

基于两级稳压的航空永磁起发电机发电控制

航空永磁同步电机 (Permanent Magnet Synchronous Machine, PMSM) 发电系统具有动态响应快、效率高和功率体积之比大等优点, 但航空发动机转速范围宽引起低速、高速电压差别大以及高要求的航空电源标准使得稳压系统难以设计。为了系统在整个转速范围能保持直流母线电压270 V恒定, 将PWM整流和d轴弱磁控制相结合成初级PWM可控整流稳压, 利用同极性升降压电路将初级电压稳定在270 V, 实现系统直流电压在全速度范围的恒定。仿真和实验结果表明, 基于两级稳压的发电控制系统可以实现航空发动机宽转速范围内的直流稳压以及突加、突甩负载的高动态响应能力, 输出电源具有高品质, 满足航空电源国军标要求。

史世友 夏加宽 王婧妍 李天元 龙宇航/沈阳工业大学电气工程学院

0 引言

目前, 270 V高压直流起动/发电技术成为我国新一代战机发展重要研究技术^[1]。航空发动机本身无法自己起动, 航空起发电机作为电动机拖动航空发动机起动, 当航空发动机成功点火起动后, 作为原动机拖动航空起发电机发电运行, 为飞机上设备提供电源。航空电源设计要求高可靠性, 一方面强调满载条件下突卸负载时的电压上升限值、电压恢复调节时间以及过电压保护技术指标; 另一方面电源在负载变化全范围内的各次谐波限值, 两方面都必须严格按照国军标执行。

航空发动机拖动PMSM处于发电状态时, 由于发动机速度时刻变化, 导致

发电机输出电压频率和大小也时刻变化。因此, PMSM发电系统需要整流与稳压控制策略来维持整个宽转速范围内直流母线电压的恒定^[2]。文献[3]采用二极管不控整流电路后接Buck斩波电路实现稳压, 但是在高转速时, 给DC-DC电路中功率器件的耐压或耐流选型造成困难。文献[4]采用基于单电流弱磁稳压控制和d轴电压弱磁稳压控制策略实现稳压, 但是在低转速时, 输出电压并不能达到270 V。而双管升降压斩波电路弥补了低速电压不够的缺陷, 同时防止弱磁失败后电压过高烧毁后续电路, 可以在系统设计中同时兼顾高速电压过高和低速电压不够的情况, 提高系统动态响应能力。

针对系统宽范围转速、负载变化以及高可靠性, 提出初级PWM可控整流次级同极性升降压变换器的两级整流稳压控制策略。初级PWM可控整流基于d轴弱磁稳压控制策略, 实现在宽转速范围下维持发电机输出电压300 V基本稳定, 次级通过同极性升降压电路实现直流侧高品质的270 V电压。

1 永磁同步电机数学模型

在d、q轴坐标下, 永磁同步电机的电压方程^[5]为

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d - \omega L_q i_q \\ u_q = R_s i_q + \omega L_d i_d + \omega \psi_f \end{cases} \quad (1)$$

永磁同步电机的输出电磁转矩为^[6]

$$T_{em} = \frac{3}{2} n_p [\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (2)$$



史世友/硕士研究生

关键词/Keywords

永磁同步电机发电系统 ·
PWM整流 ·
d轴弱磁 ·
同极性升降压电路 ·
宽转速范围 ·

式中, u_d 、 u_q 为 d 轴和 q 轴电机端电压; i_d 、 i_q 为 d 轴和 q 轴定子电流; L_d 、 L_q 为 d 轴和 q 轴电感; Ψ_f 为转子永磁磁链; n_p 为电机极对数^[6]。

2 永磁同步电机发电弱磁控制原理

由永磁同步电机数学模型可以看出, 电机的工作状态跟励磁电流 i_d 和转矩电流 i_q 相关。当 i_q 、 i_d 都小于0时, PMSM处于发电运行状态。多组 i_d 、 i_q 值组成了PMSM运行的电流轨迹。但在实际发电运行过程中, i_d 和 i_q 不能无限制取值, 需要考虑PWM整流器中开关管耐电流值和电机温度等条件, 还需要对电流进行限幅, 设 i_{smax} 为电流最大值^[7]。

由于 i_d 和 i_q 取值有范围限制, 因此 u_d 和 u_q 也有取值范围, 同时因为整流器直流母线电压是恒值, 使得电机端电压幅值受限, 设其最大值为 u_{smax} 。电压最大值 u_{smax} 由直流母线电压 u_{dc} 决定, 在SVPWM调制方式下, 最大值可表示为

$$u_{smax} = u_{dc} / \sqrt{3} \quad (3)$$

电机在运行状态满足以下方程^[8]

$$\begin{cases} i_d^2 + i_q^2 = i_s^2 \leq i_{smax}^2 \\ u_d^2 + u_q^2 = u_s^2 \leq u_{smax}^2 = \left(\frac{u_{dc}}{\sqrt{3}}\right)^2 \end{cases} \quad (4)$$

将式(1)代入, 则对电压的限制也可以转化为对电流的限制, 即

$$(L_q i_q)^2 + (L_d i_d + \Psi_f)^2 \leq \left(\frac{u_{smax}}{\omega}\right)^2 = \left(\frac{u_{dc}}{\sqrt{3}\omega}\right)^2 \quad (5)$$

由式(4)、式(5)可以得到在以 i_d 、 i_q 值为变量的前提下, 基于 i_d - i_q 坐标系的永磁同步电机运行轨迹图, 如图1所示。永磁同步电机在发电状态下运行于第三象限, 可以得到最大MTPA与电流极限圆和电压极限椭圆的交集。电流轨迹是以原点为圆心的极限圆, 电压轨迹是以 Ψ_f/L_d 为圆心的极限椭圆^[9]。当电机按照轨迹运行时, i_d 和 i_q 电流都位于电流极限圆和电压极限椭圆内。

当航空发动机以较低转速拖动PMSM处于发电状态时, 控制策略采用最大转矩电流比(MTPA)控制, 工作点位于电流极限圆与MTPA线的交点

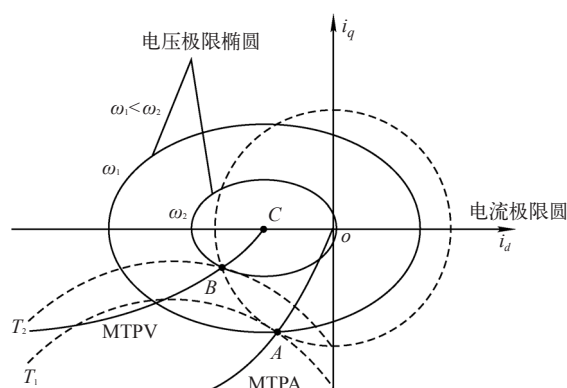


图1 定子电流矢量轨迹

(见图1中A点), 此时PMSM以最小定子电流被拖动起动。随着航空发动机转速的上升, PWM整流器的直流母线电压 u_{dc} 维持恒定, 电压极限椭圆慢慢变小, PMSM的反电动势越来越大, 将受到电压极限椭圆的限制, 此时就要增加负向的 i_d 电流, 起去磁作用, 降低电机反电动势, 维持直流母线电压不变。基于电压反馈法弱磁与MTPA控制框图如图2所示。

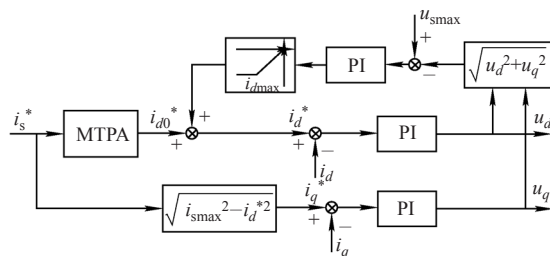


图2 基于电压反馈法弱磁与MTPA控制框图

3 同极性升降压变换器控制策略

Buck电路可以实现降压, Boost电路可以实现升压, 但是当航空发动机以一个较宽的转速范围运行时, 初级PWM可控整流输出电压不能恒定维持300 V不变。当转速很低时, 初级PWM整流稳压电压低于设定的母线电压, 此时就需要有次级DC-DC升压电路来维持输出直流270 V; 当转速很高时, 初级PWM整流通过弱磁控制维持直流输出设定的300 V, 此时次级需要DC-DC降压斩波电路来维持输出直流270 V。由于发电机转速范围宽, 这种情况下就需要同时具备Buck与Boost工作模式的DC-DC变换器, 能同时实现升压和降压作用, Buck-Boost电路虽然可以实现升降压, 但是

电路输出电压是相反的。这种情况下就需要能够实现升降压功能且输出同极性的变换器。

将Buck变换器与Boost变换器的电感合成一个 L_1 ，就组成了同极性升降压变换器，电路如图3所示，该变换器能够升压也可以降压^[10]。同极性升降压变换器允许电路输入电压范围宽，而且电路的输出电压与输入电压极性相同，调节能力强。

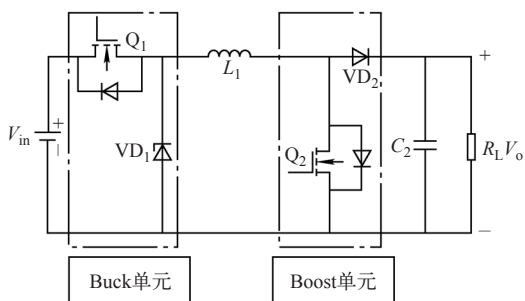


图3 同极性升降压变换器电路

同极性升降压变换器的输入、输出关系为

$$V_o = \frac{D_{y1}}{1 - D_{y2}} V_{in} \quad (6)$$

$$I_1 = \frac{I_o}{1 - D_{y2}} \quad (7)$$

式中， D_{y1} 为开关管 Q_1 的占空比； D_{y2} 为开关管 Q_2 的占空比； I_o 为输出电流。

由式(7)可以看出，当 D_{y2} 值变小时，输出电流值也随着变小，考虑到开关管的导通损耗，所以应尽可能地减小 D_{y2} 。由式(6)可知， D_{y1} 越大，代表着 D_{y2} 越小。当输入电压低于输出电压时，两个开关管占空比之和大于1，由于开关管 Q_1 的 D_{y1} 最大值为1，此时 $D_{y2} > 0$ 。设定 D_{y1} 等于常数1，即处于常开状态，这时输出电压值只与开关管 Q_2 的占空比 D_{y2} 有关，改变 D_{y2} 的值就可以改变输出电压，此时公式转化为式(8)所示，该式与Boost变换器一致，即

$$V_o = \frac{1}{1 - D_{y2}} V_{in} \quad (8)$$

当输入电压大于输出电压时， $D_{y1} + D_{y2} < 1$ ，

开关管 Q_2 的 D_{y2} 可取最小值0，设定 $D_{y2} = 0$ ，即处于关断状态，这时输出电压值只与开关管 Q_1 的 D_{y1} 有关，改变 D_{y1} 的值就可以改变输出电压，此时公式转化为式(9)所示。该公式与Buck变换器一致，即

$$V_o = D_{y1} V_{in} \quad (9)$$

由于整个输入电压范围内存在两个工作模式，这种控制模式可称为双模式控制。综上所述，可得同极性升降压变换器双模式控制方法下的输入、输出关系为

$$V_o = \begin{cases} \frac{V_{in}}{1 - D_{y2}} & D_{y1} = 1 (V_{in} \leq V_o) \\ D_{y1} V_{in} & D_{y2} = 0 (V_{in} > V_o) \end{cases} \quad (10)$$

由式(10)可知，变换器根据 V_{in} 和 V_o 值的大小来自动选择不同的工作模式，适应不同的输入电压值。当输入电压低时，变换器等效为Boost变换器，处于升压模式；当输出电压高时，变换器等效为Buck变换器，处于降压模式。

同极性升降压变换器采用双模式控制方法，如图4所示。单调制信号—双载波控制策略，保证任何时刻都只有一个调制信号与载波交裁，不需要任何电路来选择模式，双模式的选择可通过PI调节器自动实现。整个控制过程采用电压电流双闭环，将变换器的输出电压反馈到给定电压，与270 V作差后电压值经过电压PI调节器输出给电流环，与反馈的电感电流进行比较，误差经过电流PI调节器后与等腰三角波进行比较，生成两路PWM信号控制开关管占空比大小，达到控制输出电压大小的目的。

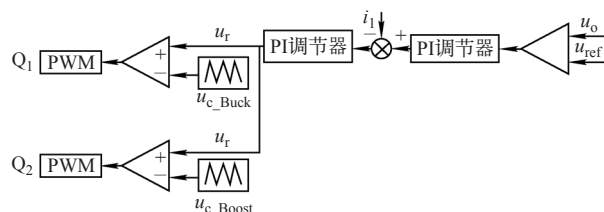


图4 同极性升降压变换器双模式控制方法

4 仿真结果及分析

根据上述永磁同步发电机控制策略的分析研

究,进行仿真实验验证。仿真电机的主要参数如下表所示。

表 仿真电机参数

参数	数值
电机内阻 R_s/Ω	0.023
d 轴电感 L_d/mH	0.281
q 轴电感 L_q/mH	0.717 8
永磁磁链 Ψ_f/Wb	0.091
极对数 n_p	3
直流母线电压 u_{dc}/V	270
额定转速 $n/(\text{r/min})$	12 078

航空永磁发电系统控制框图如图5所示,在Simulink中搭建相应的仿真模块。其中电感 $L_1=1 \times 10^{-5} \text{ mH}$,滤波电容 $C_1=6 \times 10^{-4} \text{ F}$,滤波电容 $C_2=5 \times 10^{-4} \text{ F}$,两级开关管的开关频率 $f_s=20 \text{ kHz}$,负载电阻 $R_L=2.43 \Omega$,电流环PID限幅值为300 A。

当负载电阻为 $R_L=2.43 \Omega$,对应输出功率30 kW,电机转速从6 600 r/min逐步增加至14 000 r/min时,仿真得到发电系统输出电压与PMSM的 i_d 、 i_q 电流波形如图6所示。

从图6a中可以看到,在航空发动机转速从6 600~14 000 r/min变化范围内,航空发电系统输出电压能始终保持在270 V,实现了该转速范围内

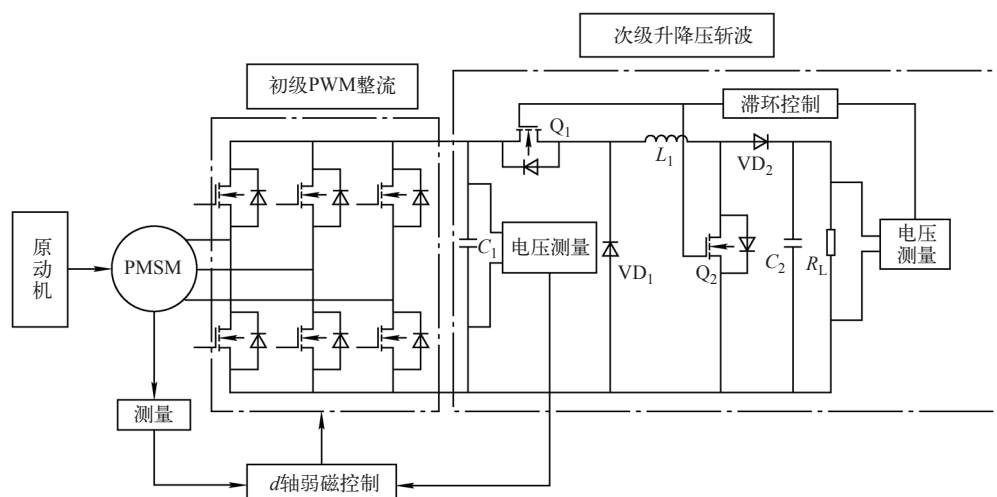
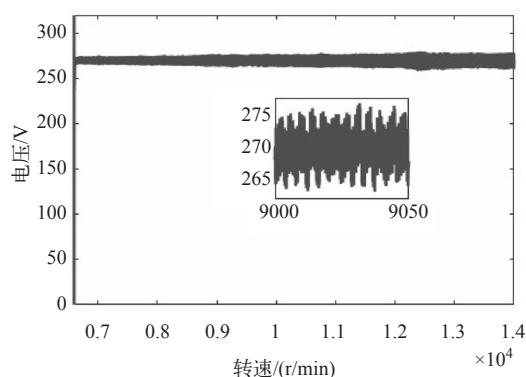
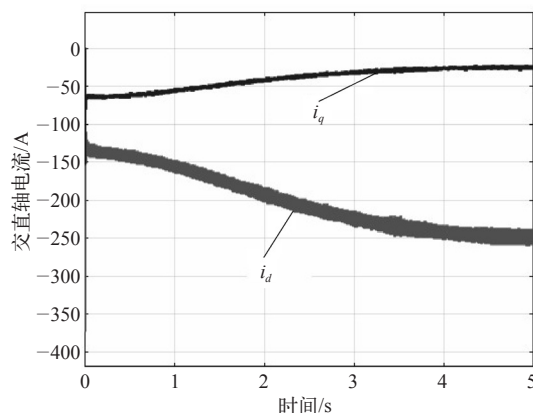


图5 永磁同步发电机整流稳压系统框图



(a) 转速范围内输出电压波形

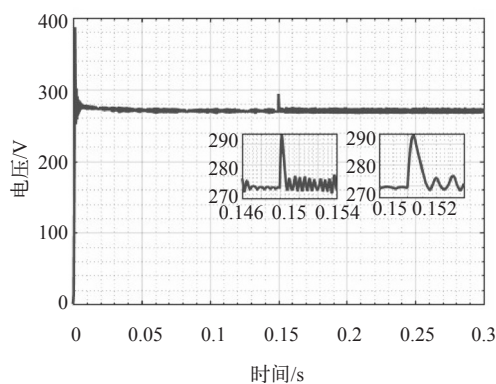


(b) 交直流轴电流波形

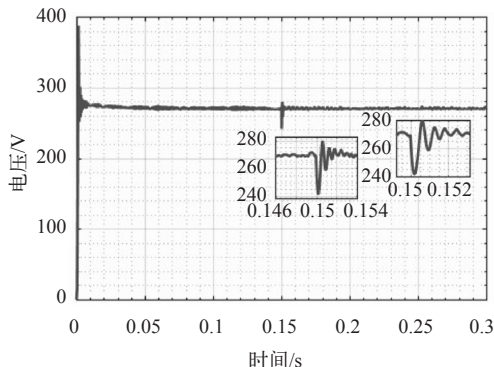
图6 不同转速的输出电压与交直流轴电流波形

的恒压恒功率输出。由图6b可以看出,随着航空发动机转速的上升,PMSM直轴电流 i_d 逐渐减小,交轴电流 i_q 逐渐增大,表明电机弱磁程度不断加深。

为了验证负载变化时整流稳压控制发电系统的动态性能,设定永磁起发电机额定转速为12 078 r/min,在输出电压恒定后将负载从30 kW突用到15 kW以及负载从30 kW突加到60 kW时,输出的直流电压动态调节过程和直流电压傅里叶分解如图7和图8所示。



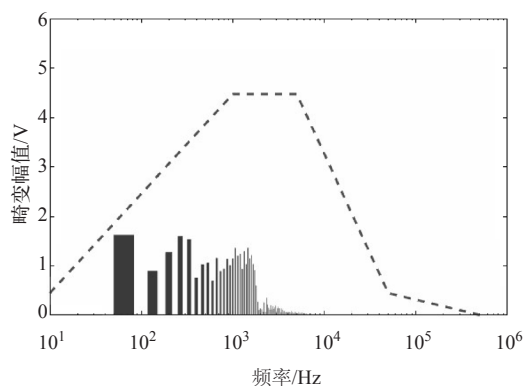
(a) 0.15 s突用负载电压波形



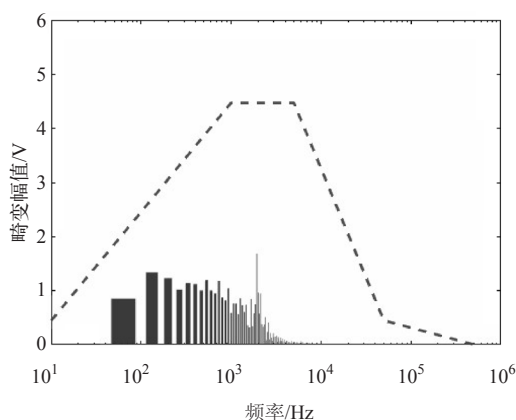
(b) 0.15 s突加负载电压波形

图7 突用、突加负载时输出电压波形

从图7a可以看出,当负载电阻突然减小一倍时,输出电压会突然上升,但是经过0.001 s后,电压立即恢复到270 V;从图7b可以看出,当负载电阻突然增加一倍时,输出电压会突然下降,但是经过0.001 s后,电压立即恢复到270 V。图8a、图8b中,虚线折线为航空电源国军标要求的谐波幅值,可以看出直流侧电压谐波含量满足航空电源标准。整个动态过程说明该发电整流稳压控制系统具有良好的动态响应能力和高品质电源质量。



(a) 突用负载电压傅里叶分解



(b) 突加负载电压傅里叶分解

图8 突用、突加负载时输出电压傅里叶分解

5 系统实验分析

采用DSP TMS320F28335作为控制核心的航空永磁起发电系统结构和框图,如图9和图10所示,发电稳压控制器由控制部分、功率部分和检测部分组成。

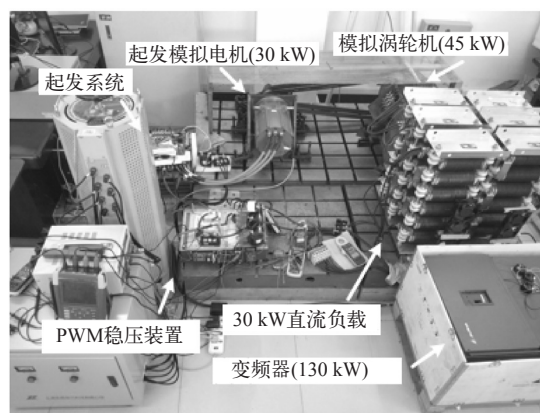


图9 基于DSP的航空永磁起发电系统实验平台

实验中, PWM整流器开关频率为20 kHz, 电感为150 μH , 实验过程中需要反复调整控制器参数, 以得到最优的效果。

因为飞机大部分的工作点运行在额定转速上, 因此给定涡轮机转速为12 078 r/min, 测得系统稳定后突甩、突加负载时端电压波形如图11所示。

系统输出直流电压波形中恢复时间 $\Delta t=16.8$ ms, 优于GJB 181B—2012标准 $\Delta t_{\max}=20$ ms 的要求; 电压下降 $\Delta U=10$ V, 小于标准 $\Delta U_{\max}=60$ V的要求。整个实验动态过程说明该发电整流稳压

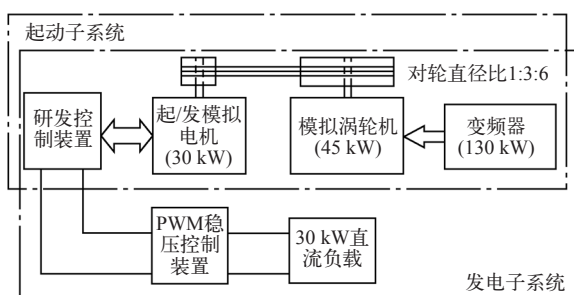
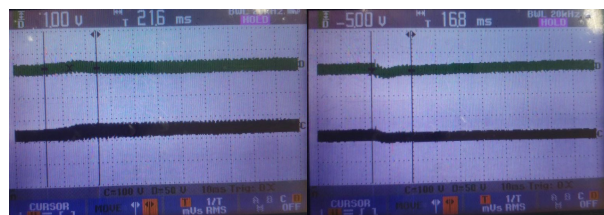


图10 航空永磁起发电系统框图



(a) 突甩负载实验电压波形 (b) 突加负载实验电压波形

图11 永磁起发电系统实验电压输出波形

控制系统具有良好的动态响应能力和高品质电源质量。

6 结束语

航空永磁发电系统受到较宽转速范围、负载变化大和高质量电源要求的影响, 本文提出初级PWM可控整流次级同极性升降压变换器控制策略来适应宽转速范围, 提高系统动态响应和电源品质, 并在PWM可控整流基础上, 引入 d 轴弱磁稳压

控制策略进一步扩大稳压的转速范围。仿真和实验结果表明, 所设计的基于两级稳压的发电控制系统可以实现航空发动机宽转速范围内的直流270 V恒定以及突加、突甩负载时具有良好的动态响应能力, 实现了航空电源国军标的要求。

参考文献

- [1] 李岩, 苏学军, 李运. 基于航空高压直流电源系统的永磁同步电机启动发电系统设计[J]. 电机与控制应用, 2017, 44(1): 60-64.
- [2] 宋建国, 林强强, 车蓬涛, 等. 内置式永磁同步电机MTPA和弱磁控制[J]. 电力电子技术, 2017(5): 84-86.
- [3] 张洪彬. 串联式混合动力电动汽车发电系统设计[D]. 长沙: 湖南大学, 2016.
- [4] 沈建新, 缪冬敏. 变速永磁同步发电机系统与控制策略[J]. 电工技术学报, 2013(6): 1-3.
- [5] 盛义发, 喻寿益, 桂卫华, 等. 轨道车辆用永磁同步电机系统弱磁控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(9): 74-79.
- [6] 朱磊, 温旭辉, 赵峰, 等. 永磁同步电机弱磁失控制制及其应对策略研究[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(18): 67-72.
- [7] 王永杰. 应用于APU启动/发电系统的永磁同步电机发电技术研究[D]. 南京: 南京航空航天大学, 2016.
- [8] 那日沙. 混合动力电动汽车永磁同步电机弱磁控制的研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨理工大学, 2013.
- [9] 赵彩虹. 车载变速永磁同步发电机恒压恒频供电系统的研究[D]. 北京: 华北电力大学, 2016.
- [14] 姚川. 适用于宽输入电压范围的Buck-Boost直流变换器及其控制策略的研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2013.

(收稿日期: 2018-08-21) EA