

一种不平衡负载下SVG的控制策略

建立了不平衡负载下静止无功发生器（SVG）在 dq 坐标系下的数学模型。根据对称分量法将不平衡负载电流分解为正序、负序电流分量，然后在正序、双序同步旋转坐标系下分别对SVG补偿电流进行闭环控制。设计了基于反馈线性化的电流内环调节器，使得有功、无功电流解耦，相比于传统的前馈解耦控制，参数调节简单。最后在Matlab/Simulink搭建了不平衡负载下的SVG的仿真模型，仿真结果验证了上述方法的有效性，经过补偿后，系统的功率因数显著提高，降低了网侧三相电流的不平衡度且其谐波分量小。

王 博 李 岚 李秉辉/太原理工大学电气与动力工程学院



王 博/硕士研究生

关键词/Keywords

不平衡负载 ·
静止无功发生器 ·
正负双序 ·
反馈线性化 ·

静止无功发生器（SVG）作为柔性交流输电系统的重要组成部分，补偿无功功率效果良好。与静止无功补偿装置（SVC）相比^[1]，调节速度更快，运行范围更宽，而且装置的体积和成本要比SVC更小。随着电弧炉、轧钢机等大容量不平衡冲击负载的投入使用，会产生三相不平衡电流，从而在输电线上产生的压降也不相等，造成公共连接点三相电压不平衡^[2]，严重危害电力系统的正常运行，如造成继电器等保护元件的误动作；发电机、变压器的设备利用率下降；增加线路和变压器的损耗等。因此有必要通过SVG装置补偿由不平衡负载产生的负序电流，减少对电网的危害。本文采用正负双序同步控制^[3-4]，正序控制用于补偿负载的无功电流，提高系统的功率因数；负序控制用于补偿由不平衡负载产生的负序电流，降低网侧电流的不平衡度。静止同步发生器作为一个强耦合、非线性系统，传统的前馈解耦控制^[5]通过PI调节器虽然可以在 dq 坐标系下实现对给定电流的无静差跟踪，但同

时PI参数难以整定，工程上不易实现。本文利用反馈线性化方法，通过坐标变换和状态反馈，使有功、无功电流解耦，设计了电流内环调节器，有功、无功电流可以独立控制，且调节参数简单。

不平衡负载下SVG的数学模型

SVG的基本原理是将桥式变流器通过电感与电网连接，首先检测到负载电流的无功电流瞬时值，然后通过控制变流器开通与关断，使变流器产生一个与无功电流大小相等方向相反的补偿电流，从而使网侧电流不含有无功分量，提高系统的功率因数。图1为三相三线制SVG的电路结构图，图1中， E_a 为A相电网电压； V_a 为SVG的输出A相电压； i_c 为SVG输出的补偿电流； i_l 为负载电流； R 为系统等效损耗电阻； L 为SVG与电网之间连接的电感。

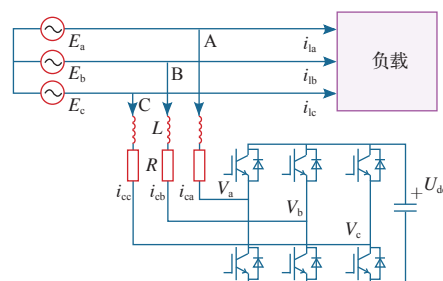


图1 三相三线制SVG的电路结构图

根据基尔霍夫定理，三相静止坐标系下SVG交流侧数学模型为

$$\begin{cases} L \frac{di_{ca}}{dt} + Ri_{ca} = E_a - V_a \\ L \frac{di_{cb}}{dt} + Ri_{cb} = E_b - V_b \\ L \frac{di_{cc}}{dt} + Ri_{cc} = E_c - V_c \end{cases} \quad (1)$$

直流侧电容的数学模型为

$$C \frac{dU_{dc}}{dt} = s_a i_a + s_b i_b + s_c i_c \quad (2)$$

式中, U_{dc} 为直流侧电容两端的电压。 S_i 为开关函数

$$S_i = \begin{cases} 1 & \text{上管导通, 下管关断} \\ 0 & \text{下管导通, 上管关断} \end{cases} \quad i = a, b, c \quad (3)$$

以上变量都是交流量, 基于等功率准则将式(1)和式(2)从三相静止坐标系变换到两相旋转坐标系, 这样上述变量为直流量, 更便于控制。通过正序矩阵变换得到在正序同步旋转坐标系下SVG的数学模型

$$L \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{cd1} \\ i_{cq1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -R & \omega L \\ -\omega L & -R \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{cd1} \\ i_{cq1} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} E_d \\ E_q \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} V_{d1} \\ V_{q1} \end{pmatrix} \quad (4)$$

式中, 下角1为正序分量。由于电网电压定向在 d 轴上, 在 q 轴分量为零, 所以 $E_q = 0$ 。

正序变换矩阵为

$$T_{abc-dq1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{pmatrix} \sin \omega t & \sin(\omega t - 2\pi/3) & \sin(\omega t + 2\pi/3) \\ \cos \omega t & \cos(\omega t - 2\pi/3) & \cos(\omega t + 2\pi/3) \end{pmatrix} \quad (5)$$

电网电压为三相对称交流电压, 其负序分量为零, 因此通过负序矩阵变换得到负序同步旋转坐标系下SVG的数学模型

$$L \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{cd2} \\ i_{cq2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -R & \omega L \\ -\omega L & -R \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{cd2} \\ i_{cq2} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} V_{d2} \\ V_{q2} \end{pmatrix} \quad (6)$$

负序变换矩阵为

$$T_{abc-dq2} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \begin{pmatrix} -\sin \omega t & -\sin(\omega t + 2\pi/3) & -\sin(\omega t - 2\pi/3) \\ \cos \omega t & \cos(\omega t + 2\pi/3) & \cos(\omega t - 2\pi/3) \end{pmatrix} \quad (7)$$

式中, 下角2为正序分量。

正负双序控制指令电流的提取

不对称负载电流可表示为

$$\begin{pmatrix} i_{La} \\ i_{Lb} \\ i_{Lc} \end{pmatrix} = I_1 \begin{pmatrix} \sin(\omega t + \varphi_1) \\ \sin(\omega t + 2\pi/3 + \varphi_1) \\ \sin(\omega t - 2\pi/3 + \varphi_1) \end{pmatrix} + I_2 \begin{pmatrix} \sin(\omega t + \varphi_2) \\ \sin(\omega t - 2\pi/3 + \varphi_2) \\ \sin(\omega t + 2\pi/3 + \varphi_2) \end{pmatrix} \quad (8)$$

式中, I_1 、 I_2 分别为负载电流正序、负序分量的幅

值; φ_1 、 φ_2 分别为其各自的初相角。

将负载电流按式(7)变换到正序同步坐标下有

$$\begin{pmatrix} i_{Ld} \\ i_{Lq} \end{pmatrix} = I_1 \begin{pmatrix} \cos \varphi_1 \\ \sin \varphi_1 \end{pmatrix} + I_2 \begin{pmatrix} -\cos(2\omega t + \varphi_2) \\ \sin(2\omega t + \varphi_2) \end{pmatrix} \quad (9)$$

由式(9)可知, 负载电流变换到正序同步坐标系以后, 其正序分量变成了直流量, 而负序分量变成了2倍频的交流分量, 通过陷波器将交流分量滤除, 则可以得到负载电流的正序直流分量, 将 q 轴分量作为正序无功指令电流 i_{qref1} 。同理, 按式(8)将负载电流变换到负序坐标系, 可以提取出负序电流的指令值 i_{dref2} 、 i_{qref2} 。将直流侧电容两端电压的指令值与实际值做差经过PI调节以后作为正序有功电流的指令 i_{dref1} , 以维持电容电压稳定, 实现了正序和负序电流指令的分离与提取。陷波器传递函数

$$F(s) = \frac{s^2 + \omega^2}{s^2 + \omega s / Q + \omega^2} \quad (10)$$

式中, ω 为陷波器角频率; Q 为品质因数。负载指令电流的分离提取如图2所示。

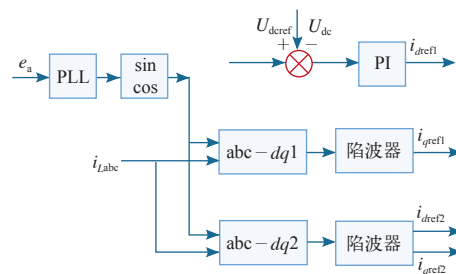


图2 负载指令电流的分离提取

基于反馈线性化的电流内环设计

为实现对有功和无功进行解耦, 基于非线性理论, 引入反馈线性方法^[6-8], 通过坐标变化和状态反馈, 设计完成了基于反馈线性化的电流内环控制器。

首先分析在正序同步坐标系下的正序控制, 选取状态变量 $X = [x_1 \ x_2]^T = [i_{cd1} \ i_{cq1}]^T$, 输入控制变量为 $U = [U_1 \ U_2]^T = [S_{d1} \ S_{q1}]^T$, 输出变量为 $Y = [Y_1 \ Y_2]^T = [h_1(X) \ h_2(X)]^T = [i_{cd1} \ i_{cq1}]^T$, 其中 $h_1(X) = i_{cd1}$, $h_2(X) = i_{cq1}$ 。由式(3)可得到两输入两输出的非线性模型

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{X}} = \mathbf{f}(\mathbf{X}) + \mathbf{g}_1(\mathbf{x})u_1 + \mathbf{g}_2(\mathbf{x})u_2 \\ y_1 = h_1(\mathbf{X}) \\ y_2 = h_2(\mathbf{X}) \end{cases} \quad (11)$$

式中

$$\begin{aligned} \mathbf{f}(\mathbf{X}) &= \begin{pmatrix} -\frac{R}{L} + \omega x_2 + \frac{E_d}{L} \\ -\omega x_1 - \frac{R}{L} x_2 \end{pmatrix} \\ \mathbf{g}_1(\mathbf{x}) &= \begin{pmatrix} -\frac{U_{dc}}{L} \\ 0 \end{pmatrix} \\ \mathbf{g}_2(\mathbf{x}) &= \begin{pmatrix} 0 \\ -\frac{U_{dc}}{L} \end{pmatrix} \end{aligned} \quad (12)$$

首先判断系统是否可以实现准确线性化, 即

$$\mathbf{A}(\mathbf{X}) = \begin{pmatrix} L_{g_1} h_1(\mathbf{X}) & L_{g_2} h_1(\mathbf{X}) \\ L_{g_1} h_2(\mathbf{X}) & L_{g_2} h_2(\mathbf{X}) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{U_{dc}}{L} & 0 \\ 0 & -\frac{U_{dc}}{L} \end{pmatrix} \quad (13)$$

由于矩阵 $\mathbf{A}(\mathbf{X})$ 是奇异矩阵, 相量相对阶为2, 与矩阵阶数相等, 满足准确线性化的条件。

对 y 连续求导, 直到求导以后显含一个输入控制变量, 即

$$\begin{pmatrix} y_1^{(\gamma_1)} \\ y_2^{(\gamma_2)} \end{pmatrix} = \mathbf{B}(\mathbf{X}) + \mathbf{A}(\mathbf{X})\mathbf{u} \quad (14)$$

式中, $\mathbf{B}(\mathbf{X}) = \mathbf{f}(\mathbf{X}) = \begin{pmatrix} L_{f_1}^{\gamma_1} h_1(\mathbf{X}) \\ L_{f_2}^{\gamma_2} h_2(\mathbf{X}) \end{pmatrix}$; 相对阶 $\gamma_1 = \gamma_2 = 1$, 对 y 求一阶导以后可以推导出

$$\begin{pmatrix} u_1 \\ u_2 \end{pmatrix} = \mathbf{A}^{-1}(\mathbf{X}) \left[-\mathbf{B}(\mathbf{X}) + \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \end{pmatrix} \right] \quad (15)$$

式中, v_1 和 v_2 为线性系统新的反馈控制变量。

通过线性变换可以得到线性解耦系统

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \begin{pmatrix} z_1 \\ z_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} v_1 \\ v_2 \end{pmatrix} \\ \begin{pmatrix} z_1 \\ z_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} y_1 \\ y_2 \end{pmatrix} \end{cases} \quad (16)$$

$$\mathbf{z} = \begin{pmatrix} z_1 \\ z_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} L_{f_1}^{\gamma_1-1} h_1(\mathbf{x}) \\ L_{f_2}^{\gamma_2-1} h_2(\mathbf{x}) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} x_1 \\ x_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} i_{cd}^p \\ i_{cd}^n \end{pmatrix} \quad (17)$$

根据上述公式可以解得原系统的输入控制变量

$$\begin{pmatrix} U_1 \\ U_2 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{L}{U_{dc}}(v_1 + \frac{R}{L}x_1 - \omega x_2 - \frac{E_d}{L}) \\ -\frac{L}{U_{dc}}(v_2 + \frac{R}{L}x_2 + \omega x_1) \end{pmatrix} \quad (18)$$

新的反馈控制变量可以表示为

$$\begin{cases} v_1 = \lambda_1(i_{dref1} - i_{cd1}) \\ v_2 = \lambda_1(i_{qref1} - i_{cq1}) \end{cases} \quad (19)$$

得到正序坐标下SVG输出的参考电压

$$\begin{pmatrix} u_{d1} \\ u_{q1} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\lambda_1(i_{dref1} - i_{cd1}) - Ri_{cd1} + \omega Li_{cq1} + E_d \\ -\lambda_1(i_{qref1} - i_{cq1}) - Ri_{cq1} - \omega Li_{cd1} \end{pmatrix} \quad (20)$$

负序控制原理与正序控制相同, 负序坐标下SVG输出的参考电压为

$$\begin{pmatrix} u_{d2} \\ u_{q2} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\lambda_2(i_{dref2} - i_{cd2}) - Ri_{cd2} + \omega Li_{cq2} \\ -\lambda_2(i_{qref2} - i_{cq2}) - Ri_{cq2} - \omega Li_{cd2} \end{pmatrix} \quad (21)$$

整体控制结构如图3所示, 通过调节比例调节器的系数 λ_1 、 λ_2 , 来实现对指令电流的跟踪控制。在得到输入控制变量 U 以后, 可以计算出SVG输出的参考电压, 然后通过电压空间矢量技术来控制开关元件的开通与关断。首先将 U_d 、 U_q 转换到静止坐标系 $\alpha\beta$ 下的指令电压 U_{ref} , 然后确定 U_{ref} 处在的扇区, 并计算此扇区的两个基本电压空间矢量和零电压矢量的作用时间, 再根据PWM调制原理, 产生开关脉冲信号。

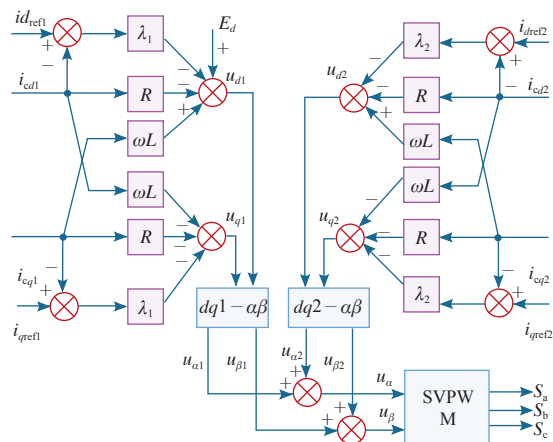


图3 电流闭环控制结构图

仿真验证

为了验证上述方法补偿无功电流和负序电流的有效性, 在Matlab/Simulink软件搭建了不平衡负

载下SVG的模型进行仿真验证,以功率因数、电流畸变率和不平衡度三个指标来衡量补偿效果的好坏。定义电网电流不平衡如下

$$\Delta I_s \% = (I_{s\max} - I_{s\min}) \times 100\% / I_d \quad (22)$$

式中, $I_{s\max}$ 和 $I_{s\min}$ 分别为三相不平衡电流峰值的最大值和最小值; I_d 为三相不平衡电流的平均值。

系统参数: 电源为三相对称正弦交流电压, 相电压有效值为220 V, 频率50 Hz, SVG等效损耗电阻 $R=1 \Omega$, 连接电感 $L=0.01 \text{ H}$, 直流侧电容值为 $C=2\,300 \mu\text{F}$, 直流侧电容两端电压值给定值 $U_{dc}^*=900 \text{ V}$, 负载为三相不对称阻感, 负载A、C相负载电阻为 10Ω , 电感 0.03 H ; B相负载为 5Ω , 电感为 0.03 H 。

图4为未投入SVG进行补偿电网B相电压和电流的波形, 从图4中可以看出, 由于电感的存在, 电流滞后于电压, 经过计算得功率因数为0.74。图5为未投入SVG装置进行补偿的三相电网电流, 电网电流严重不对称, 其电流峰值分别为26.94 A、25.88 A和21.47 A, 不平衡度为22.09%。

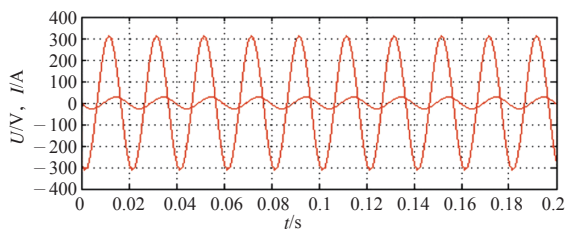


图4 未投入SVG补偿的电压电流波形

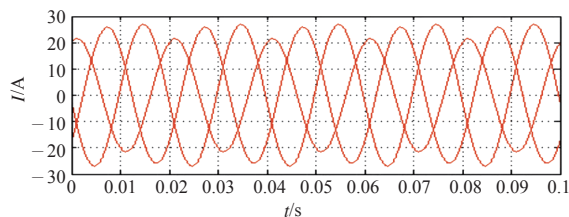


图5 未投入SVG补偿的网侧三相电流波形

运用本文所采用的基于反馈线性化的正负双序控制策略进行不平衡负载补偿, 正序控制环节补偿负载的正序无功电流, 以提高系统的功率因数; 负序控制环节补偿负载的负序电流, 来减小网侧电流的不平衡度。图6~图8分别为投入SVG装置补偿后网侧电压电流波形, 网侧三相电流波形, 以及网侧A相负载电流的FFT分析。从仿真结

果可以看出, 补偿后的电网电压电流同相位, 功率因数接近于1, 电压电流同相位, 且网侧电流的不平衡度减小, 基本为对称三相电流, 不平衡度0.5%, 电流正弦性较好, A相谐波畸变率THD为2.12%。

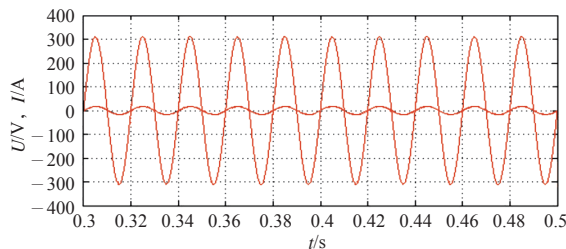


图6 补偿后的电压电流波形

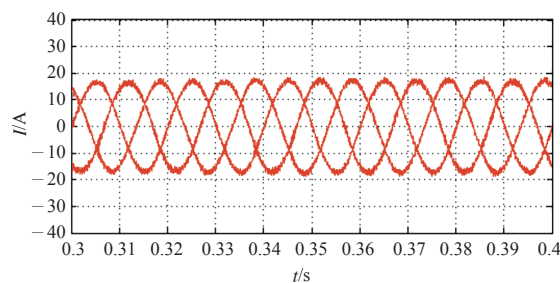


图7 补偿后的网侧三相电流

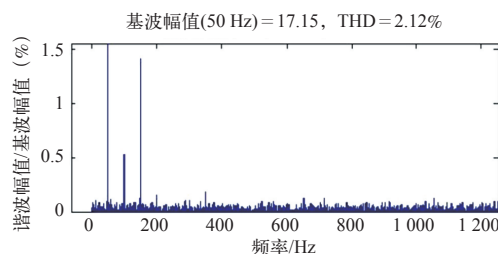


图8 负载电流的FFT分析

图9为基于瞬时无功理论检测得到的在三相静止坐标系下负载的无功电流和负序电流之和, 图10为SVG装置输出的补偿电路, 两图对比可知, 补偿电流能很好地跟踪上指令电流, 补偿效果良好。

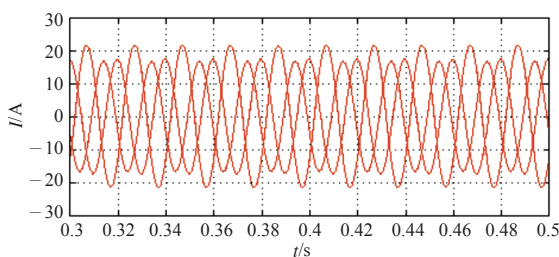


图9 无功电流和负序电流之和

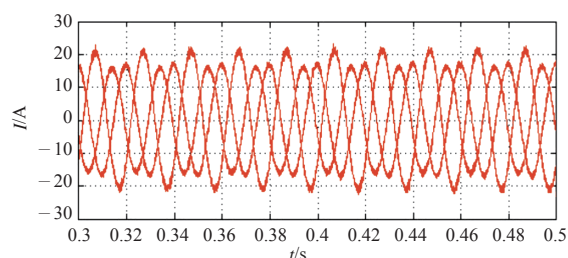


图10 补偿电流波形

不平衡负载产生的负序电流使得SVG输出的补偿电流也存在负序电流,这导致了直流侧电容两端出现2倍频率的电压波动^[9],如图11所示,直流侧电容电压经过短暂时间的上升,从0达到给定值900 V,电压在小范围内波动很小,基本消除了直流电压2次谐波。

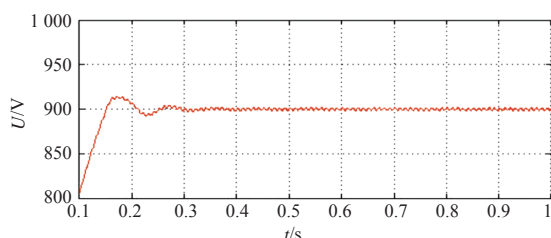


图11 直流侧电容电压波形

仿真结果数据如下表所示,通过下表中数据可以发现本文所采用的基于反馈线性化的正负双序同步控制可以有效地补偿不平衡负载的无功电流和负序电流,补偿以后网侧电流不平衡度显著减少,且谐波含量较少,说明了控制策略的有效性。

表 不平衡负载补偿结果

网侧电流	谐波畸变率THD (%)	相电流峰值/A	不平衡度 ΔI_s (%)
I_{sa}	2.12	17.15	0.5
I_{sb}	2.34	17.21	
I_{sc}	2.17	17.12	

结束语

本文通过分析不平衡负载下静止无功发生器的数学模型,采用基于反馈线性化的正负双序同步控制,实现有功、无功电流的解耦控制,既可

以补偿负载的无功电流,补偿后系统的功率因数接近1,实现了动态的无功补偿,又可以补偿负序电流,大大减小了网侧电流的不平衡度,减少由于不平衡电流对公共点PCC电压的影响。补偿效果良好,补偿后网侧电流谐波含量低,满足国标的要求,提高了电能的质量。相比于传统前馈解耦方法,省去了PI调节器,仅需调节比例系数,控制器参数调节简单,易于实现。在实际工程应用中具有一定的参考价值。

参考文献

- [1] 王兆安,杨君.谐波抑制和无功功率补偿[M].北京:机械工业出版社,2005.
- [2] 李旷,刘进军,魏标,等.静止无功发生器补偿电网电压不平衡的控制及其优化方法[J].中国电机工程学报,2006,26(5):58-63.
- [3] 邓文浪,杨欣荣,朱建林.不平衡负载情况下基于双序dq坐标系双级矩阵变换器的闭环控制研究[J].中国电机工程学报,2006,26(19):70-75.
- [4] 赵影,裴鹏鹏,杜乃成.不平衡系统下无功补偿的策略研究[J].电工电能新技术,2014,33(1):30-35.
- [5] 汤赐,罗安.配电网静止同步补偿器的前馈解耦控制策略[J].电力自动化设备,2010,30(6):40-44.
- [6] 乐江源,谢运祥,张志,等.三相有源电力滤波器准确反馈线性化空间矢PWM复合控制[J].中国电机工程学报,2010,30(15):32-38.
- [7] 郑连清,张定宇,单国栋.配网静止同步补偿器控制新方法研究[J].华东电力,2012,40(2):216-220.
- [8] 张晓华,许传明,郭源博.基于反馈线性化的STATCOM控制研究[J].控制工程,2011,18(3):327-330.
- [9] 张铭.负载不平衡条件下STATCOM控制技术研究[D].哈尔滨:哈尔滨工业大学,2012.

(收稿日期:2014-09-10) **EA**