

DOI: 10.7652/xjtuxb201912016

结合随机空间矢量脉宽调制的 静止无功发生器双序控制策略

程勇, 毕训训, 张怡龙, 罗长青

(西安科技大学电气与控制工程学院, 710054, 西安)

摘要: 针对采用传统空间矢量脉宽调制(SVPWM)技术的静止无功发生器(SVG)输出电流及电压中含有幅值较高的高次谐波分量问题,提出一种将双随机 SVPWM 与 SVG 双序同步相结合的控制策略。首先,在三相三线制系统中将不平衡负载电流与 SVG 补偿电流分别进行正负序变换,采用基于前馈解耦的电压、电流双闭环控制对正序无功及负序分量进行同步补偿,其中电压外环采用模糊 PI 控制器以稳定直流侧电压。然后,采用随机开关频率与随机脉冲位置相结合的双随机 SVPWM 技术,以获得更宽的谐波频谱,优化并网电流波形。不同工况下的仿真及实验表明:所提控制策略可大幅削减 SVG 输出电流及电压的谐波幅值,驱散集中于开关频率及其整数倍处的谐波能量,获得连续的功率谱密度;实验中采用此控制策略的并网电流谐波畸变率降低至 3.88%,功率因数提高到 0.972,验证了此控制策略的有效性。

关键词: 静止无功发生器;随机空间矢量脉宽调制;双序同步;模糊 PI 控制器

中图分类号: TM762.1 **文献标志码:** A **文章编号:** 0253-987X(2019)12-0120-11

A Double-Sequence Control Strategy of Static Var Generators Combined with Random Space Vector Pulse Width Modulation

CHENG Yong, BI Xunxun, ZHANG Yilong, LUO Changqing

(School of Electrical and Control Engineering, Xi'an University of Science and Technology, Xi'an 710054, China)

Abstract: A control strategy combining double random space vector pulse width modulation (SVPWM) with static var generator (SVG) double sequence synchronization is proposed to solve the problem that the output current and voltage of SVG based on traditional SVPWM technology contains higher-order harmonic components with high amplitude. First, positive and negative order transformations between the unbalanced load current and the SVG compensation current are respectively carried out in the three-phase three-line system. The feed forward decoupling based voltage and current double closed-loop control is used to synchronously compensate the positive sequence reactive power and negative order components. A fuzzy PI controller is used in the voltage outer loop to stabilize the DC side voltage. Then, a double random SVPWM technique based on combination of random switching frequency and random pulse position is used to obtain a wider harmonic spectrum and to optimize the grid current waveform. Finally, simulation and experimental results under different working conditions are compared. The results show that the proposed control strategy greatly reduces the harmonic amplitude of the SVG output current and

收稿日期: 2019-05-13。 作者简介: 程勇(1979—),男,副教授。 基金项目: 陕西省科技厅工业攻关资助项目(2016GY-064);陕西省重点实验室后补助项目(2014SSJ2002);陕西省教育厅专项资助项目(2013JK1002)。

网络出版时间: 2019-09-10 网络出版地址: <http://kns.cnki.net/kcms/detail/61.1069.T.20190910.1115.002.html>

voltage, disperses the harmonic energy concentrating at the switching frequency and its integer multiples, and obtains continuous power spectrum density. The current harmonic distortion rate is reduced to 3.88% by using this control strategy in experiments and the power factor is increased to 0.972. These results verify the effectiveness of the proposed control strategy.

Keywords: static var generator; random space vector pulse width modulation; double sequence synchronization; fuzzy PI controller

随着电力系统的日益庞大,用电情况越来越复杂,尤其是各种大容量冲击性不对称负载的接入,更是严重降低了电能质量,威胁电网安全。与传统的以晶闸管控制电抗器(TCR)为代表的静止无功补偿装置(SVC)相比,静止无功发生器(SVG)以其快速性、拓扑结构的多重化及补偿电流谐波含量小等优点成为当前的研究热点^[1-2]。

在 SVG 运行控制策略上,文献[3]提出将空间矢量法与滞环电流控制相结合,对跟踪误差进行分区域处理。这种控制方法虽然能在一定程度上降低开关频率,但是判断及实施过程较烦琐,实用意义不大。文献[4]考虑 LCL 滤波器中电容支路电流的影响,将估算的 SVG 逆变器侧电流与指令电流进行比较控制,仿真验证了此方法能在一定程度上提高 SVG 的无功补偿能力,但是其应用范围比较受限。文献[5]通过构造离散状态观测器对参考指令电流进行预测,经仿真及实验验证,其能提高 SVG 无差拍控制的性能,且减小系统延时。文献[6]针对电压不对称工况下级联静止同步补偿器的无功功率控制问题,通过改变正序与负序无功功率指令值的比例,实现了对输出无功功率的柔性调节,但是普适性不强。文献[7]在直接电流控制方式下采用准谐振控制器,其能在交流电流下较好地跟踪指令电流,弥补传统 PID 控制器在交流下的静差问题。文献[8]采用载波移相脉冲宽度调制(PWM)技术代替传统 PWM 技术,其能在不提高开关频率的基础上,一定程度优化输出电流的谐波特性。除此以外,随着现代控制算法的不断完善,滑模控制及神经元自适应等控制算法也常被引入 SVG 控制中,旨在优化控制目标,改善系统性能^[9-10]。

现有的 SVG 控制策略通常结合了传统的空间矢量脉宽调制(SVPWM)或改进的 PWM 技术。文献[11]提出一种简化的 SVPWM 算法,但是并没有改变 SVPWM 的作用原理。由于传统的 SVPWM 采用固定的开关形式控制功率管的开关状态,会造成输出电流及电压中产生某些幅值较大的高次谐波,并且这些谐波分量主要集中在开关频率及其整

数倍处,在 SVG 并网运行时,会对电网质量造成影响。与之相比,随机 SVPWM 技术能够驱散原来集中的谐波能量,降低该频率处谐波峰值,优化输出波形的谐波特性。本文在分析 SVG 工作原理的基础上,提出将双随机 SVPWM 技术与双序同步控制策略相结合,以进一步降低 SVG 对电网的谐波污染,提升系统整体性能。

1 SVG 基本工作原理

电压型 SVG 主电路拓扑结构如图 1 所示。图中 U_{sx} ($x=A, B, C$) 为电网电压, C 为直流侧电容, R_x ($x=A, B, C$) 与 L_x ($x=A, B, C$) 分别为并网电阻和电感, SVG 系统有功损耗均折算到 R 中。

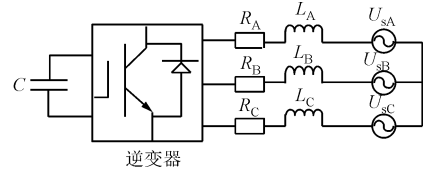


图 1 电压型 SVG 主电路结构

SVG 单相等效电路如图 2 所示。图 2 中: U_{SVG} 为 SVG 输出电压; U_L 为电抗器上的电压; U_1 为电网电压; X 为并网电抗。

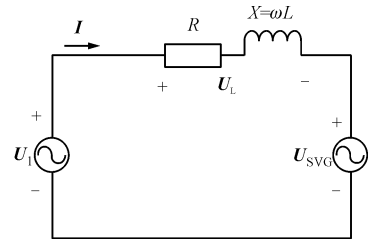


图 2 SVG 单相等效电路

在不考虑内部损耗的情况下, $R=0 \Omega$, 电抗器上的电流

$$I = \frac{U_1 - U_{SVG}}{jX} \quad (1)$$

式中: j 为虚数单位。

此时 SVG 吸收复功率

$$S = U_1 I^* = U_1 \frac{(U_1 - U_{SVG})^*}{jX} \quad (2)$$

由于忽略了 SVG 主电路有功损耗和电抗器寄生电阻,电抗器相当于纯电感。此时只需要控制 U_{SVG} 与 U_1 同相位,则 SVG 吸收的无功功率

$$Q = \text{Im}\left(U_1 \frac{U_1 - U_{\text{SVG}}}{-jX}\right) = U_1 \frac{U_1 - U_{\text{SVG}}}{X} \quad (3)$$

式中:Im 表示复功率的虚部。

此时,系统运行相量图如图 3 所示。

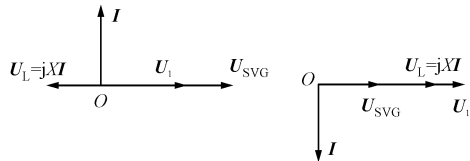


图 3 SVG 系统运行相量图

由图 3 可见,只要控制 SVG 输出电压 U_{SVG} 的幅值和相位,就可以间接控制电抗器电流 I 的幅值和相位,从而改变 SVG 输送无功功率的性质。当 U_{SVG} 幅值大于电网电压 U_1 幅值时,电流 I 的相位超前电网电压 90° ,此时 SVG 装置可视为一个等效电容,从电网吸收容性无功;反之,当 U_{SVG} 幅值小于电网电压 U_1 幅值时,电流 I 的相位滞后电网电压 90° ,此时 SVG 装置可视为一个等效电感,从电网吸收感性无功。

在实际运行中,电抗器寄生电阻、线路损耗及开关器件损耗等总是不可避免的,此时 R 不可忽略,SVG 系统各种有功损耗均折算到 R 中^[12]。SVG 会从电网吸收一部分有功电流以补偿自身有功损耗,故 SVG 不可再视为一个等效电感或电容,其交流侧电流 I 与电网电压之间也不再是超前或者滞后 90° 的关系,而是比 90° 相差 δ 角。这个角度便是交流侧电压 U_{SVG} 与电网电压 U_1 之间的夹角。此时系统等效相量图如图 4 所示,其中 φ 角为电抗器等效阻抗角。

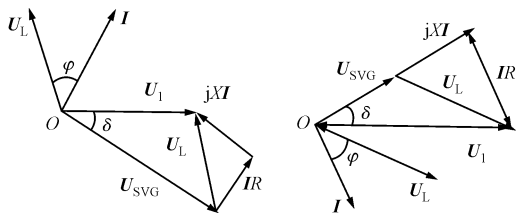


图 4 存在内部损耗时 SVG 系统相量图

需要注意的是,由于把换流器有功损耗也折算到了 R 中,此时其交流侧电压 U_{SVG} 与电流 I 依旧是垂直的。与理想状态下类似,通过改变 U_{SVG} 的幅值与相位,便可以控制电流 I 的幅值与相位,从而改变 SVG 输出无功的性质,实现 SVG 四象限连续运行。其实这也为间接电流控制提供了理论依据,本文即

采用间接电流控制。

2 双随机 SVPWM-双序同步控制策略

2.1 双随机 SVPWM 技术

传统的 SVPWM 控制策略由于采用确定的开关状态,会在开关频率及其整数倍处聚集大量的谐波能量,且此处的谐波峰值相对较大,并网时会增大电网电流总畸变率(THD),电网功率因数相对较低。

随机 PWM 技术是在原来固有的开关形式中引入按一定规律变化的随机数,目的是产生在一定范围内随机变化的驱动信号来控制功率开关管的开关状态。单随机 PWM 技术通常分为三类:随机开关频率 PWM、随机开关 PWM 及随机脉冲位置 PWM^[13-14]。鉴于 SVPWM 比传统的正弦脉宽调制有更好的谐波性能、更高的直流电压利用率、更便于数字控制器实现等诸多优点,在 SVPWM 基础上引入随机调制技术可以获得更宽的谐波频谱特性。其中,随机开关 PWM 是用按某种规律变化的随机信号代替三角载波,不能用于 SVPWM。为了获得更连续的谐波能量谱,降低开关频率及其整数倍处的谐波幅值,本文采用随机开关频率与随机脉冲位置 SVPWM 相结合的双随机 SVPWM 技术。

随机开关频率 SVPWM 是在不改变占空比的情况下,引入某个随机变化因子,使载波频率在一定范围内随机变化,从而使功率开关管的动作频率实现随机化。传统 SVPWM 在一个扇区内目标矢量的移动轨迹如图 5 所示。其中 U_x 和 U_{x+1} 表示相邻的两个基本电压矢量, U_{out} 与 $\tilde{U}_{\text{out}}$ 分别表示目标矢量在一个开关周期前后的位置, θ 为目标矢量在一个开关周期内所转过的角度, ω 为工频角频率, t_1 、 t_1 和 t_2 、 t_2 分别表示两个非零矢量在一个开关周期前后分别作用的时间, T_{pwm} 表示开关周期。

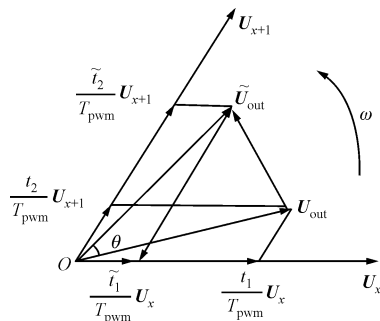


图 5 目标矢量移动轨迹图

在一个工频周期内,目标矢量所移动的总次数 $N = T/T_s$,其中 T 为工频周期, T_s 为载波周期,目

标矢量在每个载波周期内转过的角度 $\theta=2\pi/N$ 。对于传统 SVPWM 来说,目标矢量在一个工频周期内的运动轨迹为正 N 边形。而对于随机 SVPWM,在一个工频周期内,载波频率在一定范围内随机改变,即每个载波周期内转过的角度是随机的,此时目标矢量在一个工频周期内的运动轨迹不再是正多边形,而是一个接近于圆形的不规则 N 边形。

随机 SVPWM 频率 f 的表达式可记为

$$f = f_s + D\lambda \tag{4}$$

式中: f_s 为中心频率; D 为 $[-1,1]$ 内的随机变化因子; λ 为频带常数。实际应用中应考虑电力电子器件

最大开关频率及损耗、散热的影响,合理选取随机频率 f 。仿真中实现难点在于随机频率三角载波信号的实现。本文基于两状态马尔可夫链搭建仿真模型,如图 6 所示。其中随机数生成模块采用 s 函数形式编写,利用 $D=\text{unifrnd}(0,1)$ 生成 $[0,1]$ 范围内的随机数,频带常数 λ 取为 2 kHz,中心频率 f_s 取为 5 kHz,改变选择器的值便可以改变两状态马尔可夫链中转移概率, λ 与转移概率均会对输出电流的频谱有一定的影响。两状态马尔可夫链的基本原理决定了不会出现随机频率连续多个大于或者小于中心频率的情况,而是在两状态之间不断切换,如此

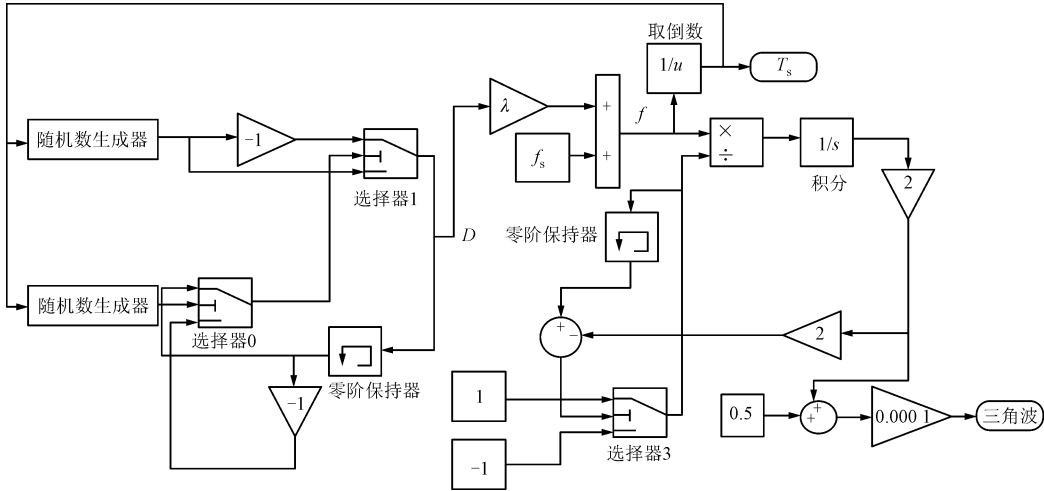


图 6 随机频率三角波模型

可以进一步减小输出电流的脉动。

随机脉冲位置 SVPWM 分为对称随机位置 and 不对称随机位置 SVPWM。本文采用不对称随机位置 SVPWM,即在不改变 PWM 周期的基础上,随机改变零矢量的作用时间,使一个开关周期内前后半周期零矢量的作用时间不等,达到开关状态随机化的目的。其作用过程可分为两个阶段:

- (1)首先用一个随机数改变 $\mathbf{V}_0$ 和 $\mathbf{V}_7$ 两个零矢量占零矢量总时间的比例;

(2)用一个随机数改变 $\mathbf{V}_0$ 矢量在前后半周期内的作用时间。

不对称随机位置 SVPWM 示意图如图 7 所示,其中 t_1 与 t_2 是两个非零矢量的作用时间, t_{001} 、 t_{002} 与 t_{071} 、 t_{072} 分别是 $\mathbf{V}_0$ 与 $\mathbf{V}_7$ 矢量在前后半周期内的作用时间。

随机脉冲位置 SVPWM 的作用原理可表示为

$$\left. \begin{aligned} t_{00} &= D_1 T \\ t_{07} &= (1 - D_1) T \\ t_{001} &= D_1 D_2 T \\ t_{002} &= (1 - D_2) D_1 T \end{aligned} \right\} \tag{5}$$

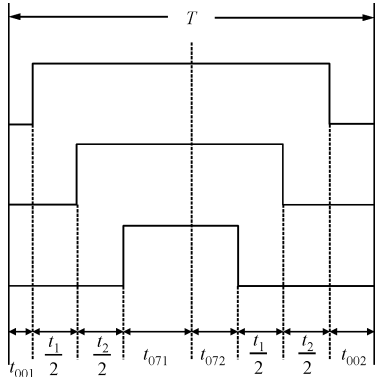


图 7 不对称随机脉冲位置 SVPWM 示意图

式中: D_1 与 D_2 均为 $[0,1]$ 内随机变化的随机数; t_{00} 与 t_{07} 分别为 $\mathbf{V}_0$ 和 $\mathbf{V}_7$ 的作用时间。 D_1 与 D_2 应保持在每个开关周期内更新一次,然后计算出每相开始导通的时间,对传统 SVPWM 稍作修改即可。

本文采用双随机 SVPWM 技术,其中随机开关频率 SVPWM 产生的是频率随机变化的标准(前后半周期严格对称)七段式 PWM 波,不对称随机位置 SVPWM 调制是在已产生的 PWM 波的基础上,利用随机数随机改变 $\mathbf{V}_0$ 矢量在前后半周期内的作用

时间(即为“不对称”的根本原因所在)以及 V_0 、 V_7 两个零矢量占总零矢量作用时间 T 的分配比。因此两种调制技术并不是同时作用的,而是后者在前者的基础上加以调制产生最终的 PWM 波。

2.2 SVG 双序同步控制策略

对于补偿指令获取及电流控制策略的研究,也是 SVG 研究的重点内容。目前常见的电流检测方法主要有基波提取法和谐波直接提取法两种^[15]。其中前者主要包括基于瞬时无功理论的检测方法及时同步旋转坐标变换法^[16-19],多用于除正序有功分量以外的全补偿,会增大 SVG 容量;后者可细分为离散傅里叶变换法和多同步旋转坐标变换法等,可以对各次谐波、无功分量及负序分量进行选择补偿。

对输出电流的控制策略,分为直接电流法和间接电流法两种。其中前者多与 PWM 跟踪控制方法结合使用,常用 PWM 波形生成方式有三角波比较和滞环比较两种,但是有输出电流谐波分量较多、滞环环宽不好选择等问题^[20-21]。后者工作原理前文已阐述,不再赘述。

本文采用间接电流双序同步控制策略,其控制框图如图 8 所示。

在 3P3W 系统中,当三相负载不平衡时,电网电流实际可以表示为

$$\mathbf{I}_s = i_p e^{j\omega t} + i_n e^{-j\omega t} \quad (6)$$

式中: $\mathbf{I}_s$ 为电网电流空间矢量; i_p 、 i_n 分别为正、负序电流空间矢量模值。分别将式(6)转换到各自的同步旋转坐标系下(分别用 $e^{-j\omega t}$ 和 $e^{j\omega t}$ 乘以式(6)),则对应的正/负序分量就成为了对应坐标系下的直流分量,与此同时,负/正序分量在正/负序坐标系下就成为了二次谐波分量,即

$$\left. \begin{aligned} \mathbf{I}_{sp} &= i_p + i_n e^{-2j\omega t} \\ \mathbf{I}_{sn} &= i_n + i_p e^{2j\omega t} \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

如此一来虽然得到了直流形式的正序或负序补偿指令,但是在采用单序同步控制时,相应的以二次谐波形式存在的负/正序分量却无法得到补偿,这就导致在三相不平衡感性负载投入运行时,无法做到同时对无功及负序分量较好地补偿。因此,本文采用双序同步控制策略。

双序同步控制策略采用双闭环控制。直流侧电容电压及正序有功分量构成的电压外环起到稳定直流侧电压及补偿 SVG 有功损耗的目的。电压环采用模糊 PI 控制器,其具体实现过程将在下文进行介绍。实际上,如果 SVG 稳定运行时和电网没有有功交换,直流侧电容电压就会恒定不变。但是,实际运

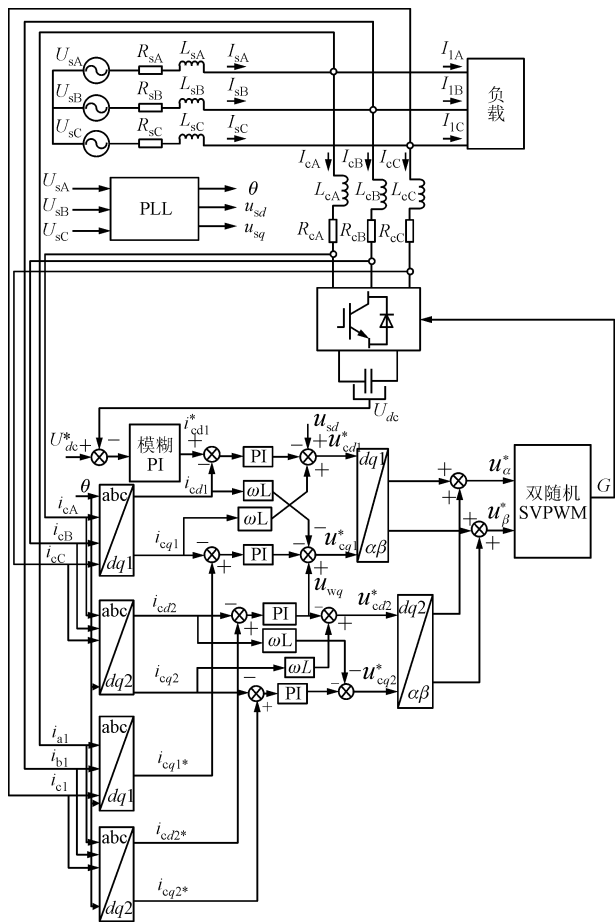


图 8 双序同步控制原理框图

行中这种有功损耗是避免不了的,如果直流侧电压不稳定,将会在交流侧产生纹波,影响电网稳定运行。

电流内环采用双序同步解耦控制:将采集到的三相负载电流及 SVG 发出的电流分别进行正序及负序 $3s/2r$ 变换,负载电流变换后经低通滤波器(LPF)得到直流形式的指令信号,分别与相应的补偿电流作差送入 PI 控制器,输出加上对应耦合量(其中正序分量还需加上电网电压交直轴分量)得到正序及负序电压补偿指令,再分别经过 park 反变换,将 α 及 β 轴分量分别相加,得到两相静止坐标系下的电压指令信号,经过双随机 SVPWM 技术,得到功率管驱动信号控制其开关状态,达到补偿目的。

正序及负序变换矩阵如下

$$\mathbf{T}_{abc-dq1} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\omega t & \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\omega t & \sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (8a)$$

$$\mathbf{T}_{abc-dq2} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos\omega t & \cos\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin\omega t & -\sin\left(\omega t + \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\omega t - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (8b)$$

式中:下标 1 表示正序,2 表示负序。仿真及实验中 LPF 均采用四阶巴特沃斯低通滤波器,截止频率设为 5 Hz,其对二次及高次谐波有较好的滤除作用。

双随机 SVPWM-双序同步控制策略可以比较有针对性地补偿无功及负序分量,并且相较于传统 SVPWM 技术,虽然总的谐波能量并未减少,但是此种控制策略可以驱散原来集中的谐波能量,使其分散在更宽的频带范围内,而且削减了开关频率及其整数倍处的谐波峰值,进一步降低电流 THD,提高功率因数。

2.3 SVG 直流电压模糊自适应 PI 控制器的设计

模糊自适应 PI 控制器根据误差 e 及其变化率 z 来实现 PI 参数自整定。其结构如图 9 所示。

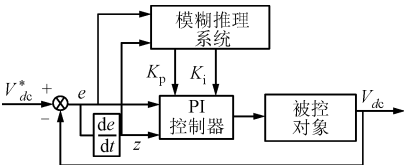


图 9 模糊自适应 PI 控制系统框图

本文仿真中,直流侧电压给定值为 850 V,电容预充电电压为 500 V,取 e 与 z 的基本论域分别为 $[-350,350]$ 、 $[-500,500]$,模糊论域 E 及 Z 均为 $\{-3,-2,-1,0,1,2,3\}$,由此可确定量化因子 $K_e=3/350$, $K_z=3/500$ 。模糊子集 E 和 Z 均取 7 个模糊语言,即{NB,NM,NS,ZO,PS,PM,PB},分别代表负大、负中、负小、零、正小、正中、正大。为减小计算量,其隶属函数均采用三角形。

采用加权平均法得到模糊输出值 K_p 、 K_i ,其模糊集也取为上述 7 个模糊语言, K_p 模糊论域取为 $[-0.3,0.3]$, K_i 模糊论域取为 $[-0.06,0.06]$ 。

模糊输出值通过与比例因子相乘实现反模糊化。若 K_p 的基本论域为 $[-2.5,2.5]$, K_i 的为 $[-2,2]$,则比例因子 $G_p=2.5/0.3$, $G_i=2/0.06$ 。将最后输出的修正值分别与 PI 参数初值相加,得到整定后的新参数。 K_p 、 K_i 的模糊规则表如表 1、表 2 所示。

3 仿真及实验分析

在 MATLAB/Simulink 中搭建仿真模型,并搭

表 1 K_p 模糊规则表

E	K_p						
	Z=NB	Z=NM	Z=NS	Z=ZO	Z=PS	Z=PM	Z=PB
NB	PB	PB	PM	PM	PS	ZO	ZO
NM	PB	PB	PM	PS	PS	ZO	NS
NS	PM	PM	PM	PS	ZO	NS	NS
ZO	PM	PM	PS	ZO	NS	NM	NM
PS	PS	PS	ZO	NS	NS	NM	NM
PM	PS	ZO	NS	NM	NM	NM	NB
PB	ZO	ZO	NM	NM	NM	NB	NB

表 2 K_i 模糊规则表

E	K_i						
	Z=NB	Z=NM	Z=NS	Z=ZO	Z=PS	Z=PM	Z=PB
NB	NB	NB	NM	NM	NS	ZO	ZO
NM	NB	NB	NM	NS	NS	ZO	ZO
NS	NB	NM	NS	NS	ZO	PS	PS
ZO	NM	NM	NS	ZO	PS	PM	PM
PS	NM	NS	ZO	PS	PS	PM	PB
PM	ZO	ZO	PS	PS	PM	PB	PB
PB	ZO	ZO	PS	PM	PM	PB	PB

建实验样机,以验证三相不平衡感性及容性负载条件下此控制策略的有效性。

实验初期,仿真参数设置为与实验参数相同,以辅助验证实验中所得的一些中间变量计算的正确性。后来为了进一步验证所采用控制策略的有效性,仿真中采用不同的参数,且增大了 SVG 额定容量,仿真结果证明了控制策略的可行性。

3.1 仿真分析

仿真参数见表 3。第一组负载参数:A 相为 RL 串联负载, $R=25\ \Omega$, $L=100\ \text{mH}$;B 相和 C 相均为纯电阻负载,电阻分别为 $15\ \Omega$ 、 $6\ \Omega$ 。第二组负载参数:A 相为 RC 串联负载, $R=15\ \Omega$, $C=50\ \text{mF}$;B 相和 C 相均为纯电阻负载,电阻分别为 $10\ \Omega$ 、 $8\ \Omega$ 。两组负载在 0.6 s 时进行切换。接线方式为三相三线制。当负载投入运行时,即产生无功及负序电流分量。

补偿前后三相电网电压和电流波形图如图 10 所示。由图可以看出,补偿前三相电流幅值相差较大,三相不平衡度较高,且电压电流相位差较大,功率因数较小;补偿后三相电流基本平衡,且各相电压电流基本同相位,功率因数得到较大提高。从图中还可以看出,在负载切换后,经过约 1/4 工频周期的时间,便可以重新达到稳态。图 11 和图 12 为采用

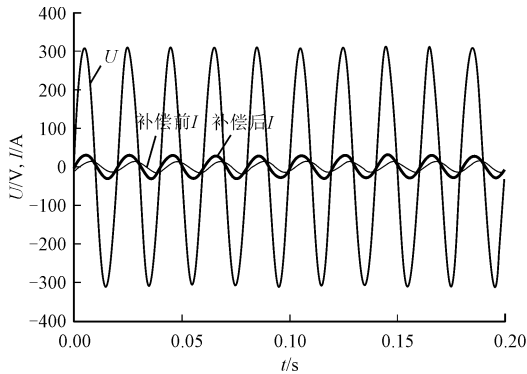
表 3 仿真参数表

参数	数值
直流侧电容/V	850
SVG 容量/(kV·A)	8
额定电流/A	20
直流侧电容/mF	2.2
相电压有效值/V	220
机侧电感/mH	3.5
网侧电感/mH	1.5
滤波电容/ μ F	3
阻尼电阻/ Ω	5
中心开关频率/kHz	5
频带常数/kHz	2

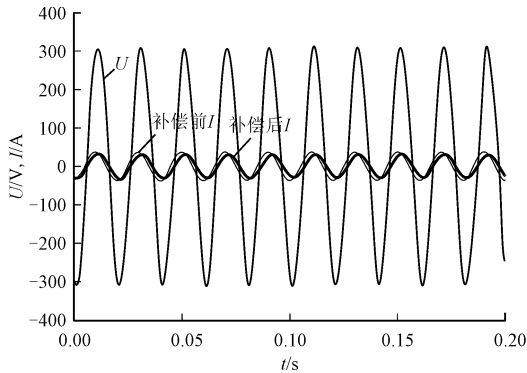
传统 SVPWM 与双随机 SVPWM 技术补偿后电网 A 相电流 FFT 分析,可以看出采用双随机 SVPWM 技术可以大大削减在开关频率及其整数倍处的谐波峰值,THD 进一步降低,谐波频谱范围展宽,功率因数进一步提高。图 13 为直流侧电容电压波形图,可以看出在 0.2 s 时 SVG 并网后,经过约 0.2 s 便可以趋于稳定,且在 0.6 s 负载切换时,波动较小。

3.2 实验结果与分析

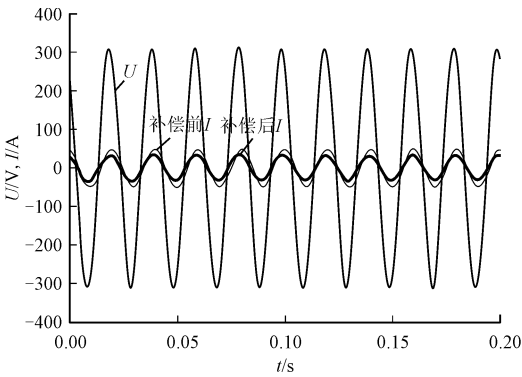
为了验证控制策略的有效性,控制系统以 TMS 320F28335 为核心搭建了实验样机。样机主要包括



(a)补偿前后电网 A 相电压电流



(b)补偿前后电网 B 相电压电流



(c)补偿前后电网 C 相电压电流

图 10 补偿前后电网三相电压电流波形图

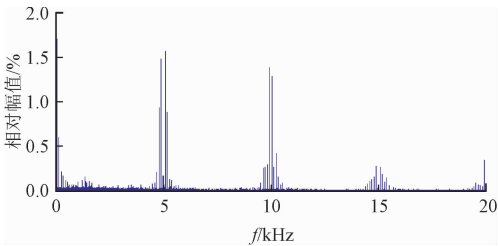


图 11 传统 SVPWM-双序同步控制补偿后电网 A 相电流 FFT 分析

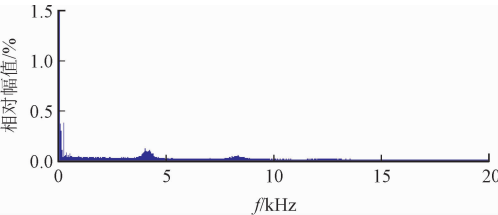


图 12 双随机 SVPWM-双序同步控制补偿后电网 A 相电流 FFT 分析

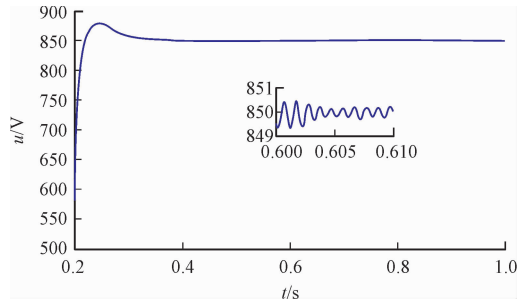


图 13 直流侧电容电压波形图

功率电路、控制电路、AD 采样电路、驱动电路及电源电路几部分。硬件电路框图如图 14 所示。其中交流电压采样采用变压器 SPT-5014-04,交流电流采样采用霍尔电流传感器 LA25-NP。SVG 输出电流采样采用电流传感器 Chahua CSM010 SYA,直流侧电容电压采样采用电压传感器 LV25-P。采用外置独立的 AD 转换芯片 AD7656 进行 A/D 转换,

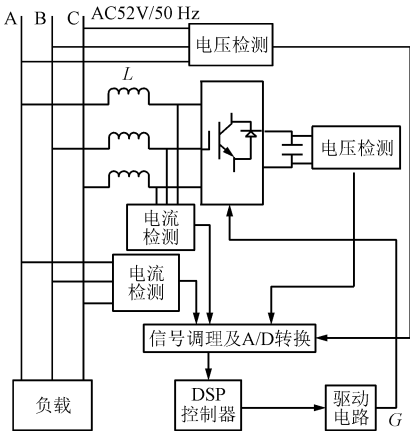


图 14 SVG 硬件部分框图

通过 XINTF 端口与 DSP 并行通信。SVG 主电路采用绝缘栅双极晶体管(IGBT) Fairchild G160N60 组成三相全桥逆变电路。电网电压采用三相调压器供给。实验波形由功率分析仪 HIOKI-PW3390 及 LabVIEW 上位机获取,其中上位机通过 SCI 与 DSP 通信。具体实验参数如表 4。

表 4 实验参数表

参数	数值
直流侧电容电压/V	180
直流侧电容/ μF	560
相电压有效值/V	25, 30
并网电感/mH	5.2
中心开关频率/kHz	15
频带常数/kHz	1

随机算法的实现只需要在主循环中更新 3 个 $[0,1]$ 之内的随机数 D_1 、 D_2 及 D_3 ,其中 D_3 做 $D_3 = 2D_3 - 1$ 操作转换到 $[-1,1]$ 之内,用来在刚进入 PWM 中断服务函数 PWMISR 时改变 PWM 周期,实现随机开关频率 SVPWM, D_1 、 D_2 用来改变 SVPWM 子程序中计算的动作时间,实现随机位置 SVPWM。其他部分与传统 SVPWM 均相同。

(1)第 1 组负载。考虑到各传感器量程,电网相电压取为 25 V。A 相负载为 RL 串联负载,其中电感为磁粉芯电感, $R=3.5\ \Omega$, $L=0.0114\ \text{H}$ 且寄生电阻约为 $1.2\ \Omega$ 。B 相与 C 相均为纯电阻负载,阻值分别为 $8.8\ \Omega$ 、 $4.3\ \Omega$ 。

补偿前、后的三相电压电流波形趋势图如图 15、图 16 所示,可见补偿后三相电流不平衡度明显下降。补偿前 A 相电流 THD、采用传统 SVPWM 与双随机 SVPWM 补偿后电网 A 相电流 THD 实验数据见表 5,从表中看出采用双随机 SVPWM 能

进一步降低电流 THD,功率因数从 0.83 提高到 0.97 以上。经 LPF 后的正序无功电流 i_{qp} 、负序有功电流 i_{dn} 、负序无功电流 i_{qn} 指令信号及 SVG 输出电流信号如图 17 所示,其中 i_{qp}^* 约为 1.5 A, i_{dn}^* 约为 0.6 A, i_{qn}^* 约为 $-1.5\ \text{A}$ (* 代表相应的给定),SVG 输出电流均可较好地跟踪指令信号。

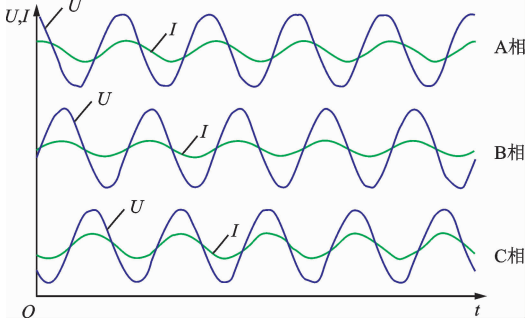


图 15 补偿前三相电压、电流波形趋势图

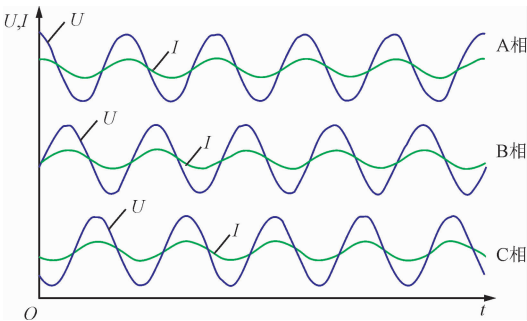


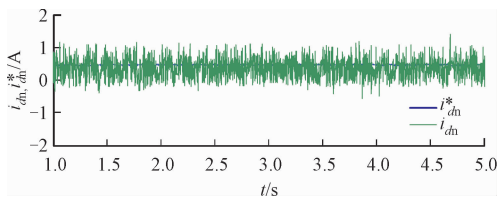
图 16 补偿后三相电压、电流波形趋势图

表 5 A 相负载功率因数与电流 THD

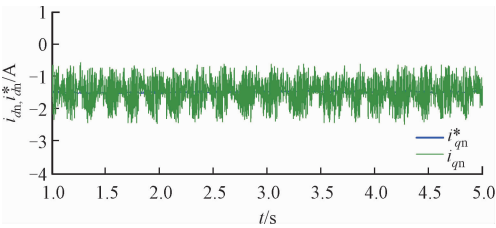
参数	补偿前	传统	双随机
		SVPWM 补偿后	SVPWM 补偿后
功率因数	0.836	0.921	0.972
电流总畸变率/%	5.52	4.75	3.88

(2)第 2 组负载。为进一步验证所采取控制策略的有效性,调整滑动变阻器阻值,A 相仍为 RL 串联负载, $R=4.5\ \Omega$, $L=0.0114\ \text{H}$ 且寄生电阻约为 $1.2\ \Omega$ 。B 相与 C 相均为纯电阻负载,阻值分别为 $14\ \Omega$ 、 $6\ \Omega$ 。调整三相调压器,电网相电压提升至 30 V。

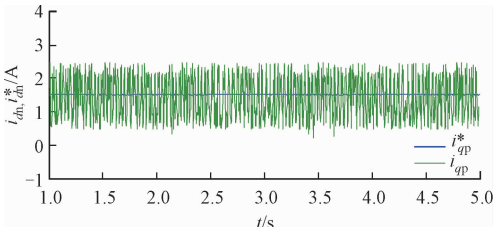
补偿前后数据如表 6 所示,从表中可以看出,补



(a) i_{dn} 补偿指令及跟踪波形



(b) i_{qn} 补偿指令及跟踪波形



(c) i_{qp} 补偿指令及跟踪波形

图 17 补偿指令及跟踪波形

偿前三相功角较大,且三相电流不平衡度较大,为 28%。补偿后三相电压电流基本同相,且三相电流不平衡度降至 0.48%。

表 6 补偿前后数据表

状态	P/W	U/V	I/A	功角/ $^{\circ}$
补偿前 A 相	63.8	29.07	3.86	28.73
补偿后 A 相	60.6	29.21	3.85	6.84
补偿前 B 相	40.3	30.44	2.70	-2.70
补偿后 B 相	60.7	30.04	3.86	6.46
补偿前 C 相	70.3	29.00	4.68	1.13
补偿后 C 相	61.7	30.03	3.87	6.24

补偿前,各相电压电流相位差均不同,A 相电流滞后于 A 相电压 28.73° ,B 相电流超前于 B 相电压 2.70° ,C 相电流滞后于 C 相电压 1.13° ,且三相电流不平衡度较大。除此以外,由于三相负载不平衡导致公共连接点处电压产生不平衡,且不平衡度超过 2%,为 3.18%。补偿后,各相电压电流基本同相,相位差均为 7° 左右且功率因数在 0.99 以上。而且,三相电流及无功功率均已平衡,公共连接点处电压不平衡度降至 1.8%,符合国家标准 GB/T 15543—

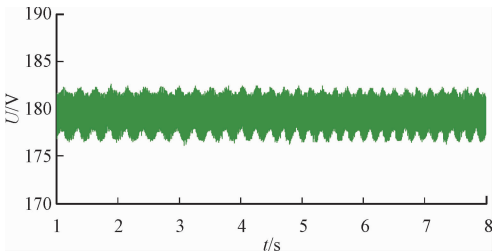


图 18 直流侧电容电压波形图

2008《电能质量 三相电压不平衡》,表明无功补偿可降低负荷不平衡对电网的影响。

此外,通过 LabVIEW 观察到稳态时直流侧电容电压波形图如图 18 所示。实际电压在给定值 180 V 上下有规律地波动,波动范围较小,表明直流电压稳压策略的有效性。

4 结 论

本文在分析 SVG 工作原理的基础上,提出将双随机 SVPWM 技术与双序同步控制策略相结合,并搭建仿真模型及试验样机进行验证。结果表明,在三相负载不平衡时,双随机 SVPWM-双序同步控制策略能够较好地补偿无功及负序电流分量,改善三相不平衡度。除此以外,双随机 SVPWM 相较于传统 SVPWM 技术能降低开关频率及其整数倍附近的谐波峰值,进一步降低电网电流 THD,提高功率因数,改善电能质量。

参考文献:

[1] 徐殿国,张书鑫,李彬彬. 电力系统柔性一次设备及其关键技术:应用与展望 [J]. 电力系统自动化, 2018, 42(7): 2-22.
XU Dianguo, ZHANG Shuxin, LI Binbin. Flexible primary equipment in power system and their key technologies: application and prospects [J]. Automation of Electric Power Systems, 2018, 42(7): 2-22.

[2] 丁可,王博宇,莫树猛. 基于 D-STATCOM 原理的控制策略研究 [J]. 电工技术, 2017(1): 27-29.
DING Ke, WANG Boyu, MO Shumeng. Research on control strategy based on D-STATCOM principle [J]. Electric Engineering, 2017(1): 27-29.

[3] 常鲜戎,殷绕方. 结合空间矢量法的 D-STATCOM 滞环电流控制方法 [J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(10): 60-65.
CHANG Xianrong, YIN Raofang. A hysteresis current control method combined with SVPWM for D-STATCOM [J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(10): 60-65.

[4] 王存平,尹项根,张哲,等. 含 LCL 滤波器的静止同步补偿器改进控制方法 [J]. 电力系统自动化, 2012, 36(19): 94-98.
WANG Cunping, YIN Xianggen, ZHANG Zhe, et al. An improved control method for STATCOM with LCL filter [J]. Automation of Electric Power Systems, 2012, 36(19): 94-98.

[5] 徐榕,于泳,于雁南,等. 基于离散状态观测器的 H

- 桥级联 STATCOM 无差拍控制 [J]. 电力系统自动化, 2014, 38(21): 58-65.
- XU Rong, YU Bing, YU Yannan, et al. Dead-beat control of H-bridge cascaded STATCOM based on discrete state observer [J]. Automation of Electric Power Systems, 2014, 38(21): 58-65.
- [6] 易伟浪, 何志兴, 罗安, 等. 角形级联型 STATCOM 不平衡工况下的无功功率控制策略 [J]. 电力系统自动化, 2017, 41(20): 55-62.
- YI Weilang, HE Zhixing, LUO An, et al. Reactive power control strategy for delta-connected STATCOM under unbalanced condition [J]. Automation of Electric Power Systems, 2017, 41(20): 55-62.
- [7] 张扬, 杨小品. 基于比例谐振的高压静止同步发生器 RTDS 仿真研究 [J]. 系统仿真学报, 2017, 29(7): 1546-1552, 1560.
- ZHANG Yang, YANG Xiaopin. RTDS simulation of quasi-proportional resonant control of STATCOM under high voltage [J]. Journal of System Simulation, 2017, 29(7): 1546-1552, 1560.
- [8] 胡云, 郭琦, 张建设, 等. 大容量链式 STATCOM 实时仿真建模与策略研究 [J]. 电力电子技术, 2018, 52(4): 75-79.
- HU Yun, GUO Qi, ZHANG Jianshe, et al. Real time simulation modeling and strategy research on large capacity cascaded STATCOM [J]. Power Electronics, 2018, 52(4): 75-79.
- [9] 欧剑波, 罗安, 唐杰, 等. 基于神经元自适应 PID 的 STATCOM 直接电压控制方法 [J]. 电力系统自动化, 2007(12): 77-80.
- OU Jianbo, LUO An, TANG Jie, et al. A direct voltage control method of STATCOM based on neuron self-adaptive PID [J]. Automation of Electric Power Systems, 2007(12): 77-80.
- [10] Han Yunhao. Sliding mode reactive power control of isolated wind-diesel hybrid power system based on STATCOM [C]// 中国自动化学会控制理论专业委员会第 37 届中国控制会议论文集: F. 北京: 中国自动化学会控制理论专业委员会, 2018: 6.
- Han Yunhao. Sliding mode reactive power control of isolated wind-diesel hybrid power system based on STATCOM [C]// Papers of the 37th China Control Conference: F. Beijing: Chinese Association of Automation, Technical Committee on Control Theory, 2018: 6.
- [11] 史丽萍, 刘佳璇, 鹿峪宁. 一种级联 H 桥 STATCOM 的简化多电平 SVPWM 调制算法 [J]. 电力电容器与无功补偿, 2016, 37(4): 24-30.
- SHI Liping, LIU Jiaxuan, LU Yuning. A simplified multilevel SVPWM algorithm based on cascade H bridge STATCOM [J]. Power Capacitor & Reactive Power Compensation, 2016, 37(4): 24-30.
- [12] 李可, 卓放, 李红雨, 等. 直接电流控制的静止无功发生器研究 [J]. 电力电子技术, 2003(3): 8-11.
- LI Ke, ZHUO Fang, LI Hongyu, et al. Investigation on static VAR generator with a direct current control strategy [J]. Power Electronics, 2003(3): 8-11.
- [13] 范必双, 谭冠政, 樊绍胜. 三电平矢量控制变频器随机 SVPWM 技术 [J]. 电机与控制学报, 2013, 17(4): 6-11.
- FAN Bishuang, TAN Guanzheng, FAN Shaosheng. Random SVPWM technique for three-level vector control inverters [J]. Electric Machines and Control, 2013, 17(4): 6-11.
- [14] 刘蓁, 魏应冬, 姜齐荣. 基于 IGBT 器件串联的 MMC 随机零序分量注入 PWM 方法 [J]. 电力系统自动化, 2017, 41(11): 156-162.
- LIU Zhen, WEI Yingdong, JIANG Qirong. Random zero-sequence component modulation of MMC based on IGBT series modular [J]. Automation of Electric Power Systems, 2017, 41(11): 156-162.
- [15] 谢斌. 并联型有源电力滤波器谐波检测及控制技术研究 [D]. 武汉: 华中科技大学, 2010.
- [16] 李圣清, 朱英浩, 周有庆, 等. 基于瞬时无功功率理论的四相输电谐波电流检测方法 [J]. 中国电机工程学报, 2004(3): 17-22.
- LI Shengqing, ZHU Yinghao, ZHOU Youqing, et al. Four-phase transmission harmonic current detection method based on instantaneous reactive power theory [J]. Proceedings of the CSEE, 2004(3): 17-22.
- [17] 帅定新, 谢运祥, 王晓刚. 电网谐波电流检测方法综述 [J]. 电气传动, 2008(8): 17-23.
- SHUAI Dingxin, XIE Yunxiang, WANG Xiaogang. Review of harmonic current detecting methods in power system [J]. Electric Drive, 2008(8): 17-23.
- [18] 杨君, 王兆安. 三相电路谐波电流两种检测方法的对比研究 [J]. 电工技术学报, 1995(2): 43-48.
- YANG Jun, WANG Zhaoan. A study on the comparison of two methods used to detect the harmonic currents of three-phase circuits [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 1995(2): 43-48.
- [19] 唐蕾, 陈维荣. 瞬时无功功率理论坐标变换的推导及谐波电流检测原理分析 [J]. 电网技术, 2008, 32(5): 66-69.
- TANG Lei, CHEN Weirong. Deduction of coordinate transform for instantaneous reactive power theory and

- analysis on the principle of harmonic current detection method [J]. *Power System Technology*, 2008, 32(5): 66-69.
- [20] 陈晓科, 钟榜, 李钙, 等. 配网三相不平衡混合补偿器的控制策略研究 [J]. *电力电容器与无功补偿*, 2018, 39(1): 44-48.
- CHEN Xiaoke, ZHONG Bang, LI Gai, et al. Study on control strategy of three-phase unbalanced hybrid compensator in distribution network [J]. *Power Capacitor & Reactive Power Compensation*, 2018, 39(1): 44-48.
- [21] 史丽萍, 李佳佳, 马艳红, 等. 基于电压空间矢量的 STATCOM 直接电流控制新方法 [J]. *电工电能新技术*, 2015, 34(12): 19-24, 30.
- SHI Liping, LI Jiajia, MA Yanhong, et al. New direct current control method for STATCOM based on voltage space vector [J]. *Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy*, 2015, 34(12): 19-24, 30.
- (编辑 亢列梅)
-
- (上接第 103 页)
- [11] ZHOU Xin, STEIN J L, ERSAL T, et al. Battery state of health monitoring by estimation of the number of cyclable li-ions [J]. *Control Engineering Practice*, 2017, 66: 51-63.
- [12] XIONG Rui, LI Linlin, LI Zhirun, et al. An electrochemical model based degradation state identification method of lithium-ion battery for all-climate electric vehicles application [J]. *Applied Energy*, 2018, 219: 264-275.
- [13] GALEOTTI M, CINA L, GIAMMANCO C, et al. Performance analysis and SOH (state of health) evaluation of lithium polymer batteries through electrochemical impedance spectroscopy [J]. *Energy*, 2015, 89: 678-685.
- [14] DU Jiani, LIU Zhitao, WANG Youqi, et al. An adaptive sliding mode observer for lithium-ion battery state of charge and state of health estimation in electric vehicles [J]. *Control Engineering Practice*, 2016, 54: 81-90.
- [15] 汪秋婷, 戚伟, 肖铎. 基于双 Kalman 滤波的并联锂电池组循环寿命估计 [J]. *信息与控制*, 2018, 47(4): 461-467, 472.
- WANG Qiuting, QI Wei, XIAO Duo. Cycle life estimation method for parallel lithium battery pack based on double Kalman filtering [J]. *Information and control*, 2018, 47(4): 461-467, 472.
- [16] XIONG Rui, TIAN Jingpeng, MU Hao, et al. A systematic model-based degradation behavior recognition and health monitoring method for lithium-ion batteries [J]. *Applied Energy*, 2017, 207: 372-383.
- [17] MINGANT R, BERNARD J, MOYNOT V S, et al. Novel state-of-health diagnostic method for li-ion battery in service [J]. *Applied Energy*, 2016, 183: 390-398.
- [18] WANG Xiao, XU Jun, ZHAO Yunfei, et al. Wavelet based denoising for the estimation of the state of charge for lithium-ion batteries [J]. *Energies*, 2018, 11(5): 1105-1144.
- [19] LUNA E G, SILVA D, APONTE G, et al. Obtaining the electrical impedance using wavelet transform from the time response [J]. *Electrochimica Acta*, 2013, 28: 1242-1244.
- [20] ITAGAKI M, UENO M, HOSHI Y, et al. Simultaneous determination of electrochemical impedance of lithium-ion rechargeable batteries with measurement of charge-discharge curves by wavelet transformation [J]. *Electrochimica Acta*, 2017, 235: 384-389.
- [21] HOSHI Y, YAKABE N, LSOBE K, et al. Wavelet transformation to determine impedance spectra of lithium-ion rechargeable battery [J]. *Journal of Power Sources*, 2016, 315: 351-358.
- (编辑 刘杨)