

三电平PWM整流器双环控制技术及中点电压平衡控制技术研究

金红元, 邹云屏, 林磊, 陈伟, 邹旭东, 钟和清, 张柯
(华中科技大学电气与电子工程学院, 湖北省武汉市 430074)

Research on the Technology of the Neutral-point Voltage Balance and Dual-loop Control Scheme for Three-level PWM Rectifier

JIN Hong-yuan, ZOU Yun-ping, LIN Lei, CHEN Wei, ZOU Xu-dong, ZHONG He-qing, ZHANG Ke
(Huazhong University of Science and Technology, Wuhan 430074, Hubei Province, China)

ABSTRACT: A mathematical model of the three-level PWM rectifier is set up. Compared with the model of DC motor, some similarities are established. Based on the state feedback decoupling, the dual close-loop control of DC motor is applied to three-level PWM rectifier. As a result, the three-level rectifier has favorable dynamic and steady state performance, sinusoidal input current and unity power factor. Besides, a method is proposed to control the neutral-point voltage charge unbalance, which is an inherent problem of three-level inverter. The redundant positive small vectors and negative small vectors are selected according to the direction information of input current of each phase as well as the ripple of neutral-point voltage. Finally, experimental results verify the feasibility and validity of dual-loop control system and neutral-point voltage control method.

KEY WORDS: three-level; PWM rectifier; dual-loop control; unity power factor; neutral-point voltage balance

摘要: 该文在建立了三电平 PWM 整流器系统数学模型的基础上, 比较了三电平 PWM 整流器模型与直流电机模型的相似性, 基于对控制对象的状态反馈解耦, 提出把直流电机的双闭环控制应用于三电平 PWM 整流器中, 使三电平 PWM 整流器具有良好的动态性能和稳态性能, 并且保证输入电流波形正弦性好, 实现了单位功率因数。同时, 针对三电平 PWM 整流器所固有的直流侧电容中点电压平衡问题, 提出根据每相输入电流方向和中点电压波动方向来优化选取冗余的正小矢量和负小矢量, 实现中点电压平衡控制的方法。最后通过实验验证了双环控制器和控制中点电压方法的可行性和有效性。

基金项目: 国家自然科学基金项目(50277017)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China (50277017).

关键词: 三电平; PWM 整流器; 双环控制; 单位功率因数; 中点电压平衡

0 引言

随着用电设备谐波标准日益严格, 采用高功率因素, 低谐波的高频开关模式 PWM 整流器代替传统的二极管不控整流和晶闸管相控整流装置是大势所趋。和传统整流器相比, PWM 高频整流器可以控制交流电源电流为畸变很小的正弦化电流, 且功率因数为 1, 同时可以实现能量双向流动。此外, PWM 高频整流器比起传统相控整流器, 体积、重量可以大大减小, 动态响应速度也可以显著提高^[1-3]。

在交流侧电压比较高, 容量大的场合可以采用三电平(亦称为中点箝位三电平)PWM 整流器, 如图 1 所示。它每一个桥臂由 4 个功率开关管构成, 使得每一个桥臂可以产生 3 个电平 $-u_{dc}/2, 0, u_{dc}/2$ 。三电平 PWM 整流器比两电平整流器有以下优点: ①每一个主功率开关管上承受的电压峰值只有两电平 PWM 整流器的 1/2; ②由于三电平 PWM 整流器每一个桥臂有 3 个开关状态, 所以整个 PWM 整流器有 27 个工作状态(包括 3 个零状态)。从空间矢量的观点来看它在空间可以用 27 个开关矢量来合成所需的电压矢量, 使得三电平 PWM 整流器在开关频率不是很高的情况下也能够保证较好的正弦波形的输入电流; ③在相同的开关频率及控制条件方式下, 三电平 PWM 整流器输入电流的谐波大大小于二电平整流器, 所以三电平 PWM 整流器适合于高压大功率的场合^[3-5]。

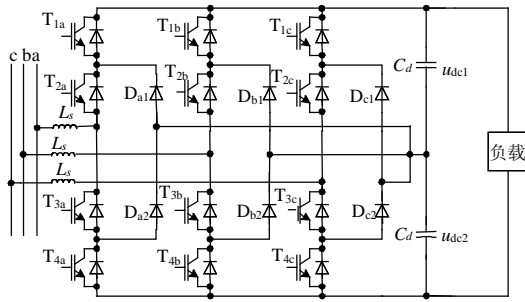


图 1 三电平 PWM 整流器的基本主电路

Fig.1 The main circuit of three-level PWM rectifier

本文从空间矢量的观点出发，建立了三电平 PWM 整流器在 dq 坐标系下的数学模型，然后根据数学模型，对系统进行状态反馈解耦^[6]，然后对直流电机的双闭环控制应用于三电平 PWM 整流器进行了分析^[7-9]。并针对三电平所固有的直流侧电容中点电压平衡问题，提出了根据每相输入电流和中点电压波动来优化选取冗余的正小矢量和负小矢量，控制中点电压平衡的方法，该方法在较好的解决中点电压平衡问题的同时，并没有增加系统的开关损耗和输出电压的 dv/dt 。最后通过实验验证了该方案的可行性和有效性。

1 三电平 PWM 整流器工作原理以及数学模型

根据三电平 PWM 整流器的开关函数，可以将

$$\text{式中: } \mathbf{A} = \begin{bmatrix} -(R_s/L_s) & 0 & 0 & -(1/L_s) \cdot (S_{1a} - (S_{1a} + S_{1b} + S_{1c})/3) & (1/L_s) \cdot (S_{2a} - (S_{2a} + S_{2b} + S_{2c})/3) \\ 0 & -(R_s/L_s) & 0 & -(1/L_s) \cdot (S_{1b} - (S_{1a} + S_{1b} + S_{1c})/3) & (1/L_s) \cdot (S_{2b} - (S_{2a} + S_{2b} + S_{2c})/3) \\ 0 & 0 & -R_s/L_s & -(1/L_s) \cdot (S_{1c} - (S_{1a} + S_{1b} + S_{1c})/3) & (1/L_s) \cdot (S_{2c} - (S_{2a} + S_{2b} + S_{2c})/3) \\ (S_{1a}/C_d) & (S_{1b}/C_d) & (S_{1c}/C_d) & 0 & 0 \\ -(S_{2a}/C_d) & -(S_{2b}/C_d) & -(S_{2c}/C_d) & 0 & 0 \end{bmatrix};$$

$$\mathbf{X} = [i_{sa} \quad i_{sb} \quad i_{sc} \quad u_{dc1} \quad u_{dc2}]^T;$$

$$\mathbf{B} = \text{diag} \left[\frac{1}{L_s} \quad \frac{1}{L_s} \quad \frac{1}{L_s} \quad -\frac{1}{C_d} \quad -\frac{1}{C_d} \right];$$

$$\mathbf{e} = [u_{sa} \quad u_{sb} \quad u_{sc} \quad i_L \quad i_L]^T.$$

由变换矩阵 $\mathbf{T}_{dq}/\mathbf{T}_{\alpha\beta}$ ^[10]，恒功率变换的 dq 坐标系下的三电平 PWM 整流器的数学模型

$$\dot{\mathbf{X}}' = \mathbf{A}' \times \mathbf{X}' + \mathbf{B}' \times \mathbf{e}' \quad (2)$$

式中

$$\mathbf{X}' = [i_{sd} \quad i_{sq} \quad u_{dc1} \quad u_{dc2}]^T;$$

$$\mathbf{B}' = \text{diag} \left[\frac{1}{L_s} \quad \frac{1}{L_s} \quad -\frac{1}{C_d} \quad -\frac{1}{C_d} \right];$$

$$\mathbf{e}' = [u_{sd} \quad u_{sq} \quad i_L \quad i_L];$$

每相桥臂等效为一个单刀三掷开关，得出三电平 PWM 整流器的等效电路如图 2 所示^[3]。其中 u_{sa} 、 u_{sb} 和 u_{sc} 为三相电网输入电压， i_{sa} 、 i_{sb} 和 i_{sc} 为三相电网输入电流， L_s 和 R_s 分别代表输电线路上的交流电感和交流电抗等效电阻，直流侧串联了两个值为 C_d 的滤波电容，它们的电压分别为 u_{dc1} 和 u_{dc2} ， i_L 为整流器输出负载电流，电容中点 o 与电网中性点 n 之间的电压为 u_{no} 。

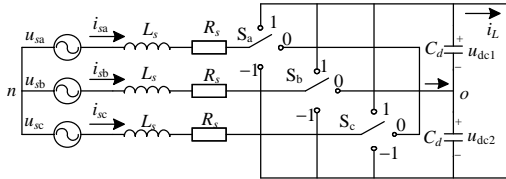


图 2 三电平 PWM 整流器等效电路

Fig.2 The equivalent topology of main circuit

为了便于推导出系统数学模型，可将开关函数进一步分解：当 $S_a=1$ 时，定义 $S_{1a}=1$ ， $S_{2a}=0$ ， $S_{3a}=0$ ；当 $S_a=0$ 时，定义 $S_{1a}=0$ ， $S_{2a}=0$ ， $S_{3a}=1$ ；当 $S_a=-1$ 时，定义 $S_{1a}=0$ ， $S_{2a}=1$ ， $S_{3a}=0$ 。b 相 c 相的开关函数也做如上分解。

省略繁琐的公式推导，三电平 PWM 整流器在 ABC 坐标系下得数学模型

$$\dot{\mathbf{X}} = \mathbf{A} \times \mathbf{X} + \mathbf{B} \times \mathbf{e} \quad (1)$$

$$\mathbf{A}' = \begin{bmatrix} -R_s/L_s & w & -S_{d1}/L_s & S_{d2}/L_s \\ -w & -R_s/L_s & -S_{q1}/L_s & S_{q2}/L_s \\ S_{d1}/C_d & S_{q1}/C_d & 0 & 0 \\ -S_{d2}/C_d & -S_{q2}/C_d & 0 & 0 \end{bmatrix}.$$

2 控制器设计

2.1 双闭环控制的特点

在 PWM 整流器中，在各种不同的直接电流控制方式中，电压外环和电流内环的双闭环串级控制结构最为普遍。事实上，实用化的 PWM 整流装置绝大多数采用这种控制方法^[11]。双闭环控制的主要特点是物理意义清晰，控制结构简单，控制性能优良。双闭环控制的另一个优点是，由于电流内环的存在，只要对电流指令限幅，可以使整流器工作于恒流状态，并且 PWM 整流器在软启动时，对输入

电流限制在半导体可以承受的范围内,这对半导体开关器件的保护非常有利。

在 dq 同步坐标系下可以很方便的引入电流状态反馈实现 dq 轴电流的解耦控制^[11-12],解耦后的三电平 PWM 整流器和直流电机双闭环调速系统非常相似。由于双闭环控制在电力电子及其它工业领域中都得到广泛应用,其控制器参数的工程化整定方法已趋成熟,所以双环 PWM 整流系统的控制器设计几乎可以完全借用这种工程化设计方法。为进一步改善系统的动态性能,以负载电流作前馈补偿以进一步提高系统动态性能和稳态性能。

2.2 电流环设计

由于电容两端的电压 u_{dc1} 和 u_{dc2} 几乎一样,可以近似等效 $u_{dc1}=u_{dc2}$, 所以输入电流方程可以等效为

$$\begin{cases} L \frac{di_{sd}}{dt} = -Ri_{sd} + wLi_{sq} + u_{sd} - u_{rd} \\ L \frac{di_{sq}}{dt} = -wLi_{sd} - Ri_{sq} + u_{sq} - u_{rq} \end{cases} \quad (3)$$

式中 $u_{rd} = (-\frac{S_{d1}}{L_s} + \frac{S_{d2}}{L_s})u_{dc1}$; $u_{rq} = (-\frac{S_{q1}}{L_s} + \frac{S_{q2}}{L_s})u_{dc2}$ 。

由式(4),以状态反馈解耦电流环控制系统框图如图3所示。

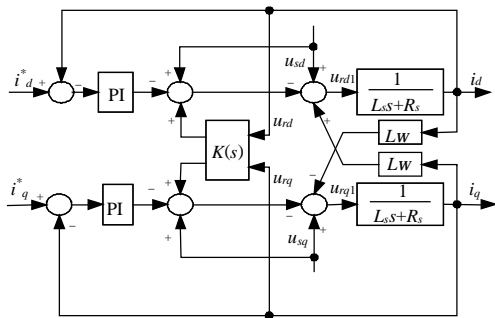


图3 状态反馈解耦电流环控制系统框图

Fig.3 The black diagram of state feedback decoupling current-loop control system

图中, $K(s) = \begin{bmatrix} k_{11} & k_{12} \\ k_{21} & k_{22} \end{bmatrix}$ 。

经过计算,令 $k_{11}=k_{22}=0$, $k_{12}=Lw$, $k_{21}=-Lw$, 则电流环传递函数变为

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1/(Ls + R_s) & 0 \\ 0 & -1/(Ls + R_s) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{rd1} \\ u_{rq1} \end{bmatrix} \quad (4)$$

由式(3)可得解耦以后的电流环控制器原理框图(图4所示)。

图中 K_{pi} 和 T_i 分别为 PI 的比例系数和积分时间; K_{pwm} 表示整流器的放大系数; T_s 为开关周期的

一半,代表整流器的延时。

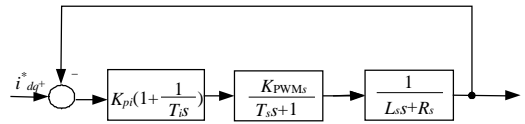


图4 解耦以后的电流环控制框图

Fig.4 The black diagram of decoupled current-loop control system

由图4可得电流环的开环传递函数为

$$o(s) = \frac{K_{pwm} K_{pi}}{T_i R_s} (T_i s + 1) / s(T_s s + 1) (\frac{L_s}{R_s} s + 1)$$

为了方便设计令 $T_i = L_s / R_s$, 电流环闭环传递函数变为典型的二阶系统

$$C(s) = \frac{\frac{K_{pwm} K_{pi}}{T_i R_s T_s}}{s^2 + \frac{1}{T_s} s + \frac{K_{pwm} K_{pi}}{T_i R_s T_s}} = \frac{w_n^2}{s^2 + 2\xi w_n s + w_n^2} \quad (5)$$

其中, $\xi = \frac{1}{2} \sqrt{\frac{T_i R_s}{K_{pwm} K_{pi} T_s}}$; $w_n = \sqrt{\frac{K_{pwm} K_{pi}}{T_i R_s T_s}}$ 。

根据二阶最佳整定法^[12],取 $\xi=0.707$,则可以求出电流环 PI 的 K_{pi} 和 T_i 。

2.3 电压环设计

为了简化设计,在稳态时, $i_q=0$,由于电流环的作用,动态过程当中 i_q 的变化也比较小。电压环控制器框图近似的等效成图5所示。

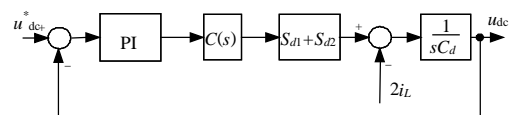


图5 电压环控制框图

Fig.5 The black diagram of voltage-loop control system

对于系统的电压调节器设计,应用比较多的是三阶最佳整定法^[12]。根据上面的分析,电流环的截止频率高于电压环的截止频率,所以在分析电压环的时候把电流环等效成一阶惯性环节,然后把系统抽象成一个三阶系统。利用三阶最佳整定法设计的系统动态响应快、抗扰性能好。并对负载电流做前馈,可以提高动态性能和稳态性能,并且可以减小控制器的负担。

3 中点平衡控制方法

由 SVPWM 调制算法可知,在三相 PWM 整流器中,所需的矢量由相邻的3个矢量合成。三电平 PWM 整流器中27个开关状态对应了19个空间电压矢量,这些电压矢量把空间分隔成6个大的三角

形扇区。而每个大扇区又由 4 个小的三角形区间组成，根据电压矢量其长度不同可以分为 4 类：大矢量，中矢量，小矢量和零矢量。

在图 6 中，当参考向量 U^* 落入区间 D_2 ， U^* 可由小矢量 U_1 ， U_2 和中矢量 U_4 合成得到。 U_1 和 U_2 都有 2 个冗余的开关状态。为了对中点电压平衡的控制，在分析中点平衡问题的时候，只需分析小矢量所对应的开关状态^[13-15]。图 6 中，开关状态 $U_1(100)$ 和 $(0-1-1)$ 分别使 $-i_a$ 和 i_a 流入中点，同样， (110) 和 $(00-1)$ 分别使 i_c 和 $-i_c$ 流入中点。为了保留以上所述 SVPWM 方法的优点，中点控制策略只对开关状态 (110) 和 $(0-1-1)$ 进行取舍，当电位高于参考电位时，选择开关状态给直流母线电容充电，同时造成直流母线电容放电的开关状态则被舍去。当中点电位低于参考电位时，选取的开关状态相反。表 1 给出了以 D_2 区间为例对中点控制的开关表。

表 1 D_2 区间中点控制方法

Tab. 1 Neutral point control method in zone D_2

$u_{dc1}-u_{dc2} \geq 0$	$i_c \geq 0$	$(100) \rightarrow (10-1) \rightarrow (00-1)$
	$i_c < 0$	$\rightarrow (00-1) \rightarrow (10-1) \rightarrow (100)$
	$i_a \geq 0$	$(100) \rightarrow (10-1) \rightarrow (00-1) \rightarrow (0-1-1)$
	$i_a < 0$	$\rightarrow (0-1-1) \rightarrow (00-1) \rightarrow (10-1) \rightarrow (100)$
$u_{dc1}-u_{dc2} < 0$	$i_c < 0$	$(110) \rightarrow (100) \rightarrow (10-1) \rightarrow (00-1)$
	$i_c \geq 0$	$\rightarrow (00-1) \rightarrow (10-1) \rightarrow (100) \rightarrow (110)$
	$i_a < 0$	$(110) \rightarrow (100) \rightarrow (10-1) \rightarrow (00-1) \rightarrow (0-1-1)$
	$i_a \geq 0$	$\rightarrow (0-1-1) \rightarrow (00-1) \rightarrow (10-1) \rightarrow (100) \rightarrow (110)$
$u_{dc1}-u_{dc2} < 0$	$i_c \geq 0$	$(110) \rightarrow (100) \rightarrow (10-1) \rightarrow (00-1)$
	$i_c < 0$	$\rightarrow (00-1) \rightarrow (10-1) \rightarrow (100) \rightarrow (110)$
	$i_a \geq 0$	$(100) \rightarrow (10-1) \rightarrow (00-1) \rightarrow (0-1-1)$
	$i_a < 0$	$\rightarrow (0-1-1) \rightarrow (00-1) \rightarrow (10-1) \rightarrow (100)$
$u_{dc1}-u_{dc2} < 0$	$i_c < 0$	$(100) \rightarrow (10-1) \rightarrow (00-1)$
	$i_a < 0$	$\rightarrow (00-1) \rightarrow (10-1) \rightarrow (100)$

上述方法可以运用于坐标平面的任何区间，并且可以在不增加开关损耗和输出电压 dv/dt 的情况下，对中点电压平衡的控制。

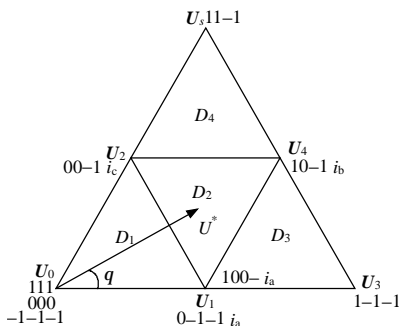


图 6 扇区 1 的空间矢量图
Fig.6 Space vectors of sector 1

4 实验验证

基于上面的控制方案，本实验的基本参数：相电压 $u_{sn}=60V$ ，频率为 $50Hz$ ， $L_s=4mH$ ， $R_s=0.5\Omega$ ， $C_d=2200\mu F$ ，采样频率为 $5.0kHz$ ，输出 $u_{dc}=200V$ 。图 7(a)为满载时输出电压和输入电流波形，图 7(b)为对输入侧电流波形的频谱分析图，从频谱分析可以得到，输入电流的 h_{THD} 在 2.822% ，图 7(c)为满载时输入相电压和输入电流波形，PWM 整流器在输出电压恒定的前提下，能保证功率因素接近 1，图 7(d)为突加负载时输出电压和输入电流波形，图 7(e)为突减负载时输出电压和输入电流波形，可以看出双环控制的整流器具有良好的动态性能和稳态性能，图 7(f)为 $u_{dc1}-u_{dc2}$ 的电压波形，从图 7(f)中可以看出，有效控制了中点电压平衡(由于本实验输入侧连有调压器，一部分的谐波电压降在调压器上，所以，相电压的波形里含有高次谐波)。

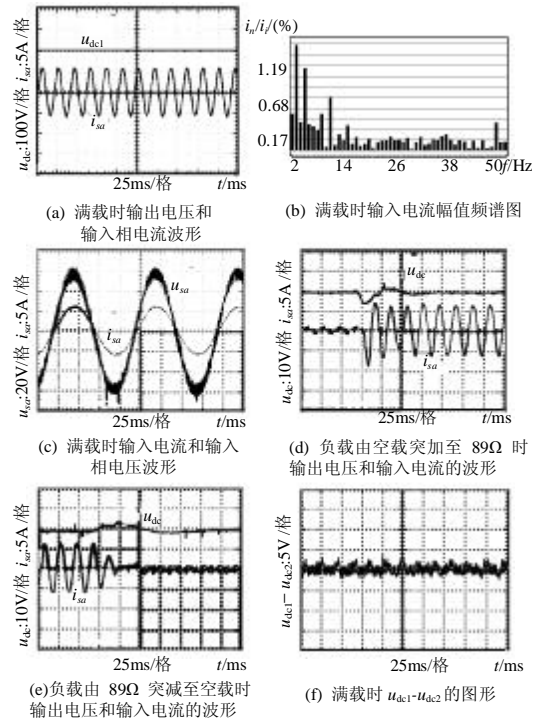


图 7 实验波形
Fig.7 The experimental waveforms

5 结论

本文将直流电机的双闭环控制应用于三电平 PWM 整流器并进行分析，该 PWM 整流器不仅具有良好的动态性能和稳态性能，而且能使输入侧功率因素接近于 1，输入电流为谐波含量很小的正弦波形。优化选取冗余的正小矢量和负小矢量来控制

中点电压平衡的方法在较好的解决中点电压平衡问题的同时,并没有增加系统的开关损耗和输出电压的 dv/dt 。最后通过实验验证了该方案的可行性和有效性。

参考文献

- [1] 熊健, 康勇. 三相电压型 PWM 整流器控制技术研究[J]. 电力电子技术, 1999, 2: 5-7.
Xiong Jian, Kang Yong. Study of the control technology of three phase voltage source PWM rectifier[J]. Power Electronics, 1999, 2: 5-7(in Chinese).
- [2] Fukuda S. Optimal-regulator-based control of NPC boost rectifier for unity power factor and reduced neutral-point potential variations [J]. IEEE Transaction on Industrial Electronics, 1999, 46(3): 527-534.
- [3] bender A. Modeling and design of a neutral point regulator for a three level diode clamped rectifier[C]. Conf. Rec. IEEE-IAS. Salt Lake, 2003: 1758-1765.
- [4] 詹长江, 秦荃华. 三电平脉宽调制高频整流器系统数学模型及仿真分析[J]. 中国电机工程学报, 1999, 19(7): 45-48.
Zhan Changjiang Qin Quanhua. Study on mathematical model and system simulation of the three level PWM reversible rectifier [J]. Proceedings of the CSEE, 1999, 19(7): 45-48(in Chinese).
- [5] Ekanayake J B, Jekins N. A three-level advanced static VAR compensator[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 1996: 540-545.
- [6] Lorenz R D, Lawson D B. Performance of feed-forward current regulators for field oriented induction machine controllers[J]. IEEE Trans. on Industry Applications, 1997, 23(4): 597-602.
- [7] 郭卫农, 陈坚. 基于状态观测器的逆变器数字双环控制技术[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(9): 64-68.
Guo Weinong, Chen Jian. Study on digital dual-loop control for inverters based on state-observer[J]. Proceedings of the CSEE, 2002, 22(9): 64-68(in Chinese).
- [8] 许爱国, 谢少军. 电容电流瞬时值反馈控制逆变器的数字控制技术[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(1): 49-53.
Xu Aiguo, Xie Shaojun. Study on digital control technique for inverters with instantaneous capacitor-current feedback[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(1): 49-53(in Chinese).
- [9] Blasko V, Kaura V, Niewiadomski W. Sampling of discontinuous voltage and current signals in electrical drives: A system approach [J]. IEEE, Trans. on Industry Applications, 1998, 34(5): 1123-1130.
- [10] 陈坚. 交流电机数学模型及调速系统[M]. 北京: 国防工业出版社, 1989.
- [11] 熊健. 三相电压型高频 PWM 整流器研究[D]. 武汉: 华中理工大学, 1999.
- [12] 刘平. 用于超导磁储能系统的高性能电压源变换器控制技术研究 [D]. 武汉: 华中理工大学, 2000.
- [13] 宋强, 刘文华, 严干贵, 等. 基于零序电压注入的三电平 NPC 逆变器中点电位平衡控制方法[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(5): 57-62.
Song Qiang, Liu Wenhua, Yan Gangui, et al. A neutral-point potential balancing algorithm for three-level NPC inverters by using analytically injected zero-sequence voltage[J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 24(5): 57-62(in Chinese).
- [14] 姚文熙, 吕征宇, 费万民, 等. 一种新的三电平中点电位滞环控制法[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(7): 92-96.
Yao Wenxi, Lü Zhengyu, Fei Wanmin, et al. A new three-level neutral point potential hysteresis-band control[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(7): 92-96(in Chinese).
- [15] 林磊, 邹云屏, 钟和清, 等. 二极管箝位型三电平逆变器控制系统研究[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(15): 33-39.
Lin Lei, Zou Yunping, Zhong Heqing, et al. Study of control system of diode-clamped three-level inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(15): 33-39(in Chinese).

收稿日期: 2006-05-06。

作者简介:

金红元(1979—), 男, 吉林梅河口人, 硕士研究生, 研究方向为电力电子与电力传动, kimhongwen@tom.com;

邹云屏(1945—), 男, 湖南祁东人, 教授, 博士生导师, 从事新型电力电子电路、装置与变换控制技术及应用基础研究(含信号检测、变换与处理)。

(编辑 王彦骏)