

# 电动伺服加载系统用 PWM 整流器快速响应方法

周奇勋<sup>1</sup>, 徐贵超<sup>1</sup>, 张玉峰<sup>1</sup>, 周勇<sup>2</sup>

(1.西安科技大学 电气与控制工程学院, 陕西 西安 710054; 2.西北工业大学 航空学院, 陕西 西安 710072)

**摘要:** 电动伺服加载系统可更加全面测试电机本体与控制器的稳/动态性能, 广泛用于飞控作动器的研发领域。传统双 PWM 变换器存在响应滞后特性, 当负载功率突变, 整流器的直流输出电压会产生波动。通过增大直流侧电容容量可抑制电压波动, 但电容容量的增大会导致系统调节时间变长, 系统的响应速度变慢。通过分析负载突变引起的直流输出电压波动现象, 提出一种变  $i_q$  负载功率前馈控制方法, 通过补偿网侧有功电流的方式实现两侧的瞬时有功功率平衡。仿真结果表明, 所提方法减小了直流电容容量, 提高了系统的动态响应速度。

**关键词:** 电动伺服加载系统; 三相 PWM 整流器; 负载功率前馈控制

**中图分类号:** TM306

**文献标志码:** A

**文章编号:** 1000-2758(2019)04-0794-08

随着多电及全电飞机的出现, 飞控系统正在向功率电传 (power-by-wire) 方向发展, 新型电机系统在航空航天领域的应用也愈为广泛。电动伺服加载系统 (electric servo loading system, ESLS) 采用 PWM 驱动装置控制伺服加载电机, 以模拟电动机在各种负载条件下起动、运行与制动, 是电机控制领域半实物仿真中的重要设备, 具有可靠性高、动态性能好、多余力小等优势, 正逐渐取代传统电液伺服加载系统<sup>[1-2]</sup>。

文献[1]针对 ESLS 建模困难、常规控制难以取得很好控制效果的问题, 提出一种基于模型自适应控制的控制方法, 虽提高了 ESLS 的低频力矩信号跟踪性能, 但模型过于理想, 且控制器计算量庞大, 工程上实现难度大, 也未考虑 ESLS 内部、外部扰动对 ESLS 输出转矩的影响, 文献[2]针对传统 ESLS 存在难以实现宽频带高精度加载的问题, 提出一种基于 PR 控制器的负载模拟控制方法, 在一定程度上实现了较低频带处的无静差加载, 但实际 PR 控制器系数难以精确整定, 控制器设计复杂, 动态加载性能有待提高。文献[3]针对 ESLS 中存在的多余力力矩、加载频带窄等问题, 提出一种基于位置比例的三环控制方法。相比 PID 控制方法, 上述现象得

到了改善。但控制过程复杂, 且未考虑实际加载中伴随的位置和摩擦扰动和内部电压扰动。

综合上述分析, 可以看到在以往 ESLS 研究中, 大多分析外部扰动对系统精度的影响, 而现实飞控系统中加载状态时变性强, 在系统加载状态切换时, 系统内部电压扰动对加载精度和响应速度的影响不可忽略, 特别是一些小型的飞控系统, 其对加载精度和响应速度的要求更为严格。

ESLS 工作状态切换频繁, 负载突变时要求双 PWM 变换器有快速的动态响应速度。负载突变会引起直流母线电压剧烈波动, 严重者会引起电力电子装置变换失败。传统做法是通过在直流侧并联一大电容的方式来抑制电压波动, 但这样会使系统响应速度变慢, 同时也增加了系统研发和维护成本, 不适用于小惯性、要求高响应速度的高性能系统。为提高 PWM 变换器的响应速度和抗扰动能力, 减小电容容量, 提出一种变  $i_q$  负载功率前馈协调控制方法, 并进行了仿真和实验分析。

收稿日期: 2018-09-10

基金项目: 西安科技大学学科高峰计划项目(2017PYPT02)与西安科技大学博士后科研启动基金(2019QDJ020)资助

作者简介: 周奇勋(1979—), 西安科技大学副教授、博士, 主要从事永磁电机系统优化设计与驱动控制技术研究。

# 1 ESLS 用 PWM 整流器在 dq 坐标系的数学模型及控制方法

ESLS 用 PWM 变换器主电路如图 1 所示,  $E_a, E_b, E_c$  分别表示三相电网电动势,  $r, L$  分别表示网侧等效电阻和滤波电感, 整流器拓扑为三相电压型 PWM 变换器 (voltage source PWM rectifier, 简称 VSR),  $C$  为直流侧大电容, 虚线框内为加载电机 (采用永磁同步电机, PMSM) 及其驱动器。

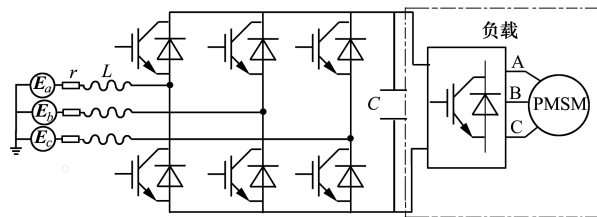


图 1 ESLS 用三相 PWM 变换器主电路

假设三相电压平衡, 对图 1 所示的三相 VSR 在两相 dq 旋转坐标系下建立其电压方程<sup>[4-5]</sup>

$$\begin{cases} L \frac{di_d}{dt} = -ri_d + \omega Li_q + e_d - u_{vd} \\ L \frac{di_q}{dt} = -ri_q - \omega Li_d - u_{vq} - e_q \\ C \frac{du_{dc}}{dt} = i_c \end{cases} \quad (1)$$

式中,  $i_d, i_q$  表示三相电网电流在两相旋转 dq 系下的 d 轴和 q 轴分量,  $e_d$  和  $e_q$  是指交流电网电压经过 park 变换后的 d, q 轴电压分量,  $u_{vd}, u_{vq}$  表示 dq 坐标系下整流器三相桥臂中点处电压 d 轴和 q 轴分量,  $\omega, r, L$  分别表示为三相电网的角频率、网侧导线内阻和滤波电感,  $C, i_c$  分别为直流侧电容的容值和电流。

假设电网三相电压平衡, 则上述的各 dq 坐标系下的电压、电流分量均为直流, 当采取电网电压定向的方式研究整流器时, d 轴电压分量  $e_d$  为  $U_m, U_m$  为三相电网相电压幅值<sup>[6-9]</sup>

$$\begin{cases} e_d = U_m \\ e_q = 0 \end{cases} \quad (2)$$

由(1)、(2)式可得出 dq 坐标系下三相 VSR 的桥臂中点电压方程

$$\begin{cases} u_{vd} = e_d - ri_d - L \frac{di_d}{dt} + \omega Li_q \\ u_{vq} = -ri_q - L \frac{di_q}{dt} - \omega Li_d \end{cases} \quad (3)$$

由(3)式可看出, dq 同步坐标系下 d 轴和 q 轴电流之间存在耦合, 在系统实际工作时 d 轴电流和 q 轴电流相互耦合, 因此一般的 PI 双环控制方法难以起到理想的控制效果。较为常用的方法是选用拟线性化的方式来实现 d 轴电流与 q 轴电流的解耦<sup>[7]</sup>, 用以消除耦合电流对控制系统的影响, 实现两相电流的单独控制, 本文选取实际所检测的两相电流代入(3)式中的耦合项, 以实现线性控制。则 PI 型电流控制器方程<sup>[5]</sup>

$$\begin{cases} u_{vd} = e_d + K_{ip}(i_d^* - i_d) + K_{ii} \int (i_d^* - i_d) dt + \omega Li_q \\ i_d^* = K_{vp}(u_{dc\_pref} - u_{dc}) + K_{vi} \int (u_{dc\_pref} - u_{dc}) dt \\ u_{vq} = - (K_{ip}(i_q^* - i_q) + K_{ii} \int (i_q^* - i_q) dt) - \omega Li_d - e_q \\ i_q^* = 0 \end{cases} \quad (4)$$

式中,  $i_d^*$  表示整流器的有功电流参考值, 直接决定着输出电流的大小, 是电压环 PI 调节器的输出值。  $i_q^*$  表示无功电流的给定参考值, 因单位功率因数控制需要, 无功电流给定值为 0, 则 PI 型双环控制结构图如下:

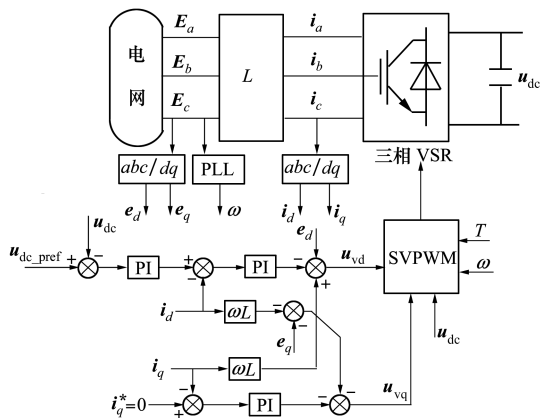


图 2 三相 PWM 整流器 PI 双闭环控制策略

# 2 PWM 整流器直流电压波动和响应速度分析

上述的基于同步 dq 坐标系下的 PI 双闭环控

制,只保证了系统的稳态性能,实际上电流环的跟随速度慢于实际有功电流参考值<sup>[6]</sup>,系统的动态特性较差。对于采取上述控制方法的矿用提升机、风力发电双馈系统等大容量、高惯量系统来说,其负载变化缓慢,这种电流环的滞后性对系统的影响不明显,而对于 ESLS 这类切换频率高、小惯量系统来说,当三相 PWM 变换器负载突变时,这种电流环的滞后效果会严重影响系统性能,从实际测量的直流母线电压上可以直观反映。

对于图 1 所示的 ESLS 主电路,假设负载侧逆变器无开关损耗、PMSM 电机效率为 100%,则网侧和负载侧功率表达式为

$$\begin{cases} P_{VSR} = \frac{3}{2}e_d i_d, P_{load} = \omega_e T_e \\ i_c = \frac{P_{VSR} - P_{load}}{U_{dc}} \end{cases} \quad (5)$$

式中,  $P_{VSR}, P_{load}$  分别为整流输入有功和负载侧有功功率;  $\omega_e, T_e$  分别表示加载电机的角速度和转矩;  $i_c$  表示为电容的瞬时电流。可以看到,当  $P_{VSR}$  与  $P_{load}$  相等时,有  $i_c$  为零,即电压波动为零。在负载突变时,控制  $P_{VSR}$  快速跟随  $P_{load}$  变化,是减小电压波动的有效途径。

假设电流环为一时间常数为  $T_i$  的惯性环节,设在负载突变时等效负载阻抗  $R_{load}$  不变,因电流环存在惯性,有功电流  $i_d$  只能缓慢变化至最大电流  $i_{dmax}$  对应的目标有功电流,设在  $[0, T_i]$  时间内电流跟随曲线为一斜坡函数<sup>[7]</sup>

$$\begin{cases} i_{dc}(t) = kt, t \in [0, T_i] \\ k = \frac{i_{dmax}}{T_i} \\ T_i = L/R \end{cases} \quad (6)$$

假设在负载突变时直流侧初始电压为  $u_{dc\_pref}$ ,且负载增加时的初始电流值与负载减少后的负载电流相同,则负载突变所引起的电压波动过程可从电容充电、放电 2 个过程来分析<sup>[7]</sup>。

负载突增时,电流环存在惯性,因而负载突增时所需要的能量由整流器和电容共同提供,此过程电容先放电后充电。图 3a) 为电容放电过程等效模型,图 3b) 为电容充电等效模型,则由 KVL 定理有

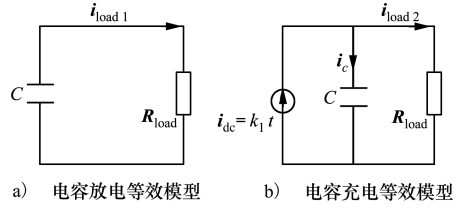


图 3 负载功率突增时整流器等效模型

$$\begin{cases} R_{load} C \frac{du_{dc1}}{dt} + u_{dc1} = 0 \\ R_{load} C \frac{du_{dc2}}{dt} + u_{dc2} = R_{load} kt, (0 < t < T_i) \end{cases} \quad (7)$$

由叠加原理,负载突增时直流电压时域表达式为  $u_{dc}(t) = kR_{load}(t - R_{load}C) + (u_{dc\_pref} + kR_{load}^2 C) e^{-\frac{t}{R_{load}C}}$  (8)

对(8)式求一阶导数零点得到函数的最小值为

$$\begin{cases} \frac{du_{dc}(t^*)}{dt} = 0 \\ t^* = R_{load} C \ln\left(\frac{u_{dc\_pref}}{kR_{load}^2 C} + 1\right) \\ u_{dcmin} = kR_{load}(t^* - R_{load}C) + (u_{dc\_pref} + kR_{load}^2 C) e^{-\frac{t^*}{R_{load}C}} \end{cases} \quad (9)$$

由(10)式可得负载突增时最大电压降幅为  $\Delta u_{dc} = u_{dc\_pref} - kR_{load}(t^* - R_{load}C) + (u_{dc\_pref} + kR_{load}^2 C) e^{-\frac{t^*}{R_{load}C}}$  (10)

负载突增时直流侧电压重回参考电压值时间为  $\begin{cases} t_1 = A + B \cdot \text{lam}(0, -(A \cdot \exp(-A/B))/B) \\ A = \frac{u_{dc\_pref}}{kR_{load}} + R_{load}C, B = R_{load}C \end{cases}$  (11)

假设负载功率突减时初始负载电流为  $\sqrt{2}i_{dmax}$ ,减少后的负载电流为  $i_{dmax}$ ,则其负载电流变化为因整流器电流环存在惯性,输出仍跟随于前一周,此过程电容先充电后放电:

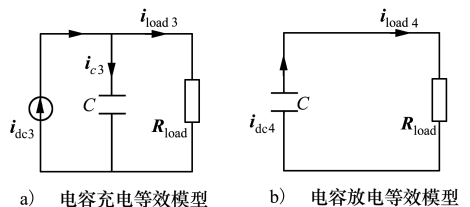


图 4 负载功率突减时整流器等效模型

结合前述分析,直流电流不能突变,只能缓慢减小,此时变换器输出电流表达式为

$$\begin{cases} i_{dc}(t) = \sqrt{2}a - kt \\ a = kt_1 = i_{dc\max}, t \in (0, T_i) \end{cases} \quad (12)$$

此时电压方程为

$$\begin{cases} R_{\text{load}}C \frac{du_{dc3}}{dt} + u_{dc3} = R_{\text{load}}(\sqrt{2}a - kt) \\ R_{\text{load}}C \frac{du_{dc4}}{dt} + u_{dc4} = 0, t \in (0, T_i) \end{cases} \quad (13)$$

负载功率突减时直流电压表达式为

$$u_{dc}(t) = \left( \frac{u_{dc\text{-pref}} - R^3 C^2 k}{\sqrt{2}aR^2 + 1} + u_{dc\text{-pref}} \right) e^{-\frac{t}{RC}} - \sqrt{2}kCR^2 t + R^3 C^2 k + \sqrt{2}aCR^2 \quad (14)$$

同理可得功率突减时直流电压调节时间  $t_2$  为

$$\begin{cases} t_2 = \frac{(\sqrt{2} - 1)a}{k} - RC \ln(\sqrt{2} - 1) \\ a = i_{dc\max} = k \cdot T_i \end{cases} \quad (15)$$

由(11)式、(15)式可知在 PI 双闭环控制条件下,当负载功率突变时,整流器跟随负载功率的能力具有不对称性<sup>[6,9]</sup>,即负载功率突增时整流器的调节时间要小于负载功率突减时的调节时间。普通 PI 控制下系统的调节时间主要取决于  $k$ ,  $k$  越大,负载突变时整流器直流电压调节时间越小,但实际上由(6)式可知  $k$  值在设计整流器时就已经被设置为一定值<sup>[8]</sup>。

$$\begin{cases} i_{dc}(t) = k^* t, t \in [0, T_i] \\ k^* = \frac{i_{dc\max}}{T_i} \\ i_{dc\max} \in i_d + \Delta i_d \\ \Delta P_{\text{ivt}} = \frac{3}{2}e_d i_d - T_e \omega \propto \frac{3}{2}e_d \Delta i_d \end{cases} \quad (16)$$

PI 双环控制策略中电流内环的给定值来自于电压调节器的输出,这种控制策略下系统的响应速度主要取决于电流内环的追随特性,三相 PWM 整流器的输出功率响应速度主要取决于  $i_d$  的响应特性。直流侧最大电流  $i_{dc\max}$  与  $i_d$  直接相关,  $i_{dc\max}$  由负载功率决定,  $i_d$  的响应特性决定着整流器的输出响应速度。(16)式中  $\Delta i_d$  表示功率突增时电流环需要控制的有功电流跟随量。由(12)式、(16)式可知,若在电流环补偿有功电流,则电流环自身跟随目标有功电流的调节时间就会得到有效减小。

通过前述分析可知,在负载突增时变换器直流

输出电压的调节时间短于负载突减时变换器的调节时间,这说明整流器对  $i_d$  的控制具有不对称性。假设在负载突减之初整流器已实现单位功率因数控制,  $e_q$  为 0。则(3)式变为

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{e_d - u_{vd} + \omega L i_q}{L} \quad (17)$$

可以看到,当功率突减即  $di_d/dt$  为负值时,若要加快  $i_d$  的跟随速度,在电感  $L$  上施加负电压可加快有功电流的下降斜率<sup>[8]</sup>。对于 ESLS 系统来说响应速度更为重要,在负载功率突变这一瞬态过程可暂使  $i_q$  为负值,以提高  $i_d$  的跟踪速度。当系统处于稳态或负载功率突增时,控制  $i_q$  为零,此时为负载功率前馈控制。在系统负载突减时,在调整时控制  $i_q$  为负值,以加快  $i_d$  跟随负载变化的能力和 PWM 整流器的响应速度<sup>[9-10]</sup>,整流器回到稳态后调整  $i_q$  为 0。

功率突增时有  $di_d/dt > 0$ ,即  $i_d^* - i_d > 0$ ,此时能量由电网流入电机,因电网电动势的惯性影响,  $i_d$  的调节速度已足够高<sup>[9]</sup>。有在功率突减时有  $i_d^* - i_d < 0$ ,可引入无功电流控制环作为瞬态时无功电流参考值  $i_q^*$ ,考虑电压矢量控制的幅值限制,这里对  $-i_q^*$  进行限幅<sup>[8]</sup>,  $i_q^*$  上限为 0,下限为

$$i_{q\min}^* = -\sqrt{i_{\text{max}}^2 - i_d^2} \quad (18)$$

### 3 变 $i_q$ 负载功率前馈控制方法

在实际设计 PWM 整流器时,一般采取单位功率因数控制原则,即将无功电流给定参考值设为 0。在负载功率突变时将  $i_q$  变为负值可以有效加快有功电流的跟踪速度。具体实现是:由于单位功率因数控制需要,在稳态时将无功电流参考值给定为 0,在负载功率突增时仍设置为 0;在负载功率突减时,将电压环 PI 调节器输出取负后作为无功电流参考值,以加快电流环的响应速度。

$$\begin{cases} i_q^* = \begin{cases} 0, \left( \Delta p = \frac{3}{2}e_d i_d - T_e \omega \geq 0 \text{ 即 } i_d \leq i_d^* \right) \\ 0 + (i_d^* - i_d) \end{cases} \\ i_d^* = K_p(u_{dc} - u_{dc\text{-pref}}) + K_i \int (u_{dc} - u_{dc\text{-pref}}) dt \end{cases} \quad (19)$$

在有功电流内环引入功率补偿,把负载有功功率变换量反馈至整流器网侧并得到需要补偿的有功电流,通过(20)式计算得到有功电流的变化量,结合(19)式中  $i_q^*$  的切换方法,在功率突增时控制  $i_q$  为



0,在负载功率突减时控制  $i_q$  为负,提高  $i_d$  的跟随速度。通过在电流环补偿有功电流的方式调节整流器侧与加载电机机侧变换器的功率差为 0,并间接抑制电容电流,最终实现两侧功率动态平衡。协调之后时域下 PWM 整流器的数学模型如下

$$\begin{cases} u_{vd} = -K_{ip}(i_d^* - i_d) - K_{ii} \int (i_d^* - i_d) dt + \\ \quad wLi_q + e_d + u_c^* \\ u_{vq} = -K_{ip}(i_q^* - i_q) - K_{ii} \int (i_q^* - i_q) dt - wLi_d + e_q \\ u_c^* = K_{p\_back}(\dot{i}_d - 0) + K_{i\_back} \int (\dot{i}_d - 0) dt \\ \dot{i}_d = (3e_d i_d - 2T_e w_r) / 3e_d \end{cases} \quad (20)$$

结合(19)式、(20)式得出变  $i_q$  负载功率前馈控制方案如图 5 所示:

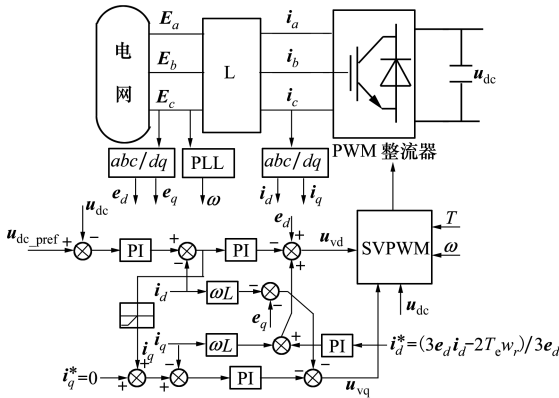


图 5 变  $i_q$  负载功率前馈控制

图 5 为变  $i_q$  负载功率前馈控制原理图。电压误差经 PI 调节器输出为有功电流给定,在系统处于稳态时控制无功电流  $i_q$  为 0,在系统负载突增和稳态运行时保持系统功率因数为 1,在负载功率突减时为提高电流环响应速度实行变  $i_q$  控制模式,此时  $i_q^*$  来自于有功电流的比较值。根据(20)式得到三相 PWM 变换器交流侧的  $d, q$  轴控制电压分量,电压空间矢量控制器根据该电压分量输出 PWM 波以控制整流器开关器件的开通。

### 4 仿真分析

为验证变  $i_q$  负载功率前馈控制方法在提高三相 PWM 整流器响应速度的有效性,对传统 PI 双环控制和改进 2 种控制方式下负载突变时的动态响应

分别进行了仿真,仿真参数为:仿真时间为 1.0 s,网侧变换器 SVPWM 开关频率  $f = 5$  kHz,机侧变换器 SVPWM 开关频率  $f = 10$  kHz;电网电压峰值为 311 V,网侧导线内阻  $r$  为 0.02  $\Omega$ ,网侧电感  $L$  为 4 mH<sup>[5,7]</sup>,电容  $C$  容量为 1 000  $\mu$ F,电机功率为 5 kW,加载系统参数如表 1 所示。

表 1 加载系统参数

参数	数值
加载电机功率 $P$ /kW	5
机侧开关频率/kHz	10
直流母线电压/V	620

图 6a)、6b)为加载电机功率在  $t = 0.5$  s 时分别由 -5 kW 突变为 +5 kW 与 +5 kW 突变为 -5 kW 时变  $i_q$  负载功率前馈与普通 PI 双环控制 2 种控制方式的抗扰动性能比较。

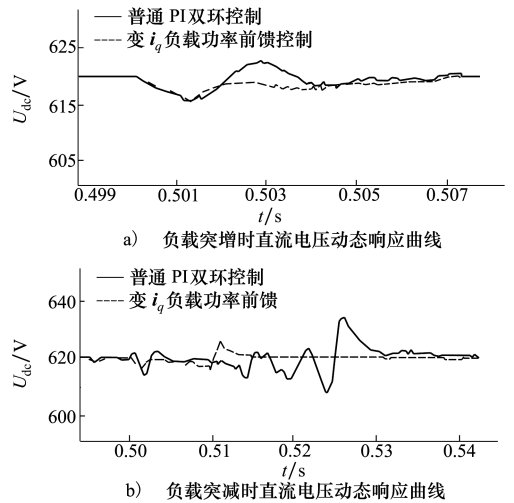


图 6 负载突变时直流电压动态响应曲线

图 6 中的波形数据如表 2 所示。从表 2 中可以看出:在负载功率突增时,两者在稳压效果上基本相同,这是因为在加载电机功率突增时,电动加载系统从电网处吸收能量,能量的流动存在由高处到低处下落的一种惯性,整流器自身电压控制器的响应速度已足够,但变  $i_q$  控制具有电压波动次数少的优点;在负载功率突减时,三相 VSR 需要克服三相电网的电动势阻力,此过程直流侧电容先放电再充电,整流器直流输出电压先上升再下降,从电容两端的电压上升峰值变化情况可以看出,双 PI 控制在整流器负载突减时母线电压震荡峰值为 634.6 V,变  $i_q$  控制下电压震荡峰值为 624.8 V,且以进入稳态母线电压值 0.5% 来看,双 PI 控制在负载突减后的电压

调节时间为 0.04 s,变  $i_q$  控制的电压调节时间为 0.015 s,从电压波动峰值比较和调节时间长短都可

以看出,变  $i_q$  负载功率前馈控制在负载突减时有着更优的控制效果和抗扰动性能。

表 2 2 种控制方法的控制效果对比

工况	控制方法	$U_{dc}$ 调节时间/s	$U_{dc}$ 震荡峰值/V	$U_{dc}$ 震荡次数
负载功率突增	变 $i_q$ 负载功率前馈控制	0.007	618.4	1
	PI 双闭环控制	0.007	622.7	2
负载功率突减	变 $i_q$ 负载功率前馈控制	0.015	624.8	2
	PI 双闭环控制	0.04	634.6	5

## 5 实验分析

结合实验室现有条件和安全因素,在 60 V 条件下搭建了 ESLS 实验平台并进行了实验分析:控制芯片采用 TI 公司的 TMS320F28335, PWM 频率为 40 kHz,整流器主电路开关管采用 ST 公司 SiC 器件 SCT20N120,加载功率为 600 W,所搭建实验平台如图 7 所示。

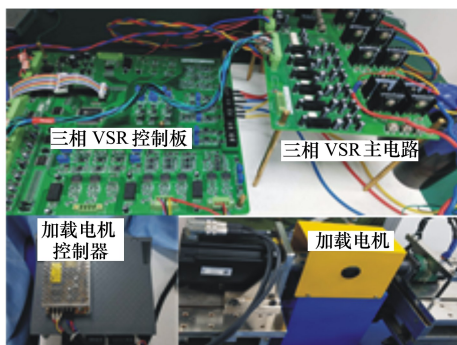


图 7 ESLS 实验平台

图 8 为负载功率由 0 W 增加到 600 W 时 2 种控制方法的直流母线电压响应曲线。从图中可以看出:负载功率突增时变  $i_q$  控制下直流电压调节时间为 15.36 ms,调节过程中直流电压最小值为 57.9 V;双 PI 控制下直流电压调节时间为 17.75 ms,调节过程中直流电压最小值为 57.5 V。

图 9 为加载功率由 600 W 减少到 0 时 2 种控制方法的直流母线电压响应曲线。从图中可以看出:负载功率突减时变  $i_q$  控制调节时间为 12.19 ms,双 PI 控制则为 39.88 ms,变  $i_q$  控制直流电压震荡峰值为 61.1V,双 PI 控制为 62.3 V,变  $i_q$  控制下直流电压调整时间较双 PI 控制缩小了 57%,由此可见,变  $i_q$  负载功率前馈控制可有效提高三相 VSR 的动态响应速度,提高系统的稳定性。

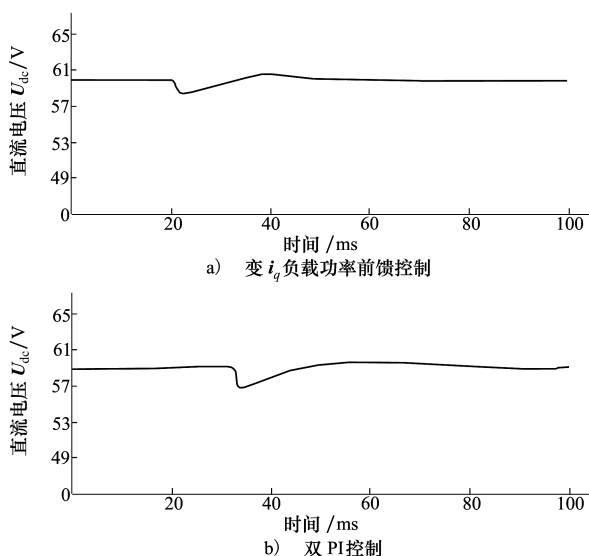


图 8 功率突增时直流电压响应曲线比较

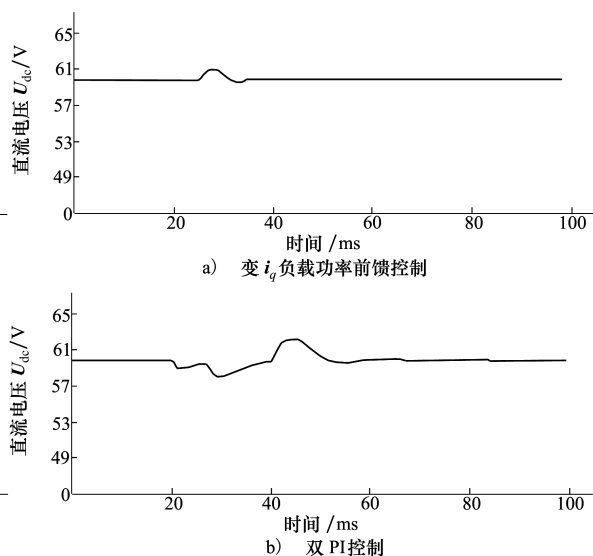


图 9 功率突减时直流电压响应曲线比较

## 6 结 论

本文分析了负载突变所引起的直流电压扰动现象,在负载突增和负载突减 2 种工况下检验了变  $i_q$  负载功率前馈控制策略的控制效果。仿真和实验

结果表明:在负载功率突增/突减时,本相比在普通 PI 双闭环控制策略,本文方法有着更快的系统响应速度和更好的抗扰动性能。本文将负载功率前馈到了电流内环中,提高了系统的动态响应速度,同时满足了加载系统对实时工况高响应速度的要求,具有一定的应用价值。

## 参考文献:

- [1] 税洋,尉建利,闫杰. 基于模型参考自适应控制的舵机加载系统研究[J]. 西北工业大学学报,2018,36(2):246-251  
SHUI Yang, WEI Jianli, YAN Jie. Research on Motor Drive Load Simulator Based on Model Reference Adaptive Control[J]. Journal of Northwestern Polytechnical University, 2018, 36(2): 246-251 (in Chinese)
- [2] 王哲,王明彦,郭森,等. 基于 PR 控制的负载模拟系统[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(2):486-493  
WANG Zhe, WANG Mingyan, GUO Ben, et al. A Dynamic Load Simulation System Based on Proportional-Resonant Control Method[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(2): 486-493 (in Chinese)
- [3] 郭行,陈康,孙力,等. 一种引入位置比例控制提高电动负载模拟器性能的控制系统设计方法[J]. 西北工业大学学报, 2014, 32(2): 235-239  
GUO Xing, CHEN Kang, SUN Li, et al. A Control System Design Method for Introducing Position Proportional Control to Improve the Performance of Electric Load Simulator[J]. Journal of Northwestern Polytechnical University, 2014, 32(2): 235-239 (in Chinese)
- [4] REN Chunguang. High-Performance Three-Phase PWM Converter with a Reduced DC-Link Capacitor Under Unbalanced AC Voltage Conditions[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics, 2018, 65(2): 1041-1050
- [5] 汪万伟,尹华杰,管霖. 双闭环矢量控制的电压型 PWM 整流器参数整定[J]. 电工技术学报, 2010, 25(2): 67-72  
WANG Wanwei, YIN Huajie, GUAN Lin. Parameter Setting of Voltage-Type PWM Rectifier with Double Closed-Loop Vector Control[J]. Trans of China Electrotechnical Society, 2010, 25(2): 67-72 (in Chinese)
- [6] 赵仁德,贺益康,刘其辉. 提高 PWM 整流器抗负载扰动性能研究[J]. 电工技术学报,2016, 23(2): 67-72  
ZHAO Rende, HE Yikang, LIU Qihui. Improvement of Anti-Load Disturbance Performance of PWM Rectifier[J]. Trans of China Electrotechnical Society, 2016, 23(2): 67-72 (in Chinese)
- [7] 张崇巍,张兴. PWM 整流器及其控制[M]. 北京:机械工业出版社,2003  
ZHANG Chongwei, ZHANG Xing. PWM Rectifier and Its Control[M]. Beijing, Mechanical Industry Press, 2003 (in Chinese)
- [8] WANG Meng, SHI Yanyan, ZHENG Xinxin. Analysis, Measurement, and Compensation of the System Time Delay in a Three-Phase Voltage Source Rectifier[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 2016, 31(8): 6031-6043
- [9] 钟炎平,沈颂华. PWM 整流器的一种快速电流控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(12): 52-56  
ZHONG Yanping, SHEN Songhua. A Fast Current Control Method of PWM Rectifier[J]. Proceedings of the CSEE, 2005. 25(12): 52-56 (in Chinese)
- [10] QU Y B, SONG H H. Energy-Based Coordinated Control of Wind Energy Conversion System with DFIG[J]. Journal of Control, 2017, 17(6): 1413-1421

# PWM Rectifier Fast Response Method for Electric Servo Loading System

ZHOU Qixun<sup>1</sup>, XU Guichao<sup>1</sup>, ZHANG Yufeng<sup>1</sup>, ZHOU Yong<sup>2</sup>

(1.School of Electronic and Control Engineering, Xi'an University of Science and Technology, Xi'an 710054, China;  
2.School of Aeronautics, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China)

**Abstract:** The electric servo loading system can more fully test the stability and dynamic performance of the motor body and controller, and is widely used in the research and development of flight control systems. The traditional dual PWM converter has hysteresis characteristics. When the load power is abrupt, especially when the load power is suddenly reduced, the DC output voltage of the PWM rectifier will fluctuate. Voltage fluctuations can be suppressed by increasing the capacitance of the DC side capacitors, but an increase in the capacitance capacity causes the adjustment time of the system to become longer and slows down the response speed of the system. By analyzing the fluctuation of DC output voltage caused by sudden load change, a variable feedforward control method for  $i_q$  load power is proposed, which uses the method of compensating the active current on the grid side to achieve instantaneous active power balance on both sides. The simulation results show that the method reduces the DC capacitor capacity and improves the dynamic response speed of the system.

**Keywords:** electric servo loading system; three-phase PWM rectifier; variable load power feedforward control