

doi: 10.7690/bgzdh.2019.11.007

一种调制波的动态调整方法在三电平逆变器控制中的应用

王笑宇, 李自成

(成都理工大学工程技术学院, 四川 乐山 614000)

摘要: 为解决传统方法对三电平逆变器控制存在的输出电压总谐波畸变率高、中点电位不平衡等问题, 设计一种调制波的动态调整方法。以二极管箝位型三电平逆变器的控制方法为研究对象, 对其在运行中出现的中点电位低频波动现象进行分析, 通过中点电位平衡运算实时计算出偏移量, 并把偏移量叠加到中间相调制波分解成的上、下调制波上, 并选用数字信号处理作为主控制器, 搭建三电平逆变器电路进行实验验证。实验结果表明: 该方法控制效果理想, 所输出的交流电能质量能得到提高。

关键词: 三电平逆变器; 载波层叠; 调制波分解; 中点电位平衡闭环控制; 中间电压调制波

中图分类号: TP272 **文献标志码:** A

Application of Dynamic Modulation Method for Modulating Wave in Three-level Inverter Control

Wang Xiaoyu, Li Zicheng

(Engineering Technical College, Chengdu University of Technology, Leshan 641000, China)

Abstract: In order to solve the problems of high total harmonic distortion rate of output voltage and unbalance of mid-point potential of three-level inverter controlled by traditional methods, a dynamic modulation wave adjustment method is designed. With diode clamping type three level inverter control method as the research object, the potential at the point of the operation in low frequency wave phenomenon is analyzed, through the neutral voltage offset balance operation real-time calculated, and the offset stack to the middle phase modulation wave into the upper and lower modulation wave, and the use of digital signal processing (DSP) as the main controller, and set up three level inverter circuit experiment validation. Experimental results show that the control effect of this method is ideal and the ac power quality can be improved.

Keywords: three-level inverter; carrier cascade; modulation wave decomposition; mid-point potential balance closed-loop control; intermediate voltage modulation wave

0 引言

目前对多电平逆变器控制主要有空间矢量调制方法和载波调制方法。在空间矢量调制中主要是通过重新分配冗余小矢量作用时间的方法对逆变器控制并实现中点电压平衡, 但该方法算法复杂, 运算量大, 不利于向更高电平系统扩展^[1]。载波调制方法分为载波移相法和载波层叠法, 其中载波层叠调制法可根据不同的多电平拓扑, 又有载波同相、反向、交叠等^[2-3]。以上几种载波调制方法, 一般是以幅值、频率相同的三角波为载波, 与同一个调制波进行比较, 得到对应开关管的开关信号。综合比较上述控制方法, 载波同相层叠调制方法通用性较好, 易于实现, 故该方法应用较为广泛^[4-5]。笔者以二极管箝位型三电平逆变器为控制对象, 采用一种改进的三电平逆变器控制方法, 以直流侧两电容电压差为反馈量, 通过中点平衡运算, 得到偏移量,

并把它叠加分解为上、下 2 个调制波上, 实时调整占空比, 实现中点电位平衡的闭环控制, 以提高输出波形质量。

1 二极管箝位型三电平逆变电路结构

二极管箝位型三电平逆变电路主电路如图 1 所示。该电路是在 6 个主开关管(VT₁₁—VT₆₁)的基础上, 分别在每个桥臂上增加 2 个辅助开关管(VT₁₂—VT₆₂)和 2 个中性点箝位二极管(VD₀₁—VD₀₆), 直流侧用 2 个串联的电容(C₁, C₂), 箝位二极管(VD₀₁—VD₀₆)和内侧开关管(VT₁₂, VT₄₁, VT₃₂, VT₆₁, VT₅₂, VT₂₁)并联。通过辅助开关管和箝位二极管的共同作用, 可以使逆变电路输出+U_d/2、-U_d/2、0 三种电平的相电压, 线电压则为五电平, 与二电平电路输出线电压波形比较, 三电平电路输出线电压谐波含量更小, 波形更接近正弦波^[6-7]。

收稿日期: 2019-05-21; 修回日期: 2019-06-30

基金项目: 国家自然科学基金资助(11375055)

作者简介: 王笑宇(1969—), 男, 山西人, 硕士, 讲师, 从事电力电子与电气传动研究。E-mail: 895715137@qq.com。

2 三电平逆变器中点电位平衡分析

三电平中点箝位型逆变器已经广泛应用于中高压大功率的电力变换装置等场合，但是三电平逆变器由于其特殊的拓扑结构和现有调制方法的局限性，使得直流侧中点电位产生交流波动^[8-9]。除此之外，电路结构中功率器件和直流端的电容特性不相同，再加上输入端扰动的影响，最终会产生直流侧中点电位出现浮动，在输出电压中引起低次谐波，从而降低输出电能的质量^[10-11]。电容电压与中点电流如图 1 所示。

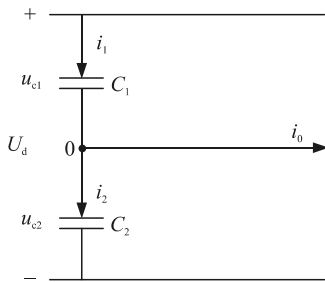


图 1 电容电压与中点电流

直流侧中点电流分析。

定义二极箝位型三电平逆变换器中点电流为 i_0 ，对直流母线电容支路应用基尔霍夫电流定律有：

$$i_0 = i_1 - i_2,$$

$$i_0 = (C_1 + C_2) \cdot \frac{d(U_d / 2)}{dt} - (C_1 + C_2) \cdot \frac{d(U_0)}{dt} - (C_1 + C_2) \cdot \frac{d(U_0)}{dt}. \quad (1)$$

式中 U_0 为中点电压。

由于三电平逆变器拓扑结构的特点，当它的一相桥臂与直流母线相连时，该项输出电流才注入中点，因此，中点电流 i_0 可以表示为：

$$i_0 = S_{ao}i_a + S_{bo}i_b + S_{co}i_c. \quad (2)$$

式中，引入开关函数 $S_{io} \in (0, 1)$ ，($i=a, b, c$)，并定义只有当逆变器的桥臂连接到直流母线中点时， $S_{io}=1$ ，其余情况 $S_{io}=0$ 。

由式(1)可知，三电平逆变器在工作时，中点电流与中点电位(U_0)的变化率成正比，二极管钳位到直流端的中点获得输出的“0”电平，在这个过程中，将不断地有电流进、流出中点，直流侧电容频繁充电放电，使得中点电位一直上下浮动。若逆变器母线中点电流 i_0 在任意时刻都为零，则母线中点电位就没有变化，即中点电位平衡；反之，中点电位不平衡。因此，中点电位不平衡的根本原因就是流过母线中点的电流不为零^[12-13]，为了解

决中点电压不平衡的问题，最重要的是保证一个周期内流入直流母线中点的电流为零。传统三电平逆变器载波层叠单调制波的脉冲宽度调制(PWM)控制方法将在直流侧出现 3 倍输出波形频率的低频波动电流，这样直流侧 2 个电容上、下传送的功率不均匀，使得输出电压波形畸变，严重情况下甚至会出现电容电压过高而导致直流侧电容以及开关器件损坏^[14-15]。

3 调制波的分解

为克服传统单调制波载波 PWM 无法完全消除中点电位波动的缺点，笔者选用把单调制波分解成上、下 2 个调制波的方法。令载波的幅值为 1，载波采用同相层叠，则式(3)为取幺值后的调制波电压，忽略电容电流对输出电流的影响，那么桥臂输出电流与负载电流相等，式(4)为三相负载电流。

$$\left. \begin{aligned} u'_a &= m \sin(\omega t) \\ u'_b &= m \sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi) \\ u'_c &= m \sin(\omega t - \frac{4}{3}\pi) \end{aligned} \right\}; \quad (3)$$

$$\left. \begin{aligned} i_a &= I_m \sin(\omega t - \varphi) \\ i_b &= I_m \sin(\omega t - \frac{2}{3}\pi - \varphi) \\ i_c &= I_m \sin(\omega t - \frac{4}{3}\pi - \varphi) \end{aligned} \right\}. \quad (4)$$

式中： m 为调制比， $0 \leq m \leq 1$ ； ω 为角频率； I_m 为电流幅值，如果忽略开关器件反应速度等引起的延迟，可以认为负载电压的相位与调制波电压的相位一致； φ 为功率因数角。

为提高调制算法的直流电压利用率，在调制波中注入零序电压 V_z ，得到三相电压调制波信号 u_a 、 u_b 、 u_c 如式(5)， u_{\max} 、 u_{\min} 表示三相调制波中的最大、最小值。

$$\left. \begin{aligned} u_a &= u'_a + v_z \\ u_b &= u'_b + v_z \\ u_c &= u'_c + v_z \end{aligned} \right\}. \quad (5)$$

其中

$$v_z = -\frac{u_{\max} + u_{\min}}{2}.$$

在三相正弦调制波($m=1$)注入零序分量后产生

的三相调制电压波形如图 2 所示，截取其中波形的一个周期(360°)。从图中可以看出：各相电压呈现规律性的变化，在各个分段区间内(以角度分段)，三相调制波始终存在最大、中间、最小电压的调制波。其中，最大、最小两相电压调制波是关于横轴对称，中间电压调制波在最大、最小调制波之间变化。三相调制波在一个周期内的变化规律如表 1 所示。

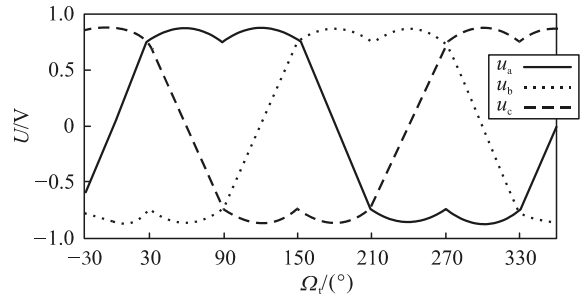


图 2 $m=1$ 时，调制波注入零序分量后调制波波形

表 1 截取一个周期中注入零序分量后三相调制波变化分布规律

三相调制波	0~30°	>30~90°	>90~150°	>150~210°	>210~270°	>270~330°	>330~360°
u_a	中间	最大	最大	中间	最小	最小	中间
u_b	最小	最小	中间	最大	最大	中间	最小
u_c	最大	中间	最小	最小	中间	最大	最大

在常规的载波调制中，每相桥臂由一个调制信号进行控制。双调制波控制是选择合适的分解方法，把每相的给定参考电压 u_i 分解成上、下 2 个调制波(上调制波 u_{ip} 、下调制波 u_{in})，每相桥臂由 2 个调制波控制进行调制。以 U 相调制为例，上调制波与上载波比较控制开关管 VT₁₁ 和 VT₄₁，下调制波与下载波比较控制 VT₁₂ 和 VT₄₂，这样增加了零状态占空比分配的自由度，并满足：

$$u_i = u_{ip} + u_{in}, \quad 0 < u_{ip} < 1; \quad -1 < u_{in} < 0 (i=a,b,c).$$

参考调制波分解的上下调制波表达式为：

$$\left. \begin{aligned} u_{ip} &= (u_i - u_{\min})/2 \\ u_{in} &= (u_i - u_{\max})/2 \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

根据图 3 的几何关系可得，一个开关周期内，任意一相输出电位箝位到中点电位(输出零状态)的占空比可表示为：

$$d_{i0} = |1 + u_{in} - u_{ip}| \quad (7)$$

其中： $i=a,b,c$ ，则中点电流平均值表达式为：

$$i_0 = d_{a0}i_a + d_{b0}i_b + d_{c0}i_c = |1 + u_{an} - u_{ap}|i_a + |1 + u_{bn} - u_{bp}|i_b + |1 + u_{cn} - u_{cp}|i_c \quad (8)$$

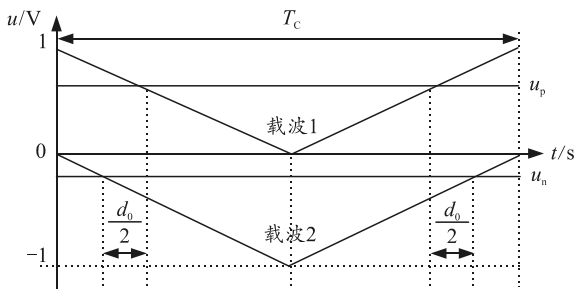


图 3 上下调制波的载波 PWM 调制

由于在三相三线制对称系统电流的和总为零，

如果能使：

$$u_{an} - u_{ap} = u_{bn} - u_{bp} = u_{cn} - u_{cp} = u_{\Delta}.$$

这样，一个开关周期内电流的平均值 $i_0 = |1 + u_{\Delta}|(i_a + i_b + i_c)$ 等于零。对于三相三线制系统，只要在任意载波周期内，三电平逆变器的三相零状态占空比都相等，就能消除中点电位不平衡现象，可以达到抑制中点电位波动的目的。虽然调制波分解的方法能够消除母线电容电压的低频脉动现象，保持上下母线电容电压值基本恒定；但是这并不意味着 2 个母线电容电压是平衡的，由式(7)确定的平均中点电流只是近似等于零。由于载波频率远高于调制波频率，这种近似误差不大，但微小误差长时间不断累积，也会使中点电位产生一定的直流不平衡。另外电容电压初始值不等，那么这种调制方法将保持这种不平衡。在实际应用中，受器件性能差异等因数的影响，将使电容电压的不平衡性增大，最终失去控制。为解决该调制波方法中可能出现的中点不平衡现象，笔者在调制波分解的 PWM 控制基础上，采用把与中点电位平衡相关的中点电压波动值、负载电流等参数进行反馈形成补偿量，叠加到上、下调制波中形成闭环的 PWM 控制方法。通过加入补偿量，实现抑制中点电位波动的目的，来消除中点电位不平衡现象。

从箝位到中点电位的占空比表达式(7)可知：把任一项的上、下调制波向相反方向移动相同的距离，不会改变该项调制波电压的大小，但改变了零状态占空比，从而使中点电流和中点电位发生变化。加入补偿量后的上下调制波为：

$$\left. \begin{aligned} u'_{ip} &= u_{ip} + u_x \\ u'_{in} &= u_{in} - u_x \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

式中： $i = a, b, c$ ； u_x 为补偿量。

由于注入零序分量的三相调制电压波形呈现周期性的变化，根据表 1 中列出的在一个周期中变化规律，看出在所分的每个区间内只有中间相调制波分解的上下调制波可以双向移动，故把产生的补偿量 u_x 叠加到中间相电压分解的调制波上。加入补偿量后的平均中点电流可由下式计算：

$$i_0 = -2u_x i_m \quad (10)$$

式中 i_m 为中间相电压产生的负载电流。

在前面讨论中所给出的实际测到的母线电容电压差所要补偿的中点电流值为：

$$i_0 = C \cdot \frac{u_{c1} - u_{c2}}{T} \quad (11)$$

式中 T 为载波周期。

式(10)中补偿量和负载电流决定的平均电流将用于产生所需的补偿电流，由式(10)、(11)确定负载电流、电容电压差、补偿量 u_x 存在的关系为：

$$u_x = -C \cdot \frac{u_{c1} - u_{c2}}{2i_m T} \quad (12)$$

其中 u_x 必须满足式(13)的限制^[16]。

$$(|u_{\min}| - u_{\max})/2 \leq u_x \leq (1 - u_{\max})/2 \quad (13)$$

其中， u_{\max} 、 u_{\min} 为表 1 中列出的各个区段中调制波电压的最大、最小值。

4 实验验证

为验证文中所用控制方法的有效性，按照图 4 的控制系统工作结构，采用以浙江求实科技有限公司生产的电力电子与传动实验装置来搭建三电平逆变器实验台如图 5 所示。实验系统主要包括驱动控制电路、逆变器电路和信号采集电路等，其中驱动控制电路采用数字信号处理 (digital signal processing, DSP) 处理器和 CPLD 器件组合而成。由信号采集电路检测到电路的电压、电流数据经 A/D 转换后送到 DSP，以 TMS320F2812 为核心的 DSP 开发板系统负责实现逆变器系统的闭环控制运算以及中点电位平衡算法后产生的 PWM 脉冲^[17-18]。经过 DSP 处理后，由 CPLD 作相应的电平转换产生控制信号，驱动 IGBT 的导通与关断。实现逆变器输出一定频率和幅值的交流电压并能够控制中点电位平衡控制。器件选取型号及相关参数设置为：数字处理单元 DSP 型号 TMS320F2812，逻辑驱动处理单元 CPLD 型号 EPM1270T，电压传感器型号 CHV-25P，开关频 4 kHz，功率模块单元 IGBT

FZ06NPA070EP，电流传感器型号 LA50P，输出功率 $P=0 \sim 300$ W；直流源 $U_d=100$ V， $C_1=C_2=780$ μ F，负载为阻感性， $R=2$ Ω ， $L=0.02$ H。

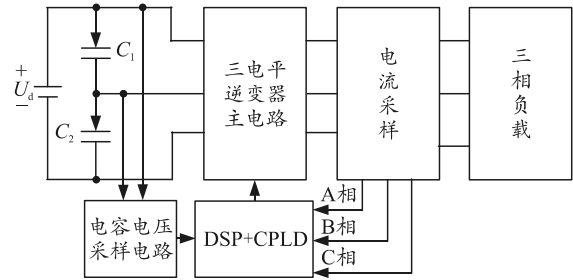


图 4 系统组成结构

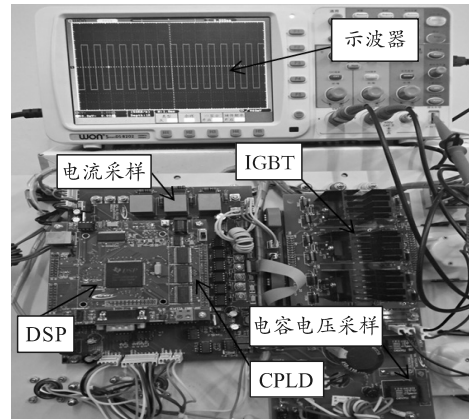


图 5 系统实物组成

在相同的实验条件下，分别用载波同相层叠 PWM 方法和文中改进后的 PWM 控制方法对逆变器进行控制，示波器显示实验运行结果分别如图 6—8 所示。其中图 6 是采用载波同相层叠的 PWM 方法，其运行结果显示：逆变器刚开始工作的瞬间，两电容电压基本接近理想电压 (50 V)，随着时间的推移， u_{c1} 在大于理想电压值上无规则变化， u_{c2} 在小于理想电压值上无规则变化，由于两电容的电压值不等，会造成中点电位不平衡现象。图 7、8 为采用笔者提出的调制波动态调整控制方法，其运行结果显示：逆变器刚开始两电容电压值也存在波动，但随着时间的推移这种波动量减小，并且 u_{c1} 、 u_{c2} 在理想电压值上下均匀变化，有一定的规律性，幅值变化在 (50 ± 0.15) V 之间，与图 6 的运行效果比较，偏移现象明显得到改善，基本接近理想电压值 (50 V)，验证了采用改进后控制方法的有效性。再进一步对采用文中改进后的控制方法所产生线电压进行频谱分析，以线电压 U_{AB} 为例，分析到 40 次谐波，其运行结果如图 9 所示，改进方法后的总谐波畸变率 (THD) 只有 6.74%，还是比较理想的，线电压 U_{ab} 的基波电压幅值增加到 86.53 V，直流电压

的利用率较高。

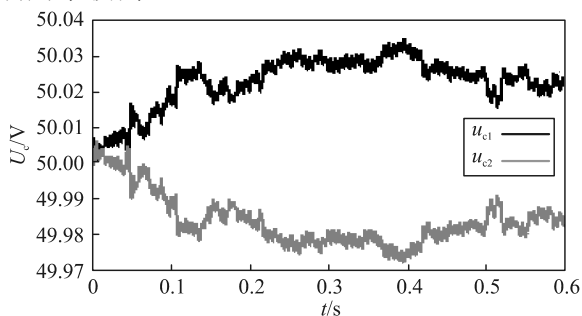


图 6 同相层叠制 PWM 方法电容 C_1 、 C_2 电压波形

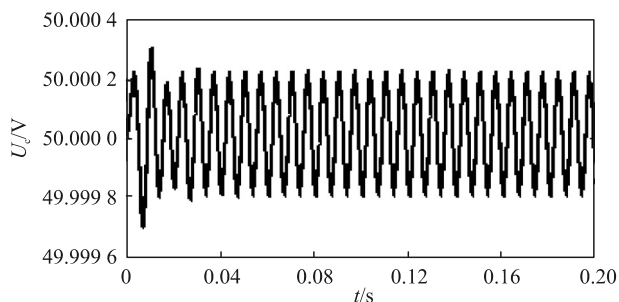


图 7 采用改进后 PWM 方法电容 C_1 电压波形

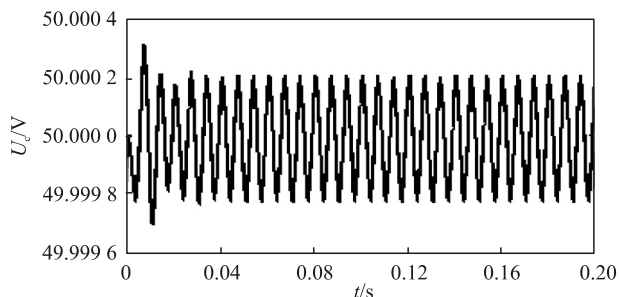


图 8 采用改进后 PWM 方法电容 C_2 电压波形

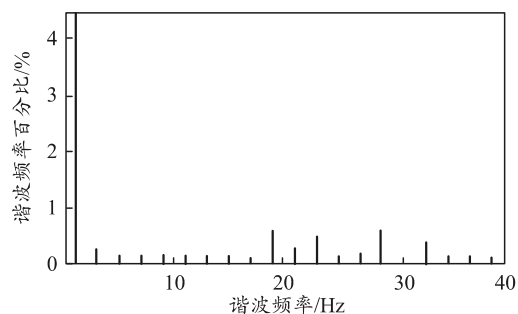


图 9 调制波动态调整控制的线电压 U_{ab} 频谱分析

5 结论

针对传统方法对三电平逆变器控制存在的中点电位不平衡、输出电压总谐波畸变率高及直流电压的利用率较低等问题，笔者采用注入零序分量的三相正弦波并把它分解为等效的上、下 2 个调制波。把逆变器直流侧 2 个电容电压差值作为反馈量，通过中点电位平衡运算实时计算出偏移量，并把偏移量叠加到中间相调制波分解成的 2 个调制波上，来

改变三相调制波零状态的占空比，达到抑制中点电位波动的目的。实验运行结果说明：采用调制波的动态调整方法，在中点电位平衡、总谐波畸变率和直流电压利用等方面有明显改善，控制效果比较理想，使输出的交流电能质量得到提高。

参考文献：

- [1] 龚博. 基于载波的三电平中点电压平衡控制策略[J]. 电工技术学报, 2013, 28(6): 172-176.
- [2] 邢娅浪, 赵锡成. 逆变控制新技术[M]. 北京: 国防工业出版社, 2015: 1-200.
- [3] 张兴. 高等电力电子技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2015: 35-235.
- [4] 伍家驹, 刘斌. 逆变器理论及其优化设计的可视化算法[M]. 2 版. 北京: 科子出版社, 2017: 150-350.
- [5] 王久和. 电压型 PWM 整流器的非线性控制[M]. 2 版. 北京: 中国机械工业出版社, 2015: 1-230.
- [6] 谢少军, 许津铭. 非隔离光伏并网逆变器及其控制技术[M]. 北京: 电子工业出版社, 2017: 1-158.
- [7] 多林·内亚克苏. 中大功率开关变换器[M]. 2 版. 路秋生, 译. 北京: 机械工业出版社, 2017: 52-156.
- [8] 陈国呈. PWM 模式与电力电子变换技术[M]. 北京: 中国电力出版社, 2016: 1-350.
- [9] 周深渊. 电力电子技术[M]. 3 版. 北京: 机械出版社, 2016: 200-260.
- [10] 凌禹. 双馈风力发电系统的建模仿真与控制[M]. 北京: 机械出版社, 2017: 119-265.
- [11] 高锋阳. 开关型变换器建模与分析[M]. 北京: 电子工业出版社, 2017: 145-298.
- [12] 阿莫那泽, 郝全睿. 电力系统中的电压源变流器建模、控制和应用[M]. 北京: 机械工业出版社, 2017: 1-120.
- [13] 赵成勇, 许建中. 模块化多电平换流器直流输电建模技术[M]. 北京: 中国电力出版社, 2017: 12-70.
- [14] 林渭勋. 现代电力电子技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2015: 1-475.
- [15] 赛迪克·巴查, 袁敞. 电力电子变换器的建模和控制[M]. 北京: 机械工业出版社, 2017: 1-120.
- [16] JIAO Y, LEE F C, LU S Z. Space Vector Modulation for Three-level NPC Converter with Neutral Point Voltage Balance and Switching Loss Reduction[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 33(4): 567-572.
- [17] 程帅, 朱磊, 杨小龙, 等. 基于 DSP F2808 的双闭环直流电机控制器[J]. 兵工自动化, 2016, 35(10): 42-45.
- [18] 饶大伟, 张昆峰, 何卫国. 一种基于 DSP 的电机电磁锁制器控制与检测技术控制器[J]. 兵工自动化, 2016, 35(9): 17-22.