

基于改进型自抗扰控制器的 NPC 三电平逆变器中点平衡策略

姜康宁¹, 易灵芝¹, 胡炎申^{1,2}

(1. 多能协同控制技术湖南省工程研究中心, 湘潭大学, 湖南 湘潭 411105;
2. 深圳茂硕电气有限公司, 广东 深圳 518000)

摘要: 针对中点钳位型三电平逆变器所固有的中点电位波动问题, 建立直流侧中点电位的波动模型, 提出一种基于分数阶自抗扰控制器(FOC-ADRC)的中点电压平衡策略。避免了传统 ADRC 的非线性误差反馈率(NLSEF)需要凭经验试凑三个没有明确物理意义的参数难题, 便于应用到三电平逆变器的中点电位进行电压实时补偿。原理样机实验表明该方法具有较强的中点电压平衡性能, 可以快速估测并抑制中点电压波动, 同时减小输出电压电流的谐波。

关键词: NPC 三电平逆变器; 中点电压平衡; 分数阶控制器; 自抗扰控制器

DOI: 10.12067/ATEEE1811005 **文章编号:** 1003-3076(2019)12-0028-06 **中图分类号:** TM464

1 引言

中点钳位型(Neutral Point Clamped, NPC)三电平逆变器具备高功率密度、低谐波和低成本等的优点, 广泛应用于中高功率逆变领域^[1,2]。但由于直流侧母线电压采用两个电容分压, 且正常运行中点必定有电流出入, 引起逆变器中点电压不平衡, 会导致输出波形畸化和开关过压等安全性问题。

NPC 逆变器直流侧中点电位平衡, 一直是多电平逆变领域专家学者的研究重点, 并提出了诸多平衡控制方法。文献[3,4]通过基于虚拟空间矢量的调制方式实现对中点电位的全范围控制, 但无法消除因近似累计效应处理导致的中点电位轻微振荡。文献[5]提出通过调节 NPC 三电平逆变器空间矢量脉冲宽度调制来抵消中矢量, 易于计算控制, 但会增加输出波形的谐波, 难以满足并网需求。

由中科院韩京清学者提出的自抗扰控制(Active Disturbance Rejection Control, ADRC)理论^[6], 继承了经典 PID 控制不依赖于系统模型精度的优点, 克服了无法解决超调性、不确定性和系统强耦合性等经典 PID 控制固有缺点, 在电机系统以及装备制造等领域^[7,8]引起了广泛关注和研究。文献[9]

在光伏逆变器中应用自抗扰技术进行直接功率控制, 实现对系统输出功率和网测电流质量的控制, 但其过于依赖精确的逆变器模型, 且非线性状态误差反馈率(Nonlinear State Error Feedback, NLSEF)有三个关键参数需凭经验整定。

本文基于自抗扰技术提出一种直接补偿中点电压的控制方法, 首先通过建立直流母线电压状态空间模型, 推导了分数阶控制环节的表达式, 采用分数阶控制器取代了传统 ADRC 的 NLSEF, 避免了必须凭经验整定三个参数的难题。在此基础上, 将中点电位波动视为可以通过优化电压外环控制来抑制的系统扰动, 建立基于电压外环的分数阶自抗扰控制器(Fractional Order Controller-Active Disturbance Rejection Controller, FOC-ADRC)的中点平衡策略。最后, 设计了更接近中高功率工程应用的 T 型三电平三相逆变器的 60kW 原理样机, 实验证明了本文所提中点平衡控制方法的有效性。

2 数学模型分析

T 型 NPC 三电平逆变器拓扑如图 1 所示, 其中 U_N 为中点电位的波动, 即分压电容电压之差, 取决于流入和流出中点电位的中点电流 i_o 。直流侧分压

收稿日期: 2018-11-05
基金项目: 国家自然科学基金项目(61572417)、湖南省教育厅项目(15C327)
作者简介: 姜康宁(1994-), 男, 湖南籍, 硕士研究生, 研究方向为光伏并网发电;
易灵芝(1966-), 女, 湖南籍, 教授, 博士, 研究方向为交流调速、电力电子装置与新能源发电等。

电容 $C_1=C_2=C$,可以得到中点电位 U_N 的表达式:

$$U_N(t) = \Delta U_o + \frac{1}{C} \int_0^t i_o(t) dt \quad (1)$$

式中, ΔU_o 为初始时刻分压电容电压之差,通常 ΔU_o 可以忽略。

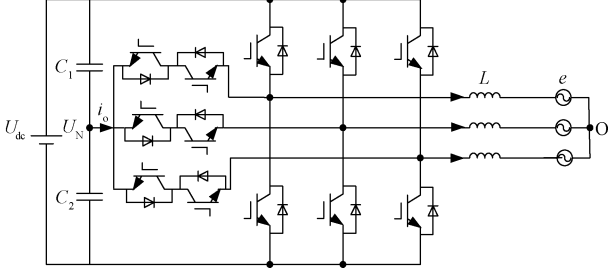


图1 T型NPC三电平逆变器拓扑

Fig.1 T-type NPC three-level inverter topology

建立T型三电平逆变器直流侧等效模型如图2所示。

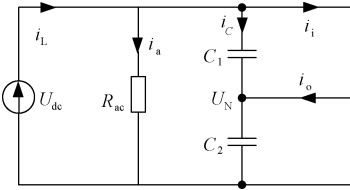


图2 T型三电平逆变器直流侧等效模型

Fig.2 DC side model of T-type three-level inverter

图2根据基尔霍夫电流定律可列出KCL方程:

$$\begin{cases} i_L = i_a + i_c + i_i \\ i_c = C[d(u_{dc}/2 - U_N)/dt] \\ i_a = u_{dc}/R_{ac} \end{cases} \quad (2)$$

由式(1)、式(2)可得:

$$\frac{du_{dc}}{dt} = -\frac{2}{R_{ac}C}u_{dc} + \frac{2}{C}i_s - \frac{2}{C}i_i + \frac{1}{C}i_o \quad (3)$$

式中, u_{dc} 和 i_L 分别为母线电压和电流; i_i 为NPC逆变器的输入电流; R_{ac} 为 C_1 、 C_2 、逆变器损耗和线路损耗的等效电阻之和。由式(3)中变量关系,使:

$$\begin{cases} x = u_{dc} \\ b = 2/C \\ w = i_o/C \\ u = -i_i \\ f_m = \frac{2}{C}i_s - \frac{2}{R_{ac}C}u_{dc} \end{cases} \quad (4)$$

可以列出ADRC控制系统的状态方程:

$$\begin{cases} \dot{x} = f_m + bu + w \\ y = x \end{cases} \quad (5)$$

式中, f_m 为 u_{dc} 的动态模型; x 为状态变量; w 为中点电位波动,在FOC-ADRC中视作扰动量; u 为控制量。

3 FOC-ADRC的设计

传统ADRC的主要部分包括跟踪微分器(Tracking Differentiator, TD),扩张状态观测器(Extended State Observer, ESO),非线性状态误差反馈率,其中过渡过程TD给出合理的控制信号,解决响应速度与超调性之间的矛盾。ESO是自抗扰控制器的核心控制部分,能够实时估算和补偿系统扰动。NLSEF能使被控对象的误差以指数的形式减小。

TD中采用最速控制综合函数 $fhan(x_1-x, x_2, r, h)$, NLSEF虽然也采用最速控制综合函数 $fhan$,但函数形式为 $fhan(x_1, c_0x_2, r, h_1)$ 。 c_0 、 h_1 以及扰动补偿因子 b 为三个可调参数, $1/h_1$ 、 c_0 和 b 相当于传统PID的比例增益、微分增益和积分增益,但这三个参数的整定需要依赖于经验试凑,常影响到实际应用。

大量学者将分数阶微积分学引入自动控制领域,以期提高控制系统性能^[10]。其中分数阶控制器(Fractional Order Controller, FOC)需要整定的参数少于其他分数阶控制器,并且在提高系统的动态性能和鲁棒性等方面优于线性PID控制器。因此,本文选择FOC代替NLSEF,与TD、ESO一起组成分数阶自抗扰控制器FOC-ADRC。要实现FOC需要求得其分数阶微分方程,本文通过伯德理想传递函数和电压外环传递函数推导出FOC表达式;通过递归法对分数阶算子 s^γ 进行离散化,求得其近似解。

伯德理想传递函数可以表示为:

$$L(s) = \left(\frac{\omega_{gc}}{s}\right)^\gamma \quad \gamma \in R \quad (6)$$

式中, ω_{gc} 为满足曲线 $|G(j\omega_{gc})| = 1$ 的截止频率点; γ 表示该曲线的斜率,该系统特性如下:

$$\begin{cases} \varphi_m = \pi - \pi\gamma/2 \\ G_m = \infty \end{cases} \quad (7)$$

式中, φ_m 和 G_m 分别为最大相位裕度和最大增益裕度。在dq旋转坐标系下, NPC三相逆变器简化的电压控制图如图3所示。

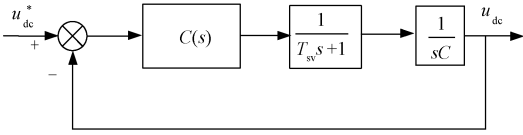


图3 电压外环控制框图

Fig.3 Voltage loop control block diagram

由图3可知受控对象即电压外环的表达式:

$$P(s) = \frac{1}{CT_{sv}s^2 + Cs} \quad (8)$$

式中,由式(6)和式(7)可以确定伯德理想传递函数 \$L(s)\$,并结合式(8)可以得到 FOC 的表达式:

$$C(s) = \frac{L(s)}{P(s)} = \frac{\omega_{gc}^\gamma (CT_{sv}s^2 + Cs)}{s^\gamma} \quad \gamma \in R \quad (9)$$

出于工程应用考虑,分数阶控制算法需采用塔斯汀递归近似法对分数阶算子 \$s^\gamma\$ 进行离散化求解^[11]。\$s^\gamma\$ 的离散化可以用函数 \$s=w(z^{-1})\$ 表示,假定 \$\gamma \in [-1,1]\$,可以推导出递归公式:

$$s^\gamma = \left(\frac{2}{h} \frac{1-z^{-1}}{1+z^{-1}} \right)^\gamma = \left(\frac{2}{h} \right)^\gamma \lim_{n \rightarrow \infty} \frac{A_n(z^{-1}, \gamma)}{A_n(z^{-1}, -\gamma)} \quad (10)$$

式中, \$h\$ 为采样周期; \$n\$ 的阶次决定分数阶控制器的准确性和复杂度, \$n=0\$ 时,初值 \$A_0(z^{-1}, \gamma) = 1\$, 得出:

$$A_n(z^{-1}, \gamma) = \begin{cases} A_{n-1}(z^{-1}, \gamma) - \frac{\gamma}{n} z^n A_{n-1}(z, \gamma) & n \text{ 取奇数} \\ A_{n-1}(z^{-1}, \gamma) & n \text{ 取偶数} \end{cases} \quad (11)$$

由式(11)可以得到 \$A_0(z^{-1}, \gamma)\$ 的取值见表1,为兼顾分数阶控制器的准确性和复杂度, \$n\$ 值取3,所对应关于变量 \$z^{-1}\$ 的 \$A_3\$ 的表达式为:

$$A_3(z^{-1}, \gamma) = -\frac{1}{3} \gamma z^{-3} (1-z) - \gamma z^{-1} + 1 \quad (12)$$

表1 \$A_0(z^{-1}, \gamma)\$ 的取值表

Tab.1 Value of \$A_0(z^{-1}, \gamma)\$

| \$n\$ | \$A_0(z^{-1}, \gamma)\$ |
|-------|---|
| 0 | 1 |
| 1 | \$-\gamma z^{-1} + 1\$ |
| 3 | \$-(1/3)\gamma z^{-3} + (1/3)\gamma^2 z^{-2} - \gamma z^{-1} + 1\$ |
| 5 | \$-(\gamma/5)z^{-5} + (\gamma^2/5)z^{-4} - (\gamma/3 + \gamma^3/15)z^{-3} + (2/5)\gamma^2 z^{-2} - \gamma z^{-1} + 1\$ |
| 7 | \$-(\gamma/7)z^{-7} + (\gamma^2/7)z^{-6} - (\gamma/5 + 2\gamma^3/35)z^{-5} + (26\gamma^2/105 + \gamma^4/105)z^{-4} - (\gamma/3 + 2\gamma^3/21)z^{-3} + (3/7)\gamma^2 z^{-2} - \gamma z^{-1} + 1\$ |
| ... | ... |

TD 过渡过程采用最速控制综合函数,记为 \$fhan(x_1-x, x_2, r, h)\$,其表达式如下所示:

$$\begin{cases} d = rh \\ d_0 = hd \\ y = x_1 - x + hx_2 \\ a_1 = \sqrt{d^2 + 8r|y|} \\ a = \begin{cases} x_2 + \frac{a_1 - d}{2} \text{sign}(y) & |y| > d_0 \\ x_2 + \frac{y}{h} & |y| \leq d_0 \end{cases} \\ fhan = - \begin{cases} r \text{sign}(a) & |a| > d \\ r \frac{a}{d} & |a| \leq d \end{cases} \end{cases} \quad (13)$$

离散系统中的状态方程为:

$$\begin{cases} x_1(k) = x_1(k) + hx_2(k) \\ x_2(k) = x_2(k) + hu(k) \end{cases} \quad (14)$$

式中, \$h\$ 为积分采样周期, \$h\$ 值越大,过滤噪音干扰能力越好; \$r\$ 为跟踪速度因子, \$r\$ 越大,决定跟踪速度越快。为兼顾追踪速度和滤噪能力,取 \$h = 0.00005\$。\$u(k) \in [-r, r]\$,令控制量 \$u(k)\$ 等于 \$fhan(x_1-x, x_2, r, h)\$,可以使 \$x_1\$ 趋近于 \$u_{dc}\$;若取 \$fhan(x_1, x_2, r, h)\$,则 \$x_1\$ 会收敛到零。

设计二阶扩张观测器 ESO 及时估测中点电位波动,如下所示:

$$\begin{cases} e(k) = z_1(k) - u_{dc} \\ z_1(k+1) = z_1(k) + h[z_2(k) + bu - \beta_1 e] \\ z_2(k+1) = z_2(k) + h(-\beta_2 fal) \end{cases} \quad (15)$$

式中, \$z_1(k)\$ 为输入的观测量; \$z_2(k)\$ 为中点电位扰动 \$w\$ 的观测量; \$\beta_1\$ 和 \$\beta_2\$ 为二阶 ESO 的参数; \$fal(e, \gamma, h)\$ 为非线性幂次函数,其表达式如下:

$$fal(e, \gamma, h) = \begin{cases} |e|^\gamma \text{sign}(e) & |e| > h \\ \frac{e}{h^{1-\gamma}} & |e| \leq h \end{cases} \quad (16)$$

可以根据菲波纳奇数列与 ESO 参数的关系确定 \$\beta_1\$ 和 \$\beta_2\$^[12]:

$$\begin{cases} f_0 = 1, f_1 = 1, \dots, f_{n+1} = f_n + f_{n-1} \\ \beta_0 = \frac{1}{1^0 h^0}, \beta_1 = \frac{1}{1^0 h}, \beta_2 = \frac{1}{(3h)^1 h}, \dots \quad n = 1, 2, 3, \dots \end{cases} \quad (17)$$

4 FOC-ADRC 中点电位平衡控制策略

如前所述,提出一种基于分数阶自抗扰控制器

的中点电位平衡策略,只作用于 NPC 三电平逆变器电压外环,电流内环仍然使用基于电网前馈解耦的 PI 控制。控制框图如图 4 所示,其中 e_d 为电网电压, u_{dc} 为母线电压, i_d 和 i_q 为 dq 坐标系下的电流分量,中点电位扰动 $w = i_o/C$, f_m 为系统的动态补偿,能够分担 ESO 的压力。

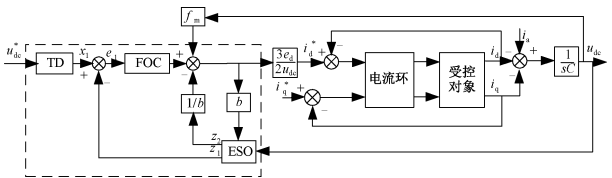


图 4 FOC-ADRC 控制框图

Fig. 4 Control block diagram of FOC-ADRC

5 实验验证

为验证所提方法对于中点平衡控制的有效性,在实验室搭建了基于主控芯片 DSP28335 的 60kW 的三相 T 型 NPC 三电平逆变器样机,如图 5 所示。具体参数为:直流母线电压 600V,输出 220V/50Hz,主拓扑开关管使用 Vincotech 公司的 IGBT 模块 10-FY12NMA160SH01-M820F18,载波频率 18kHz,分压电容 $C_1 = C_2 = C = 2.9\text{mF}$,控制参数 $h = 5 \times 10^{-5}\text{s}$,截止频率 ω_{gc} 为 $1.5 \times 10^5\text{rad/s}$,阶数 γ 为 0.5,相位裕度 $3\pi/4$ 。

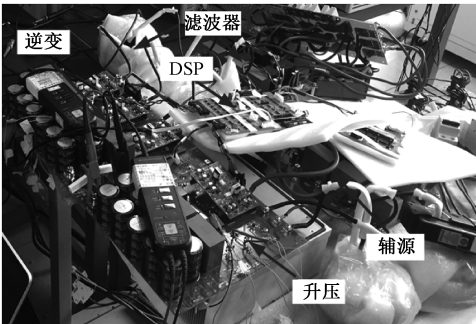


图 5 三相 T 型 NPC 三电平逆变器样机

Fig. 5 Three-phase T-type NPC three-level inverter prototype

图 6 和图 7 分别为加入 FOC-ADRC 中点平衡控制前后直流侧电容电压和输出电压的实验波形,明显可见加入 FOC-ADRC 中点控制后,中点电位波动得到较佳的限制,分压电容的谐波振荡完全消除。逆变器三相输出电压稳定在三个标准电平段 ($0, \pm u_{dc}/2$),输出线电压和相电压波形如图 8 所示。避免了开关管过压且可以减轻滤波器压力和体积。

三相电流输出波形如图 9 所示。由图 9 可知,

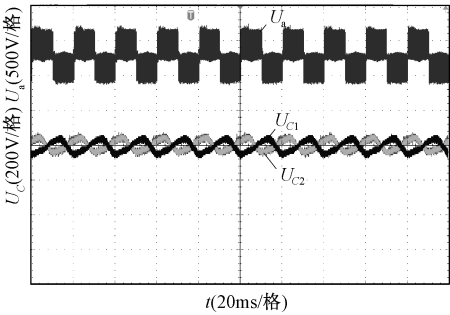


图 6 未进行中点平衡控制的实验波形

Fig. 6 Experimental results without balancing control

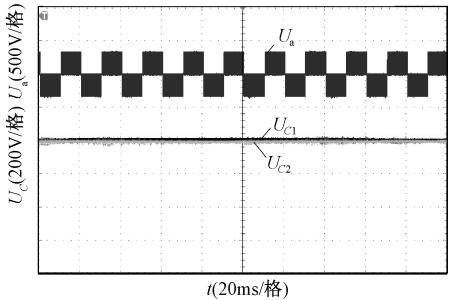


图 7 加入中点平衡控制的实验波形

Fig. 7 Experimental results with proposed balancing control

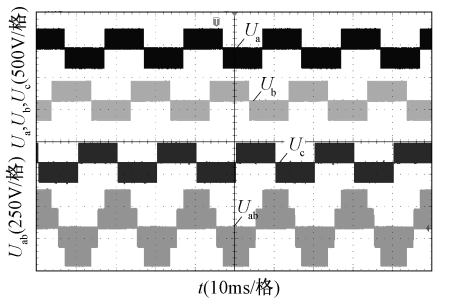


图 8 输出线电压和相电压波形

Fig. 8 output line voltage and phase voltage waveform

加入 FOC-ADRC 中点平衡控制后,中点电位波动几乎为零,改善的输出电压波形可以保证负载电流的连续性,波形质量较高。

中点平衡过程的实验波形如图 10 所示,与文献 [3] 形成平衡耗时比较。控制上位机程序,在平衡控制程序中设置一个偏差值 ΔU ,可以将中点偏差控制在设定值 16V,即 $U_{c1} = 308\text{V}$, $U_{c2} = 292\text{V}$ 。在 0.05s 时将偏差值 ΔU 设为 0,中点电位偏差立刻从 16V 减小到 1V,平衡过程仅耗费 12ms。平衡耗时优于文献 [3] 中的两种平衡控制,具体数据如表 2 所示。在 0.05s 前后采用的方法控制方式上相同,差别在于是否设置偏差值 ΔU ,目的是为了便于保

证 0.05s 前不平衡电压偏差满足后续对比的需求,因此在 0.05s 之前电压能保持平稳且偏差恒定。由于 NPC 三电平逆变器广泛应用于中高功率逆变领域,工作电压、电流和功率很大,中点电位平衡速度的提高意义重大。

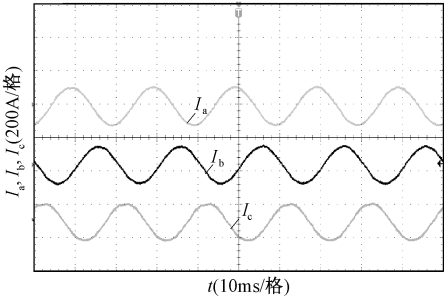


图 9 三相电流输出波形

Fig. 9 Three-phase current output waveform

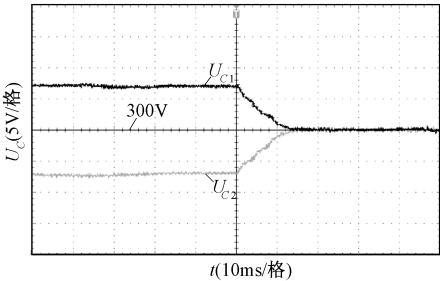


图 10 中点平衡过程的实验波形

Fig. 10 Experimental waveform of the balance process

表 2 几种中点平衡控制耗时比较

Tab. 2 Time comparison of several midpoint balance controls

| 平衡策略 | 中点偏差/V | 平衡耗时/ms |
|---------------|--------|---------|
| VSVPWM 平衡控制 | 15 | 90 |
| VVSPWM 平衡控制 | 15 | 46 |
| FOC-ADRC 平衡控制 | 15 | 12 |

给定扰动下分压电容 C_1 的输出波形如图 11 所示,图 11 中包括 ADRC 和 FOC-ADRC 的对比。可以看出,虽然两种方法都可以使电压波形恢复稳态,但由于本文提出的 FOC-ADRC 平衡控制中引入了 FOC 取代 NLSEF,避免了其中需凭经验试凑的几个参数不适配的风险,因而相比之下恢复稳态时间更短,分压电容的电压波动更小,稳态性能更好。

6 结论

针对三电平逆变器所固有的中点电位的不平衡问题,本文将中点电位波动视作系统扰动,提出了一种基于 FOC-ADRC 的中点平衡策略,FOC 用于替换

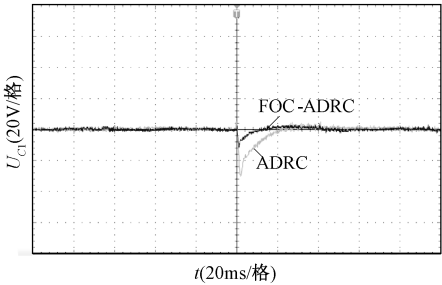


图 11 给定扰动下分压电容 C_1 的输出波形

Fig. 11 Output waveform of voltage divider capacitor C_1 given disturbance

自抗扰控制器中的 NLSEF,简化了参数整定难度的同时提高了系统的动态性能。实验结果表明:FOC-ADRC 中点平衡控制比常规中点平衡控制具有更强的抗扰能力和动态性能,能够及时估计和补偿中点电位波动带来的系统扰动,实现中点电位平衡的基础上,提高系统的稳定性,输出波形质量较好,具有工程应用潜力。

参考文献 (References):

[1] 孙凯,王全东,李方正,等 (Sun Kai, Wang Qundong, Li Fangzheng, et al.). T 型三电平逆变器的共模干扰机理研究 (Study on common mode interference mechanism in T-type three-level inverters) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2016, 35 (3): 1-7.

[2] 彭寒梅,易灵芝,邓文浪 (Peng Hanmei, Yi Lingzhi, Deng Wenlang). 基于三电平功率变换器提高 SRG 输出功率 (Enhancement of output power in switched reluctance generators based on three-level power converter) [J]. 太阳能学报 (Acta Energiae Solaris Sinica), 2010, 31 (12): 1661-1667.

[3] 桂石翁,吴芳,万山明,等 (Gui Shiweng, Wu Fang, Wan Shanming, et al.). 变虚拟空间矢量的三电平 NPC 变换器中点电位平衡控制策略 (A strategy for considering neutral-point potential balance for three-level NPC inverters with the varied virtual space vector) [J]. 中国电机工程学报 (Proceedings of the CSEE), 2015, 35 (19): 5013-5021, 15.

[4] 张波,葛琼璇,王晓新,等 (Zhang Bo, Ge Qiongxiuan, Wang Xiaoxin, et al.). 三电平 ANPC 变流器中点电位控制策略研究 (Research on neutral point potential balancing for three-level ANPC converter) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2016, 35 (8): 1-7.

- [5] 王慧敏, 温坤鹏, 张云, 等 (Wang Huimin, Wen Kunpeng, Zhang Yun, et al.). 基于精细分区控制的三电平逆变器中点电位平衡策略 (Neutral point potential balance strategy for NPC three-level inverter based on meticulous partition control) [J]. 电工技术学报 (Transactions of China Electrotechnical Society), 2015, 30 (19): 144-152.
- [6] 韩京清 (Han Jingqing). 自抗扰控制器及其应用 (Active disturbance rejection control technique - the technique for estimating and compensating the uncertainties) [J]. 控制与决策 (Control and Decision), 1998, 13 (1): 19-23.
- [7] 赵辉, 李斌, 岳有军 (Zhao Hui, Li Bin, Yue Youjun). 抑制电压波动的风电机组自抗扰控制仿真研究 (Auto-disturbance rejection simulation of double-fed wind turbine with restraining fluctuation of voltage) [J]. 电工电能新技术 (Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy), 2011, 30 (3): 55-58, 88.
- [8] 毕永涛, 王宇航, 姚郁 (Bi Yongtao, Wang Yuhang, Yao Yu). 直/气复合控制导弹的模型预测和自抗扰姿态控制设计 (Attitude control design of missiles with dual control based on model predictive control and active disturbance rejection control) [J]. 宇航学报 (Journal of Astronautics), 2015, 36 (12): 1373-1383.
- [9] 刘力, 于佳丽 (Liu Li, Yu Jiali). 不对称电网电压下光伏并网逆变器控制策略研究 (Research of control strategy of grid connected PV inverter under asymmetric grid voltage) [J]. 太阳能学报 (Acta Energaie Solaris Sinica), 2017, 38 (10): 2848-2856.
- [10] Zhang Xuefeng. Relationship between integer order systems and fractional order systems and its two applications [J]. IEEE/CAA Journal of Automatica Sinica, 2018, 5 (2): 639-643.
- [11] 韩京清 (Han Jingqing). 自抗扰控制技术 (Auto disturbances rejection control technique) [J]. 前沿科学 (Frontier Science), 2007, (1): 24-31.
- [12] 韩京清 (Han Jingqing). 扩张状态观测器参数与菲波纳奇数列 (Parameters of the extended state observer and fibonacci sequence) [J]. 控制工程 (Control Engineering of China), 2008, (S2): 1-3.

Neutral point potential balance strategy for NPC three-level inverter based on improved active disturbance rejection control

JIANG Kang-ning¹, YI Ling-zhi¹, HU Yan-shen^{1,2}

(1. Hunan Province Engineering Research Center for Multi-Energy Collaborative Control Technology, Xiangtan University, Xiangtan 411105, China;
2. Shenzhen MOSO Electric Co., Ltd., Shenzhen 518000, China)

Abstract: Aiming at the neutral point potential fluctuation problem inherent in the neutral point clamp type three-level inverter, the fluctuation model of the DC side neutral point potential is established, and a neutral point potential balance strategy based on the fractional-order active disturbance rejection control (FOC-ADRC) is proposed. It avoids the difficult problem that is necessary to set physically meaningless parameters by experience in the Nonlinear State Error Feedback Control Law (NLSEF) of ADRC, making it easy to apply in the neutral point potential of the three-level inverter for real-time voltage compensation. The prototype experiment shows that the method has strong neutral point voltage balance performance, can quickly estimate and suppress the neutral point voltage fluctuation, and reduce the harmonic of the output voltage and current.

Key words: NPC three-level inverter; neutral point potential balance; fractional-order controller; active disturbance rejection controller