

一种改进无差拍预测控制器设计及应用研究

林 茂^{1,2}, 李颖晖¹, 徐浩军¹, 路金泉²

(1. 空军工程大学航空工程学院等离子体重点实验室, 陕西西安 710038; 2. 293802部队, 陕西咸阳 712200)

摘要: 传统的预测控制器在应用到多电平逆变器中存在由于计算量大导致实时性无法保证的问题; 如果针对这类数字控制器存在的延迟问题, 仅采用二步预测补偿控制策略解决, 同样增加了算法的计算量, 也对系统硬件提出了更高的要求. 文章首先从算法计算流程上进行简化, 设计了一种简化搜索策略的改进准预测控制方法, 该策略通过提前建立的矢量表将目标参考值与控制矢量进行对比, 得到下一时刻的控制量, 其中预测模型一个周期内仅需计算一次, 相对于传统的三电平预测控制策略每周期需将27种控制矢量带入到模型当中运算27次, 减少了近50%计算量, 节约了计算时间. 其次, 针对预测控制器解决多目标优化问题时存在权重因数选择具有一定随机性的问题, 文章给出一种分支定界的权重因子选择策略, 解决中点电位不平衡问题. 最后仿真和实验验证了简化后控制策略的有效性和可行性.

关键词: 模型预测控制; 无差拍控制; 电压型三电平逆变器; 延时补偿; 权重因子

中图分类号: TM315

文献标识码: A

文章编号: 0372-2112(2022)03-0663-09

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn>

DOI: 10.12263/DZXB.20200876

Design and Application of an Improved Dead Beat Predictive Control Strategy

LIN Mao^{1,2}, LI Ying-hui¹, XU Hao-jun¹, LU Jin-quan²

(1. Air Force Engineering University, Aviation Engineering School, Science and Technology on Plasma Dynamics Laboratory, Xi'an, Shaanxi 710038 China;

2. Troop No.93802 of PLA, Xianyang, Shaanxi 712200, China)

Abstract: In view of the limitation of large amount of computation in the application of mode predictive control (MPC) to multilevel inverters, and considering the time delay problem of digital control strategy, the two-step predictive compensation control strategy is often adopted, which undoubtedly increases the computation amount of the algorithm and puts forward higher requirements for the system hardware. Firstly, this paper designed a simplified search strategy to improve predictive control method, through the looking-up table method to tracking reference value for the control of the next moment, only one prediction model cycle computing time is used, compared with traditional three level circuit predictive control method which each cycle should take 27 kinds control vector into the model of operation 27 times, the improved method greatly reducing the amount of calculation, save the calculation time. Secondly, aiming at the problem that the weight factor selection has a certain randomness when the predictive controller solves the multi-objective optimization problem, this paper presents a branch-and-bound weight factor selection strategy to solve the midpoint potential imbalance problem. Finally, simulation and experiment verify the effectiveness and feasibility of the simplified control strategy.

Key words: model predictive control(MPC); deadbeat control; voltage source inverter; time delay compensation; weight factor

1 引言

功率逆变器属于典型的混合型非线性系统, 逆变

器的控制输入信号均为离散信号, 控制着众多开关元器件的导通和关断. 显而易见, 传统的线性控制器和滞

环边界非线性控制策略已无法满足在各种运行条件下表现出良好的动态性能^[1]. 模型预测控制由于其无需对系统模型进行线性化处理, 概念直观且易于实施等优点, 近年来使其在电力电子控制领域备受青睐^[2,3]. 三电平逆变器具有更好的输出电压波形品质、更低的器件电压耐受要求、更低的 dv/dt 等, 在大功率场合得到了广泛应用^[4]. 当模型预测控制算法应用在三电平逆变器时, 为了获得高性能的动态控制, 对系统的采样周期不能过大, 这样就对控制器提出了更高要求, 然而, 预测控制器在实际中存在数字控制延时和在线计算量大的问题, 在系统资源有限的情况下, 较高的控制延时会造成输出电源质量下降, 限制了其在交流调速等领域的广泛应用^[5]. 针对模型预测控制存在的缺点, 文献[6]中提出采用二步补偿预测控制方案解决数字控制存在的延时问题, 在逆变器的功率预测模型基础上, 向前递推一拍补偿由于数字信号处理造成延时问题, 但其良好控制效果的获得需在较高的处理器速度下实现, 对系统的硬件成本提出了更好的要求; 文献[7]提出将数据预处理方法加入到预测控制当中, 减少滚动计算的负担, 但实际中的计算量并未较少; 文献[8]提出一种简化的模型预测控制策略, 应用在两电平逆变器中, 但未对电压矢量的计算和矢量扇区判断进行详细说明, 且未对三电平逆变器的方法进行论述. 因此, 预测控制作为一种先进的现代控制方法, 在实际三电平逆变驱动系统应用中仍然需要改进, 文章重点设计适用于三电平拓扑的快速预测控制方案, 优化其搜索策略, 并针对数字控制的延时问题进行补偿, 为解决多电平变换器预测控制器计算量过大、难以应用于多电平逆变器控制的难题, 提出优化的准预测控制算法以缩短计算时间, 并设计一种权重因子选择方案, 解决电路中点不平衡问题.

2 三电平逆变器预测控制器设计

2.1 预测控制器设计

针对图1中NPC型三电平逆变电路三相输出电压 u_a 、 u_b 、 u_c 而言, 首先将其从自然坐标系变换为 α - β 静止坐标系, 其变换关系为^[9]:

$$\mathbf{X}_{\alpha\beta} = \mathbf{T}_{abc/\alpha\beta} \mathbf{X}_{abc} \quad (1)$$

其中变换矩阵 $\mathbf{T}_{abc/\alpha\beta}$ 取为:

$$\mathbf{T}_{abc/\alpha\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (2)$$

因此将逆变器电压向量变换到 α - β 坐标系上:

$$[\mathbf{U}_\alpha \ \mathbf{U}_\beta]^T = \mathbf{T}_{abc/\alpha\beta} [u_a \ u_b \ u_c]^T \quad (3)$$

由于每相桥臂存在三种状态, 系统总共有 27 种控制电压矢量, 其中包括 18 种不同的控制矢量, 6 种冗余矢量和 3 种零矢量, 其中 $n=1$ (代表单相桥臂正向导通

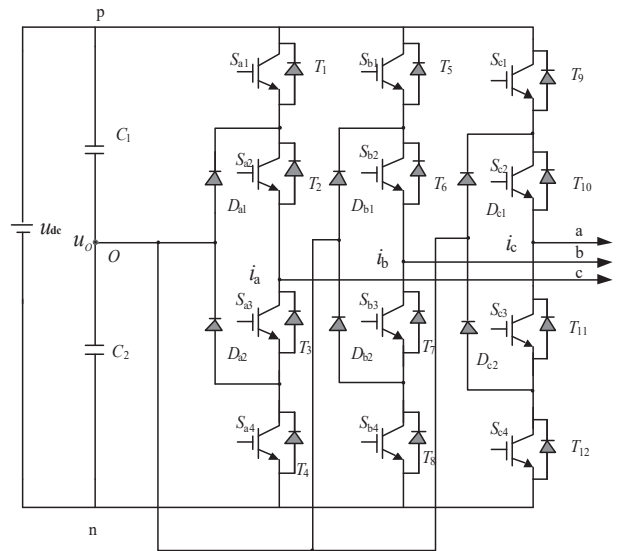


图1 三电平NPC逆变器

输出电压为 $u_{dc}/2$), $p=-1$ (代表单相桥臂负向导通输出电压为 $-u_{dc}/2$), $o=0$ (代表单相桥臂关断输出电压为 0) 如图2所示. 因此, 为了选出最优的电压矢量作为电路的控制, 预测控制器根据电压控制矢量设计电路在线控制策略, 分别计算 27 种矢量的 $[\mathbf{U}_\alpha \ \mathbf{U}_\beta]^T$, 并比较目标函数值, 选择使目标函数值最小的矢量作为电路的控制输入^[10].

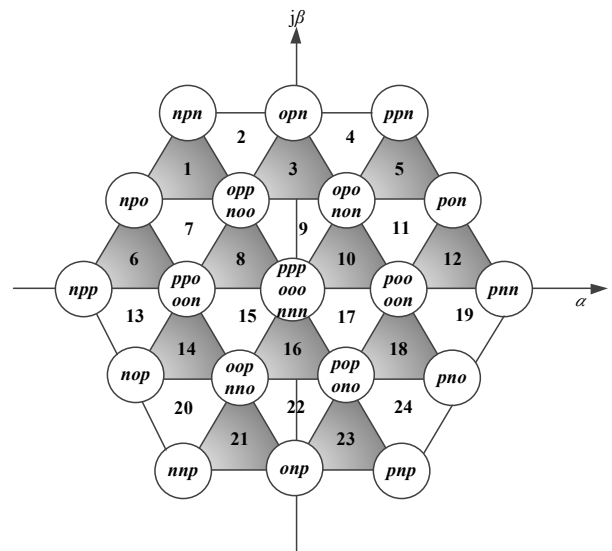


图2 三电平逆变器控制矢量

以电路的输出电压质量作为控制系统的目标函数, 如式(4):

$$J = \left| \mathbf{U}_\alpha^* - \mathbf{U}_\alpha(k+1) \right| + \left| \mathbf{U}_\beta^* - \mathbf{U}_\beta(k+1) \right| \quad (4)$$

其中, \mathbf{U}_α^* 、 \mathbf{U}_β^* 为参考输出电压 \mathbf{U}^* 的实部和虚部, $\mathbf{U}_\alpha(k+1)$ 、 $\mathbf{U}_\beta(k+1)$ 为预测电压的实部和虚部.

2.2 设计控制算法解决中点电位平衡问题

三电平逆变器由于其直流侧电容在参数等方面很难一致且近似无穷大,造成其在充/放电过程不平衡,引起两个电容的电压存在一定的波动,产生分压不均的中点电位平衡问题,这也是多电平逆变器存在固有问题,如图3所示^[11,12].考虑到预测控制算法具有解决多目标优化问题的能力,因此,在不增加第四桥臂的拓扑基础上,对预测控制的目标函数中增加中点电位平衡的控制方法进行分析.

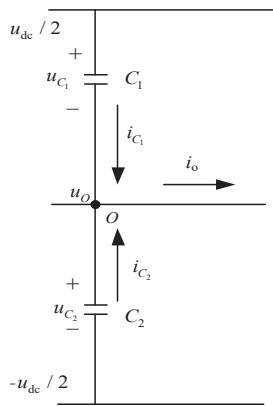


图3 中点电压与中点电流关系示意图

以图3电路中O为参考点,中点电压 u_o 可以表示为:

$$\begin{cases} u_{C_1} = u_{dc}/2 - u_o \\ u_{C_2} = u_o + u_{dc}/2 \end{cases} \quad (5)$$

基于基尔霍夫定律,三电平逆变器各桥臂流入中点O的电流 i_o 为:

$$i_o = i_{C_2} + i_{C_1} = C_2 \frac{du_{C_2}}{dt} + C_1 \frac{du_{C_1}}{dt} \quad (6)$$

将式(5)带入式(6),且设 $C_1=C_2$ 则可得:

$$i_o = (C_1 + C_2) \frac{du_o}{dt} = 2C_1 \frac{du_o}{dt} \quad (7)$$

电流 i_o 与逆变器三个桥臂的控制输出矢量有关,定义每相桥臂存在三种工作状态即 $S_a, S_b, S_c \in (-1, 0, 1)$,分别代表每相桥臂负向导通、关断、正向导通, i_a, i_b, i_c 分别代表三相电流,根据电路原理可知电流与开关函数为:

$$i_o = (1 - |S_a|) \cdot i_a + (1 - |S_b|) \cdot i_b + (1 - |S_c|) \cdot i_c \quad (8)$$

同时,电路满足 $i_a + i_b + i_c = 0$,结合式(6)、式(7)和图1,可以得出中点电位与逆变器开关状态的数学关系为:

$$\frac{du_o}{dt} = \frac{1}{2C} (|S_a| \cdot i_a + |S_b| \cdot i_b + |S_c| \cdot i_c) \quad (9)$$

将式(9)转换为两相静止 $\alpha\beta$ 坐标下,可得:

$$\frac{du_o}{dt} = \frac{1}{2C} (|S_\alpha| \cdot i_\alpha + |S_\beta| \cdot i_\beta) \quad (10)$$

利用前向欧拉法将式(10)离散化,即可得到 $k+1$ 时刻的中点电位预测值:

$$u_o(k+1) = u_o(k) - \frac{T_s}{2C} (|S_\alpha(k)| \cdot i_\alpha(k) + |S_\beta(k)| \cdot i_\beta(k)) \quad (11)$$

因此,得到第 k 次中点电位 $u_o(k)$,将27中开关矢量代入方程式(11),即可得到 $k+1$ 时刻的27个 $u_o(k+1)$,并将引入的加权因子带入目标函数中,通过目标函数的求解,实现中点电压的平衡控制,即目标函数调整为:

$$g = |U_\alpha^* - U_\alpha(k+1)| + |U_\beta^* - U_\beta(k+1)| + \lambda (u_{dc}/2 - u_o(k+1))^2 \quad (12)$$

其中, λ 为实现中点电压控制的权重因子.

这样逆变器的控制目标函数就含有两个控制目标,既要保证输出电压质量的同时,又满足电路中点电位平衡的要求,因此权重参数的取值对结果有着重要的影响.此处采用一种分支定界的策略^[13],具体步骤如图4所示,首先定义一个较宽的取值范围,如在(0~10)的范围内,选择四个代表性数值 $\lambda=0, 0.1, 1, 10$;其次根据选取的几个权重数值计算目标函数中电压输出质量和中点电位平衡的变化,将其结果与设置的最大容许误差进行比较,选择满足两个控制目标的权重参数空间如 $0.1 < \lambda < 1$;然后计算介于选择的参数空间一半的权重值 $\lambda=0.5$,重复上述的搜索过程直到权重参数值满足控制输出要求,并随着分解过程其对应的输出变化范围稳定时,即为控制目标权重参数合适的数值.

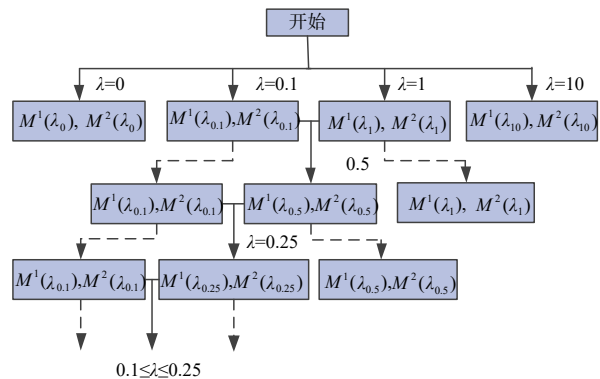


图4 基于分支定界的权重参数选择法

2.3 快速预测控制器设计

本节设计一种快速准预测控制算法,系统的动力学方程在每步预测计算当中仅需计算一次,并得到目标操作函数的开关矢量值,然后从27中操作矢量中选择与目标开关矢量误差最小的一项作为操作函数.三电平电路的预测控制策略框图如图5所示.

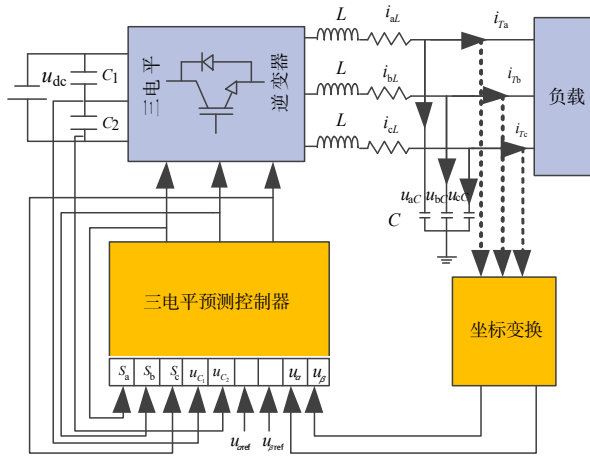


图5 预测控制系统

假设三电平逆变器三相平衡,将电路三相输出电压转换为空间向量形式可得:

$$\mathbf{u}_{O1} = \frac{2}{3}(u_a + \alpha u_b + \alpha^2 u_c) \quad (13)$$

其中, $\alpha = e^{j(2\pi/3)}$, \mathbf{u}_{O1} 为逆变器输出电压矢量. 同理, 为了方便起见选择每相输出电路中电感 (L)、电容 (C) 参数均相等, 将流经电感 L 的电流 i_{aL}, i_{bL}, i_{cL} , 电容 C 的电压 u_{aC}, u_{bC}, u_{cC} , 输出电流 i_{Ta}, i_{Tb}, i_{Tc} , 如图5中所示, 均表示为矢量的形式如式(14):

$$\begin{cases} \mathbf{i}_L = \frac{2}{3}(i_{aL} + \alpha i_{bL} + \alpha^2 i_{cL}) \\ \mathbf{u}_C = \frac{2}{3}(u_{aC} + \alpha u_{bC} + \alpha^2 u_{cC}) \\ \mathbf{i}_T = \frac{2}{3}(i_{Ta} + \alpha i_{Tb} + \alpha^2 i_{Tc}) \end{cases} \quad (14)$$

其中, $\mathbf{i}_L, \mathbf{u}_C, \mathbf{i}_T$ 分别为电感电流、电容电压、输出电流的矢量表达形式, 考虑到:

$$\begin{cases} \frac{d\mathbf{u}_C}{dt} = \frac{1}{C}(\mathbf{i}_L - \mathbf{i}_T) \\ \frac{d\mathbf{i}_L}{dt} = \frac{1}{L}(\mathbf{u}_{O1} - \mathbf{u}_C) \end{cases} \quad (15)$$

假设采样时间为 T_s , 可将(15)式中 $d\mathbf{u}_C/dt, d\mathbf{i}_L/dt$ 近似为:

$$\begin{cases} \mathbf{u}_C(k) = \frac{T_s}{C}(\mathbf{i}_L(k) - \mathbf{i}_T(k) + \mathbf{u}_C(k-1)) \\ \mathbf{i}_L(k) = \frac{T_s}{L}(\mathbf{u}_{O1}(k) - \mathbf{u}_C(k) + \mathbf{i}_L(k-1)) \end{cases} \quad (16)$$

将(16)式代入(15)得:

$$\begin{cases} \mathbf{u}_C(k) = \frac{T_s}{C}(\mathbf{i}_L(k) - \mathbf{i}_T(k) + \mathbf{u}_C(k-1)) \\ \mathbf{i}_L(k) = \frac{T_s}{L}(\mathbf{u}_{O1}(k) - \mathbf{u}_C(k) + \mathbf{i}_L(k-1)) \end{cases} \quad (17)$$

从而, 电路的一步预测方程如下^[14]:

$$\begin{cases} \mathbf{u}_C(k+1) = \frac{T_s}{C}(\mathbf{i}_L(k+1) - \mathbf{i}_T(k+1) + \mathbf{u}_C(k)) \\ \mathbf{i}_L(k+1) = \frac{T_s}{L}(\mathbf{u}_{O1}(k+1) - \mathbf{u}_C(k+1) + \mathbf{i}_L(k)) \end{cases} \quad (18)$$

将式(18)进行 park 变换可得:

$$\begin{cases} \mathbf{u}_{C\alpha}(k+1) = \frac{T_s}{C}(\mathbf{i}_{L\alpha}(k+1) - \mathbf{i}_{T\alpha}(k+1) + \mathbf{u}_{C\alpha}(k)) \\ \mathbf{u}_{C\beta}(k+1) = \frac{T_s}{C}(\mathbf{i}_{L\beta}(k+1) - \mathbf{i}_{T\beta}(k+1) + \mathbf{u}_{C\beta}(k)) \end{cases} \quad (19)$$

$$\begin{cases} \mathbf{i}_{L\alpha}(k+1) = \frac{T_s}{L}(\mathbf{u}_{O1\alpha}(k+1) - \mathbf{u}_{C\alpha}(k+1) + \mathbf{i}_{L\alpha}(k)) \\ \mathbf{i}_{L\beta}(k+1) = \frac{T_s}{L}(\mathbf{u}_{O1\beta}(k+1) - \mathbf{u}_{C\beta}(k+1) + \mathbf{i}_{L\beta}(k)) \end{cases} \quad (20)$$

假设采样期间 $\mathbf{i}_{f\alpha}, \mathbf{i}_{f\beta}, \mathbf{i}_{T\alpha}, \mathbf{i}_{T\beta}$ 保持不变, 且电路此时输出电压值由采样获取, 将式(20)代入式(19)可得:

$$\begin{cases} \mathbf{u}_{C\alpha}(k+1) = \frac{T_s^2}{CL + T_s^2} \mathbf{u}_{C\alpha}(k) + \frac{T_s^2}{CL + T_s^2} \mathbf{u}_{O1\alpha}(k+1) \\ \mathbf{u}_{C\beta}(k+1) = \frac{T_s^2}{CL + T_s^2} \mathbf{u}_{C\beta}(k) + \frac{T_s^2}{CL + T_s^2} \mathbf{u}_{O1\beta}(k+1) \end{cases} \quad (21)$$

这样就可以根据系统动力学模型式(21)反向求取 $\mathbf{u}_{O1\alpha}(k+1), \mathbf{u}_{O1\beta}(k+1)$ 如式(22)所示:

$$\begin{cases} \mathbf{u}_{O1\alpha}(k+1) = \mathbf{u}_{C\alpha}(k) + \frac{LC + T_s^2}{T_s^2} \mathbf{u}_{C\alpha}(k+1) \\ \mathbf{u}_{O1\beta}(k+1) = \mathbf{u}_{C\beta}(k) + \frac{LC + T_s^2}{T_s^2} \mathbf{u}_{C\beta}(k+1) \end{cases} \quad (22)$$

定义开关状态函数在 α - β 坐标系下:

$$\begin{cases} \Gamma_{i\alpha} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\Gamma_{i1} - \frac{\Gamma_{i2}}{2} - \frac{\Gamma_{i3}}{2} \right) \\ \Gamma_{i\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{\sqrt{3}}{2} \Gamma_{i2} - \frac{\sqrt{3}}{2} \Gamma_{i3} \right) \end{cases},$$

其中, $i \in \{1, 2\}; \Gamma_{1k} = \frac{S_k(S_k + 1)}{2}; \Gamma_{2k} = \frac{S_k(1 - S_k)}{2}$.

三电平逆变器输出电压与直流侧电容电压和电路开关状态的数学关系如式(23)所示:

$$\begin{cases} \mathbf{u}_{O1\alpha} = \Gamma_{1\alpha} \mathbf{u}_{C1} + \Gamma_{2\alpha} \mathbf{u}_{C2} \\ \mathbf{u}_{O1\beta} = \Gamma_{1\beta} \mathbf{u}_{C1} + \Gamma_{2\beta} \mathbf{u}_{C2} \end{cases} \quad (23)$$

由此可根据开关矢量得到相应的理想状态下逆变器输出电压值, 建立开关状态与 $\mathbf{u}_{O1\alpha}, \mathbf{u}_{O1\beta}$ 的对应见表1, 可以离线获得开关状态与输出电压的关系, 篇幅所限省不将表格一一列出.

其次, 令电路输出 $\mathbf{u}_{C\alpha}(k+1) = \mathbf{u}_{C\alpha}^*(k+1), \mathbf{u}_{C\beta}(k+1) = \mathbf{u}_{C\beta}^*(k+1)$, 中点电位电压 $u_o(k+1) = u_{dc}/2$, 由下一步理想的目标值取代下一步的实际最优值, 求取电路理想开关矢量. 根据式(22)求取下一刻电路参考的参考输出值 $\mathbf{u}_{O1\alpha}^*(k+1), \mathbf{u}_{O1\beta}^*(k+1)$, 直接根据表1选择与参考

表1 三电平逆变器开关矢量与输出电压关系

| 序号 | S_a | S_b | S_c | $u_{01\alpha}/(u_{dc}/2)$ | $u_{01\beta}/(u_{dc}/2)$ |
|-----|-------|-------|-------|---------------------------|--------------------------|
| 1 | -1 | -1 | -1 | 0.00 | 0.00 |
| 2 | -1 | -1 | 0 | -0.41 | -0.71 |
| 3 | -1 | -1 | 1 | -0.82 | -1.41 |
| ... | ... | ... | ... | ... | ... |
| 27 | 1 | 1 | 1 | 0.00 | 0.00 |

输出最接近的控制开关矢量. 其中, 中点电位的预测函数为 g_i 为:

$$g_i = u_o(k) - \frac{T_s}{2C} \left(|S_\alpha(k)| \cdot i_\alpha(k) + |S_\beta(k)| \cdot i_\beta(k) \right) \quad (24)$$

其中, $u_o(k)$ 、 $i_\alpha(k)$ 、 $i_\beta(k)$ 由电路上一时刻采样得到. 因此可得快速预测算法的目标函数 g 为:

$$\min g = \left(u_{o1\alpha}^*(k+1) - u_{i\alpha}(k+1) \right)^2 + \left(u_{o1\beta}^*(k+1) - u_{i\beta}(k+1) \right)^2 + \lambda(u_{dc}/2 - g_i)^2 \quad (25)$$

从 27 个操作矢量中选取与参考矢量误差最小的开关函数, 每个控制周期, 在改进的快速预测算法中, 系统的动力学方程只计算一次, 传统的预测算法均需将动力学模型式(21)计算 27 次, 从 27 个预测结果中评价出与目标值 $u_{Ca}^*(k+1)$ 、 $u_{Cb}^*(k+1)$ 和 $u_o^*(k+1)$ 的控制矢量; 而快速预测控制只需对目标函数式(22)计算一次, 得到 $u_{o1\alpha}^*(k+1)$ 与 $u_{o1\beta}^*(k+1)$, 对表格中的 27 个控制矢量进行评价, 选择与目标函数最接近的控制矢量, 动力学模型仅需计算一次, 这样减少了计算量, 为系统节约了计算资源.

2.4 预测控制器延时问题

上一节分析的预测控制策略, 在第 k 次采样周期开始时刻, 进行采样, 滚动优化, 预测第 $k+1$ 次采样周期参数, 从 27 个电压矢量中选出第 k 次采样周期所需的三相开关状态 $S_{abc}(k)$, 其在理想情况下, 在第 k 次采样周期的开始同时进行采样、计算及应用 $S_{abc}(k)$ 但在将预测控制通过数字电路来实现时, 其需要从 27 个电压矢量中寻优, 计算量大, 运行时间长, 由此产生数字延时, 将造成电流波动变大、电流畸变严重等问题, 严重影响系统性能^[15,17].

以典型的数字信号处理器(DSP)的控制方式为例, 图6相邻两个采样周期内 DSP 的采样、计算和占空比更新示意, 由图可看出, 在第 k 个采样时刻, DSP 依据当前时刻的 $u(k)$ 预测出下一时刻的参考电压 $u(k+1)$ 并计算出当前时刻逆变器输出电压指令. 为了给 DSP 预留足够的计算时间, 通常在 $(k, k+1)T_s$ 时间段结束时进行占空比的更新, 也就是说当前的电压指令将在第 $(k+1)$ 时刻更新而在 $(k+1, k+2)T_s$ 时间段内执行. 这种控制器的延迟导致了相关信号量预测的必要, 同时其需要从 27 个电压矢量中寻优, 计算量大, 运行时间长, 由此

产生数字延时, 不容忽视^[18,19].

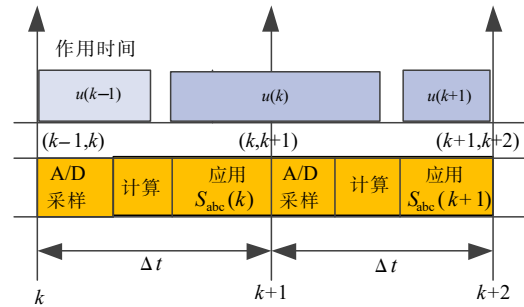


图6 未补偿预测控制作用过程示意图

此处采取 2 次预测且在采样开始时刻作用 S_{abc} 的补偿方法, 如图 7 所示, 此延时补偿法在第 k 次采样周期开始时刻, 进行 A/D 采样, 应用上次采样周期求取的 $S_{abc}(k)$, 进行预测运算, 获取第 $k+1$ 次采样周期开始时刻应用的 $S_{abc}(k+1)$. 在此过程中, 需对系统输出电压进行 2 次预测.

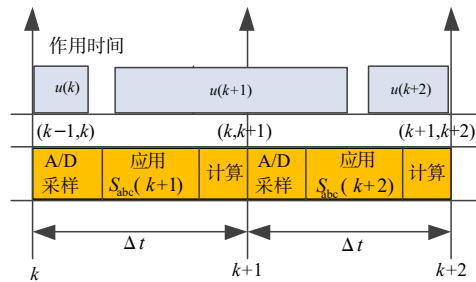


图7 延时补偿预测控制方法示意图

表 2 为针对两种预测控制, 数字信号处理器分别进行的操作步数, 表格最右边为快速预测控制相对于未改进策略算法效率提升的百分比. 从结果分析可以

表 2 传统预测控制和快速预测控制的操作次数对比

| 操作 | 传统策略 | 改进策略 | 提高比例(%) |
|------|------|------|---------|
| 坐标变换 | 5 | 5 | 0% |
| 相加 | 216 | 112 | 48% |
| 相乘 | 222 | 117 | 47% |
| 比较 | 54 | 54 | 0% |
| 相除 | 270 | 84 | 69% |
| 跳转 | 54 | 54 | 0% |
| 内存占用 | 189 | 189 | 0% |
| 相乘 | 378 | 140 | 63% |
| 求根 | 27 | 27 | 0% |
| 相减 | 297 | 138 | 53% |
| 总操作数 | 1423 | 731 | 49% |

看出,快速预测算法相对于未改进策略能够有接近 50% 的性能提升,其中除法和相乘的操作分别提升 69% 和 63%. 对算法实现多步预测和应用到多电平预测控制如五电平变换器(125 个控制矢量)当中,在保证处理速度的前提下,实现稳定控制,具有一定指导意义.

3 仿真实验

基于 MATLAB/SIMULINK 搭建三电平容错逆变电路的仿真模型,对三电平容错电路改进后的预测控制

方法进行验证,仿真参数如下: $u_{dc}=270\text{ V}$,滤波电感 $L=2\text{ mH}$,滤波电容 $C=40\text{ }\mu\text{F}$,负载电路为 $80\text{ }\Omega$,采样周期为 $T_s=10\text{ }\mu\text{s}$,额定频率为 400 Hz . 电路基于传统的有限集预测控制策略的控制结果如图 8(a)所示,在阻感负载下,加入测量噪声后,通过设置开关管控制延时信号($T_{\text{delay}}=5\text{ }\mu\text{s}$)得到三相输出电压的平均谐波含量为 $\text{THD}=5.98\%$,图 8(b)采用改进后的预测控制策略,将电路 MLD 模型作为预测模型,a 相 $\text{THD}=2.34\%$,满足航空要求($\text{THD}<5\%$). 可见,在设置阻感负载下,改进后算法对实际控制延时具有较好的抑制作用.

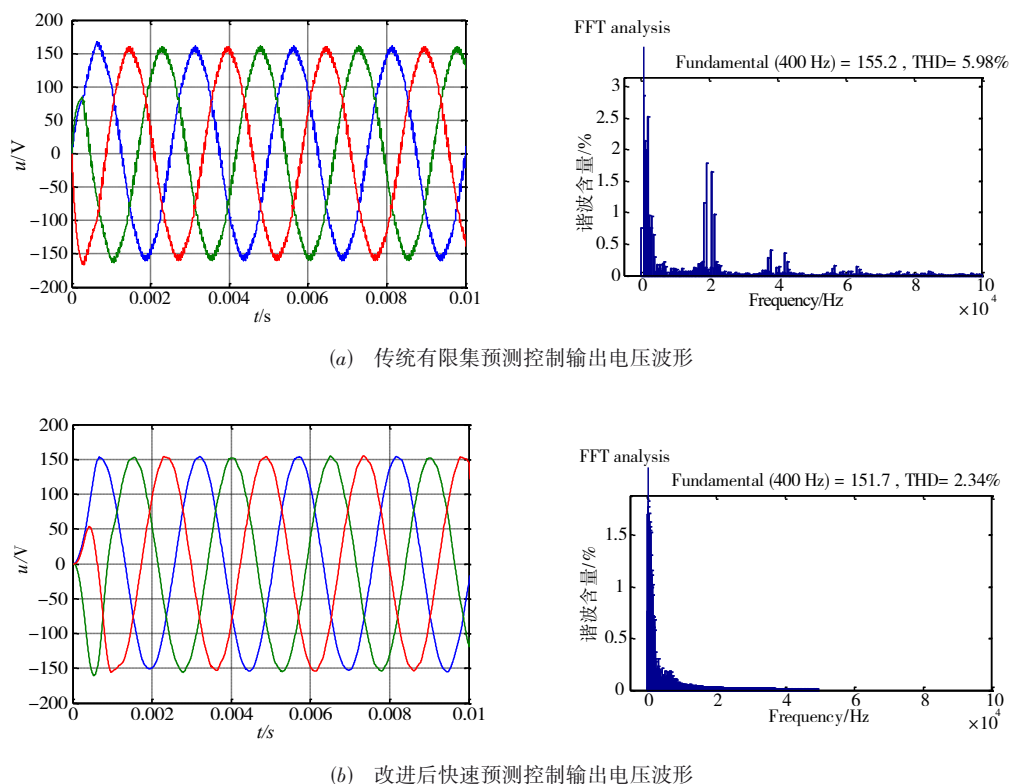


图 8 阻感负载下三电平容错电路预测控制结果

电路从空载到满载的暂态特性如图 9 所示,0.002 s 将 $80\text{ }\Omega$ 的电阻接入电路,从结果可以看出,两种控制策略的输出电压能快速稳定,具有较快的动态响应,然而改进后的控制策略具有更小的超调量,充分说明了对补偿预测控制延时问题的必要性. 满载运行后其 a 相输出电压谐波含量图 9(a)为 $\text{THD}=3.17\%$,图 9(b)为 $\text{THD}=2.36\%$.

与此同时对两种控制策略下在非线性负载情形下的中点电位进行对比,如图 10 所示. 图 10(a)为预测控制改进前的输出结果,其输出均值低于 135 V . 图 10(b)为改进后的预测控制输出结果,均值能够收敛到

135 V . 可见改进后的预测控制方案对于不增加第四桥臂的电路拓扑具有一定的优势.

对目标函数中的权重因子 λ 对预测控制算法的影响进行分析,从权重因子对电压输出谐波含量和与目标输出值跟踪误差作为指标,得到的仿真结果如图 11 所示,从结果可以看出权重因子在 $\lambda<2$ 之前,输出谐波含量和跟踪误差变化趋势较小,在权重因子 $\lambda>2$ 之后两种控制方案的谐波含量和跟踪误差均呈增加的趋势,且改进后的预测控制算法在输出电压质量上具有明显的优势.

基于 TMS320C6713 搭建实验控制平台对三电平

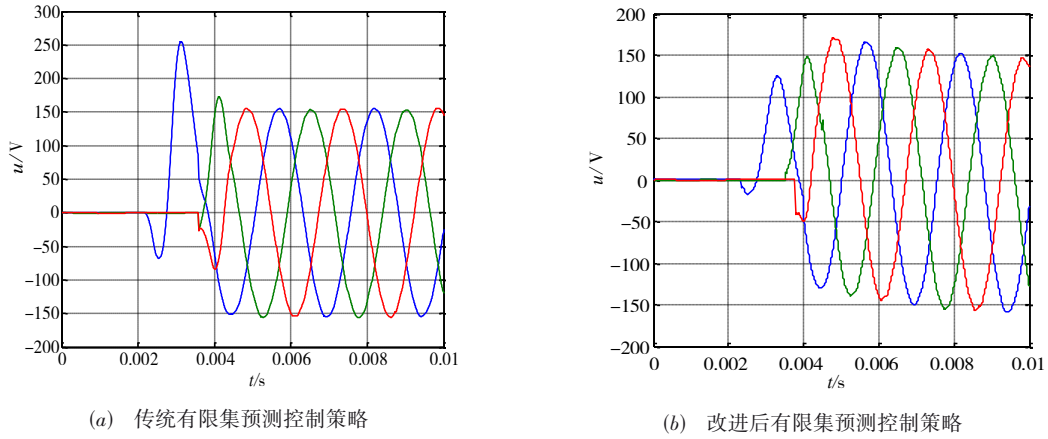


图9 电路从空载到满载时的输出电压

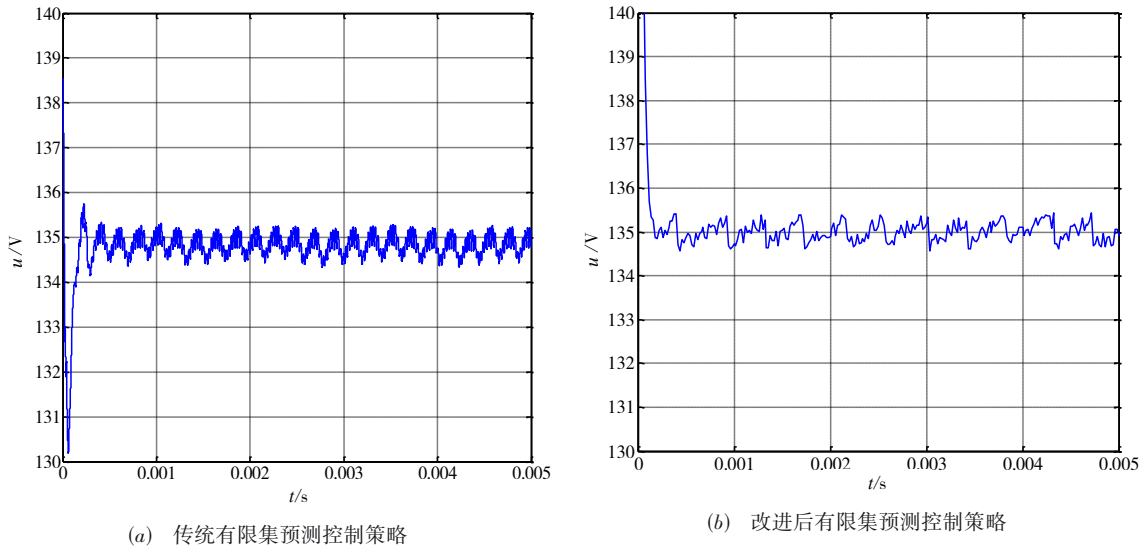


图10 算法改进前后电路中点电位

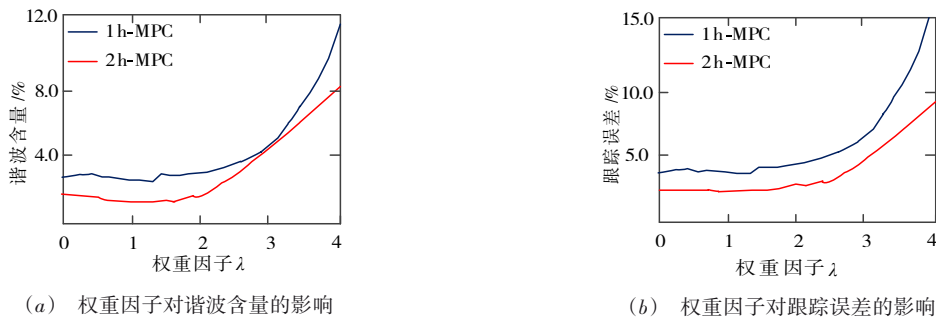


图11 预测控制权重因子对两种控制策略的影响

容错逆变电路的改进预测控制策略进行验证,滤波电感 $L=2\text{ mH}$, 滤波电容 $C=40\text{ }\mu\text{F}$, 采样周期为 $T_s=10\text{ }\mu\text{s}$, 实验结果如图12所示,图12(a)是阻感负载下稳态时输出电压波形, $\text{THD}=2.43\%$;图12(b)是电路

0.002 s从空载到满载时输出电压的暂态特性,满载后 $\text{THD}=2.76\%$;图12(c)在非线形负载情形下,逆变器输出电压的波形, $\text{THD}=3.98\%$;图12(d)为非线形负载条件下,中点电位控制结果。

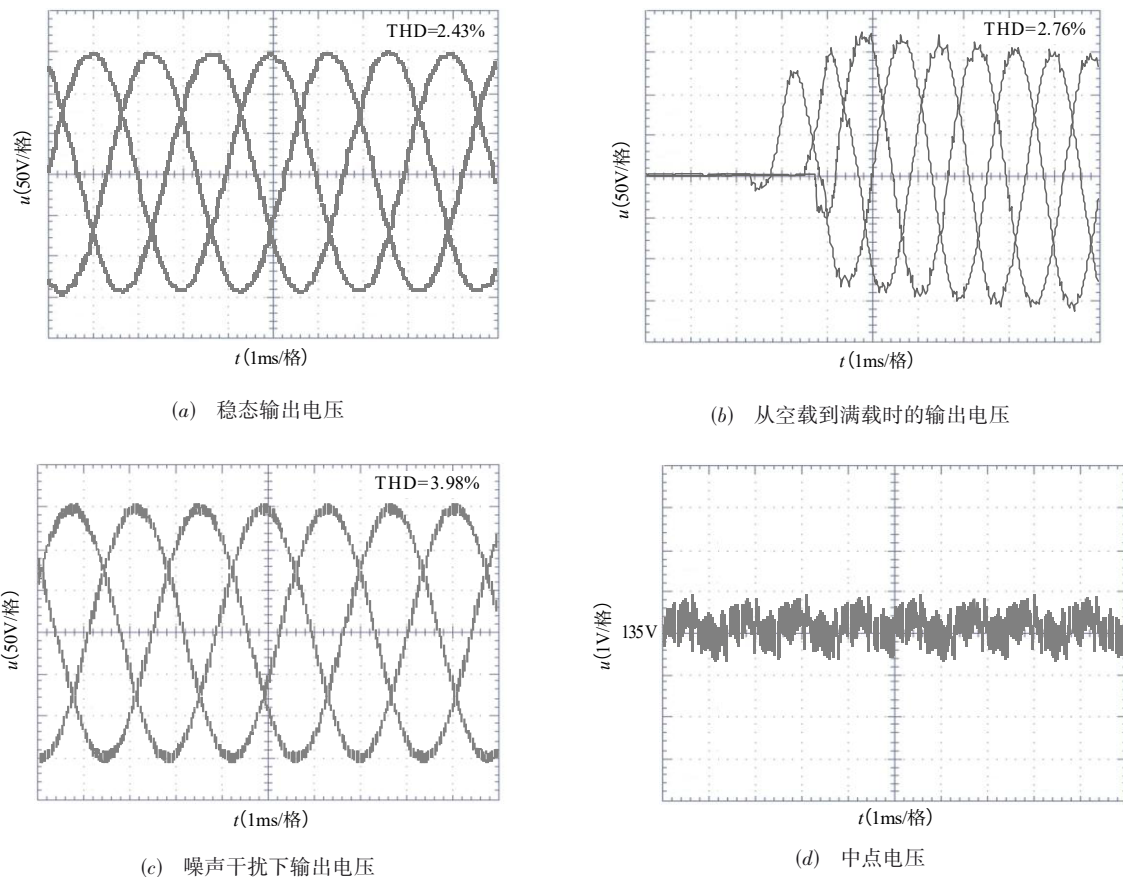


图12 实验结果

4 结论

文章首先为了解决三电平电路存在中点电压不平衡的问题,借助预测控制具有解决多目标优化问题的能力,引入一种分支定界的权重因子选择策略,设计预测目标函数,通过预测电路未来的状态,选择最优的开关矢量作为电路的控制输入,可以实现电路的有效控制.其次,当电路运行在三电平工作状态时数字控制器仍然有较大的计算量,针对多电平变换器设计过程中计算量较大的问题,研究了针对多电平变换器的快速预测方法,通过减少预测控制中循环计算电路模型的次数,达到减少计算量的目的.最后,利用两步预测控制解决算法实施过程的延时问题,有效改善电路输出电压输出质量和计算效率,通过仿真及实验结果验证了改进策略的实用性和有效性.

参考文献

[1] 曹晓冬,谭国俊,王从刚,等.三电平PWM整流器多模型预测控制方法[J].电工技术学报,2014,29(8):142-150.
CAO X D, TAN G J, WANG C G, et al. Research on

multi-model predictive control strategy of three-level PWM rectifier[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(8): 142-150.(in Chinese)

- [2] HU B H, KANG L Y, FENG T, et al. Dual-model predictive direct power control for Grid-connected Three-level converter systems[J]. Journal of Power Electronics, 2018, 18(5): 1448-1457.
- [3] VIJAYAGOPAL M, ZANCHETTA P, EMPRINGHAM L, et al. Control of a direct matrix converter with modulated model-predictive control[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2017, 53(3): 2342-2349.
- [4] 李宁,李颖晖,韩建定,等.基于混合逻辑动态模型的三相逆电路有限控制集模型预测控制策略[J].电网技术,2014,38(2):375-380.
LI N, LI Y H, HAN J D, et al. FCS-MPC strategy for inverters based on MLD model[J]. Power System Technology, 2014, 38(2): 375-380.(in Chinese)
- [5] BONALA A K, SANDEPUDI S R, MUDDINENI V P. Selective finite-states model predictive control of grid interfaced three-level neutral point clamped photovoltaic invert-

- er for inherent capacitor voltage balancing[J]. IET Power Electronics, 2018, 11(13): 2072-2080.
- [6] 裴进. 增加延时补偿的永磁同步电机电流预测控制[J]. 电工电气, 2019(5): 23-26, 48.
PEI J. Predictive current control of permanent magnet synchronous motor with delay compensation[J]. Electrotechnics Electric, 2019(5): 23-26, 48. (in Chinese)
- [7] 张永昌, 杨海涛, 魏香龙. 基于快速矢量选择的永磁同步电机模型预测控制[J]. 电工技术学报, 2016, 31(6): 66-73.
ZHANG Y C, YANG H T, WEI X L. Model predictive control of permanent magnet synchronous motors based on fast vector selection[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(6): 66-73. (in Chinese)
- [8] 王宏佳, 徐殿国, 杨明. 永磁同步电机改进无差拍电流预测控制[J]. 电工技术学报, 2011, 26(6): 39-45.
WANG H J, XU D G, YANG M. Improved deadbeat predictive current control strategy of permanent magnet motor drives[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(6): 39-45. (in Chinese)
- [9] 郭磊磊, 金楠, 申永鹏. 一种基于优化电压矢量选择的电压源逆变器模型预测共模电压抑制方法[J]. 电工技术学报, 2018, 33(6): 1347-1355.
GUO L L, JIN N, SHEN Y P. A mode predictive common-mode voltage suppression method for voltage source inverter based on optimum voltage vector selection[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(6): 1347-1355. (in Chinese)
- [10] KOLB J, KAMMERER F, GOMMERINGER M, et al. Cascaded control system of the modular multilevel converter for feeding variable-speed drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(1): 349-357.
- [11] MOON J W, KIM C S, PARK J W, et al. Circulating current control in MMC under the unbalanced voltage[J]. IEEE Transactions on Power Delivery, 2013, 28(3): 1952-1959.
- [12] PENG S H, ZHANG G Z, ZHOU Z Q, et al. MPTC of NP-clamped three-level inverter-fed permanent-magnet synchronous motor system for NP potential imbalance suppression[J]. IET Electric Power Applications, 2020, 14(4): 658-667.
- [13] ALSOFYANI LEE. Improved deadbeat FC-MPC based on the discrete space vector modulation method with efficient computation for a grid-connected three-level inverter system[J]. Energies, 2019, 12(16): 3111.
- [14] 林茂, 李颖晖, 吴辰, 等. 基于滑模模型参考自适应系统观测器的永磁同步电机预测控制[J]. 电工技术学报, 2017, 32(6): 156-163.
LIN M, LI Y H, WU C, et al. A model reference adaptive system based sliding mode observer for model predictive controlled permanent magnet synchronous motor drive[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2017, 32(6): 156-163. (in Chinese)
- [15] 高会民, 谢小英, 杜金桥. 高压 MMC 变换器低频运行特性分析及控制方法[J]. 电气传动, 2015, 45(4): 25-28.
GAO H M, XIE X Y, DU J Q. High voltage MMC converter low frequency characteristics analysis and control method[J]. Electric Drive, 2015, 45(4): 25-28. (in Chinese)
- [16] ILVES K, ANTONOPOULOS A, NORRGA S, et al. Steady-state analysis of interaction between harmonic components of arm and line quantities of modular multi-level converters[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(1): 57-68.
- [17] YANG G L, YI H T, CHAI C H, et al. Predictive current control of boost three-level and T-type inverters cascaded in wind power generation systems[J]. Algorithms, 2018, 11(7): 92.
- [18] 王伟华, 肖曦, 刘欢, 等. 电流增量预测控制策略参数稳定域拓展[J]. 电工技术学报, 2014, 29(3): 50-56.
WANG W H, XIAO X, LIU H, et al. Expanding parameter stability region for incremental predictive control strategy of current[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(3): 50-56. (in Chinese)
- [19] 王强, 岳远韶, 王天施, 等. 单相全桥三电平节能逆变器[J]. 电子学报, 2018, 46(12): 3068-3072.
WANG Q, YUE Y S, WANG T S, et al. A single-phase full-bridge three-level energy-saving inverter[J]. Acta Electronica Sinica, 2018, 46(12): 3068-3072. (in Chinese)

作者简介



林 茂 男, 1988 年生, 博士后, 研究方向为电力电子先进控制理论.
E-mail: 496180444@qq.com



李颖晖 女, 1966 年生, 教授, 博士生导师, 研究方向为电力系统控制