

DOI: 10.19783/j.cnki.pspc.230900

# 双重化 PWM 整流器自抗扰模型预测直接功率控制

王新菊, 王小敏

(西南交通大学信息科学与技术学院, 四川 成都 611756)

**摘要:** 针对车载双重化脉宽调制(pulse width modulation, PWM)整流器控制性能易受到模型不确定性和列车运行条件(输入电压、功率等级、电路参数等)变化影响的问题, 提出一种基于自抗扰控制(active disturbance rejection control, ADRC)和模型预测直接功率控制(model predictive direct power control, MPDPC)的双闭环控制算法。其中, 外环基于自抗扰控制理论, 构建了基于误差驱动的 ADRC(error-based ADRC, EADRC)控制器调节直流侧电压; 内环结合基于内模原理的功率补偿方案使用两步 MPDPC 算法实现电流信号的控制。仿真和实验将所提自抗扰模型预测直接功率控制(ADRC-MPDPC)算法与传统基于比例积分的直接功率控制(proportional integral-based direct power control, PI-DPC)算法和 PI-MPDPC 方法进行对比, 结果表明所提策略在系统启动、负载变化及工况切换等场景表现出更优的动态特性和鲁棒性能。

**关键词:** 双重化 PWM 整流器; 自抗扰控制; 模型预测控制; 直接功率控制

## Active disturbance rejection control-based model predictive direct power control for dual PWM rectifiers

WANG Xinju, WANG Xiaomin

(School of Information Science and Technology, Southwest Jiaotong University, Chengdu 611756, China)

**Abstract:** There is a problem that the control performance of an on-board dual pulse width modulation (PWM) rectifier is susceptible to model uncertainty and changes in operating conditions of the train, such as input voltage, power level, and circuit parameters, etc. Thus a dual closed-loop control algorithm is proposed based on active disturbance rejection control (ADRC) and model predictive direct power control (MPDPC). An error-driven ADRC (EADRC) controller is constructed based on the ADRC theory in the outer loop to regulate the DC side voltage. The inner loop combines a power compensation scheme based on the internal mode principle with a two-step MPDPC algorithm to control the AC side current signal. Simulations and experiments are conducted to compare the proposed ADRC-MPDPC algorithm with the conventional proportional integral-based direct power control (PI-DPC) algorithm and the PI-MPDPC method, and the results demonstrate that the proposed strategy exhibits superior dynamic characteristics and robustness in scenarios such as system startup, load change, and operating conditions switching.

This work is supported by the National Natural Science Foundation of China (No. 61872302).

**Key words:** dual PWM rectifiers; active disturbance rejection control; model predictive control; direct power control

## 0 引言

单相脉宽调制(pulse width modulation, PWM)整流器具有输入电流正弦度高、能实现能量双向流动、直流侧电压可调等优点, 被广泛应用于高速列车牵引传动系统<sup>[1]</sup>。为了进一步提高系统的容量, 减少

整流装置所产生的谐波和无功功率对电网的干扰, 动车组侧整流器常采用双重化 PWM 整流拓扑<sup>[2]</sup>。作为车-网能量传输和转换的关键设备, 双重化 PWM 整流器的主要控制目标是降低牵引网侧电流的谐波含量、实现单位功率因数运行以及为后级牵引逆变器提供稳定的直流电压。为达到整流器期望的性能指标, 国内外许多文献探讨了由交流侧输入电流控制和直流侧输出电压控制组成的双闭环控制技术, 其中, 直流侧电压普遍采用比例积分(proportional integral, PI)调节, 电流控制技术主要集

**基金项目:** 国家自然科学基金项目资助(61872302); 中国国家铁路集团有限公司科技研究开发计划项目资助(P2021G053, N2021T008)

中于电流跟踪控制<sup>[3-5]</sup>和直接功率控制<sup>[6-8]</sup>。

关于直流电压控制,经典的 PI 控制能够实现较高的稳态精度,但当逆变侧负载发生变化时,能量交换首先发生在电容与负载之间,PI 调节器的滞后性会导致直流侧电压波动,进而影响内环参考信号的准确性。为优化直流电压的控制性能,文献[9]将 PI 控制器与非线性函数结合形成一种非线性 PI 控制结构,该策略在一定程度上改善了电压脉动,但未能从本质上实现抑制。文献[10]采用滑模变结构控制方案改善了直流电压鲁棒性,电流谐波问题也得到了优化。在实际应用中,由于参数摄动以及外部扰动影响,滑模控制器中趋近率的参数难以确定,而较大的切换增益会导致抖动问题。自抗扰控制(active disturbance rejection control, ADRC)是一种主动抗干扰方法,具有不依赖被控对象准确模型的优点,已经在并网系统、静止无功补偿器以及电机驱动等领域得到应用<sup>[11-12]</sup>。传统 ADRC 算法采用非线性观测器,控制器结构复杂,待整定参数较多。文献[13-14]提出了基于线性自抗扰控制(linear active disturbance rejection control, LADRC)的 PWM 变流器电压控制策略,该方法不仅在抵抗负载扰动方面具有优越性,而且简化了参数整定过程。但从控制结构而言,现有 ADRC 多采用二自由度(2 degree of freedom, 2DOF)结构,而交流传动系统工控算法是以单自由度(1DOF)形式设计<sup>[15]</sup>。因此,ADRC 技术在牵引整流系统的应用,需要进一步考虑系统结构兼容问题和工程实用性。

关于电流环控制,直接功率控制(direct power control, DPC)由于直接控制 PWM 整流器的输入功率,具有效率高、响应快、动态和静态性能好等优点,已被广泛应用于三相变流系统<sup>[16-17]</sup>。传统 DPC 算法通过滞环控制器和预定义的开关矢量表进行功率的调节,存在开关频率不固定、谐波分布不均匀的缺点<sup>[18]</sup>。文献[19]提出了基于比例积分的直接功率控制(proportional integral-based direct power control, PI-DPC)方法,结合 PWM 调制策略,该方法实现了恒定开关频率,但由于包含多个 PI 控制器,其控制性能依赖于 PI 参数的整定,当系统运行环境(输入电压、功率等级、电路参数等)发生变化时,无法快速响应。文献[19-22]将模型预测控制思想应用到 DPC 算法中,提出了模型预测直接功率控制(model predictive DPC, MPDPC)算法。对于牵引整流器,MPDPC 算法的控制精度易受到模型不确定性及网侧电感参数摄动的影响。为此,文献[23]研究了电感参数在线估计方法,对参数偏差进行了在线修正。但在实际应用中,参数估计方法易受电压、电流及功率脉动等不确定因素影响,需要增设滤波器来消

除估算脉动<sup>[24]</sup>。文献[25]通过引入状态观测器来实现系统扰动的估计并进行补偿,系统的快速性和功率控制精度均得到了改善,但观测器的设计不仅依赖系统精确的数学模型,其参数整定也较为复杂,增加了控制难度。

针对上述研究的不足,提出一种自抗扰模型预测直接功率控制(active disturbance rejection control based model predictive direct power control, ADRC-MPDPC)算法,以实现直流电压和交流输入功率的综合控制。其中,电压控制采用基于系统误差的 ADRC(error based ADRC, EADRC)算法。EADRC 保留了 ADRC 的扰动补偿模块,确保了直流电压抵抗负载扰动的能力,其基于误差驱动的控制形式实现了和 PI 控制的无缝切换,有助于和工程实际相结合。功率控制采用了两步 MPDPC 算法,通过在功率预测环节融入基于内模原理的无功补偿措施,电路参数不匹配引起的无功偏移问题得到有效解决。同基于扰动观测和基于参数估计的方法相比,该算法具有结构简单、不增加硬件负担的优势。仿真和实验结果表明,所提 ADRC-MPDPC 综合控制方案实现了系统动态、静态性能的整体提升。

## 1 双重化 PWM 整流器数学模型

图 1 所示为交流传动系统的拓扑结构示意图,主要包括网侧双重化 PWM 整流器、中间直流环节和电机侧逆变器 3 部分。其中,网侧双重化 PWM 整流器由两个并列的单相两电平 PWM 整流器组成。图中: $u_N$  和  $i_N$  分别为网侧电压和电流; $R_N$  和  $L_N$  分别为网侧等效电阻和电感; $C_d$  为直流侧电容; $T_1-T_4$  为 IGBT 功率元件。

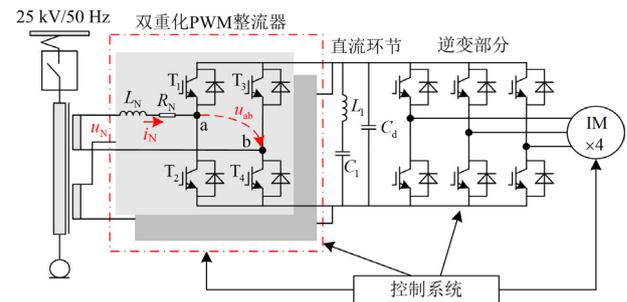


图 1 交流传动系统拓扑结构图

Fig. 1 AC drive system topology

根据基尔霍夫定律,单相 PWM 整流器网侧电流的数学模型表示为

$$L_N \frac{di_N}{dt} = u_N - R_N i_N - u_{ab} \quad (1)$$

式中,  $u_{ab}$  为整流器输入电压。

在两相旋转  $d-q$  坐标系下, 数学模型描述为

$$L_N \begin{pmatrix} \frac{di_{Nd}}{dt} \\ \frac{di_{Nq}}{dt} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} u_{Nd} \\ u_{Nq} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} R_N & -\omega L_N \\ \omega L_N & R_N \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{Nd} \\ i_{Nq} \end{pmatrix} - \begin{pmatrix} u_{abd} \\ u_{abq} \end{pmatrix} \quad (2)$$

式中:  $i_{Nd}$ 、 $i_{Nq}$  分别为  $i_N$  的  $dq$  轴分量;  $u_{Nd}$ 、 $u_{Nq}$  分别为  $d-q$  坐标系下  $u_N$  的  $dq$  轴分量;  $\omega$  为电网电压角频率;  $u_{abd}$ 、 $u_{abq}$  分别为  $u_{ab}$  的  $dq$  轴分量。

根据瞬时功率理论<sup>[12]</sup>, 单相系统的瞬时功率与网侧电压、电流分量的关系如式(3)所示。

$$\begin{pmatrix} P \\ Q \end{pmatrix} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} u_{Nd} & u_{Nq} \\ u_{Nq} & -u_{Nd} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{Nd} \\ i_{Nq} \end{pmatrix} \quad (3)$$

## 2 自抗扰模型预测直接功率控制

所提 ADRC-MPDPC 算法框图如图 2 所示, 为电压外环和功率内环构成的双闭环控制结构。

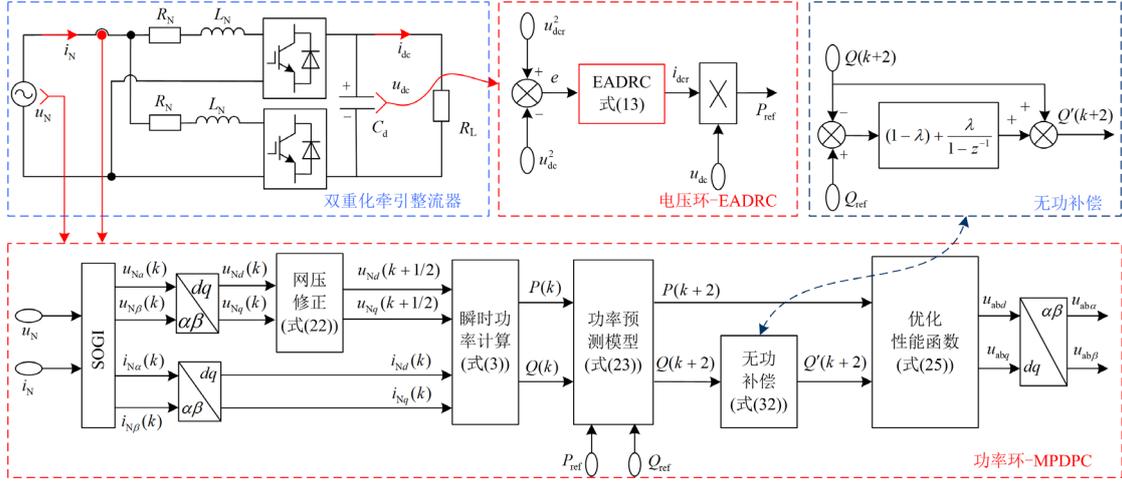


图 2 ADRC-MPDPC 算法结构框图

Fig. 2 Schematic of the proposed ADRC-MPDPC

### 2.1 电压外环自抗扰控制器设计

#### 2.1.1 直流侧电压数学模型

整流器交流侧和直流侧输出功率分别表示为

$$\begin{cases} P_{\text{net}} = \frac{1}{2} u_{Nd} i_{Nd} + \frac{1}{2} u_{Nq} i_{Nq} \\ P_{\text{dc}} = u_{\text{dc}} i_{\text{dc}} = C_d u_{\text{dc}} \frac{du_{\text{dc}}}{dt} + \frac{u_{\text{dc}}^2}{R_L} \end{cases} \quad (4)$$

式中:  $P_{\text{net}}$  和  $P_{\text{dc}}$  分别为网侧和直流侧有功功率;  $u_{\text{dc}}$  和  $i_{\text{dc}}$  分别为直流侧电压和电流;  $R_L$  为逆变侧等效负载。

不考虑桥臂本身附加损耗, 整流器交流侧和直流侧功率平衡, 即有  $P_{\text{net}} = P_{\text{dc}}$ , 式(4)变为

$$\frac{du_{\text{dc}}^2}{dt} = -\frac{2u_{\text{dc}}^2}{R_L C_d} + \frac{u_{Nd} i_{Nd}}{C_d} + \frac{u_{Nq} i_{Nq}}{C_d} \quad (5)$$

当 PWM 整流器单位功率因数运行时, 有  $u_{Nd} = u_N$ 、 $u_{Nq} = 0$ , 式(5)转化为

$$\frac{du_{\text{dc}}^2}{dt} = -\frac{2u_{\text{dc}}^2}{R_L C_d} + \frac{u_N i_{Nd}}{C_d} \quad (6)$$

令  $y = u_{\text{dc}}^2$ 、 $b = \frac{u_N}{C_d}$ 、 $u = i_{Nd}$ , 式(6)可描述为如

式(7)所示的输入-输出模型。

$$\dot{y} = \underbrace{f_0(t, y, d)}_{f_1(t, y, u, d)} + (b - b_0)u + b_0 u \quad (7)$$

式中:  $u$  为控制输入;  $y$  为系统输出;  $b$  为系统不确定性输入增益;  $b_0$  为  $b$  的粗估计,  $b_0 \neq 0$ ;  $d$  为外部扰动;  $f_0(t, y, d)$  为外部扰动和系统未建模部分;  $f_1(t, y, u, d)$  为包含增益不确定性的总扰动。

#### 2.1.2 EADRC 结构设计

对一阶系统(7), 令输入参考为  $r$ , 误差信号表示为  $e = r - y$ , 得到重构后的误差系统如式(8)所示。

$$\dot{e} = \dot{r} - \dot{y} = \dot{r} - \underbrace{f_0(t, y, d)}_{f(t, \dot{r}, y, u, d)} - (b - b_0)u - b_0 u \quad (8)$$

式中,  $f(t, \dot{r}, y, u, d)$  表示误差系统的总扰动。

系统重构后, 参考微分  $\dot{r}$  被视为总扰动  $f$  的一部分, 消除了传统 ADRC 对输入信号可微的限制, 弱化了跟踪微分器(tracing differentiator, TD)的影响。

选取扩张状态变量为  $\mathbf{x} = [x_1 \ x_2]^T \triangleq [e \ f]^T$ , 得到扩张后的误差系统, 描述为

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}u + \mathbf{E}\dot{f} \\ e = \mathbf{C}^T \mathbf{x} \end{cases} \quad (9)$$

$$\text{式中: } \mathbf{A} = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix}; \mathbf{B} = \begin{bmatrix} -b_0 \\ 0 \end{bmatrix}; \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 \\ 0 \end{bmatrix}; \mathbf{E} = \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix}.$$

对上述系统构建如式(10)所示的二阶线性扩张观测器(extended state observer, ESO)。

$$\begin{cases} \dot{\hat{\mathbf{x}}} = \mathbf{A}\hat{\mathbf{x}} + \mathbf{B}u + \mathbf{L}(x_1 - \mathbf{C}^T \hat{\mathbf{x}}) \\ \hat{e} = \mathbf{C}^T \hat{\mathbf{x}} \end{cases} \quad (10)$$

式中:  $\hat{\mathbf{x}} = [\hat{x}_1 \quad \hat{x}_2]^T \triangleq [\hat{e} \quad \hat{f}]^T$  为状态变量的估计值;

$\mathbf{L} = [l_1 \quad l_2]^T$  为观测器增益矩阵,  $l_1$ 、 $l_2$  为增益系数。

考虑观测器带宽受限, 线性状态误差反馈 (linear state error feedback, LSEF) 控制器采用比例反馈控制, 即  $u_0(e) = k_p e$ , 其中:  $u_0$  为误差反馈控制量;  $k_p$  为控制器增益系数。

利用总扰动估计值  $\hat{f}$  抵消扰动的影响, 得到扰动补偿后控制律为

$$u(e, \hat{f}) = \frac{1}{b_0}(u_0(e) + \hat{f}), b_0 \neq 0 \quad (11)$$

对系统(7)应用控制律  $u(e, \hat{f})$ , 得到

$$\dot{e} = (f - \hat{f}) + u_0(e) \quad (12)$$

不同于传统的 ADRC, EADRC 不需要输出电压信号和参考电压的微分来合成控制器。在观测器带宽内, 忽略总扰动的估计误差, 可以认为  $f \approx \hat{f}$ 。若扰动得到完全补偿, 在  $k_p > 0$  时, 输出反馈控制器  $u_0(e)$  可使式(12)稳定在平衡点  $e = 0$  附近。

将式(11)代入式(10), 经过拉普拉斯变换后得到 EADRC 的传递函数如式(13)所示。

$$G_{\text{EADRC}}(s) = \frac{U(s)}{E(s)} = \frac{k_p s^2 - (k_p l_1 + l_2)s - k_p l_2}{b_0 s^2 - b_0 l_1 s} \quad (13)$$

式中,  $U(s)$  和  $E(s)$  分别为控制输出  $u$  和误差信号  $e$  的拉普拉斯变换。

其于误差的自抗扰控制结构如图 3 所示。EADRC 取消了跟踪微分器, 避免了额外的参数调整和微分计算导致的测量噪声放大问题, 由 ESO 和 LSEF 组成的控制器表达式如式(13)所示。在实际应用中, EADRC 只需要将式(13)的传递函数离散化, 便能通过程序实现。

相较于线性自抗扰控制(linear active disturbance rejection control, LADRC), EADRC 具有以下优势: 首先, EADRC 将 LADRC 中需要独立设计的控制组件如跟踪微分器、ESO LSEF 等, 集成到一个统一的架构中, 具有更为紧凑、简化的控制结构。其次, EADRC 基于误差驱动的控制结构实现了和工控软件的兼容, 有助于 ADRC 在工程实际的应用。同时, EADRC 将参考微分信号  $\dot{r}$  归于系统总扰动,

通过 ESO 观测后可实现补偿。因此, 相比 LADRC, EADRC 对于输入信号的微分难以获得的应用对象提供了便利, 其通用性更为广泛。最后, EADRC 虽然为 1DOF 结构, 但其保留了自抗扰算法的 ESO 设计, 可通过 ESO 对总扰动进行实时观测和补偿, 因此 EADRC 在改善系统的动态性能、鲁棒性等方面都有显著的效果。

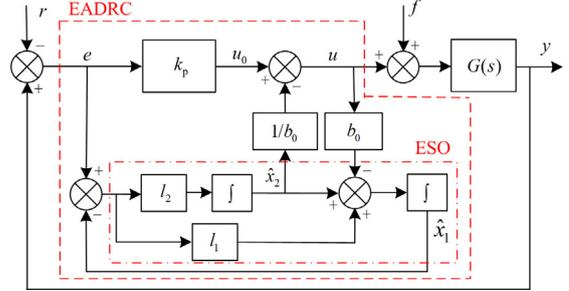


图 3 基于误差的自抗扰控制结构

Fig. 3 Structure of EADRC

### 2.1.3 EADRC 参数设计和频域特性分析

上述一阶 EADRC 系统可以描述为

$$Y(s) = \frac{G_{\text{EADRC}}(s)G(s)R(s)}{1 + G_{\text{EADRC}}(s)G(s)} + \frac{G(s)F(s)}{1 + G_{\text{EADRC}}(s)G(s)} \quad (14)$$

式中:  $R(s)$ 、 $F(s)$  和  $Y(s)$  分别为系统输入、扰动输入和系统输出的传递函数;  $G(s)$  为对象传递函数。

环路增益传递函数  $G_{\text{LG}}(s)$  和扰动输入  $f$  到系统输出的传递函数  $G_{\text{VF}}(s)$  分别表示为

$$G_{\text{LG}}(s) = G_{\text{EADRC}}(s)G(s) \quad (15)$$

$$G_{\text{VF}}(s) = \frac{G(s)}{1 + G_{\text{EADRC}}(s)G(s)} \quad (16)$$

该控制方案需要整定 4 个参数, 分别为  $k_p$ 、 $l_1$ 、 $l_2$  和  $b_0$ 。参考极点配置方法<sup>[21]</sup>, 引入观测器带宽  $\omega_0$  和控制器带宽  $\omega_c$ , 选取  $k_p = \omega_c$ 、 $l_1 = 2\omega_0$ 、 $l_2 = \omega_0^2$ 。令  $\omega_0$  逐渐增大,  $G_{\text{VF}}(s)$  的频域特性如图 4 所示。由图 4 可知, 随着观测器带宽  $\omega_0$  的增加, 系统扰动增益逐渐减小、抗扰动能力增强, 但该值过大会导致高频增益变大, 导致观测器对噪声更为敏感。因此折中选取  $\omega_0 = 75$ 。控制器带宽  $\omega_c$  影响 EADRC 的响应速度,  $\omega_c$  取值越高响应越快, 但该值过大会加剧输出电压波动, 甚至导致系统的不稳定。因此,  $\omega_c$  可依据工程经验进行整定, 一般选取为观测带宽的 1/5~1/2, 此处选择  $\omega_c = 25$ 。

牵引整流器电压环中, 真实控制增益  $b$  与网侧电压和直流侧电容值有关。根据电路参数, 选取  $b_0 = b$ 。考虑列车运行过程中, 线路参数会发生变

化, 图 5 给出了  $b_0$  取不同值时 EADRC 控制器的频率特性曲线。由图 5 可知, 当控制器参数选取合理时, 控制器对  $b_0$  的变化具有良好的鲁棒性, 即使参数  $b_0$  估计不准, 也不会对控制器的性能有大的影响。

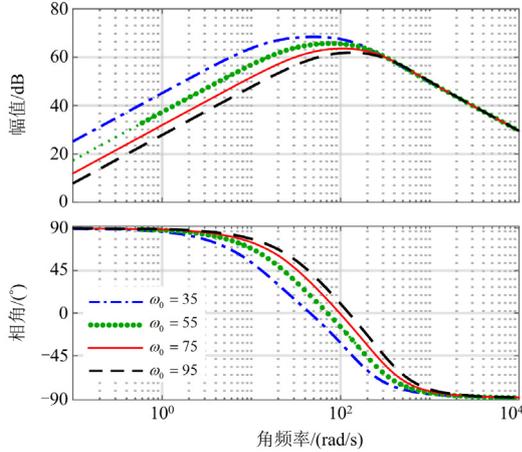


图 4 控制参数  $\omega_0$  变化时  $G_{YF}(s)$  的频域特性曲线  
Fig. 4 Frequency domain characteristic curves of  $G_{YF}(s)$  as controller parameters  $\omega_0$  varies

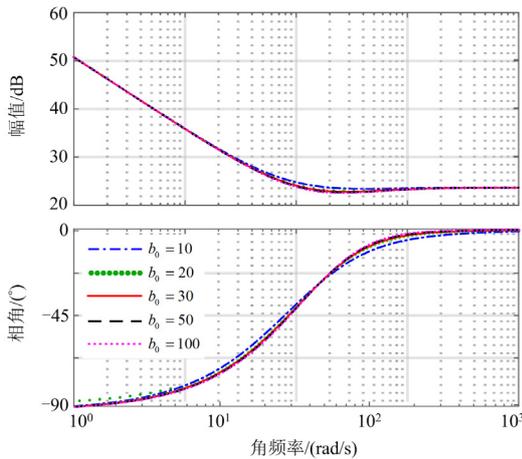


图 5 参数  $b_0$  变化时 EADRC 控制器的频率特性曲线  
Fig. 5 Frequency characteristic curves of EADRC as parameter  $b_0$  varies

列车运行中负载参数  $R_L$  会发生剧烈变化, 该变化也是总扰动量  $f$  波动的主要原因。图 6 为不同负荷工况下扰动输入  $f$  到输出  $y$  的传递函数  $G_{YF}(s)$  的频域特性曲线。负载电阻  $R_L$  在  $5\sim 20\ \Omega$  变化时响应曲线在低频和高频阶段均没有明显变化, 说明所采用的 EADRC 算法对负载变化不敏感。

忽略前置滤波器的作用, 基于输出的一阶 ADRC 控制器传递函数如式(17)所示。

$$G_{ADRC}(s) = \frac{(l_2 + l_1 k_p)s + l_2 k_p}{b_0 s^2 + b_0(l_1 + k_p)s} \quad (17)$$

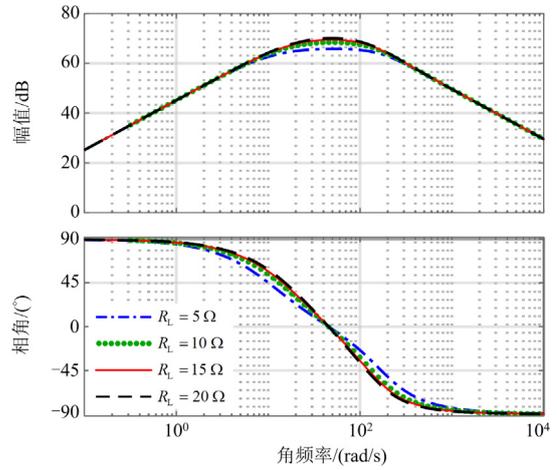


图 6 负载参数  $R_L$  变化时  $G_{YF}(s)$  的频域特性曲线  
Fig. 6 Frequency domain characteristic curves of  $G_{YF}(s)$  as load parameter  $R_L$  varies

图 7 为传统 PI、ADRC 和 EADRC 控制的回路增益 Bode 图。可以看出, 3 种方法都将回路增益穿越频率提高到  $\omega = 70$  附近。通过合理配置控制器参数, 3 种控制方法在低频段内可实现等效控制。ADRC 控制器相当于 PI 控制器和低通滤波器的串联结构, 因而, 相比 PI 控制器, ADRC 在高频段具有更大的衰减, 抗扰动能力也更强, 而 EADRC 由于保留了 ADRC 扰动补偿的优点, 其抗扰动性能明显优于 PI 控制。

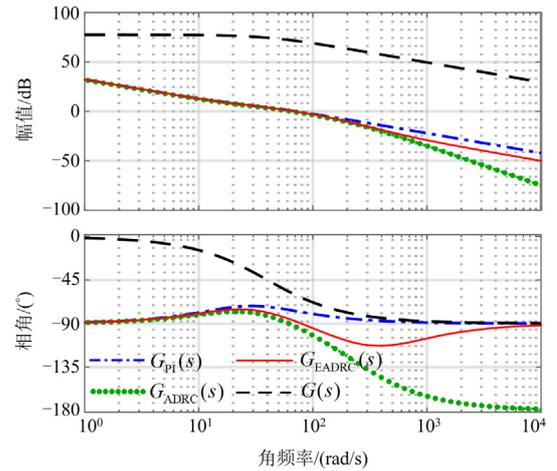


图 7 PI、ADRC 和 EADRC 回路增益 Bode 图  
Fig. 7 Loop gain Bode diagrams for PI, ADRC and EADRC controllers

## 2.2 功率内环 MPDPC 设计

### 2.2.1 功率预测模型

根据式(3), 得到瞬时功率变化率为

$$\begin{pmatrix} \frac{dP}{dt} \\ \frac{dQ}{dt} \end{pmatrix} = \frac{1}{2} \begin{pmatrix} u_{Nd} & u_{Nq} \\ u_{Nq} & -u_{Nd} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{di_{Nd}}{dt} \\ \frac{di_{Nq}}{dt} \end{pmatrix} \quad (18)$$

前向差分离散化后, 得到如式(19)所示的预测功率模型。

$$\begin{pmatrix} P(k+1) \\ Q(k+1) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 - \frac{R_N T_s}{L_N} & -\omega T_s \\ \omega T_s & 1 - \frac{R_N T_s}{L_N} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} P(k) \\ Q(k) \end{pmatrix} + \frac{T_s}{2L_N} \begin{pmatrix} u_{Nd}(k) - u_{abd}(k) \\ u_{Nq}(k) - u_{abq}(k) \end{pmatrix} \quad (19)$$

式中,  $T_s$  为采样周期。

根据式(19)可知, 网侧电压的精度直接影响功率预测的准确性。为了减小传感器采样过程导致的网侧电压实际值和运算值之间的偏差, 选取每个控制周期的中点值作为网侧电压的近似值。中点位置电压  $u_N(k+1/2)$  采用牛顿插值运算<sup>[26]</sup>预测得到。

令  $x_0, \dots, x_n$  为函数  $f(x)$  的  $n+1$  个互异的点, 根据差商定义, 函数  $f(x)$  的各阶差商表示为

$$\begin{cases} f[x_0, x_1] = \frac{f(x_1) - f(x_0)}{x_1 - x_0} \\ f[x_0, x_1, x_2] = \frac{f[x_1, x_2] - f[x_0, x_1]}{x_2 - x_0} \\ \vdots \\ f[x_0, x_1, \dots, x_n] = \frac{f[x_1, \dots, x_n] - f[x_0, \dots, x_{n-1}]}{x_n - x_0} \end{cases} \quad (20)$$

根据牛顿二阶差商,  $x$  时刻的电压预测值为

$$\begin{aligned} u_N(x) &= u_N(k-2) + [u_N(k-1) - u_N(k-2)] \times \\ & (x-k+2) + \left[ \frac{u_N(k) + u_N(k-2)}{2} - u_N(k-1) \right] \times \\ & (x-k+2) \times (x-k+1) \end{aligned} \quad (21)$$

得到中点位置电压值表达式为

$$u_N(k + \frac{1}{2}) = 1.88u_N(k) - 1.25u_N(k-1) + 0.38u_N(k-2) \quad (22)$$

电压修正后的功率预测模型如式(23)所示。

$$\begin{pmatrix} P(k+1) \\ Q(k+1) \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 - \frac{R_N T_s}{L_N} & -\omega T_s \\ \omega T_s & 1 - \frac{R_N T_s}{L_N} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} P(k) \\ Q(k) \end{pmatrix} + \frac{T_s}{2L_N} \begin{pmatrix} u_{Nd}(k+1/2) - u_{abd}(k) \\ u_{Nq}(k+1/2) - u_{abq}(k) \end{pmatrix} \quad (23)$$

### 2.2.2 优化性能指标设计

相比于  $l_1$ -范数的代价函数,  $l_2$ -范数对预测误差具有更大的惩罚, 可为代价函数中功率变量产生一个更快的控制作用。同时, 本文 MPDPC 算法需要对评价函数求导得到最优控制量, 而  $l_1$ -范数的代价函数需要分情况讨论, 增加了运算量。因此, 本文基于  $l_2$ -范数建立误差评价函数, 如式(24)所示。

$$J(k) = |P_{\text{ref}} - P(k+1)|^2 + |Q_{\text{ref}} - Q(k+1)|^2 \quad (24)$$

式中: 有功功率参考  $P_{\text{ref}}$  由电压环控制器输出和直流侧电压的乘积得到; 无功功率参考  $Q_{\text{ref}}$  设为 0。

在实际系统中, 由于系统的采样、计算无法瞬时完成, 式(24)的单步预测算法存在约为一个周期的控制延迟<sup>[27]</sup>。为了在模型预测过程中消除这一延迟的影响, 通过两步 MPDPC 对实际数字系统中的延迟问题进行补偿, 即对式(2)进行两步电流预测进而得到两步预测功率值  $P(k+2)$  和  $Q(k+2)$ 。两步 MPDPC 优化性能指标设计为

$$J(k) = |P_{\text{ref}} - P(k+2)|^2 + |Q_{\text{ref}} - Q(k+2)|^2 \quad (25)$$

为使优化目标函数  $J(k)$  最小, 对式(25)分别求  $u_{abd}(k)$  和  $u_{abq}(k)$  的偏导数, 得到优化控制量如式(26)所示。

$$\begin{cases} u_{abd}(k) = u_{Nd}(k) + \frac{2\omega L_N}{u_{Nm}^2} (u_{Nq}(k)P(k) - u_{Nd}(k)Q(k)) - \\ \frac{2L_N u_{Nd}(k)}{T_s u_{Nm}^2} (P_{\text{ref}}(k) - P(k)) - \frac{2L_N u_{Nq}(k)}{T_s u_{Nm}^2} (Q_{\text{ref}}(k) - Q(k)) \\ u_{abq}(k) = u_{Nq}(k) - \frac{2\omega L_N}{u_{Nm}^2} (u_{Nd}(k)P(k) + u_{Nq}(k)Q(k)) - \\ \frac{2L_N u_{Nq}(k)}{T_s u_{Nm}^2} (P_{\text{ref}}(k) - P(k)) + \frac{2L_N u_{Nd}(k)}{T_s u_{Nm}^2} (Q_{\text{ref}}(k) - Q(k)) \end{cases} \quad (26)$$

式中,  $u_{Nm}^2 = u_{Nd}^2 + u_{Nq}^2$ 。

## 3 电感参数摄动补偿

在双重化 PWM 整流器中,  $L_N$  是牵引网线路寄生电感和车载变压器漏电感的综合。当电感的模型参数与实际参数不匹配时, 功率预测模型的精度难以保证, 进而影响 MPDPC 算法的有效性。

### 3.1 电感参数不匹配影响分析

将式(2)代入式(18), 变流器功率变化率表示为

$$\begin{cases} \frac{dP}{dt} = \frac{[u_{Nm}^2 - (u_{Nd}u_{abd} + u_{Nq}u_{abq})]}{2L_N} - \omega Q \\ \frac{dQ}{dt} = -\frac{(u_{Nq}u_{abd} - u_{Nd}u_{abq})}{2L_N} + \omega P \end{cases} \quad (27)$$

在 PWM 整流器控制系统中, 模型参数  $L_N$  通常

采用额定电感值。设  $\Delta L$  表示电感参数变化量, 实际参数可表示为  $L_N + \Delta L$ 。当系统稳态工作时, 功率变化率为 0, 结合式(27)可以得到

$$\begin{cases} u_{Nm}^2 - (u_{Nd}u_{abd} + u_{Nq}u_{abq}) = 2\omega(L_N + \Delta L)Q \\ u_{Nq}u_{abd} - u_{Nd}u_{abq} = 2\omega(L_N + \Delta L)P \end{cases} \quad (28)$$

将式(28)代入式(27), 并对功率进行欧拉离散处理后, 得到预测功率表达式, 如式(29)所示。

$$\begin{cases} P(k+1) = P(k) + \omega T_s Q(k) \frac{\Delta L}{L_N} \\ Q(k+1) = Q(k) - \omega T_s P(k) \frac{\Delta L}{L_N} \end{cases} \quad (29)$$

结合瞬时功率表达式(3)和式(29)可知,  $k$  时刻的功率  $P(k)$  和  $Q(k)$  对电感参数的变化不敏感, 但电感失配会导致  $k+1$  时刻的预测偏差。对于有功功率, 由于有功功率参考值是由直流侧电压外环的 EADRC 给定, 即使功率内环存在预测误差, 电压外环控制器也能通过调整有功功率参考值的方法迫使有功功率跟踪给定信号。因此, 本文主要考虑电感参数摄动导致的无功功率偏移问题。

假设  $k+1$  时刻无功功率  $Q(k+1)$  达到无功功率参考值  $Q_{ref}$ , 式(29)中无功功率变为

$$Q(k+1) = Q_{ref} = Q(k) - \omega T_s P(k) \left( \frac{L_N + \Delta L}{L_N} - 1 \right) \quad (30)$$

定义  $\kappa$  为电感偏差率, 即  $\kappa = \frac{L_N}{L_N + \Delta L} - 1$ , 受

网侧电感参数摄动影响的无功功率可以表示为

$$Q(k) = \left( \frac{1}{1 + \kappa} - 1 \right) \omega T_s P(k) \quad (31)$$

根据式(31), 网侧电感参数偏差会导致无功功率发生偏移, 偏移量由电感偏差率  $\kappa$ 、采样周期  $T_s$  和有功功率  $P(k)$  共同决定。当控制周期和有功功率  $P(k)$  恒定时, 电感偏差率越接近 -1, 无功偏移越大, 严重时可能导致系统失稳。

### 3.2 无功功率补偿

对于电感参数摄动问题, 参数辨识方法受功率脉动的影响较大, 需要对估计值进行滤波处理<sup>[25]</sup>, 增加了硬件负担。因此, 本文采用功率补偿的方式, 在预测功率模型中引入反馈补偿环节来消除电感参数偏差引起的无功偏移。参考重复控制理论<sup>[28]</sup>, 在每个控制周期结束后将预测误差进行叠加, 并对下一周期的预测值进行反馈校正, 修正表达式为

$$Q(k+1) = Q(k) + \lambda \sum_{i=0}^{k-1} \varepsilon_Q(i) \quad (32)$$

式中:  $\varepsilon_Q$  表示无功功率预测误差,  $\varepsilon_Q(k) = Q_{ref} -$

$Q(k)$ ;  $\lambda$  为加权修正系数。对式(32)变换后得到

$$Q(k+1) - Q(k) = (1 - \lambda)\varepsilon_Q(k) + \lambda \sum_{i=0}^k \varepsilon_Q(i) \quad (33)$$

式中,  $(1 - \lambda)\varepsilon_Q(k)$  和  $\lambda \sum_{i=0}^k \varepsilon_Q(i)$  分别等效为比例和积分效果, 借助准 PI 控制器即可消除无功偏移。

## 4 仿真分析

为分析所提 ADRC-MPDPC 算法的控制性能, 建立双重化 PWM 整流器仿真模型, 将 ADRC-MPDPC 策略与 PI-DPC<sup>[12]</sup>、PI-MPDPC<sup>[14]</sup> 进行对比分析。其中, PI-DPC 和 PI-MPDPC 算法电压外环均为 PI 控制器, 对比实验时, 比例和积分控制系数分别取  $k_{pu} = 0.8$  和  $k_{iu} = 20$ 。主电路参数设置如表 1 所示。

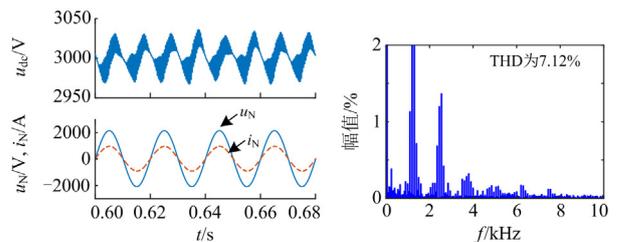
表 1 系统仿真和实验参数

Table 1 Simulation and experimental system parameters

参数	数值
网侧电源 $u_N/V$	1500
直流侧参考电压 $u_{dcr}/kV$	3
电阻 $R_N/\Omega$	0.2
电感 $L_N/mH$	2.3
直流侧电容 $C_d/mF$	6
负载电阻 $R_L/\Omega$	10
开关频率 $f_s/Hz$	1250
采样周期 $T_s/\mu s$	50

### 4.1 稳态性能分析

图 8 对比了 PI-DPC、PI-MPDPC 和 ADRC-MPDPC 3 种控制策略下系统稳态时的电压、电流波形以及网侧电流谐波畸变情况。3 种算法的直流侧电压波动和网侧电流谐波畸变率分别为  $\pm 36 V/7.12\%$ ,  $\pm 15 V/5.07\%$ ,  $\pm 7 V/4.86\%$ 。在相同的开关频率下, 传统 DPC 策略的电压波动和网侧电流 THD 均大于 MPDPC 策略; 相比 PI-MPDPC, 直流侧采用 EADRC 后, 直流侧电压的静态误差和网侧电流的谐波问题都得到显著改善, 表明 ADRC-MPDPC 算法具有良好的稳态特性。



(a) PI-DPC

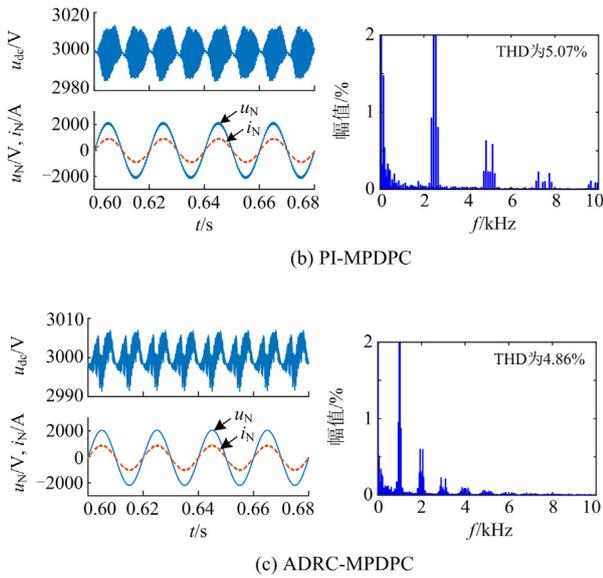


图 8 稳态时的电压、电流波形和网侧电流谐波分析  
Fig. 8 Voltage and current waveforms and FFT results of grid current in steady state

4.2 动态性能分析

双重化 PWM 整流器的启动需要经过预充电阶段, 也称不控整流阶段, 而后再进入 PWM 整流工况。因此, 分析控制系统动态性能时, 在启动初期先封锁 PWM 控制信号以模拟预充电过程, 然后再投入控制信号, 实现不控整流到 PWM 整流阶段的转换。

1) 情况 1: 负载突变

为观测控制系统在负载突变情况下的动态性能, 设置以 50% 的额定负载启动, 在 0.2 s 时投入 PWM 控制信号, 0.4 s 时由 50% $R_L$  突变到 100% $R_L$ , 0.6 s 时又降为 50% $R_L$ 。图 9 为双重化 PWM 整流器在 3 种控制下的动态响应波形。0.2 s 前, PWM 整流器工作于不控整流状态, 3 种控制算法的电压、电流和功率曲线均一致。传统 PI-DPC 在 0.4 s 负载突增时, 直流侧电压  $u_{dc}$  出现明显超调, 53.2 ms 后进入稳态运行, 有功和无功功率波动剧烈。PI-MPDPC 策略减小了直流电压和功率波动, 系统动态性能得到一定程度改善, 但电压调整时间仍较长, 为 50.8 ms。ADRC-MPDPC 在负载突增时  $u_{dc}$  仅有少量超调, 调整时间约为 10 ms, 明显低于前两者, 有功功率在负载突变后能迅速调整, 无功功率无明显变化。0.6 s 负载突降情况的分析类似, 不再赘述。对比 3 种控制策略, ADRC-MPDPC 在负载突增或者突降时响应速度更快, 并且能更好地抑制直流电压超调和功率脉动。

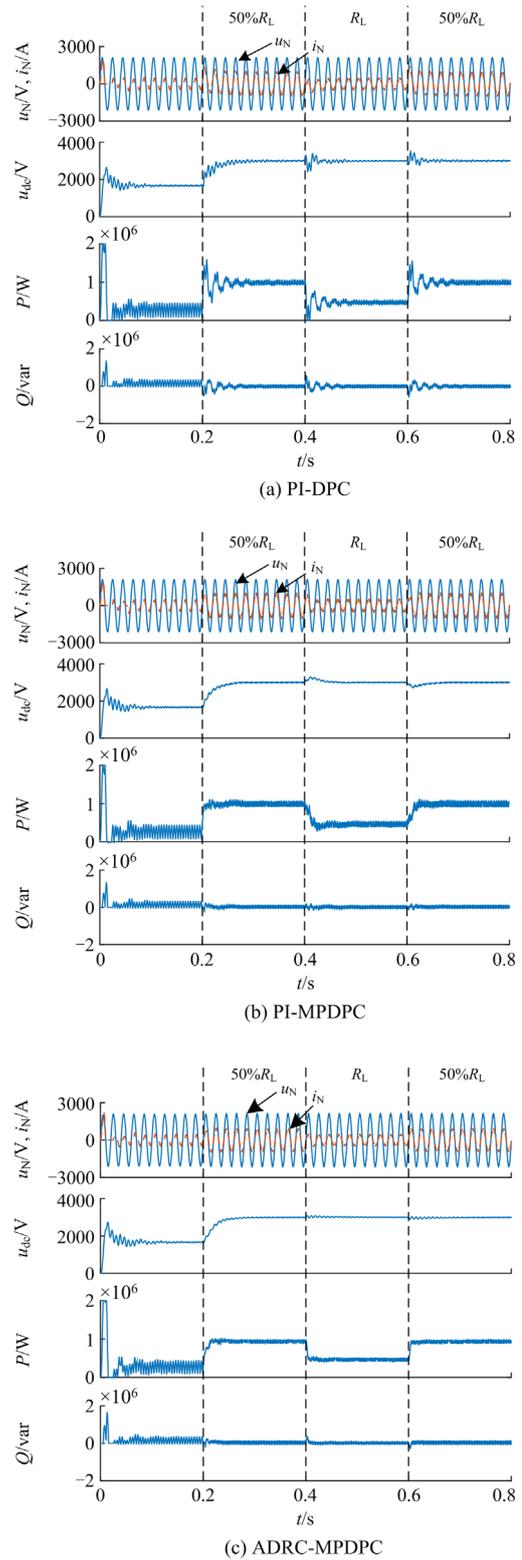


图 9 负载突变波形

Fig. 9 Waveforms of load mutation

2) 情况 2: 运行工况突变

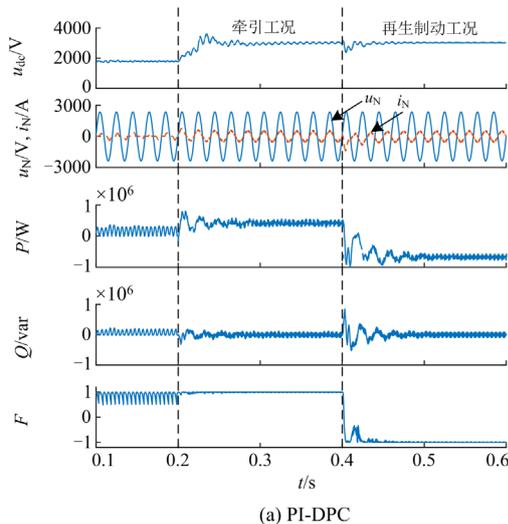
设定 0.2 s 前为不控整流阶段, 0.2 s 时系统以

额定负载启动, 0.4 s 时从牵引工况切换到再生制动工况。图 10 给出了 3 种算法在运行工况发生突变时的波形曲线。3 种策略均实现了双重化 PWM 整流器能量双向流动控制, 牵引工况时网侧电压  $u_N$  和电流  $i_N$  同相位, 功率因数  $F=1$ , 制动工况时,  $u_N$  和  $i_N$  反相, 功率因数  $F=-1$ 。工况切换后, ADRC-MPDPC 策略的直流侧电压  $u_{dc}$  仅有小幅度脉动, 有功功率  $P$  迅速由 500 kW 变为 -500 kW, 无功功率  $Q$  基本无波动, 10 ms 后系统实现负单位功率因数运行。PI-DPC 由于受到 PI 控制器动态性能的限制, 在工况切换时电压超调达到 23.2%, 调整时间为 80 ms, 有功和无功功率脉振明显。PI-MPDPC 直流侧电压超调为 11.6%, 调整时间为 78.5 ms, 远大于 ADRC-MPDPC。从以上分析可以看出, ADRC-MPDPC 的动态性能和抗扰动性能均优于另外两种 DPC 策略。

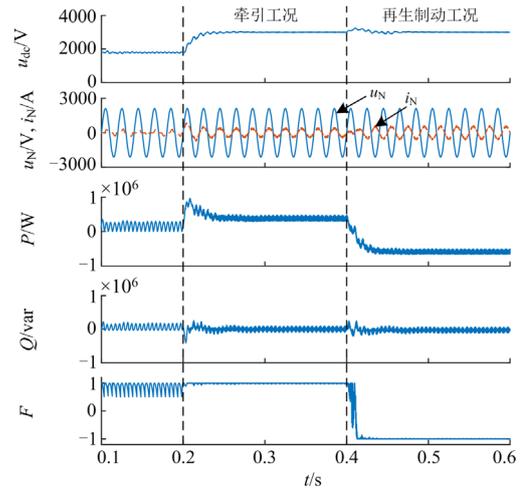
### 3) 情况 3: 启动性能

图 9 中 PWM 整流器在 0.2 s 时以 50% $R_L$  启动, 直流侧电压  $u_{dc}$  在 3 种算法下均无超调。在 PI-DPC 和 PI-MPDPC 下,  $u_{dc}$  分别在 71.0 ms 和 53.4 ms 后达到稳定, 二者的调整时间均大于 ADRC-MPDPC 的 35.5 ms。图 10 中, PWM 整流器以 100% $R_L$  启动时, 直流侧电压在 ADRC-MPDPC 下实现了无超调启动, 且调整时间为 37.2 ms, 小于 PI-DPC 和 PI-MPDPC。综合图 9 和图 10 整流器启动过程可知, ADRC-MPDPC 在 50% $R_L$  和 100% $R_L$  启动时, 直流侧电压均实现了无超调启动, 同 PI-DPC 和 PI-MPDPC 相比, 有功和无功功率波动均最小, 相应的过渡过程也最短。

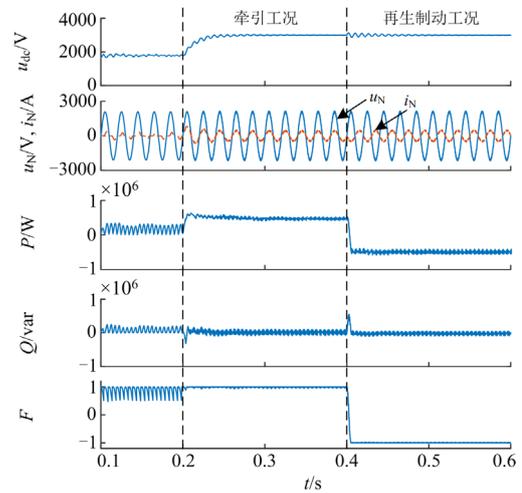
表 2 为直流侧电压在 3 种策略下的性能指标对比, 其中,  $\sigma$  为超调量,  $t_s$  为调整时间。从表 2 可以看出, 传统 PI-DPC 在系统启动、负载突变和运



(a) PI-DPC



(b) PI-MPDPC



(c) ADRC-MPDPC

图 10 运行工况突变波形

Fig. 10 Waveforms of operating condition mutation

表 2 3 种控制方法性能对比

Table 2 Performance comparison of the three schemes

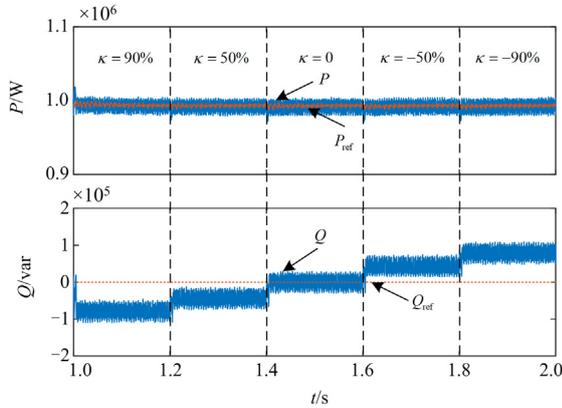
控制方法	PI-DPC		PI-MPDPC		ADRC-MPDPC	
	$\sigma/\%$	$t_s/\text{ms}$	$\sigma/\%$	$t_s/\text{ms}$	$\sigma/\%$	$t_s/\text{ms}$
50% $R_L$ 启动	0	71.0	0	53.4	0	35.5
10% $R_L$ 启动	21.1	58.0	5.0	49.9	0	37.2
负载突增	14.7	53.2	10.5	50.8	1.0	10
负载突降	14.5	45.2	10.4	57.1	1.1	10
工况突变	23.2	80.0	11.6	78.5	1.38	10

行工况切换时直流侧电压及功率波动大且存在超调问题, 控制系统抗干扰能力和鲁棒性能较弱。功率内环加入 MPDPC 后系统响应速度加快, 系统整体性能得到提高, 但是抗干扰能力仍然不能满足运行工况剧烈变化的场景。ADRC-MPDPC 实现了系统无超

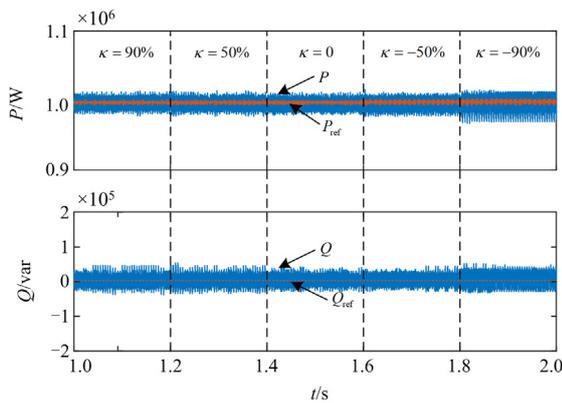
调启动,对负载突变、工况切换等情况能够快速响应,有效解决了直流侧电压存在超调及功率波动大等问题,控制系统动态性能和鲁棒性能均得到提升。

### 4.3 无功补偿分析

为了验证 ADRC-MPDPC 算法下电感失配时功率补偿策略的有效性,令电感偏差率  $\kappa$  在  $-90\% \sim 90\%$  变化,功率补偿前后的有功、无功功率曲线如图 11 所示。由图 11 可以看出,当  $\kappa$  为负数时,随着  $|\kappa|$  的逐步增大,无功功率逐渐正向增大;当  $\kappa$  为正数时,随着  $|\kappa|$  的增加,无功功率向负方向偏移。无功偏移量和  $\kappa$  的变化趋势和式(31)的分析一致。加入无功补偿后,电感偏差率在  $-90\% \sim 90\%$  时,所采用功率补偿算法均能有效抑制无功功率偏移,降低了功率预测模型对网侧电感的依赖性。



(a) 补偿前功率波形



(b) 补偿后功率波形

图 11 无功补偿前后的功率波形

Fig. 11 Waveforms of power before and after reactive compensation

## 5 实验验证

为验证所提算法的实际应用情况,在硬件在环仿真(hardware in Loop, HIL)半实物实验平台进行测

试。双重化 PWM 整流器拓扑在 HIL 的 StarSim FPGA Solver 以  $1 \mu\text{s}$  的步长实时仿真运行,功率控制算法运行在快速控制原型(rapid control prototype, RCP)控制器上,实时仿真器和 RCP 控制器通过真实的物理输入/输出(input/output, I/O)模块互连。

图 12 为基于 ADRC-MPDPC 控制的双重化 PWM 整流器稳态实验波形。在系统稳态时,交流侧电压和电流保持同相位,实现了牵引整流器单位功率因数运行。另一方面,直流侧电压和网侧电流存在小的脉动,这是 PWM 变换器的普遍现象,可通过增大开关频率或调整滤波器电感进行改善。

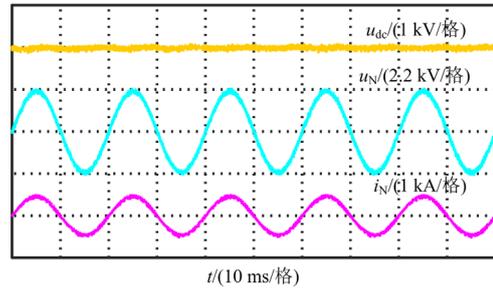
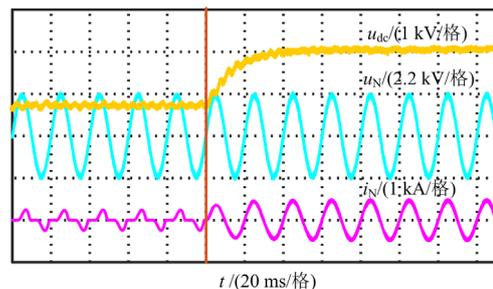


图 12 ADRC-MPDPC 策略稳态实验波形

Fig. 12 Steady state waveforms of ADRC-MPDPC

图 13 为基于 ADRC-MPDPC 技术的牵引变流器动态响应实验波形。图 13(a)为双重化 PWM 控制整流启动过程实验结果。直流侧电压  $u_{dc}$  实现了无超调启动,在经历两个电网周期后趋于稳定;稳态运行时网侧电压和电流同相位,电流波形正弦度良好。图 13(b)为负载突增( $5 \Omega \rightarrow 10 \Omega$ )时直流侧电压、网侧电压和电流曲线。 $u_{dc}$  经过 26 ms 后恢复给定值,电压最大波动量为 136 V;  $i_N$  在 1 个周期后基本恢复稳态运行。图 13(c)为变流器从牵引工况切换为再生制动工况的实验波形。在工况切换的瞬间,网侧电流  $i_N$  能迅速响应,在 30 ms 内恢复稳定并转换为负单位功率因数运行;直流电压的最大脉动量为 150 V,调节时间为 25 ms。实验结果进一步验证了本文所提 ADRC-MPDPC 策略良好的稳态、动态性能。



(a) 系统启动

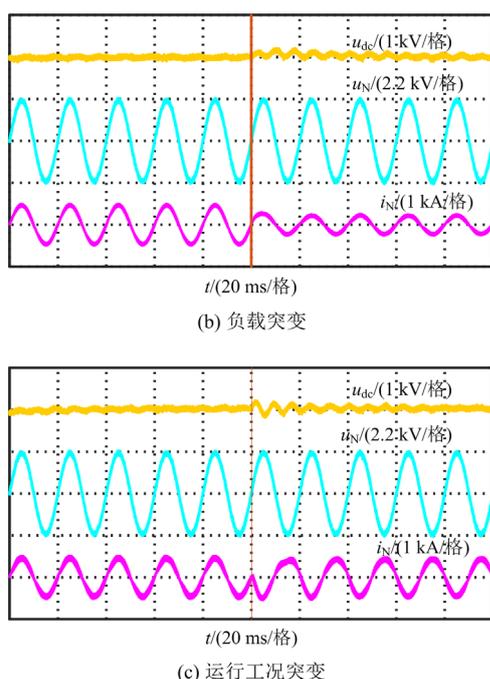


图 13 ADRC-MPDPC 策略动态响应实验波形

Fig. 13 Dynamic response waveforms of ADRC-MPDPC

图 14 为  $\kappa$  在  $-60\% \sim 60\%$  变化时的实验结果。由图 14 可知, 在电感参数不匹配时, 网侧电流和功率信号均无明显变化; 在参数变化瞬间, 直流侧电压表现出微小的波动, 但仍能够快速跟踪期望电压, 表明所提方法对系统参数扰动具有良好的鲁棒性。

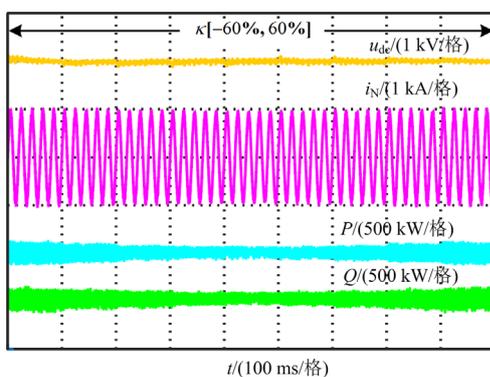


图 14 电感参数扰动情况实验波形

Fig. 14 Waveforms of inductance parameters perturbation

## 6 结论

为提高牵引传动系统双重化 PWM 整流器的动态响应速度和鲁棒性能, 提出了一种 ADRC-MPDPC 双闭环控制策略, 其电压外环所采用的 EADRC 算法继承了传统 ADRC 扰动补偿的设计思路, 在观测器带宽内自动补偿扰动, 从而提高直流侧电压响应速度和抗扰动能力。同时, EADRC 基

于误差驱动的结构特点不仅简化了控制器设计过程, 并且能够和 PI 控制器无缝切换, 为自抗扰控制在工控领域的应用提供了参考。功率内环两步 MPDPC 算法结合网侧电压修正和功率补偿技术, 有效解决了功率预测控制对电路参数敏感的问题, 进而提升了网侧输入电流的控制精度。仿真和半实物实验结果表明, 与文献[12]的 PI-DPC 和文献[14]的 PI-MPDPC 算法相比, ADRC-MPDPC 系统响应速度和抗干扰性能方面均有改善, 使牵引变流器在启动过程、负载突变及运行工况切换场景下具有良好的动态性能和稳态性能。

## 参考文献

- [1] TASIUI A, LIU Z, WU S, et al. Review of recent control strategies for the traction converters in high-speed train[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2022, 8(2): 2311-2334.
- [2] 王浩宇, 张雨婷, 张乔, 等. 一种基于滑模观测器的动车组整流器控制策略研究[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(22): 81-91.  
WANG Haoyu, ZHANG Yuting, ZHANG Qiao, et al. A control strategy for EMUs rectifier based on sliding mode observer[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(22): 81-91.
- [3] 宋智威, 黄路, 熊成林, 等. 改进的单相脉冲整流器模型预测电流控制策略[J]. 电网技术, 2020, 44(5): 1845-1851.  
SONG Zhiwei, HUANG Lu, XIONG Chenglin, et al. Improved model predictive current control strategy for single-phase pulse rectifier[J]. Power System Technology, 2020, 44(5): 1845-1851.
- [4] 王祺, 赵兴勇, 张庚午. 多功能并网变换器容量优化控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(3): 85-92.  
WANG Qi, ZHAO Xingyong, ZHANG Gengwu. Capacity optimization control strategy of a multi-function grid-connected converter[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(3): 85-92.
- [5] LIN Peng, MA Lei, SONG Wensheng. A simple model predictive instantaneous current control for single-phase PWM converters in stationary reference frame[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(7): 7629-7640.
- [6] LIU Z, XIANG C, WANG Y, et al. A model-based predictive direct power control for traction line-side converter in high-speed railway[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2017, 53(5): 4934-4944.
- [7] 周左, 汪洋, 李正明. 基于占空比控制的 Vienna 整流器模型预测控制策略[J]. 电力系统保护与控制, 2021, 49(10): 162-169.  
ZHOU Zuo, WANG Yang, LI Zhengming. Model predictive control strategy of a Vienna rectifier based on duty cycle control[J]. Power System Protection and Control, 2021, 49(10): 162-169.

- [8] MONFARED M, SANATKAR M, GOLESTAN S. Direct active and reactive power control of single-phase grid-tie converters[J]. IET Power Electronic, 2012, 5(8): 1544-1550.
- [9] 许加柱, 程慧婕, 黄文, 等. 自适应自抗扰比例积分控制下的高速铁路车网耦合系统低频振荡抑制方法[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(14): 4035-4047.  
XU Jiazhu, CHENG Huijie, HUANG Wen, et al. A novel approach based on self-adaptive auto disturbance rejection proportional integral controller to suppress low frequency oscillation of high speed railway electric multiple units-traction network coupling system[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(14): 4035-4047.
- [10] 杨旭红, 陈阳, 贾巍, 等. 基于RBF神经网络的电压外环滑模控制的Vienna整流器[J]. 电力系统保护与控制, 2022, 50(18): 103-115.  
YANG Xuhong, CHEN Yang, JIA Wei, et al. Vienna rectifier with voltage outer loop sliding mode control based on an RBF neural network[J]. Power System Protection and Control, 2022, 50(18): 103-115.
- [11] GAO Zhiqiang. Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning[C]// IEEE American Control Conference, June 4-6, 2003, Denver, USA: 4989-4996.
- [12] LI Yifeng, ZHANG Chenghui, SONG Jinqiu, et al. An active disturbance rejection control strategy for a three-phase isolated matrix rectifier[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2022, 8(1): 820-829.
- [13] SU Yulan, GE Xinlai, XIE Dong. An active disturbance rejection control-based voltage control strategy of single-phase cascaded H-bridge rectifiers[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2020, 56(5): 5182-5194.
- [14] WANG Ping, BI Yuxuan, GAO Fei, et al. An improved deadbeat control method for single-phase PWM rectifiers in charging system for EVs[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2019, 68(10): 9672-9682.
- [15] MADONSKI R, SHAO S, ZHANG H, et al. General error-based active disturbance rejection control for swift industrial implementations[J]. Control Engineering Practice, 2019, 84: 218-229.
- [16] 宋文胜, 蒋蔚, 刘碧, 等. 单相级联H桥整流器简化模型预测电流控制[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(4): 1127-1138.  
SONG Wensheng, JIANG Wei, LIU Bi, et al. Single-phase cascaded H-bridge rectifier simplified model predictive current control[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(4): 1127-1138.
- [17] GUI Y, KIM C, CHUNG C, et al. Improved direct power control for grid connected voltage source converters[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(10): 8041-8051.
- [18] LIU Bi, SONG Wensheng, MA Junpeng, et al. Dynamic performance improvement of single-phase PWM converters with power hysteresis control scheme[J]. IET Power Electronics, 2018, 11(12): 1894-1902.
- [19] MA Junpeng, SONG Wensheng, JIAO Shilei, et al. Power calculation for direct power control of single-phase three-level rectifiers without phase locked loop[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronic, 2016, 63(5): 2871-2882.
- [20] LIU Zhigang, XIANG Chuan, WANG Yaqi, et al. A model-based predictive direct power control for traction line-side converter in high speed railway[J]. IEEE Transactions on Industrial Application, 2017, 53(5): 4934-4943.
- [21] ZHAO Nan, LIU Jianqiang, AI Yu, et al. Power-linked predictive control strategy for power electronic traction transformer[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(6): 6559-6571.
- [22] ZHOU Dehong, WANG Jiangfeng, LI Yunwei, et al. Model predictive power control of grid-connected quasi single-stage converters for high-efficiency low-voltage ESS integration[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 69(2): 1124-1134.
- [23] GUO Leilei, XU Zhiye, JIN Nan, et al. An inductance online identification method for model predictive control of V2G inverter with enhanced robustness to grid frequency deviation[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2022, 8(2): 1575-1589.
- [24] LE V, LEE H. Robust finite-control-set model predictive control for voltage source inverters against LC-filter parameter mismatch and variation[J]. Journal of Power Electronics, 2022, 22: 406-419.
- [25] TASIU I A, LIU Z, YAN Q, et al. Fuzzy observer-based control for the traction dual rectifiers in high-speed train[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2021, 70(1): 303-319.
- [26] LI Mingming, XIAO Huafeng, CHENG Ming. An adaptive strategy based on repetitive predictive control for improving adaptability of LCL-type grid-connected inverters under weak grid[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2022, 37(3): 2562-2573.
- [27] HU Bihua, KANG Longyun, CHENG Jiancai. Double-step model predictive direct power control with delay compensation for three-level converter[J]. IET Power Electronics, 2019, 12(4): 899-906.
- [28] XIE Chuan, LIU Dong, LI Kai, et al. Passivity-based design of repetitive controller for LCL-type grid-connected inverter suitable for micro-grid applications[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(2): 2420-2431.

收稿日期: 2023-07-14; 修回日期: 2023-10-07

作者简介:

王新菊(1992—), 女, 博士研究生, 研究方向为牵引变流器控制及故障诊断; E-mail: xjwang2022@163.com

王小敏(1974—), 男, 通信作者, 博士, 教授, 研究方向为轨道交通智能运维。E-mail: xmwang@swjtu.edu.cn

(编辑 周金梅)