

基于电流跟踪控制的新型负载相位调节器

田晓燕,郑玉莲,龙 鹏,孙频东

(南京师范大学电气与自动化工程学院,江苏 南京 210042)

[摘要] 对负载相位调节器进行了深入研究,包括其主电路工作原理和控制方法.采用 AC/DC 桥式变流为主电路结构,提出了一种电压外环、电流内环的双闭环控制策略,同时使输入电流跟踪预先给定的正弦波,以保证输出电压的稳定性.给出了主电路中电感和电容取值范围的估算方法,并分析了电流跟踪控制的开关管工作频率的数值算法.最后通过仿真验证了系统的可行性和准确性.

[关键词] 相位控制器,电流跟踪,PWM,控制策略

[中图分类号] TM761 [文献标志码] A [文章编号] 1672-1292(2014)01-0001-06

A Novel Load Phase Regulator Based on Current Tracking Control

Tian Xiaoyan, Zheng Yulian, Long Peng, Sun Pindong

(School of Electrical and Automation Engineering, Nanjing Normal University, Nanjing 210042, China)

Abstract: This paper presents a kind of single-phase PWM rectifier based on current tracking control. According to the operation principle of the main circuit, a new control strategy is proposed. With an inner hysteresis current-loop and an outer voltage-loop control, the stability of the output voltage can be improved and the phase difference between the input voltage and current can be controlled as expected. On this basis, the choice of some important parameters in circuit design is put forward. The formula of switching frequency are derived by analyzing the principle of hysteresis comparison control. At the end of the paper, some simulation results are presented, which shows the feasibility and accuracy of the design.

Key words: phase controller, current trace, PWM, control strategy

电流相位控制,是一种以输入电压为参考,控制输入电流相位在一定范围内任意调节的技术,在功率因数调节器和电子负载等电子设备中都有广泛的应用^[1-6].在输入电压波形一定的情况下,控制桥式变流器的输入电流跟踪给定的正弦信号,是电流相位控制技术的关键.目前电流控制技术主要有间接电流控制和直接电流控制两大类.前者控制简单,但其电流动态响应不够快,且对系统参数变化较敏感;后者则直接以快速反馈的电流为控制对象,能获得较高品质的电流响应,缺点是控制结构和算法较复杂^[7].综合考虑,本文采用直接电流控制技术中的滞环电流跟踪控制方法来控制输入侧电流.电流滞环比较控制方式硬件电路简单,属于实时控制,电流响应快,并且由于电流内环对电压外环的改造作用,从而改善了电压外环的动态性能.

1 新型负载相位调节器的工作原理

1.1 新型负载相位调节器的主电路结构

新型负载相位调节器的主电路如图 1,用带反向续流二极管的 MOSFET 管或 IGBT 管构成的 H 桥,作为单相电流相位控制的主电路.输入电压 u_s 和输入电流 i_s 的正参考方向如图所示,其中,电感 L 起控制电流变化速度的作用,输出电容 C 起平滑和稳定输出电压的作用.电感电流参考方向和滤波

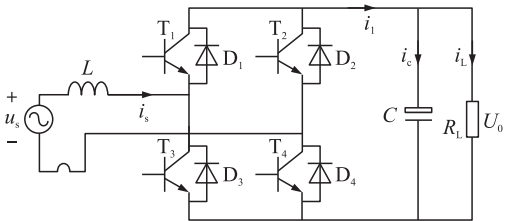


图1 电流相控器主电路
Fig. 1 The main circuit of current phase controller

收稿日期:2013-07-01.
基金项目:南京师范大学高层次人才科研启动基金(2008111XLH0069).
通讯联系人:孙频东,副教授,研究方向:电力电子与电气传动. E-mail:61019@njnu.edu.cn

电容的参考方向如图 1 所示,其中,输入电压为电源电压 220 V,频率 50 Hz. 正常工作时,使 $U_o>U_{sm}$.

1.2 开关管的工作模式

- 考虑到输入电压和输入电流之间存在相位差,因此 u_s 和 i_s 之间有下列关系:
- (1) i_s 和 u_s 同极性,且为正, T_1 、 T_4 截止. 第一阶段 T_2 、 T_3 导通, L 储能,电流 i_s 迅速增加;第二阶段 T_2 、 T_3 截止,电感 L 释放存储的能量,电流 i_s 的值逐渐变小.
 - (2) i_s 和 u_s 同极性,且为负, T_2 、 T_3 截止. 第一阶段 T_1 、 T_4 导通, L 反向储能,电流 i_s 迅速反向增加;第二阶段 T_1 、 T_4 截止,电感 L 释放存储的能量,电流 i_s 的绝对值逐渐变小.
- 上述两种情况均为电源向变流器输出功率,一方面电容储能,另一方面,为负载提供电能.
- (3) i_s 和 u_s 反极性,且 i_s 为正, T_1 、 T_4 截止. 第一阶段 T_2 、 T_3 导通,由于 u_s 和 U_o 反相且有 $U_o>U_{sm}$,综合结果使电流 i_s 增加;第二阶段 T_2 、 T_3 截止, i_s 和 u_s 及 U_o 反相,使电流 i_s 值迅速变小.
 - (4) i_s 和 u_s 反极性,且 i_s 为负, T_2 、 T_3 截止. 工作过程同(3).
- 上述两种情况,变流器的电容反送电能到电源. 值得注意的是, i_s 为正时, T_2 、 T_3 被触发或关断, D_1 、 D_4 续流, T_1 、 T_4 不工作;当 i_s 为负时, T_1 、 T_4 被触发或关断, D_2 、 D_3 续流, T_2 、 T_3 不工作.

2 电流跟踪控制策略

新型电流相位调节器采用双闭环控制,即电压外环和电流内环控制. 由于外环电压的控制是通过内环的电流控制而间接实现的,因此内环的输入电流控制是关键^[8],本系统的电流控制策略为滞环跟踪控制,电路结构如图 2 所示.

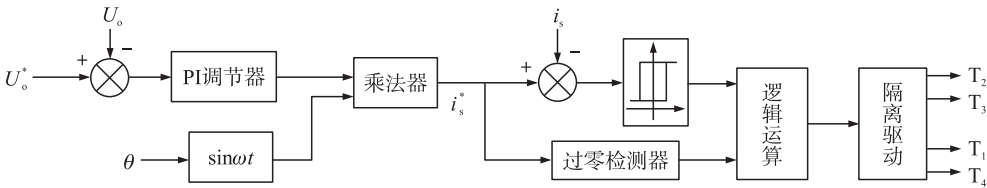


图 2 电流跟踪控制原理图

Fig. 2 The principle fig of current tracking controller

电流的幅值由功率平衡关系得到,当功率角 θ 变大时,无功功率的值增加,对应的有功功率在不改变输入电流有效值的情况下会降低,使输出端得不到预定的功率,就会引起输出电压的下降. 用直流侧输出电压的给定值 U_o^* 与实际输出电压 U_o 的偏差作为 PID 调节器的输入,其输出则为输入电流给定信号的幅值 I_s^* ,根据 PID 调节器的控制原理可得:

$$I_s^* = (K_p + \frac{K_i}{s} + K_d \cdot s) (U_o^* - U_o),$$

(1)

式中, K_p 、 K_i 、 K_d 分别为 PID 调节器的比例、积分、和微分系数.

给定输入电流和输入电压之间的相位差 θ ,将交流输入电压 u_s 的相位信号移相 θ 即可得到输入电流的相位信号 $\sin(\omega t - \theta)$,将此相位信号与 PID 调节器的输出信号 I_s^* 相乘即可得到输入电流的给定信号:

$$i_s^* = \sqrt{2} I_s^* \sin(\omega t - \theta).$$

(2)

将输入电流给定值 i_s^* 与实际输入电流 i_s 的偏差作为滞环比较器的输入,产生 PWM 驱动信号,将该信号与 i_s^* 通过过零检测器产生的方波信号进行逻辑运算,得到的波形就能驱动开关管 T_2 、 T_3 和 T_1 、 T_4 了. 通过控制开关管的导通顺序,使输入侧电流在一定范围内跟踪给定值,输入电流的变化导致输出电压也随之改变,从而实现电压的闭环控制.

3 主电路参数的选取

合理地选用电路元件参数,可保证电路按照设计要求正常工作,防止故障出现,可以实现既满足技术指标又有合理的体积和成本.

3.1 主回路电感 L 的选用

在电流滞环跟踪控制系统中, i_s^* 为给定的参考电流, i_s 为实际输入电流,二者的波形如图 3 所示,其

中 H 为滞环的半宽,显然 H 越小,实际电流越接近参考电流,但 t_{on} 和 t_{off} 的开关频率也会越高. 图 4 为输出侧干路电流 i_1 的波形.

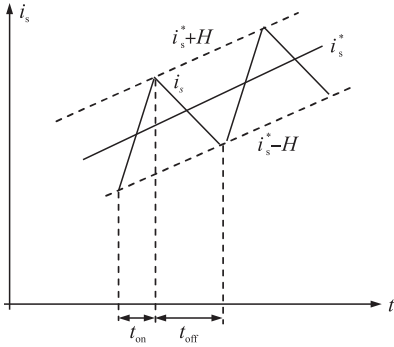


图 3 电流 i_s^* 和 i_s 的波形

Fig. 3 Waveform of current i_s^* and i_s

从图 3 可以看出, i_s 与 i_s^* 的差值须控制在 $\pm H$ 的范围内,如要让 i_s 能跟踪上 i_s^* ,则需让 i_s 在每个指令周期内的斜率比 i_s^* 的斜率要大.

根据电路的有功功率平衡关系,稳定时输入参考电流按正弦规律变化,即有:

$$i_s^* = \frac{\sqrt{2} U_o^2}{U_s R_L \cos \theta} \cdot \sin(\omega t - \theta). \quad (3)$$

而实际输入电流 i_s 由输入的交流电压和输出直流电压叠加后在电感上产生. 由于直流侧输出电压 U_o 大于输入交流电压的最大值 U_{sm} ,当正半周期 T_2 、 T_3 导通或者负半周期 T_1 、 T_4 导通时,有:

$$L \frac{di_s}{dt} = U_o + \sqrt{2} u_s \sin \omega t. \quad (4)$$

因此若要 i_s 的斜率大于 i_s^* 的斜率,则需: $\frac{U_o + u_s}{L} > \frac{\sqrt{2} \omega U_o^2}{U_s R_L \cos \theta} \cos(\omega t - \theta)$, 整理得:

$$L < \frac{U_s + R_L (U_o \sqrt{2} U_s \sin \omega t) \cos \theta}{\sqrt{2} \omega U_o^2 \cos(\omega t - \theta)}. \quad (5)$$

由上式可以看出电感 L 的最大值跟参考电流的相位角 θ 有关. 根据负载的阻抗性质,输入电流与电压的相位差 $-\pi/2 < \theta < \pi/2$. 取交流输入电压 $U_s = 220$ V、频率 $f = 50$ Hz、直流侧电压设定为 $U_o = 350$ V,负载电阻 $R_L = 160 \Omega$,代入式(5),可得 L_{max} 随 θ 的变化规律如表 1 所示.

表 1 L_{max} 的变化规律
Table 1 Change rule of L_{max}

序号	0	1	2	3	4	5	6	7	8	9	10	11	12
$\theta / (^\circ)$	-89	-75	-60	-45	-30	-15	0	15	30	45	60	75	89
L_{max} / H	12.77	0.860 9	0.445 6	0.315 1	0.257 3	0.230 7	0.222 3	0.230 7	0.257 3	0.315 1	0.445 6	0.860 9	12.77

由表 1 可以看出,此时,只需 $L < 0.222 3H$ 即可满足滞环控制的条件.

以上为最大电感值,下面分析电感 L 的最小值. 由图 4 可知,在一个 PWM 开关周期中, i_s 与 i_s^* 之差要控制在 H 范围内,假设图中 t_{on} 的时间起点为 t_0 ,则在 T 的时间段内,有:

$$\sqrt{2} I_s \sin(\omega t_0 - \theta) - H + \frac{U_o + u_s}{L} DT - \frac{U_o - u_s}{L} (1-D) T = \sqrt{2} I_s \sin[\omega(t_0 + T) - \theta] - H. \quad (6)$$

由于 PWM 的开关频率很高, T 很小,近似为 0,而 $0 < D < 1$,所以 $-1 < 2D - 1 < 1$,整理式(6)可得:

$$\frac{-U_o + \sqrt{2} U_s \sin \omega t_0}{\sqrt{2} I_s \cdot \omega \cos(\omega t_0 - \theta)} < L < \frac{U_o + \sqrt{2} U_s \sin \omega t_0}{\sqrt{2} I_s \cdot \omega \cos(\omega t_0 - \theta)}. \quad (7)$$

不难证明,在 $-\pi/2 < \theta < \pi/2$ 的范围内,式(7)的最左项为负. 所以电感 L 的最小取值范围没有绝对的限制,但 L 过小的话会使电流跟踪的开关频率上升,增加开关损耗,所以也不宜取太小.

3.2 主回路滤波电容的选用

根据变流器的功率平衡关系,可得:

$$I_{\text{cdm}}=\frac{\pi I_s U_s \sin \theta}{2 U_o}=\frac{\pi U_o}{2 R_L} \tan \theta .$$
 (8)

定义流过电容 C 的等效电流 $i_{\text{cd}}=|I_{\text{cdm}} \sin \omega t|=|\frac{\pi U_o}{2 R_L} \tan \theta \sin \omega t|$, 那么电容两端的电荷为:

$$\Delta Q=\frac{1}{\omega} \int_0^{\frac{\pi}{2}} i_c \mathrm{d} \omega t=\frac{\pi U_o}{2 \omega R_L} \tan \theta .$$
 (9)

因而输出电容 C 需满足:

$$C>\frac{\Delta Q}{\Delta U_o}=\frac{\pi U_o}{3 \% U_o 4 \omega R_L} \tan \theta=\frac{\pi \tan \theta}{0.12 \omega R_L} .$$
 (10)

3.3 开关周期的确定

当 PWM 的开关频率足够高时,一个开关周期内的参考电流近似不变,且实际电流近似按线性规律变化,如图 5 所示

从图 5 可以看出,考虑 i_s 和 u_s 同极性且为正时的情况,当 T_2 、 T_3 导通时,交流侧电流 i_s 从 i_s^*-H 上升至 i_s^*+H ,此时直流侧输出电压 U_o 和 u_s 同向,上升时间为 $t_{\text{on}}=L \frac{2 H}{U_o+|u_s|}$;而当 T_2 、 T_3 关断时, D_1 、 D_4 续流,交流侧电流 i_s 从 i_s^*+H 下降至 i_s^*-H ,此时直流侧输出电压 U_o 和 u_s 反向,下降时间为 $t_{\text{off}}=L \frac{2 H}{U_o-|u_s|}$. 所以开关周期为:

$$T=t_{\text{on}}+t_{\text{off}}=2 H L\left(\frac{1}{U_o-|u_s|}+\frac{1}{U_o+|u_s|}\right)=\frac{4 H L U_o}{U_o^2-u_s^2} .$$
 (11)

而 $0 \leq u_s^2 \leq U_{\text{sm}}^2$,故有:

$$\frac{4 H L}{U_o}<T<\frac{4 H L U_o}{U_o^2-U_{\text{sm}}^2} .$$
 (12)

从上式可以看出开关周期 T 的取值范围与滞环电流的宽度 $2 H$ 、交流侧电感 L 的值、直流侧输出电压 U_o 及输入交流电压 u_s 的幅值有关. 滞环宽度越小、电感 L 越小,则 T 越小,则要求开关器件的工作频率 $f_T=1 / T$ 越高.

取交流输入电压 $U_s=220 \text{ V}$ 、频率 50 Hz 、直流侧电压 $U_o=350 \text{ V}$,电感 $L=20 \text{ mH}$,代入(12)式可得开关频率 f_T 的范围随半环宽 H 的变化规律如表 2 所示.

表 2 开关频率 f_T 的取值范围变化规律

Table 2 Change rule of f_T					
序号	1	2	3	4	5
H / A	0.05	0.1	0.2	0.5	1
f_T 最大值/kHz	87.5	43.75	21.875	8.75	4.375
f_T 最小值/kHz	18.357	9.178 6	4.589 3	1.835 7	0.917 86

当环宽 $2 H$ 很小时,电流波形虽然较好,却会增大开关频率,因此应在功率开关器件频率允许的前提下,正确地选择尽可能小的环宽.

4 仿真结果及分析

为了验证电流跟踪控制的可行性,使用 Matlab Simulink 搭建该系统的仿真模型,相关参数设置如下:交流输入电压 $U_s=220 \text{ V}$,频率 50 Hz ,直流侧电压设定为 350 V ,负载电阻 $R_L=160 \Omega$,滤波电容 $C=2\ 000 \mu\text{F}$,电感 $L=20 \text{ mH}$,电流给定 $i_s^*=4.2 \text{ A}$.

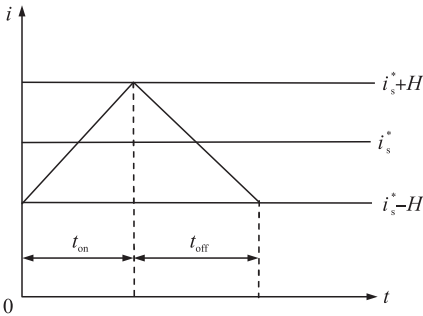


图 5 一个开关周期中参考电流 i_s^* 和实际电流 i_s 的近似波形

Fig.5 Approximate waveform of i_s^* , and i_s in one switching period

图 6 为 $\theta=30^\circ$ 时,电流 i_1, i_c 的波形图,图 7 为输出电压 U_o 和输出电流 i_L 的脉动波形,从中可以看出,电流 i_1, i_c, i_L 三者的关系满足基尔霍夫电流定律,输出电压的幅值基本保持在 350 V,与设定值相同,且波动很小.

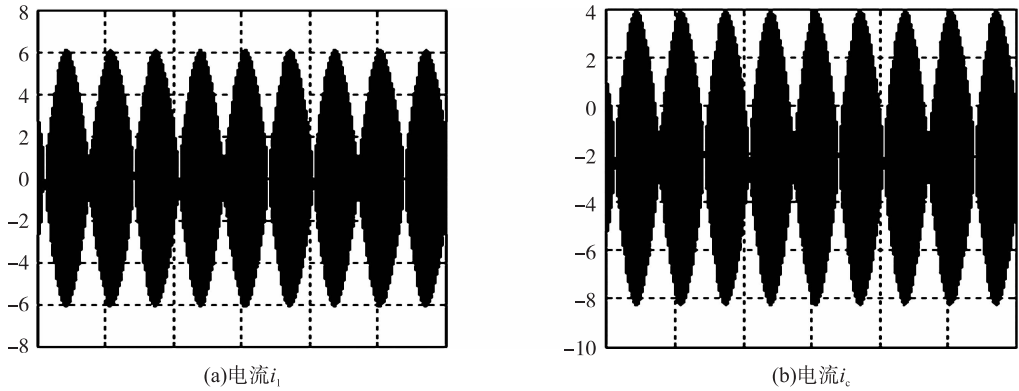


图 6 电流 i_1 和 i_c 的波形图
Fig. 6 The waveform of current i_1 and i_s

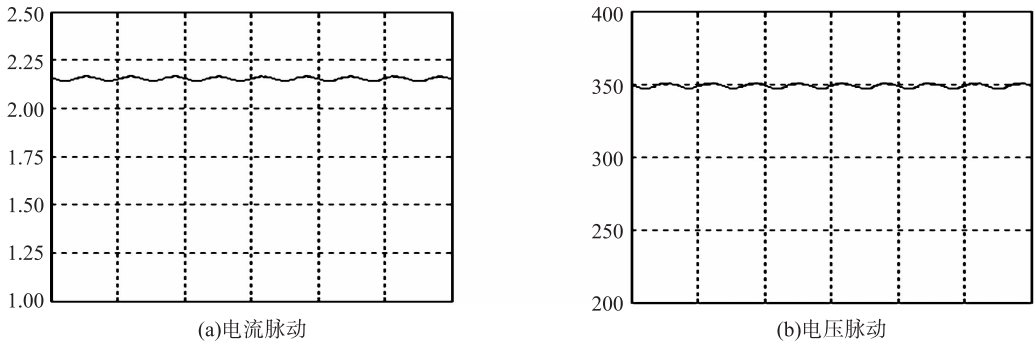


图 7 输出电流和输出电压的脉动
Fig. 7 Pulse of the output current and voltage

图 8 给出了各种不同相位差下的输入电压 U_s 和输入电流 i_s 的波形. 从图中可以看出,输入电流的幅值和相位与给定电流相同,充分说明了电流跟踪控制的有效性.

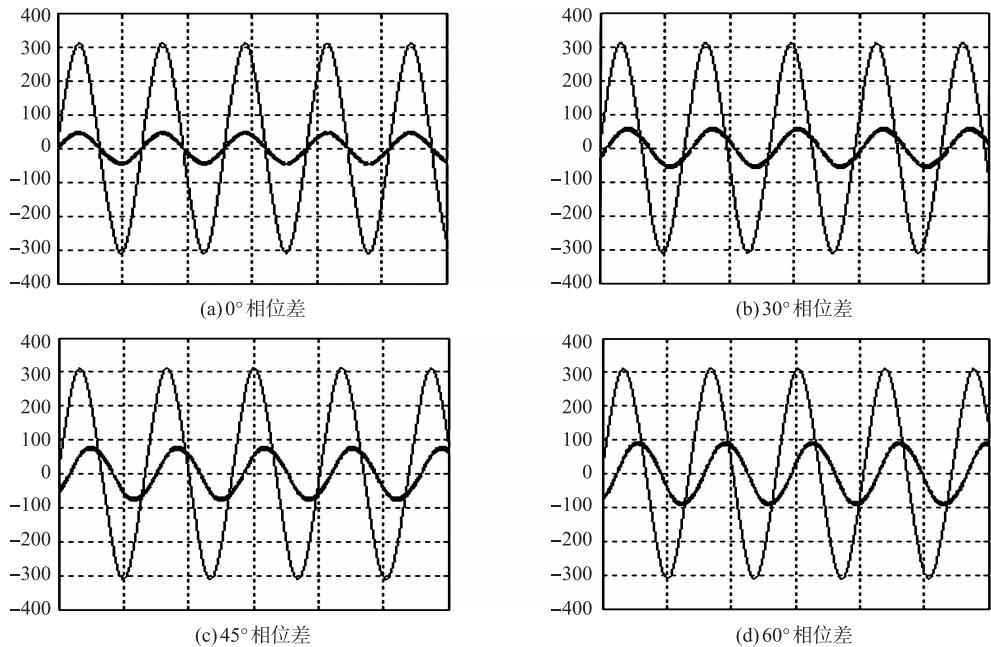


图 8 电流和电压的不同相位关系图
Fig. 8 Phases of the current and voltage in different values

5 结论

采用双闭环控制策略对电流相位调节器作了研究,并重点分析了主电路的各个参数的选取.本文采用的电流相位和输出电压双给定方法,能实现对电流相位的准确控制,其中内环电流的滞环比较控制具有硬件电路简单,电流响应快等优点.仿真结果表明,该控制系统能准确实现输入电流相位调节.当将该系统作为电子负载使用时,可以把负载电阻改成串联的蓄电池,或使用逆变电路将吸收的电能反送电网^[9,10].

[参考文献](References)

- [1] Wu Xiaoxi, Liang Lin, Li Fen, et al. Design of single-phase AC power electronic load[C]//2010 International Conference on Electrical and Control Engineering. Wuhan, 2010; 5 843–5 846.
- [2] In Wha Jeong, Mikhail Slepchenkov, Keyue Smedley, et al. Regenerative AC electronic load with one-cycle control[C]//Applied Power Electronics Conference and Exposition(APEC), 2010 Twenty-Fifth Annual IEEE. Palm Springs, 2010; 1 166–1 171.
- [3] Omar Stih, Boon-Teck Ooi. A single-phase control-current PWM rectifier[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1988, 3(4): 453–459.
- [4] Li F, Zou Y P, Wang C Z, et al. Research on AC electronic load based on back to back single-phase PWM rectifiers[C]//Applied Power Electronics Conference and Exposition(APEC), 2008 Twenty-Third Annual IEEE. Austin, 2008; 630–634.
- [5] Smedley K, Abramovitz A, Maddaleno F, et al. One cycle controlled three-phase load emulator[C]//Applied Power Electronics Conference and Exposition(APEC), 2011 Twenty-Sixth Annual IEEE. Fort Worth, 2011; 2 035–2 039.
- [6] Jin T, Li L, Smedley K. A universal vector controller for four-quadrant three-phase power converters[J]. IEEE Trans on Cir and Sys, 2007, 54(2): 377–390.
- [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: 154.
Zhang Chongwei, Zhang Xing. PWM Rectifier and Its Control[M]. Beijing: Machine Industry Press, 2003. (in Chinese)
- [8] 潘诗锋, 赵剑锋, 王浔. 大功率交流电子负载的研究[J]. 电力电子技术, 2006, 40(1): 97–100.
Pan Shifeng, Zhao Jianfeng, Wang Xun. Study of high power AC electronic Load[J]. Power Electronics, 2006, 40(1): 97–100. (in Chinese)
- [9] 陈强, 鞠文耀, 贾中璐. 电能回馈直流电子负载的设计与实现[J]. 电力电子技术, 2011, 45(7): 108–110.
Chen Qiang, Ju Wenyaoyao, Jia Zhonglu. Design and realization of energy feedback feedback type DC electronic Load[J]. Power Electronics, 2011, 45(7): 108–110. (in Chinese)
- [10] 张晓斌, 陈兵彬, 雷涛. 恒功率交流电子负载的研究[J]. 电力电子技术, 2010, 44(1): 81–83.
Zhang Xiaobin, Chen Bingbin, Lei Tao. Study of constant power AC electronic Load[J]. Power Electronics, 2010, 44(1): 81–83. (in Chinese)

[责任编辑: 刘 健]