

DOI: 10.7667/PSPC170690

# 一种用于矩阵变换器的简化非线性自抗扰控制策略

马星河<sup>1</sup>, 张少辉<sup>1</sup>, 李自强<sup>2</sup>, 赵军营<sup>1</sup>

(1. 河南理工大学电气工程与自动化学院, 河南 焦作 454000; 2. 许继电气股份有限公司, 河南 许昌 461000)

**摘要:** 矩阵变换器的电力直接变换特性使其输出侧性能极易受扰动影响, 所以对矩阵变换器系统采取控制是非常必要的。由于矩阵变换器的非线性、多变量和参数时变性使其数学模型不能被确定, 因此在内外扰动不稳定的条件下, 设计 PI 常数的单闭环控制系统并不那么成功。将一种与对象模型无关的自抗扰控制器应用于矩阵变换器系统, 并且为解决自抗扰控制器控制模块的不光滑非线性函数导致矩阵变换器系统输出量谐波成分增大的问题, 在自抗扰控制器的基础上, 改进了自抗扰控制器模块的非线性函数并简化了其控制环。实验结果表明: 当该自抗扰控制器用于矩阵变换器系统控制调节时, 无论是在电网输入侧本身存在谐波污染的条件下, 还是电网电压非正常工作条件下, 其控制效果都优于 PI 控制。

**关键词:** 矩阵变换器; 自抗扰控制器; 非线性函数; PI 控制器

## A simplified nonlinear auto disturbance rejection control strategy for matrix converter

MA Xinghe<sup>1</sup>, ZHANG Shaohui<sup>1</sup>, LI Ziqiang<sup>2</sup>, ZHAO Junying<sup>1</sup>

(1. School of Electrical Engineering and Automation, Henan Polytechnic University, Jiaozuo 454000, China;  
2. XJ Electric Limited Company, Xuchang 461000, China)

**Abstract:** Matrix Converter (MC) has the characteristics of power direct conversion, which makes the performance of the output side easily affected by the disturbance, so it is very necessary to control the MC system. Due to the nonlinearity, multivariable and parameter variability of MC, the mathematical model can not be determined. Therefore, it is not so successful to design a single closed-loop control system with PI constant under the condition of unstable internal and external disturbances. An Auto Disturbance Rejection Controller (ADRC) which is independent of the object model is applied to the MC system. And in order to solve the problem that the non-smooth non-linear function of the ADRC control module causes the harmonic component of the MC output system is increased. On the basis of ADRC, the nonlinear function of the auto ADRC module is improved and its control loop is simplified. Experimental results show that when the ADRC is used for the MC system to control the adjustment, the control effect is superior to PI control both in the condition of harmonic pollution on the input side of the grid itself or under the condition of abnormal grid voltage.

This work is supported by National Natural Science Foundation of China (No. U1404522) and National Key Research and Development Program of China (No. 2016YFC0600906).

**Key words:** matrix converter; auto disturbance rejection controller; nonlinear function; PI controller

## 0 引言

作为交流变频调速的核心, 矩阵变换器(Matrix Converter, MC)相比其他变换器具有一系列优势。例如: 不含电容或电感元件使变频装置便于利用且使用寿命长; 换流方式简单, 能够实现四象限运行, 有

利于节约资源; 对负载输入功率因数高, 谐波污染小等。用于电气化节能系统中<sup>[1-3]</sup>, 总希望矩阵变换器的输出性能可以更加完善, 但由于矩阵变换器省去了直流储能环节, 也使矩阵变换器具有输出性能易受扰动影响的缺陷, 例如: 当电网侧的输入电压存在谐波污染或电网电压出现输入三相电压不平衡等非正常工作, 将难以保证矩阵变换系统的正常运行。因此确认最优的矩阵变换器系统的控制方案有很大意义: 无论是电网输入侧本身存在的谐波污

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(U1404522); 国家重点研发计划课题(2016YFC0600906)

染还是电网电压不平衡等非正常工况时, 能确保使电压正常输出; 提高了电压利用率, 更有利于节约资源。

对于矩阵变换器系统的控制措施, 已有大量的研究。由于传统的 PI 控制器结构简单, 并且需要以在线的反复试验为依据, 因此为了进一步提高系统的性能, 一些先进的控制方法被用于矩阵变换器中。例如: 自适应控制、鲁棒控制和积分控制<sup>[4-11]</sup>等, 但这些控制方法需要在系统状态信息和数学模型精确的条件下才可以取得更好的控制效果。相反, 自抗扰控制器(Auto Disturbance Rejection Controller, ADRC)继承并拓展了 PI 控制的思想精髓, 而且可以解决自适应控制面临的高度非线性化和非参数化的问题, 除此之外, ADRC 不仅对控制对象模型的依赖性小且具有很好的鲁棒性。

研究发现, ADRC 控制模块中的  $\text{fal}(e, \alpha, \delta)$  非线性函数在  $\pm \delta$  处的非光滑性<sup>[12]</sup>会导致矩阵变换器系统输出量谐波成分增大。为解决这个问题, 提出了用一个曲线处处光滑的  $\text{gfal}(x, \alpha)$  非线性函数代替原来 ADRC 控制模块中曲线不光滑的  $\text{fal}(e, \alpha, \delta)$  非线性函数。本文将改进后的 ADRC 用于间接空间矢量调制的矩阵变换器系统中, 并简化了其控制系统的结构。通过实验发现, 采用此 ADRC 简化控制的矩阵变换器系统具有更好的输出性能。

## 1 矩阵变换器模型分析

### 1.1 矩阵变换器数学模型

图 1 是含有  $3 \times 3$  个双向开关的矩阵变换器拓扑结构, 其中  $e_i$ 、 $i_i(i=a, b, c)$  分别是电网侧输入电压和输入电流,  $L$ 、 $C$  分别是交流输入侧的滤波电感与电容,  $Q_{ij}(i=A, B, C; j=a, b, c)$  是矩阵变换器的双向开关, A、B、C 代表输出相。

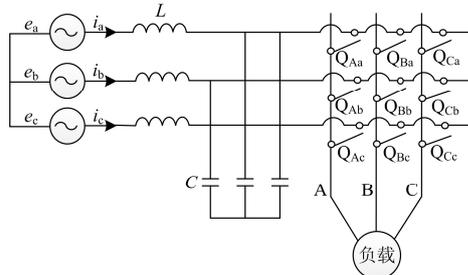


图 1 矩阵变换器拓扑结构图

Fig. 1 Topology of matrix converter

由于矩阵变换器复杂的数学模型以及较多的双向开关, 因此采取合适的调制方式对矩阵变换器系统的稳定运行很关键<sup>[13]</sup>。本文对矩阵变换器采用间

接空间矢量调制策略, 间接空间矢量调制法是“间接传递函数法”与空间矢量调制算法的结合体, 其理论上等同于对串联连接的“虚拟整流器”和“虚拟逆变器”的矩阵变换器进行调制。间接空间矢量调制的矩阵变换器, 其数学模型如图 2 所示。

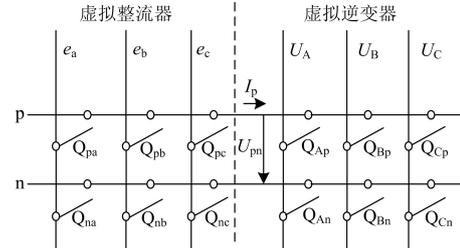


图 2 间接空间矢量矩阵变换器的等效电路图

Fig. 2 Equivalent circuit diagram of indirect space vector matrix converter

在电网电压正常工作条件下, 根据文献[14]的公式推算, 连接矩阵变换器虚拟整流侧与虚拟逆变侧的间接传递函数矩阵可表示为

$$\mathbf{Q}_{\text{phL}} = \mathbf{Q}_{\text{VSI}}^T(\omega_0) \mathbf{Q}_{\text{VSR}}(\omega_1) \quad (1)$$

式中:  $\mathbf{Q}_{\text{VSR}}(\omega_1)$  是矩阵变换器虚拟整流矩阵;  $\mathbf{Q}_{\text{VSI}}(\omega_0)$  是矩阵变换器虚拟逆变矩阵。将  $\mathbf{Q}_{\text{VSR}}^T(\omega_1)$  与输入相电压  $U_{\text{iph}}$  相乘, 可以得到一个恒定电压  $U_{\text{pn}}$ , 该值即是矩阵变换器等效电路模型中“虚拟直流环节”的电压  $U_{\text{pn}}$ 。

$$U_{\text{pn}} = \mathbf{Q}_{\text{VSR}}^T(\omega_1) U_{\text{iph}} = \frac{3}{2} U_{\text{im}} \cos(\varphi_1) = \text{常数} \quad (2)$$

式中,  $U_{\text{im}}$  是输入相电压幅值。将式(2)中的恒定电压与  $\mathbf{Q}_{\text{VSI}}(\omega_0)$  矩阵相乘即可表示一个电压型逆变器的工作原理。由于间接空间矢量矩阵变换器等效为“虚拟整流器”和“虚拟逆变器”的串联连接, 因此直接对虚拟逆变侧进行 ADRC 控制即可改变矩阵变换器的输出电压性能。

### 1.2 虚拟逆变器数学模型分析

在研究传统逆变器以及结合实际的基础上, 间接空间矢量矩阵变换器虚拟逆变器的数学模型如图 3 所示。

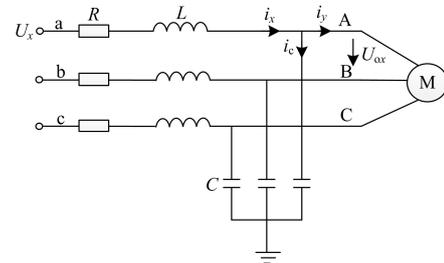


图 3 “虚拟逆变器”等效电路结构图

Fig. 3 Equivalent circuit structure of virtual inverter

图3中,  $R$  是开关及其线路损耗的等效电阻;  $L$ 、 $C$  分别为滤波的电感和电容;  $u_x$  和  $i_x$  分别为虚拟逆变器的三相输入电压和电流;  $u_{ox}$ 、 $i_y$  分别是虚拟逆变器的三相输出电压和电流, 其中  $x=A, B, C$ ;  $M$  是负载电机。由图3可知, 矩阵变换器虚拟逆变器在  $dq$  旋转坐标下的状态方程为

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{u_d}{L} + \omega i_q - \frac{R}{L} i_d - \frac{u_{od}}{L} \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{u_q}{L} - \omega i_d - \frac{R}{L} i_q - \frac{u_{oq}}{L} \\ \frac{du_{od}}{dt} = \frac{i_d}{C} + \omega u_{oq} - \frac{i_{yd}}{C} \\ \frac{du_{oq}}{dt} = \frac{i_q}{C} - \omega u_{od} - \frac{i_{yq}}{C} \end{cases} \quad (3)$$

由式(3)可以看出, 矩阵变换器虚拟逆变侧的数学模型含有耦合项和不确定项, 因此矩阵变换器的输出电压性能可能受到以下干扰的影响: ① 耦合项造成的系统内部非线性; ② 非正常工况下的输入电压, 如: 电网输入侧三相电压不平衡。

## 2 矩阵变换器的非线性自抗扰控制

### 2.1 自抗扰控制的基本原理

自抗扰控制器由三个重要部分组成: 跟踪微分器(Tracking Differentiator, TD)、扩张状态观测器(Extended State Observer, ESO)和非线性状态误差反馈结构(Nonlinear State Error Feedback, NLSEF)。实际上, 在不考虑被控制对象模型的情况下, ADRC的设计可以被看作是一个级联的积分模型。因此, 控制对象为广义的非线性不确定系统, 可以表示为

$$y^{(n)}(t) = \hat{f}(y, \dot{y}, \dots, y^{(n-1)}, t, \omega(t)) + u(t) \quad (4)$$

式中:  $u(t)$  和  $y(t)$  分别是系统的输入与输出;  $\hat{f}$  是不确定非线性系统, 它是系统内部动态扰动和外部未知扰动的总和;  $\omega(t)$  是未知扰动。一个  $n$  阶 ADRC 结构图如图4所示。

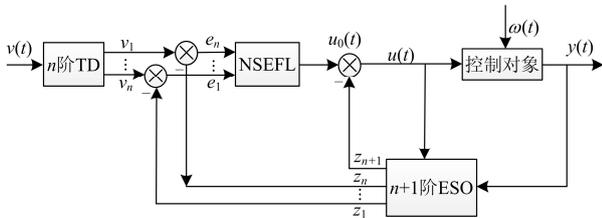


图4  $n$  阶非线性自抗扰控制结构图

Fig. 4 Nonlinear ADRC structure of  $n$  order

ADRC 的三个重要组成模块可根据不确定非线性对象设计为如式(5)一式(7)形式。

### (1) TD

$$\begin{cases} \dot{v}_1(t) = v_2(t) \\ \dot{v}_2(t) = -rg \left( v_1(t) - v(t), \frac{v_2(t)}{\sqrt{r}} \right) \end{cases} \quad (5)$$

### (2) ESO

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 - \beta_1 g_1(z_1 - y(t)) \\ \vdots \\ \dot{z}_n = z_{n+1} - \beta_n g_n(z_1 - y(t)) + u(t) \\ \dot{z}_{n+1} = -\beta_{n+1} g_{n+1}(z_1 - y(t)) \end{cases} \quad (6)$$

### (3) NLSEF

$$\begin{cases} e_i = v_i(t) - z_i \\ u_0(t) = \sum_{i=1}^n k_i g_i(x) \end{cases} \quad (7)$$

式中:  $v(t)$  是参考信号;  $v_i(t)$  是  $v(t)$  的跟踪信号;  $r$  为可调参数;  $z_i$  是 ESO 的输出信号;  $\beta_i$  为误差校正增益;  $k_i$  是调制比;  $g_i(x)$  是非线性函数, 其中 ( $i=1, 2, \dots, n$ ) 函数的具体表达式如式(8)。

$$g_i(x) = \text{fal}(x, \alpha, \delta) = \begin{cases} \frac{x}{\delta^{1-\alpha}}, & |x| \leq |\delta| \\ \text{sgn}(x)|x|^\alpha, & |x| > |\delta| \end{cases} \quad (8)$$

式中:  $\alpha$  为可调参数;  $\delta$  为滤波因子。

### 2.2 ADRC 非线性函数的改进

采用非线性  $\text{fal}(x, \alpha, \delta)$  函数的 ADRC 具有大误差时小增益、小误差时大增益的特点, 这种非线性误差反馈能体现出自抗扰控制技术的核心理念。在矩阵变换器非线性自抗扰控制系统中, 由于矩阵变换器的输出量存在一定的类方波抖动, 这种小幅度的类方波抖动对一般控制系统的影响很小, 但对于矩阵变换器而言, 这种小幅度的抖动将直接导致系统输出量谐波成分增大, 影响系统整体的输出性能。研究发现, 这种小幅度的抖动是由于 ADRC 中使用的非线性  $\text{fal}(x, \alpha, \delta)$  函数在  $\pm\delta$  处的非光滑性导致的<sup>[15]</sup>。为解决上述非线性  $\text{fal}(x, \alpha, \delta)$  函数给控制系统带来的问题, 本文在分析非线性  $\text{fal}(x, \alpha, \delta)$  函数性能的基础上, 对其进行了重新构造, 提出了一种改进型的 S 形非线性函数  $\text{gfal}(x, \alpha)$  应用到控制器模块中, 代替传统的  $\text{fal}(x, \alpha, \delta)$  函数。该改进的非线性函数不仅具有小误差时大增益、大误差时小增益的优点<sup>[16]</sup>, 而且曲线处处平滑且连续, 可以避免控制器在  $\pm\delta$  处出现抖动的现象。非线性  $\text{gfal}(x, \alpha)$  函数的具体表达式如式(9)。

$$\begin{cases} \text{gfal}(x, \alpha) = \text{sgn}(x)|x|^\alpha \text{chx} \\ \text{chx} = \frac{e^x + e^{-x}}{2} \end{cases} \quad (9)$$

式中,  $\text{chx}$  函数的值域为  $[1, +\infty]$ 。

### 2.3 改进型非线性函数 $\text{gfal}(x, \alpha)$ 的性能分析

将被控对象的一阶不确定系统表示为如式(10)形式。

$$\dot{y}(t) = \hat{f}(y, t, \omega(t)) + u(t) \quad (10)$$

式中:  $u(t)$  和  $y(t)$  分别是系统的输入与输出;  $\omega(t)$  是未知扰动;  $\hat{f}(y, t)$  为不确定系统的总扰动。

构造式(10)中  $u(t)$  的非线性函数, 令  $u(t) = -\frac{k}{2}|y|^\alpha \text{sgn}(y) \text{chy}$  ( $0 < \alpha < 1, k > 0$ ), 则闭环系统可表示为  $\dot{y} = \hat{f}(y, t, \omega(t)) - \frac{k}{2}|y|^\alpha \text{sgn} y \text{chy}$ , 将等式两边同乘  $|y|^\alpha \text{sgn}(y)$  可得:

$$|y|^\alpha \text{sgn}(y) \frac{dy}{dt} = -\frac{k}{2}|y|^{2\alpha} \text{chy} + |y|^\alpha \text{sgn}(y) \hat{f}(y, t, \omega(t))$$

由于

$$|y|^\alpha \text{sgn}(y) \frac{dy}{dt} = \frac{1}{1+\alpha} \frac{d|y|^{1+\alpha}}{dt}$$

因此有

$$\frac{1}{1+\alpha} \frac{d|y|^{1+\alpha}}{dt} = -\frac{k}{2}|y|^{2\alpha} \text{chy} + |y|^\alpha \text{sgn}(y) \hat{f}(y, t, \omega(t))$$

为使状态变量  $y$  收敛, 应确保  $\frac{d|y|^{1+\alpha}}{dt} \leq 0$ 。

又因为

$$\begin{aligned} & -\frac{k}{2}|y|^{2\alpha} \text{chy} + |y|^\alpha \text{sgn}(y) \hat{f}(y, t, \omega(t)) \leq \\ & -\frac{k}{2}|y|^{2\alpha} + |y|^\alpha \text{sgn}(y) \hat{f}(y, t, \omega(t)) = \\ & -\frac{k}{2} \left( |y|^\alpha \text{sgn}(y) - \frac{1}{k} \hat{f}(y, t, \omega(t)) \right)^2 + \frac{\hat{f}^2(y, t, \omega(t))}{2k} \end{aligned}$$

即

$$\left| |y|^\alpha \text{sgn}(y) - \frac{1}{k} \hat{f}(y, t, \omega(t)) \right| \geq \frac{|\hat{f}(y, t, \omega(t))|}{k}$$

所以只需使

$$|y|^\alpha \geq \frac{2}{k} \left| \hat{f}(y, t, \omega(t)) \right| \quad (11)$$

即可确保  $\frac{d|y|^{1+\alpha}}{dt} \leq 0$ 。

假设存在两正数  $m_0$  和  $y_0$ , 使函数  $\hat{f}(y, t, \omega(t))$  满足:

$$\left| \hat{f}(y, t, \omega(t)) \right| \leq y_0 + \left| \frac{y}{m_0} \right|^\alpha$$

由式(10)、式(11)可知, 当  $|y|^\alpha \geq \frac{2km_0^\alpha}{km_0^\alpha - 2k} \frac{y_0}{k}$  成

立时, 满足  $\frac{d|y|^{1+\alpha}}{dt} \leq 0$ , 可得闭环系统的解为

$$y \geq \left( \frac{2km_0^\alpha}{km_0^\alpha - 2k} \right)^{\frac{1}{\alpha}} \left( \frac{y_0}{k} \right)^{\frac{1}{\alpha}} \text{ 或 } y \leq - \left( \frac{2km_0^\alpha}{km_0^\alpha - 2k} \right)^{\frac{1}{\alpha}} \left( \frac{y_0}{k} \right)^{\frac{1}{\alpha}}$$

由上述分析可以得出, 若 ADRC 控制模块采用  $\text{gfal}(x, \alpha)$  非线性函数, 状态变量  $y$  与  $(y_0/k)^{1/\alpha}$  成正比, 若 ADRC 控制模块采用  $\text{fal}(x, \alpha, \delta)$  非线性函数, 则状态变量  $y$  与  $y_0/k$  成正比。显然, 非线性函数  $\text{gfal}(x, \alpha)$  的性能更好。

### 2.4 采用改进型 ADRC 的矩阵变换器

矩阵变换器不含大储能元件的电力直接转换模式, 方便装置使用; 双向开关脉宽调制方式, 能够实现电流的正弦输入/输出; 对负载输入功率因数高, 使电网谐波污染小<sup>[17]</sup>。由于矩阵变换器的这一系列优势使它适用于多种场合, 例如: 驱动异步电机调速、风力发电、交流变频调速<sup>[18]</sup>等。本文对矩阵变换器开关算法采用间接空间矢量调制法, 并由式(3)可知, 对矩阵变换器的虚拟逆侧采用 4 个一阶改进型的 ADRC 代替 PI 用于矩阵变换器系统的控制<sup>[19-20]</sup>。采用改进型 ADRC 的矩阵变换器的系统框图如图 5 所示。

图5中, 电压反馈值  $u_d$ 、 $u_q$  与电压参考值  $u_d^*$ 、 $u_q^*$  分别经过 2 个一阶改进型的 ADRC 得到矩阵变换器逆变侧的输出电流参考值  $i_d^*$ 、 $i_q^*$ , 再与电流反馈值  $i_d$ 、 $i_q$  分别送入下一个一阶改进型的 ADRC 中, 最终经过  $\alpha$ - $\beta$  静止坐标系得到输出电压控制量。并根据间接空间矢量原理计算出开关状态时间, 以 PWM 形式输送给开关换流控制器实现对矩阵变换器的调制。其中,  $u_i$  是三相输入电压;  $i_o$ 、 $u_o$  分别是三相输出电流和电压;  $m$  是矩阵变换器的调制系数;  $\theta_{sc}$ 、 $S_{ci}$  是输入电流空间矢量的相位信息;  $\theta_{sv}$ 、 $S_{vo}$  是输出电压空间矢量的相位信息。

为了便于计算, 本文采用 4 个一阶简化结构的改进型 ADRC。以矩阵变换器的电流环 ADRC 为例, 电压环 ADRC 同电流环 ADRC。

$$\text{TD: } \dot{v}_1 = -r \text{gfal}(v_1 - i_x^*, \alpha) \quad (12)$$

式中:  $i_x^*$  是电流参考值, 令参数  $r=2000$ ,  $\alpha=0.3$ 。其中  $r$  是输入信号的速度因子,  $r$  越大跟踪速度越快, 但当  $r$  大到一定值时, 就会产生超调现象, 所以  $r$  的取值应根据实际实验情况而定;  $\alpha$  可根据特定的非线性函数的性质确定,  $\alpha \in (0, 1)$ 。

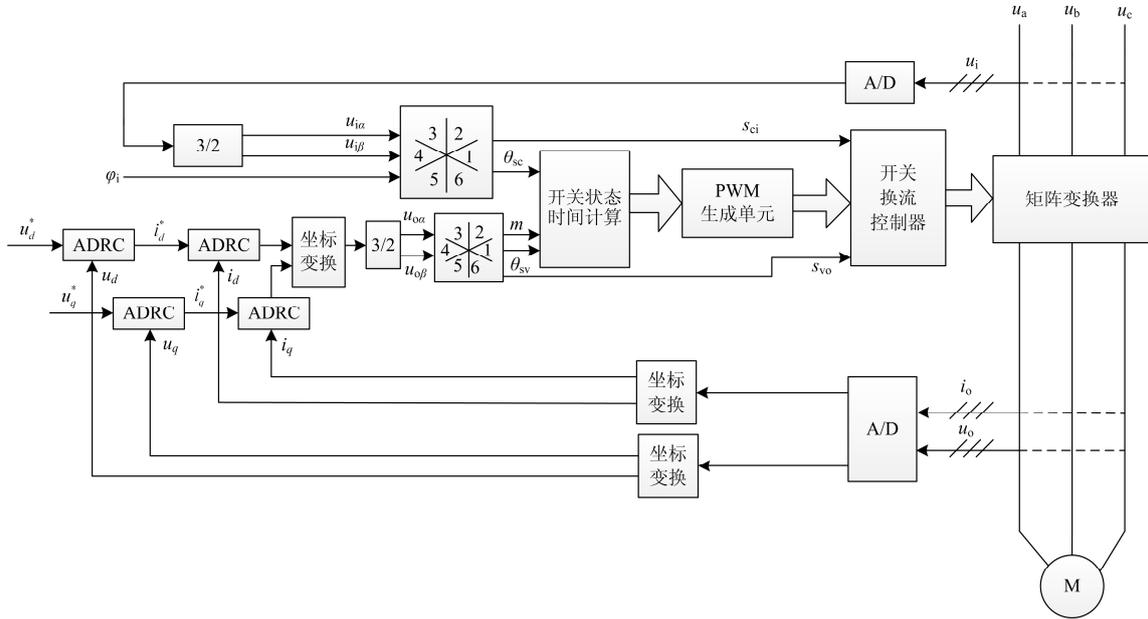


图 5 间接空间矢量矩阵变换器的自抗扰控制  
Fig. 5 ADRC of indirect space vector MC

$$\text{ESO: } \begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 - \beta_1 \text{gfal}(z_1 - i_x, \alpha) + u(t) \\ \dot{z}_2 = -\beta_2 \text{gfal}(z_1 - i_x, \alpha) \end{cases} \quad (13)$$

式中，令 $\beta_1=1\ 000$ ， $\beta_2=20\ 000$ 。当 $\beta_1$ 增大较多时，会产生高频噪声，阶跃响应振荡幅度变大，导致系统控制性能恶化。参数 $\beta_2$ 在一个较大范围内变化对系统性能的影响不大。

$$\text{NLSEF: } \begin{cases} e = i_x^* - z_1 \\ u_0(t) = k \text{gfal}(i_x^* - z_1, \alpha) \\ u(t) = u_0(t) - z_2 \end{cases} \quad (14)$$

式中，令 $k=50$ ， $k$ 的取值与控制系统的调节时间有关，若 $k$ 值太大会使系统产生超调现象。

其中， $x=d, q$ 。

### 3 实验结果分析

为验证本文提出的控制算法，分别对矩阵变换器系统在同等条件下进行了 PI 控制和改进型 ADRC 简化控制。控制系统的实验参数设置为：输入三相对称相电压为 120 V/50 Hz；LC 滤波器的滤波电感为 5 mH，滤波电容为 5  $\mu$ F，等效电阻为 12  $\Omega$ ；期望输出电流为 6.5 A/30 Hz。实验分别在电网侧本身含有一定谐波和三相输入电压不平衡的条件下进行。

(1) 在电网侧含有谐波的运行条件下，比较 PI 控制系统与改进型 ADRC 简化控制系统的三相电流输出波形，实验波形分别如图 6 和图 7 所示。

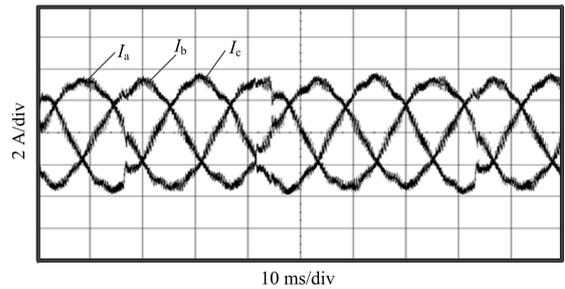


图 6 PI 控制策略下的三相输出电流波形  
Fig. 6 Three phase output current waveform under PI control strategy

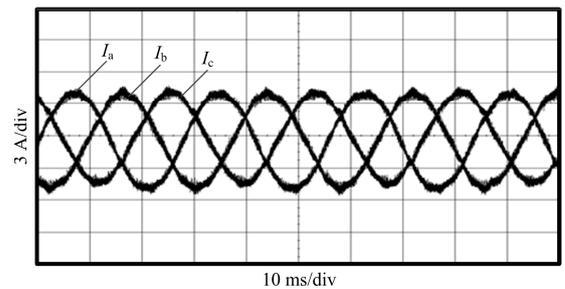


图 7 改进型 ADRC 控制策略下的三相输出电流波形  
Fig. 7 Three phase output current waveform under improved ADRC control strategy

对比图 6 和图 7 可以看出，当输入电网侧含有谐波时，采用简化的改进型 ADRC 控制时系统的输出电流波形比 PI 控制时系统的输出电流波形质量高、正弦度好。将示波器记录的输出波形数据在

Matlab 中处理, 可以计算出采用 PI 控制策略其输出电流 THD=4.08%, 而采用简化的改进型 ADRC 控制时其输出电流 THD=2.86%, 说明改进型 ADRC 简化控制策略的控制性能较好。

(2) 三相输入电压不平衡时(B 相为不平衡相, 不平衡度为 15%)如图 8 所示。比较 PI 控制系统与改进型 ADRC 简化控制系统的控制性能, 实验波形分别如图 9 和图 10 所示。

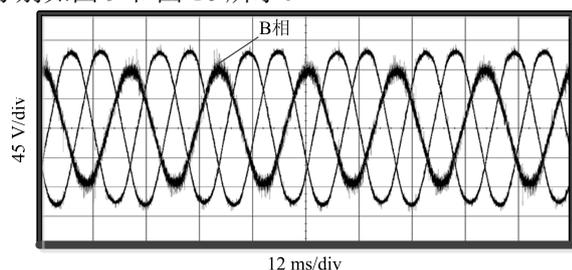


图 8 三相不平衡输入电压

Fig. 8 Three phase unbalanced input voltage

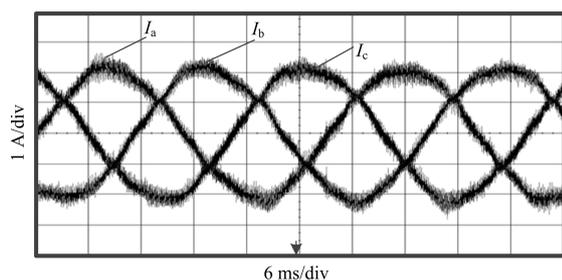


图 9 PI 控制策略下的三相输出电流波形

Fig. 9 Three phase output current waveform under PI control strategy

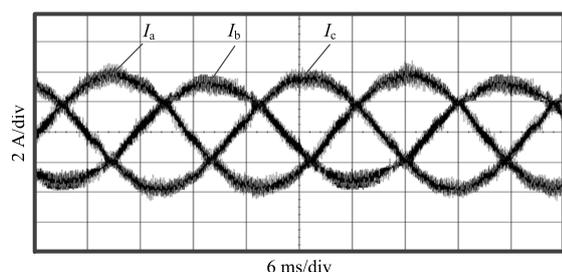


图 10 改进型 ADRC 控制策略下的三相输出电流波形

Fig. 10 Three phase output current waveform under improved ADRC control strategy

对比图 9 和图 10 可以看出, 采用改进型 ADRC 简化控制系统的输出电流波形更加平滑, 波形失真度较小。将示波器记录的输出波形数据在 Matlab 中处理, 可以计算出采用 PI 控制时系统的输出电流 THD=6.27%, 而采用简化的改进型 ADRC 控制时系统的输出电流 THD=4.85%, 说明改进型 ADRC 简

化控制策略的控制性能更好。

## 4 结论

本文在 ADRC 的基础上, 将 ADRC 模块中非线性  $fal(x, \alpha, \delta)$  函数改进为非线性  $gfal(x, \alpha)$  函数, 并把采用新函数的 ADRC 应用于间接空间矢量调制的矩阵变换器, 从而代替传统的 PI 控制器。除此之外, 为了便于计算与控制, 设计了 4 个一阶简化的 ADRC 控制环。实验结果证明: 采用该 ADRC 的矩阵变换器系统性能无论是在电网输入侧本身含有谐波还是在非正常工况条件下, 其控制效果都优于 PI 控制器, 且控制系统并没有因为矩阵变换器的输出量存在的类方波抖动影响系统整体的输出性能。

## 参考文献

- [1] 李欢, 田新成, 张建坡. 模块化多电平换流器改进型子模块拓扑仿真研究[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(2): 95-101.  
LI Huan, TIAN Xincheng, ZHANG Jianpo. Topology simulation of modular multilevel converter improved sub module [J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(2): 95-101.
- [2] 李学生, 张新闻, 常玉峰, 等. 基于半导体功率损耗的小型风电变换器可靠性研究[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(19): 15-21.  
LI Xuesheng, ZHANG Xinwen, CHANG Yufeng, et al. Small wind power converter reliability research based on semiconductor power loss[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(19): 15-21.
- [3] 程辉, 杨克立, 王克军, 等. PMSG 风力发电系统转速估计算法的研究[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(5): 24-29.  
CHENG Hui, YANG Keli, WANG Kejun, et al. Study on a rotor speed estimation algorithm of PMSG wind power system[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(5): 24-29.
- [4] GUO Q L, TAN W. Load frequency control of hybrid power systems via active disturbance rejection control (ADRC)[J]. Applied Mechanics & Materials, 2013, 325-326: 1145-1151.
- [5] 张晓锋, 夏益辉, 乔鸣忠, 等. 矩阵变换器间接空间矢量逆变级过调制策略优化设计[J]. 电力自动化设备, 2016, 36(2): 40-44.  
ZHANG Xiaofeng, XIA Yihui, QIAO Mingzhong, et al. Optimal design of over modulation strategy for matrix converter indirect space vector inverter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2016, 36(2): 40-44.
- [6] GARRAN P T, GARCIA G. Design of an optimal PID

- controller for a coupled tanks system employing ADRC[J]. IEEE Latin America Transactions, 2017, 15(2): 189-196.
- [7] 邢长达, 郭家虎, 朱成杰, 等. MMC 控制系统中子模块控制器的设计[J]. 电力系统保护与控制, 2016, 44(3): 114-121.  
XING Changda, GUO Jiahu, ZHU Chengjie, et al. Design of neutron module controller for MMC control system[J]. Power System Protection and Control, 2016, 44(3): 114-121.
- [8] 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.
- [9] 王荣杰, 詹宜巨, 周海峰, 等. 基于差分进化机理优化的 PID 控制的 AVR 系统[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(24): 108-114.  
WANG Rongjie, ZHAN Yiju, ZHOU Haifeng, et al. PID controlled AVR system based on differential evolution mechanism optimization[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(24): 108-114.
- [10] 盖江涛, 黄守道, 黄庆, 等. 基于负载观测的永磁电机驱动系统自抗扰控制[J]. 电工技术学报, 2016, 31(18): 29-36.  
GAI Jiangtao, HUANG Shoudao, HUANG Qing, et al. Active disturbance rejection control of permanent magnet motor drive system based on load observation[J]. Acta Electrotechnical Sinica, 2016, 31(18): 29-36.
- [11] 左月飞, 李明辉, 张捷, 等. 控制增益对永磁同步电动机自抗扰控制性能的影响[J]. 电工技术学报, 2016, 31(3): 58-65.  
ZUO Yuefei, LI Minghui, ZHANG Jie, et al. Influence of control gain on the performance of active disturbance rejection control of permanent magnet synchronous motor[J]. Acta Electrotechnical Sinica, 2016, 31(3): 58-65.
- [12] WU D, CHEN K. Design and analysis of precision active disturbance rejection control for noncircular turning process[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(7): 2746-2753.
- [13] 国海, 葛红娟, 许字翔. 不平衡输入 3-1 矩阵变换器输入电流谐波抑制研究与实现[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(23): 6511-6517.  
GUO Hai, GE Hongjuan, XU Yuxiang. Research and implementation of the input current harmonic suppression of the current for the 3-1 matrix converter under unbalanced input[J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(23): 6511-6517.
- [14] 胡风革, 吴旭升, 聂子玲. 矩阵变换器自抗扰控制策略研究[J]. 海军工程大学学报, 2015, 27(3): 14-18.  
HU Fengge, WU Xusheng, NIE Ziling. Control strategy for matrix converter based on auto disturbance rejection controller[J]. Journal of Naval University of Engineering, 2015, 27(3): 14-18.
- [15] 郭源博, 周鑫, 张晓华, 等. 三相电压型脉宽调制整流器的自抗扰控制[J]. 电力系统自动化, 2011, 35(16): 87-93.  
GUO Yuanbo, ZHOU Xin, ZHANG Xiaohua, et al. Active disturbance rejection control of three-phase voltage source PWM rectifier[J]. Automation of Electric Power Systems, 2011, 35(16): 87-93.
- [16] 黄一, 薛文超, 赵春哲. 自抗扰控制纵横谈[J]. 系统科学与数学, 2011, 31(9): 1111-1129.  
HUANG Yi, XUE Wenchao, ZHAO Chunzhe. An overview of ADRC[J]. Journal of Systems Science and Complexity, 2011, 31(9): 1111-1129.
- [17] WANG Xingwei, LIN Hua, SHE Hongwu, et al. A research on space vector modulation strategy for matrix converter under abnormal input-voltage conditions[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(1): 93-104.
- [18] KARAMAN E, FARASAT M, TRZYNADLOWSKI A M. A comparative study of series and cascaded Z-source matrix converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(10): 5164-5173.
- [19] 孙凯, 黄立培, 梅杨. 矩阵式变换器驱动异步电机调速系统的非线性自抗扰控制[J]. 电工技术学报, 2007, 22(12): 39-45.  
SUN Kai, HUANG Lipai, MEI Yang. A nonlinear auto-disturbance rejection control for matrix converter fed induction motor drive system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2007, 22(12): 39-45.
- [20] 滕青芳, 王传鲁, 李姝媛. 基于自抗扰速度调节器的矩阵变换器驱动永磁同步电机直接转矩控制[J]. 信息与控制, 2016, 45(6): 691-698.  
TENG Qingfang, WANG Chuanlu, LI Wei. Direct torque control of permanent magnet synchronous motor driven by matrix converter based on ADRC speed regulator[J]. Information and Control, 2016, 45(6): 691-698.

收稿日期: 2017-05-09; 修回日期: 2017-07-11

#### 作者简介

马星河(1979—), 男, 博士研究生, 副教授, 研究方向为新型变频器; E-mail: maxinghe@hpu.edu.cn

张少辉(1991—), 女, 通信作者, 硕士研究生, 研究方向为电力电子与电气传动。E-mail: 18236885886@163.com

(编辑 魏小丽)