

DOI: 10.13382/j.jemi.B2306420

单相五电平整流器无延时功率观测控制方法*

朱艺锋^{1,2} 贾小磊^{1,2} 周飞杉^{1,2} 张紫阳^{1,2} 李岩^{1,2}

(1. 河南理工大学电气工程与自动化学院 焦作 454003;

2. 河南省智能装备直驱技术与控制国际联合实验室 焦作 454003)

摘要:为提升单相五电平整流器的控制性能,研究了一种基于无延时功率观测器的双闭环综合控制方法。该方法通过提出一种虚拟电流信号重构算法并结合改进广义积分算法构建了无延时功率观测器,将其应用到整流器内环的模型预测功率控制当中实时观测所需功率,同时电压外环采用线性自抗扰控制代替传统比例积分算法。实验结果表明,该控制方法在功率突变后重新跟踪给定值所需时间缩短了5~7 ms,在电网电压跌落和负载扰动工况下使直流侧电压波动分别降低4.4%和4.8%。相较于传统方法,本文方法不仅降低了整流器的启动超调、提升了内环模型预测功率控制的动态性能,而且有效增强了电压外环的抗干扰能力。

关键词:五电平整流器;虚拟信号重构;无延时功率观测器;模型预测控制;自抗扰控制

中图分类号: TM461; TN103 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 470.4

No-delay power observation control method for single-phase five-level rectifier

Zhu Yifeng^{1,2} Jia Xiaolei^{1,2} Zhou Feishan^{1,2} Zhang Ziyang^{1,2} Li Yan^{1,2}

(1. School of Electrical Engineering and Automation, Henan Polytechnic University, Jiaozuo 454003, China;

2. Henan International Joint Laboratory of Direct Drive and Control of Intelligent Equipment, Jiaozuo 454003, China)

Abstract: In order to improve the control performance of single-phase five-level rectifier, a dual closed-loop integrated control method based on non-delay power observer was studied. In this method, a virtual current signal reconstruction algorithm is proposed and combined with the improved generalized integration algorithm to construct a non-delay power observer, which is applied to the model predictive power control of the inner loop of the rectifier to observe the required power in real time, while the linear distraction control is used instead of the traditional proportional integration algorithm by linear distraction control in the outer voltage loop. The experimental results show that the time required for the control method to retrace the given value after the power mutation is shortened by 5~7 ms, and the voltage fluctuation on the DC side is reduced by 4.4% and 4.8% under the grid voltage drop and load disturbance conditions, respectively. Compared with the traditional method, this method not only reduces the overshoot of rectifier, improves the dynamic performance of the predicted power control of the inner loop model, but also effectively enhances the anti-interference ability of the voltage outer loop.

Keywords: five-level rectifier; virtual current reconstruction; no delay power observer; model predictive control; disturbance rejection control

收稿日期: 2023-04-11 Received Date: 2023-04-11

* 基金项目: 国家自然科学基金(52177039)、河南省科技攻关项目(232102240095, 222102240027)、河南省高校基本科研业务费专项资金(NSFRF230638)项目资助

0 引言

随着电力电子技术的不断发展,传统的三电平整流器在很多电力变换场合已无法满足要求^[1-3]。多电平整流器相较于传统两电平整流器具有谐波含量低、开关频率小、能够以更小的体积输出更高的电压等优势,被广泛应用于中高压电力系统、电气化轨道、电力电子变压器等领域^[4-7]。含耦合电感的多电平整流器具有开关器件少、不需要电容电压平衡控制等优点,使得调制更加简化,有利于控制系统的设计。因此,本文选取含耦合电感的单相五电平整流器拓扑作为研究对象。

模型预测功率控制因其具有实现简单、控制灵活、可以实现多目标优化控制等优点^[8-9],被越来越多的应用到电力电子领域。文献[10]提出一种改进的模型预测功率控制算法,能够提升永磁同步电机转速的响应速度,并且减小了转矩波动,使控制更加精确。文献[11]针对 Vienna 整流器设计了一种基于网侧电压重构的预测功率控制策略,不仅降低了电网不平衡时的网侧电流畸变率,而且提升了系统的整体控制性能。但是单相系统相较于三相系统,由于缺少一个自由度,无法直接进行坐标变换,因此不能根据瞬时无功理论直接进行瞬时功率的计算。要想实现瞬时功率计算必须构造与网侧电压、电流正交的虚拟信号。传统构造虚拟正交信号的方法主要有 1/4 周期延迟 (time delay, TD) 算法^[12]、二阶广义积分 (second-order generalized integral, SOGI) 算法^[13-14]、希尔伯特变换算法^[15]等。但这些算法在构造虚拟信号时都不可避免的存在一定的延时,导致单相整流器在采取模型预测功率控制时内环的功率计算速度受到限制,使系统动态性能变差。

整流器外环一般采用 PI 控制,但是 PI 控制器存在启动超调过大和抗干扰能力差等缺陷。线性自抗扰控制 (linear auto disturbance rejection control, LADRC) 是一种对于系统扰动进行观测并且实时补偿的非线性控制算法,具有很强的抗干扰能力^[16-17]。文献[18]针对弱电网下的并网变流器设计了一种全线性自抗扰控制,能够实现系统无超调启动并且增加了控制系统抗干扰能力。文献[19]针对 Vienna 整流器电压外环设计了线性自抗扰控制算法,不仅抑制了二次谐波分量,而且加快了系统的响应速度。

综上,为解决单相系统中模型预测功率控制因功率计算延时导致的控制性能差的问题,本文以单相五电平整流器为研究对象,首先,在分析其工作原理并建立数学模型的基础上推导了模型预测功率控制算法。然后,提出了一种虚拟信号重构 (virtual signal reconstruction, VSR) 算法并结合改进的广义积分 (improved second order

generalized integral, ISOGI) 算法构建了无延时功率观测器,在传统模型预测功率控制的基础上提出一种基于无延时功率观测器的模型预测功率控制 (model predictive power control for delayless power observer, MPPCFDPO) 方法。同时,为克服外环 PI 控制存在的电压超调和抗干扰能力差的问题,电压外环采用线性自抗扰控制。最后,通过仿真和实验对所提算法的有效性进行验证。

1 单相五电平整流器工作原理

1.1 整流器电路拓扑

图 1 是单相五电平整流器的主电路拓扑结构图, u_s 、 L_s 、 R 分别为网侧的电压、电感和电阻, i_s 为网侧电流; L_b 、 L_c 为两耦合电感,其互感值为 M ; i_b 、 i_c 分别为流过两电感线圈上的电流; C 为直流侧支撑电容; R 为直流侧负载, U_{dc} 为直流母线电压; $S_1 \sim S_6$ 为功率开关管; u_{in} 表示 a 点与 d 点之间的电压,即输入端电压。

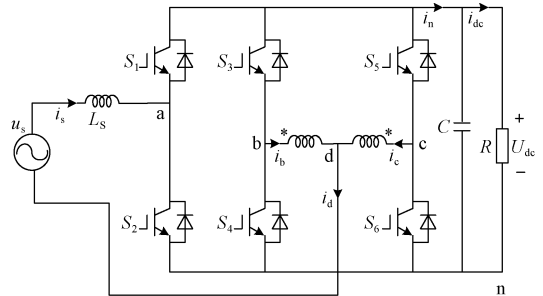


图 1 单相五电平整流器拓扑

Fig. 1 Topology of the single-phase five level rectifier

1.2 单相五电平整流器工作原理

为简化推导,忽略电阻 R 。根据图 1 主电路拓扑,由电路定理可得到:

$$\begin{cases} (M + L_\sigma) \frac{di_b}{dt} - M \frac{di_c}{dt} = u_{bn} - u_{dn} \\ (M + L_\sigma) \frac{di_c}{dt} - M \frac{di_b}{dt} = u_{cn} - u_{dn} \end{cases} \quad (1)$$

式中: L_σ 为电感线圈的漏感值, u_{bn} 、 u_{cn} 、 u_{dn} 分别是 b 点、c 点、d 点与 n 点之间的电压值。

由基尔霍夫定律,可得:

$$i_b + i_c = i_s \quad (2)$$

将式(1)、(2)合并,忽略漏感影响,可以得到:

$$u_{dn} = \frac{u_{bn} + u_{cn}}{2} \quad (3)$$

由式(3)可得到输入电压 u_{in} 的表达式:

$$u_{in} = u_{an} - u_{dn} = u_{an} - \frac{u_{bn} + u_{cn}}{2} \quad (4)$$

该整流器拓扑共有 3 个桥臂,且每一桥臂中上下两个开关管为互补导通工作,只有两种开关状态。令 T_1 、 T_2 、 T_3 表示三桥臂的开关状态,可得逻辑开关函数如下:

$$T_i = \begin{cases} 1 & \text{上管导通} \\ 0 & \text{下管导通} \end{cases} \quad i = 1, 2, 3 \quad (5)$$

结合式(4)、(5)可得:

$$\begin{cases} S = T_1 - \frac{T_2 + T_3}{2} \\ u_{in} = SU_{dc} \end{cases} \quad (6)$$

式中: S 表示开关函数。

由以上分析,可得该单相五电平整流器各开关状态与电压之间的关系,如表 1 所示。

表 1 单相五电平整流器各开关状态与电压关系

Table 1 The relationship between each switching state and voltage in the single-phase five-level rectifier

区间	开关状态			电压关系(单位/ U_{dc})				
	T_1	T_2	T_3	u_{an}	u_{bn}	u_{cn}	u_{dn}	u_{in}
正半周期	1	0	0	1	0	0	0	1
	1	0	1	1	0	1	1/2	1/2
	1	1	0	1	1	0	1/2	1/2
	1	1	1	1	1	1	1	0
负半周期	0	0	0	0	0	0	0	0
	0	0	1	0	0	1	1/2	-1/2
	0	1	0	0	1	0	1/2	-1/2
	0	1	1	0	1	1	1	-1

忽略网侧等效电阻影响,则单相五电平整流器的数学模型为:

$$L_s \frac{di_s}{dt} = u_s - u_{in} \quad (7)$$

结合式(7)可得:

$$L_s \frac{di_s}{dt} = u_s - SU_{dc} \quad (8)$$

2 内环模型预测功率控制算法

根据单相瞬时功率计算方法,单相整流器有功功率 P 和无功功率 Q 的表达式为:

$$\begin{cases} P = \frac{u_{s\alpha}i_{s\alpha} + u_{s\beta}i_{s\beta}}{2} = \frac{u_{sd}i_{sd} + u_{sq}i_{sq}}{2} \\ Q = \frac{u_{s\beta}i_{s\alpha} - u_{s\alpha}i_{s\beta}}{2} = \frac{u_{sq}i_{sd} - u_{sd}i_{sq}}{2} \end{cases} \quad (9)$$

式中: $u_{s\alpha}$ 、 $i_{s\alpha}$ 分别是网侧电压 u_s 和网侧电流 i_s 在 $\alpha\beta$ 坐标系下 α 轴分量; $u_{s\beta}$ 、 $i_{s\beta}$ 分别表示网侧电压 u_s 和网侧电流 i_s 在 $\alpha\beta$ 坐标系下 β 轴分量; u_{sd} 、 i_{sd} 分别表示网侧电压

u_s 和网侧电流 i_s 在 dq 坐标系下的 d 轴分量; u_{sq} 、 i_{sq} 分别表示网侧电压 u_s 和网侧电流 i_s 在 dq 坐标系下的 q 轴分量;

在 dq 坐标下的单相整流器的功率模型为:

$$\begin{cases} L_s \frac{dQ}{dt} = \frac{1}{2}u_{sd}^2 - \frac{1}{2}u_{din}u_{sd} - \omega L_s Q \\ L_s \frac{dQ}{dt} = \frac{1}{2}u_{qin}u_{sd} + \omega L_s P \end{cases} \quad (10)$$

对式(10)进行前向欧拉离散化,可得单相整流器的功率预测模型为:

$$\begin{cases} P(k+1) = P(k) + \frac{T_s}{2L_s}u_{sd}^2(k) - \frac{T_s}{2L_s}u_{din}(k)u_{sd}(k) - \omega T_s Q(k) \\ Q(k+1) = Q(k) + \frac{T_s}{2L_s}u_{qin}(k)u_{sd}(k) + \omega T_s P(k) \end{cases} \quad (11)$$

评价函数的设计是模型预测算法中的重要环节,为使预测功率和指令功率之间的误差最小化,以获取准确的调制波 u_{oin} 。为此设计如下评价函数:

$$J = [P^* - P(k+1)]^2 + [Q^* - Q(k+1)]^2 \quad (12)$$

式中: P^* 和 Q^* 为 dq 轴给定功率; $P(k+1)$ 和 $Q(k+1)$ 为预测功率。

为使指令功率和预测功率误差的最小化,实现功率的无差跟踪,针对评价函数 J 求 u_{din} 和 u_{qin} 的偏导,并令偏导为 0,可得如下表达式:

$$\begin{cases} \frac{\partial J}{\partial u_{din}(k)} = 0 \\ \frac{\partial J}{\partial u_{qin}(k)} = 0 \end{cases} \quad (13)$$

结合式(11)、(12)和(13),可以得到:

$$\begin{cases} \frac{\partial J}{\partial u_{din}(k)} = \frac{u_{sd}T_s}{L} [P^* - P(k) + \omega Q(k)T_s - \frac{T_s(u_{sd}^2 - u_{sd}u_{din}(k))}{2L}] = 0 \\ \frac{\partial J}{\partial u_{qin}(k)} = -\frac{u_{sd}T_s}{L} [Q^* - Q(k) - \omega P(k)T_s - \frac{T_s u_{sd}u_{qin}(k)}{2L}] = 0 \end{cases} \quad (14)$$

由式(14)可求得最优调制波表达式为:

$$\begin{cases} u_{din}(k) = u_{sd} - \frac{2\omega LQ(k)}{u_{sd}} - \frac{2L}{u_{sd}T_s} [P^*(k) - P(k)] \\ u_{qin}(k) = -\frac{2\omega LP(k)}{u_{sd}} + \frac{2L}{u_{sd}T_s} [Q^*(k) - Q(k)] \end{cases} \quad (15)$$

3 无延时功率观测器构建

由于传统虚拟正交信号的构造存在延时,导致功率观测器观测得到的瞬时功率也不可避免地存在一定的延时,使模型预测功率控制的动态性能受到影响。因此,为了能够精确无延时的观测出单相整流器的瞬时功率,本文研究了一种 VSR 算法并结合 ISOGI 算法构建了无延时功率观测器以改善模型预测功率控制的功率控制性能。无延时功率观测器的构建主要分为两部分:虚拟电压信号和虚拟电流信号的重构。

3.1 虚拟电压信号重构

为消除输入信号中的直流分量和高次谐波在构造虚拟电压信号时产生的影响,本文采用文献[20]中改进二阶广义积分算法进行正交虚拟电压信号的构造,其实现框图如图 2 所示。

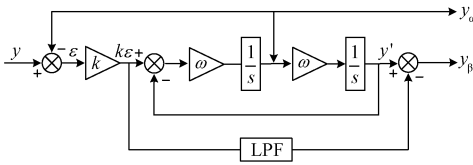


图 2 ISOGI 算法框图

Fig. 2 Block diagram of ISOGI algorithm

可以看出,ISOGI 算法与传统二阶广义积分(second order generalized integrator, SOGI)算法的区别在于 $k\varepsilon$ 与 y' 之间增添了一个含有低通滤波器(low pass filter, LPF)的减法通道。此时若输入信号含有直流分量,那么经过输出信号 y_α 负反馈后, ε 也含有与输入信号相同的直流分量,将此信号经增益 k 放大后与 y' 作减法便可以消除 y_β 中的直流分量。同时为了滤除输入信号中的高次谐波,在减法通道上加入低通滤波器,其传递函数表达式如下:

$$G_{\text{LPF}} = \frac{1}{1 + \tau s} \quad (16)$$

式中: τ 与低通滤波器的截止频率有关。

由于输出信号 y_β 频率为 50 Hz,则可选定低通滤波器的截止频率为 50 Hz。

根据 ISOGI 算法原理框图可得闭环传递函数:

$$\begin{cases} D_1(s) = \frac{Y_\alpha(s)}{Y(s)} = \frac{k\omega s}{s^2 + k\omega s + \omega^2} \\ D_2(s) = \frac{Y_\beta(s)}{Y(s)} = \frac{k(\tau\omega^2 s - s^2)}{(s^2 + k\omega s + \omega^2)(1 + \tau s)} \end{cases} \quad (17)$$

其中, $Y_\alpha(s)$ 、 $Y_\beta(s)$ 以及 $Y(s)$ 分别为 y_α 、 y_β 和 y 的拉普拉斯表示式; k 为增益系数,取值为 $\sqrt{2}$ [20]。 $D_2(s)$ 不仅能抑制输入信号的直流分量,还能够很好地抑制高频

分量。

本文中 ISOGI 方法仅用于网侧电压虚拟信号的提取,实现对各次谐波分量的抑制。同时 ISOGI 算法构建的两正交电压信号也用于锁相环(phase lock loop, PLL),以准确估计网侧电压角频率,使得虚拟电压信号构建更加精确。

3.2 虚拟电流信号重构

根据电流矢量 i_s 在 $\alpha\beta$ 和 dq 坐标系空间位置分布关系, i_s 可由 dq 坐标系变换到 $\alpha\beta$ 坐标系下,即 $i_{s\beta}$ 可由 i_{sd} 和 i_{sq} 表示:

$$\begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta & -\sin\theta \\ \sin\theta & \cos\theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{bmatrix} \quad (18)$$

式中: θ 为 $\alpha\beta/dq$ 变换相角。

由式(19)可得到:

$$i_{s\beta} = i_{sd}\sin\theta + i_{sq}\cos\theta \quad (19)$$

此时求 $i_{s\beta}$,关键是得到 $\sin\theta$ 和 $\cos\theta$ 的表达式。

网侧电压 u_s 在 $\alpha\beta$ 和 dq 两种不同坐标系下的相量图如图 3 所示。

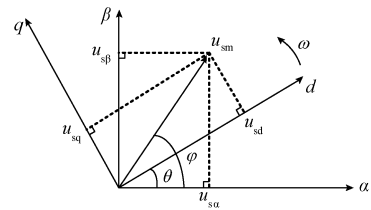


图 3 u_s 在不同坐标系下的向量图

Fig. 3 The vector diagram of u_s in different coordinate systems

图 3 中, θ 、 φ 分别为 $dq/\alpha\beta$ 变换相角和网侧电压相量 u_s 与 α 轴的夹角,可分别表示如下:

$$\begin{cases} \varphi = \theta + \delta \\ \theta = \omega t \end{cases} \quad (20)$$

式中: δ 为网侧电压相量与 d 轴之间的夹角。

由于锁相环可以跟踪网侧电压相位,当系统处于稳定时,有 $\theta = \varphi$,则:

$$\begin{cases} u_{sd} = u_{sm} \\ u_{sq} = 0 \end{cases} \quad (21)$$

根据图 3,由数学几何关系和三角函数关系,可得:

$$\begin{cases} \cos\theta = \frac{u_{s\alpha}}{\sqrt{u_{s\alpha}^2 + u_{s\beta}^2}} \\ \sin\theta = \frac{u_{s\beta}}{\sqrt{u_{s\alpha}^2 + u_{s\beta}^2}} \end{cases} \quad (22)$$

将式(22)代入式(19),可得:

$$i_{s\beta} = i_{sd} \frac{u_{s\beta}}{\sqrt{u_{s\alpha}^2 + u_{s\beta}^2}} + i_{sq} \frac{u_{s\alpha}}{\sqrt{u_{s\alpha}^2 + u_{s\beta}^2}} \quad (23)$$

通过式(23)可以得到 β 轴虚拟电流信号的实现框图,如图4所示。

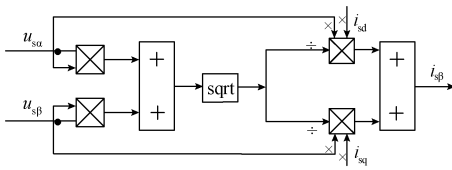


图4 VSR 算法框图

Fig. 4 VSR algorithm block diagram

由上述分析并结合瞬时功率计算式(9)即可得到无延时功率观测器实现框图,如图5所示。

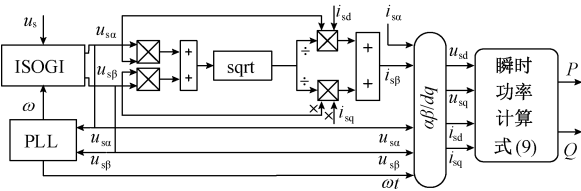


图5 无延时功率观测器原理

Fig. 5 Schematic diagram of no-delay power observer

4 外环线性自抗扰控制

为克服传统 PI 控制器运用在整流器电压外环存在的启动超调过大、抗干扰能力差的问题,考虑在电压外环引入线性自抗扰控制(linear auto disturbance rejection control, LADRC)器,以改善直流侧电压的控制性能。

单相五电平整流器交流侧和直流侧功率分别为:

$$\begin{cases} P_{ac} = \frac{1}{2}(u_{sd}i_{sd} + u_{sq}i_{sq}) \\ P_{dc} = C \frac{U_{dc}dU_{dc}}{dt} + \frac{U_{dc}^2}{R} \end{cases} \quad (24)$$

式中: P_{ac} 表示网侧有功功率, P_{dc} 表示直流侧有功功率。

忽略整流器的功率损耗,则 $P_{ac} = P_{dc}$,根据式(24)可得:

$$\frac{dU_{dc}^2}{dt} = -\frac{2U_{dc}^2}{RC} + \frac{u_{sd}i_{sd}}{C} + \frac{u_{sq}i_{sq}}{C} \quad (25)$$

当整流器以单位功率因数运行时,有 $u_{sm} = u_{sd}, i_q = 0$,代入式(25)中,可以得到:

$$\frac{dU_{dc}^2}{dt} = -\frac{2U_{dc}^2}{RC} + \frac{u_{sm}i_{sd}}{C} \quad (26)$$

令 $U_{dc}^2 = y, a = -2/RC, b = u_{sm}/C, u = i_{sd}$,由式(26)可得:

$$dy/dt = ay + bu \quad (27)$$

由式(27)可知,该整流器直流侧电压方程为一阶方程,因此可以按照一阶系统进行电压外环的设计。图6为LADRC算法原理图,其中LTD为线性微分跟踪器,

LESO为线性扩张状态观测器,LSEF为线性状态误差反馈控制律。

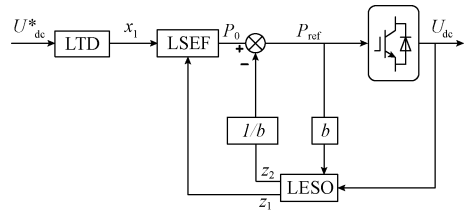


图6 LADRC 算法原理

Fig. 6 Schematic diagram of LADRC algorithm

4.1 线性微分跟踪器

为保证直流侧输出电压在启动时能够快速响应且没有超调,需要对参考电压 U_{dc}^* 设计线性跟踪微分器从而使输出电压能够快速平滑的过渡到电压参考值。线性微分跟踪器可设计为如下形式:

$$\begin{cases} \dot{x}_1 = x_2 \\ \dot{x}_2 = -1.73rx_2 - r^2(x_1 - U_{dc}^*) \end{cases} \quad (28)$$

式中: r 是可调参数,其取值大小决定电压跟踪的快慢; x_1 是直流侧电压给定值安排的过渡过程; x_2 是 x_1 的微分。

4.2 线性扩张状态观测器

设计扩张状态观测器的目的是观测系统内部和外部的扰动并实时跟踪直流侧输出电压。其具体可设计如下:

$$\begin{cases} \dot{z}_1 = z_2 - \beta_1(z_1 - U_{dc}) + bP_{ref} \\ \dot{z}_2 = -\beta_2(z_1 - U_{dc}) \end{cases} \quad (29)$$

式中: z_1 是整流器直流侧输出电压的观测值; z_2 是对扰动的观测值; β_1, β_2 是可调节的增益系数, β_1 与控制量响应快慢有关, β_2 与控制量误差有关, β_1, β_2 的选择可根据观测器的带宽整定。

4.3 线性状态误差反馈控制律

线性状态误差反馈控制律的作用是放大误差项,进而加快直流侧电压的跟踪速度,从而达到改善动态性能的目的。选取直流侧电压给定值的平方和实际值的平方的差值作为的反馈变量,则可设计线性状态误差反馈控制律如下所示:

$$\begin{cases} P_0 = k(x_1^2 - z_1^2) \\ P_{ref} = P_0 - z_2/b \end{cases} \quad (30)$$

式中: k 为误差反馈系数; b 为补偿系数,其值的选取会影响线性自抗扰控制的补偿强度;

4.4 整体控制框图

该单相五电平整流器电压外环采用自抗扰控制,内环使用基于无延时功率观测器的模型预测功率算法。首先根据改进广义积分器和虚拟信号重构算法得到 $\alpha\beta$ 坐

标系下电压、电流分量, 然后进行 $\alpha\beta/dq$ 坐标变换, 根据瞬时无功功率计算式(9) 构建无延时功率观测器, 将观测到的有功功率和无功功率以及电压外环 LADRC 输出的参考有功功率送至内环, 根据模型预测功率控制式(15) 计算得到调制信号。最后将得到的调制信号经过 $dq/\alpha\beta$ 反变换送至空间矢量调制模块, 经调制后的触发信号送至各开关管实现对整流器的控制, 控制系统的示意图如图 7 所示。

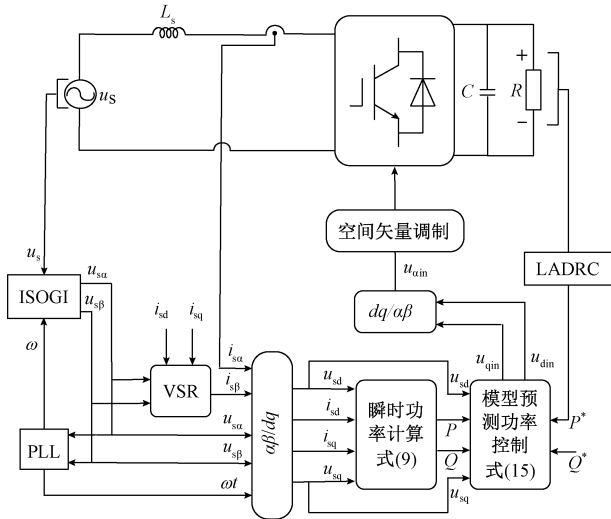


图 7 单相五电平整流器控制系统示意图

Fig. 7 Schematic diagram of the single-phase five level rectifier control system

5 仿真与实验验证

5.1 仿真结果及分析

为验证所提控制方法的可行性, 在仿真软件中搭建了基于主电路的控制系统模型, 仿真参数如表 2 所示。

表 2 仿真与实验参数

Table 2 Simulation and experiment parameters

电气参数	数值
网侧电压幅值 u_s/V	311
网侧电感 L_s/mH	2.5
耦合电感 $L_b, L_c/mH$	3
耦合电感互感 M/mH	3
直流侧电压给定值 U_{dc}^*/V	500
直流侧支撑 $C_1, C_2/mF$	4.5
直流侧负载 R/Ω	40
开关频率 f/kHz	2.5

图 8 是采用 MPPCFDPO 控制策略下整流器的稳态波形。可以看出整流器输入端能够产生五电平, 与前文所述五电平整流器工作原理相对应。并且整流器网侧电压和网侧电流能够实现同相位, 即整流器能够实现单位功率因数运行, 同时网侧电压电流正弦化程度良好。因

此, 整流器在该算法下具有很好的稳态性能。

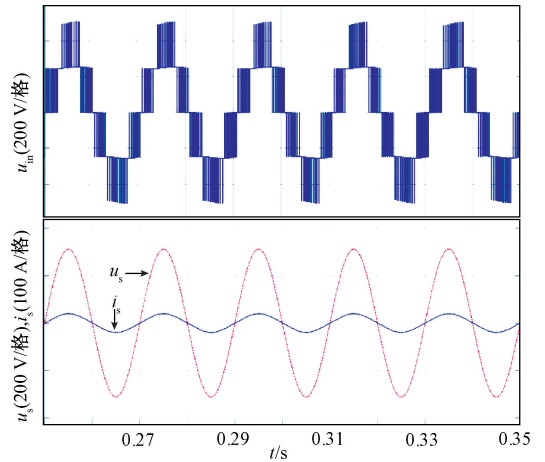


图 8 整流器稳态波形

Fig. 8 Waveforms of the rectifier in steady state

为公平对比传统功率观测器和无延时功率观测器在功率计算能力的区别, 仿真中虚拟电压信号都采用 ISOGI 算法构造, 虚拟电流信号分别采用 TD 算法、SOGI 算法以及本文所提 VSR 算法进行构造。图 9 是基于传统功率观测器和无延时功率观测器功率计算性能的对比波形。其中, 给定有功功率 P^* 在 0.25 s 发生突变。对比图 9(a)、(b) 和 (c) 可知, 3 种算法下都能够实现 β 轴虚拟电流信号的构造以及功率的跟踪, 但是传统 TD 算法和 SOGI 算法在功率突变之后不能够及时获取虚拟电流信号导致内环的功率计算不够精确并且存在延迟, 影响系统的动态性能。而所提 VSR 算法在给定功率突变之后能够无延时的构造虚拟电流信号, 使得内环功率计算性能更优越, 动态性能更好。

图 10 为 3 种算法下网侧电流傅里叶分析结果, 可以看出, 采用传统 TD 算法以及 SOGI 算法时, 网侧电流总谐波畸变率 (total harmonic distortion, THD) 分别为 3.05% 和 3.02%, 采用 VSR 算法下网侧电流 THD 为 3.01%。此结果说明 VSR 算法稳态性能和传统 TD 算法以及 SOGI 算法一样优异。

为验证外环 LADRC 算法的有效性以及控制性能, 在仿真软件中搭建了 MPPCFDPO + PI 和 MPPCFDPO + LADRC 控制系统的仿真模型。图 11 为不同工况直流侧电压 U_{dc} 及网侧电流 i_s 的实验对比波形图, 图 11(a) 给出了两种控制算法分别作用时整流器直流侧电压启动对比波形, 可以看出, 两种算法都能够使得直流侧电压达到稳定, 但是 PI 控制时存在超调, 且达到稳态所需时间较长。而 LADRC 控制时, 不存在超调, 并且很快就能够达到稳态。所以 LADRC 能够使直流侧电压更加精确快速的收敛至给定值, 控制效果更好。图 11(b) 给出了两种控制算法给定电压突变时直流侧电压的仿真波形, 给定

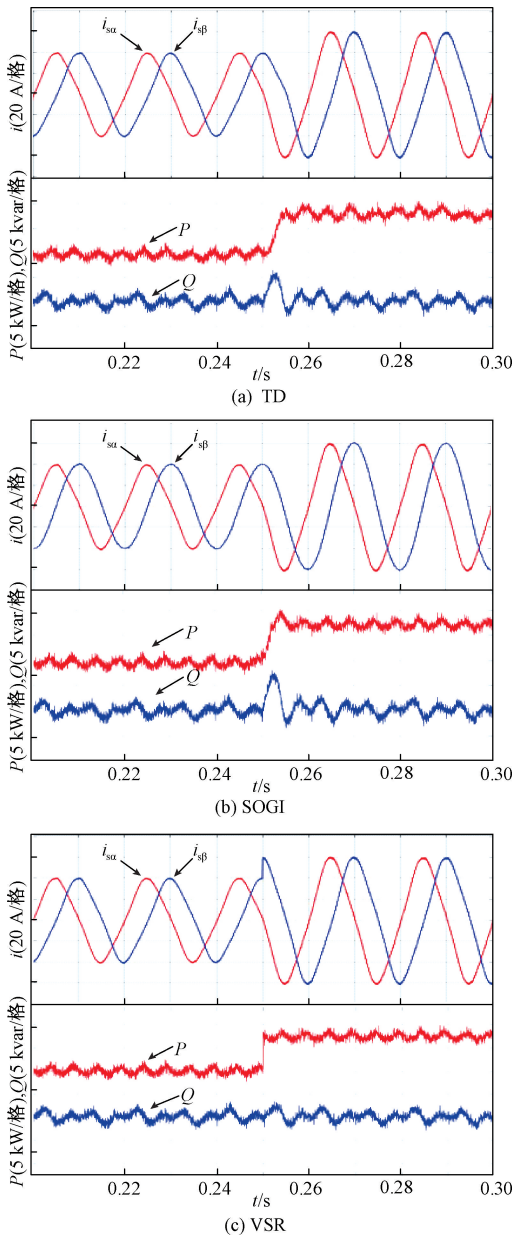


图 9 基于不同算法下功率计算性能对比
Fig. 9 Power calculation performance comparison under different algorithms

电压由 500 V 变为 550 V。由图可以看出,两种算法最终都能跟踪上给定值,但是 LADRC 算法跟踪速度明显快于 PI 算法,动态性能更加优越。图 11(c) 给出了负载突变时直流侧电压仿真波形,可以看出,LADRC 控制算法相比于 PI 算法,参数扰动更小,抗干扰能力更强。因此,MPPCFDPO+LADRC 相比于 MPPCFDPO+PI 控制能够使外环电压具有更优秀的跟踪性能以及抗干扰能力。

5.2 实验结果及分析

为了更加深入验证所提算法的有效性和可行性,搭建了 DSP+RT-LAB 的半实物平台,对传统功率观测器以

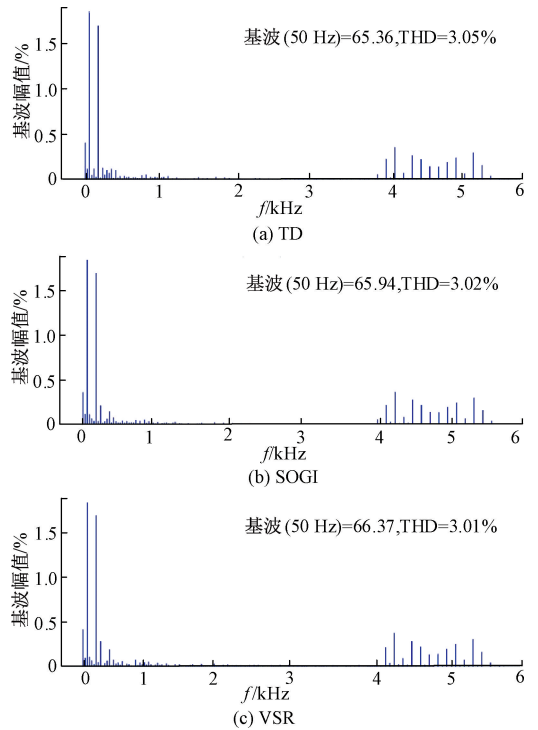


图 10 网侧电流 THD
Fig. 10 Grid side current THD

及无延时功率观测器的内环功率计算性能以及外环 PI 算法和 LADRC 算法进行了实验对比研究。其中,DSP 采用 TI 公司的 TMS320F28335,RT-LAB 平台由上位机、运算单元、模拟板和数字模块组成。实验中主电路各模块参数选择与仿真一致,如表 2 所示。

图 12 是给定有功功率 P^* 突变 40% 工况下 3 种算法的内环功率跟踪性能对比波形,由图 12(a) 可知,基于 TD 算法的功率观测器,在给定有功功率突变后内环有功功率需要 5 ms 才能够重新跟踪上给定功率,无功功率需要相同的时间过渡到稳态,并且具有较大的功率波动;图 12(b) 中基于 SOGI 算法的功率观测器在给定有功功率突变之后内环有功功率要经过约 7 ms 才能够重新追踪上给定值,无功功率也经过相同的时间重新恢复稳定,无功功率同样存在较大波动;而图 12(c) 中基于 VSR 算法构造的无延时功率观测器在给定有功功率突变之后,能够使内环有功功率在突变瞬间就能够跟踪上给定值,几乎不需要调节时间,相比于传统算法所需时间减少了 5~7 ms,并且无功功率几乎没有波动,始终处于稳定状态。因此,基于 VSR 算法所构造无延时功率观测器相比于传统功率观测器能够使模型预测功率控制具有更加优异的动态性能。

图 13 给出了电网电压突变时的实验波形,电压源幅值由 311 V 突降为 255 V,电压外环分别采用 PI 算法和 LADRC 算法,内环均采用 MPPCFDPO 算法。可以看出,

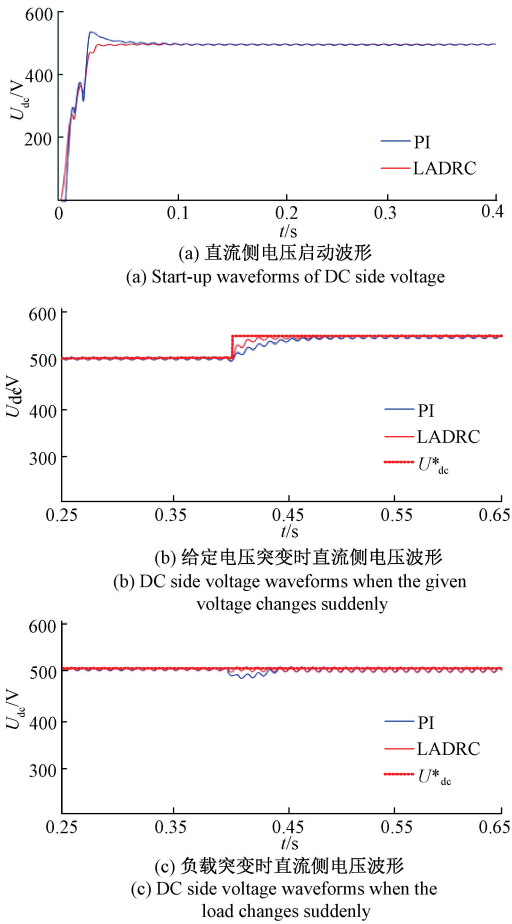


图 11 不同工况不同控制算法下的 U_{dc} 波形对比
Fig. 11 Comparison of U_{dc} waveforms under different working conditions and different control algorithms

两种控制算法下,电源电压跌落都会引起直流侧电压 U_{dc} 的波动,同时网侧电流 i_s 会逐渐增大以补偿电网电压突降对直流侧功率产生的影响。区别在于,PI 控制时直流侧电压 U_{dc} 和网侧电流 i_s 需要 80 ms 才能过渡到稳态,耗时长,并且直流侧电压相对于给定值有 8.8% 的电压波动。而 LADRC 控制时,直流侧电压 U_{dc} 和网侧电流 i_s 仅需 24 ms 就能够过渡到稳态,同时直流侧电压波动为 4.4%,相比于 PI 控制时,电压波动减小了 4.4%,控制时间减少了 56 ms。图 14 为负载突变时直流侧电压 U_{dc} 和网侧电流 i_s 波形,负载电阻由 50Ω 突变为 25Ω 。由图 14(a) 可知,在负载突变后,当施加 PI 算法时 U_{dc} 约经过 49 ms 才能够重新恢复稳定,电压跌落相比于给定值为 6.4%,并且 i_s 也需要相同时间恢复稳定,用时较长;而采用 LADRC 算法时 U_{dc} 仅经过约 9 ms 就能够恢复稳定,电压降落为 1.6%,相比于 PI 算法电压降落减少了 4.8%,同时网侧电流 i_s 几乎无需调节时间就重新稳定下来。综上所述可知,MPPCFDPO+LADRC 相比于 MPPCFDPO+PI 控制而言,能够实时估计并且补偿外部扰动,使直流侧电压

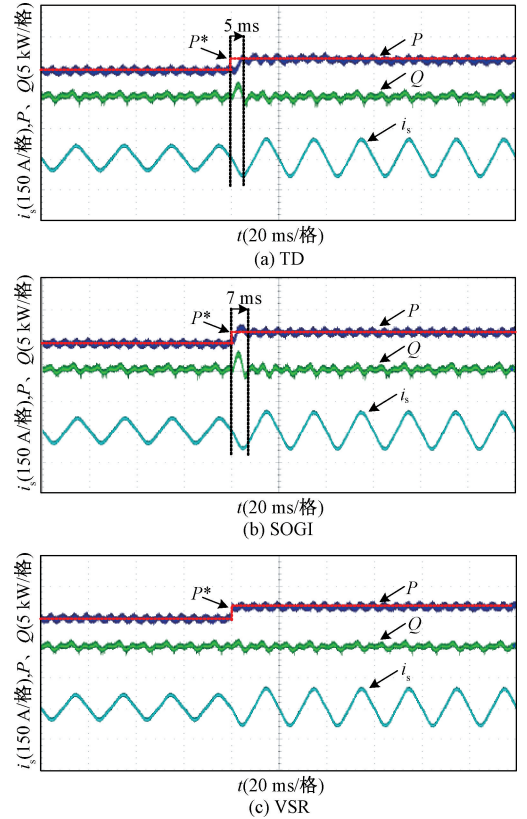


图 12 不同控制算法下内环动态性能对比
Fig. 12 Comparison of internal loop dynamic performance under different control algorithms

具有更加优异的抗负载扰动以及电源电压波动的能力。

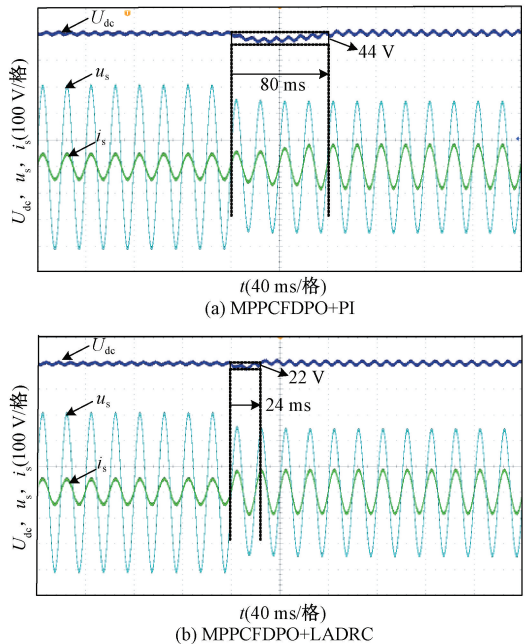
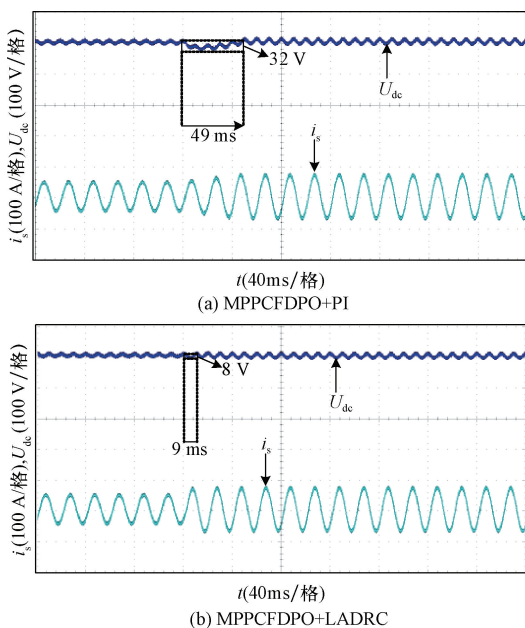


图 13 电源电压跌落实验波形
Fig. 13 Experimental waveforms when grid voltage drop

图 14 负载突增时 U_{dc} 及 i_s 波形Fig. 14 U_{dc} and i_s waveforms when the load changes suddenly

6 结 论

本文以单相五电平整流器为研究对象,提出一种 MPPCFDPO+LADRC 的综合控制方法。该方法通过新型虚拟信号重构算法以及改进广义积分算法构建功率观测器,实现了对整流器瞬时功率的无延时观测,解决了单相系统中由于功率观测存在延时而导致模型预测功率控制系统动态性能恶化的问题。电压外环采用线性自抗扰控制代替传统 PI 控制,能够实现整流器的无超调启动,并且有效增强了整流器直流侧电压的抗干扰能力。本文所提控制方法同样适用于其他单相电力电子变换器拓扑,为其他变换器的控制策略提供借鉴。

参考文献

- [1] 黄勇军,郭强,李海啸. 基于直流电流二倍频分量抑制的电流源型 PWM 整流器控制策略[J]. 仪器仪表学报, 2022, 43(12): 228-237.
HUANG Y J, GUO Q, LI H X. Control strategy of current source PWM rectifier based on DC current doubled frequency component suppression[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2022, 43(12): 228-237.
- [2] 关清心,张宇,赵焕蓓,等. 三电平 ANPC-DAB 的零电压软开关特性与损耗均衡方法[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(13): 4603-4616.
GUAN Q X, ZHANG Y, ZHAO H B, et al. Zero-voltage soft switching characteristics and loss equalization method of three-level ANPC-DAB[J]. Proceedings of the CSEE,

- 2021, 41(13): 4603-4616.
- [3] 樊启高,吕华阳,毕恺韬,等. 面向直流储能系统的飞跨电容三电平双向升降压变换器及其模型预测控制策略[J]. 电工技术学报, 2022, 37(16): 4169-4179.
FAN Q G, LYU H Y, BI K T, et al. Flying capacitor three-level bidirectional buck-boost converter for DC energy storage system and its model predictive control strategy [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(16): 4169-4179.
- [4] 张光烈,宋晓民,刘闯,等. 基于公共低压直流母线 AC-AC 隔离型模块化多电平级联变换器[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(21): 7464-7476.
ZHANG G L, SONG X M, LIU CH, et al. Modular multilevel cascade converter based on public low voltage DC bus AC-AC isolation[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(21): 7464-7476.
- [5] MARIETHOZ S. Systematic design of high-performance hybrid cascaded multilevel inverters with active voltage balance and minimum switching losses [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2013, 28(7): 3100-3113.
- [6] TERBRACK C, STÖTTNER J, ENDISCH C. Design and validation of the parallel enhanced commutation integrated nested multilevel inverter topology [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(12): 15163-15174.
- [7] 王景芳,陈安臣,姚绪梁,等. 一种直流侧串联辅助单相整流器的 24 脉波整流器[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(23): 8120-8129.
WANG J F, CHEN AN CH, YAO X L, et al. A 24-pulse rectifier with auxiliary single-phase rectifier connected in series on the DC side[J]. Proceedings of the Chinese Society for Electrical Engineering, 2021, 41(23): 8120-8129.
- [8] 罗嘉,赵浩然,高术宁,等. 基于显式模型预测控制和改进虚拟阻抗的双馈风机低电压穿越策略[J]. 电网技术, 2021, 45(5): 1716-1723.
LUO J, ZHAO H R, GAO SH N, et al. Low-voltage ride-through strategy of doubly-fed wind turbine based on explicit model predictive control and improved virtual impedance [J]. Power System Technology, 2021, 45(5): 1716-1723.
- [9] 胡金迪,刘思,沈广,等. 基于端对端通信的充电桩无功响应分布式模型预测控制策略[J]. 电力系统自动化, 2022, 46(4): 25-35.
HU J D, LIU S, SHEN G, et al. Distributed model predictive control strategy for charging pile reactive power response based on end-to-end communication [J]. Automation of Electric Power Systems, 2022, 46(4):

- 25-35.
- [10] 高俊,张河山,彭志远,等. 基于状态转移约束的永磁同步电机模型预测控制策略[J]. 电子测量与仪器学报, 2021, 35(8): 86-92.
GAO J, ZHANG H SH, PENG ZH Y, et al. Model predictive control strategy for permanent magnet synchronous motor based on state transition constraints[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2021, 35(8): 86-92.
- [11] 向文凯,郭强,肖蕙蕙,等. Vienna 整流器网压重构功率控制[J]. 仪器仪表学报, 2022, 43(8): 154-162.
XIANG W K, GUO Q, XIAO H H, et al. Power control of Vienna rectifier network voltage reconfiguration[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2022, 43(8): 154-162.
- [12] GOLESTAN S, GUERRERO J M, VIDAL A, et al. Small-signal modeling, stability analysis and design optimization of single-phase delay-based PLLs[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(5): 3517-3527.
- [13] 刘碧,宋文胜,孙可心,等. 基于调制电压椭圆轨迹优化的单相脉冲整流器模型预测电流控制[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(17): 5177-5188.
LIU B, SONG W SH, SUN K X, et al. Prediction current control of single-phase pulse rectifier model based on elliptic trajectory optimization of modulating voltage [J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(17): 5177-5188.
- [14] HU H, TAO H, BLAABJERG F, et al. Train-network interactions and stability evaluation in high-speed railways-Part I: Phenomena and modeling [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(6): 4627-4642.
- [15] DASGUPTA S, SAHOO S K, PANDA S K. Single-phase inverter control techniques for interfacing renewable energy sources with microgrid—Part I: Parallel-connected inverter topology with active and reactive power flow control along with grid current shaping [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26(3): 717-731.
- [16] 卢志远,柏受军,江明,等. 改进的线性自抗扰永磁同步电机转速控制器设计[J]. 电子测量与仪器学报, 2022, 36(4): 73-81.
LU ZH Y, BAI SH J, JIANG M, et al. Improved design of linear disturbance rejection permanent magnet synchronous motor speed controller [J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2022, 36(4): 73-81.
- [17] 朱进权,葛琼璇,王晓新,等. 基于自抗扰和负载功率前馈的高速磁悬浮系统 PWM 整流器控制策略[J]. 电工技术学报, 2021, 36(2): 320-329.
ZHU J Q, GE Q X, WANG X X, et al. PWM rectifier control strategy of high-speed magnetic levitation system based on self-disturbance rejection and load power feed-forward [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2021, 36(2): 320-329.
- [18] 梁文科,苏淑靖,梁东飞,等. 两相静止坐标系下并网逆变器的自抗扰控制[J]. 电子测量技术, 2022, 45(10): 7-13.
LIANG W K, SU SH J, LIANG D F, et al. Active disturbance rejection control of grid-connected inverter in two-phase static coordinate system [J]. Electronic Measurement Technology, 2022, 45(10): 7-13.
- [19] 李萍,王久和. 基于无源与自抗扰的 Vienna 整流器控制策略研究 [J]. 电网技术, 2022, 46(4): 1575-1586.
LI P, WANG J H. Research on vienna rectifier control strategy based on passive and active disturbance rejection [J]. Power Grid Technology, 2022, 46(4): 1575-1586.
- [20] 张纯江,赵晓君,郭忠南,等. 二阶广义积分器的三种改进结构及其锁相环应用对比分析[J]. 电工技术学报, 2017, 32(22): 42-49.
ZHANG CH J, ZHAO X J, GUO ZH N, et al. Three improved structures of second-order generalized integrators and their applications [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(22): 42-49.

作者简介



朱艺锋, 2013 年于中国科学院大学获得博士学位, 现为河南理工大学副教授, 硕士生导师, 主要研究方向为电能变换与控制技术。
E-mail: zyfn@hpu.edu.cn

Zhu Yifeng received a Ph. D. degree from the University of Chinese Academy of Sciences in 2013. Now he is an associate professor and master supervisor at Henan Polytechnic University. His main research interests include power conversion and control technology.



贾小磊 (通信作者), 2020 年于山西农业大学获得学士学位, 现为河南理工大学硕士研究生, 主要研究方向为多电平变流器的建模与控制。
E-mail: 2529000738@qq.com

Jia Xiaolei (Corresponding author), received a B. Sc. degree from Shanxi Agricultural University in 2020. Now he is a M. Sc. candidate at Henan University of Technology. His main research interest includes the modeling and control of multilevel converters.