# LC 耦合式级联 STATCOM 及其控制策略

成佳富<sup>1</sup>,何志兴<sup>2</sup>,周钦贤<sup>1</sup>,易伟浪<sup>2</sup>,周芊帆<sup>2</sup> (1. 广东电网有限责任公司惠州供电局,广东 惠州 516003; 2. 湖南大学 国家电能变换与控制工程技术研究中心,湖南 长沙 410082)

摘要:不同于常规电感滤波式的静止同步补偿器(STATCOM),LC 耦合式级联 STATCOM(LC-STATCOM)输出 滤波器采用电感和电容串联结构,在容性无功补偿、运行效率等方面更具优势。分析了 LC-STATCOM 的工作 原理和运行性能,并建立离散状态方程。针对 LC 串联存在谐振的问题,提出了适用于 LC-STATCOM 的状态 反馈控制,可以有效地增大谐振阻尼,改善系统基频增益,提高电流控制性能;基于所推导的离散状态方程, 构建了输出电容电压状态观测器,利用电压观测值进行状态反馈可以省去电容电压传感器,降低成本。 关键词:级联多电平;静止同步补偿器;综合补偿;状态反馈控制;无功控制

中图分类号:TM 76 文献标识码:A

DOI:10.16081/j.issn.1006-6047.2018.10.020

# 0 引言

冶金、钢铁等企业电网中存在大量的感应负荷, 会消耗大量的无功功率,增加了线路损耗,降低了变 压器的容量利用率,并对电网电压的稳定性产生影 响<sup>[1-2]</sup>。基于级联多电平结构的静止同步补偿器 (STATCOM)具有结构模块化、无功调节速度快、接 入系统无谐振等优点,且其可以直接接入中高压电 网,目前在高压大容量应用场合中是有效解决电能 质量问题的方案之一<sup>[3-6]</sup>。

三相级联 STATCOM 可以采用 2 种典型的拓扑 结构,文献[7]根据链节连接方式的不同,将多电平 级联 STATCOM 分为三相链节采用星形接法的星形 STATCOM 和三相链节采用三角形接法的角形 STATCOM。相比于星形 STATCOM,角形 STATCOM 各链节承受系统线电压,且相同功率下其链节流过 的电流较小,更易于实现大功率输出。针对级联 STATCOM.国内外学者开展了大量研究,包括:多 电平变换器调制方法<sup>[8]</sup>、变换器建模与输出电流控 制策略[9]、电容电压平衡控制方法[10-12]等。由于级 联 STATCOM 的子模块电压处于悬浮状态,故子模 块电压的平衡直接影响变换器的稳定运行。级联 STATCOM 电压平衡控制又可分为链节内的电压平 衡和链节间的电压平衡。文献[11]对角形级联 STATCOM 进行相量分析,推导了适用于角形变换器 的 dq/△变换矩阵,并提出了适用于负序补偿的角 形 STATCOM 指令电流提取方法。文献 [12] 推导了 角型级联 STATCOM 在不平衡工况下的零序电流表 达式,并给出了系统功率再平衡控制方法。级联 STATCOM 通常采用电感作为变换器的输出滤波器。

收稿日期:2017-07-04;修回日期:2018-06-16 基金项目:国家自然科学基金资助项目(51477045) Project supported by the National Natural Science Foundation of China(51477045) 为减少变换器的有源容量、滤波器尺寸和功率损耗, 文献[13]提出了 LC 耦合式的低压三相有源电力滤 波器。针对单相牵引供电系统,文献[14]提出了一 种 LC 耦合型的铁路功率调节器,并对 LC 耦合支路 电抗的最小运行电压进行了优化设计,提高了变换 器的节容能力。由于 LC 串联式滤波器存在串联谐 振的问题,谐振点阻抗很小,会对变换器的稳定性造 成影响,但鲜有文献涉及抑制 LC 串联谐振的问题。

为提高级联 STATCOM 的容性无功补偿容量和 运行效率,本文提出一种 LC 耦合式级联 STATCOM (LC-STATCOM),其输出滤波器采用电感和电容串 联结构。针对 LC 串联存在的谐振问题,提出一种适 用于 LC-STATCOM 的状态反馈控制,可以有效地改 善系统的基频增益,并增大了 LC 谐振频率带的阻尼, 从而提高了电流控制的性能。在此基础上,构建了状 态观测器,对输出电容电压进行观测,可以省去电容 电压传感器,降低系统成本。最后通过仿真验证了所 提 LC-STATCOM 及其控制策略的可行性和有效性。

# 1 LC-STATCOM 拓扑结构与工作原理

与L型STATCOM类似,LC-STATCOM也有角形和星形2种结构,本文主要讨论角形LC-STATCOM。图1为角形STATCOM拓扑结构。图





中, $Z_s$ 为电网线路的等效阻抗; $u_s$ 为电网电压; $i_s$ 为 电网电流; $i_1$ 为负载电流;i为级联 STATCOM 输出线 电流。图 1(a)为常规的 L 型 STATCOM 拓扑,图 1 (b)为所提 LC-STATCOM 主电路拓扑。图 1(b)中 级联 STATCOM 输出滤波器由电感和电容串联构 成,各相链节均经 LC 型输出滤波器接入电网。各相 链节由 H 桥变换器级联构成。通过在变换器输出 支路上串联电容 C,不仅可以提供一部分容性无功 功率,与常规 L 型变换器相比,还可以降低变换器直 流侧电压,减少变换器的级联数量,提高变换器有源 部分容量及运行效率。

角形级联 STATCOM 各链节承受线电压在各相 之间相互独立。根据图 1 所示的角形级联 STATCOM 结构,建立如图 2 所示的单相等效电路,进而分析 STATCOM 的工作原理。图中, $U_{sx}$ 和  $U_{x}(x = ab, bc, ca)$ 分别为各链节电网电压和变换器输出电压矢量;  $I_{x}$ 为 STATCOM 相电流矢量; $Z_{L}$ 和  $Z_{LC}$ 分别为L型和 LC 型输出滤波器的阻抗。



#### 图 2 角形级联 STATCOM 单相等效电路 Fig.2 Single-phase equivalent circuit of delta-cascaded STATCOM

根据单相等效电路,考虑变换器损耗中的有功 电流及不平衡工况,链节相电流与电网线电压相角 不为 90°,可得采用 2 种不同输出滤波器的级联 STATCOM 电压和电流矢量如图 3 所示。图中, $I_{xd}$ 、  $I_{xq}$ 分别为相电流 dq 分解后的 d 轴、q 轴分量; $U_L$ 、  $U_{LC}$ 分别为 L 型、LC 型输出滤波器上的电压。





(a) L型 STATCOM



图 3 角形级联 STATCOM 工作矢量图 Fig.3 Vector diagram of delta-cascaded STATCOM STATCOM 输出电压的表达式为:

$$\begin{cases} U_{xL} = \sqrt{U_{xLd}^2 + U_{xLq}^2} = \sqrt{(U_{sx} + Z_L I_{xd})^2 + (Z_L I_{xq})^2} \\ U_{xLC} = \sqrt{U_{xLCd}^2 + U_{xLCq}^2} = \sqrt{(U_{sx} + Z_{LC} I_{xd})^2 + (Z_{LC} I_{xq})^2} \end{cases}$$
(1)

且输出滤波器的阻抗为:

$$Z_{\rm LC} = \omega L$$

$$Z_{\rm LC} = \frac{\omega^2 L C - 1}{\omega C}$$
(2)

根据式(2)可知,L型滤波器在基波频率处的阻

抗大于 0, 而当适当选择电感和电容参数后, LC 型滤 波器在基波频率处的阻抗可以小于 0。

当 STATCOM 用于容性补偿,即 *I<sub>xq</sub>*<0 时,由图 3 可知,当容性无功流过 L 型滤波支路时,会在滤波支 路上产生一个超前 90°的电压矢量,此时,电网电压 与滤波支路电压叠加可得到变换器输出电压,其模 值大于电网电压;而当 LC 型滤波支路基波阻抗为负 值时,容性无功电流会在滤波支路上产生一个滞后 90°的电压矢量,此时,变换器输出电压矢量的模值 小于电网电压。故 L 型 STATCOM 的工作电压比 连接点电压高,而 LC 型的工作电压可以比连接点 电压低,同时它还可以提供与传统 L 型 STATCOM 类似的补偿。因此,相同条件下 LC-STATCOM 可 以提供更大的有源容量,同时也可以降低直流侧电 容电压,从而降低开关损耗,提高系统运行效率。

由图 3 可知,变换器输出电压不仅与阻抗值有 关,还受 STATCOM 相电流矢量  $I_x$ 与电网电压矢量  $U_{sx}$ 之间的相角影响。设  $\varphi$  为  $I_x$ 与  $U_{sx}$ 之间的相角 差,当  $\varphi$  在(0, $\pi$ ]之间变化时,L型 STATCOM 各链 节输出电压模值小于等于电网电压模值;而当  $\varphi$  在 [ $-\pi$ ,0)之间变化时,LC-STATCOM 各链节输出电压 模值小于等于电网电压模值。工业企业电网中存在 大量感性负荷, $\varphi$  在[ $-\pi$ ,0)之间变化,因此,采用所 提 LC-STATCOM 补偿容性无功时,相比于 L 型 STATCOM 更具优势。根据上述分析,对 2 种结构的 STATCOM 的输出容量、输出电压与电网电压关系、 直流电压范围、系统损耗进行了对比,如表 1 所示。

#### 表1 2种结构 STATCOM 对比

Table 1 Comparison between two STATCOM structures

工况	结构	输出 容量	输出电压 与电网 电压关系	直流侧电 压与输出 电流关系	系统 损耗
容性工况 ( <i>-</i> π≤φ<0)	LC-STATCOM	大	$U_{\rm xLC}\!\leqslant\!U_{\rm sx}$	随输出 电流增大 而减小	较小
	L 型级联 STATCOM	小	$U_{x\mathrm{L}} \ge U_{\mathrm{sx}}$	随输出 电流增大 而增大	_
感性工况 (0<φ≤π)	LC-STATCOM	小	$U_{xLC} \ge U_{sx}$	随输出 电流增大 而增大	_
	L 型级联 STATCOM	大	$U_{x\mathrm{L}} \leq U_{\mathrm{sx}}$	随输出 电流增大 而减小	较小

### 2 LC-STATCOM 数学模型及状态反馈控制

所提 LC-STATCOM 在补偿容性无功时具有优势,但在输出滤波器加入电容后,增加了系统的阶数,增大了控制的难度。为此,本文提出适用于 LC-STATCOM 的状态反馈控制,构建了电容电压状态观测器观测输出电容电压并进行反馈控制,可以有效

地增大谐振点阻尼,并改善系统的控制性能。

# 2.1 离散状态模型

根据图1(b)所示的LC-STATCOM结构图,结合 基尔霍夫电压和电流定律,得变换器的时域方程为:

$$\begin{cases} \frac{\mathrm{d}i_x}{\mathrm{d}t} = \frac{u_x}{L} - \frac{u_{\mathrm{sx}}}{L} - \frac{u_{\mathrm{cx}}}{L} \\ \frac{\mathrm{d}u_{\mathrm{cx}}}{\mathrm{d}t} = \frac{i_x}{C} \\ \frac{\mathrm{d}u_{\mathrm{dxi}}}{\mathrm{d}t} = \frac{u_x}{nCu_{\mathrm{dxi}}}i_x \end{cases}$$
(3)

其中, u<sub>cx</sub>为各链节输出滤波电容的电压; u<sub>dxi</sub>为链节 各模块直流侧电容电压; n 为模块数。通常采用基 于 PI 控制器的电压外环维持模块直流侧电容电压 平衡,本文主要考虑电流内环控制。以输出滤波电 感电流和滤波电容电压为状态量,得到 STATCOM 状态方程为:

$$\begin{cases} \dot{\boldsymbol{x}} = A\boldsymbol{x} + B\boldsymbol{u} \\ \boldsymbol{y} = C\boldsymbol{x} \end{cases}$$
(4)

$$\boldsymbol{A} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix}, \ \boldsymbol{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & -\frac{1}{L} \\ 0 & 0 \end{bmatrix}, \ \boldsymbol{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix}$$
(5)

$$\boldsymbol{u} = \begin{bmatrix} u_x & u_{sx} \end{bmatrix}^T, \ \boldsymbol{x} = \begin{bmatrix} i_x & u_{cx} \end{bmatrix}^T, \ \boldsymbol{y} = i_x$$

将式(4)离散化,得到离散状态方程如下:

$$\begin{cases} \boldsymbol{x}(k+1) = \boldsymbol{G}\boldsymbol{x}(k) + \boldsymbol{H}\boldsymbol{u}(k) \\ \boldsymbol{y}(k) = \boldsymbol{C}\boldsymbol{x}(k) \end{cases}$$
(6)  
$$\boldsymbol{G} = e^{AT_s}, \ \boldsymbol{H} = \int_0^{T_s} e^{A\tau} d\tau \boldsymbol{B} \\ \boldsymbol{u} = [u_x(k) \quad u_{sx}(k)]^T \\ \boldsymbol{x} = [i_x(k) \quad u_{cx}(k)]^T, \ \boldsymbol{y} = i_x(k) \end{cases}$$

其中, $T_s$  为控制周期。根据式(6)可得 LC-STATCOM 的控制框图如图 4 所示,图中  $G_i(z)$  为电流控制器,  $H_i$  为电流采样系数, $K_{PWM}$ 为变压器电压增益。





#### 2.2 状态反馈控制及状态观测器

根据式(2)可知,LC-STATCOM 输出滤波器阻抗是一个二阶环节,LC 存在串联谐振,谐振点的阻抗很小,会对电流控制环节的稳定性产生影响。选取输出滤波电感和电容参数为 L=0.5 mH、C=0.6

mF,STATCOM 控制频率为 10 kHz。将电网电压信 号 $u_{sx}$ 看作系统扰动,以电压输出控制信号 $u_{x}^{*}$ 为输 入、变换器电流 $i_{x}$ 为输出,根据式(6)可得离散状态 方程与输出滤波环节传递函数的关系为:

$$G_{\rm LC}(z) = \frac{i_x(z)}{u_x^*(z)} = C (zI - G)^{-1}H$$
(8)

将电感和电容等参数代入式(8),得 LC 滤波环 节开环传递函数幅频特性曲线如图 5 所示,可见 LC 滤波器在 290 Hz 处存在谐振,而在基频段的增益 很小。



图 5 LC 环节幅频特性

Fig.5 Amplitude-frequency characteristic of LC link 电流内环控制可采用多种控制方法,包括无差 拍、PI、比例谐振控制等<sup>[15]</sup>,比例谐振控制设计较复 杂,且受频率波动影响较大。以 PI 调节器为例,离 散 PI 传递函数可表示为:

$$G_{\rm PI}(z) = \frac{(k_{\rm p} + k_{\rm i})z - k_{\rm p}}{z - 1}$$
(9)

结合式(8),可得加入 PI 调节器后,系统的开环 传递函数为:

$$G_{\text{open1}}(z) = K_{\text{PWM}} G_{\text{PI}}(z) G_{\text{LC}}(z) \qquad (10)$$

根据得到的系统开环传递函数,当选取 PI 参数  $k_p$  分别为 1、5 和  $k_i$  分别为 0.01、0.001 时,系统开环 传递函数的幅频特性如图 6 所示,可见加入 PI 控制 器之后可以增大基频的开环增益,但谐振频率处的 增益仍然很大。



可以利用状态反馈来增大系统谐振频率处的阻 尼,并实现电流的快速跟踪控制。状态反馈控制利 用状态反馈矩阵将状态变量叠加至输入量中,设状 态反馈矩阵 $K = \begin{bmatrix} k_1 & 0 \\ 0 & k_2 \end{bmatrix}$ ,引入状态反馈控制后,得 到系统的控制框图如图 7 所示,结合式(6)、(7)得

到加入状态反馈后的系统方程为:

$$\begin{cases} \mathbf{x}(k+1) = (\mathbf{G} + \mathbf{H}\mathbf{K})\mathbf{x}(k) + \mathbf{H}\mathbf{u}(k) \\ \mathbf{y}(k) = \mathbf{C}\mathbf{x}(k) \end{cases}$$
(11)





加入状态反馈后,图 7 中虚框部分的传递函数 可表示为:

$$G_{\text{LCK}}(z) = \frac{i_x(z)}{u_x^*(z)} = C \left[ zI - (G + HK) \right]^{-1} H \quad (12)$$

考虑电流控制器,可得系统的开环传递函数和 闭环传递函数分别为:

$$G_{\text{open}}(z) = K_{\text{PWM}} G_{\text{PI}}(z) G_{\text{LCK}}(z) \qquad (13)$$

$$G_{\text{closed}}(z) = \frac{G_{\text{open}}(z)}{1 + G_{\text{open}}(z)H_{\text{i}}} = \frac{K_{\text{PWM}}[(k_{\text{p}} + k_{\text{i}})z - k_{\text{p}}](b_{1}z + b_{0})}{a_{3}z^{3} + a_{2}z^{2} + a_{1}z + a_{0}}$$
(14)

其中, $b_0$ 、 $b_1$ 和 $a_0$ — $a_3$ 均与系数矩阵G、H和K有关。

所提的状态反馈控制以输出 LC 滤波器的电感 电流和电容电压为状态量,需要检测电容电压,但电 容与高压电网连接,直接检测电容电压需要加装额 外的电压传感器。故本文设计状态观测器观测电容 电压再进行反馈控制,可以降低系统成本。

已知式(6)所示的离散状态方程,构建一个动态 方程与式(6)相同且易实现的模拟被控系统如下:

$$\begin{cases} \hat{\boldsymbol{x}}(k+1) = \boldsymbol{G}\hat{\boldsymbol{x}}(k) + \boldsymbol{H}\boldsymbol{u}(k) \\ \hat{\boldsymbol{y}}(k) = \boldsymbol{C}\hat{\boldsymbol{x}}(k) \end{cases}$$
(15)

其中, x̂、ŷ分别为模型系统的状态量和输出量的观测值。考虑到模拟系统与被控对象初始状态可能不同,即使2个系统的系数矩阵一样,得到的观测值与实际值之间也存在误差 x̂-x,难以实现所需的状态反馈。根据反馈控制原理,将输出变量观测值与实际值的误差 ŷ-y 反馈至状态变量,控制 ŷ-y 快速逼近0,使状态变量观测值收敛于实测值,利用 x̂ 形成

状态反馈。引入观测反馈矩阵 L, 使观测值收敛于 实测值, 可得:

$$\begin{cases} \hat{\boldsymbol{x}}(k+1) = \boldsymbol{G}\hat{\boldsymbol{x}}(k) + \boldsymbol{L}(\hat{\boldsymbol{y}}(k) - \boldsymbol{y}(k)) + \boldsymbol{H}\boldsymbol{u}(k) \\ \hat{\boldsymbol{y}}(k) = \boldsymbol{C}\hat{\boldsymbol{x}}(k) \end{cases}$$
(16)

考虑式(11)所示的加入状态反馈后的系统状态方程及式(16),得到最终的观测器方程为:

$$\begin{cases} \hat{\boldsymbol{x}}(k+1) = (\boldsymbol{G} + \boldsymbol{H}\boldsymbol{K})\hat{\boldsymbol{x}}(k) + \boldsymbol{L}(\hat{\boldsymbol{y}}(k) - \boldsymbol{y}(k)) + \\ \boldsymbol{H}\boldsymbol{u}(k) \\ \hat{\boldsymbol{y}}(k) = \boldsymbol{C}\hat{\boldsymbol{x}}(k) \end{cases}$$
(17)

由系统离散状态方程,可得:

$$\hat{\boldsymbol{x}}(k+1) - \boldsymbol{x}(k+1) = (\boldsymbol{G} + \boldsymbol{H}\boldsymbol{K} + \boldsymbol{L}\boldsymbol{C})(\hat{\boldsymbol{x}}(k) - \boldsymbol{x}(k)) \quad (18)$$

合理地选择观测反馈矩阵参数,可以配置矩阵 G+HK+LC的特征值,从而可保证系统的收敛性。 加入状态观测器之后系统的控制框图如图 8 所示。 可知状态观测部分的传递函数为:





根据推导得到的系统方程,可得加入电流控制 器和状态反馈后系统开环传递函数幅频特性如图 9 所示,其中 PI 控制器参数为  $k_{\rm p}$  = 5、 $k_{\rm i}$  = 0.01。图 9 (a)和(b)分别为k2从0增大到1和k1从0增大到 1时 $G_{open}(z)$ 的幅频特性。可知增大 $k_1$ 可以减小  $G_{open}(z)$ 在LC谐振频率处的增益,但 $G_{open}(z)$ 在基波 频率处的增益很小;而增大 k2 也可以减小在 LC 谐 振频率处的增益,且 G<sub>open</sub>(z) 最大增益点的频率向 左偏移,故合理选择 $k_2$ 可改变 $G_{open}(z)$ 最大增益点 的频率。根据上述分析,选取控制参数  $k_0 = 5 \ k_i =$ 0.01,状态反馈系数 k1 = 0.05、k2 = 0.97,得到系统 开环传递函数的幅频特性和闭环系统根轨迹分别 如图 9(c) 和(d) 所示。可见相比于 PI 控制, 所提 的控制在基波频率处有很大的增益,可以实现电流 快速跟踪控制,而在 LC 谐振频率处的增益得到了 有效地衰减;闭环系统零极点均在单位圆内,系统 稳定。



# 3 仿真验证

为验证本文所提 LC-STATCOM 及状态反馈控制 的正确性和有效性,搭建了 LC-STATCOM 仿真模型。 仿真参数如下:交流系统线电压为 380 V,级联数 n=3,直流侧电容 C=5 mF,输出滤波电感 L=0.5 mH, 输出滤波电容  $C_{de}=0.6$  mF,载波频率 $f_s=3$  kHz。采用 电阻和电感模拟负载,参数为  $L_L=9$  mH、 $R_L=3$   $\Omega$ 。

设定 0.3 s 时 STATCOM 开始补偿负载中的无功 电流,得到的仿真波形如图 10 所示。图 10(a)为 ab 链节输出电流及其指令,可知在所提状态反馈控制 方法控制下,电流跟踪性能良好;为验证动态工况 下所提方法的性能,设定 0.6 s 时无功电流指令幅 值阶跃至原来的 2 倍,得到的实际电流及其指令如 图 10(b)所示,可知在所提控制下实际电流能够很 好地跟踪指令电流的变化,动态响应时间短。图 10(c)和(d)分别为三相链节输出多电平波形、链 节调制波,可知当 LC-STATCOM 在补偿感性负载 时,输出电压随补偿电流增大而减小,调制度也随 之降低。因此当 LC-STATCOM 在提供大容量容性 无功时,可以降低直流侧电压,进一步减少运行 损耗。



根据仿真参数及状态反馈控制矩阵,为保证观测器的收敛速度,选择观测反馈矩阵 L=[-1 0.1],得到输出滤波器电感电流和电容电压的观测值仿真波形如图 11 所示。可见静态时电感电流和电容电压观测值很好地跟踪了实际值,观测误差较小;动态时,由于实际状态量发生阶跃,观测误差较大,但经过短暂的调节后迅速收敛。因此,仿真结果验证了所设计的状态观测器的正确性。





# 4 结论

132

本文提出 LC-STATCOM,其输出滤波器用电感 和电容串联的结构,输出电压随补偿无功电流的增 大而减小,因而其对直流侧电压的要求低。与常规 电感滤波型 STATCOM 相比,其在容性无功补偿补 偿容量、运行效率及可靠性上具有优势。但 LC 型滤 波器存在谐振,为抑制电流存在的谐振,同时保证快 速的电流跟踪性能,设计了适用于 LC-STATCOM 的 状态反馈控制,有效地改善了系统在基频带的增益, 并增大了谐振点的阻尼;同时构建了状态观测器,观 测输出电容电压,可省去电容电压传感器,降低系统 成本。最后通过仿真验证了所提 LC-STATCOM 及 其控制策略的可行性和有效性。

# 参考文献:

- [1] 罗安. 电能质量治理和高效用能技术与装备[M]. 北京:中国电力出版社,2014:140-200.
- [2]杨洪耕,肖先勇,刘俊勇.电能质量问题的研究和技术进展
   (六)——电能质量控制技术进展[J].电力自动化设备,2004, 24(3):1-5.

YANG Honggeng, XIAO Xianyong, LIU Junyong. Issues and technology assessment on power quality part 6: advance of power quality control technology [J]. Electric Power Automation Equipment, 2004,24(3):1-5.

- [3]谢宁,陈晓科,徐晓刚,等.大型光伏电站角形级联 STATCOM 电压控制策略[J].电力自动化设备,2017,37(3):55-60.
   XIE Ning, CHEN Xiaoke, XU Xiaogang, et al. Voltage control strategy for delta-connected cascaded STATCOM of large-scale photo-voltaic power station [J]. Electric Power Automation Equipment, 2017,37(3):55-60.
- [4] 徐榕,于泳,杨荣峰,等.H 桥级联 STATCOM 直流侧电容电压 平衡控制方法[J].电力自动化设备,2015,35(5):15-22.
   XU Rong,YU Yong,YANG Rongfeng, et al. DC capacitor voltage balance control of H-bridge cascaded STATCOM [J]. Electric Power Automation Equipment,2015,35(5):15-22.

- [5] 熊桥坡,罗安,何志兴,等. 角形链式 SVG 零序环流推导及电流 指令获取[J]. 电力自动化设备,2015,35(2):75-79.
- XIONG Qiaopo, LUO An, HE Zhixing, et al. Derivation of zero-sequence circulating current and detection of reference current for cascaded SVG with delta configuration [J]. Electric Power Automation Equipment, 2015, 35(10):75-79.
- [6]黄伟雄,刘锦宁,王永源,等. 35 kV ±200 Mvar STATCOM 系统 总体设计[J].电力自动化设备,2013,33(10):136-142. HUANG Weixiong, LIU Jinning, WANG Yongynan, et al. Overall design of 35 kV ±200 Mvar STATCOM system[J]. Electric Power Automation Equipment,2013,33(10):136-142.
- [7] AKAGI H. Classification, terminology, and application of the Modular Multilevel Cascade Converter(MMCC) [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(11): 3119-3130.
- [8] 熊桥坡,罗安,帅智康,等.级联型 SVG 单载波调制策略研究
   [J].中国电机工程学报,2013,33(24):74-81.
   XIONG Qiaopo, LUO An, SHUAI Zhikang, et al. A single-carrier modulation strategy for cascade SVG[J]. Proceedings of the CSEE, 2013,33(24):74-81.
- [9] VALDEZ-FERNÁNDEZ A A, MARTÍNEZ-RODRÍGUEZ P R, ES-COBAR G, et al. A model-based controller for the cascade H-bridge multilevel converter used as a shunt active filter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013,60(11):5019-5028.
- [10] 赵香花,陈远华,刘文华,等. 一种星接链式 STATCOM 不平衡 补偿的新拓扑[J]. 电力自动化设备,2014,34(2):108-113.
  ZHAO Xianghua, CHEN Yuanhua, LIU Wenhua, et al. New topology for unbalance compensation of cascaded STATCOM with star configuration[J]. Electric Power Automation Equipment,2014,34(2): 108-113.
- [11] 熊桥坡,罗安,马伏军,等.考虑负序补偿的角型链式 SVG 指令 电流提取方法[J].中国电机工程学报,2013,33(27):12-19.
   XIONG Qiaopo,LUO An, MA Fujun, et al. A reference current detection method of delta-connected cascaded SVG considering unbalance compensation[J]. Proceedings of the CSEE,2013,33(27): 12-19.
- [12] 何志兴,罗安,马伏军,等. 角型级联 SVG 不平衡补偿的控制策略[J]. 中国电机工程学报,2016,36(14):3878-3887.
  HE Zhixing,LUO An, MA Fujun, et al. Control method for delta-connected cascaded SVG under unbalanced condition[J]. Proceedings of the CSEE,2016,36(14):3878-3887.
- [13] KUMAR C, MISHRA M K. An improved hybrid DSTATCOM topology to compensate reactive and nonlinear loads[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(12):6517-6527.
- [14] HU S J,ZHANG Z W, LI Y, et al. Model predictive control methods to reduce common-mode voltage for three-phase voltage source inverters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(9): 5019-5035.
- [15] KUPERMAN A. Proportional-resonant current controllers design based on desired transient performance [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(10):5341-5345.

#### 作者简介:



成佳富(1988—),男,湖南永州人,工 程师,硕士,主要从事柔性输配电技术和电 能质量控制方面的研究(E-mail:jiafu626@ 163.com);

何志兴(1989—),男,湖南郴州人,博 士后,通信作者,主要从事 FACTS 技术和模 块化多电平变换器方面的研究(E-mail:

506396463@qq.com)

(下转第139页 continued on page 139)

dance-based stability criterion for three-phase AC distributed power systems with constant power loads [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(6); 3030-3043.

- [12] ROLANDO B, DUSHAN B, FRED W, et al. On the AC stability of high power factor three-phase rectifiers [C] // Energy Conversion Congress and Exposition. Atlanta, GA, USA: IEEE, 2010:2047-2054.
- [13] KOLAR J W,ZACH F C. A novel three-phase utility interface minimizing line current harmonics of high-power telecommunications rectifier modules [C] // The 16th IEEE International Telecommunications Energy Conference. Vancouver, Canada: IEEE, 1994: 367-374.
- [14] LAI Rixin, WANG Fei, ROLANDO B, et al. Boost-type Vienna rectifier average modeling and control design for Vienna-type rectifiers considering the DC-Link voltage balance [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2009, 24(11):2509-2522.
- [15] HANG Lijun, LI Bin, ZHANG Ming, et al. Equivalence of SVM and carrier-based PWM in three phase wire level Vienna rectifier and capability of unbalanced-load control[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(1):20-28.
- [16] LEE J S, LEE K B. A novel carrier-based PWM method for Vienna rectifier with a variable power factor[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(1); 3-12.
- [17] XUE Mingyu, ZHANG Yu, KANG Yong, et al. Full feedforward of grid voltage for discrete state feedback controlled grid-connected in-

verter with LCL filter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012,27(10):4234-4247.

[18] YU Hui, RUAN Xinbo, WANG Xuehua, et al. Stability analysis of cascade AC system based on three-phase voltage source PWM rectifier[C] // Power Electronics and Application Conference and Exposition. Shanghai, China: IEEE, 2015:847-852.

#### 作者简介:



党超亮(1988—),男,陕西铜川人,博 士研究生,主要研究方向为电动汽车与数 据中心高压直流供电系统、新型控制理论 在现代电力电子中的应用与微电网小信号 稳定性分析等(E-mail:dangclkk@163.com); 同向前(1961—),男,陕西省户县人,

光超冗 教授,博士研究生导师,博士,主要研究方向 为无功补偿、电力谐波抑制、电力电子功率变换器和柔性直

流输电技术(E-mail:lstong@mail.xaut.edu.cn);

宋卫章(1980—),男,河南信阳人,副教授,博士,主要研 究方向为现代交流传动与矩阵变换器及其高性能控制 (E-mail:songwz464237@126.com);

黄晶晶(1986—),女,河南焦作人,讲师,博士,主要研究 方向为直流微电网控制策略(E-mail:hjj7759@163.com)。

# Stability analysis of three-phase Vienna rectifier AC cascade system based on reduced order model

#### DANG Chaoliang, TONG Xiangqian, SONG Weizhang, HUANG Jingjing

(School of Automation and Information Engineering, Xi'an University of Technology, Xi'an 710048, China)

Abstract: Taking the small signal stability analysis of three-phase Vienna rectifier AC cascade system as the research object, the simplified small signal stability criterion in dq coordinate system is put forward, further, a Vienna rectifier impedance equation for small signal stability analysis in cascade system is given. Finally, a virtual impedance method is proposed to improve the small signal stability of Vienna rectifier system. A complete simulation and test model is built, and the detailed theoretical analysis and design scheme of virtual impedance are given. The results show the correctness of the small signal stability analysis and the proposed virtual impedance method.

Key words: three-level Vienna rectifier; reduced order model; LC filter; stability; impedance regulator

(上接第 132 页 continued from page 132)

#### LC coupled cascaded STATCOM and its control strategy

CHENG Jiafu<sup>1</sup>, HE Zhixing<sup>2</sup>, ZHOU Qinxian<sup>1</sup>, YI Weilang<sup>2</sup>, ZHOU Qianfan<sup>2</sup>

(1. Huizhou Power Supply Bureau of Guangdong Power Grid Co., Ltd., Huizhou 516003, China;

2. National Electric Power Conversion and Control Engineering Technology Research Center,

Hunan University, Changsha 410082, China)

**Abstract**: Unlike the conventional L-filter STATCOM, LC-STATCOM(LC coupled cascaded STATCOM) output filter adopts a series structure of inductance and capacitance, which has more advantages in capacitive reactive compensation and operation efficiency. The working principle and operating performance of LC-STATCOM are analyzed, and the discrete state equations are derived. In view of the resonance caused by LC series, a state feedback control method is proposed for LC-STATCOM to increase the resonant damping, improve the system fundamental-frequency gain and advance the current control performance. Furthermore, a capacitor voltage observer is built to estimate the voltage of output capacitor. Therefore, the auxiliary capacitor voltage sensor can be saved by using the voltage observation in the state feedback control, which decreases the cost.

Key words: cascaded multilevel; STATCOM; comprehensive compensation; state feedback control; reactive power control