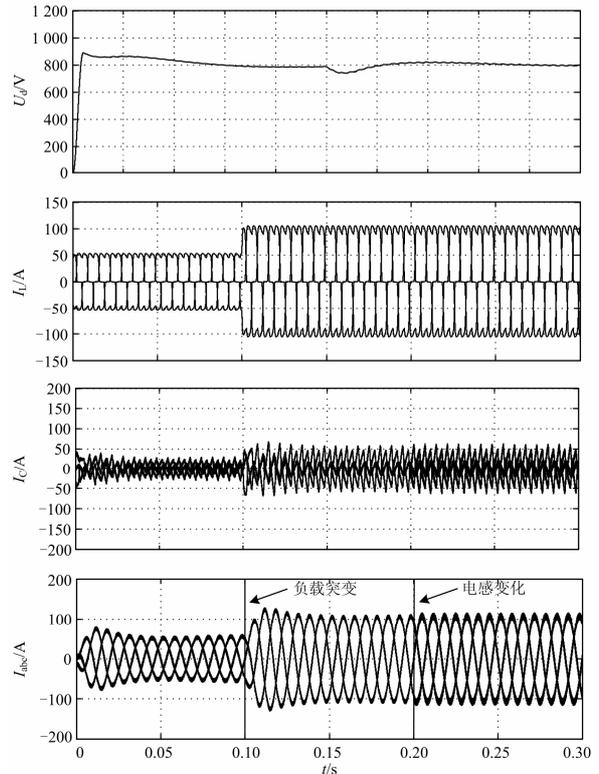


图 4 改进前的仿真波形

Fig. 4 Simulation waveforms

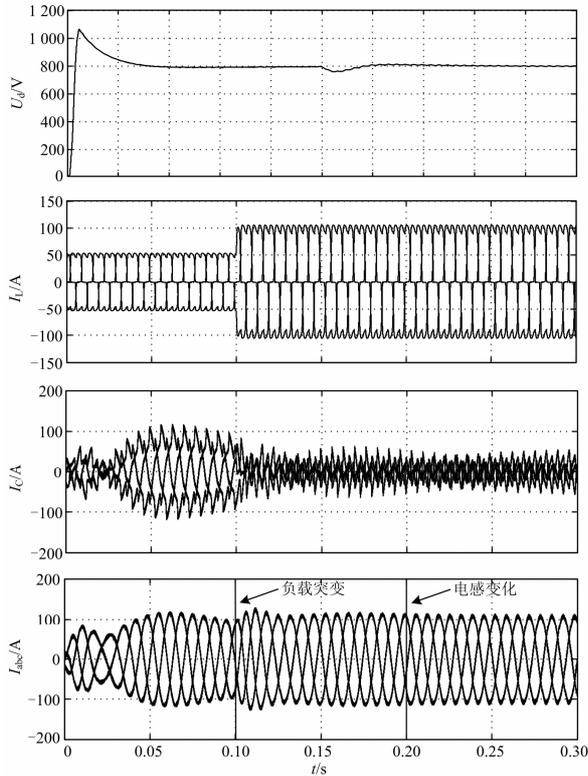


图 5 改进后的仿真波形

Fig. 5 Simulation waveform after improvement

对比图 4、图 5 可以看出，不论是改进之前的控制算法还是改进之后的控制算法，都能很好地实现谐波的补偿；从动态响应来看，当 $t = 0.1\text{ s}$ 负载突变时，两种算法都能在大约半个周期内完成调整过程进而达到稳定，响应速度相当。当 $t = 0.2\text{ s}$ 电感参数发生变化，由原来的 $L = 0.5\text{ mH}$ 变为 $L = 0.25\text{ mH}$ ，由图 4、图 5 所示的电源电流波形可以看出，改进之前的控制算法网侧电流谐波加大，而改进之后的控制算法的网侧电流基本保持不变；对其分别进行 FFT 分析由图 6 所示：改进之前电源电流的 $THD = 4.87\%$ ，较电感未变之前增大了约一倍；改进之后 $THD = 2.66\%$ ，基本与电感未变之前相等，明显可知电网的谐波特性得到了改善。可见改进后的控制算法能够适应电感参数的变化，抗干扰能力较强。

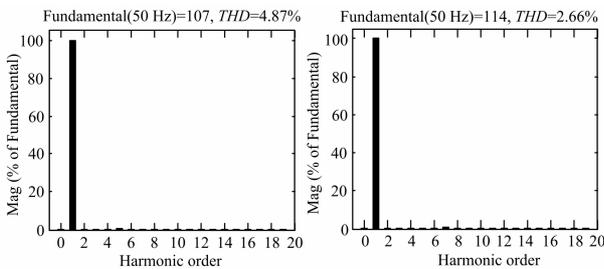


图 6 两种检测方法的频谱图对比

Fig. 6 Spectrum compensation of two detection methods

5 结论

本文介绍的解耦控制与预测电流控制相结合的方法不仅适用于三相三线系统，而且能够满足 APF 向多级式多电平的发展趋势。由于双闭环的控制中，电流的变化会使连接电抗器的值随之变化，传统的解耦控制回路以固定电感参数进行解耦达不到完全解耦的效果或使解耦失败；预测电流回路也会受电感参数的影响，较小的参数误差可能会导致结果的不准确进而影响补偿效果。本文对其进行了改进，介绍了一种基于合成矢量的解耦控制器并将其应用于电流内环解耦控制中，通过引入参数可调的 PI 控制器使得控制适应电感参数的变化，而且也对预测电流控制回路进行了改进，增强了系统的抗干扰性。通过 Matlab/Simulink 仿真并进行了比较，结果表明改进后的控制算法不仅能够实现有功无功的独立调节，增强系统的抗干扰能力，而且还能有效地改善网侧电流的谐波含量，提高电网的电能质量，证明了该控制算法的可行性。

参考文献

- [1] 王兆安, 杨君, 刘进军. 谐波抑制和无功功率补偿[M]. 2 版. 北京: 机械工业出版社, 2006.
- [2] 张晓, 孔令军, 孙华, 等. 三相三线制并联型有源电力滤波器的准滑膜变结构控制[J]. 电力系统保护与控制, 2011, 39(21): 40-44.
ZHANG Xiao, KONG Lingjun, SUN Hua, et al. The quasi-sliding mode control of the shunt active power filter in the three-phase three-wire system[J]. Power System Protection and Control, 2011, 39(21): 40-44.
- [3] 王辉, 段玉兵, 龚宇类, 等. 一种用于并联型有源电力滤波器的离散解耦控制方法[J]. 电力系统保护与控制, 2010, 38(11): 48-53.
WANG Hui, DUAN Yubing, GONG Yulei, et al. A decoupling discrete-time control methodology applied to shunt active power filter[J]. Power System Protection and Control, 2010, 38(11): 48-53.
- [4] 黄薇, 周荔丹, 郑益慧, 等. 基于神经网络 PI 重复控制器的三相并联有源电力滤波器[J]. 电力系统保护与控制, 2012, 40(3): 78-84.
HUANG Wei, ZHOU Lidan, ZHENG Yihui, et al. Neural network PI repetitive controller for three-phase three-wire shunt active power filter[J]. Power System Protection and Control, 2012, 40(3): 78-84.
- [5] 全恒立, 刘志刚, 张钢, 等. 并联型有源滤波器主电路关键参数设计[J]. 电工技术学报, 2011, 26(12): 106-112.

- QUAN Hengli, LIU Zhigang, ZHANG Gang, et al. Design of main circuit's key parameters on shunt active power filters[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(12): 106-112.
- [6] 孙孝峰, 曾健, 李宁宁, 等. 并联有源滤波器网侧谐波电流反馈控制[J]. 电工技术学报, 2012, 27(10): 150-154.
- SUN Xiaofeng, ZENG Jian, LI Ningning, et al. Improvement for the closed-loop control of shunt active power filter on feedback of supply-side current[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(10): 150-154.
- [7] 曹武, 赵剑锋, 江楠. 有源滤波器同步坐标系下的空间矢量滞环电流控制新方法[J]. 电工技术学报, 2013, 28(12): 173-181.
- CAO Wu, ZHAO Jianfeng, JIANG Nan. A new space vector hysteresis current control scheme based on synchronous reference frame for APF[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2013, 28(12): 173-181.
- [8] 曾繁鹏, 王建曦, 伏祥运, 等. 同步旋转坐标系下的有源电力滤波器简单控制方法[J]. 电网技术, 2006, 30(18): 25-28.
- ZENG Fanpeng, WANG Jianze, FU Xiangyun, et al. A Simple control method of active power filter in synchronous rotating reference orthogonal coordinate system[J]. Power System Technology, 2006, 30(18): 25-28.
- [9] ZHU Haifeng, SHU Zeliang, GAO Fenghua, et al. Five-level diode-clamped active power filter using voltage space vector-based indirect current and predictive harmonic control[J]. IET Power Electronics, 2014, 7(3): 713-723.
- [10] 胡永银, 李兴源, 周洪宇, 等. 应用于 VSC-HVDC 输电的谐波抑制控制器[J]. 电网技术, 2014, 38(3): 583-588.
- HU Yongyin, LI Xingyuan, ZHOU Hongyu, et al. A kind of harmonic suppression controller used in VSC-HVDC transmission system[J]. Power System Technology, 2014, 38(3): 583-588.
- [11] 陈洋, 王海欣, 朱元付, 等. 基于变参数 PI 的电压型 PWM 整流器的研究[J]. 电力电子技术, 2012, 46(11): 36-37.
- CHEN Yang, WANG Haixin, ZHU Yuanfu, et al. Study of voltage PWM rectifier based on variable parameters PI[J]. Power Electronics, 2012, 46(11): 36-37.

收稿日期: 2014-05-19; 修回日期: 2014-07-27

作者简介:

鲍禄山(1990-), 男, 硕士研究生, 主要研究方向为电力电子建模与控制; E-mail: 846860539@qq.com

王毅非(1961-), 男, 副教授, 硕士生导师, 主要研究方向为城轨供电、铁道电气化;

黎燕(1988-), 女, 硕士研究生, 主要研究方向为电机控制。

(编辑 葛艳娜)