

链式 D-STATCOM 的鲁棒 L_2 性能准则设计

张茂松, 李尚盛, 查晓明, 孙建军, 张郝, 尹晨旭

(武汉大学电气工程学院, 湖北省 武汉市 430072)

Robust L_2 Performance Criteria Design for Cascade D-STATCOM

ZHANG Maosong, LI Shangsheng, ZHA Xiaoming, SUN Jianjun, ZHANG Hao, YIN Chenxu

(School of Electrical Engineering, Wuhan University, Wuhan 430072, Hubei Province, China)

ABSTRACT: In order to improve the control robustness, a novel robust L_2 performance criteria design for cascade distribution static synchronous compensator (D-STATCOM) with disturbances and parametric perturbations was proposed. This paper built up single H-bridge module for cascade D-STATCOM by equivalent circuit conversion, and then equivalent transform of error system of single H-bridge module was adopted so that the influence of parametric perturbations could be converted into part of the periodic disturbances. A novel algorithm by combination of repetitive control and passivity-based control was proposed to realize the robust L_2 performance criteria design for cascade D-STATCOM. The reactive current and DC voltage stability control was realized by given instruction current. DC voltage balancing control was realized based on the power exchange among H-bridge modules. The validity and feasibility of this control strategy was verified by simulation results, and have been used on practical engineering of ± 5 Mvar, 10 kV D-STATCOM. Simulation and practical engineering application results show that this control strategy can completely realize the reactive current, DC voltage stability and balancing control of cascade D-STATCOM with excellent steady characteristic, fast transient response, easy implementation algorithm, strong robustness as well as important practical engineering value.

KEY WORDS: distribution static synchronous compensator (D-STATCOM); repetitive control; passivity-based control; robust L_2 performance criteria design

摘要: 为提高控制系统鲁棒性, 提出一种链式静止同步补偿器(distribution static synchronous compensator, D-STATCOM)的鲁棒 L_2 性能准则设计新方法。首先通过等效电路变化, 将对链式 D-STATCOM 的控制电路模型转换为对单个 H 桥逆变单元的控制电路模型; 在所建立的考虑干扰和参数摄动影响的单个 H 桥逆变单元控制电路模型基础上, 通过对误差系统方程的等价变换, 将参数摄动的影响转化为周期干扰

的一部分; 然后利用重复控制与无源性控制相结合的新方法实现链式 D-STATCOM 的鲁棒 L_2 性能准则的设计。其中, 重复控制对周期干扰进行补偿, 无源性控制确保重复控制的收敛性和对控制目标的渐近跟踪, 并抑制非周期干扰对控制效果的影响; 通过给定指令电流, 实现链式 D-STATCOM 的无功电流的控制和直流电压稳定的控制; 利用 H 桥逆变单元之间的能量交换实现直流电压的均衡控制。仿真以及 10 kV、 ± 5 Mvar 工程实际应用结果表明, 所提方法能够在实现无功电流控制的同时实现直流电压的稳定与均衡控制, 且稳态特性好、动态响应快、算法实现简单、鲁棒性强, 具有较强的工程实用价值。

关键词: 配电网静止同步补偿器; 重复控制; 无源性控制; 鲁棒 L_2 性能准则设计

0 引言

配电网静止同步补偿器(distribution static synchronous compensator, D-STATCOM)主要是利用大功率电力电子器件(如 IGBT、IGCT)构成一个自换相变流器, 通过电压源逆变技术提供超前或滞后的无功, 实现无功补偿^[1]。它具有体积小、容量大、输出特性理想、调节连续、响应速度快、补偿容量不受系统电压影响、能够抑制电压波动与闪变等优点, 是常规的无功补偿装置如并联电容器和静止无功补偿器(static var compensator, SVC)所无法比拟的^[2-4]。

基于链式 H 桥逆变单元构成的 D-STATCOM 因其具有较易实现、高可靠性和低波形失真率等优点而倍受重视和关注, 也是当前输配电系统中动态无功调节主选的拓扑结构^[5-7]。对于这种连接方式, H 桥逆变单元直流侧是直流电容器连接, 并且相互隔离, 因而, 这种拓扑结构的 D-STATCOM 控制的任务主要有 3 个: 1) 实现满足系统要求的无功电流

的控制; 2) 实现满足系统要求的 H 桥逆变单元的直流侧电容电压的总和的控制, 即系统的直流电压稳定控制; 3) 在直流电压稳定控制的基础上实现满足这种拓扑结构正常工作要求的自身控制, 即 H 桥逆变单元的直流侧电容电压的均衡控制。

链式 D-STATCOM 是一个复杂的系统, 未知干扰和参数摄动现象总是存在, 难以同时实现无功电流与直流电压稳定均衡的控制, 现有文献也少有讨论。文献[8]是通过有功-无功解耦脉宽调制(pulse width modulation, PWM)控制实现链式 STATCOM 的无功电流与直流电压稳定控制, 但是没有考虑功率单元的差异性, 无法实现直流电压的均衡控制。国内清华大学研制的 ± 50 Mvar 的 STATCOM 采用开关电阻消耗方式实现直流电压均衡控制, 这需要通过附加能量转化电路实现, 电路复杂, 控制效率低^[9]。文献[10]采用控制各个 H 桥逆变单元的输出电压相角的方法实现直流电压的均衡控制, 它忽略了直流电压的稳定控制, 在大容量场合由于相角的调节范围很小, 实际实现非常困难。同时, 上述控制方法均没有考虑未知干扰和参数摄动对控制效果的影响。

基于内模原理的重复控制为实现周期性干扰的补偿提供了有价值的途径^[11-12], 无源性控制通过配置系统的能量和注入非线性阻尼, 迫使系统总能量跟踪期望的能量函数, 并使系统的状态变量渐近收敛至设定值, 达到要求的性能^[13-14]。本文利用重复控制与无源性控制相结合的新方法实现了链式 D-STATCOM 的鲁棒 L_2 性能准则设计问题的求解, 该方法全局定义且全局稳定, 无奇异点, 控制器的设计简单。仿真及 10kV、 ± 5 Mvar 工程实际应用结果表明, 此控制算法能够在实现无功电流控制的同时实现直流电压的稳定与均衡控制, 且稳态特性好、动态响应快、算法实现简单、鲁棒性强, 具有很强的工程实用性。

1 链式 D-STATCOM 建模

1.1 主电路拓扑

在工业电力系统中, 设系统电压和负荷电流三相对称, 不失一般性, 任选一相为例研究链式 D-STATCOM, 其主电路拓扑如图 1 所示, 图中公共连接点(point of common coupling, PCC)为链式 D-STATCOM 接入电力系统的连接点, 如果设定系统

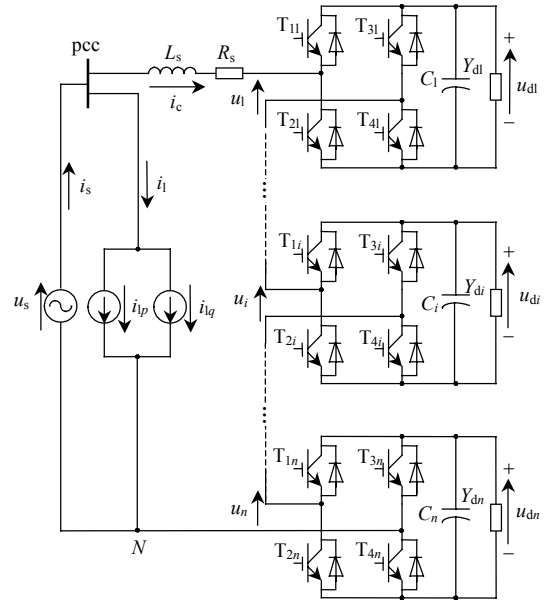


图 1 链式 D-STATCOM 主电路拓扑

Fig. 1 Topology of Cascade D-STATCOM

电压检测点为 PCC 点, 根据电路替代定理, 等效电路可以不考虑系统阻抗。链式 D-STATCOM 采用载波移相正弦脉宽调制(sine pulse width modulation, SPWM)来控制所有 H 桥逆变单元的开关器件的开通和关断。

在图 1 所示电路中, PCC 点的电压 u_s 中的谐波含量很小, 为分析方便, 设 u_s 中不含谐波分量, 其表达式为

$$u_s = U_m \cos(\omega t) \quad (1)$$

图 1 中: L_s 为连接电抗器; R_s 为装置损耗(包括逆变器本身的内部串联损耗和连接电抗器的损耗)用等效串联电阻; n 为每相 H 桥逆变单元的个数; i_s 为系统侧电流; i_c 为流过链式 D-STATCOM 的电流; i_l 为负荷电流; i_{lp} 和 i_{lq} 分别为 i_l 的有功电流分量和无功电流分量; u_i 为第 i 个 H 桥逆变单元的输出电压; Y_{di} 为第 i 个 H 桥逆变单元直流侧的等效电导; C_i 为第 i 个 H 桥逆变单元直流侧的电容; u_{di} 为第 i 个 H 桥逆变单元直流侧电容的电压。事实上, 无功功率的完全补偿就是要求系统侧电流 i_s 中的无功电流分量等于零。

1.2 单个 H 桥逆变单元控制模型

任选图 1 中某一个 H 桥逆变单元 i 作为建模对象, 将对链式 D-STATCOM 的控制电路模型转换为对单个功率单元的控制电路模型, 可得如图 2 所示的电路。由戴维南定理可知, 图 2 中等效电压源 u_{si} 可表示为

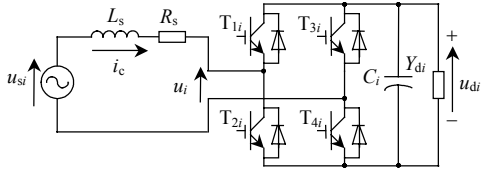


图 2 单个 H 桥逆变单元的控制模型

Fig. 2 Control model of single H-Bridge module

$$u_{si} = u_s - (L_s - L_i) \frac{di_c}{dt} - (R_s - R_i) i_c - u_1 - \dots - u_{i-1} - u_{i+1} - \dots - u_n \quad (2)$$

设第 i 个 H 桥逆变单元的占空比函数为 p_i ，根据基尔霍夫定律，可得图 2 所示的第 i 个 H 桥逆变单元的状态平均模型：

$$\begin{cases} L_i di_c / dt + p_i u_{di} + R_i i_c = u_{si} \\ C_i du_{di} / dt - p_i i_c + Y_{di} u_{di} = 0 \end{cases} \quad (3)$$

当系统处于稳态时，如果忽略各个 H 桥逆变单元的直流电压均衡控制的相移对等效电压源 u_{si} 的影响，即等效电压源 u_{si} 是建立在 n 级级联 H 桥相移完全一致的理想条件下的电压矢量之和，为了实现各个 H 桥逆变单元的功率平衡，施加到每一个 H 桥的调制电压波形和相位相同，则在各个 H 桥逆变单元的直流电压稳定在指令值时，对于式(2)有

$$\begin{cases} u_{si} = u_s / n \\ R_i = R_s / n \\ L_i = L_s / n \end{cases} \quad (4)$$

式(4)即为在实现各个 H 桥逆变单元的功率平衡的前提下，把链式 D-STATCOM 等效为 n 个独立的如图(2)所示的 H 桥逆变单元模型来处理。

1.3 考虑未知干扰和参数摄动的单个 H 桥逆变单元模型

链式 D-STATCOM 是一个非常复杂的系统，在实际运行中会存在各种未知干扰。与此同时，元件参数摄动现象也普遍存在， L_s 、 R_s 和 Y_{di} 的真值均不精确确定，电容 C_i 的容量也会随装置老化而缓慢衰减。假设 L_s 、 R_s 、 C_i 和 Y_{di} 可分别表示为

$$\begin{cases} L_s = L + \Delta L \\ R_s = R + \Delta R \\ C_i = C + \Delta C_i \\ Y_{di} = Y_d + \Delta Y_{di} \end{cases} \quad (5)$$

式中： L 、 R 、 C 和 Y_d 均为已知的固定常数； ΔL 、 ΔR 、 ΔC_i 和 ΔY_{di} 为相应的参数摄动项。

联立式(3)–(5)，可得

$$\begin{cases} \frac{L + \Delta L}{n} \frac{di_c}{dt} + p_i u_{di} + \frac{R + \Delta R}{n} i_c = \frac{1}{n} u_s + w_1 \\ (C + \Delta C_i) \frac{du_{di}}{dt} - p_i i_c + (Y_d + \Delta Y_{di}) u_{di} = w_2 \end{cases} \quad (6)$$

式中 $w_k \in L_2[0, T]$ ($k=1, 2$)，为有界未知干扰量。

式(6)即为把链式 D-STATCOM 等效为 n 个独立的 H 桥逆变单元模型后考虑未知干扰和参数摄动影响的模型。在实际运行中， w_k ($k=1, 2$) 主要来自 H 桥逆变单元的死区效应、脉冲延时和补偿的静态误差等周期干扰，以及负荷波动、系统波动和脉冲丢失等非周期干扰。

2 重复控制与无源性控制相结合的新方法

2.1 单个 H 桥逆变单元误差系统模型

设单个 H 桥逆变单元的控制目标为 $x^* = [i_c^* \ u_d^*]^T$ ，其中， i_c^* 为链式 D-STATCOM 的指令电流， u_d^* 为 H 桥逆变单元直流侧指令电压。

定义状态变量为

$$z_{ei} = \begin{bmatrix} i_c - i_c^* \\ u_{di} - u_d^* \end{bmatrix} \quad (7)$$

将式(7)代入式(6)，可得考虑未知干扰和参数摄动影响的单个 H 桥逆变单元误差系统模型：

$$N \frac{dz_{ei}}{dt} + J z_{ei} + R z_{ei} = \xi - \Delta N \frac{dx^*}{dt} - \Delta R x^* + w \quad (8)$$

式中： $N = \text{diag}((L + \Delta L)/n, C + \Delta C_i)$ ，为正定的对称阵； $J = \begin{bmatrix} 0 & p_i \\ -p_i & 0 \end{bmatrix}$ ，为反对称矩阵， $J = -J^T$ ，反映了系统内部的互联结构； $R = \text{diag}((R + \Delta R)/n, Y_d + \Delta Y_{di})$ ，为对称正定矩阵，反映了系统的耗散特性； $\xi = g \frac{u_s}{n} - (N_1 \frac{dx^*}{dt} + J x^* + R_1 x^*)$ ， $g = [1 \ 0]^T$ ， $N_1 = \text{diag}(L/n, C)$ ， $R_1 = \text{diag}(R/n, Y_d)$ ； $\Delta N = \text{diag}(\Delta L/n, \Delta C_i)$ ； $\Delta R = \text{diag}(\Delta R/n, \Delta Y_{di})$ ； $w = [w_1, w_2]^T$ 。

有界未知干扰量 w_k ($k=1, 2$) 可进一步表示为

$$w_k = w_{dk} + w_{lk} \quad (9)$$

式中： w_{dk} 为周期干扰，且满足 $w_{dk}(t) = w_{dk}(t - T_f)$ ($k=1, 2$)， T_f 为工频周期； w_{lk} 为非周期干扰。相应地， w 亦可分解为周期干扰向量和非周期干扰向量 2 部分：

$$w = w_d + w_l \quad (10)$$

式中： $w_d = [w_{d1}, w_{d2}]^T$ ； $w_l = [w_{l1}, w_{l2}]^T$ 。

在式(8)中， $\Delta N dx^*/dt$ 、 $\Delta R x^*$ 亦为周期函数向

量, 令 $\mathbf{w}_p = -\Delta N \mathbf{d} \mathbf{x}^* / dt - \Delta R \mathbf{x}^* + \mathbf{w}_d = [\mathbf{w}_{p1} \ \mathbf{w}_{p2}]^T$, 显然 \mathbf{w}_p 亦为周期是 T_f 的函数向量, 则式(8)所示的单个 H 桥逆变单元误差系统模型可简化为

$$N \frac{d\mathbf{z}_{ei}}{dt} + \mathbf{J} \mathbf{z}_{ei} + \mathbf{R} \mathbf{z}_{ei} = \boldsymbol{\xi} + \mathbf{w}_p + \mathbf{w}_1 \quad (11)$$

由式(11)可知, 在式(8)中, 通过等价变换, 将元件参数摄动的影响转化为周期干扰的一部分, 避免了采用自适应辨识对元件参数摄动进行专门的补偿。

2.2 无源性与重复学习控制方法实现

在实际运行中显然有 $\mathbf{w}_{p1} \in L_\infty$, $\mathbf{w}_{p2} \in L_\infty$ 。定义 $\hat{\mathbf{w}}_p = [\hat{\mathbf{w}}_{p1}, \hat{\mathbf{w}}_{p2}]^T$ 为 \mathbf{w}_p 的估计向量, 设误差系统方程式(11)的能量存储函数为

$$V(t) = \frac{1}{2} \mathbf{z}_{ei}^T N \mathbf{z}_{ei} + \frac{1}{2q} \int_{t-T_f}^t \|\mathbf{w}_p(\tau) - \hat{\mathbf{w}}_p(\tau)\|^2 d\tau \quad (12)$$

式中: $\|\cdot\|$ 为对应向量的 Euclidean 范数; q 为设定的常数, 且 $q > 0$, 反应了 $\hat{\mathbf{w}}_p$ 对 \mathbf{w}_p 的跟踪速率, q 越大, $\hat{\mathbf{w}}_p$ 对 \mathbf{w}_p 的跟踪速率越快。显然, $V(t) > 0$ 。

对式(12)两边求导, 有

$$\begin{aligned} \frac{dV(t)}{dt} = & \mathbf{z}_{ei}^T N \frac{d\mathbf{z}_{ei}}{dt} + \frac{1}{2q} \left[\|\mathbf{w}_p(t) - \hat{\mathbf{w}}_p(t)\|^2 - \right. \\ & \left. \|\mathbf{w}_p(t-T_f) - \hat{\mathbf{w}}_p(t-T_f)\|^2 \right] \end{aligned} \quad (13)$$

对式(13)等号右边的第 1 项进行处理并考虑式(11), 可得

$$\begin{aligned} \mathbf{z}_{ei}^T N \frac{d\mathbf{z}_{ei}}{dt} = & \mathbf{z}_{ei}^T [-\mathbf{J} \mathbf{z}_{ei} - \mathbf{R} \mathbf{z}_{ei} + \boldsymbol{\xi} + \hat{\mathbf{w}}_p(t) + \mathbf{w}_1] + \\ & \mathbf{z}_{ei}^T [\mathbf{w}_p(t) - \hat{\mathbf{w}}_p(t)] \end{aligned} \quad (14)$$

由于 $\mathbf{w}_p(t) = \mathbf{w}_p(t-T_f)$, 则式(13)等号右边第 2 项也可进行化简(推导过程见附录 A), 得

$$\begin{aligned} (\|\mathbf{w}_p(t) - \hat{\mathbf{w}}_p(t)\|^2 - \|\mathbf{w}_p(t-T_f) - \hat{\mathbf{w}}_p(t-T_f)\|^2) = \\ 2(\hat{\mathbf{w}}_p(t-T_f) - \hat{\mathbf{w}}_p(t))^T (\mathbf{w}_p(t) - \hat{\mathbf{w}}_p(t)) - \\ \|\hat{\mathbf{w}}_p(t-T_f) - \hat{\mathbf{w}}_p(t)\|^2 \end{aligned} \quad (15)$$

为对周期干扰 \mathbf{w}_p 进行补偿, 利用重复控制定义 \mathbf{w}_p 的估计向量 $\hat{\mathbf{w}}_p$ 为

$$\hat{\mathbf{w}}_p(t) = \hat{\mathbf{w}}_p(t-T_f) + q \mathbf{z}_{ei} \quad (16)$$

将式(14)~(16)代入式(13), 有

$$\frac{dV(t)}{dt} \leq \mathbf{z}_{ei}^T (-\mathbf{J} \mathbf{z}_{ei} - \mathbf{R} \mathbf{z}_{ei} + \boldsymbol{\xi} + \hat{\mathbf{w}}_p(t) + \mathbf{w}_1) \quad (17)$$

对 $\mathbf{z}_{ei}^T \mathbf{w}_1$ 进行等价变换(推导过程见附录 A), 得

$$\mathbf{z}_{ei}^T \mathbf{w}_1 \leq \frac{r^2 \|\mathbf{w}_1\|^2 - \|\mathbf{z}_{ei}\|^2}{2} + \mathbf{z}_{ei}^T \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2r^2} \right) \mathbf{z}_{ei} \quad (18)$$

式中 $r > 0$, r 表示误差系统的干扰抑制标准, r 越小, 对于同一干扰, 误差系统状态偏离平衡点的程度就越小。

将式(18)代入式(17), 由 $\mathbf{z}_{ei}^T \mathbf{J} \mathbf{z}_{ei} = 0$ 有

$$\begin{aligned} \frac{dV(t)}{dt} \leq & -\mathbf{z}_{ei}^T \mathbf{R} \mathbf{z}_{ei} + \frac{r^2 \|\mathbf{w}_1\|^2 - \|\mathbf{z}_{ei}\|^2}{2} + \\ & \mathbf{z}_{ei}^T \left[\boldsymbol{\xi} + \hat{\mathbf{w}}_p(t) + \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2r^2} \right) \mathbf{z}_{ei} \right] \end{aligned} \quad (19)$$

对于式(19), 利用无源性控制原理, 通过动态反馈, 注入阻尼, 令

$$\boldsymbol{\xi} + \hat{\mathbf{w}}_p(t) + \left(\frac{1}{2} + \frac{1}{2r^2} \right) \mathbf{z}_{ei} = -\mathbf{R}_d \mathbf{z}_{ei} \quad (20)$$

\mathbf{R}_d 的具体形式为 $\mathbf{R}_d = \text{diag}(r_{d1}, r_{d2})$, 其中 r_{d1} 、 r_{d2} 为阻尼系数, 且 $r_{d1} \geq 0$, $r_{d2} \geq 0$ 。

将式(20)代入式(19), 可得

$$\frac{dV(t)}{dt} \leq -\mathbf{z}_{ei}^T (\mathbf{R} + \mathbf{R}_d) \mathbf{z}_{ei} + \frac{r^2 \|\mathbf{w}_1\|^2 - \|\mathbf{z}_{ei}\|^2}{2} \quad (21)$$

定义 $\mathbf{z} = \text{diag}(1, 1) \mathbf{z}_{ei}$ 为评价误差系统式(11)性能的评价信号, 显然, 当 $\mathbf{w}_1 = 0$ 时, 误差系统(11)对 \mathbf{z} 是零状态可检测的。同时, 由 $-\mathbf{z}_{ei}^T (\mathbf{R} + \mathbf{R}_d) \mathbf{z}_{ei} \leq 0$ 及式(21)可知, $\mathbf{z}_{ei} = 0$ 是误差系统式(11)的鲁棒渐近稳定平衡点, 即通过式(16)和式(20)实现了误差系统式(11)的鲁棒 L_2 性能准则的设计^[15]。

联系式(16)、(20), 令 $k_{rd} = \frac{1}{2} + \frac{1}{2r^2} + r_{d1} > 0.5$, 可得

$$\begin{cases} \frac{u_s}{n} - \left(\frac{L}{n} \frac{di_c^*}{dt} + p_i u_d^* + \frac{R}{n} i_c^* \right) + \hat{\mathbf{w}}_{p1}(t) + \\ \quad k_{rd}(i_c - i_c^*) = 0 \\ - \left(C \frac{du_d^*}{dt} - p_i i_c^* + Y_d u_d^* \right) + \hat{\mathbf{w}}_{p2}(t) + \\ \quad k_{rd}(u_{di} - u_d^*) = 0 \\ \hat{\mathbf{w}}_{p1}(t) = \hat{\mathbf{w}}_{p1}(t-T_f) + q(i_c - i_c^*) \\ \hat{\mathbf{w}}_{p2}(t) = \hat{\mathbf{w}}_{p2}(t-T_f) + q(u_{di} - u_d^*) \end{cases} \quad (22)$$

由式(22)可知, 误差系统式(11)为欠驱动系统。考虑 i 的任意性, 且对于每一个 H 桥逆变单元, i_c 相同, 本文在通过适当地选取 i_c^* 并控制 $i_c \rightarrow i_c^*$ 实现无功电流控制的同时, 间接地实现了直流电压稳定

的控制, 即实现 $\sum_{i=1}^n u_{di} = nu_d^*$, 再利用 H 桥逆变单元之间的能量交换实现直流电压均衡的控制, 即实现 $u_{di} \rightarrow u_d^*$ 。

3 链式 D-STATCOM 的直流电压控制

3.1 直流电压稳定控制的实现

对于第 i 个 H 桥逆变单元, 在无源性控制与直流电压稳定均衡控制的作用下, 当 $t \rightarrow +\infty$ 时, 有 $i_c \rightarrow i_c^*$, $u_{di} \rightarrow u_d^*$, 则可得图 2 所示系统的瞬时功率平衡方程:

$$u_{si} i_c^* = \frac{L_i}{2} \frac{d(i_c^*)^2}{dt} + \frac{C_i}{2} \frac{d(u_d^*)^2}{dt} + R_i (i_c^*)^2 + Y_{di} (u_d^*)^2 \quad (23)$$

不考虑装置的损耗, 当系统无功电流被完全补偿后流过装置的电流可表示为 $i_c = -i_{iq}$ 。

实际系统总存在损耗, 因此 i_c^* 可表示为

$$i_c^* = -i_{iq} + \Delta i_c = -i_{iq} + \Delta I \cos(\omega t) \quad (24)$$

将式(24)代入式(23)中, 可知 u_d^* 的表达式由直流分量 \bar{u}_d^* ($\bar{u}_d^* = \int_t^{t+T_f} u_d^* dt / T_f$, T_f 为工频周期) 和脉动分量 \tilde{u}_d^* 组成, 即

$$u_d^* = \bar{u}_d^* + \tilde{u}_d^* \quad (25)$$

i_c 对每个 H 桥逆变单元均相同, 因此 Δi_c 只能对链式 D-STATCOM 的直流电压稳定控制起作用, 而不能克服功率单元的差异性, 即不能实现各个 H 桥逆变单元的直流电压均衡控制。

求取 ΔI 必须同时考虑 \bar{u}_d^* 和 \tilde{u}_d^* 的影响。考虑到 \tilde{u}_d^* 与补偿电流大小和 H 桥逆变单元直流侧电容 C_i 有关, 很难精确计算, 且 $\max|\tilde{u}_d^*| \ll \bar{u}_d^*$, 因此将实现 $u_{di} \rightarrow u_d^*$ 简化为实现 $\bar{u}_{di} \rightarrow \bar{u}_d^*$, 其中 \bar{u}_{di} 为采用滑动时间窗获得的 u_{di} 在一个工频周期内的平均值, 其表达式为

$$\bar{u}_{di} = \int_t^{t+T_f} u_{di} dt / T_f \quad (26)$$

根据链式 D-STATCOM 直流电压稳定控制的任务: $\sum_{i=1}^n \bar{u}_{di} = n\bar{u}_d^*$, 且直流电压的稳态误差是周期干扰, 从提高控制系统鲁棒性的角度考虑, 只需要采用 P 控制而不是 PI 控制来获得 ΔI 。

$$\Delta I = -k_{p1} \left(\sum_{i=1}^n \bar{u}_{di} - n\bar{u}_d^* \right) \quad (27)$$

式中 k_{p1} 为直流电压稳定控制的比例系数。

3.2 直流电压均衡控制的实现

开关脉冲延时差异、混合型损耗差异以及并联型损耗差异等造成了 H 桥逆变单元的特性差异, 这使得需要给每个 H 桥逆变单元一个有功修正量来维持其直流侧电容电压的均衡控制。每个 H 桥逆变单元特性差异主要由直流侧并联电阻差异反映, 致使直流侧电容电压在各功率单元无调节能力情况下自动趋于平衡, 并且表现出电压不均衡现象, 电压不均衡程度的大小取决于并联电阻差异的大小。

从提高控制系统鲁棒性的角度, 采用 PI 控制来获得各个 H 桥逆变单元所需要的有功修正调制波分量 Δu_i :

$$\Delta u_i = (k_{p2} + k_{i2} / s) (\bar{u}_{di} - \bar{u}_d^*) \lambda \sin(\omega t) \quad (28)$$

式中: λ 由 i_{iq} 的性质所决定, 当 i_{iq} 为感性时 $\lambda=1$, 当 i_{iq} 为容性时 $\lambda=-1$; k_{p2} 和 k_{i2} 分别为直流电压均衡控制的比例系数和积分系数。

实质上, H 桥链式多电平结构 D-STATCOM 的直流电压稳定控制是基于与电网有功能量的交换得到的, 而直流电压的均衡控制则是在直流电压稳定控制的基础上基于 H 桥逆变单元之间的能量交换实现的电压均衡控制。

综上, 由式(22), 考虑直流电压的均衡控制, 忽略 u_d^* 脉动分量 \tilde{u}_d^* 的影响, 可得第 i 个 H 桥逆变单元控制变量 p_i 的表达式:

$$p_i = \frac{1}{\bar{u}_d^*} \left(\frac{u_s}{n} - \frac{L}{n} \frac{di_c^*}{dt} - \frac{R}{n} i_c^* + \hat{w}_{p1}(t) + k_{rd} (i_c - i_c^*) + \Delta u_i \right) \quad (29)$$

式中: $\hat{w}_{p1}(t) = \hat{w}_{p1}(t - T_f) + q(i_c - i_c^*)$; $k_{rd} > 0.5$; $q > 0$; i_c^* 、 Δu_i 分别由式(24)、(27)和(28)确定。

4 仿真与工程应用验证

4.1 仿真

为验证本文提出的控制算法, 利用 PSCAD/EMTDC 软件搭建了三相星型连接、电压等级为 10 kV、容量为 ± 5 Mvar 的链式 D-STATCOM 仿真模型。

该仿真模型每相由 10 个 H 桥逆变单元级联而成。连接电抗器标称值 $L=5.0$ mH, 实际值 $L_s=6.0$ mH; 等效串联损耗电阻标称值 $R=0.010$ Ω , 实际值 $R_s \geq 0.012$ Ω 。另外, 为模拟工程实际中各单元特性差异, 仿真模型中与直流侧电容并联的均压电

阻相互各异, 范围在 $2(1\pm 20\%) \text{ k}\Omega$, 单元直流侧电容器大小为 $13\ 333(1\pm 20\%) \mu\text{F}$ 。系统负荷为每相 9.504Ω 电阻和 32.67 mH 电抗器串联连接的星型感性均衡负载。

系统的仿真流程为在 $0\sim 0.30 \text{ s}$ 装置预充电, 0.30 s 开关器件开脉冲, 0.70 s 装置并网并投重复控制与无源性控制参数, 在 1.00 s 投负荷。

图3为取 $k_{p1}=0.02$ 、 $k_{p2}=0.04$ 、 $k_{i2}=0.08$ 、 $k_{rd}=0.6$ 、 $q=0.2$ 时在重复控制与无源性控制作用下的A相10个单元直流电压平均值 $U_{Ea1}\sim U_{Ea10}$ 的波形。图4为在 1.00 s 投负荷前后, A相负荷无功电流分量 i_{lq} 和补偿电流 i_c 的波形。从图3可以看出, 在负荷投切时A相10个单元直流电压能很快稳定, 直流电压平均值的总和约为 9.942 kV , 且最大电压差为 20.6 V , 单元直流电压不均衡度小于 $(20.6/1\ 000)\times 100\%=2.06\%$ 。从图4可以看出, 本控制算法能够实现负荷无功电流分量的无差拍控制, 且静态误差为趋于0。

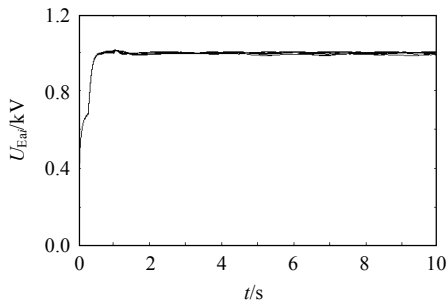


图3 稳定均衡控制作用下A相10个单元直流电压平均值
Fig. 3 DC voltage of phase A under stability and balancing control

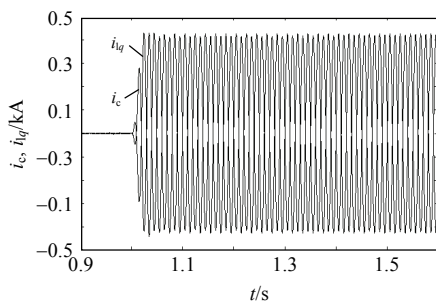


图4 负荷投切过程负荷无功电流和补偿电流波形
Fig. 4 Current waveform of load switching under control

图5为在无重复控制(即 $q=0$)时在 1.00 s 投负荷前后A相负荷无功电流分量 i_{lqa} 和补偿电流 i_{ca} 的波形。从图中可以看出, 装置不能实现对负荷无功电流的完全补偿, 静态误差大。

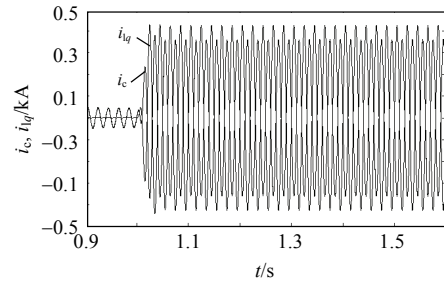


图5 无重复控制时负荷无功电流和补偿电流波形
Fig. 5 Current waveform without passivity-based control

比较图4和5可以看出, 无源性控制决定了系统的响应速度, 重复控制决定了补偿后的稳态效果。在实际实现中, 增大 k_{rd} 也可以减少系统的静态误差, 但可能会导致内层控制超限^[16]。

图6为在无直流电压稳定控制作用下(即 $k_{p1}=0$ 时)A相10个单元直流电压平均值。从图中可以看出, 在大容量场合由于H桥逆变单元的相角的调节范围很小, 在只有直流电压均衡控制的作用下, A相10个单元直流电压由于H桥逆变单元直流侧的等效电阻的损耗而逐渐降低。

图7为在无直流电压稳定控制作用下, 即

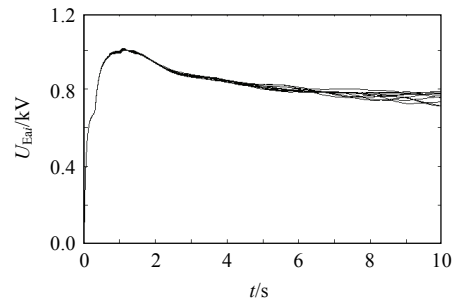


图6 无直流电压稳定控制作用下A相10个单元直流电压平均值
Fig. 6 Average DC voltage of phase A without stability control

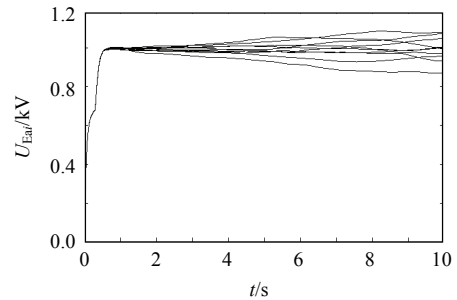


图7 无直流电压均衡控制作用下A相10个单元直流电压平均值
Fig. 7 Average DC voltage of phase A without balancing control

$k_{p2}=k_{i2}=0$ 时, A 相 10 个单元直流电压平均值, 从图中可以看出, 由于忽略了单元特性之间的差异性, 虽然 10 个单元直流电压平均值的总和约为 10kV, 但最大电压差逐渐增大, 影响装置可靠工作。

4.2 工程应用验证

在一台 10kV、 ± 5 Mvar 的链式 D-STATCOM 装置上验证本文提出的控制算法。装置参数为系统电压等级 10kV, 每相逆变桥个数 $N=10$, 连接电抗器 $L=5$ mH, 等效串联损耗电阻估计值 $R=0.010 \Omega$ 。每个功率单元逆变器直流侧电容采用 10 000 μ F/400 V 的直流电解电容三串四并, 等效容值 $C=13 333 \mu$ F。对于每个直流电解电容, 并联的均压电阻参数为 51 k Ω /10 W。IGBT 选用 1 700 V/600 A 的单管 IGBT。控制器的实现由可编程逻辑控制器 (programmable logic controller, PLC)、数字信号处理器 (digital signal processor, DSP)、现场可编程门阵列 (field programmable gate array, FPGA) 和复杂可编程逻辑器件 (complex programmable logic device, CPLD) 4 部分组成。

整个控制器框图如图 8 所示, 其中人机界面与 PLC 采用 485 通信, PLC 与 DSP 采用 485 通信, DSP 与 FPGA 通过 DSP 的公共数据线、公共地址线、读写使能线、地址片选线以及 FPGA 的 IO 口交换数据, FPGA 与 CPLD 通过 2 根光纤实现命令下发以及数据交换和 2 根光纤发送 PWM 信号。

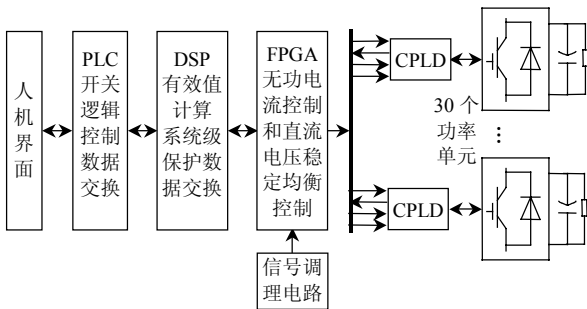


图 8 链式 D-STATCOM 控制器框图

Fig. 8 Control block of cascade D-STATCOM

图 9 为某钢厂链式 D-STATCOM 装置未投入前系统电压 u_s 和系统电流 i_s 的波形。在公共母线上并联一台链式 D-STATCOM 装置后, 系统电压和系统电流波形如图 10 所示, 从图中可以看出, 基于本控制算法的链式 D-STATCOM 装置的静态误差小, 输出电流特性理想, 谐波含量小。

在链式 D-STATCOM 额定工作时, 采用直流电

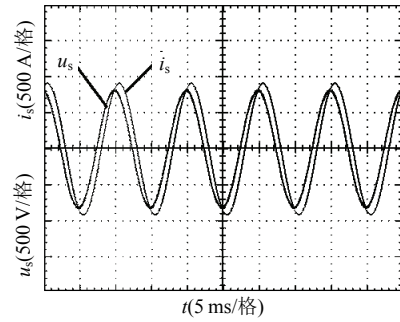


图 9 未补偿时系统电压和系统电流波形

Fig. 9 Waveforms of system voltage, current before compensation

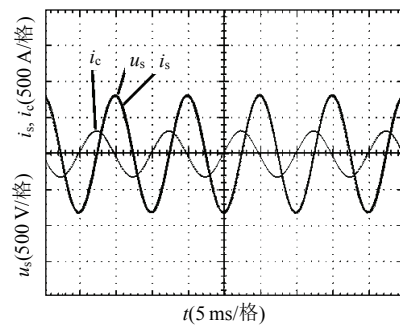


图 10 补偿后系统电压、系统电流和补偿电流波形

Fig. 10 Waveforms of system voltage, system current and compensation current

压稳定均衡控制算法的三相直流电压在人机界面的数值如表 1 所示, 此时最大电压差值为 46V, 且三相直流电压总和分别为 9990、10017 和 10012V。不采用控制算法, 随着输出电流的增大, 功率单元的直流电压波动逐渐加大, 当输出电流达到一定程度 (本装置为 40~50 A), 因功率单元直流过压而保护动作, 封锁所有 IGBT 脉冲。可以看出, 采用直流电压稳定均衡控制算法能够有效地实现链式 D-STATCOM 的直流电压稳定均衡控制, 效果明显。

表 1 采用稳定均衡控制算法时 30 个单元直流电容电压
Tab. 1 DC voltage under stability and balancing control

三相	每相 10 个单元直流电压/V				
A	977	1 013	984	1 013	1 006
	996	1 014	990	979	1 018
B	1 003	992	980	996	1 023
	995	1 010	1 016	1 012	990
C	989	990	994	1 018	1 009
	1 006	1 003	996	999	1 008

5 结论

链式 D-STATCOM 每一相都由多个 H 桥逆变

单元级联而成,是一个复杂的系统,未知干扰和参数摄动现象总是存在,难以同时实现无功电流与直流电压稳定均衡的控制。本文提出利用重复控制与无源性控制相结合的新方法实现了链式 D-STATCOM 的无功电流与直流电压稳定均衡的控制,能够可靠抑制未知干扰和参数摄动现象对控制效果的影响。通过理论推导、仿真、及工程应用验证,证明了该控制算法的可行性和可靠性。该算法的提出及应用具有以下优点和贡献:1) 算法实现简单,不受功率单元数限制,便于扩展;2) 可靠解决链式 D-STATCOM 的无功电流与直流电压稳定均衡控制,为其研究、发展和产业化提供了基本保障和良好的平台;3) 为其他链式结构电力变换装置,如级联型有源电力滤波器的实现提供了一定的参考。

参考文献

- [1] Peng Fangzheng, Lai Jihsheng, Mckeever J W, et al. A multilevel voltage-source inverter with separate DC sources for static var generation[J]. IEEE Trans. on Industry Applications, 1996, 32(5): 356-364.
- [2] Yoon J S, Kim SY, Kim Y H, et al. The analysis of STATCOM and SVC cooperation effect[C]// Transmission and Distribution Conference and Exposition. Seoul, Korea: IEEE, 2009: 657-661.
- [3] Grunbaum R, Hasler J P, Larsson T, et al. STATCOM to enhance power quality and security of rail traction supply[C]//Electromotion. Lille, France: IEEE, 2009: 69-74.
- [4] Kumar J, Agarwal P, Das B. Implementation of cascade multilevel inverter-based STATCOM[J]. IETE Journal of Research, 2010, 56(2): 119-128.
- [5] Hatano N, Ise T. A configuration and control method of cascade H-bridge STATCOM[C]//General Meeting of the IEEE Power and Energy Society. Pittsburgh, PA: IEEE, 2008: 1885-1892.
- [6] Liu Y, Bhattacharya S, Song W C, et al. Control strategy for cascade multilevel inverter based STATCOM with optimal combination modulation[C]//2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference. Rhodes, Greece: IEEE, 2008: 4812-4818.
- [7] Han C, Huang A Q, Liu Y, et al. A generalized control strategy of per-phase DC voltage balancing for cascaded multilevel converter-based STATCOM[C]//38th IEEE Power Electronic Specialists Conference. Orlando, FL: IEEE, 2007: 1746-1752.
- [8] 魏文辉, 刘文华, 宋强, 等. 基于逆系统方法有功-无功解耦 PWM 控制的链式 STATCOM 动态控制策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(2): 23-28.
Wei Wenhui, Liu Wenhua, Song Qiang, et al. Research on fast dynamic control of static synchronous compensator using cascade multilevel inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(2): 23-28(in Chinese).
- [9] 刘文华, 宋强, 滕乐天, 等. 基于链式逆变器的±50 Mvar 静止同步补偿器的直流电压平衡控制[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(4): 145-150.
Liu Wenhua, Song Qiang, Teng Letian, et al. Balancing control of DC voltages of 50 Mvar STATCOM based on cascade multilevel inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(4): 145-150(in Chinese).
- [10] Zha X M, Zhang M S, Wang B F. A novel control strategy for DC voltage stability and balancing in cascade STATCOM based on droop characteristic[C]//6th IEEE International Power Electronics and Motion Control Conference. Wuhan: IEEE, 2009: 1623-1628.
- [11] Xu Jianxin. A new periodic adaptive control approach for time-varying parameters with known periodicity[J]. IEEE Trans. on Automatic Control, 2004, 49(4): 579-583.
- [12] 张振环, 刘会金. 单相有源电力滤波器 L_2 增益重复控制新方法[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(12): 79-87.
Zhang Zhenhuan, Liu Huijin. A novel L_2 -gain repetitive control algorithm for single-phase active power filter [J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(12): 79-87(in Chinese).
- [13] 张振环, 刘会金, 李琼林, 等. 基于欧拉-拉格朗日模型的单相有源电力滤波器无源性控制新方法[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(9): 37-44.
Zhang Zhenhuan, Liu Huijin, Li Qionglin, et al. A novel passivity-based control algorithm for single-phase active power filter using Euler-Lagrange model[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(9): 37-44(in Chinese).
- [14] 王久和, 黄立培, 杨秀媛, 等. 三相电压型 PWM 整流器的无源性功率控制[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(21): 20-25.
Wang Jiuhe, Huang Lipei, Yang Xiuyuan, et al. Power control of three-phase Boost-type PWM rectifier based on passivity[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(21): 20-25(in Chinese).
- [15] 梅生伟, 申铁龙, 刘康志. 现代鲁棒控制理论与应用[M]. 北京: 清华大学出版社, 2008: 194-197.
Mei Shengwei, Shen Tielong, Liu Kangzhi. Modern robust control theory and application[M]. Beijing: Tsinghua

University Press, 2008: 194-197(in Chinese).

[16] Liu Feng , Shen Chen , Chen Juming , et al. Feedforward-feedback current tracking control with input saturation for APF in 3-phase, 4-wire systems [C]/IEEE Conference on Industrial Electronics and Applications. Singapore: IEEE, 2006: 1-6.

附录 A

1) 式(15)推导过程如下:

$$\begin{aligned} & \|\mathbf{w}_p(t) - \hat{\mathbf{w}}_p(t)\|^2 - \|\mathbf{w}_p(t-T_f) - \hat{\mathbf{w}}_p(t-T_f)\|^2 = \\ & -2\mathbf{w}_p^T(t)\hat{\mathbf{w}}_p(t) + \hat{\mathbf{w}}_p^T(t)\hat{\mathbf{w}}_p(t) + 2\mathbf{w}_p^T(t)\hat{\mathbf{w}}_p(t-T_f) - \\ & \hat{\mathbf{w}}_p^T(t-T_f)\hat{\mathbf{w}}_p(t-T_f) = 2\hat{\mathbf{w}}_p^T(t-T_f)\mathbf{w}_p(t) - \hat{\mathbf{w}}_p^T(t-T_f) \cdot \\ & \hat{\mathbf{w}}_p(t) - \hat{\mathbf{w}}_p^T(t-T_f)\hat{\mathbf{w}}_p(t-T_f) - 2\hat{\mathbf{w}}_p^T(t)\mathbf{w}_p(t) + \hat{\mathbf{w}}_p^T(t) \cdot \\ & \hat{\mathbf{w}}_p(t) + \hat{\mathbf{w}}_p^T(t)\hat{\mathbf{w}}_p(t-T_f) = 2(\hat{\mathbf{w}}_p(t-T_f) - \hat{\mathbf{w}}_p(t))^T(\mathbf{w}_p(t) - \\ & \hat{\mathbf{w}}_p(t)) - \|\hat{\mathbf{w}}_p(t-T_f) - \hat{\mathbf{w}}_p(t)\|^2 \end{aligned}$$

2) 式(18)推导过程如下:

$$\begin{aligned} \mathbf{z}_{ei}^T \mathbf{w}_1 &= (\mathbf{z}_{ei})^T \mathbf{w}_1 + (r^2 \|\mathbf{w}_1\|^2 - \|\mathbf{z}_{ei}\|^2) / 2 - (r^2 \|\mathbf{w}_1\|^2 - \|\mathbf{z}_{ei}\|^2) / 2 = \\ & (r^2 \|\mathbf{w}_1\|^2 - \|\mathbf{z}_{ei}\|^2) / 2 + \|\mathbf{z}_{ei}\|^2 / 2 + (\mathbf{z}_{ei})^T (\mathbf{z}_{ei}) / (2r^2) - \\ & [r^2 \|\mathbf{w}_1\|^2 - (\mathbf{z}_{ei})^T \mathbf{w}_1 - \mathbf{w}_1^T \mathbf{z}_{ei} + (\mathbf{z}_{ei})^T (\mathbf{z}_{ei}) / r^2] / 2 = \\ & (r^2 \|\mathbf{w}_1\|^2 - \|\mathbf{z}_{ei}\|^2) / 2 + \|\mathbf{z}_{ei}\|^2 / 2 + \|\mathbf{z}_{ei}\|^2 / (2r^2) - \\ & \|r\mathbf{w}_1 - \mathbf{z}_{ei} / r\|^2 / 2 \leq (r^2 \|\mathbf{w}_1\|^2 - \|\mathbf{z}_{ei}\|^2) / 2 + \mathbf{z}_{ei}^T [1/2 + 1/(2r^2)] \mathbf{z}_{ei} \end{aligned}$$



张茂松

收稿日期: 2011-03-20。

作者简介:

张茂松(1984), 男, 博士研究生, 研究方向为电力电子及其控制技术、电能质量问题分析与调节技术, mszh16@hotmail.com;

李尚盛(1982), 男, 博士研究生, 研究方向为电能质量控制、轻型高压直流输电;

查晓明(1967), 男, 教授, 博士生导师, 研究方向为电力电子及其控制技术、电能质量问题分析与调节以及实时信号检测与处理系统等;

孙建军(1975), 男, 博士, 副教授, 主要从事大功率电力电子技术应用、电能质量分析及治理等方面的研究;

张郝(1986), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子及其控制技术;

尹晨旭(1987), 男, 硕士研究生, 研究方向为电力电子及其控制技术。

(责任编辑 张玉荣)