

统一电能质量调节器同步无差拍控制方法研究

万健如¹, 裴 玮¹, 张国香²

(1.天津大学电气与自动化学院, 天津市 南开区 300072; 2.天津工程师范学院, 天津市 南开区 300222)

RESEARCH ON SYNCHRONIZATION DEADBEAT CONTROL ALGORITHM FOR UNIFIED POWER QUALITY CONDITIONER

WAN Jian-ru¹, PEI wei¹, ZHANG Guo-xiang²

(1. School of Automation, Tianjin University, Nankai District, Tianjin 300072, China; 2. Tianjin University of Technology and Education, Nankai District, Tianjin 300222, China)

ABSTRACT: This paper presents a novel Control Algorithm for Unified Power Quality Conditioner. The proposed algorithm treats the series inverter and the parallel inverter of UPQC as a unified unit, the reference of both part are simultaneously computed. To be digitalized and compensate the delay caused by a great deal of computation, deadbeat control and SVM (Space Vector Modulation) are employed to control the switch of UPQC so that the compensated current and the compensated voltage of UPQC are been exactly equal to its reference. A reduced order predictive state observer is used to reduce the number of sensors. The robustness of the deadbeat control algorithm is also discussed in this paper. The simulation results verify the viability and effectiveness of the control algorithm.

KEY WORDS: Power electronics; Unified Power Quality Conditioner; Power balance; Reduced observer; Deadbeat control

摘要: 提出一种新的 UPQC 控制方法, 把 UPQC 串联侧和并联侧逆变器作为一个整体, 对串联侧和并联侧同时进行参考值计算和开关器件控制, 使电压补偿和电流补偿同步协调工作。为易于数字化实现并弥补大量计算所带来的延时, 采用无差拍控制结合 SVM 方法来控制电力电子器件开关跟踪参数值。为减少传感器数量, 设计一个降维观测器来估计状态。该文还对该方法的鲁棒性进行了探讨。分析和仿真证实了该方法的有效性和可行性。

关键词: 电力电子; 统一电能质量调节器; 功率平衡; 降维观测器; 无差拍控制

1 引言

近年来, 随着我国工业化的提高, 配电网中整

流器、变频调速装置、电弧炉、电气化铁路等负荷不断增加, 同时半导体电子工业的迅猛发展导致了大批精密仪器和高档家电的产生, 这些负荷的非线性、冲击性和不平衡性的用电特性, 使电网中的电压、电流波形发生畸变, 或引起电压波动、闪变和三相不平衡。另一方面, 越来越多的用电设备对电能质量更加敏感, 特别是在重要的工业生产过程中, 供电的中断或波动将带来巨大的经济损失。例如柔性制造系统和计算机集成制造系统对配电系统中干扰和异常非常敏感, 几分之一秒的不正常就可引起制造系统的混乱。

现有解决电能质量问题的电力电子装置如 UPS、APF、DVR、DSTATCOM 等都是基于解决其中某类特定问题而设计的, 无法对电能质量问题进行综合补偿。日本学者 Akagi 在 1996 年分析有源滤波器的发展新趋势一文中, 提出了统一电能质量调节器 (UPQC—Unified power quality conditioner) 的概念^[1], 它不但可以补偿谐波电流、无功、三相不平衡, 而且可以补偿谐波电压, 抑制电压跌落, 提高供电可靠性, 是一种功能集成化的综合补偿装置。UPQC 是一种较新型的装置, 目前所作工作甚少, 尤其在检测控制方面, 通常对串联侧采用 DVR 检测控制方法, 对并联侧沿用 APF 检测控制方法。对串联侧和并联侧分别检测与控制, 仍类似于在电网中同时安装 APF 和 DVR, 并未在本质上有所突破, 且容易造成并联侧和串联侧工作难以协调甚至互相干扰。另外, UPQC 模型与工作特性较 APF、DVR 等复杂, 采用一般的控制方法难以保证补偿的动态性和实时性^[2-10]。

对于上述问题，本文提出一种新的控制方法，将 UPQC 视为一个整体，建立包含 UPQC 与电网、负载的统一数学模型，将并联侧和串联侧统一进行参考值计算和开关器件控制，使电压补偿和电流补偿同步协调。为实现数字化并弥补大量计算所带来的延时，采用无差拍控制结合 SVM 方法来控制电力电子器件开关^[11-14]。UPQC 中状态变量数较多，为实现无差拍控制，使用一个降维观测器来估计状态，以减少传感器数量。

2 系统结构与补偿原理

图 1 所示为 UPQC 的基本拓扑结构，它是由两个背靠背的三相全控桥式逆变器通过中间直流电容耦合组成。其中上游侧逆变器通过耦合变压器串联在电网与负载之间，主要用来调节负载电压幅值和补偿电网电压谐波，保证供给负载稳定平衡的三相正弦电压。下游侧逆变器并联连接在负载上，主要作用是补偿负载谐波电流，基波无功，不平衡和负序电流，并保证中间直流母线电容电压稳定，以保证流入电网的电流是平衡三相正弦电流。由于采用 PWM 调制方式，逆变器输出除了补偿分量外，还含有逆变器开关频率和开关频率整数倍附近的高频谐波，因此串联部分和并联部分出口侧都需要加 LC 滤波器，以滤去逆变器的高频开关谐波。

采用这种拓扑结构的优点在于并联侧处于串联侧下游，电压已受到串联侧补偿，不会受到电源电压波动和谐波的干扰；同时串联侧只流过负载电流的有功分量，不包含谐波和无功电流，这样可以减小串联侧的容量。

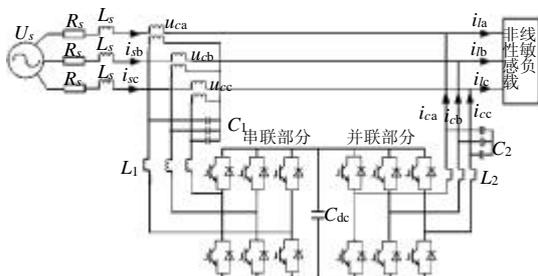


图 1 统一电能质量调节器拓扑结构图
Fig. 1 The schematic diagram of UPQC

3 系统状态空间模型

对于一个三相三线制系统来说，可以把它变换到两相静止参考坐标 $d-q$ 下，图 1 中系统可以等效为如下等效电路。下图所示为 d 轴等效电路， q 轴等效电路与 d 轴类似。

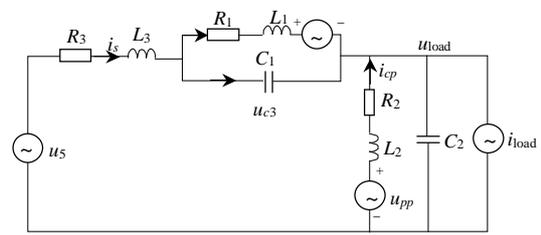


图 2 UPQC 系统 d 轴等效电路图
Fig. 2 The d -axis equivalent circuit of the UPQC compensated system

图中 L_s 为线路电感与串联变压器漏电感之和； R_s 为线路电阻与串联变压器漏电阻之和； $L_i, C_i(i=1,2)$ 分别为串联侧和并联侧出口处 LC 滤波器值； R_i 为电抗等效电阻。

UPQC 的最终目的是将负载电压补偿为稳定平衡的三相正弦电压，同时将电源电流补偿平衡的三相正弦电流。从这个观点出发，把两个逆变器发出电压作为控制输入，将负载电压和电源电流作为被控输出；将负载等效为一个谐波电流源，电源电压等效为一电压源，两者视为模型中的未建模干扰。

$$\begin{cases} \dot{x}_d = Ax_d + Bu_d + Dw_d \\ \dot{x}_q = Ax_q + Bu_q + Dw_q \\ y_d = Cx_d \\ y_q = Cx_q \end{cases} \quad (1)$$

$$x_d = [i_{s_d} \quad u_{load_d} \quad i_{l1_d} \quad i_{cp_d} \quad u_{cs_d}]^T$$

$$u_d = [u_{ss_d} \quad u_{pp_d}]^T,$$

$$w_d = [u_{s_d} \quad i_{load_d}]^T$$

$$y_d = [i_{s_d} \quad u_{load_d}]^T$$

$$A = \begin{bmatrix} -R_s/L_s & -1/L_s & 0 & 0 & -1/L_s \\ 1/C_2 & 0 & 0 & 1/C_2 & 0 \\ 0 & 0 & -L_1/R_1 & 0 & 1/L_1 \\ 0 & -1/L_2 & 0 & -R_2/L_2 & 0 \\ 1/C_1 & 0 & -1/C_1 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -1/L_1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1/L_2 & 0 \end{bmatrix}^T$$

$$D = \begin{bmatrix} 1/L_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -1/C_2 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}^T$$

$$C = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

这个系统是完全可控可观的，但为了尽量减少传感器数量，除状态 i_s, u_{load} 外，其他状态都不直接检测，通过状态观测器进行估计。

由于输出负载电流是受到负载变化的影响，输入电源电压受到电网情况影响，而负载变化和电网情况并不是某一个算法能够预测的，因此把输出负载电流和输入电源电压看作是无法预测的量，每个周期都采样测量。

以 T_s 为采样周期，将系统离散化为

$$\begin{cases} x_{dq}(k+1) = Hx_{dq}(k) + Gu_{dq}(k) + Gw_{dq}(k) \\ y_{dq}(k) = Cx_{dq}(k) \end{cases} \quad (2)$$

式中 $G = \int_0^T e^{ATs} B dt$, $G = \int_{kT_s}^{(k+1)T_s} e^{A(t-t)} D dt$, $H = e^{AT_s}$ 。

4 电流和电压参考值计算

为避免进入旋转坐标，大量计算所带来的延时，采用功率平衡理论来计算参考值。

输出负载电压期望是稳定平衡的三相正弦电压，为避免过补偿，负载电压应与电源电压同相位，电源电压相位可以通过锁相环得到，这样可以得到

$$\begin{bmatrix} u_{sa}^* \\ u_{sb}^* \\ u_{sc}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 220 \sin(\omega t) \\ 220 \sin(\omega t + 120) \\ 220 \sin(\omega t - 120) \end{bmatrix} \quad (3)$$

在将其变换到 dq 坐标系下，即得到 $[u_{s-d}^*(k), u_{s-q}^*(k)]$ 。

期望的电源电流也是平衡的三相正弦电流，并且为补偿无功，希望其相位与电源电压相同，并且要维持直流电容电压稳定，一个 PI 调节器就能较好的满足要求。首先要得到负载电流有效值，由功率平衡理论可得

$$P_{in} = u_{s-d} i_{s-d} + u_{s-q} i_{s-q} = P_{upqc} + P_{load} \quad (4)$$

其中负载吸收的功率为

$$P_{load} = \frac{1}{T} \int_0^T (u_{load-d} i_{load-d} + u_{load-q} i_{load-q}) dt \quad (5)$$

假定 UPQC 电路是无损，那么 UPQC 所吸收的功率就仅是为维持直流电容稳定所需的功率

$$P_{upqc} = K_p (V_{dc}^* - V_{dc}) + K_i \int (V_{dc}^* - V_{dc}) dt \quad (6)$$

由式(4)~(6)，可以得到电源电流参考值为

$$\begin{cases} i_{s-d}^*(k) = \frac{u_{s-d}(k)}{u_{s-d}^2(k) + u_{s-q}^2(k)} P_{in}(k) \\ i_{s-q}^*(k) = \frac{u_{s-q}(k)}{u_{s-d}^2(k) + u_{s-q}^2(k)} P_{in}(k) \end{cases} \quad (7)$$

5 降维观测器设计

要实现无差拍控制，首先要对下一拍状态进行

估计，但是在状态中，只有 i_s, u_{load} 是直接测量的，而另 3 个状态是需要观测。如果设计一个全维观测器，那么观测器将是一个 5 维的，如此大的运算量远超过参考计算延时，使状态估计计算成为新的延时环节，导致无差拍控制方法得不偿失。因此，在此设计一个降维观测器来观测状态。

对于矩阵 C ，取一矩阵 $R \in R^{3 \times 5}$ ，使 $n \times n$ 矩阵 $P = [C \ R]^T$ 为非奇异，计算矩阵 P 的逆，并分块化 $Q = P^{-1} = [Q_1 \ Q_2]$ ； Q_1 为 $n \times q$ 阵； Q_2 为 $n \times (n-q)$ 阵
计算变换系统系数矩阵，并分块化

$$\bar{H} = PHP^{-1} = \begin{bmatrix} \bar{H}_{11} & \bar{H}_{12} \\ \bar{H}_{21} & \bar{H}_{22} \end{bmatrix}, \quad \bar{G} = P\bar{G} = \begin{bmatrix} \bar{G}_1 \\ \bar{G}_2 \end{bmatrix}$$

式中 \bar{H}_{11} 为 2×2 矩阵； \bar{H}_{12} 为 2×3 矩阵； \bar{H}_{21} 为 3×2 矩阵； \bar{H}_{22} 为 3×3 矩阵。

对 $\{H_{22}^T \ H_{12}^T\}$ ，采用极点配置算法，选择增益矩阵 K 使其极点配置在接近 z 平面原点处，并取 $L = K^T$ 。

由此得到降维观测器为

$$\begin{cases} z(k+1) = (\bar{H}_{22} - L\bar{H}_{12})[z(k) + Ly(k)] + (\bar{H}_{21} - L\bar{H}_{11})y(k) + (\bar{G}_2 - L\bar{G}_1)u \\ \hat{x}(k+1) = Q_1 y(k+1) + Q_2 [z(k+1) + Ly(k+1)] + Gw_{dq}(k+1) \end{cases} \quad (8)$$

从上式可看出，要估计下一拍状态需要使用到下一拍测量值 $y(k+1)$ ，由于下一拍的测量值在该拍是未知的，所以在此使用参考值 $y^*(k+1)$ 代替。

6 无差拍控制及其鲁棒性分析

根据逆变系统离散模型式(2)和状态估计式(8)，可得控制输入为

$$u_{dq}(k+1) = (CG)^{-1} y_{dq}^*(k+2) - G^{-1} [H\hat{x}_{dq}(k+1) + Gw_{dq}(k+1)] \quad (9)$$

计算出 $u_{dq}(k+1)$ 就得到串联侧和并联侧的 $u_{ss-dq}(k+1)$, $u_{pp-dq}(k+1)$ ，可直接进行 SVM 计算，得到两个六路 PWM 脉冲。

无差拍控制是在系统模型的基础上建立的，因此系统模型的摄动对无差拍控制效果有很大影响，通常模型的摄动包括模型结构摄动，传感器噪声干扰，模型参数摄动。在本文所建立模型中没有包含过多的假定，模型结构精确度较高，加上观测器的闭环作用，使其能够保证相当精度和收敛速度。同时在降维观测器中，并没有直接使用测量值，并可在软硬件上采用相应措施使传感器的噪声得到一定

抑制。因此在本文所述方法中，干扰主要来自于模型参数的摄动。一般来说，象滤波电感、电容在设计时需要保证一定精度，但随着长期运行，无源器件难免老化，造成参数漂移，另外变压器漏电感等量难以精确测定。

对降维观测器收敛性和稳定性影响最大的是极点配置，当 $\{H_{22}^T \ H_{12}^T\}$ 参数摄动时，原来的增益矩阵 K 可能不能将极点配置在 z 平面原点处，使系统动态性变差；甚至使极点超出单位圆范围导致系统不稳定。

由于系统中摄动参数过多，如果采用理论分析将会是一个极为复杂的过程，在此我们采用仿真分析的手段，对其中部分参数摄动对系统极点配置的影响进行仿真。结果如下节图5。

7 仿真波形与分析

电路采用表1所列参数进行仿真。

表1 UPQC 电路仿真参数

Tab. 1 Circuit simulate parameter of the UPQC

电路参数	数值
直流母线滤波电容 $C_d/\mu\text{F}$	2200
线路电感与串联变压器漏电感之和/mH	0.4
线路电感与串联变压器漏电阻之和/ Ω	0.5
串联侧输入滤波电感/mH	5
串联侧输入滤波电容/ μF	10
串联侧输入滤波电感等效电阻值/ Ω	1
并联侧输入滤波电感/mH	3
并联侧输入滤波电容/ μF	30
并联侧输入滤波电感等效电阻值/m Ω	1

图3所示为在电源电压骤降并出现三相不平衡时，采用统一模型无差拍控制的补偿效果和串、并联侧独立检测控制的补偿效果对比。从图中可看出，采用统一模型无差拍控制能在一个周期内，将输出供电电压补偿至正常值，电源电流也只有一个短暂的调节过程，两者补偿同步。对于串、并联侧独立检测控制方法，串联侧与并联侧工作协调性差，在电压补偿过程中，影响到电流补偿，对并联侧工作产生干扰；并联侧电流工作不正常反过来又影响串联侧串联变压器的工作，两者工作之间不协调和因此带来的补偿滞后，导致输出电压与电源电流都出现较大的调节过程。

图4所示为在负载电流突变时，采用统一模型无差拍控制的补偿效果和串、并联侧独立检测控制的补偿效果对比。从图中可看出，采用统一模型无差拍控制，当并联侧电流进行调节时，串联侧同时也做出调整，使补偿同步，因此电源电流仅有短暂的过渡过程，输出电压波动也较小。而对串、并联

侧独立检测控制来说，负载电流出现变化后，并联侧能够迅速做出调节，但是在调节过程中不可避免地会出现震荡，影响到串联侧的补偿。等到串联侧对此做出反应，已有较大的滞后，带来了较长的调节过程。

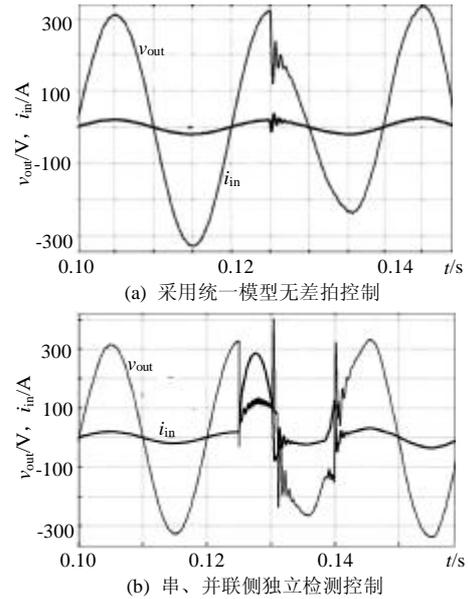


图3 电源电压骤降时输出电压与输入电流(A相)
Fig.3 Output voltage and input current when source voltage sag

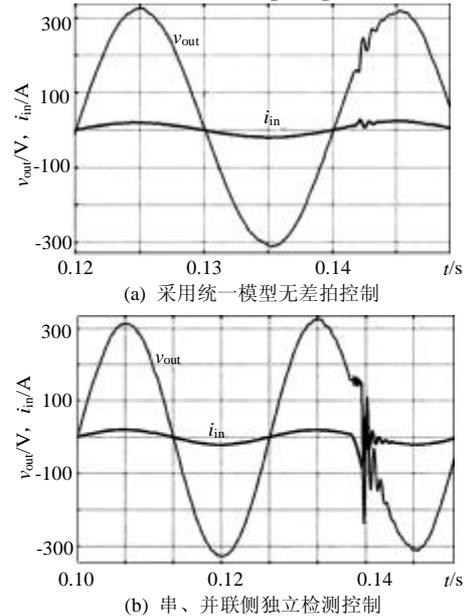


图4 负载电流突变时输出电压与输入电流(A相)
Fig.4 Output voltage and input current when load current

对于大多数系统来说，配电变压器漏电感与滤波电感、电容等主要参数的变化均在5%的范围内，因此仿真中参数变化范围取在-5%~5%。为避免分析维数过多，在此选择 L_1 ， R_1 两个参数。图5所示

为降维观测器在 L_1 , R_1 变化情况下的闭环极点敏感性分析。

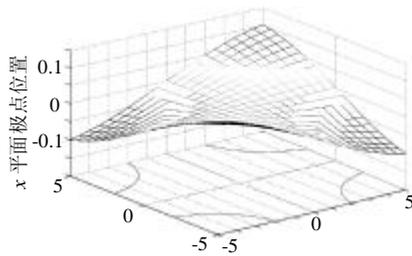


图 5 L_1 , R_1 变化时闭环极点位置分析
Fig. 5 Pole location analysis for variation in parameters L_1 and R_1

从图中可看出, L_1 , R_1 两参数在 $-5\% \sim 5\%$ 范围内变化时, 极点变化在 0.1 的范围之内, 对系统动态性能影响较小, 不会造成系统的不稳定。对于多参数同时摄动的最坏情况, 虽有累加的效果, 但是只要参数变化在正常范围之内, 尽管动态性变差, 但极点仍不会超出单位圆造成系统的不稳定。

8 结论

本文提出一种新的控制思路, 将 UPQC 视为一个整体, 建立包含 UPQC 与电网、负载的统一数学模型, 将并联侧和串联侧统一进行参考值计算和开关器件控制, 使电压补偿和电流补偿同步协调, 避免了两者在调节过程中互相干扰。同时采用无差拍控制能够很好弥补大量计算所带来的延时, 并易于进行数字化实现, 使系统具有良好的动态性。对于一般的系统该方法也具有一定的鲁棒性, 在参数小范围内摄动, 仍能保持稳定并具有相当的动态性。仿真分析证实了该方法的有效性和可行性。

参考文献

- [1] Hideaki Fujita, Hirofumi Akagi. The unified power quality conditioner : the integration of series and shunt-active filters[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 1998, 13(2): 315-322.
- [2] Arindam Ghosh, Gerard Ledwich. A unified power quality conditioner (UPQC) for simultaneous voltage and current compensation[J]. Electric Power Systems Research, 2001, 59(1): 55-63.
- [3] 李国勇, 刘汉奎, 徐殿国, 等. 统一电能质量调节器的研究[J]. 电力电子技术, 2003, 37(1): 74-78.
Gu Jianjun, Liu Hankui, Xu Dianguo *et al.* Study on unified power quality conditioner[J]. Power Electronics, 2003, 37(1): 74-78.
- [4] 李鹏, 陈志业, 尹华丽, 等. 统一电能质量控制器及其控制信号检测方法探讨[J]. 华北电力大学学报, 2002, 29(2): 1-5.
Li Peng, Chen Zhiye, Yin Huali *et al.* Studies of unified power quality controller and controlling signal detecting method[J]. Journal of North China Electric Power University, 2002, 29(2): 1-5.
- [5] 朱鹏程, 李勋, 康勇, 等. 统一电能质量控制器控制策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(8): 67-73.
Zhu Pengcheng, Li Xun, Kang Yong *et al.* Study of control strategy for a unified power quality conditioner[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(8): 67-73.
- [6] Basu M, Das S P, Dubey G K. Performance study of UPQC-Q for load compensation and voltage sag mitigation[C]. IECON 2002, The 28th Annual Conference of the IEEE, 2002, Sevilla, Spain.
- [7] 陈国柱, 吕征宇, 钱照明. 有源电力滤波器的一般原理与应用[J]. 中国电机工程学报, 2000, 20(9): 17-21.
Chen Guozhu, Lü Zhengyu, Qian Zhaoming. The general principle of active filter and its application[J]. Proceedings of the CSEE, 2000, 20(9): 17-21.
- [8] 张超, 杨耕, 杜继红, 等. 有源滤波器任意次谐波电流检测的新算法[J]. 电机与控制学报, 2002, 6(3): 252-255.
Zhao Chao, Yang Geng, Du Jihong *et al.* A new algorithm for random harmonic current detection of active power filter[J]. Electric Machines and Control[J]. 2002, 6(3): 252-255.
- [9] 史伟伟, 蒋全, 胡敏强, 等. 串联型电力有源滤波器中低通滤波器设计及参数优化[J]. 中国电机工程学报, 2001, 21(11): 74-78.
Shi Weiwei, Jiang Quan, Hu Minqiang *et al.* Design and optimization of passive low pass filters for series active power filter[J]. Proceedings of the CSEE, 2001, 21(11): 74-78.
- [10] 王群, 姚为正, 刘进军, 等. 谐波源与有源电力滤波器的补偿特性[J]. 中国电机工程学报, 2001, 21(2): 16-21.
Wang Qun, Yao Weizheng, Liu Jinjun *et al.* Harmonic source and compensation characteristics of active power filter[J]. Proceedings of the CSEE, 2001, 21(2): 16-21.
- [11] Kamran F, Habetler T G. Combined deadbeat control of a series-parallel converter combination used as a universal power filter[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 1998, 13(1): 160-168.
- [12] Nishida K, Konishi Y, Nakaoka M. Novel current control scheme with deadbeat algorithm for three-phase current-source active power filter[C]. ISIE 2001, IEEE International Symposium, Pusan, South Korea, 2001, 805-810.
- [13] Claro C A, Kafka J, Campos A. Analysis and design of a shunt active power filter employing a dead beat control technique[C]. IECON, The 25th Annual Conference of the IEEE, 1999, San Jose, CA USA, 1999.
- [14] 李玉梅, 马伟明. 无差拍控制在串联电力有源滤波器中的应用[J]. 电力系统自动化, 2001, 25(8): 28-30.
Li Yumei, Ma Weiming. Application of deadbeat control in series active power filter. Automation of Electric Power Systems, 2001, 25(8): 28-30.

收稿日期: 2005-01-08。

作者简介:

万健如(1950-), 男, 教授, 博士生导师, 从事电力电子变换及其控制技术研究;

裴 玮(1982-), 男, 硕士研究生, 从事电能质量补偿与控制研究;
张国香(1960-), 女, 副教授, 从事电力电子变换与电能质量研究。