MMC-HVDC 的二阶线性自抗扰控制策略

张 芳1.张光耀1.李传栋2

(1. 天津大学 智能电网教育部重点实验室,天津 300072;

2. 国网福建省电力有限公司电力科学研究院,福建 福州 350007)

摘要:基于模块化多电平换流器的高压直流输电(MMC-HVDC)技术已得到广泛运用,但传统基于 dq 同步旋 转坐标系的双闭环 PI 控制中电流内环需要依赖系统数学模型进行前馈解耦补偿,并且一阶非线性自抗扰控制 器设计参数过多、整定困难。针对上述问题,提出了 MMC-HVDC 的二阶线性自抗扰控制策略。设计了 MMC-HVDC 的双闭环二阶线性自抗扰控制器,实现了有功和无功功率的完全解耦控制,所设计控制器还具有响应 速度快、抗扰能力强以及不依赖被控对象数学模型等优点;为了降低桥臂子模块的开关次数,改进了子模块电 容电压平衡控制算法;在 PSCAD/EMTDC 中搭建了 21 电平 MMC-HVDC 的电磁暂态仿真模型,通过仿真验证 了所设计控制器具有良好的控制性能和电容电压平衡控制算法的有效性。

关键词: MMC-HVDC; 高压直流输电; 线性自抗扰控制器; 电容电压平衡控制算法

中图分类号: TM 721.1; TM 46 文献标识码: A DOI: 10.16081/j.issn.1006-6047.2017.11.015

0 引言

2001年,德国慕尼黑联邦国防军大学的 R. Marquart 和 A. Lesnicar 共同提出了模块化多电平换 流器 MMC(Modular Multilevel Converter)的拓扑结 构,解决了电压源型变流器 VSC(Voltage Source Converter)结构中 IGBT 器件直接串联所带来的静 态、动态均压问题,且其系统输出波形平滑、谐波含 量少、开关损耗低,在工程中应用广泛^[1-2]。而 MMC 之所以具备上述优点,很大程度上得益于其可大规 模级联的拓扑结构。因此,如何选择合适的控制策 略以及保证各子模块间电容电压的平衡成为维持 MMC 安全稳定运行亟待解决的问题。

目前,基于模块化多电平换流器的高压直流输 电(MMC-HVDC)系统的控制策略可分为3类:第一 类是传统的幅相控制^[3],第二类是基于 dq 同步旋转 坐标系下的比例积分 PI (Proportional Integral) 控 制^[4-5],第三类是比例谐振 PR(Proportion Resonant) 控制[6-7]。文献[3]通过控制换流器交流侧电压的基 波幅值和相位来间接控制交流侧的电流,这种控制 策略简单可靠,但存在交流侧电流动态响应速度慢 的缺点。为了解决系统动态响应速度慢的问题,文献 [4-5]采用 dq 同步旋转坐标系下的 PI 控制,通过控 制 d、q 轴电流分别实现对有功、无功功率的控制,提 高了系统的响应速度,但电流内环控制需要前馈解 耦补偿,降低了控制系统的鲁棒性。文献[6-7]提出 基于两相静止坐标系的 PR 控制,避免了 dq 同步旋 转坐标系中电流内环的交叉耦合项,实现了对正弦信 号的无静差跟踪.但 PR 控制器存在对系统元件参数 精度要求高、在非基频处增益小的问题。 文献 [8]将 PI 控制和 PR 控制相结合,提出一种混合电流矢量控制策略,解决了电网不平衡状态下电流序分量需要分解的问题。

自抗扰控制 ADRC(Active Disturbance Rejection Control)是韩京清教授提出的一种控制策略,该 策略吸收了现代控制论的成果,继承并发扬了 PID 思想的精髓,通过扩张状态观测器将内部和外部扰 动都归结为总扰动,并进行实时估计和补偿,具有响 应速度快、控制精度高、鲁棒性强以及不依赖受控对 象数学模型的优点^{19]}。文献[10-12]将一阶非线性自抗 扰控制引入电压源型高压直流输电(VSC-HVDC)系 统控制中,验证了自抗扰控制器的优越性能。文献 [10]中送端系统外环采用最优控制函数,内环采用 一阶自抗扰控制器,受端系统外环采用一阶自抗扰 控制器,内环采用最优控制函数;文献[11]中系统外 环采用 PI 控制器,内环采用一阶自抗扰控制器;文 献[12]中系统外环采用一阶自抗扰控制器,内环采用 离散控制器。但文献[10-12]中采用的一阶自抗扰控 制器设计参数过多,整定困难,并且实际柔性直流输 电系统多为高阶非线性强耦合的系统,采用一阶控 制器有失一般性。为了解决这些问题,本文基于线性 自抗扰控制理论,设计了 MMC-HVDC 的双闭环二阶 线性自抗扰控制器 LADRC(Linear Active Disturbance Rejection Controller);为了降低子模块的开关次数, 改进了电容电压平衡控制算法:通过仿真验证了所 设计控制器和电容电压平衡控制算法的有效性。

1 MMC-HVDC 的拓扑结构和数学模型

1.1 MMC 的拓扑结构

MMC 的拓扑结构如图 1 所示。其采用三相六桥 臂结构,每个桥臂由 n 个子模块(SM)和 1 个桥臂电

收稿日期:2016-12-12;修回日期:2017-09-13



Fig.1 Topological structure of MMC

抗器 L 串联而成;每个子模块由 1 个 IGBT 半桥和 1 个直流储能电容构成。图中, u_{SM} 为子模块的端口 输出电压; i_{SM} 为该子模块所在桥臂上流过的电流。

1.2 MMC-HVDC 的数学模型

为了方便地应用控制策略,现将 MMC 的拓扑结构进行简化,简化后等效电路如图 2 所示,与传统 VSC 的拓扑类似。图中, u_{si} , $i_{si}(i=a,b,c;后同)分别为 并网连接点(PCC)电压、电流,功率参考方向如图中 所示; R 为联结变压器和相电抗器的等效电阻;<math>L_{eq} = L_0 + L/2, L_0$ 为联结变压器和相电抗器的等效电感, L 为 MMC 换流器的桥臂电感; u_{ci} 为换流器输出的等效电压; $u_{ik}(k=1,2;后同)$ 为三相上下桥臂 n 个子模 块上的电压; i_{ik} 为三相上下桥臂上流过的电流; U_{dcx} I_{dc} 分别为直流侧电压、电流。



图 2 MMC-HVDC 简化等效电路 Fig.2 Simplified equivalent circuit of MMC-HVDC

以 a 相为例,由图 2 可得 MMC 的数学模型为:

$$L_{\rm eq} \frac{\mathrm{d}i_{\rm sa}}{\mathrm{d}t} + Ri_{\rm sa} = u_{\rm sa} - u_{\rm ca} \tag{1}$$

其中,*u*_{ca}=(*u*_{a2}-*u*_{a1})/2。为了维持直流电压的稳定,必须保证每个相单元投入相同的子模块个数。通过改

变上、下桥臂 n 个子模块上的电压可以控制换流器输 出的电压,进而控制和交流系统交换的有功和无功 功率。

将式(1)转换到 dq 坐标系下可得:

$$\begin{cases} L_{eq} \frac{\mathrm{d}\,i_{sd}}{\mathrm{d}\,t} = u_{sd} - u_{cd} + \omega L_{eq} i_{sq} - R i_{sd} \\ L_{eq} \frac{\mathrm{d}\,i_{sq}}{\mathrm{d}\,t} = u_{sq} - u_{cq} - \omega L_{eq} i_{sd} - R i_{sq} \end{cases}$$
(2)

其中, i_{sd} 、 i_{sq} 分别为电网电流的 $d_{\chi}q$ 轴分量; u_{sd} 、 u_{sq} 分 别为 PCC 电网电压的 $d_{\chi}q$ 轴分量; u_{cd} 、 u_{cq} 分别为换 流器输出等效电压的 $d_{\chi}q$ 轴分量。

2 MMC 的二阶 LADRC 设计

2.1 二阶线性自抗扰控制的基本原理

线性自抗扰控制是高志强教授在文献[13]中首次提出的,其利用带宽整定控制参数,不仅结构简单,容易实现,而且稳定性和控制性能分析都能借助于成熟的经典/现代控制理论,极大地推动了自抗扰控制技术的理论研究与工程应用,目前线性自抗扰控制已成为工程应用的首选^[14]。

本文参考文献[14]中的线性自抗扰控制原理, 采用如图 3 所示的二阶 LADRC,其由三部分组成:线 性跟踪微分器(LTD)、线性扩张状态观测器(LESO)、 线性状态误差反馈(LSEF)。



图 3 二阶 LADRC 示意图

Fig.3 Schematic diagram of second-order LADRC

2.1.1 LTD

LTD 能够合理提取各阶微分信号并根据被控对 象的承受能力安排过渡过程,协调系统输出的快速 性与超调量之间的矛盾。其数学表达式如下:

$$\frac{\mathrm{d}v_1}{\mathrm{d}t} = v_2 \tag{3}$$

$$\frac{\mathrm{d}v_2}{\mathrm{d}t} = -r^2(v_1 - v_1) - 2rv_2$$

其中,v为输入的参考信号; v_1 、 v_2 分别为v的跟踪信号、广义微分信号;r为调整参数。

2.1.2 LESO

LESO 可以将系统未建模的部分和未知的内、外部扰动全部归结为系统的总扰动,并进行实时估计和补偿,使系统线性化为积分器串联结构,简化了控制对象,提升了控制器性能。其数学表达式如式(4) 所示。

$$e_{u}=z_{1}-y$$

$$dz_{1}/dt=z_{2}-m_{1}e_{u}$$

$$dz_{2}/dt=z_{3}-m_{2}e_{u}+bu$$

$$dz_{3}/dt=-m_{3}e_{u}$$
(4)

其中, $m_1=3\omega_0, m_2=3\omega_0^2, m_3=\omega_0^3, \omega_0$ 为观测器的带宽; e_u 为观测器输出信号 z_1 与系统输出信号y的误差信号;b为补偿因子; z_1, z_2, z_3 分别为系统输出信号、输出广义微分信号、系统扰动的估计值。

2.1.3 LSEF

LSEF 利用线性结构抑制系统的误差,提高系统的控制品质。其数学表达式如下:

$$\begin{array}{l} e_1 = v_1 - z_1 \\ e_2 = v_2 - z_2 \\ u_1 = m_4 e_1 + m_5 e_2 \\ u = u_1 - z_3 / b \end{array}$$
(5)

其中, $m_4 = \omega_e^2$, $m_5 = 2\omega_e$, ω_e 为控制器带宽; e_1 为 v_1 与 z_1 的误差信号; e_2 为 v_2 与 z_2 的误差信号; u_1 为未经扩 张观测器动态补偿的控制器输出;u为控制器的输出。

由式(3)—(5)可见,LADRC 的设计参数大幅减 少,仅有 4 个参数:r、b、 ω_0 、 ω_c 。文献[15]从频域的角 度分析了 LADRC 的稳定性和动态特性,并给出控制 参数工程配置的方法。

2.2 MMC 的双闭环二阶 LADRC 设计

当 MMC-HVDC 系统采用基于 dq 同步旋转坐标 系的双闭环 PI 控制时,将外环控制器的输出作为内 环控制器的输入参考值,其控制性能决定着整个系 统的控制品质,而 MMC 结构比较复杂,尤其是当电 平数较高时,其精确的状态方程很难被实现;但双闭 环控制结构具有系统响应速度快,可以实现有功、无 功功率解耦控制的优点,故本文采用了双闭环控制结 构,同时考虑到二阶 LADRC 具有参数易于整定、适用 范围广的优点,设计了 MMC 的双闭环二阶 LADRC。

对于外环功率控制器,可根据式(6)并结合图 3 所示的二阶 LADRC 原理进行设计;对于内环电流 控制器,可结合式(2)进行设计,又因为 LADRC 不依 赖受控系统的精确数学模型,可以不考虑电流内环 的前馈解耦补偿环节。故 MMC-HVDC 系统双闭环 LADRC 结构原理如图 4 所示。

$$\begin{vmatrix} i_{sd} = \frac{2}{3} & \frac{P_{ref}}{u_{sd}} \\ i_{sq} = -\frac{2}{3} & \frac{Q_{ref}}{u_{sd}} \end{vmatrix}$$
(6)

其中, P_{ref}、Q_{ref}分别为系统传输的有功、无功功率的参考值。

3 MMC 的子模块电容电压平衡控制算法

电容电压平衡控制的目标:一是保证各子模块 电压之间的均衡,二是尽可能降低子模块的开关次 数^[16]。文献[17]介绍了传统的子模块电容电压平衡



图 4 MMC-HVDC 双闭环线性自抗扰控制系统 Fig.4 Control system of dual closed-loop LADRC in MMC-HVDC

控制算法。文献[18]在此基础上将平衡控制的重点 关注在电容电压越限的子模块上,通过引入保持因 子使未越限的子模块保持原来的投切状态。文献 [19]引入桥臂电流的符号函数和恒定的电压补偿, 限制了每次投入或切除的子模块个数。文献[20-21] 对桥臂相邻 2 次投入子模块个数进行比较,当子模 块个数增大时,保持已投入子模块数目不变,仅对切 除状态的子模块电压排序,结合桥臂电流方向,投入 相应数目电压高或低的子模块;当子模块个数减少 时,保持未投入子模块数目不变,仅对投入状态的子 模块电压排序,结合桥臂电流方向,切除相应数目电 压高或低的子模块。文献[18-21]都降低了子模块的 开关次数。

本文参考文献[20-21]仅对处于投入(切除)状态的子模块进行操作,并在此基础上引入子模块电容电压偏差率。当电压偏差率满足要求时采用上一次排序结果而无需重新排序,当电压偏差率不满足要求时采用传统排序算法,这样牺牲少量子模块电容电压的均衡,但可以降低子模块的开关次数。

定义子模块电容电压的偏差率为:

$$\Delta u = \frac{u_c - U_c}{U_c} \times 100\% \tag{7}$$

其中, u_c 为子模块电容的实际电压; U_c 为子模块电容的参考电压($U_c = U_{dc}/n$)。实际中为了保证 MMC 正常工作,一般要保证 Δu 不超过 ±5%。

定义当前时刻投入的子模块个数为 N_{on},上一时 刻投入的子模块数为 N_{old},子模块电容电压平衡控制 原理如图 5 所示,图 6 为电容电压平衡算法的具体



图 5 电容电压平衡控制原理图

Fig.5 Control principle diagram of capacitor voltage balance



图 6 电容电压平衡算法框图

Fig.6 Block diagram of capacitor voltage balancing algorithm 内容^[20-21]。

本文的电容电压平衡控制算法首先考虑桥臂相 邻2次投入子模块个数是否改变,其次考虑子模块的 电压偏差率是否越限,最后考虑到子模块的开关频 率较高,当电压偏差率没有越限时可以按照上一次 电压排序结果进行操作,这样就降低了子模块的开 关次数,尤其是在子模块数目较多的情况下效果更 为明显。

4 MMC-HVDC 系统电磁暂态仿真

为验证本文所设计二阶 LADRC 的有效性,基于 PSCAD/EMTDC 仿真软件搭建如图 7 所示的双端 21 电平 MMC-HVDC 系统。

MMC-HVDC 系统参数如下:基准容量为400 MV·A;送、受端交流系统短路容量分别为8500 MV·A、 9000 MV·A;直流电压为±200 kV,直流线路额定有 功功率为400 MW;MMC₁ 侧和 MMC₂ 侧联结变压器 变比分别为525 kV/200 kV和200 kV/525 kV,X_{TI}= X_{T2}=0.15 p.u.;子模块电容 C=3100 μF,桥臂电感L= 0.04 H;直流线路电阻 R_{de} =1.04 Ω,电感 L_{de} =12 mH。 MMC₁ 侧采用定有功功率 P_{s1} 和定无功功率 Q_{s1} 控制,MMC₂ 侧采用定直流电压 U_{de2} 和定无功功率 Q_{s2} 控制。上述控制方式中定 P_{s1} 控制的外环、内环控制器分别为 LADRC₁、LADRC₂,定 Q_{s1} 控制的外环、内环控制器分别为 LADRC₃、LADRC₄;定 U_{de2} 控制的外环、内环控制器分别为 LADRC₅、LADRC₆,定 Q_{s2} 控制的外环、内环控制器分别为 LADRC₅、LADRC₆,定 Q_{s2} 控制的外环、内环控制器分别为 LADRC₇、LADRC₈。

参考文献[13.15]中参数整定方法,本文 MMC-HVDC 系统中 LADRC 参数整定方法如下:首先分别 给 LTD 和 LESO 输入一单位阶跃信号,调整参数使 输出信号能够跟踪输入信号,从而可以确定参数 r $(-般取 20 左右) 和 \omega_0 (-般取 30 左右) 的大小, 它$ 们的改变不会对整个系统的动静态特性产生太大影 响,整定好之后就无需改变:然后结合系统整定另外 2个参数,其中b(一般取1~200)影响系统输出跟踪 输入的能力. ω_{α} (一般取 1~5)影响系统响应的快慢. 交替调节b和 ω_{c} 直到响应满足系统控制要求。整 定后参数设置如下: $r=20, \omega_0=30$;LADRC₁中 b=1, $\omega_{c} = 1$; LADRC₃, LADRC₇ \oplus $b = 10, \omega_{c} = 3$; LADRC₅ \oplus $b = 10, \omega_{c} = 1; \text{LADRC}_{2}, \text{LADRC}_{4}, \text{LADRC}_{6}, \text{LADRC}_{8} \oplus$ $b=200, \omega_c=1$ 。分别采用本文设计的 LADRC 和文献 [12]中的自抗扰控制器以及传统基于 dq 同步旋转 坐标系的 PI 控制器(下文简称 PI 控制器)进行仿真 对比分析。

4.1 有功功率阶跃响应

MMC₂侧直流电压参考值为 1 p.u.,两侧 MMC 传输无功功率均保持在 0。0.5 s 时 MMC₁ 侧有功功率 参考值由 – 1 p.u. 阶跃至 – 0.5 p.u., 1 s 时由 – 0.5 p.u. 阶跃至 1 p.u.。图 8 给出两侧有功(标幺值,后同)、 无功功率(标幺值,后同)及 MMC₂侧直流电压(标幺



图 7 MMC-HVDC 系统示意图 Fig.7 Schematic diagram of MMC-HVDC System



值,后同)的变化曲线。

96

由图 8 可知, MMC₁侧有功功率发生阶跃和潮流 反转,采用二阶 LADRC 时各被控制量追踪其参考值 的波动小、无超调量,且2种自抗扰控制器的响应速 度都比 PI 控制器快,但 LADRC 参数整定更简单; MMC₂侧直流电压能稳定在额定值,同时 MMC₂侧能 根据 MMC₁ 侧有功的变化而相应改变其传输的有功 功率,对两侧无功功率的传输无影响,实现了有功、 无功功率的完全独立控制,验证了本文所设计二阶 LADRC 的有效性。

4.2 无功功率阶跃响应

MMC₁侧有功功率参考值保持在1p.u.1s时传 输无功功率由 0 阶跃至 0.5 p.u.。MMC2 侧直流电压 稳定在1p.u.,1s时无功功率由0阶跃至-0.4 p.u.。 图9给出两侧有功、无功功率的变化曲线。





由图 9 可知.3 种控制器的控制效果基本相同. 两侧 MMC 的无功功率发生阶跃时 .MMC-HVDC 与 交流电网间传输的有功功率能够保持在参考值. 2 种自抗扰控制器的响应速度均比 PI 控制器快,但 二阶 LADRC 的无功功率跟踪效果更好、无超调,进 一步验证了本文采用双闭环 LADRC 控制策略的有 效性。

直流电压阶跃响应 4.3

MMC₁侧有功、无功功率参考值分别保持在1p.u.、 0.75 p.u., MMC₂ 侧无功功率参考值保持在 -0.4 p.u.。 1 s 时 MMC。 侧直流电压参考值由 1 p.u. 阶跃至 1.1 p.u.。图 10 给出两侧有功、无功功率及 MMC2 侧直流 电压的变化曲线。



Fig.10 Responses when DC voltage step changes

由图 10 可知,当直流电压变化在 10%以内时, 3种控制器均能使系统变量保持在参考值,但二 阶 LADRC 的控制效果更好,有功、无功功率响应未 发生波动,体现了其较强的抗干扰能力。

4.4 电容电压平衡控制算法的仿真与分析

在 4.1 节有功功率发生阶跃的工况下,将本文 电容电压平衡控制算法与文献[17]中传统的平衡控 制算法进行仿真比较,结果如图 11 和 12 所示。可以 看出本文算法大幅降低了子模块的开关次数,并且 2种情况下子模块的电压都能维持在其额定值附 近,保证了子模块电容电压间的均衡。



现对 a 相上桥臂 20 个子模块的上侧 Vn 开关次

数进行统计,折算后的单个器件平均开关频率 f_{sw_av} 可以表示为:

$$f_{\rm sw_av} = \frac{n_{\rm sw}}{2n} \tag{8}$$

其中,n_{sw}为单位时间内统计得到的一个桥臂上所有 子模块的上侧 V_{TI} 开关次数总和(开通和关断各算一 次);n 为一个桥臂的子模块总数。本文算法和传统 算法下 MMC 器件的平均开关频率分别为 650 Hz 和 1350 Hz。可以看出,本文算法的平均开关频率约为 传统算法的一半,而开关频率和换流器的开关损耗 成正比,所以开关的损耗也会大幅降低。

5 结论

a. 本文针对传统双闭环 PI 控制器电流内环需 要依赖系统数学模型进行前馈解耦补偿以及非线性 自抗扰控制器参数过多、整定困难的问题,设计了 MMC-HVDC 的双闭环二阶 LADRC。该控制器不仅 实现了有功和无功的完全解耦控制,而且还具有响 应速度快、无超调量、抗干扰能力强、不依赖控制对 象数学模型的优点。

b. 本文所提子模块电容电压平衡控制算法,通 过引入子模块电容电压偏差率,进一步降低了子模 块的开关次数,减少了开关损耗,提高了系统运行的 经济性。

参考文献:

- [1] 汤广福,贺之湖,庞辉. 柔性直流输电工程技术研究、应用及发展
 [J]. 电力系统自动化,2013,37(15):3-14.
 TANG Guangfu,HE Zhiyuan,PANG Hui. Research,application and development of VSC-HVDC engineering technology[J]. Automation of Electric Power Systems,2013,37(15):3-14.
- [2] 韦延方,卫志农,孙国强,等. 一种新型的高压直流输电技术—— MMC-HVDC[J]. 电力自动化设备,2012,32(7):1-9.
 WEI Yanfang,WEI Zhinong,SUN Guoqiang, et al. New HVDC power transmission technology:MMC-HVDC[J]. Electric Power

Automation Equipment, 2012, 32(7):1-9.

- [3] GNANARATHNA U N, GOLE A M, JAYASINGHE R P. Efficient modeling of Modular Multilevel HVDC Converters (MMC) on electromagnetic transient simulation programs [J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2011, 26(1):316-324.
- [4] 管敏渊,徐政. 模块化多电平换流器直流输电的建模与控制[J].
 电力系统自动化,2010,34(19):64-68.
 GUAN Minyuan,XU Zheng. Modeling and control of modular multilevel converter in HVDC transmission[J]. Automation of Electric Power Systems,2010,34(19):64-68.
- [5] ABILDGAARD E N, MOLINAS M. Modelling and control of the Modular Multilevel Converter(MMC)[J]. Energy Procedia, 2012, 20:227-236.
- [6] 张建坡,赵成勇,敬华兵.比例谐振控制器在 MMC-HVDC 控制中的仿真研究[J].中国电机工程学报,2013,33(21):53-62.
 ZHANG Jianpo,ZHAO Chenyong,JING Huabing. Simulating research of proportional resonant controllers in MMC-HVDC [J].

Proceedings of the CSEE, 2013, 33(21): 53-62.

- [7] NGOC T Q,JI H K,DONG W K,et al. An application of proportional resonant controllers in MMC-HVDC system under unbalanced voltage conditions [J]. IEEE Transactions on Power Electronics,2014,9(5):1746-1752.
- [8] 张建坡,田新成,尹秀艳. 模块化多电平换流器直流输电控制策略[J]. 电力自动化设备,2015,35(11):103-108.
 ZHANG Jianpo,TIAN Xincheng,YIN Xiuyan. Control strategy of MMC-HVDC[J]. Electric Power Automation Equipment,2015,35 (11):103-108.
- [9] 韩京清. 自抗扰控制技术——估计补偿不确定因素的控制技术 [M]. 北京:国防工业出版社,2008:243-262.
- [10] 范彬,王奔,李新宇. 基于自抗扰控制技术的 VSC-HVDC 系统 控制器设计[J]. 电力自动化设备,2013,33(5):65-69.
 FAN Bin,WANG Ben,LI Xinyu. Design of ADRC-based controller for VSC-HVDC system[J]. Electric Power Automation Equipment,2013,33(5):65-69.
- [11] 贺兴宇,韩东,张吉,等. 基于自抗扰控制的 VSC-HVDC 控制器 设计[J]. 电测与仪表,2014,51(8);86-90.
 HE Xingyu,HAN Dong,ZHANG Ji,et al. Controller design for VSC-HVDC based on active disturbance rejection control [J]. Electrical Measurement & Instrumentation,2014,51(8);86-90.
- [12] 刘炜,王朝亮,赵成勇,等. 基于自抗扰控制原理的 MMC-HVDC 控制策略[J]. 电力自动化设备,2015,35(9):87-92.
 LIU Wei,WANG Chaoliang,ZHAO Chenyong, et al. ADRCbased controller for MMC-HVDC[J]. Electric Power Automation Equipment,2015,35(9):87-92.
- [13] GAO Z Q. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning[C]//Proceedings of the 2003 American Control Conference. Denver, USA: IEEE, 2003:4989-4996.
- [14] 李杰,齐晓慧,夏元清,等. 线性/非线性自抗扰切换控制方法研究[J]. 自动化学报,2016,42(2):202-212.
 LI Jie,QI Xiaohui,XIA Yuanqing,et al. On linear/nonlinear active disturbance rejection switching control [J]. Acta Automatica Sinica,2016,42(2):202-212.
- [15] 袁东,马晓军,曾庆含,等.二阶系统线性自抗扰控制器频带特 性与参数配置[J].研究控制理论与应用,2013,30(12):1630-1640.

YUAN Dong, MA Xiaojun, ZENG Qinghan, et al. Research on frequency-band characteristics and parameters configuration of linear active disturbance rejection control for second-order systems[J]. Control Theory & Applications, 2013, 30(12):1630-1640.

- [16] 喻锋,王西田. 基于冒泡原理的模块化多电平换流器快速电压 均衡控制策略[J]. 电力自动化设备,2015,35(9):81-86.
 YU Feng,WANG Xitian. Fast voltage balancing control based on bubbling principle for modular multilevel converter [J]. Electric Power Automation Equipment,2015,35(9):81-86.
- [17] 赵成勇. 柔性直流输电建模和仿真技术[M]. 北京:中国电力 出版社,2014:89-91.
- [18] 管敏渊,徐政. MMC型 VSC-HVDC 系统电容电压的优化平衡 控制[J]. 中国电机工程学报,2011,31(12):9-14.
 GUAN Minyuan,XU Zheng. Optimized capacitor voltage balancing control for modular multilevel converter based VSC-HVDC system[J]. Proceedings of the CSEE,2011,31(12):9-14.
- [19] DARUS R, POU J, KONSTANTINOU G. A modified voltage balancing algorithm for the modular multilevel converter; evalua-

tion for staircase and phase-disposition PWM[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(8):4119-4127.

- [20] TU Q,XU Z,XU L. Reduced switching-frequency modulation and circulating current suppression for modular multilevel converters[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2011, 26(3): 2009-2017.
- [21] 唐庚,徐政,薛英林,等. 模块化多电平换流器的多端柔性直流 输电控制系统设计[J]. 高电压技术,2013,39(11):2273-2282.
 TANG Geng,XU Zheng,XUE Yinglin, et al. Control design of multi-terminal HVDC based on modular multilevel converter
 [J]. High Voltage Engineering,2013,39(11):2273-2282.

作者简介:



张 芳(1972—),女,内蒙古呼和浩特人,副研究员,博士,研究方向为柔性高 压直流输电及灵活交流输电系统控制方法 (E-mail;zhangfang@tju.edu.cn);

张光耀(1992—),男,山东菏泽人,硕士 研究生,主要研究方向为基于 MMC 的柔性 直流输电系统控制策略;

李传栋(1979—),男,福建安溪人,高级 工程师.博士.主要研究方向为电力系统稳定分析及规划。

Second-order linear active disturbance rejection control strategy of MMC-HVDC

ZHANG Fang¹, ZHANG Guangyao¹, LI Chuandong²

(1. Key Laboratory of Smart Grid of Ministry of Education, Tianjin University, Tianjin 300072, China;

2. State Grid Electric Power Research Institute of Fujian Provincial Power Co., Ltd., Fuzhou 350007, China)

Abstract: The technology of MMC-HVDC (Modular Multilevel Converter based High Voltage Direct Current) has been widely applied. However, the current inner-loop, which is based on traditional *dq* synchronous rotating coordinate system in the dual closed-loop PI control system, relys on the systematic mathematical model for the feed-forward decoupling compensation. Moreover, the first-order nonlinear active disturbance rejection controller has a considerable number of design parameters to tune. In these regards, the second-order linear active disturbance rejection control strategy of MMC-HVDC is proposed. The dual closed-loop secondorder linear active disturbance rejection controller of MMC-HVDC is designed to achieve the complete decoupling control of active and reactive power. Besides, the designed controller has fast response speed, strong anti-disturbance ability, and independence of controlled object mathematical model. Then, an improved capacitor voltage balancing control algorithm is proposed to reduce the switching frequency of bridge submodule. The electromagnetic transient model of 21-level MMC-HVDC is built in PSCAD/EMTDC, and simulative results verify that the proposed controller has good control performance and the capacitor voltage balancing control algorithm is effective.

Key words: MMC-HVDC; HVDC power transmission; linear active disturbance rejection controller; capacitor voltage balancing control algorithm

(上接第 91 页 continued from page 91)

Load frequency control of power system based on cloud neural network adaptive inverse system

WU Zhongqiang, ZHANG Wei, LI Feng, DU Chunqi

(Key Laboratory of Industrial Computer Control Engineering of Hebei Province, College of Electrical Engineering,

Yanshan University, Qinhuangdao 066004, China)

Abstract: The system frequency will fluctuate sharply after the area interconnected power system suffered from wind power and load disturbance, for which, a load frequency control method for multi-area interconnected power system is proposed based on the cloud neural network adaptive inverse control system. The active power output characteristics of a single area power system is analyzed, based on which, the load frequency control model of interconnected power system considering multi-area active power output is built. The contradiction between system response and disturbance restrain is effectively solved by the adaptive inverse control. The cloud model is introduced into the adaptive inverse control system to construct the cloud neural network identifier. The identification ability of neural network is further improved by the advantages of cloud model in dealing with uncertainties such as fuzziness and randomness. Simulative results show that the proposed cloud neural network adaptive inverse control system can not only obtain good dynamic response, but also minimize the disturbance caused by wind power and load.

Key words: interconnected power system; neural network; cloud model; adaptive inverse control; load frequency control

98