

一种新的三相AC/DC PWM整流器控制策略

邓宏贵^{1,3}, 罗安², 曹建³

(1. 中南大学物理学院, 湖南长沙 410083; 2. 湖南大学电气与信息工程学院, 湖南长沙 410082;
3. 中南大学信息科学与工程学院, 湖南长沙 410083)

摘要: 为了实现交流输入和整功率因数, 提出了一种基于自适应B样条(BS)神经网络的三相PWM整流器控制策略; 建立了在线训练BS神经网络的控制规律; 提出了神经网络在线学习的新算法; 运用空间矢量建模获得整流器的开关常数; 使整个控制策略能够适合实时控制和自适应场合. 利用DSP技术实现了整个控制策略. 同时通过计算机仿真和现场实验证明了这个控制策略不仅具有稳定性好, 而且具有响应快和整功率因数等优点.

关键词: 脉宽调制(PWM); BS神经网络; 整功率因数; 控制策略; 数字信号处理(DSP)技术

中图分类号: TM461 **文献标识码:** A

Novel control strategy for three-phase AC/DC PWM rectifier

DENG Hong-gui^{1,3}, LUO An², CAO Jian³

(1. College of Physics Science and Technology, Central South University, Changsha Hunan 410083, China;
2. College of Electrical and Information Engineering, Hunan University, Changsha Hunan 410082, China;
3. College of Information Science and Engineering, Central South University, Changsha 410083, China)

Abstract: A novel direct adaptive control strategy using a B-spline neural network for the three-phase AC/DC(alternating current/direct current) voltage source pulse width modulation(PWM) rectifier is proposed, which realizes a sinusoidal AC input current and unity power factor. The control law is constructed based on the B-spline neural network directly, and the training of the network is on-line. An on-line learning algorithm is proposed for the neural network, and the space vector modulation method is then used to determine the switching instants of the rectifier, which makes the whole control strategy more suitable for real-time application and adaptive situations. The whole control strategy is also realized based on the digital signal processing (DSP) technique. Computer simulation and experimental results are both used to verify that the system with the proposed control strategy not only guarantees the good stability, but also provides good transient response and unity power factor.

Key words: pulse width modulation(PWM); BS neural network; unity power factor; control strategy; digital signal processing(DSP) technique

1 引言(Introduction)

整流器作为大型UPS(不间断电源)和逆变电源前级直流电源的使用量在逐年增长, 对该电路的性能优化研究也日益广泛^[1]. 为了提高整流器输入输出的性能, 目前正逐步采用PWM(脉宽调制)开关模式的AC/DC整流器. 采用PWM的AC/DC整流器的主要目的是获得高功率因数和减少输入电流的谐波失真^[2,3]. 已经有许多文献报道了电源PWM整流器的研究, 概括起来分为两大类: 线性类和非线性类^[4]. 由于实际对象多为非线性系统, 因此非线性控制器比线性控制器具有更广泛的用途.

神经网络的一个优点是它的多路逼近, 这表明神

神经网络可训练到逼近任何具有确切表达的非线性函数. 尽管神经网络目前在电力领域中的应用尚在起步阶段, 但是由最近关于开关整流器的相关报道来看, 神经网络在该领域中会具有越来越广泛的应用. 文献[5]设计出一个用神经网络寻找控制规律的VSC(变量结构控制). 在文献[6]中, 运用神经网络设计出两个DC/DC转换控制器.

本文结合三相PWM整流器的状态空间方程, 建立了一个基于BS的三相AC/DC电源脉宽调制整流器的神经网络^[7]: 控制规律通过在线训练的BS(B-spline)神经网络直接建立, 这使整个控制策略更适合实时控制. 不像常用的多层网络, 在训练过程中

神经网络权重全局性的改变. BS单层神经网络具有权重局部改变、快速收敛、计算简单的特点. 这些特点使BS神经网络更适合于在线和自适应性控制场合.

本文还利用DSP技术实现了整个控制策略, 运用空间矢量建模法得到了整流器的开关常数, 提出了一个用于神经网络的学习算法. 同时通过计算机仿真和现场实验证明了这个控制策略不仅具有稳定性好, 而且具有响应快和整功率因数等优点.

2 三相电压整流器的数学原理(Mathematical preliminary of three-phase rectifier)

2.1 三相电压整流器的数学模型(Mathematical model of three-phase rectifier)

三相电源整流器的主电路如图1所示. 假定三相电压理想平衡, 正弦三相电压频率为 ω , 可得到如下方程:

$$\begin{cases} e_a = E_m \cos(\omega t), \\ e_b = E_m \cos(\omega t - \frac{2}{3}\pi), \\ e_c = E_m \cos(\omega t - \frac{4}{3}\pi). \end{cases} \quad (1)$$

这里: e_a, e_b 和 e_c 为三相电压, E_m 是相电压的幅值.

图1中电压方程为

$$e = -L \frac{d}{dt} i + R_L i + v. \quad (2)$$

这里

$$\begin{aligned} e &= [e_a \ e_b \ e_c]^T, \\ i &= [i_a \ i_b \ i_c]^T, \\ v &= [v_{ao} \ v_{bo} \ v_{co}]^T. \end{aligned}$$

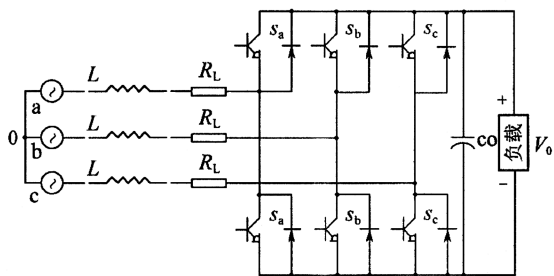


图1 三相AC/DC电源整流器电路图

Fig. 1 Circuit diagram of three-phase AC/DC rectifier

整流器的双极开关函数可如下描述:

$$S_j = \begin{cases} 1, & S_j, \\ -1, & \bar{S}_j, \end{cases} \quad j = a, b, c.$$

相电压和双极函数的关系可表达成

$$\begin{bmatrix} v_{ao} \\ v_{bo} \\ v_{co} \end{bmatrix} = \frac{1}{6} v_0 \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} s_a \\ s_b \\ s_c \end{bmatrix}. \quad (3)$$

利用空间矢量方法定义相对值, 那么根据文献[8], 方程(2)可改写成如下形式:

$$E = -L \frac{d}{dt} I + R_L I + \frac{1}{2} S v_0, \quad (4)$$

$$E = \frac{2}{3} (e_a + u e_b + u^2 e_c) = E_m e^{j\omega t}.$$

式中

$$I = \frac{2}{3} (i_a + u i_b + u^2 i_c), \quad S = \frac{2}{3} (s_a + u s_b + u^2 s_c),$$

$u = e^{j(2\pi/3)}$ 为Park矢量. 为了获得整功率因数, 设定 I 为

$$I = I^*(t) e^{j\omega t}. \quad (5)$$

式中 $I^*(t)$ 是一个可根据预定要求设置的命令信号.

2.2 PWM策略(Pulse width modulation strategy)

利用空间矢量PWM方法控制整流器. 由于开关函数是双极的, 开关调谐空间矢量可写成如下适合所有开关状态的一般形式:

$$S_n = \begin{cases} \frac{4}{3} e^{j \frac{(n-1)\pi}{3}}, & n = 1, 2, \dots, 6, \\ 0, & n = 7, 8. \end{cases} \quad (6)$$

这8个矢量如图2所示.

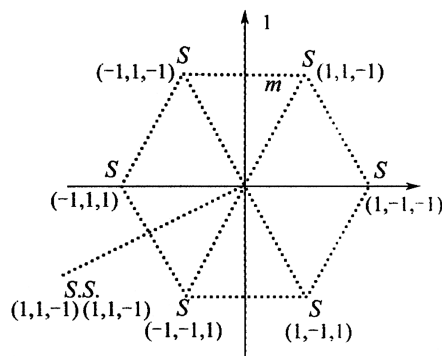


图2 校正开关函数空间矢量

Fig. 2 Rectifier switching function vectors

不同矢量路径产生不同的电流谐波, 当相脉冲集中、对称时, 谐波减少. 用 T_s 表示半开关周期, 即 $T_s = \frac{1}{2f_{sw}}$, 这里 f_{sw} 为调制开关频率. 为了减少线性电流的谐波成分, 零点状态的时间应跟 T_s 的起始和结束时间一样. 三相电压的开关次序和 T_0, T_n 和 T_{n+1} 的定义如图3所示.

整流器的控制实质上是控制PWM波, 也就是控制 T_n 和 T_{n+1} . 按照文献[8]所述, 将方程(5)代入式(4), 可得方程

$$S = \frac{2}{v_0} [E_m - R_L I^*(t) - j\omega L I^*(t) - L \frac{d}{dt} I^*(t)] e^{j\omega t}. \quad (7)$$

由于 S 在 $d-q$ 坐标轴上能被定义为

$$S = s_d^s + js_q^s. \quad (8)$$

在稳定模式中, 开关函数空间矢量分量可描述为

$$s_d^s = \frac{2}{v_0} \{ [E_m - R_L I^*(t) - L \frac{d}{dt} I^*(t)] \cos(\omega t) + \omega L I^*(t) \sin(\omega t) \}, \quad (9)$$

$$s_q^s = \frac{2}{v_0} \{ [E_m - R_L I^*(t) - L \frac{d}{dt} I^*(t)] \sin(\omega t) + \omega L I^*(t) \cos(\omega t) \}. \quad (10)$$

如果用 S_{nd} 和 S_{nq} 表示 S_n 的实部和虚部, 根据文献[9,10], T_n 和 T_{n+1} 可表示成

$$T_n = \frac{1}{\Gamma_{n(n+1)}} [S_{(n+1)q} s_d^s - S_{(n+1)d} s_q^s] T_s, \quad (11)$$

$$T_{n+1} = \frac{1}{\Gamma_{n(n+1)}} [S_{nq} s_d^s - S_{nd} s_q^s] T_s. \quad (12)$$

式中 $\Gamma_{n(n+1)} = S_{nd} S_{(n+1)q} - S_{nq} S_{(n+1)d}$. 因此, 只要有合适的 s_d 和 s_q , T_n 和 T_{n+1} 值, 就能对整流器进行控制. 剩下的问题是: 怎样获得合适的 s_d 和 s_q 以及寻找合适的控制规律.

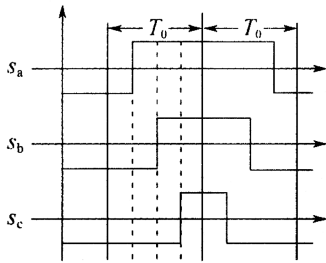


图3 SPWM原理图

Fig. 3 Scheme of SPWM

3 基于控制策略的神经网络(Neural network based on control strategy)

在这一节中, 笔者提出了一个基于BS的在线自适应神经网络的控制策略. BS算法的最重要特征是: 决定于基本函数的网络输出非常平稳. 在控制中通过二阶单变量基本函数得到二维多变量基本函数, 二阶单变量基本函数取为三角形.

本控制策略的目的是驱动直流输出电压 v_0 逼近参考电压 v_f , 同时提供整功率因子. BS神经网络可描述为

$$f(x) = \sum_{i=1}^n \omega_i \sigma_i(x). \quad (13)$$

这里: ω_i 和 σ_i 示第 i 级权重和第 i 个BS基本函数, n 是权重个数. 定义

$$W = [\omega_1 \ \omega_2 \ \cdots \ \omega_n]^T, \ \sigma = [\sigma_1 \ \sigma_2 \ \cdots \ \sigma_n]^T.$$

由此, 式(13)可表示为

$$f(x) = W^T \sigma(x). \quad (14)$$

上述关系可用图4的BS网络表示.

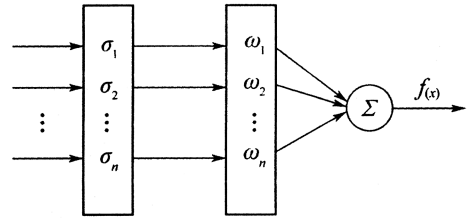


图4 BS神经网络

Fig. 4 B-spline neural network

从第2部分已经知道, 只要 $I^*(t)$ 取值理想, 整流器便能得到优化控制. 设定 $I^*(t)$ 由BS神经网络得到, 在参考电压 v_f 和 v_0 之间选择输出电压和误差积分, 即 $v'_0 = \int (v_0 - v_f) dt$ 作为网络输入. 这样神经网络可表示成

$$\hat{I}^*(t) = NN(v_0, v'_0, W). \quad (15)$$

这里: $\hat{I}^*(t)$ 是 $I^*(t)$ 的估计值, NN(神经网络)表示用于寻找 $I^*(t)$ 的BS网络, W 是相应的权重矢量. 方程(15)跟常见的PI(比例积分)控制相似, 因为它的输入是 v_0 和积分项 v'_0 . 对于常规PI控制器来说, 控制参数是常量, 所以对非线性整流器来说PI控制只能在局部得到较好的控制. 当工作环境发生变化时, PI参数必须重新设定. 一般当设计PI控制器时, 必须先知道控制器的信息并通过实验得出控制器参数. 而本文提出的神经网络的一个优点是控制规律唯一需要预先知道的是信息边界值 v'_0 , 另一优点是权重矢量随着输出的变化在每一个采样周期内在线更新, 因此网络能适应整流器的工况、抑制外部干扰. 而这种在线更新存在常见的参数漂移^[9]问题, 即权重因子 W 在更新过程中可能远远超出理想值. 然而这个难题通过本文下面将要阐述的映射法得到解决. 从下面的仿真和实验结果来看, 本文提出的控制策略各方面性能都相当好.

比较理想的是用偏差 $\hat{I}(t) - \hat{I}^*(t)$ 更新BS神经网络的权重, 然而 $I^*(t)$ 不能确定, 所以这样做不可能. 因此, 实际采用输出电压偏差 $\Delta v = v_f - v_0$ 更新权重, 这里 v_f 为参考输出电压.

对BS神经网络, 采用一般的单层网络训练方法, 权重更新方案可用下式表示:

$$\Delta W = \eta \sigma(v_0, v'_0) \Delta v. \quad (16)$$

这里 η 是由设计者选定的训练步长. 一般来说, η 越小

控制器的稳态性能越好, 但抗干扰性较差. 反之, η 越大, 控制器的抗干扰性越好, 但稳态性能较差.

为了避免在自适应控制中的参数漂移, 必须给出权重的约束条件^[9,10], 选定约束条件为 $B(M) = \{W : \|W\| \leq W^M\}$, 可以把权重控制在此约束条件内. 这样可以用下列算法取代方程(16):

$$\Delta W = \begin{cases} \eta\sigma(v_0, v'_0)\Delta v, & \text{if } \|W\| < W^M \text{ or} \\ \|\hat{W}\| = W^M \text{ and } \Delta v W^T \sigma(v_0, v'_0) \leq 0; \\ \text{Pr}(\eta\sigma(v_0, v'_0)\Delta v), & \text{if } \|W\| = W^M \text{ and } \Delta v W^T \sigma(v_0, v'_0) > 0. \end{cases} \quad (17)$$

这里映射因子定义为

$$\text{Pr}(\eta\sigma(v_0, v'_0)\Delta v) = \eta\sigma(v_0, v'_0)\Delta v - \eta \frac{\Delta v W^T \sigma(v_0, v'_0)}{\|W\|^2} W. \quad (18)$$

当 $I^*(t)$ 确定后, s_d^s 和 s_q^s 能被计算得出, 从而确定 T_n 和 T_{n+1} , 这样PWM波的占空比可以得到. 在SVPWM方法中有

$$s_a^2 + s_q^2 \leq \left[\frac{4}{3} \cos 30^\circ\right]^2 = \frac{4}{3}. \quad (19)$$

上述方程表明: 只要开关函数的幅值不超过 $\frac{2}{\sqrt{3}}$, 开关函数不会饱和. 然而本文提出的控制规律能不受方程(17)条件的约束, 采用下列方法计算 s_d^s 和 s_q^s :

$$s_d^s = \text{sgn}s_d^s \sqrt{\frac{3}{4} \frac{(s_d^s)^2}{(s_d^s)^2 + (s_q^s)^2}}, \quad (20)$$

$$s_q^s = \text{sgn}s_q^s \sqrt{\frac{3}{4} \frac{(s_q^s)^2}{(s_d^s)^2 + (s_q^s)^2}}. \quad (21)$$

这里 $\text{sgn}(\cdot)$ 为符号函数. 这种方法使开关函数的方向保持不变而只是大小改变.

在上述神经网络控制策略中, 一个令人感兴趣的特征是: 因为BS神经网络的局部更新特点, 在训练周期中不需更新所有的权重. 事实上, 只有被激活的BS函数的权重, 在训练周期中才需要更新. 这使得BS函数快速收敛、计算简单, 因此BS函数适合于实时控制.

4 仿真结果(Simulation results)

用C语言编写计算机仿真程序, 整流器参数选定为: $E_m=150$ V, $V_f=360$ V, $\omega = 100$ rad/s, $C_0 = 940$ μ F, $L = 10$ Mh. 为整流器选择4个二阶BS函数,

学习步长取0.001, W^M 和 η 分别取16和0.005, 负载电流取5.8 A, 得到图5~7的仿真结果. 由图7可知: 整流器的输出被控制在360 V. 由图6可以看出: 相电压和相电流几乎是同步的, 从而保证了整功率因数.

由仿真结果对NNC(神经网络控制器)和PI进行比较, 图7显示出NNC快速响应明显好于PI, 图中所用参数取值为: $K_p = 0.0004$, $K_i = 0.2$; NNC的超调很小, 大约为2.5%, PI刚开始出现调节不足.

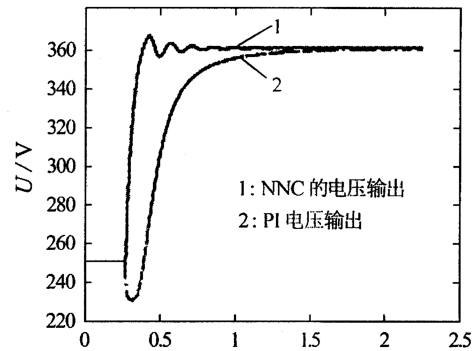


图5 电压输出($I_L=5.8$ A)

Fig. 5 Output voltage ($I_L=5.8$ A)

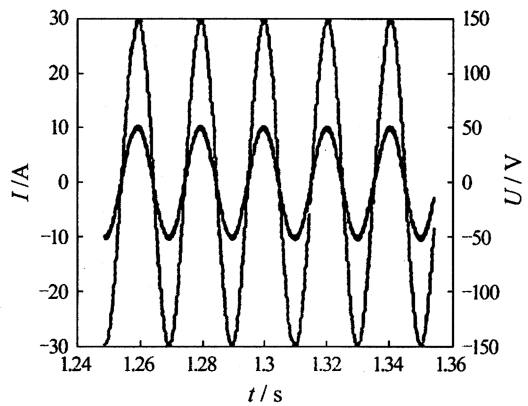


图6 相电流和相输入电压

Fig. 6 A-phase current and a-phase input voltage

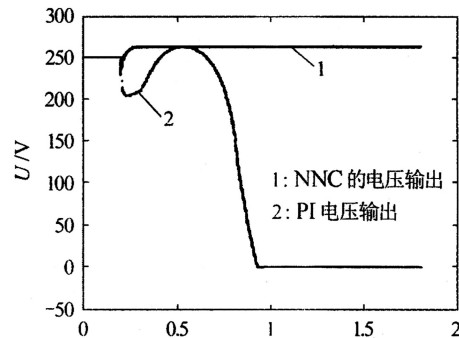


图7 电压输出($I_L=10$ A)

Fig. 7 Output voltage ($I_L=10$ A)

接下来考虑最坏的情形: 负载电流提高到10 A, 实际上如果需要360 V的电压输出, 那么这已经超

越了整流器的承受能力. 这两个控制器的响应示于图9, 对PI控制器而言, 电压输出不稳定并且降到零以下; 而NNC虽然输出只有270 V, 没达到预想的360 V, 但输出仍然很稳定, 这一点在某些应用场合非常重要. 例如, 恶劣环境下, 在误差允许的控制范围内系统输出非预定值是可行的, 因为这比系统彻底崩溃强多了. 这也表明, NNC比PI有更强的控制能力. 因为整流器实际上为非线性, 而PI是线性控制器, 所以它只能在局部保持整流器的稳定性. 一旦工作环境发生变化, PI会如图9所示变得不稳定; 而NNC能按照工作条件的变化而适应性地改变权重, 因此, 它能在不同的条件下保证整流器具有良好的性能.

5 实验结果(Experimental results)

图8示出了整流器的输出电压. 由图可得实验结果与仿真结果完全一致. 输出电压很好地控制在参考电压的360 V上. 根据控制策略实现的系统具有极好的瞬态响应. 图9是稳态下的相电压和相电流. 图中明显可得: 整功率因数得到了有效的保证. 三相输入电流的实验波形如图10所示. 由图可知, 谐波失真很小. 被测得的总谐波失真为0.07, 功率因数为0.99.

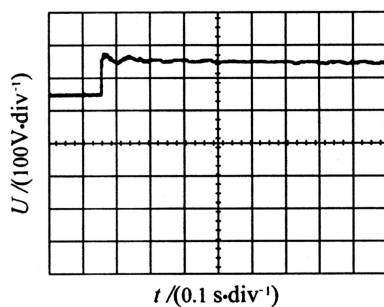
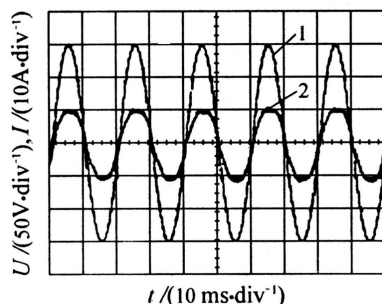


图8 整流器输出电压

Fig. 8 Output voltage of rectifier



1: 输入相电压 2: 输入相电流

图9 输入相电压和相电流

Fig. 9 Input phase voltage and current

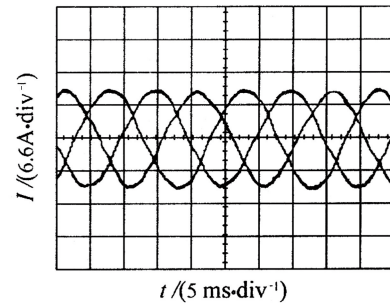


图10 三相输入电流实验波形

Fig. 10 Experimental waveforms of input 3 phase current

6 结论(Conclusion)

本文为三相PWM AC/DC电压整流器提供了一个BS神经网络控制策略. 它的控制方程简单, 很容易用DSP控制器实现. 利用一个DSPACE 1102 DSP控制器实现了这个控制函数, 并对这个系统进行了仿真、建立和测试. 仿真和实验结果表明: 本系统能获得高功率因数和低谐波失真. 三相整流器的应用非常广泛. 目前, 许多工业电动机驱动系统使用整流DC供给逆变器. 其中大部分用的是只带有简单滤波器的桥式整流器. 因此, 功率因数差、谐波输入高, 这会导致电磁感应难题(EMI). 本文设计的整流器能取代桥式整流器而改善输入谐波和功率因数, 具有不需要整流器的确切数学模型的优点, 因为整流器和控制规律都是通过神经网络建立的.

参考文献(References):

- [1] 王英, 张纯江, 陈辉明. 三相PWM整流器新型相位幅值控制数学模型及其控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2003, 23(11): 85-89. (WANG Ying, ZHANG Chunjiang, CHEN Huiming. A new phase and amplitude control strategy and mathematic model of three-phase voltage rectifier [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2003, 23(11): 85-89.)
- [2] KAZMIERKOWSKI M P, MALESANI L. Current control techniques for three-phase voltage source PWM rectifiers: a survey[J]. *IEEE Trans on Ind Electron*, 1998, 45(3): 691-703.
- [3] 杨德刚, 刘润生, 赵良炳. 三相高功率因数整流器的电流控制[J]. 电工技术学报, 2000, 15(2): 83-87. (YANG Degang, LIU Runsheng, ZHAO Liangbing. Current controller design of three-phase high-power-factor rectifier (multi-function balance transformer)[J]. *Trans of China Electrotechnical Society*, 2000, 15(2): 83-87.)
- [4] CHOI J W, SUL S K. New current control concept-minimum time current control in the three-phase PWM rectifier[J]. *IEEE Trans on Power Electron*, 1997, 44(1): 124-131.
- [5] 赵振波, 李和明, 董淑惠. 采用电流滞环调节器的电压矢量控制PWM整流器系统[J]. 电工技术学报, 2004, 19(1): 31-35.

- (ZHAO Zhenbo, LI Heming, DONG Shuhui. Voltage vector-controlled PWM rectifier system with current hysteresis regulators [J]. *Trans on China Electrotechnical Society*, 2004, 19(1): 31 – 35.)
- [6] LEYVA R, MARTINEZ-SALAMERO L, JAMMES B, et al. Identification and control of power rectifiers by means of neural networks[J]. *IEEE Trans on Circuits Systems*, 1997, 44(1): 735 – 742.
- [7] 濮卫兴, 陈来久. 用B样条神经网络设计自适应模糊控制器[J]. 控制理论与应用, 1996, 13(4): 448 – 454.
(PU Weixing, CHEN Laijiu. Designing adaptive fuzzy controllers based on B-spline neural networks [J]. *Control Theory & Applications*, 1996, 13(4): 448 – 454.)
- [8] KOMURCUGIL H, KUKRER O. A novel current-control method for three-phase PWM AC/DC voltage-source rectifiers[J]. *IEEE Trans on Ind Electron*, 1999, 46 (3): 544 – 553.
- [9] 毛鸿, 吴兆麟. 基于三相PWM整流器的无死区空间矢量调制策略[J]. 中国电机工程学报, 2001, 21(11): 100 – 104.
(MAO Hong, WU Zhaolin. The non dead time space-vector modulation strategy based on three phase PWM rectifiers [J]. *Proceedings of the CSEE*, 2001, 21(11): 100 – 104.)
- [10] 鞠儒生, 陈宝贤, 陈燕. 一种新型PWM整流器[J]. 电工技术学报, 2002, 17(6): 48 – 53.
(JU Rusheng, CHEN Baoxian, CHEN Yan. A novel PWM rectifier [J]. *Trans on China Electrotechnical Society*, 2002, 17(6): 48 – 53.)

作者简介:

邓宏贵 (1965—), 男, 副教授, 中南大学信息科学与工程学院博士, 主要研究整流理论和技术及电力设备故障的在线检测, 已在国内外知名刊物发表论文30余篇, 多篇论文被SCI, EI检索, E-mail: denghonggui@163.com;

罗安 (1957—), 男, 教授, 博士生导师, 现任湖南大学电气信息与工程学院副院长, 1993年博士毕业于浙江大学, 先后主持了国家863科技攻关项目和湖南省重点科技攻关项目等, 获湖南省1999年、2000年和2002年3个年度的科技进步二等奖, 研究方向为智能实时控制系统和电网谐波治理;

曹建 (1955—), 男, 教授, 研究方向为电力设备故障检测与智能电子仪器.