

三相高功率因数 PWM 整流器 双闭环控制系统设计

朱永亮,马 惠,张宗濂

(南京电子技术研究所, 江苏 南京 210013)

摘要: 引入电压干扰补偿,建立三相高功率因数脉宽调制(PWM)整流器的简化数学模型,该模型既能真实反映 PWM 整流器的运行状态,又便于控制系统设计。针对电流内环的控制要求,根据电流内环的斜坡响应特性设计其比例积分(PI)调节参数,提出依照“ITAE 性能最佳准则”的 PI 调节参数设计方法;针对电压外环的控制要求,根据电压外环的阶跃响应特性设计其 PI 调节参数,提出依照“阶跃响应最佳准则”的 PI 调节参数设计方法。仿真波形和实验数据验证了简化数学模型和 PI 调节参数设计方法的正确性。

关键词: 高功率因数; PWM 整流器; 双闭环控制; PI 调节

中图分类号: TM 461

文献标识码: A

文章编号: 1006-6047(2006)11-0087-04

三相高功率因数脉宽调制(PWM)整流器具有交流侧输入电流趋于正弦化、功率因数高、直流侧输出电压稳定、能量可以回馈等优点^[1-2]。目前,工程上主要采用动态响应快、控制精度高的直接电流控制方法^[3-4]。但因为难以建立合理的简化数学模型,电压外环和电流内环双闭环串联控制的比例积分(PI)调节参数通常经大量实验凭经验确定。本文在分析 PWM 整流器工作原理的基础上,引入电源电压作为扰动补偿,建立其简化数学模型,提出双闭环 PI 调节参数的设计方法,并给出仿真波形和实验结果。

1 PWM 整流器的电路结构及数学模型

三相电压型 PWM 整流器的电路图如图 1 所示,由主电路和控制电路 2 部分组成。图中, u_a 、 u_b 、 u_c 为三相电源相电压, u_{pa} 、 u_{pb} 、 u_{pc} 为 PWM 整流器交流侧三相输出电压,它们均以三相电源中性点 N 为参考点; i_a 、 i_b 、 i_c 为三相电源线电流,参考方向见图 1。

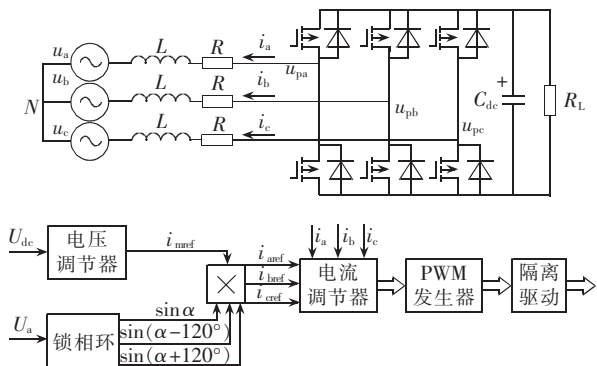


图 1 三相电压型 PWM 整流器电路图

Fig.1 Circuitry of three-phase voltage source PWM rectifier

不考虑开关状态,由电路可得 PWM 整流器 a、b、c 三相的微分方程为

$$\begin{aligned} L \frac{di_a}{dt} &= u_{pa} - R i_a - u_a \\ L \frac{di_b}{dt} &= u_{pb} - R i_b - u_b \\ L \frac{di_c}{dt} &= u_{pc} - R i_c - u_c \end{aligned} \quad (1)$$

取拉氏变换,可得 PWM 整流器 a、b、c 三相的传递函数:

$$\begin{aligned} i_a(s) &= \frac{u_{pa}(s) - u_a(s)}{Ls + R} \\ i_b(s) &= \frac{u_{pb}(s) - u_b(s)}{Ls + R} \\ i_c(s) &= \frac{u_{pc}(s) - u_c(s)}{Ls + R} \end{aligned} \quad (2)$$

考虑 a、b、c 三相对称,只给出 a 相电流内环控制原理框图,如图 2 所示。其中, $G_1(s)$ 为电流调节器传递函数, K_0 为 PWM 整流器的放大倍数,与直流侧输出电压有关。本文取 $G_1(s)$ 为工程中常用的 PI 串联调节器。

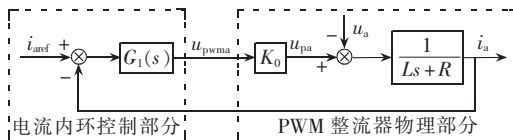


图 2 a 相电流内环控制原理框图

Fig.2 Principle diagram of inner current control loop for phase a

电压外环控制原理框图如图 3 所示^[5]。图中, $G_2(s)$ 为电压调节器传递函数; $Q(s)$ 为电流内环闭环传递函数; $G_3(s)$ 为 PWM 整流器输出传递函数, 由主电路参数决定; i_{mref} 为三相参考电流的幅值, i_m 为三相实际电流的幅值。本文取 $G_2(s)$ 为工程中常用的 PI 串联调节器。

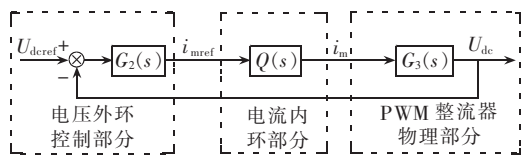


图 3 电压外环控制原理框图

Fig.3 Principle diagram of outer voltage control loop

2 双闭环控制器设计

2.1 电压扰动补偿

由 PWM 整流器传递函数和电流内环控制原理框图可以看出, u_a 、 u_b 和 u_c 为干扰电压, 将影响电流的跟踪性能。为了消除电源电压的干扰作用, 在控制端引入电源电压作为扰动补偿^[6], 则 a 相电流内环控制原理框图如图 4 所示。

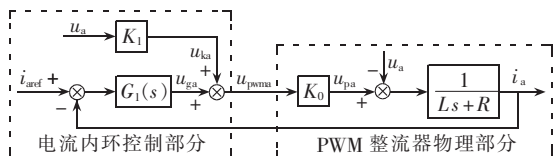


图 4 引入扰动补偿的 a 相电流内环控制原理框图

Fig.4 Principle diagram of inner current control loop with voltage disturbance compensation for phase a

由图 4 可得 a 相电流内环的传递函数为

$$i_a(s) = \frac{K_0 u_{ga}(s) + (K_0 K_1 - 1) u_a(s)}{Ls + R} \quad (3)$$

取 $K_0 K_1 - 1 = 0$, 传递函数可化简为

$$i_a(s) = \frac{K_0 u_{ga}(s)}{Ls + R} \quad (4)$$

由式(4)可以看出, 引入电压扰动补偿后, 电流内环简化为对一个一阶线性系统进行控制, 便于 PI 调节器的设计。

2.2 电流内环 PI 调节器设计

电流内环控制三相实际电流跟踪三相参考电流, 提高动态响应性能和稳态响应精度。由以上分析可得, $G_1(s)$ 取 PI 串联调节, 适当选取 K_1 , 引入电压扰动补偿后, a 相电

流内环控制原理框图如图 5 所示。

由图 5 可得 a 相电流内环闭环传递函数为

$$C_1(s) = \frac{K_0 K_{pi}s + K_0 K_{ii}}{Ls^2 + (R + K_0 K_{pi})s + K_0 K_{ii}} \quad (5)$$

对于电流内环控制, 其参考输入 i_{aref} 是正弦波, 正弦波的变化速度小于等于斜坡的变化速度, 因此可以根据电流内环的斜坡响应特性设计其 PI 调节参数。“ITAE 性能最佳准则”是综合考虑系统误差和响应时间, 提出使性能指标——时间乘以误差的积

分, 即 $J = \int_0^\infty t |e| dt$ 最小的准则。对于二阶系统, 满足“ITAE 性能最佳准则”的斜坡输入零稳态误差系统的传递函数标准形式为^[7]

$$G(s) = \frac{3.2\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 3.2\omega_n s + \omega_n^2} \quad (6)$$

对照式(5)可得:

$$R \ll K_0 K_{pi}, \quad \omega_n^2 = \frac{K_0 K_{ii}}{L} = \left(\frac{K_0 K_{pi}}{3.2L} \right)^2 \quad (7)$$

根据式(7)和仿真结果选择适当的 K_{pi} , 代入式(7)求得 K_{ii} 。由 a、b、c 三相对称性可知, b 相和 c 相的电流内环 PI 调节参数与 a 相相同。

2.3 电压外环 PI 调节器设计

电压外环控制 PWM 整流器输出稳定的直流电压, 使直流侧输出电压高于电源线电压的峰值。通常电流内环控制的带宽比电压外环控制的带宽大得多, 在电压外环控制中可以认为三相实际电流 i_a 、 i_b 、 i_c 完全跟踪三相参考电流 i_{aref} 、 i_{bref} 、 i_{cref} , 因此在电压外环控制中电流内环的闭环传递函数 $Q(s)$ 可以简化为 1。 $G_2(s)$ 选择 PI 串联调节。PWM 整流器输出传递函数 $G_3(s)$ 为^[5]

$$G_3(s) = K_2 \frac{1 - \tau_z s}{1 + \tau_p s} \quad (8)$$

式中 $K_2 = 3R_L U_m / (4U_{dc})$; $\tau_p = 0.5 R_L C_{dc}$, $\tau_z = L I_m / U_m$, U_m 、 I_m 为三相电源相电压和线电流的幅值。

通常 $\tau_z \ll \tau_p$ ^[8], 可以将零点忽略不计, 将电压外环近似看作最小相位系统进行闭环设计。即 $G_3(s)$ 可以简化为

$$G_3(s) = \frac{K_2}{\tau_p s + 1} \quad (9)$$

则电压外环控制原理框图如图 6 所示。

由图 6 可得电压外环闭环传递函数为

$$C_2(s) = \frac{K_2 K_{pu}s + K_0 K_{ii}}{\tau_p s^2 + (1 + K_2 K_{pu})s + K_2 K_{ii}} \quad (10)$$

对于电压外环控制, 其参考输入 U_{dcref} 是一恒定值, 因此可以根据电压外环控制系统对阶跃函数的响应特性设计 PI 调节参数。对于二阶系统, 满足“阶跃响应最佳准则”的闭环控制系统传递函数的标准形式为^[7]

$$G(s) = \frac{20\omega_n s + \omega_n^2}{s^2 + 20\omega_n s + \omega_n^2} \quad (11)$$

对照式(10)可得:

$$1 \ll K_2 K_{pu}, \quad \omega_n^2 = \frac{K_2 K_{ii}}{\tau_p} = \left(\frac{K_2 K_{pu}}{20 \tau_p} \right)^2 \quad (12)$$

根据式(12)和仿真结果选择适当的 K_{pu} , 代入式(12)求得 K_{ii} 。

3 仿真波形和实验结果分析

3.1 仿真分析

用 Matlab/Simulink 中的 Power Systems Block 建立 PWM 整流器仿真模型^[9], 仿真参数为: 相电压

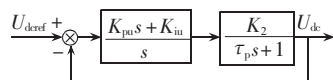


图 6 电压外环 PI 调节控制原理框图

Fig.6 Principle diagram of outer voltage PI regulator

峰值 $U_m=160\text{ V}$,滤波电感 $L=4\text{ mH}$,等效串联电阻 $R=0.4\text{ }\Omega$,直流侧滤波电容 $C_{dc}=2\text{ }200\text{ }\mu\text{F}$,直流侧负载 $R_L=120\text{ }\Omega$,直流侧给定电压 $U_{dc}=350\text{ V}$ 。

3.1.1 电流内环 PI 调节参数仿真

结合系统仿真参数,可得 $K_0=U_{dc}/2=350/2=175$,对照式(7)取 $K_{pi}=0.05$,满足 $R\ll K_0K_{pi}$,由式(7)得 $K_{ii}=10.68(K_0、K_{pi}、K_{ii}$ 均为常量系数)。将 K_{pi} 和 K_{ii} 代入式(5)得电流内环的闭环传递函数为

$$C_1(s)=\frac{8.75s+1869}{0.004s^2+9.15s+1869}\tag{13}$$

图 7 为电流内环的闭环传递函数伯德图。由图可见,在频率为 50 Hz 处,幅值增加 0.245 dB (如图 7 中 A 点所示),即 2.9% ,相位滞后 7.13° (如图 7 中 B 点所示)。幅值和相位变化都很小,说明电流内环 PI 调节参数设计合理,完全能够满足幅值和相位要求,比文献[10]的设计结果有较大改善。

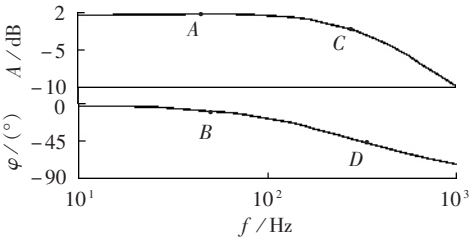


图 7 电流内环的闭环传递函数伯德图
Fig.7 Bode diagrams of inner current closed loop transfer function

3.1.2 电压外环 PI 调节参数仿真

根据式(8),结合系统仿真参数,可得 $K_2=41.82$, $\tau_p=0.132$, $\tau_z=0.103\times 10^{-3}$,满足 $\tau_z\ll\tau_p$,零点可以忽略不计。对照式(12),取 $K_{pu}=0.5$,满足 $1\ll K_2K_{pu}$ 。由式(12)得 $K_{iu}=0.198$ 。将 K_{pu} 和 K_{iu} 代入式(10)可得电压外环的闭环传递函数为

$$C_2(s)=\frac{20.91s+8.28}{0.132s^2+21.91s+8.28}\tag{14}$$

图 8 为电压外环的闭环传递函数伯德图。由图 7 和图 8 可见,电流内环的带宽 f_1 为 364 Hz (如图 7 $C、D$ 点所示),电压外环的带宽 f_2 为 23.8 Hz (如图 8 $A、B$ 点所示),满足 $f_1\gg f_2$ 。因此,在电压外环控制中确实可以近似认为三相实际电流能够完全跟踪三相参考电流。

图 9 为电压外环控制系统的单位阶跃响应。由图可得超调量 $\delta=0$,上升时间 $t_r=0.018\text{ s}$,调整时间 $t_s=0.22\text{ s}$,稳态误差 $e=0$ 。单位阶跃响应速度快,无

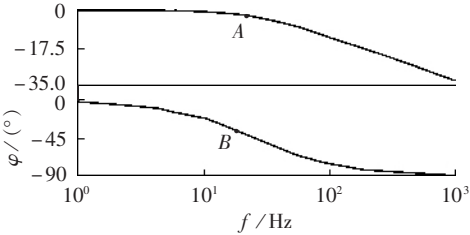


图 8 电压外环的闭环传递函数伯德图
Fig.8 Bode diagrams of outer voltage closed loop transfer function

稳态误差,说明电压外环 PI 调节参数设计合理,具有良好的动态和稳态性能。

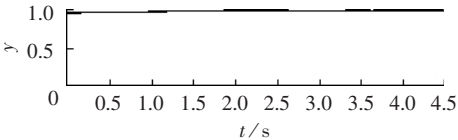


图 9 电压外环控制系统的单位阶跃响应
Fig.9 Step response of outer voltage closed loop control

3.1.3 PWM 整流器仿真

图 10 为 PWM 整流器在加电 $0\sim 0.2\text{ s}$ 内三相电源相电压 $u_a、u_b、u_c$ 和线电流 $i_a、i_b、i_c$ 波形。图 11 为直流侧电压波形。图中,在 $t=0.1\text{ s}$ 时,负载由 $120\text{ }\Omega$ 突变为 $60\text{ }\Omega$ 。从图 10 可以看出,在稳态运行时,三相电流趋于正弦化,谐波含量少,且与三相电源电压基本同相,功率因数高;在负载突然变化时,三相电流能在 $1/4$ 周期内完成跟踪调整,具有较快的动态响应速度。从图 11 可以看出,在稳态运行时,直流侧电压稳定,波动很小;在负载突然变化时,直流侧电压超调量小,并能在 $1/4$ 周期内完成电压调整过程,具有较快的动态响应速度和较强的承受负载变化的能力。

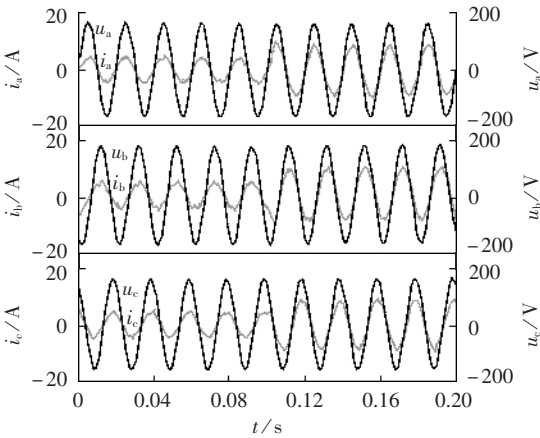


图 10 PWM 整流器三相电源相电压和线电流仿真波形

Fig.10 Simulation waveforms of phase voltage and line current of three-phase PWM rectifier

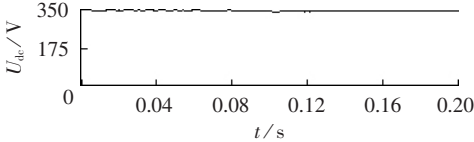


图 11 直流侧电压仿真波形

Fig.11 Simulation waveform of DC voltage

图 12 为在相同的系统仿真参数和 PI 调节参数下,没有引入三相电压作为扰动补偿时,PWM 整流器在加电 $0\sim 0.2\text{ s}$ 内三相电源相电压 $u_a、u_b、u_c$ 和线电流 $i_a、i_b、i_c$ 波形。图中,在 $t=0.1\text{ s}$ 时,负载由 $120\text{ }\Omega$ 突变为 $60\text{ }\Omega$ 。对比图 10 和图 12 可见,没有引入电压干扰补偿的情况下,加电瞬间,三相电流的峰值远大于引入电压干扰补偿的情况。在负载突然变化和稳态运行时,两者的动态和静态性能差别不大。由此

可见,引入电压干扰补偿有利于改善 PWM 整流器的动态性能,抑制加电瞬间的电流过冲。

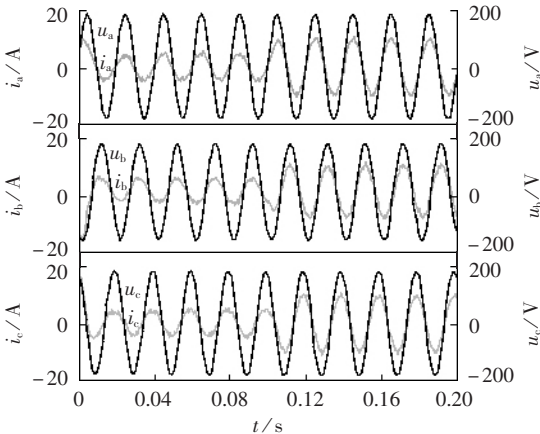


图 12 无电压扰动补偿时 PWM 整流器三相电源相电压和线电流仿真波形

Fig.12 Simulation waveforms of phase voltage and line current of three-phase PWM rectifier without voltage disturbance compensation

3.2 实验结果与分析

实验参数与仿真参数相同。三相桥开关器件 MOSFET 选用 APT 公司的 APT50M50JVFR,开关频率 20 kHz,驱动模块采用 CONCEPT 公司的 2SD106A1-17,控制电路采用以 TMS320LF 2407A 为核心的全数字控制策略。控制方法和 PI 调节参数设计方法如本文所述,由软件实现。

图 13 为 PWM 整流器进入稳态运行时的 a 相电源电压和线电流波形。表 1 为采用二极管整流器(A)和 PWM 整流器(B)三相电源各次谐波电流含量对照表。由图 13 和表 1 可知,a 相电流波形接近正弦波,谐波总畸变率 $\varepsilon_{THD} = 4.82\%$ (二极管整流器的 $\varepsilon_{THD} = 27.66\%$),相位接近 a 相电源电压,功率因数 $\lambda = 0.995$,说明按本文方法设计的 PWM 整流器有效地抑制了谐波电流,提高了功率因数。

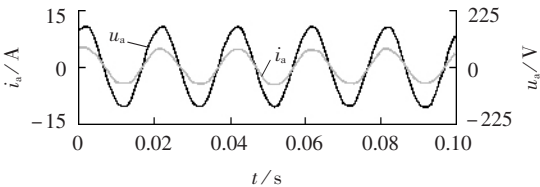


图 13 PWM 整流器 a 相电源相电压和线电流实验波形

Fig.13 Experiment waveforms of phase-a voltage and line current of three-phase PWM rectifier

表 1 采用二极管整流器和 PWM 整流器各次谐波电流含量对照表

Tab.1 Comparison of harmonic currents between diode rectifier and PWM rectifier %

谐波	A	B	谐波	A	B
5 次	26.6	4.40	17 次	0.28	0.04
7 次	6.47	1.51	19 次	0.18	0.03
11 次	3.48	0.45	23 次	0.05	0.01
13 次	1.47	0.19	25 次	0.03	0.01

4 结语

本文在分析三相高功率因数 PWM 整流器数学模型的基础上,引入电压扰动补偿,将电流内环简化为一个一阶系统;并根据电流内环和电压外环各自的特点,分别提出了依照“ITAE 性能最佳准则”的 PI 调节参数设计方法和依照“阶跃响应最佳准则”的 PI 调节参数设计方法,设计方法计算简单,便于工程实现。仿真波形和实验结果表明 PWM 整流器的数学模型和 PI 调节参数的设计方法是合理有效的,按照此方法设计的双闭环控制系统,使 PWM 整流器具有优良的动态和静态性能。

参考文献:

[1] 王兆安,杨君,刘进军. 谐波抑制与无功功率补偿[M]. 北京:机械工业出版社,1998.

[2] ZHOU Dong - sheng,ROUAUD D. Regulation and design issues of a PWM three - phase rectifier[C]// Industrial Electronics Society,1999. IECON'99 Proceedings. The 25th Annual Conference of the IEEE. San Jose,California,USA;IEEE,1999:485 - 489.

[3] JAMES B W. Design of feedback loop in unity power factor AC to DC converter[C]// Power Electronics Specialists Conference, 1989. PESC'89 Record. The 20th Annual IEEE. Austin,Texas, USA;IEEE,1989:959 - 967.

[4] MOHAMED O E,STEVEN B L,GEORGE C V,et al. Fast controller for a unity - power - factor PWM rectifier[J]. IEEE Trans on P E,1996,11(1):1 - 6.

[5] 杨德刚,赵良炳,刘润生. 三相高功率因数整流器的建模及闭环控制[J]. 电力电子技术,1999,33(5):49 - 51.

YANG De - gang,ZHAO Liang - bing,LIU Run - sheng. Modeling and closed-loop controller design of a three-phase high - power - factor rectifier[J]. Power Electronics,1999,33(5):49 - 51.

[6] 熊健,张凯,陈坚. PWM 整流器的控制工程化设计方法[J]. 电工电能新技术,2002,21(3):44 - 48.

XIONG Jian,ZHANG Kai,CHEN Jian. An engineering design technique of controller for PWM rectifier[J]. Advanced Technology of Electrical Engineering and Energy,2002,21(3):44 - 48.

[7] 李镇铭. 环路法及最佳状态反馈系统设计[M]. 北京:国防工业出版社,1988.

[8] GIORGIO S,PAOLO M,LEOPOLDO R. Power factor preregulators with improved dynamic response[J]. IEEE Trans on P E,1997, 12(2):343 - 349.

[9] 马惠,刘静芳,刘斌帅. 改进的有源电力滤波器三角波脉宽调制电流控制方法[J]. 电力自动化设备,2004,24(11):30 - 33.

MA Hui,LIU Jing - fang,LIU Bin - shuai. Improved triangle - wave pulse - width modulation current control method for active power filter [J]. Electric Power Automation Equipment,2004,24(11): 30 - 33.

[10] 赵振波,李和明. 单位功率因数 PWM 整流器双闭环 PI 调节器设计[J]. 电工技术杂志,2003(5):68 - 71.

ZHAO Zhen-bo,LI He-ming. Design of double closed-loop PI regulator for unit power factor PWM rectifier[J]. Electrotechnical Journal,2003(5):68 - 71.

(责任编辑:柏英武)

作者简介:

朱永亮(1976-),男,山东滕州人,工程师,硕士,主要研究方向为高频开关电源和三相功率因数校正;

马 惠(1978-),女,河南新乡人,助理工程师,硕士,主要研究方向为谐波抑制和功率因数校正(E-mail:mmhhy863@126.com)。

Dual closed-loop control for three-phase high-power-factor PWM rectifier

ZHU Yong-liang, MA Hui, ZHANG Zong-lian

(Nanjing Research Institute of Electronics Technology, Nanjing 210013, China)

Abstract: A simplified mathematic model of three-phase high-power-factor PWM (Pulse Width Modulation) rectifier with voltage disturbance compensation is established, which exactly reflects the working state and can be easily implemented in the control system design. To meet the control requirement of the inner current loop, its PI (Proportional-Integral) regulation parameters are designed with the optimum ITAE value rule according to the ramp response characteristic, while to meet the control requirement of the outer voltage loop, its PI regulation parameters are designed with the optimum step response rule according to the step response characteristic. The simplified mathematic model and the proposed PI regulation parameter design methods are verified by simulation and experiments.

Key words: high power factor; PWM rectifier; dual closed-loop control; PI regulation