

含 LC 低通滤波器的 VSC-HVDC 系统的新型控制策略

黄崇鑫, 张凯锋, 戴先中, 张冠虎

(东南大学 自动化学院 复杂工程系统测量与控制教育部重点实验室, 江苏 南京 210096)

摘要: 通过引入 LC 低通滤波器来滤除逆变器产生的高次电压谐波, 以提高向无源网络供电的 VSC-HVDC 系统的供电质量。在同步旋转坐标系下, 包含 LC 低通滤波器的 VSC-HVDC 系统表现出强耦合、非线性特性, 不利于控制器设计。首先采用逆系统方法将原系统线性化解耦成伪线性系统, 再利用变结构控制理论设计伪线性系统的闭环控制器, 既可以降低设计控制系统的难度, 又可以使控制系统获得较好的动态性能。利用 PSCAD/EMTDC 进行仿真试验。仿真结果表明, LC 低通滤波器用于滤除高次电压谐波有很好的滤波效果, 并且所采用的控制策略使 VSC-HVDC 系统获得了良好的控制性能。

关键词: 电压源型高压直流输电; LC 低通滤波器; 逆系统方法; 变结构控制

中图分类号: TM 721.3

文献标识码: A

文章编号: 1006-6047(2011)03-0012-06

0 引言

采用全控电力电子器件构成的新型电压源型高压直流输电 (VSC-HVDC) 系统与传统的 HVDC 系统相比, 有如下优点^[1]:

- a. 换流站交流侧电流谐波含量低;
- b. 换流站既可以吸收无功, 也可以发出无功;
- c. 可以独立控制有功、无功;
- d. 逆变侧不需要换相电压, 因此可以向无源网络供电。

近年来, 在 VSC-HVDC 系统运行与控制方面, 国内外研究者做了许多富有成效的工作。文献[2]针对向无源网络供电的 VSC-HVDC 系统, 阐述了无源端供电频率不变特性以及换流站的有功、无功调节特性。文献[3]利用 VSC-HVDC 系统的稳态数学模型设计了相应的控制策略。文献[4]指出 VSC-HVDC 系统可以向对电压频率、幅值敏感的负荷提供可靠的电能, 并通过引入频率控制环节和电压控制环节来提高系统穿越故障的能力。文献[5]在整流侧针对整流器暂态数学模型, 运用反馈线性化方法的思想引入新的变量, 实现了有功电流和无功电流的解耦控制; 在逆变侧, 则根据逆变器的稳态数学模型, 设计出交流电压控制器。文献[6]针对 VSC-HVDC 的动态数学模型, 利用精确反馈线性化理论设计出非线性控制器, 实现了 VSC-HVDC 系统的有功、无功解耦控制。文献[7]针对向无源网络供

电的 VSC-HVDC 的对称数学模型, 采用逆系统方法将原系统线性化后, 利用极点配置法设计出了整个系统的闭环控制器。

目前, 对于向无源网络供电的 VSC-HVDC 系统, 其逆变端通常采用并联高通滤波器来滤除逆变器产生的高次电压谐波。高通滤波器在低频段表现出高阻抗特性, 因此在建立 VSC-HVDC 系统的基频模型时, 可以忽略高通滤波器的动态特性, 模型可以得到适当的简化。串联 LC 低通滤波器常用于滤除由 PWM 变换器产生的高次电压谐波^[8-11], 并获得了很好的滤波效果。本文采用串联 LC 低通滤波器来取代高通滤波器, 主要考虑到 LC 低通滤波器两大优点: 一是 LC 低通滤波器结构简单, 设计容易; 二是 LC 低通滤波器的电容器可以在一定程度上支撑 VSC-HVDC 系统向无源网络供电的供电电压, 减小无源端负荷扰动对供电电压的影响。但是, 引入 LC 低通滤波器也相应地增加了 VSC-HVDC 系统的复杂程度。

包含 LC 低通滤波器的向无源网络供电的 VSC-HVDC 系统, 在同步旋转坐标系下的数学模型呈现出多变量、非线性、强耦合等特点, 不利于设计控制策略。本文运用逆系统方法将 VSC-HVDC 原系统线性化解耦, 再利用变结构控制理论设计线性化解耦后的 VSC-HVDC 系统的闭环控制器。最后, 通过相关的仿真试验, 验证了所设计的控制系统具有快速的动态响应性能, 同时利用 LC 滤波器来滤除逆变器输出电压谐波获得了良好的滤波效果。

1 含 LC 低通滤波器的 VSC-HVDC 系统及其数学模型

1.1 VSC-HVDC 系统

图 1 为包含 LC 低通滤波器的 VSC-HVDC 系

收稿日期: 2010-06-04; 修回日期: 2011-01-17

基金项目: 国家自然科学基金项目 (50507002, 60974036); 教育部博士点基金项目 (20090092110020)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China (50507002, 60974036) and the Ph.D. Programs Foundation of Ministry of Education of China (20090092110020)

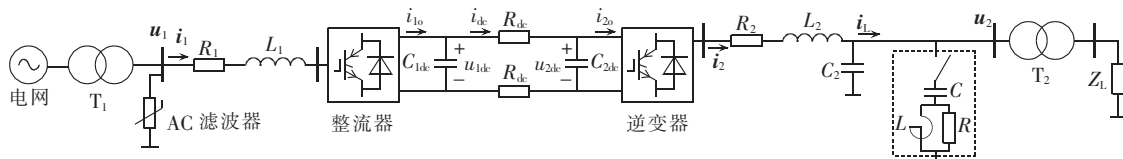


图1 向无源网络供电的VSC-HVDC系统结构图

Fig.1 Block diagram of VSC-HVDC system supplying power to passive networks

统结构图。整流器和逆变器均由三相变换器构成。 u_1 为系统三相电压矢量, i_1 为整流器交流侧三相电流矢量, L_1 为交流滤波电感, R_1 为 L_1 的等效损耗电阻; u_{1dc} 、 u_{2dc} 分别为整流器、逆变器的直流电压, i_{dc} 为从整流器端流向逆变器端的直流电流, C_{1dk} 、 C_{2dk} 分别为整流器、逆变器的直流侧滤波电容, R_{dk} 为直流电缆等效电阻; i_2 为逆变器交流侧三相电流矢量, u_2 为逆变器输出的三相供电电压矢量, i_L 为无源网络三相负荷电流矢量; 电感 L_2 、电容 C_2 构成 LC 低通滤波器, R_2 为 L_2 的等效损耗电阻。

1.2 整流侧数学模型

把 VSC-HVDC 系统的逆变器和无源网络负荷视为整流器的直流负荷, 那么在三相电网对称的情况, 由图 1 可以得到整流侧在三相静止坐标系下的数学模型如下^[12]:

$$\begin{cases} L_1 di_{1k}/dt = u_{1k} - u_{1dc} \left(g_{1k} - \frac{1}{3} \sum_{m=a,b,c} g_{1m} \right) \\ C_{1dk} du_{1dc}/dt = \sum_{m=a,b,c} (g_{1m} i_{1m}) - i_{dc} \end{cases} \quad (1)$$

其中, k 表示三相变量下标(a,b,c); g_{1k} 为变换器三相桥臂的开关函数, $g_{1k}=1$ 表示第 k 相桥臂上开关导通、下开关关断, $g_{1k}=0$ 表示上开关关断、下开关导通。

考虑到 $R_1 \ll \omega L_1$, 模型式(1)中忽略了 R_1 上的压降。在三相三线制系统中, 各三相电压、电流变量只有两相独立, 且交流变量不利于设计控制策略来实现无静差跟踪。因此, 将式(1)做 Park 变换, 得:

$$\begin{cases} L_1 di_{1d}/dt = u_{1d} + \omega L_1 i_{1q} - u_{1dc} g_{1d} \\ L_1 di_{1q}/dt = u_{1q} - \omega L_1 i_{1d} - u_{1dc} g_{1q} \\ C_{1dk} du_{1dc}/dt = 3(g_{1d} i_{1d} + g_{1q} i_{1q})/2 - i_{dc} \end{cases} \quad (2)$$

其中, 下标 d 、 q 分别表示在旋转坐标系中各变量的 d 轴、 q 轴分量。三相交流基波分量经 Park 变换后, 其 d 轴、 q 轴分量均变为直流。

根据瞬时功率理论, 在同步旋转坐标系下整流器交流侧的有功、无功计算式如下^[13]:

$$\begin{cases} P_1 = 3(u_{1d} i_{1d} + u_{1q} i_{1q})/2 \\ Q_1 = 3(u_{1d} i_{1q} - u_{1q} i_{1d})/2 \end{cases} \quad (3)$$

若旋转坐标系以电网电压 u_1 定向, 即旋转坐标系的 d 轴落在 u_1 矢量上, 那么经 Park 变换后, $u_{1d}=U_1$ (电压幅值), $u_{1q}=0$, 则式(3)可化为

$$\begin{cases} P_1 = 3(U_1 i_{1d})/2 \\ Q_1 = 3(U_1 i_{1q})/2 \end{cases} \quad (4)$$

在稳态时, 可认为电网的电压幅值保持不变。由式(4)可知, 通过控制交流电流的 d 轴分量和 q 轴分量, 就可以分别控制整流器的有功和无功。

1.3 逆变侧数学模型

由于向无源网络供电的 VSC-HVDC 系统逆变侧没有交流电源, 因此逆变侧直流电压由整流器维持。这样, 可以不考虑逆变器直流侧的电容电压动态。在静止坐标系下, 图 1 逆变器交流侧的数学模型如下^[14]:

$$\begin{cases} L_2 di_{2k}/dt = -u_{2k} + u_{2dc} \left(g_{2k} - \frac{1}{3} \sum_{m=a,b,c} g_{2m} \right) \\ C_{2dk} du_{2dc}/dt = i_{2k} - i_{1k} \end{cases} \quad (5)$$

其中, 下标 k 以及 g_{2k} 的含义与式(1)类似。在此, 将式(5)做 Park 变换, 得:

$$\begin{cases} L_2 di_{2d}/dt = -u_{2d} + \omega L_2 i_{2q} + u_{2dc} g_{2d} \\ L_2 di_{2q}/dt = -u_{2q} - \omega L_2 i_{2d} + u_{2dc} g_{2q} \\ C_2 du_{2d}/dt = i_{2d} - i_{1d} + \omega C_2 u_{2q} \\ C_2 du_{2q}/dt = i_{2q} - i_{1q} - \omega C_2 u_{2d} \end{cases} \quad (6)$$

从整流器的数学模型式(2)可以看出, 系统状态变量 i_{1d} 、 i_{1q} 、 u_{1dc} 之间呈现出强耦合性和非线性。同样, 逆变器的数学模型式(6)也反映出在状态变量 i_{2d} 、 i_{2q} 、 u_{2d} 、 u_{2q} 之间存在强耦合性。

1.4 LC 低通滤波器设计

由电容和电感构成的 LC 低通滤波器电路图如图 2 所示。其传递函数为

$$G(s) = \frac{1}{LCs^2 + RCs + 1} \approx \frac{1}{LCs^2 + 1} \quad (7)$$

在高频时, 等效损耗电阻 $R \ll sL$ 。因此, 式(7)略去 RCs 项。那么由式(7)可知, LC 低通滤波器的谐振频率为

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (8)$$

LC 低通滤波器的滤波性能主要由其谐振频率决定。文献[8, 15]指出, 为使 LC 低通滤波器获得更好的滤波性能, 谐振频率 f_r 应满足以下条件:

$$10f_b < f_r < f_c/10 \quad (9)$$

其中, f_b 为基波频率; f_c 为脉宽调制的载波频率。此外, 在满足条件式(9)的同时, 所选择的电感不宜过大, 以确保电感的动态响应时间小于电容的动态响应时间, 这样有利于控制电容电压。

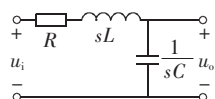


图2 LC低通滤波器电路
Fig.2 Circuit of LC low-pass filter

2 VSC-HVDC 系统的控制策略设计

由整流器、逆变器的数学模型可知,模型中各状态变量之间存在着强耦合和非线性。若直接设计此系统的控制器,不仅设计控制策略的难度大,而且控制系统的性能也难以保证。因此,本文采用逆系统方法来解决系统的耦合性和非线性问题,然后利用变结构理论来设计整个系统的闭环控制器。

2.1 逆系统方法线性化 VSC-HVDC 系统

逆系统方法是通过利用被控对象的逆系统,将被控对象补偿成为具有线性传递关系的系统,然后可以灵活地运用各种控制理论来完成该线性系统的综合^[16]。在利用逆系统方法求解被控对象的逆系统时,应根据系统的控制目标选择合适的系统输出变量,以便于后续的闭环控制器设计。

整流器的控制目标是保持直流侧电压稳定和跟踪无功指令,选取有功电流分量 i_{ld} 、无功电流分量 i_{lq} 作为系统输出。包含系统输出方程的整流器系统模型如下:

$$\begin{cases} di_{ld}/dt = (u_{ld} + \omega L_1 i_{lq} - u_{ldc} g_{ld})/L_1 \\ di_{lq}/dt = (u_{lq} - \omega L_1 i_{ld} - u_{ldc} g_{lq})/L_1 \\ du_{ldc}/dt = 3(g_{ld} i_{ld} + g_{lq} i_{lq})/(2C_{ldc}) - i_{dc}/C_{ldc} \\ y_{ld} = i_{ld} \\ y_{lq} = i_{lq} \end{cases} \quad (10)$$

下面根据逆系统方法^[16-17]求解式(10)的逆系统。

对式(10)的输出方程求导,直至求导方程显含输入变量,得:

$$\begin{cases} \dot{y}_{ld} = (u_{ld} + \omega L_1 i_{lq} - u_{ldc} g_{ld})/L_1 \\ \dot{y}_{lq} = (u_{lq} - \omega L_1 i_{ld} - u_{ldc} g_{lq})/L_1 \end{cases} \quad (11)$$

由式(11)解得式(10)的逆系统如下:

$$\begin{cases} g_{ld} = (u_{ld} + \omega L_1 i_{lq} - L_1 \dot{y}_{ld})/u_{ldc} \\ g_{lq} = (u_{lq} - \omega L_1 i_{ld} - L_1 \dot{y}_{lq})/u_{ldc} \end{cases} \quad (12)$$

把整流器的逆系统串联到其原系统的左侧,从输入/输出关系上看,整流器的逆系统已经将其原系统补偿成具有线性传递关系的输入/输出解耦的线性系统,其原理图如图 3 所示。

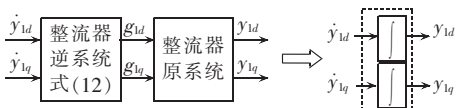


图 3 整流器的逆系统方法线性化原理图
Fig.3 Schematic diagram of inverse system method for rectifier linearization

令新的输入变量 $v_{ld} = \dot{y}_{ld}$, $v_{lq} = \dot{y}_{lq}$, 并由图 3 可得伪线性系统模型如下:

$$\begin{cases} di_{ld}/dt = v_{ld} \\ di_{lq}/dt = v_{lq} \\ y_{ld} = i_{ld} \\ y_{lq} = i_{lq} \end{cases} \quad (13)$$

从式(13)可以看出,用逆系统方法构造出的整流器伪线性系统是一个输入/输出解耦的二阶线性系统。但是原系统为三阶系统,根据逆系统方法的向量相对阶定义^[16],系统式(10)的向量相对阶为 $\alpha_1 = (1, 1)$ 。又因 $1 + 1 < 3$ (系统阶数),系统式(10)存在一个隐动态,即式(2)中的第 3 式。为了使得这个隐动态镇定,本文根据直流电压与整流器有功电流的联系,运用 PI 调节器来控制直流电压稳定。

逆变器的控制目标是控制输出电压稳定,因此为便于控制器设计,选取 u_{2d} 、 u_{2q} 作为逆变器的系统输出,那么包含输出方程的逆变器系统模型为

$$\begin{cases} di_{2d}/dt = (-u_{2d} + \omega L_2 i_{2q} + u_{2dc} g_{2d})/L_2 \\ di_{2q}/dt = (-u_{2q} - \omega L_2 i_{2d} + u_{2dc} g_{2q})/L_2 \\ du_{2d}/dt = (i_{2d} - i_{ld} + \omega C_2 u_{2q})/C_2 \\ du_{2q}/dt = (i_{2q} - i_{lq} - \omega C_2 u_{2d})/C_2 \\ y_{2d} = u_{2d} \\ y_{2q} = u_{2q} \end{cases} \quad (14)$$

对式(14)的输出方程求导,直到求导方程显含输入变量,得:

$$\begin{cases} \ddot{y}_{2d} = [2\omega L_2 i_{2q} - (1 + \omega^2 L_2 C_2) u_{2d} - \omega L_2 i_{lq} - L_2 \dot{i}_{ld} + g_{2d} u_{2dc}]/(L_2 C_2) \\ \ddot{y}_{2q} = [-2\omega L_2 i_{2d} - (1 + \omega^2 L_2 C_2) u_{2q} + \omega L_2 i_{ld} - L_2 \dot{i}_{lq} + g_{2q} u_{2dc}]/(L_2 C_2) \end{cases} \quad (15)$$

由式(15)得到式(14)的逆系统如下:

$$\begin{cases} g_{2d} = [L_2 C_2 \ddot{y}_{2d} + (1 + \omega^2 L_2 C_2) u_{2d} - 2\omega L_2 i_{2q} + \omega L_2 i_{lq} + L_2 \dot{i}_{ld}]/u_{2dc} \\ g_{2q} = [L_2 C_2 \ddot{y}_{2q} + (1 + \omega^2 L_2 C_2) u_{2q} + 2\omega L_2 i_{2d} - \omega L_2 i_{ld} + L_2 \dot{i}_{lq}]/u_{2dc} \end{cases} \quad (16)$$

将逆变器的逆系统串联到其原系统的左侧,从输入/输出关系上看,逆变器的逆系统同样将其原系统补偿成具有线性传递关系的输入/输出解耦的线性系统,其原理图如图 4 所示。

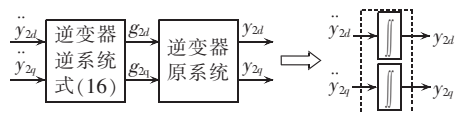


图 4 逆变器的逆系统方法线性化原理图
Fig.4 Schematic diagram of inverse system method for inverter linearization

令新的输入变量 $v_{2d} = \ddot{y}_{2d}$, $v_{2q} = \ddot{y}_{2q}$, 过渡状态变量 z_d 、 z_q , 由图 4 可得伪线性系统模型如下:

$$\begin{cases} \dot{u}_{2d} = z_d, \quad \dot{z}_d = v_{2d} \\ \dot{u}_{2q} = z_q, \quad \dot{z}_q = v_{2q} \\ y_{2d} = u_{2d}, \quad y_{2q} = u_{2q} \end{cases} \quad (17)$$

由式(17)可得知,逆变器伪线性系统为一个输入/输出解耦的四阶线性系统。因为系统式(14)的向量相对阶为 $\alpha_2 = (2, 2)$, 且 $2 + 2 = 4$ (系统阶数), 所以系统已经被完全线性化解耦。

2.2 变结构闭环控制器设计

用变结构控制理论来设计线性系统控制器,设计方法成熟,鲁棒性能好。在利用变结构控制理论设计系统的控制器时,首先需要找到系统的滑模面 S ,然后设计控制输入 v 满足滑模面可达条件 $\dot{S}S < 0$ 。这样,无论系统各状态如何运动,最终都会回到滑模面 $S=0$ 上,即 $S \rightarrow 0$ 。

针对整流器系统的控制目标为 $i_{ld} \rightarrow i_{ld}^*$, $i_{lq} \rightarrow i_{lq}^*$,选取滑模面如下:

$$\begin{cases} S_{ld} = i_{ld} - i_{ld}^* \\ S_{lq} = i_{lq} - i_{lq}^* \end{cases} \quad (18)$$

运用变结构控制理论中的指数趋近律设计方法^[18-19],令

$$\begin{cases} \dot{S}_{ld} = -\kappa_1 S_{ld} - \varepsilon_1 \text{sgn}(S_{ld}) \\ \dot{S}_{lq} = -\kappa_1 S_{lq} - \varepsilon_1 \text{sgn}(S_{lq}) \end{cases} \quad (19)$$

其中, κ_1, ε_1 为正实数, $\text{sgn}(\cdot)$ 为符号函数。

根据式(13)(18)(19),解得整流器伪线性系统的控制输入如下:

$$\begin{cases} v_{ld} = \kappa_1(i_{ld}^* - i_{ld}) + \varepsilon_1 \text{sgn}(i_{ld}^* - i_{ld}) \\ v_{lq} = \kappa_1(i_{lq}^* - i_{lq}) + \varepsilon_1 \text{sgn}(i_{lq}^* - i_{lq}) \end{cases} \quad (20)$$

针对逆变器系统的控制目标为 $u_{2d} \rightarrow u_{2d}^*$, $u_{2q} \rightarrow u_{2q}^*$,令 $e_{2d} = u_{2d} - u_{2d}^*$, $e_{2q} = u_{2q} - u_{2q}^*$,选取滑模面如下:

$$\begin{cases} S_{2d} = \lambda_2 e_{2d} + \dot{e}_{2d} \\ S_{2q} = \lambda_2 e_{2q} + \dot{e}_{2q} \end{cases} \quad (21)$$

其中, λ_2 为正实数。

根据指数趋近律设计方法,令

$$\begin{cases} \dot{S}_{2d} = -\kappa_2 S_{2d} - \varepsilon_2 \text{sgn}(S_{2d}) \\ \dot{S}_{2q} = -\kappa_2 S_{2q} - \varepsilon_2 \text{sgn}(S_{2q}) \end{cases} \quad (22)$$

其中, κ_2, ε_2 也为正实数。

由式(17)(21)(22)解得逆变器伪线性系统的控制输入如下:

$$\begin{cases} v_{2d} = \kappa_2 \left[\lambda_2 (u_{2d}^* - u_{2d}) - \frac{\kappa_2 + \lambda_2}{C_2 \kappa_2} (\omega C_2 u_{2q} + i_{2d} - i_{ld}) \right] + \varepsilon_2 \text{sgn} \left[\lambda_2 (u_{2d}^* - u_{2d}) - \frac{1}{C_2} (\omega C_2 u_{2q} + i_{2d} - i_{ld}) \right] \\ v_{2q} = \kappa_2 \left[\lambda_2 (u_{2q}^* - u_{2q}) - \frac{\kappa_2 + \lambda_2}{C_2 \kappa_2} (-\omega C_2 u_{2d} + i_{2q} - i_{lq}) \right] + \varepsilon_2 \text{sgn} \left[\lambda_2 (u_{2q}^* - u_{2q}) - \frac{1}{C_2} (-\omega C_2 u_{2d} + i_{2q} - i_{lq}) \right] \end{cases} \quad (23)$$

可以验证,整流器控制输入式(20)可以满足滑模面可达条件 $S_{ld}\dot{S}_{ld} < 0$ 和 $S_{lq}\dot{S}_{lq} < 0$;逆变器控制输入式(23)也能满足可达条件 $S_{2d}\dot{S}_{2d} < 0$ 和 $S_{2q}\dot{S}_{2q} < 0$ 。因此,在相应的控制输入作用下,各滑模面 $S_{ld}, S_{lq}, S_{2d}, S_{2q}$ 将在有限的时间内趋近于零,从而实现控制目标的跟踪,即 $i_{ld} \rightarrow i_{ld}^*, i_{lq} \rightarrow i_{lq}^*, u_{2d} \rightarrow u_{2d}^*, u_{2q} \rightarrow u_{2q}^*$ 。

在求解出整流器、逆变器各自的逆系统以及相

应的变结构控制输入后,可以综合形成VSC-HVDC系统的整流器和逆变器控制框图,分别如图5、图6所示。

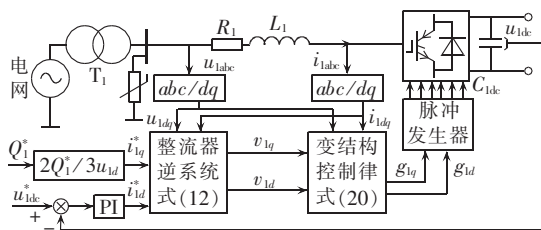


图5 整流器控制框图

Fig.5 Block diagram of rectifier control

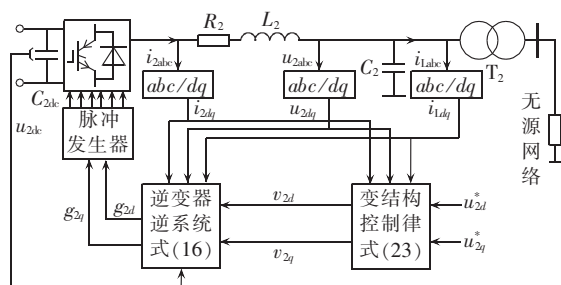


图6 逆变器控制框图

Fig.6 Block diagram of inverter control

3 系统仿真验证

3.1 系统仿真参数

为验证LC低通滤波器的滤波效果以及上述控制方法的可行性,利用电力系统仿真软件PSCAD/EMTDC进行仿真试验。VSC-HVDC的电路仿真参数为:整流侧电网电压10 kV, $L_1 = 10$ mH, $R_1 = 0.1 \Omega$, 直流侧额定电压 $U_{ldc} = 25$ kV, 整流器的SPWM载波频率 $f_1 = 3$ kHz, 直流电容 $C_{1dc} = C_{2dc} = 4700 \mu\text{F}$, 直流电缆等效电阻 $R_{dc} = 0.036 \Omega/\text{km} \times 10 \text{ km}$, 逆变侧向无源网络供电的参考线电压为10 kV, $L_2 = 0.65$ mH, $R_2 = 0.005 \Omega$, $C_2 = 150 \mu\text{F}$, 逆变器的SPWM载波频率 $f_2 = 5.5$ kHz。控制器参数为:PI调节器的比例参数 $k_p = 0.25$, 积分参数 $k_i = 0.2$;各变结构控制器参数 $\kappa_1 = \kappa_2 = 2500$, $\varepsilon_1 = \varepsilon_2 = 10$, $\lambda_2 = 2000$ 。

3.2 系统仿真结果

对于向无源网络供电的VSC-HVDC系统,其整流侧的主要任务是响应无功指令(或保持接入点母线电压稳定)和控制直流母线电压稳定,而逆变侧的主要任务则是向无源网络提供稳定的三相正弦电压。

图7是无源侧为恒负荷(有功5 MW、无功2 Mvar)而整流侧响应无功指令时,VSC-HVDC系统仿真的输出波形。其中无功指令为:在1 s时,从0 Mvar阶跃到5 Mvar;在1.3 s时,从5 Mvar阶跃到-5 Mvar;在1.6 s阶跃到0 Mvar。从图7(a)(b)可以看出,整流器可以将直流电压稳定在设定值25 kV,以给

予逆变侧直流电压支撑。同时,整流器还可以快速地响应无功指令,并且无功输出跃变对直流侧电压影响较小。图 7(c)(d)表明,VSC-HVDC 的逆变侧可以向无源网络提供幅值、频率稳定的正弦电压。

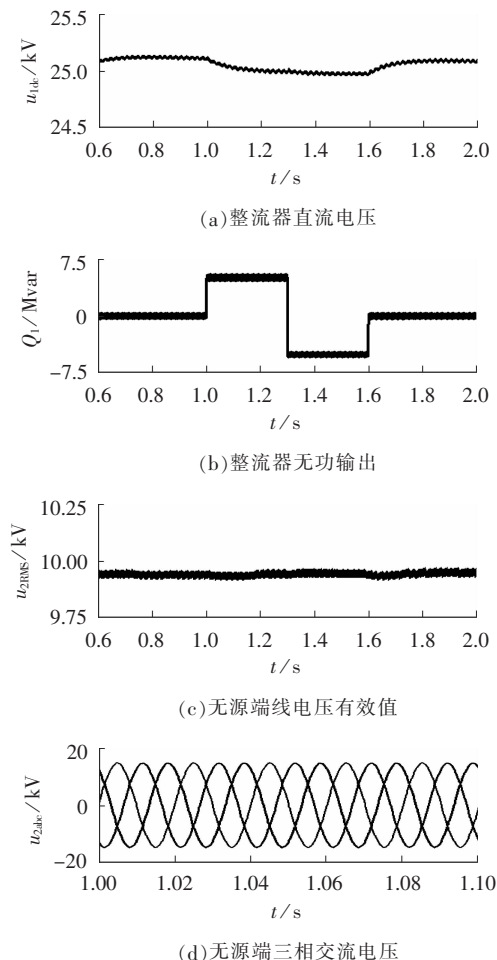
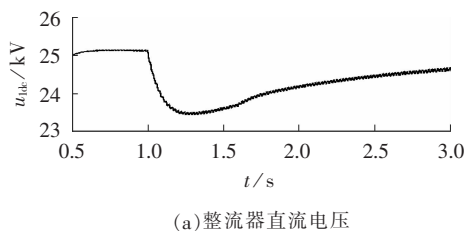


图 7 无源网络恒负荷时的仿真结果

Fig.7 Simulative results of passive network with constant load

图 8 是 VSC-HVDC 无源侧负荷变化(整流指令不变)时,VSC-HVDC 系统仿真输出波形。无源侧负荷变化为:在 1 s 时,有功负荷从 5 MW 阶跃至 10 MW,无功负荷从 2 Mvar 阶跃至 4 Mvar。从图 8 可知,整流器响应无功指令不受无源端负荷变化的影响,而直流电压因无源端负荷阶跃增加而有 5% 下降幅度,经过约 2 s 后重新稳定到额定值 25 kV 附近。无源端负荷的阶跃增加虽然引起了逆变端三相电压的小幅度跌落,但供电电压幅值仍在规定的幅值范围之内,电压没有出现闪变现象。



(a)整流器直流电压

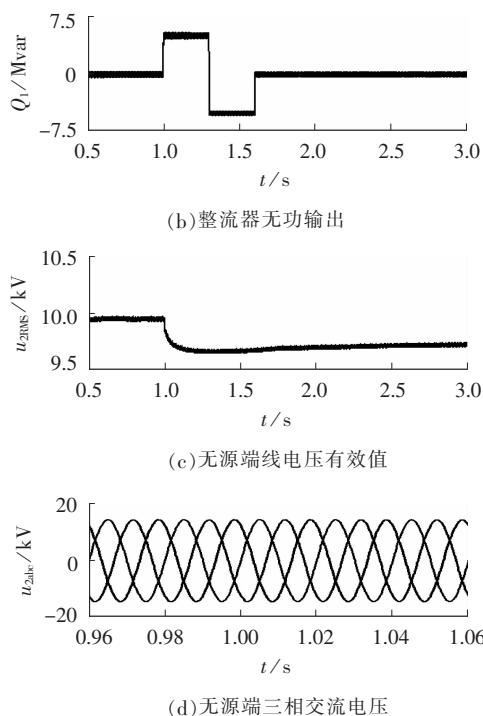


图 8 无源侧为变负荷时的仿真结果

Fig.8 Simulative results of passive network with variable load

4 结论

本文运用 LC 低通滤波器来滤除逆变器输出电压的高次谐波取得了满意的滤波效果。同时,针对 VSC-HVDC 系统在旋转坐标系下的整流器动态数学模型以及包含 LC 滤波器的逆变器动态数学模型,采用逆系统方法和变结构控制理论相结合的控制策略,实现了整流侧跟踪指令无功和保持直流电压稳定,逆变侧向无源网络供电的三相交流电压稳定的控制目标。

参考文献:

- [1] REED G, PAPE R, TAKEDA M. Advantages of Voltage Sourced Converter (VSC) based design concepts for FACTS and HVDC-link applications[C]//Pro IEEE Power Eng Soc General Meeting. Toronto, Canada; [s.n.], 2003: 1816-1821.
- [2] 赵成勇, 马国鹏, 李广凯. 向无源网络供电的 VSC-HVDC 调节特性研究[J]. 华北电力大学学报, 2008, 35(6): 39-43.
ZHAO Chengyong, MA Guopeng, LI Guangkai. Research on characteristics of regulation of VSC-HVDC supplying power to passive network[J]. Journal of North China Electric Power University, 2008, 35(6): 39-43.
- [3] ZHANG Guibin, XU Zheng, LIU Hongtao. Supply passive networks with VSC-HVDC[C]//IEEE Power Engineering Society Summer Meeting. Vancouver, BC, Canada; [s.n.], 2001: 332-336.
- [4] DU C, BELLON M H J, AGNEHOLM E, et al. A new control strategy of a VSC-HVDC system for high-quality supply of industrial plants[J]. IEEE Trans on Power Delivery, 2007, 22(4): 2386-2394.
- [5] 陈海荣, 徐政. 向无源网络供电的 VSC-HVDC 系统的控制器设计[J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(23): 42-47.
CHEN Hairong, XU Zheng. Control design for VSC-HVDC supplying passive network[J]. Proceedings of the CSEE, 2006,

- 26(23):42-47.
- [6] LIU Zhongqi, SHAO Wenjun, SONG Qiang, et al. A novel non-linear decoupled controller for VSC-HVDC system[C]//Power and Energy Engineering Conference. Wuhan, China; [s.n.], 2009:1-5.
- [7] 邹超, 王奔, 李泰. 向无源网络供电的VSC-HVDC系统控制策略[J]. 电网技术, 2009, 33(2):84-88.
ZOU Chao, WANG Ben, LI Tai. Control strategy of VSC-HVDC system supplying passive networks[J]. Power System Technology, 2009, 33(2):84-88.
- [8] STEINKE J K. Use of an LC filter to achieve a motor-friendly performance of the PWM voltage source inverter[J]. IEEE Trans on Energy Conversion, 1999, 14(3):649-654.
- [9] SAPIN A, STEIMER P K, SIMOND J J. Modeling, simulation, and test of a three-level voltage-source inverter with output LC filter and direct torque control[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2007, 43(2):469-475.
- [10] MARI K, KAZUFUMI H, YOSHITAKA K, et al. Novel vector control system using deadbeat-controlled PWM inverter with output LC filter[J]. IEEE Trans on Industry Applications, 2004, 40(1):162-169.
- [11] KWANG S K, BYUNG K K, CHANG H C. A novel control algorithm of a three-phase PWM inverter with output LC filter [C]//IEEE Conference on Power Electronics and Applications. Aalborg, Denmark; [s.n.], 2007:1-6.
- [12] VLADIMIR B, VIKRAM K. A new mathematical model and control of a three-phase AC-DC voltage source converter[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 1997, 12(1):116-123.
- [13] 尹明, 李庚银, 牛同义, 等. VSC-HVDC连续时间状态空间模型及其控制策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(18):34-39.
YIN Ming, LI Gengyin, NIU Tongyi, et al. Continuous-time state-space model of VSC-HVDC and its control strategy[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(18):34-39.
- [14] LIU Liming, ZHU Pengcheng, CHEN Jian. Power flow control performance analysis of a unified power-flow controller in a novel control scheme[J]. IEEE Transaction on Power Delivery, 2007, 22(3):1613-1619.
- [15] 宋强, 刘文华, 严干贵, 等. 大容量PWM电压源逆变器的LC滤波器设计[J]. 清华大学学报, 2003, 43(3):345-348.
SONG Qiang, LIU Wenhua, YAN Gangui, et al. LC filter design for high-power PWM voltage source inverter[J]. Journal of Tsinghua University, 2003, 43(3):345-348.
- [16] 戴先中. 多变量非线性系统的神经网络逆控制方法[M]. 北京: 科学出版社, 2005:29-52.
- [17] 李春文, 冯元琨. 多变量非线性控制的逆系统方法[M]. 北京: 清华大学出版社, 1991:69-94.
- [18] 高为炳. 变结构控制的理论及设计方法[M]. 北京: 科学出版社, 1996:36-37.
- [19] 童克文, 张兴, 张昱. 基于新型趋近律的永磁同步电动机滑模变结构控制[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(21):102-106.
DONG Kewen, ZHANG Xing, ZHANG Yu, et al. Sliding mode variable structure control of permanent magnet synchronous machine based on a novel reaching law[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(21):102-106.

(编辑: 李育燕)

作者简介:

黄崇鑫(1983-), 男, 广西桂林人, 博士研究生, 研究方向为电力系统控制(E-mail: huangchongxin128@126.com);

张凯锋(1977-), 男, 江苏宿迁人, 副研究员, 研究方向为电力系统控制;

戴先中(1954-), 男, 江苏昆山人, 教授, 博士研究生导师, 研究方向为非线性控制、电力系统控制;

张冠虎(1985-), 男, 江苏盐城人, 硕士研究生, 研究方向为电力系统分析与控制。

Control strategy for VSC-HVDC system with LC low-pass filter

HUANG Chongxin, ZHANG Kaifeng, DAI Xianzhong, ZHANG Guanhu
(Key Laboratory of Measurement and Control of CSE, School of Automation,
Southeast University, Nanjing 210096, China)

Abstract: In order to improve the quality of power fed by VSC-HVDC(High Voltage Direct Current transmission based on Voltage Source Converter) system to passive network, a LC low-pass filter is employed to eliminate the high-order voltage harmonics generated by the inverter. The strong coupling and nonlinearity of VSC-HVDC system with the LC filter in the synchronous rotating frame brings difficulty to the design of its controller. The inverse system method is adopted to convert it into a pseudo linear and decoupled system and the variable structure control is used to design its close-loop controllers, which lowers the design difficulty and improves the dynamic performance of VSC-HVDC control system. Simulation is carried out with PSCAD/EMTDC and the simulative results indicate that, the LC low-pass filter eliminates the high-order voltage harmonics effectively and the VSC-HVDC system with the proposed control strategy achieves excellent control performance.

Key words: VSC-HVDC; LC low-pass filter; inverse system method; variable structure control