

doi:10.3969/j.issn.1673-9833.2012.05.012

利用随机中心位置调制抑制逆变器的电磁干扰

宋宏彪¹, 郭淑英², 蒋时军², 陈建明², 李坤¹

(1. 湖南工业大学 电气与信息工程学院, 湖南 株洲 412007;
2. 南车株洲电力机车研究所有限公司, 湖南 株洲 412001)

摘要: 针对电动汽车逆变器所产生的电磁干扰问题, 提出了一种利用随机中心位置调制抑制逆变器的电磁干扰方法。该方法在七段对称法调制的基础上, 将脉冲的中心位置在调制周期中左右移动, 在一定的范围内随机地改变脉冲作用时刻, 从而实现随机中心位置调制; 利用 Matlab/Simulink 搭建了永磁同步电动机矢量控制仿真模型。仿真结果表明, 与单一的七段对称法相比, 随机中心位置调制可以有效地减小载波频率及载波倍次频率处的谐波幅值, 从而减少逆变器对外的电磁辐射干扰。

关键词: 随机中心位置调制; 电动汽车; 空间矢量调制; 逆变器; 电磁干扰

中图分类号: TN787+.2

文献标志码: A

文章编号: 1673-9833(2012)05-0051-05

Suppressing Electromagnetic Interference of the Inverter by Random Center Position Modulation

Song Hongbiao¹, Guo Shuying², Jiang Shijun², Chen Jianming², Li Kun¹

(1. School of Electrical and Information Engineering, Hunan University of Technology, Zhuzhou Hunan 412007, China;
2. CSR Zhuzhou Institute Co., Ltd., Zhuzhou Hunan 412001, China)

Abstract: Aiming at electromagnetic interference generated by the inverter of the electric vehicle, proposed a random center position modulation method. On the basis of the original seven segment symmetry modulation, the method moves around the center position of the pulse in the modulation cycle and changes the pulse time randomly within a certain range in order to achieve random center location modulation. With Matlab/Simulink established a simulation model for vector control of permanent magnet synchronous motor. The simulation results show that comparing with the conventional seven segments symmetrical modulation, random center position modulation can reduce the carrier frequency and carrier-fold harmonic amplitude of frequency, there by reducing the inverter external electromagnetic radiation interference.

Keywords: random center position modulation; electric vehicles; space vector modulation; inverter; electromagnetic interference

0 引言

电动汽车用 DC/AC 逆变器所处的电磁环境较复杂, 产生电磁干扰的因素很多, 良好的电磁兼容设

计是其能顺利装车并能可靠运行的关键^[1]。逆变器本身作为一个干扰源, 会对外产生电磁辐射, 而电机等电气设备也会产生电磁辐射, 这些电磁波在空间耦合, 相互干扰。产生电磁干扰必须有 3 个因素

收稿日期: 2012-07-12

基金项目: 高度集成电力电子总成组件研发基金资助项目(JS-314)

作者简介: 宋宏彪(1986-), 男, 湖南怀化人, 湖南工业大学硕士生, 主要研究方向为现代电力电子技术与系统,

E-mail: floatsnow.2007@163.com

同时存在,即电磁干扰源(发射体),对干扰敏感的接受装置(接收体),耦合途径^[1]。对发射体进行抑制,可以从源头上避免电磁干扰的发生,是抑制电磁干扰的最有效的方法。对于逆变器,所有的干扰均源于功率模块的开关工作方式,功率模块的开关工作方式一方面会产生不受欢迎的干扰,另一方面则构成了我们所期望的能量传递及必要的信息处理过程^[2]。

近年来,随机调制作为抑制电磁干扰(electromagnetic interference, EMI)的有效方法而得到广泛地研究。随机调制大致分为:随机脉冲位置调制,随机开关频率调制,随机开关调制^[3]。其中,随机脉冲位置调制又分为随机超前滞后调制,随机零矢量电压调制,随机中心位置调制^[4]。可以将几种单随机调制方法进行组合,产生较多的双随机调制方法。虽然目前提出了许多的随机调制方法,但是对这些方法的具体仿真实现的介绍却较少。文献[3]和[5]介绍了基于正弦波脉宽调制(sinusoidal pulse width modulation, SPWM)的随机频率仿真实现方法,此方法可以改变调制波的周期,但是调制波的幅值并没有改变,只能适用于SPWM中。因此,本文提出了基于空间矢量脉宽调制(space vector pulse width modulation, SVPWM)的随机中心位置调制方法抑制逆变器EMI,利用Simulink进行仿真实现。

1 七段对称法 SVPWM 原理

设2个相邻有效电压矢量为 V_1 和 V_2 ,零电压矢量为 V_0 ,矢量作用的时间分别是 T_1, T_2, T_0 ,合成的新电压矢量为 V_{out} ,电压矢量 V_{out} 的幅值表示为 V_{out} , T_s 为PWM脉宽时间, U_{dc} 为逆变器直流母线侧电压。矢量 V_1 和 V_2 分别投影到横、纵坐标轴,将其组合得到新的电压空间矢量 V_{out} ,令 V_{out} 与 V_1 的夹角为 θ ,如图1所示。

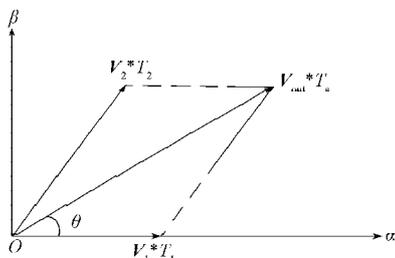


图1 合成新矢量坐标关系

Fig. 1 Synthetic vector coordinate relations

SVPWM的基本公式^[6]为:

$$T_1 = \frac{\sqrt{2}V_{out}}{U_{dc}} T_s \times \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right), \quad (1)$$

$$T_2 = \frac{\sqrt{2}V_{out}}{U_{dc}} T_s \times \sin\theta. \quad (2)$$

另外,时间关系满足 $T_s = T_0 + T_1 + T_2$,即

$$T_0 = T_s - T_1 - T_2. \quad (3)$$

以上式(1),(2)和(3)就是SVPWM的基本公式。

将 T_0 均分为零矢量 $V(000)$ 和 $V(111)$ 的作用时间,并将 $V(000)$ 矢量的作用时间分为相等的两部分,分别放置在调制周期的起始和末端, $V(111)$ 的作用时间位于脉冲的中心。这使得在一个开关周期内,逆变器先后输出了7个电压矢量,故称为七段对称法SVPWM。

根据 T_1, T_2 和 T_s ,可定义 $T_a = (T_s - T_1 - T_2)/4$, $T_b = T_1/2 + T_a, T_c = T_2/2 + T_b$;然后根据不同的扇区,由 T_a, T_b 和 T_c 得出逆变器的每一相脉冲上升沿的作用时刻 T_{CMP1}, T_{CMP2} 和 T_{CMP3} ,其数值对应于上升沿时刻和调制波进行比较的数值。当扇区号 $N=4$ 时,分配方法见图2。图2中, $TIPR$ 为调制波周期的一半;脉冲的上升沿时刻与下降沿时刻所对应的值相等。

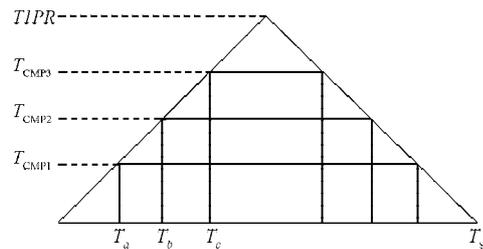


图2 逆变器三相桥臂的作用时刻

Fig. 2 The inverter bridge arm operating time

2 随机中心位置调制原理

对于七段对称法SVPWM,在一个调制周期中,输入逆变器上桥臂的3个脉冲始终关于调制波中心对称。由于决定输出电压的仅仅是基本矢量的作用时间,与基本矢量的作用时刻无关。如果在原有的七段对称法调制的基础上,将脉冲的中心位置在调制周期中左右移动,此时,改变的是 $V(000)$ 矢量作用时间在前后的比例,而2个基本矢量的作用时间不变,根据伏秒平衡法则,等效的矢量也不变。这种方式可以改变基本矢量的作用时刻,在一定的范围内随机地改变脉冲作用时刻,从而实现随机中心位置调制。将图2中三相桥臂的作用时间的中心位置往左移动,其实质是将3个脉冲波形一起往左移动相同的时间,减小了 $V(000)$ 矢量在左侧的作用时间,而增加了其在右侧的作用时间, $V(000)$ 矢量总的的作用时间不变,如图3所示。图3中, T'_a, T'_b 和 T'_c 分别为 $T_a,$

T_b 和 T_c 经过移位变换后的值, 上升沿作用时刻 T_{CMP1} , T_{CMP2} 和 T_{CMP3} 的值全部变小了, 其对应的和调制波进行比较的值也相应减小, 为了保证总的作用时间不变, 即保证每一相的脉冲宽度不变, 在下降沿时刻, 与调制波进行比较的3个数值需要发生改变。

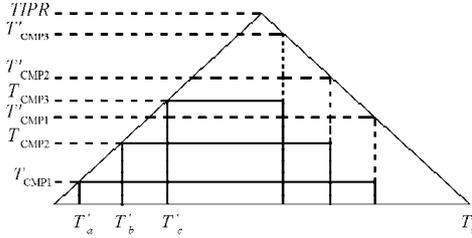


图3 改变中心位置后的脉冲波形

Fig. 3 Pulse waveform after the center position changing

由图3可知, 随机中心位置调制的每一个脉冲需要2个作用时刻, 即需要2个比较时刻。为了能较好地在此仿真中获得这2个时刻, 将调制波由连续增减改为连续增模式, 即将三角形调制波改为锯齿形调制波。采用此方法后, 图2和图3分别变为图4和图5。其中, $T_{CMPi,1}$ 和 $T_{CMPi,2}$ ($i=1, 2, 3$) 分别对应于没有移动中心位置时, 每个脉冲的上升沿和下降沿的作用时刻; 经过中心移位后, 脉冲上升沿和下降沿时刻分别变为 $T'_{CMPi,1}$ 和 $T'_{CMPi,2}$ ($i=1, 2, 3$)。

连续增调制波下的脉冲波形如图4所示, 其中 $T_{CMP1,1}=T_a$, $T_{CMP2,1}=T_b$, $T_{CMP3,1}=T_c$, $T_{CMP1,2}=T_s-T_a$, $T_{CMP2,2}=T_s-T_b$, $T_{CMP3,2}=T_s-T_c$ 。

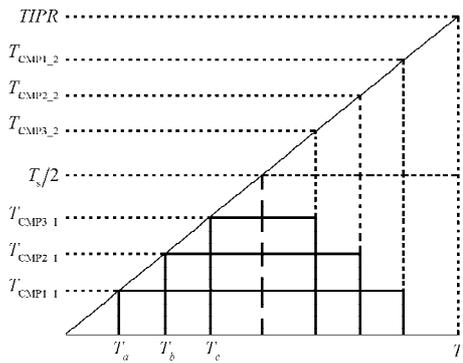


图4 连续增调制波下的脉冲波形

Fig. 4 Pulse waveform for continuous increasing modulated wave

改变中心位置后的脉冲波形如图5所示。在图5中, 令 $T'_a=T_a+k \times T_a$, 其中 k 为随机数, $k \in (-1,1)$, 且令 $T'_b=T_b+k \times T_a$, $T'_c=T_c+k \times T_a$, 可得 $T'_b-T'_a=T_b-T_a$, $T'_c-T'_b=T_c-T_b$ 。因此, 经过中心移位后, 基本矢量的作用时刻发生了改变, 但作用时间不变, 即:

$$\begin{aligned} T'_{CMP1,1} &= T'_a = T_a + k \times T_a; \\ T'_{CMP2,1} &= T'_b = T_b + k \times T_a; \\ T'_{CMP3,1} &= T'_c = T_c + k \times T_a; \end{aligned}$$

$$\begin{aligned} T'_{CMP1,2} &= T_s - T_a + k \times T_a, \text{ 且 } T'_{CMP1,2} \neq T_s - T'_a; \\ T'_{CMP2,2} &= T_s - T_b + k \times T_a; \\ T'_{CMP3,2} &= T_s - T_c + k \times T_a. \end{aligned}$$

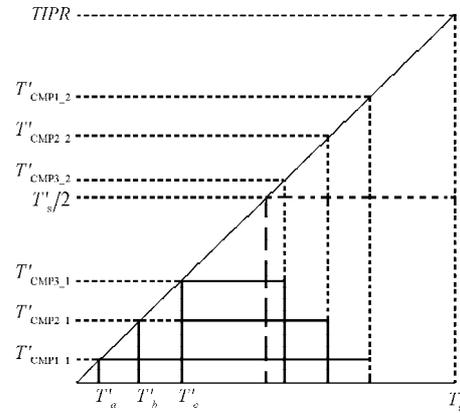


图5 改变中心位置后的脉冲波形

Fig. 5 Pulse waveform after the center position changing

由以上各式可知, 当 $k=0$ 时, 即为七段对称法调制。

通过在各个载波周期中, 随机地改变 k 值, 就可以使得脉冲的作用时刻随之改变。这种随机改变脉冲的作用时刻, 可以影响到输出线电压和相电流的频谱, 将载波频率及其倍次频率处的谐波幅值向两边展开, 使得这些频率处的幅值大大减小, 从而减小电磁辐射。

3 仿真实现及分析

3.1 仿真实现

通过 Matlab/Simulink 建立随机中心位置的仿真模型。搭建模型会产生一个随机因子 k , k 在调制波的不同周期中是不变的, 而对于调制波的不同调制周期 k 所对应的值随机地变化。求出3个脉冲的起始作用时刻最小值, 分别乘上随机因子, 作为每次从中心向两边移动的基准。同时, 由于此时调制波为锯齿波, 2次比较的值在纵坐标上不相等, 仿真实现的具体方法如下:

1) 计算出每个脉冲上升沿时刻和下降沿时刻同调制波进行比较的值, 将这2个比较的值分别与调制波进行比较。对于脉冲上升沿时刻的值, 比较相等后, 输出高电平, 直到调制周期结束, 不相等前, 为低电平; 对于脉冲下降沿时刻的值, 同调制波比较相等后, 输出低电平, 直到调制周期结束, 不相等前, 为高电平。

2) 将2个输出波形进行逻辑求“与”操作, 得到仿真所需要的调制波形。该仿真模型如图6所示。其中, t_a, t_b, t_c 分别为每个调制脉冲的死区补偿时间。

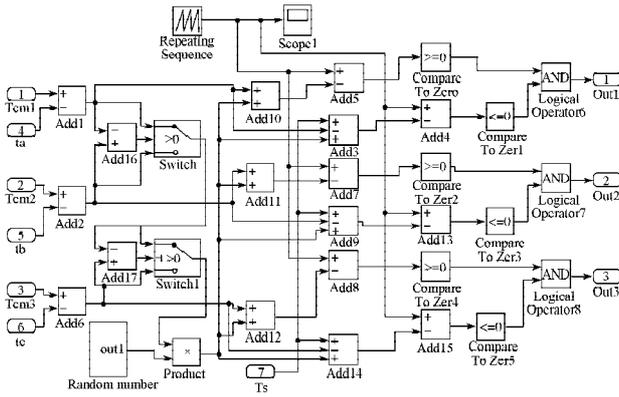


图6 在七段对称法中加入随机中心位置调制模型图
Fig. 6 The random center position modulating model incorporating in seven segment symmetrical method

3.2 仿真结果分析

对仿真模型采用 $i_d=0$ 的矢量控制策略来控制永磁同步电动机，开关周期设为 $100 \mu s$ ，即载波频率为 10 kHz ，在模型中加入电压解耦模块，采用基于相补偿的死区补偿方法^[7]，设定死区时间为 $5 \mu s$ ，死区中没有考虑逆变器器件的开通和关断延时。永磁同步电机的参数为： $R=2.875 \Omega$ ， $L_d=L_q=8.5 \text{ mH}$ ， $\psi_f=0.175 \text{ Wb}$ ， $J=0.0008 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$ ， $P=4$ 。仿真时间设为 0.22 s ，当仿真时间到 0.05 s 时，加负载 $5 \text{ N} \cdot \text{m}$ 。

分别将七段对称法和随机中心位置调制方法对模型进行仿真分析，取 0.15 s 之后的一个周期进行 FFT 变换。采用七段对称法的输入电机的线电压及频谱如图 7 所示。采用随机中心位置调制的输入电机的线电压及频谱如图 8 所示。

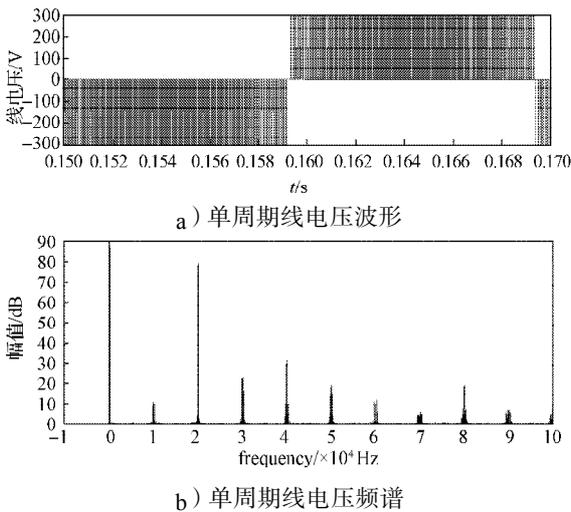


图7 七段对称法的线电压波形及频谱

Fig. 7 The line voltage waveform and frequency spectrum for seven segment symmetrical method

由图 7 b 可知，由于开关频率为 10 kHz ，因此在 10 kHz 、 20 kHz 、 30 kHz 等载波及其倍次频率处存在尖

峰幅值，这些尖峰幅值会对外产生电磁辐射。

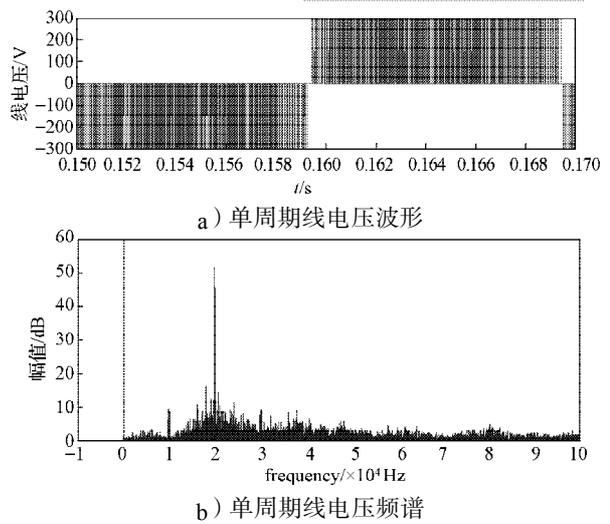


图8 随机中心位置调制的线电压波形及频谱

Fig. 8 The line voltage waveform and frequency spectrum for random center position modulation

对比图 7 b 和图 8 b 可知，通过随机中心位置调制后，载波频率及其倍次频率处的幅值向两边散开，尤其是在 30 kHz 、 40 kHz 、 50 kHz 、 60 kHz 、 70 kHz 、 80 kHz 、 90 kHz 处，该处的幅值大大减小。尖峰幅值的减小，就可以减小对外的电磁辐射干扰。

采用七段对称法的输入电机的相电流波形及频谱见图 9，采用随机中心位置调制的输入电机的相电流波形及频谱见图 10。

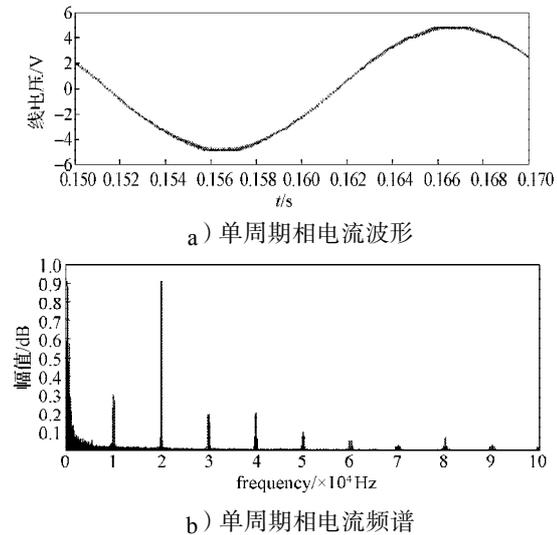


图9 常规七段对称法的相电流波形及频谱

Fig. 9 The phase current waveform and frequency spectrum for conventional seven segment symmetry

由图 9b 可知，由于电机的相电流类似于正弦波，因此，其载波频率及其倍次频率处的谐波幅值与基波幅值的比例很小，但是在这些频率点上仍然存在一些尖峰幅值。

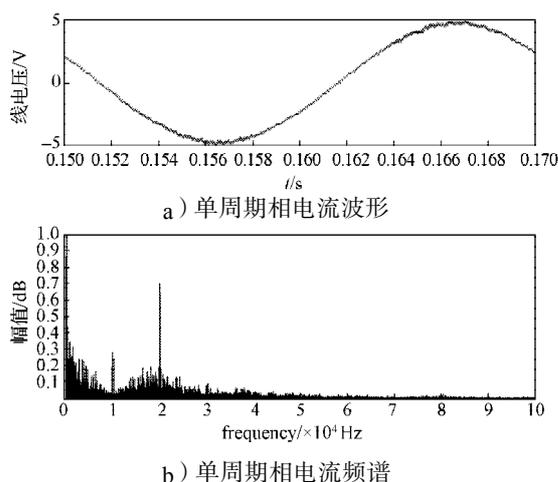


图10 随机中心位置调制的相电流波形及频谱

Fig. 10 The phase current waveform and frequency spectrum for random center position modulation

对比图9b和图10b可知,相对于七段对称法,随机中心位置调制的相电流在载波频率及其倍次频率处的幅值向两边散开,尤其是在20 kHz, 30 kHz, 40 kHz, 50 kHz, 60 kHz, 70 kHz, 80 kHz, 90 kHz处,幅值减小得非常明显。因此,通过随机中心位置调制,较好地抑制了相电流在载波频率及其倍次频率处的幅值。

4 结语

本文针对电动汽车逆变器所产生的电磁干扰,提出了一种利用随机中心位置调制抑制逆变器的电磁干扰方法。对比分析了七段对称法调制方法和随机中心位置调制方法,仿真结果表明,随机中心位置调制可以减小载波频率及载波倍次频率处的谐波幅值,将这些频率处的谐波幅值向两边扩散,使得这些频率处的幅值减小,尖峰幅值的减小,就可以减小对外的电磁辐射干扰。由此可以看出,随机中心位置调制可以从源头上减少EMI,这对研究逆变器的电磁兼容有重要意义,并且该方法不用改变逆变器的开关频率,可以直接在常用的七段对称法中加随机因子来实现,便于工程实现。

参考文献:

[1] 徐国凯, 赵秀春, 苏航. 电动汽车的驱动与控制[M].

北京: 电子工业出版社, 2010: 139-140.

Xu Guokai, Zhao Xiuchun, Su Hang. Electric Vehicle Drive and Control[M]. Beijing: Publishing House of Electronic Industry, 2010: 139-140.

- [2] Wintrich Arendt, Nicolai Ulrich, Tursky Werner, et al. Application Manual Power Semiconductors[M]. Germany: SEMIKRON International GmbH, 2010: 173-175.
- [3] 马丰民, 吴正国, 李玉梅. 随机频率PWM逆变器的分析设计[J]. 中国电机工程学报, 2008, 28(15): 67-71. Ma Fengmin, Wu Zhengguo, Li Yumei. Analysis and Design of the Random Frequency PWM Inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2008, 28(15): 67-71.
- [4] 梁慧. 永磁同步电机频率调制PWM技术研究[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2010. Liang Hui. Frequency Modulate PWM Technology of Permanent Magnet Synchronous Motor[D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2010.
- [5] 熊聪颖, 吴正国, 马丰民. 随机脉宽调制的Simulink仿真研究[J]. 海军工程大学学报, 2004, 16(3): 90-93. Xiong Congying, Wu Zhengguo, Ma Fengmin. Simulink Investigation of Random PWM[J]. Journal of Naval University of Engineering, 2004, 16(3): 90-93.
- [6] 王潞钢, 陈林康, 曾岳南, 等. DSP C2000程序员高手进阶[M]. 北京: 机械工业出版社, 2004: 176-177. Wang Lugang, Chen Linkang, Zen Yuenan, et al. DSP C2000 Programmers to Master Advanced [M]. Beijing: China Machine Press, 2004: 176-177.
- [7] 王文韬. 基于死区补偿的永磁同步电动机矢量控制系统研究[D]. 株洲: 湖南工业大学, 2010. Wang Wentao. Research on Permanent Magnet Synchronous Motor Vector Control System Based on Deadband Compensation[D]. Zhuzhou: Hunan University of Technology, 2010.
- [8] Hou Bin, Trzynadlowski A M, Panahi I, et al. Novel Random Pulse Width Modulator with Constant Sampling Frequency Based on the TMS320F240 DSP Controller[C]// Conference of the Industrial Electronics Society (IECON'99) Proceedings. San Jose: Conference Publications, 1999: 342-347.

(责任编辑: 邓彬)