

电压源型直流输电变流器系统中电网侧变流器的反步法控制

吴杰^{1†}, 王志新¹, 王国强¹, 陆贤锋², 邹建龙³

(1. 上海交通大学 电子信息与电气工程学院, 上海 200240;

2. 上海市电力公司 嘉定供电公司, 上海 201800; 3. 无锡清源电气科技有限公司, 江苏 无锡 214714)

摘要: 随着适用于海上风电场长距离输电的电压源型直流输电变流器技术日趋成熟, 其成功应用案例也在逐渐增多. 为进一步提高海上风电场电力输送能力和并网的电能质量, 论文研究带LCL滤波器的电网侧变流器控制方法, 针对该变流器数学模型阶数较高的特点, 采用反步法设计Lyapunov函数, 经过3步反推得到最终控制量, 满足系统渐进稳定的要求. 该控制方法的特点是省去了滤波电容支路的阻尼电阻, 同时也无需检测流过滤波电容的电流, 从而避免了增加额外的传感器. 最后, 采用MATLAB进行仿真, 结果表明, 相对于传统带阻尼电阻的LCL滤波器, 本文所提出控制方法可使电压总谐波畸变率(THD)更小, 抑制高次谐波的效果更明显, 且动态跟踪性能优于传统双闭环矢量控制, 证明了所提出控制方法的正确性和有效性.

关键词: 反步法; 柔性直流输电; LCL滤波器; 海上风电场; 并网

中图分类号: TM464 文献标识码: A

Backstepping control for voltage source converter-high voltage direct current grid side converter

WU Jie^{1†}, WANG Zhi-xin¹, WANG Guo-qiang¹, LU Xian-feng², ZOU Jian-long³

(1. School of Electronic Information and Electrical Engineering, Shanghai Jiaotong University, Shanghai 200240, China;

2. Jiading Power Supply Company, Shanghai Municipal Electric Power Company, Shanghai 201800, China;

3. Wuxi Renewable Power Electrical Co. Ltd, Wuxi Jiangsu 214174, China)

Abstract: The technique of voltage source converter-high voltage direct current (VSC-HVDC) for long distance transmission of offshore wind farms has become increasingly mature. Its successful application cases are gradually increased. To further enhance the power transmission capacity and power quality of offshore wind farms, we investigate the control method of grid side converter with LCL filter. Because of the high order of the mathematical model for the converter, the control strategy of back-stepping is employed. Based on that strategy, the final controller is developed through three back-steps, which assures the system of asymptotical stability. This method eliminates the damping resistor in the filter capacitor loop. Since there is no current in the filter capacitor, the additional sensors for the current measurement are no longer needed. Simulation analysis with MATLAB is carried out; the results are compared with the conventional LCL filter with damping resistor. Conclusions indicate that the total harmonic disturbance (THD) becomes lower due to the effective suppress of harmonic current. Meanwhile, the dynamic tracking performance is better than those obtained by conventional double closed-loop vector method. These facts show the efficacy of the proposed control method.

Key words: backstepping; VSC-HVDC; LCL filter; offshore wind farms; grid integration

1 引言(Introduction)

近年来, 我国风电事业得以蓬勃发展, 并由陆地风电逐步转向开发海上风电, 同时, 随着大型海上风电机组技术的日趋成熟, 海上风电场建设规模也在不断扩大, 与陆地电网的距离越来越远, 通常采用电压源型直流输电变流器(voltage source converter-high

voltage direct current, VSC-HVDC)接入电网. 由于风电场侧及电网侧变流器采用脉宽调制(pulse width modulation, PWM)技术, 导致高次谐波进入电网. 工程上通常根据实际需要, 采用多电平变流器或增加输出滤波器来提高并网电能质量. 对于常规二、三电平变流器, 输出滤波器则必不可少. 同时, 对于大容量系

收稿日期: 2012-12-05; 收修改稿日期: 2013-06-19.

[†]通信作者. E-mail: ycwjyg@163.com.

基金项目: 国家“863”计划智能电网关键技术研发重大资助项目(2011AA05AA103); 国家自然科学基金重点资助项目(60934005); 上海市科技发展基金资助项目(11195802100); 上海市教育发展基金资助项目(2010LM26); 江苏省“六大人才高峰”课题资助项目(2010-XNY-001); 上海市教育发展基金资助项目(2011LM35); 江苏省创新基金资助项目(BC2011028).

统, 如果仅依靠增大电网侧电感值来减小谐波含量, 会导致系统电抗器体积、造价和损耗的明显增加. 通常采用LCL滤波器代替纯电感滤波, 可以有效降低电感值大小, 提高系统动态响应性能.

LCL滤波器对高次谐波抑制作用明显, 文献[1-2]总结了滤波器参数设计方法, 但设计过程相对复杂, 需反复修改滤波电感和电容参数, 对此, 文献[3]给出了一种工程中实用的简易设计方法, 根据电流纹波限制条件, 确定总电感值, 然后按照电网侧和变流器侧电感量2 : 1分配, 最后根据所需谐振频率直接计算滤波电容值. 但LCL滤波器本身存在一个谐振峰值, 可能造成系统不稳定, 无源阻尼技术(即滤波器中增加阻尼电阻)是实现谐振峰值抑制的最简单方法^[4], 然而, 对于大功率系统, 阻尼电阻会带来功率损耗. 对此, 有学者提出有源阻尼方法, 利用滤波电容电流反馈抑制系统谐振^[5-7], 文献[8-9]对比了几种有源阻尼的控制方案, 并分析了控制器的参数的设计方法. 文献[10]提出滤波电容的电流估算方法, 实现了无附加传感器的有源阻尼控制.

本文在现有的LCL滤波器参数设计和控制技术的基础上, 提出一种基于反步法的并网变流器控制策略, 并应用于海上风电场并网的VSC-HVDC系统. 首先

介绍VSC-HVDC系统结构, 并建立带LCL的并网变流器数学模型, 然后基于反步法设计使系统渐进稳定的Lyapunov函数, 从而得到其控制律, 且推导过程中不包含滤波电容上电流变量, 可省去额外的传感器. 最后, 通过仿真验证所提出方法的正确性和有效性.

2 基于LCL的VSC-HVDC系统结构(VSC-HVDC system structure based on LCL)

海上风电场并网VSC-HVDC的基本原理如图1所示. 其海上换流站和陆地换流站均采用电压源换流器(voltage source converter, VSC), 两端换流站具有相同的结构. T_1, T_2 为换流变压器, 可提供VSC与交流系统间的换流电抗. P_w, P_s 为风电场和电网传输的有功功率, Q_w, Q_s 为无功功率, P_{DC} 为直流功率.

交流滤波器与变压器(T_1, T_2)以及系统阻抗(Z_s)相互作用, 组成LCL低通滤波器, 主要滤除开关频率周围的高次谐波. 以电网侧变流器为例, 其具体结构如图2所示. 图中: C_1 为直流侧电容, C_2 为滤波电容, L_1, L_2 为滤波电抗, R_1, R_2 为其等效电阻, S_1-S_6 为开关器件, E_u, E_v, E_w 为交流电网母线电压, u_{ca}, u_{cb}, u_{cc} 为交流滤波电容电压, u_a, u_b, u_c 为变流器交流侧电压, i_1 为变流器交流侧电流基波分量, i_2 为电网侧电流基波分量.

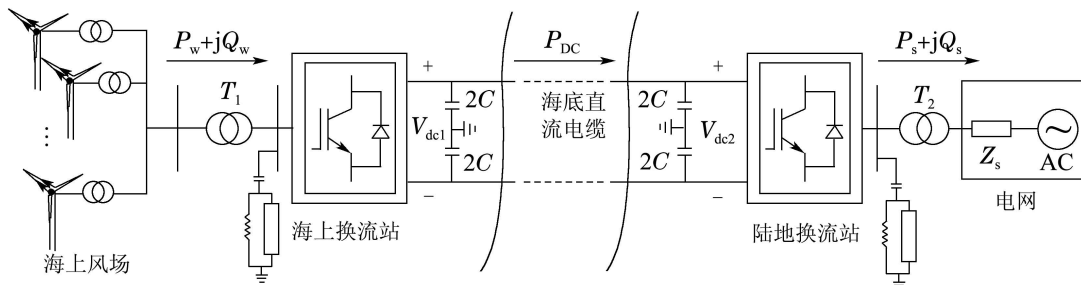


图 1 海上风电场VSC-HVDC基本原理图

Fig. 1 Basic schematic diagram of VSC-HVDC for offshore wind farms

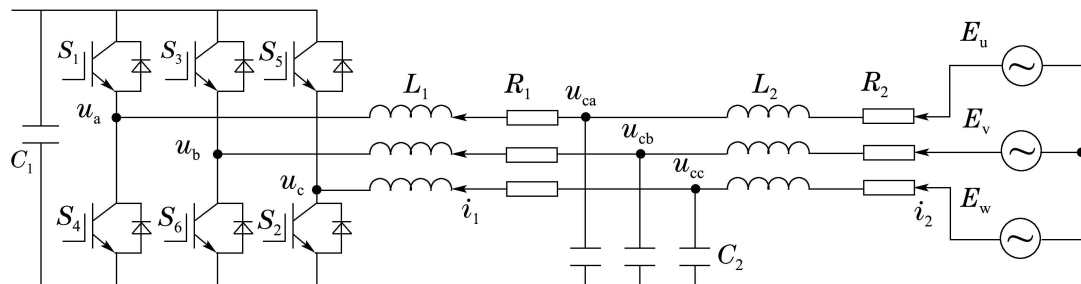


图 2 带LCL滤波器的VSC-HVDC并网结构图

Fig. 2 The structure of VSC-HVDC system connecting to grid with LCL filter

图2中, 电网侧变流器在同步旋转 $d-q$ 坐标系下

的数学模型如式(1)所示, 其中 d 轴定向在电网电压

矢量上, 因此 $E_{sd} = 0$.

$$\begin{cases} L_2 \frac{di_{2d}}{dt} = E_{sd} - R_2 i_{2d} - u_{cd} + \omega L_2 i_{2q}, \\ L_2 \frac{di_{2q}}{dt} = -R_2 i_{2q} - u_{cq} - \omega L_2 i_{2d}, \\ C_2 \frac{du_{cd}}{dt} = (i_{2d} - i_{1d}) + \omega C_2 u_{cq}, \\ C_2 \frac{du_{cq}}{dt} = (i_{2q} - i_{1q}) - \omega C_2 u_{cd}, \\ L_1 \frac{di_{1d}}{dt} = u_{cd} - R_1 i_{1d} - u_d + \omega L_1 i_{1q}, \\ L_1 \frac{di_{1q}}{dt} = u_{cq} - R_1 i_{1q} - u_q + \omega L_1 i_{1d}, \end{cases} \quad (1)$$

式中: u_{cd}, u_{cq}, u_d, u_q 为三相滤波电容电压与变流器交流侧电压的 d - q 轴分量, $i_{1d}, i_{1q}, i_{2d}, i_{2q}$ 为变流器交流侧电流与电网侧三相电流 d - q 轴分量, E_{sd} 为电网电压 d 轴分量, ω 为电网角频率.

3 电网侧变流器控制器设计(Controller design of grid-side converter)

由于VSC-HVDC系统两端变流器的结构具有对称性, 因此, 论文以电网侧变流器为例, 采用反步法设计两端变流器的控制器, 即通过将复杂的高阶系统分解成不超过系统阶数的子系统, 然后为每个子系统设计部分Lyapunov函数和中间虚拟控制量, 一直递推到整个系统, 最后将它们集成起来完成整个控制律的设计. 具体设计过程为首先从一个高阶系统的内核开始(通常是系统输出量满足的动态方程), 设计虚拟控制律保证内核系统的稳定性, 然后针对获得的虚拟控制律逐步进行修正, 在满足系统既定性能的前提条件下, 设计镇定控制器, 实现系统的全局调节或跟踪, 获得期望的性能指标^[11-12].

VSC-HVDC系统中电网侧变流器通常采用定有功功率、定无功功率的控制方式^[13-14]. 外环为功率环, 采用PI调节器, 以消除稳态误差, 内环为电流环, 选取适当的Lyapunov函数, 推导出控制律^[15-17]. 由变流器数学模型, 设 $x_1 = i_{2d}, x_2 = i_{2q}, x_3 = u_{cd}, x_4 = u_{cq}, x_5 = i_{1d}, x_6 = i_{1q}, b_2 = R_2/L_2, b_1 = R_1/L_1, T_1 = E_{sd}/L_2$. 式(1)可写为

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = -b_2 x_1 - \frac{x_3}{L_2} E_{sd} + \omega x_2 + T_1, \\ \dot{x}_2 = -b_2 x_2 - \frac{x_4}{L_2} - \omega x_1, \\ \dot{x}_3 = \frac{1}{C_2} (x_1 - x_5) + \omega x_4, \\ \dot{x}_4 = \frac{1}{C_2} (x_2 - x_6) - \omega x_3, \\ \dot{x}_5 = -b_1 x_5 + \frac{x_3}{L_1} + \omega x_6 - \frac{u_d}{L_1}, \\ \dot{x}_6 = -b_1 x_6 + \frac{x_4}{L_1} - \omega x_5 - \frac{u_q}{L_1}. \end{cases} \quad (2)$$

按照反步法理论有如下步骤:

第1步 考虑 (x_1, x_2) 子系统, 定义 x_1, x_2 的跟踪误差分别为 z_1, z_2 , 则

$$\begin{cases} z_1 = x_{1ref} - x_1, \\ z_2 = x_{2ref} - x_2, \end{cases}$$

其中 x_{1ref}, x_{2ref} 分别为电网电流 d - q 轴分量的给定值, 由有功、无功功率PI调节器获得, 选取正定Lyapunov函数 $V_{n0} = \frac{1}{2}(z_1^2 + z_2^2)$, 则

$$\begin{aligned} \dot{V}_{n0} &= z_1 \cdot \dot{z}_1 + z_2 \cdot \dot{z}_2 = \\ &= z_1(\dot{x}_{1ref} + b_2 x_1 + x_3/L_2 - \omega x_2 - T_1) + \\ &= z_2(\dot{x}_{2ref} + b_2 x_2 + x_4/L_2 + \omega x_1). \end{aligned} \quad (3)$$

将 x_3, x_4 看成 (x_1, x_2) 子系统的虚拟输入, 根据Lyapunov渐进稳定理论, 虚拟控制量 x_3, x_4 的选取应使 $\dot{V}_{n0} < 0$, 因此取 x_3, x_4 期望值分别为

$$\begin{cases} \alpha_1 = L_2(-k_1 z_1 - \dot{x}_{1ref} - b_2 x_1 + \omega x_2 + T_1), \\ \alpha_2 = L_2(-k_2 z_2 - \dot{x}_{2ref} - \omega x_1 - b_2 x_2). \end{cases} \quad (4)$$

第2步 令 $\begin{cases} z_3 = \alpha_1 - x_3, \\ z_4 = \alpha_2 - x_4, \end{cases}$ 考虑 (x_1, x_2, z_3, z_4)

子系统, 其中 z_3 为 x_3 期望值与实际值之差, z_4 为 x_4 期望值与实际值之差. 将 x_3, x_4 代入 \dot{V}_{n0} 得到

$$\dot{V}_{n0} = -k_1 z_1^2 - k_2 z_2^2 - (z_1 z_3 + z_2 z_4)/L_2. \quad (5)$$

为 (x_1, x_2, z_3, z_4) 子系统构造正定函数

$$V_{n1} = V_{n0} + \frac{1}{2} z_3^2 + \frac{1}{2} z_4^2, \quad (6)$$

$$\begin{aligned} \dot{V}_{n1} &= \dot{V}_{n0} + z_3 \dot{z}_3 + z_4 \dot{z}_4 = \\ &= -k_1 z_1^2 - k_2 z_2^2 + z_3[-z_1/L_2 + \dot{\alpha}_1 - \\ &= (x_1 - x_5)/C_2 - \omega x_4] + z_4[-z_2/L_2 + \\ &= \dot{\alpha}_2 - (x_2 - x_6)/C_2 - \omega x_3], \end{aligned} \quad (7)$$

其中:

$$\begin{cases} \dot{\alpha}_1 = L_2(-k_1 \dot{z}_1 - \ddot{x}_{1ref} - b_2 \dot{x}_1 + \omega \dot{x}_2 + \dot{T}_1), \\ \dot{\alpha}_2 = L_2(-k_2 \dot{z}_2 - \ddot{x}_{2ref} - \omega \dot{x}_1 - b_2 \dot{x}_2). \end{cases} \quad (8)$$

将 x_5, x_6 看成 (x_1, x_2, z_3, z_4) 子系统的虚拟输入, 根据Lyapunov渐进稳定理论, 虚拟控制量 x_5, x_6 的选取应使 $\dot{V}_{n1} < 0$, 因此取 x_5, x_6 期望值分别为

$$\begin{cases} \alpha_3 = C_2(-k_3 z_3 - \dot{\alpha}_1 + \omega x_4 + z_1/L_2) + x_1, \\ \alpha_4 = C_2(-k_4 z_4 - \dot{\alpha}_2 - \omega x_3 + z_2/L_2) + x_2. \end{cases} \quad (9)$$

第3步 令 $\begin{cases} z_5 = \alpha_3 - x_5, \\ z_6 = \alpha_4 - x_6, \end{cases}$ 考虑 $(x_1, x_2, z_3, z_4,$

$z_5, z_6)$ 子系统, 其中 z_5 为 x_5 期望值与实际值之差, z_6 为 x_6 期望值与实际值之差. 将 x_5, x_6 代入 \dot{V}_{n1} 得到

$$\begin{aligned} \dot{V}_{n1} &= -k_1 z_1^2 - k_2 z_2^2 - k_3 z_3^2 - \\ &= k_4 z_4^2 - (z_3 z_5 + z_4 z_6)/C_2. \end{aligned} \quad (10)$$

为 $(x_1, x_2, z_3, z_4, z_5, z_6)$ 子系统构造正定函数

$$V_{n2} = V_{n1} + \frac{1}{2}z_5^2 + \frac{1}{2}z_6^2, \quad (11)$$

$$\begin{aligned} \dot{V}_{n2} = \dot{V}_{n1} + z_5\dot{z}_5 + z_6\dot{z}_6 = & \\ & -k_1z_1^2 - k_2z_2^2 - k_3z_3^2 - k_4z_4^2 + \\ & z_5(-z_3/C_2 + \dot{\alpha}_3 + b_1x_5 - x_3/L_1 - \\ & \omega x_6 + u_d) + z_6(-z_4/C_2 + \dot{\alpha}_4 + \\ & b_1x_6 - x_4/L_1 + \omega x_5 + u_q), \end{aligned} \quad (12)$$

其中:

$$\begin{cases} \dot{\alpha}_3 = C_2(-k_3\dot{z}_3 - \ddot{\alpha}_1 + \omega\dot{x}_4 + \dot{z}_1/L_2) + \dot{x}_1, \\ \dot{\alpha}_4 = C_2(-k_4\dot{z}_4 - \ddot{\alpha}_2 - \omega\dot{x}_3 + \dot{z}_2/L_2) + \dot{x}_2, \end{cases} \quad (13)$$

上式中:

$$\begin{cases} \ddot{\alpha}_1 = L_2(-k_1\dot{z}_1 - \ddot{x}_{1ref} - b_2\dot{x}_1 + \omega\dot{x}_2 + \ddot{T}_1), \\ \ddot{\alpha}_2 = L_2(-k_2\dot{z}_2 - \ddot{x}_{2ref} - b_2\dot{x}_2 - \omega\dot{x}_1). \end{cases} \quad (14)$$

控制量 u_d, u_q 的选取应使 $\dot{V}_{n2} < 0$, 因此由式(12)得 u_d, u_q 为

$$\begin{cases} u_d = -k_5z_5 + \omega x_6 + x_3/L_1 - b_1x_5 - \dot{\alpha}_3 + z_3/C_2, \\ u_q = -k_6z_6 - \omega x_5 + x_4/L_1 - b_1x_6 - \dot{\alpha}_4 + z_4/C_2. \end{cases} \quad (15)$$

此时, 若 $\dot{V}_{n2} = -k_1z_1^2 - k_2z_2^2 - k_3z_3^2 - k_4z_4^2 - k_5z_5^2 - k_6z_6^2 < 0$, 在控制量 u_d, u_q 的作用下系统渐进稳定, 其中 $k_1 - k_6$ 为可调控参数, 取大于零数值. 综上得到电网侧变流器控制系统原理如图3所示, 以定有功功率和无功功率为控制目标.

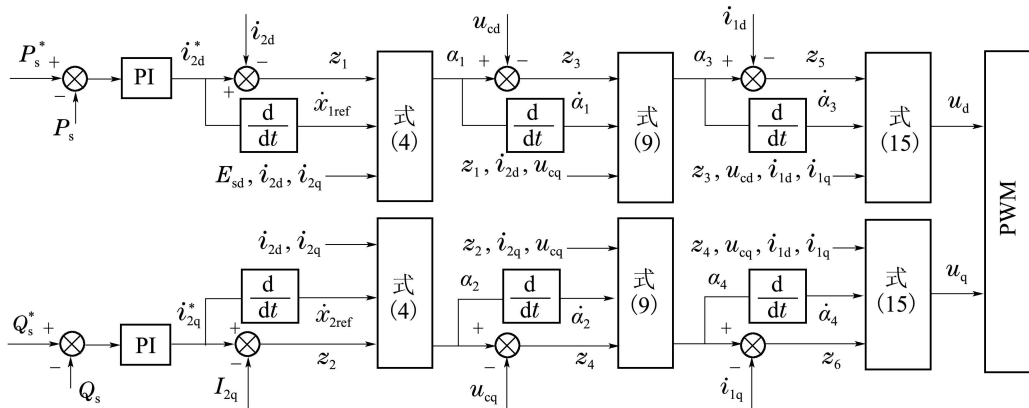


图 3 基于反步法VSC-HVDC系统电网侧变流器控制结构

Fig. 3 Control structure of grid side converter for VSC-HVDC system based on back-stepping strategy

由上述推导过程可知, 最终控制信号的计算过程中用到状态变量 x_{1ref}, x_{2ref} 的3阶导数、 x_1, x_2 的2阶导数、 x_3, x_4 的1阶导数, 为保证其导数的存在性, 需设置相应阶数的低通滤波器. 以 x_{1ref} 为例, 需设计三阶滤波器, 其结构如图4所示, 图中 $\dot{x}_{1ref}, \ddot{x}_{1ref}$ 分别为 x_{1ref} 的1, 2, 3阶导数, \bar{x}_{1ref} 滤波后输出信号. k_{11}, k_{12}, k_{13} 为滤波器系数, 其设计原则是使低频信号放大倍数为1, 对高频信号有衰减作用. 对 x_{2ref} 采用同一组滤波系数, $k_{11} = 710, k_{12} = 69000, k_{13} = 1800000$. 对 x_1, x_2 设计二阶滤波器, 结构与图4类似, 滤波系数 $k_{21} = 230, k_{22} = 9600$; 对 x_3, x_4 设计一阶滤波器, 滤波系数 $k_{31} = 230$.

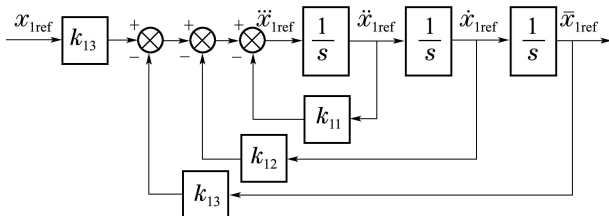


图 4 三阶低通滤波器原理图

Fig. 4 Principle diagram of three order low-pass filter

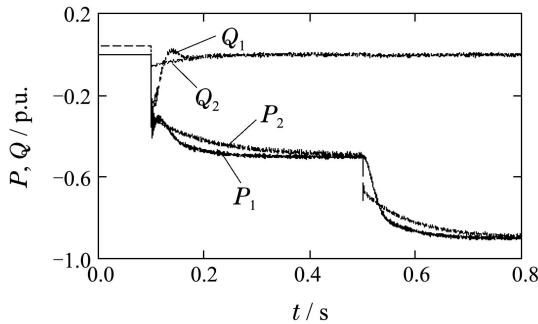
本文所提出算法中功率外环采用PI调节器实现, 与传统控制方法相比计算量相同; 电流控制采用反步法推导得到最终控制律, 与传统方法相比虽然计算量有所增加, 但省去了传统控制中的电流PI调节器, 同时无需对滤波电容电流进行采样, 能够有效减小微处理器(如digital signal processor, DSP)程序执行周期, 因此本文方法具有可实现性.

4 系统仿真(System simulation)

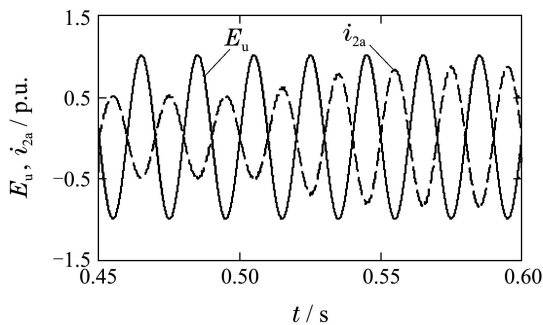
根据图3搭建系统仿真模型, 设计系统容量 20 MVA, 交流电网电压 35 kV, 直流电压 ± 30 kV, 直流侧电容 $820 \mu\text{F}$, 调制方式采用电压空间矢量 (space vector PWM, SVPWM), 根据所设计系统的电压等级, 适合采用模块化多电平变流器(modular multilevel converter, MMC)^[18-19]. 由于本文主要研究带LCL滤波器的变流器控制方法, 同时考虑到VSC-HVDC系统控制策略与变流器拓扑结构相互独立, 即适用于两电平的VSC-HVDC控制算法, 同样适用于多电平系统. 因此, 为了减少仿真计算量, 本文仿真中采用常规两电平来等效多电平变流器, 设置开关频率为 5 kHz, 相当于开关频率 250 Hz 的 21

电平MMC系统. 以直流电源等效风电场侧变流器, 并设置串联等效损耗电阻 $R = 0.25 \Omega$. 根据文献[3]给出的简易LCL参数设计方法, 选择谐振频率大约1400 Hz, 可得滤波器参数: $L_1 = 6 \text{ mH}$, $L_2 = 1.7 \text{ mH}$, $C_2 = 10 \mu\text{F}$. 反步法控制器中参数 $k_1 - k_6$ 可通过仿真调整, 使图3中误差信号 $z_1 - z_6$ 稳态时接近于0, 且收敛速度能够满足要求, 经调整取 $k_1 = 3500$, $k_2 = 1200$, $k_3 = 550$, $k_4 = 320$, $k_5 = 6800$, $k_6 = 10000$. 外环有功功率、无功功率PI调节参数分别为 $K_{p1} = 0.8$, $K_{i1} = 25$; $K_{p2} = 1.65$, $K_{i2} = 40$.

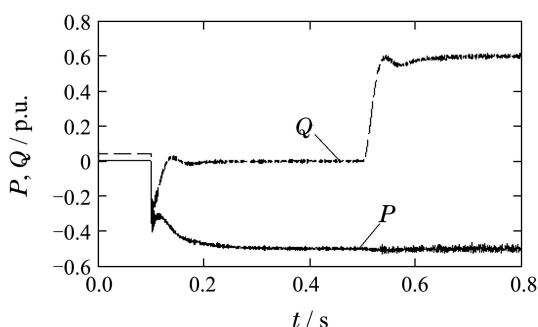
仿真中以电网电压和变流器额定功率对系统进行标幺化, 仿真结果如图5所示, 设置 $t = 0.1 \text{ s}$ 时开放电网侧变流器触发脉冲, 为模拟风电场传输功率的变化, $t = 0.5 \text{ s}$ 时, 有功功率给定值由 0.5 p.u. 阶跃变化至 0.9 p.u. , 无功功率给定值为0.



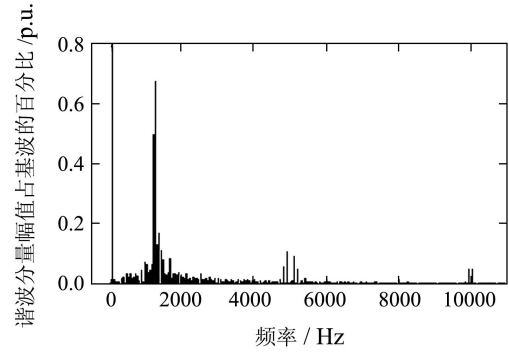
(a) 有功功率阶跃响应



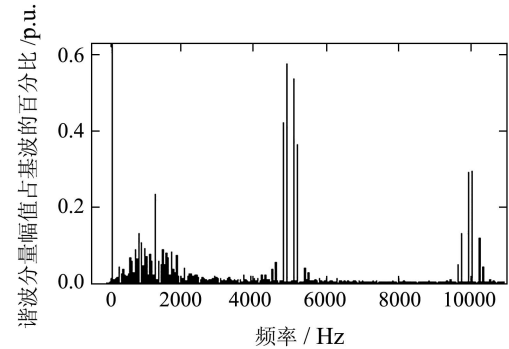
(b) 稳态时U相电压、电流曲线



(c) 无功功率阶跃响应曲线



(d) 反步法控制时U相电网电压频谱分析(基波分量(即频率为50 Hz分量)的幅值=1.005, THD = 0.92%)



(e) 基于阻尼电阻的LCL滤波时U相电压频谱分析(基波分量(即频率为50 Hz分量)的幅值=1.005, THD = 1.15%)

图5 基于LCL滤波器的电网侧变流器阶跃响应

Fig. 5 Step responses of grid side converter based on LCL filter

图5(a)为有功功率和无功功率阶跃响应曲线, 其中 P_1, Q_1 为反步法控制输出曲线, P_2, Q_2 为常规双闭环矢量控制响应曲线, 二者稳态时均跟踪给定值, 但反步法动态跟踪速度明显优于常规矢量控制方法(矢量控制中各PI调节器参数见附录表A1). 图5(b)为电网侧U相交流电压、电流波形, 二者反相位, 功率因数为1. 为模拟变流器对电网提供无功支撑, 设置 $t = 0.5 \text{ s}$ 时, 无功功率给定值由0阶跃变化至 0.6 p.u. , 有功功率给定值 0.5 p.u. , 图5(c)为有功功率、无功功率响应曲线, 结果表明系统可根据需要提供一定容量的无功功率. 图5(d)为稳态时U相电压频谱分析, 图5(e)为采用阻尼电阻时U相电压频率分析(阻尼电阻 3.9Ω , 为滤波电容谐振频率容抗值的1/3), 虽然二者电压谐波总畸变率THD值均可满足并网要求, 但由于阻尼电阻的存在, 会将少量高次谐波注入电网, 因此, 图5(e)中开关频率周围谐波含量明显高于图5(d), 同时也证明了本文所提出方法的有效性.

5 结论(Conclusions)

本文针对经LCL滤波器并网的VSC-HVDC系统电网侧变流器数学模型阶数较高的特点, 采用反步法推导出渐进稳定的系统控制律, 使输出能够快

速跟踪给定值, 动态跟踪速度明显优于传统双闭环矢量控制方式. 同时能够有效抑制LCL滤波器谐振峰值的影响, 保证系统的稳定性. 与传统滤波电容支路串联阻尼电阻的方法相比, 能够避免阻尼电阻的损耗, 同时增强对高次谐波的抑制作用. 与基于反馈控制的有源阻尼技术相比, 无需滤波电容支路电流的反馈, 可省去额外的传感器. 经仿真对比分析, 本文所提出控制方法, 在保证系统稳定性的前提下, 能够有效抑制高次谐波, 提高并网电能质量.

参考文献(References):

- [1] 黄宇淇, 姜新建, 邱阿瑞. LCL滤波器在三相PWM整流器中的应用[J]. 电力自动化设备, 2008, 28(12): 110 – 113.
(HUANG Yuqi, JIANG Xinjian, QIU Arui. Application of LCL-filter in three-phase PWM rectifier [J]. *Electric Power Automation Equipment*, 2008, 28(12): 110 – 113.)
- [2] LISERRE M, BLAABJERG F, HANSEN S. Design and control of an LCL-filter based three-phase active rectifier [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2005, 41(5): 1281 – 1291.
- [3] 孙蔚. LCL滤波的PWM整流器控制策略研究[D]. 徐州: 中国矿业大学, 2009.
(SUN Wei. *Research on control strategies of PWM rectifier connected to grid with an LCL filter* [D]. Xuzhou: China University of Mining and Technology, 2009.)
- [4] MALINOWSKI M, SZCZYGIEL W, KAZMIERKOWSKI M P. Sensorless operation of active damping methods for three-phase PWM converters [C] // *Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. Dubrovnik: IEEE, 2005, 2: 775 – 780.
- [5] TWINING E, HOLMES D G. Grid current regulation of a three phase voltage source inverter with an LCL input filter [J]. *IEEE Transaction on Power Electronics*, 2003, 18(3): 888 – 895.
- [6] 陈国柱, 赵文强. LCL滤波的并联有源滤波器的虚拟阻尼控制[J]. 高压技术, 2010, 36(7): 1827 – 1832.
(CHEN Guozhu, ZHAO Wenqiang. Virtual resistor control strategy of parallel active power filter with LCL filter [J]. *High Voltage Engineering*, 2010, 36(7): 1827 – 1832.)
- [7] ZHOU X H, FAN J W, HUANG A Q. High-frequency resonance mitigation for plug-in hybrid electric vehicles' integration with a wide range of grid conditions [J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2012, 27(11): 4459 – 4471.
- [8] 刘飞, 段善旭, 查晓明. 基于LCL滤波器的并网逆变器双环控制设计[J]. 中国电机工程学报, 2009, 29(S1): 234 – 240.
(LIU Fei, DUAN Shanxu, ZHA Xiaoming. Design of two loop controller in grid-connected inverter with LCL filter [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2009, 29(S1): 234 – 240.)
- [9] 许津铭, 谢少军, 肖华锋. LCL滤波器有源阻尼控制机制研究[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(9): 27 – 33.
(XU Jinming, XIE Shaojun, XIAO Huafeng. Research on control mechanism of active damping for LCL filters [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2012, 32(9): 27 – 33.)
- [10] 张学广, 刘义成, 王瑞, 等. 一种新型的PWM变换器LCL滤波器有源阻尼控制策略[J]. 电工技术学报, 2011, 26(10): 188 – 192.
(ZHANG Xueguang, LIU Yicheng, WANG Rui, et al. A novel active damping control strategy for PWM converter with LCL filter [J]. *Transactions of China Electrotechnical Society*, 2011, 26(10): 188 – 192.)
- [11] 焦晓红, 关新平. 非线性系统分析与设计[M]. 北京: 电子工业出版社, 2008: 126 – 135.
(JIAO Xiaohong, GUAN Xinping. *Nonlinear System Analysis and Design* [M]. Beijing: Electronic Industry Press, 2008: 126 – 135.)
- [12] 王礼鹏, 张化光, 刘秀翀. 永磁同步电动机无速度传感调速系统的积分反步控制[J]. 控制理论与应用, 2012, 29(2): 199 – 204.
(WANG Lipeng, ZHANG Huaguang, LIU Xiuchong. Integral backstepping controller in the sensorless vector-control system for permanent magnet synchronous motor [J]. *Control Theory & Applications*, 2012, 29 (2): 199 – 204.)
- [13] XU L, YAO L Z, SASSE C. Grid integration of large DFIG-based wind farms using VSC transmission [J]. *IEEE Transactions on Power Systems*, 2007, 22(3): 976 – 984.
- [14] SUH YONGSUG, GO YURAN, RHO DOHWAN. A comparative study on control algorithm for active front-end rectifier of large motor drives under unbalanced input [J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2011, 47(3): 1419 – 1431.
- [15] 王茂海, 孙元章, 宋永华. 基于反步法的多馈入直流输电系统调制控制器设计[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(23): 7 – 11.
(WANG Maohai, SUN Yuanzhang, SONG Yonghua. Backstepping design of modulation controller for multi-feed HVDC systems [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2005, 25(23): 7 – 11.)
- [16] 王国强, 王志新. 基于反步法的海上风电并网型直流输电变流器控制[J]. 太阳能学报, 2012, 23(6): 1054 – 1059.
(WANG Guoqiang, WANG Zhixin. Control of HVDC-LIGHT transmission converter for offshore wind farm base on backstepping [J]. *Acta Energetica Solaris Sinica*, 2012, 23(6): 1054 – 1059.)
- [17] 周金柱, 段宝岩, 黄进, 等. 伺服系统摩擦的支持向量回归建模与反步控制[J]. 控制理论与应用, 2012, 29(12): 1405 – 1409.
(ZHOU Jinzhu, DUAN Baoyan, HUANG Jin, et al. Support vector regression modeling and backstepping control of friction in servo system [J]. *Control Theory & Applications*, 2012, 29(12): 1405 – 1409.)
- [18] 赵岩, 胡学浩, 汤广福, 等. 模块化多电平变流器HVDC输电系统控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(25): 35 – 42.
(ZHAO Yan, HU Xuehao, TANG Guangfu, et al. Control strategy of modular multilevel converters based HVDC transmission [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2011, 31(25): 35 – 42.)
- [19] 李笑倩, 宋强, 刘文华, 等. 采用载波移相调制的模块化多电平换流器电容电压平衡控制[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(9): 49 – 55.
(LI Xiaolian, SONG Qiang, LIU Wenhua, et al. Capacitor voltage balancing control by using carrier phase-shift modulation of modular multilevel converters [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2012, 32(9): 49 – 55.)

附录 传统方法控制参数(Appendix The control parameters of the traditional method)

表 A1 传统双闭环矢量控制方法各PI参数表

Table A1 PI parameters of conventional double closed-loop vector control method

PI调节器	比例	积分	限幅值
d轴电流	1.2	6	[-2.5, +2.5]
q轴电流	1.2	6	[-2.5, +2.5]
有功功率	0.8	20	[-1.5, +1.5]
无功功率	0.7	17	[-1.2, +1.2]

作者简介:

吴杰 (1980-), 女, 博士研究生, 主要从事海上风力发电、柔性直流输电技术的研究, E-mail: ycwjyg@163.com;

王志新 (1964-), 男, 研究员, 博士生导师, 主要从事海上风力发电、光伏发电、电机系统节能的研究;

王国强 (1981-), 男, 博士研究生, 主要从事海上风力发电、柔性直流输电技术的研究;

陆贤锋 (1987-), 男, 助理工程师, 主要从事科技信息管理的研究;

邹建龙 (1964-), 男, 高级工程师, 主要从事新能源电气设备研发。