

MLD 模型下逆变电路改进型直接功率预测控制

韩建定¹, 齐 蓉¹, 张建业², 李雪丰³✉, 王传奇³

(1. 西北工业大学自动化学院, 西安, 710072; 2. 空军工程大学科研学术处, 西安, 710051;

3. 空军工程大学航空工程学院, 西安, 710038)

摘要 建立了新型逆变电路精确的混合逻辑动态(MLD)模型,并将其作为预测模型,研究了新型逆变电路基于预测直接功率控制(P-DPC)的模型预测控制方法。为了达到航空电源电压输出要求和降低开关损耗,在原来的 3+3 电压矢量控制序列法的基础上扩充了零矢量进行了改进,形成了一种新的对称的 4+4 电压矢量序列法,通过对下一时刻输出电压有功和无功分量的预测,在最小化目标函数值的基础上求出每一个电压矢量的作用时间,完成电路的控制。该方法减小了输出电压 THD,具有良好动静态特性有一个较为稳定的开关频率,仿真和实验验证了所提方法的可行性和有效性。

关键词 混合逻辑动态模型;逆变电路;模型预测控制;电压矢量

DOI 10.3969/j.issn.1009-3516.2018.01.012

中图分类号 TM464 **文献标志码** A **文章编号** 1009-3516(2018)01-0065-07

An Improved P-DPC for Inverter Based on MLD Model

HAN Janding¹, QI Rong¹, ZHANG Jianye², LI Xuefeng³✉, WANG Chuanqi³

(1. College of Automation, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China; 2. Science

Research Department, Air Force Engineering University, Xi'an 710051, China; 3. Aeronautics

Engineering College, Air Force Engineering University, Xi'an 710038, China)

Abstract: This paper builds a mixed logical model for a new inverter, and treats it as a predictive model in order to research the predictive direct power control for inverter. In order to achieve the aviation power supply requirements and reduce the switching losses, the zero vector improves to the original 3+3 voltage vector control sequence method. By calculating the active and reactive components of the output voltage at the next time, the action time of each voltage vector is obtained on the basis of minimizing the objective function value to complete the control of the circuit. The method reduces the output voltage THD, 4+4 voltage vector sequence method is good in dynamic and in static characteristics, and stable in switching frequency. The result shows that the method is feasible and valid.

Key words: mixed logical dynamical model; inverter; model predictive control; voltage vector

模型预测控制能够充分考虑控制对象的约束条件和非线性因素,适用于处理多变量的系统,并通过

收稿日期: 2017-08-30

基金项目: 国家自然科学基金(61074007);陕西省自然科学基金(2012JM8016)

作者简介: 韩建定(1971—),男,浙江余姚人,博士生,主要从事新型电能变换技术研究。E-mail:hanjiandinghjd@sina.com

通信作者: 李雪丰(1993—),男,四川达州人,硕士生,主要从事电力电子与电力传动研究。E-mail:519132089@qq.com

引用格式: 韩建定,齐蓉,张建业,等. MLD 模型下逆变电路改进型直接功率预测控制[J]. 空军工程大学学报(自然科学版), 2018, 19(1): 65-71. HAN Janding, QI Rong, ZHANG Jianye, et al. An Improved P-DPC for Inverter Based on MLD Model[J]. Journal of Air Force Engineering University (Natural Science Edition), 2018, 19(1): 65-71.

最小化目标函数值来同时实现多个控制目标,因而模型预测控制适用于电力电子电路的控制^[1]。但是,将模型预测控制应用于电力电子电路主要面临的一个难题是混合整数线性规划问题(Mixed Integer Quadratic Programming, MIQP)^[2-3]。

解决 MIQP 问题主要有 2 种思路,一种是离线求出最优解,将结果存储于制定好的表格,通过监测电路的状态实时查询表格,找出电路的最优解,但此方法占用计算机存储资源,并需要有效的查询算法^[4-5];另一种是利用在线优化算法,如 Branch and Bound,但此类方法需要大量的计算^[6]。

文献[7~11]采用鲁棒、无差拍、以及智能控制对逆变器进行控制,文献[12~18]研究了电路的有限控制集模型预测控制(Finite Control Set Model Predictive Control, FCS-MPC),FCS-MPC 充分利用了电力电子电路的离散特性,对电路每种可能的开关状态组合进行考虑,选择使目标函数值最小的开关状态作为电路的控制,可有效避免复杂的 MIQP 问题,但其主要存在 2 个问题:①开关频率不固定,增加了滤波的难度;②需要对每个开关状态进行考虑,不适用于开关状态较多的电路。P-DPC 可有效解决上述问题^[19],P-DPC 是把直接功率控制和预测控制相结合,文献[20]选择 3+3 电压矢量序列减小开关损耗。

相比于 3+3 电压矢量序列而言,选择 4+4 电压矢量序列可以保证恒定的开关频率和较低的输出电压 THD,矢量的作用时间通过最小化目标函数值

求取。

1 基于 MLD 的电路预测模型

图 1 所示是文献[20]中研究的具有多故障容错功能的逆变电路拓扑,功率管 VT₁-VT₄ 用于控制电路中中性点 O 的电压,R 为滤波电阻,L 为滤波电感,C 为滤波电容,T₁ 和 T₂ 是 2 个三相变压器。

引入 s₁~s₆ 作为功率管 S_{A1}~S_{A6} 的控制信号,规定滤波电流 i_a 流向负载的方向为正,从而对于 a 臂,其工作状态如式(1)所示,其中:“1”表示导通,“0”表示关断,U_{dc} 为直流电源电压。

$$\begin{aligned} i_a > 0: \\ s_1 = 0, s_4 = 1, &\Rightarrow u_{ag} = U_{dc}/2; \\ s_1 = 1, s_4 = 0, &\Rightarrow u_{ag} = U_{dc}; \\ s_1 = 0, s_4 = 0, &\Rightarrow u_{ag} = U_{dc}/2; \\ i_a < 0: \\ s_1 = 0, s_4 = 1, &\Rightarrow u_{ag} = U_{dc}/2; \\ s_1 = 1, s_4 = 0, &\Rightarrow u_{ag} = U_{dc}; \\ s_1 = 0, s_4 = 0, &\Rightarrow u_{ag} = U_{dc}; \end{aligned} \quad (1)$$

引入逻辑运算符^[21]，“∨”表示析取、“∧”表示合取、“¬”表示取非、“↔”表示等价,同时,引入逻辑变量 σ_a,如式(2)所示 σ_a = 1 和 σ_a = 0 分别表示离散事件 i_a > 0 和 i_a < 0。

$$\begin{cases} [\sigma_a = 1] \leftrightarrow [i_a > 0] \\ [\sigma_a = 0] \leftrightarrow [i_a < 0] \end{cases} \quad (2)$$

将式(1)中离散事件以逻辑变量代替,电路 a 臂

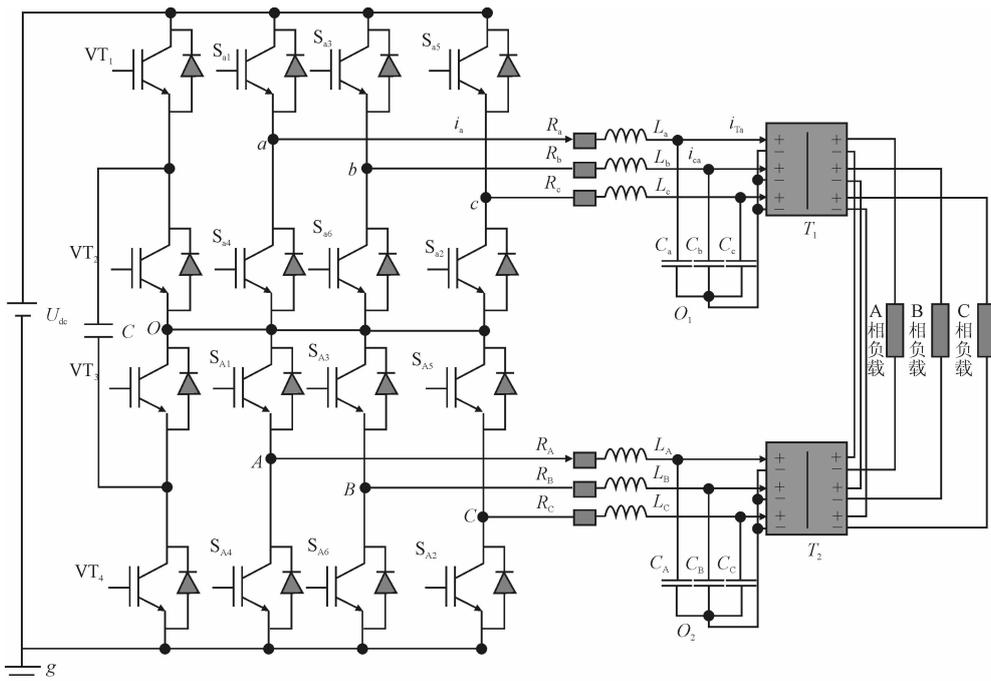


图 1 新型逆变器拓扑

Fig. 1 New inverter topology

的混合逻辑关系表达式(3):

$$\begin{aligned} & [s_1=0, s_4=1, \sigma_a=1] \vee [s_1=0, s_4=0, \sigma_a=1] \vee \\ & [s_1=0, s_4=1, \sigma_a=0] \leftrightarrow [u_{ag}=U_{dc}/2] \\ & [s_1=1, s_4=0, \sigma_a=1] \vee [s_1=0, s_4=0, \sigma_a=0] \vee \\ & [s_1=1, s_4=0, \sigma_a=0] \leftrightarrow [u_{ag}=U_{dc}] \end{aligned} \quad (3)$$

将式(3)整理,电压 u_{ag} 的混合逻辑表达式为:

$$u_{ag} = U_{dc} \left[\bar{s}_4(s_1 + \bar{s}_1\bar{\sigma}_a) + \frac{1}{2} \overline{\bar{s}_1(s_1 + \bar{s}_1\bar{\sigma}_a)} \right] \quad (4)$$

同理,对 b, c 两臂有:

$$\begin{cases} u_{bg} = U_{dc} \left[\bar{s}_6(s_3 + \bar{s}_3\bar{\sigma}_b) \right] + \frac{1}{2} \overline{\bar{s}_3(s_3 + \bar{s}_3\bar{\sigma}_b)} \\ u_{cg} = U_{dc} \left[\bar{s}_2(s_5 + \bar{s}_5\bar{\sigma}_c) \right] + \frac{1}{2} \overline{\bar{s}_5(s_5 + \bar{s}_5\bar{\sigma}_c)} \end{cases} \quad (5)$$

假设逆变电路三相平衡,则电路电压 $u_{a01}, u_{b01}, u_{c01}$ 的MLD表达式分别为:

$$\begin{bmatrix} u_{a01} \\ u_{b01} \\ u_{c01} \end{bmatrix} = \frac{U_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot$$

$$\begin{bmatrix} \left[\bar{s}_4(s_1 + \bar{s}_1\bar{\sigma}_a) \right] + \frac{1}{2} \overline{\bar{s}_4(s_1 + \bar{s}_1\bar{\sigma}_a)} \\ \left[\bar{s}_6(s_3 + \bar{s}_3\bar{\sigma}_b) \right] + \frac{1}{2} \overline{\bar{s}_6(s_3 + \bar{s}_3\bar{\sigma}_b)} \\ \left[\bar{s}_2(s_5 + \bar{s}_5\bar{\sigma}_c) \right] + \frac{1}{2} \overline{\bar{s}_2(s_5 + \bar{s}_5\bar{\sigma}_c)} \end{bmatrix} \quad (6)$$

将式(6)转换为空间向量形式,得:

$$\mathbf{u}_{O1} = \frac{2}{3} (u_{aO1} + \boldsymbol{\alpha} u_{bO1} + \boldsymbol{\alpha}^2 u_{cO1}) \quad (7)$$

式中: $\boldsymbol{\alpha} = e^{j(2\pi/3)}$ 。

同理,利用向量概念,将电路电感电流 i_{af}, i_{bf}, i_{cf} , 电容电压 u_{ac}, u_{bc}, u_{cc} , 输出电流 i_{Ta}, i_{Tb}, i_{Tc} , 均表示为空间向量的形式,如式(8)。

$$\begin{cases} \mathbf{i}_f = \frac{2}{3} (i_{af} + \boldsymbol{\alpha} i_{bf} + \boldsymbol{\alpha}^2 i_{cf}) \\ \mathbf{u}_c = \frac{2}{3} (u_{ac} + \boldsymbol{\alpha} u_{bc} + \boldsymbol{\alpha}^2 u_{cc}) \\ \mathbf{i}_T = \frac{2}{3} (i_{Ta} + \boldsymbol{\alpha} i_{Tb} + \boldsymbol{\alpha}^2 i_{Tc}) \end{cases} \quad (8)$$

考虑到:

$$\begin{cases} \frac{d\mathbf{i}_f}{dt} = \frac{1}{L} (\mathbf{u}_{O1} - \mathbf{u}_c) \\ \frac{d\mathbf{u}_c}{dt} = \frac{1}{C} (\mathbf{i}_f - \mathbf{i}_T) \end{cases} \quad (9)$$

假设采样时间为 T_s , 可将式(9)离散化:

$$\begin{cases} \mathbf{u}_c(k) = \frac{T_s}{C} (\mathbf{i}_f(k) - \mathbf{i}_T(k) + \mathbf{u}_c(k-1)) \\ \mathbf{i}_f(k) = \frac{T_s}{L} (\mathbf{u}_{O1}(k) - \mathbf{u}_c(k) + \mathbf{i}_f(k-1)) \end{cases} \quad (10)$$

从而,电路的一步预测方程如下:

$$\begin{cases} \mathbf{u}_c(k+1) = \frac{T_s}{C} (\mathbf{i}_f(k+1) - \mathbf{i}_T(k+1) + \mathbf{u}_c(k)) \\ \mathbf{i}_f(k+1) = \frac{T_s}{L} (\mathbf{u}_{O1}(k+1) - \mathbf{u}_c(k+1) + \mathbf{i}_f(k)) \end{cases} \quad (11)$$

将式(12)进行 park 变换,有:

$$\begin{cases} \mathbf{u}_{\alpha}(k+1) = \frac{T_s}{C} (\mathbf{i}_{f\alpha}(k+1) - \mathbf{i}_{T\alpha}(k+1) + \mathbf{u}_{\alpha}(k)) \\ \mathbf{u}_{\beta}(k+1) = \frac{T_s}{C} (\mathbf{i}_{f\beta}(k+1) - \mathbf{i}_{T\beta}(k+1) + \mathbf{u}_{\beta}(k)) \end{cases} \quad (12)$$

$$\begin{cases} \mathbf{i}_{f\alpha}(k+1) = \frac{T_s}{L} (\mathbf{u}_{O1\alpha}(k+1) - \mathbf{u}_{\alpha}(k+1) + \mathbf{i}_{f\alpha}(k)) \\ \mathbf{i}_{f\beta}(k+1) = \frac{T_s}{L} (\mathbf{u}_{O1\beta}(k+1) - \mathbf{u}_{\beta}(k+1) + \mathbf{i}_{f\beta}(k)) \end{cases} \quad (13)$$

将式(14)代入(13)可得:

$$\begin{cases} \mathbf{u}_{\alpha}(k+1) = \frac{T_s^2}{CL + T_s^2} \mathbf{u}_{\alpha}(k) + \frac{T_s^2}{CL + T_s^2} (\mathbf{i}_{f\alpha}(k) - \mathbf{i}_{T\alpha}(k+1)) + \frac{T_s^2}{CL + T_s^2} \mathbf{u}_{O1\alpha}(k+1) \\ \mathbf{u}_{\beta}(k+1) = \frac{T_s^2}{CL + T_s^2} \mathbf{u}_{\beta}(k) + \frac{T_s^2}{CL + T_s^2} (\mathbf{i}_{f\beta}(k) - \mathbf{i}_{T\beta}(k+1)) + \frac{T_s^2}{CL + T_s^2} \mathbf{u}_{O1\beta}(k+1) \end{cases} \quad (14)$$

由式(15)可见,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,且电路此时控制矢量给定,则 $\mathbf{u}_{\alpha}, \mathbf{u}_{\beta}$ 的斜率是一常数。

若 k 时刻电路输入矢量给定,其预测模型为:

$$\begin{cases} \mathbf{u}_{\alpha, k+1} = \mathbf{u}_{\alpha, k} + \frac{d\mathbf{u}_{\alpha, k}}{dt} \cdot t_i \\ \mathbf{u}_{\beta, k+1} = \mathbf{u}_{\beta, k} + \frac{d\mathbf{u}_{\beta, k}}{dt} \cdot t_i \end{cases} \quad (15)$$

式中: $(\mathbf{u}_{\alpha, k}, \mathbf{u}_{\beta, k})$ 为 k 时刻电压矢量作用前输出电压的有功分量和无功分量; $(\mathbf{u}_{\alpha, k+1}, \mathbf{u}_{\beta, k+1})$ 为 k 时刻电压矢量作用后的 $k+1$ 时刻输出电压的有功分量和无功分量; t_i 为电压矢量的作用时间。

2 对称的 4+4 电压矢量序列

2.1 矢量序列的原理

对称的 4+4 电压矢量序列是对 3+3 电压矢量序列的改进^[22], 如图 2 所示, 它选择与参考电压矢量 \mathbf{V}_r 相邻的 2 个电压矢量作为有效矢量, 外加 2 个零矢量 \mathbf{V}_0 和 \mathbf{V}_7 , 共 4 个矢量组成序列, 作为电路输入。

图 3 中, 将 4 个矢量分为 2 个子序列, 第 1 个子序列与第 2 个子序列完全对称, 第 1 个子序列的最后一个电压矢量及其作用时间与第 2 个子序列的第一个矢量及其作用时间完全相同, 2 个子序列的其他矢量也遵循同样的对称规律。

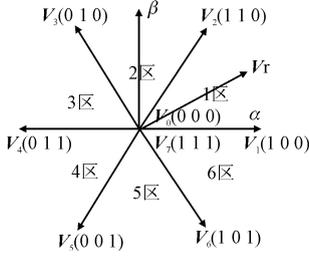


图2 空间电压矢量

Fig. 2 The space voltage vector

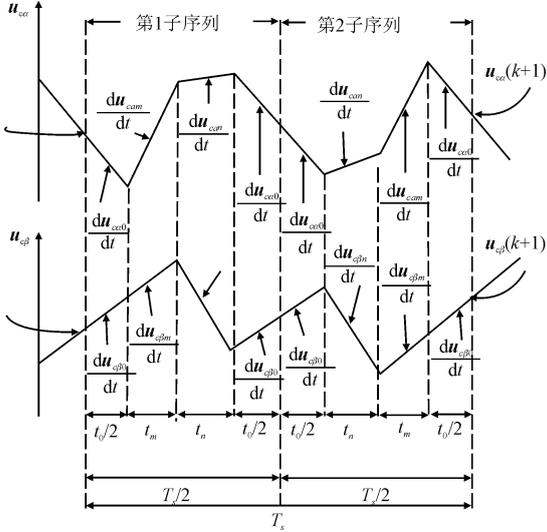


图3 4+4电压矢量序列原理图

Fig. 3 The schematic diagram of 4+4 voltage vector sequence

参考电压的矢量位于6个不同的扇区时,电路的4+4矢量序列见表1。

表1 4+4电压矢量序列

Tab. 1 4+4 voltage vector sequence

扇区	第1子序列	第2子序列
1	$V_0 V_1 V_2 V_7$	$V_7 V_2 V_1 V_0$
2	$V_0 V_3 V_2 V_7$	$V_7 V_2 V_3 V_0$
3	$V_0 V_3 V_4 V_7$	$V_7 V_4 V_3 V_0$
4	$V_0 V_5 V_4 V_7$	$V_7 V_4 V_5 V_0$
5	$V_0 V_5 V_6 V_7$	$V_7 V_6 V_5 V_0$
6	$V_0 V_1 V_6 V_7$	$V_7 V_6 V_1 V_0$

2.2 矢量作用时间的计算

k 此刻,假设电路参考电压的矢量位于第 i 个

$$t_m = \left\{ \left[\left(\frac{du_{\alpha 0}}{dt} - \frac{du_{\alpha 0}}{dt} \right) \cdot [u_{\alpha}^*(k+1) - u_{\alpha}(k+1)] + \left(\frac{du_{\alpha 0}}{dt} - \frac{du_{\alpha m}}{dt} \right) \cdot [u_{\beta}^*(k+1) - u_{\beta}(k+1)] + \left[\frac{du_{\beta 0}}{dt} \cdot \frac{du_{\alpha n}}{dt} - \frac{du_{\beta n}}{dt} \cdot \frac{du_{\alpha 0}}{dt} \right] \cdot \frac{T_s}{2} \right\} / \left\{ \left[\frac{du_{\beta 0}}{dt} \cdot \frac{du_{\alpha n}}{dt} - \frac{du_{\beta m}}{dt} \cdot \frac{du_{\alpha n}}{dt} - \frac{du_{\beta n}}{dt} \cdot \frac{du_{\alpha 0}}{dt} + \frac{du_{\beta m}}{dt} \cdot \frac{du_{\alpha 0}}{dt} - \frac{du_{\beta 0}}{dt} \cdot \frac{du_{\alpha m}}{dt} - \frac{du_{\beta n}}{dt} \cdot \frac{du_{\alpha m}}{dt} \right] \right\};$$

$$t_n = \left\{ \left[\left(\frac{du_{\beta 0}}{dt} - \frac{du_{\beta m}}{dt} \right) \cdot [u_{\alpha}^*(k+1) - u_{\alpha}(k+1)] + \left(\frac{du_{\alpha m}}{dt} - \frac{du_{\alpha 0}}{dt} \right) \cdot [u_{\beta}^*(k+1) - u_{\beta}(k+1)] + \left[\frac{du_{\beta 0}}{dt} \cdot \frac{du_{\alpha m}}{dt} - \frac{du_{\beta m}}{dt} \cdot \frac{du_{\alpha 0}}{dt} \right] \cdot \frac{T_s}{2} \right\} / \left\{ \left[\frac{du_{\beta 0}}{dt} \cdot \frac{du_{\alpha n}}{dt} - \frac{du_{\beta m}}{dt} \cdot \frac{du_{\alpha n}}{dt} - \frac{du_{\beta n}}{dt} \cdot \frac{du_{\alpha 0}}{dt} + \frac{du_{\beta m}}{dt} \cdot \frac{du_{\alpha 0}}{dt} - \frac{du_{\beta 0}}{dt} \cdot \frac{du_{\alpha m}}{dt} - \frac{du_{\beta n}}{dt} \cdot \frac{du_{\alpha m}}{dt} \right] \right\};$$

$$t_0 = T_s/2 - (t_m + t_n)$$

扇区,选择2个相邻的矢量 V_m 和 V_n 作为有效矢量,可得:

$$\begin{aligned} u_{\alpha,1} &= u_{\alpha,0} + \frac{du_{\alpha 0}}{dt} \cdot t_0, u_{\beta,1} = u_{\beta,0} + \frac{du_{\beta 0}}{dt} \cdot t_0 \\ u_{\alpha,2} &= u_{\alpha,1} + \frac{du_{\alpha m}}{dt} \cdot 2t_m, u_{\beta,2} = u_{\beta,1} + \frac{du_{\beta m}}{dt} \cdot 2t_m \\ u_{\alpha,3} &= u_{\alpha,2} + \frac{du_{\alpha n}}{dt} \cdot 2t_n, u_{\beta,3} = u_{\beta,2} + \frac{du_{\beta n}}{dt} \cdot 2t_n \end{aligned} \quad (16)$$

$$u_{\alpha,4} = u_{\alpha,3} + \frac{du_{\alpha 7}}{dt} \cdot t_7, u_{\beta,4} = u_{\beta,3} + \frac{du_{\beta 7}}{dt} \cdot t_7$$

$$T_s = t_0 + 2t_m + 2t_n + t_7$$

式中: t_0, t_m, t_n, t_7 分别是矢量 V_0, V_m, V_n, V_7 的作用时间,且有:

$$u_{\alpha,k} = u_{\alpha,0}, u_{\beta,k} = u_{\beta,0} \quad (17)$$

$$u_{\alpha,k+1} = u_{\alpha,4}, u_{\beta,k+1} = u_{\beta,4}$$

当2个零矢量的作用时间相等时,可将式(16)简化为:

$$\begin{aligned} u_{\alpha,1} &= u_{\alpha,0} + \frac{du_{\alpha,0}}{dt} \cdot 2t_0, u_{\beta,1} = u_{\beta,0} + \frac{du_{\beta,0}}{dt} \cdot 2t_0 \\ u_{\alpha,2} &= u_{\alpha,1} + \frac{du_{\alpha m}}{dt} \cdot 2t_m, u_{\beta,2} = u_{\beta,1} + \frac{du_{\beta m}}{dt} \cdot 2t_m \end{aligned} \quad (18)$$

$$u_{\alpha,3} = u_{\alpha,2} + \frac{du_{\alpha n}}{dt} \cdot 2t_n, u_{\beta,3} = u_{\beta,2} + \frac{du_{\beta n}}{dt} \cdot 2t_n$$

$$T_s = 2t_0 + 2t_m + 2t_n$$

为了计算矢量的作用时间,选择目标函数为:

$$g = g_{\alpha}^2 + g_{\beta}^2 \quad (19)$$

式中:

$$\begin{aligned} g_{\alpha} &= [u_{\alpha}^*(k+1) - u_{\alpha}(k+1)] - \\ &2 \left[\frac{du_{\alpha 0}}{dt} \cdot t_0 + \frac{du_{\alpha m}}{dt} \cdot t_m + \frac{du_{\alpha n}}{dt} \cdot t_n \right] \\ g_{\beta} &= [u_{\beta}^*(k+1) - u_{\beta}(k+1)] - \\ &2 \left[\frac{du_{\beta 0}}{dt} \cdot t_0 + \frac{du_{\beta m}}{dt} \cdot t_m + \frac{du_{\beta n}}{dt} \cdot t_n \right] \end{aligned}$$

若要使目标函数的值最小,有效矢量的作用时间需要满足:

$$\frac{\partial g}{\partial t_m} = 0, \quad \frac{\partial g}{\partial t_n} = 0 \quad (20)$$

从而可以求解各个矢量的作用时间 t_0, t_m, t_n , 见下式。

3 P-DPC 的结构设计

图 4 为 P-DPC 的结构框图,由采样模块、预测模块、PLL 模块、参考电压预测模块、目标函数模块组成,采样模块采集电路的电感电流及电容电压,并通过 $abc/\alpha\beta$ 变化得到 $i_{fa}(k)$ 、 $i_{fb}(k)$ 、 $u_{\alpha}(k)$ 、 $u_{\beta}(k)$; PLL 模块用于计算参考电压矢量的相角 θ ,判断参考电压矢量所在的扇区,从而选择相邻的 2 个电压矢量作为有效矢量^[21];预测模块根据采样模块和 PLL 模块提供的信息计算电路 $k+1$ 时刻的输出电压 $u_{\alpha}(k+1)$ 、 $u_{\beta}(k+1)$;目标函数模块根据式(17)~(19)计算各个矢量的作用时间,从而生成电路的控制信号 S_a 、 S_b 、 S_c 。

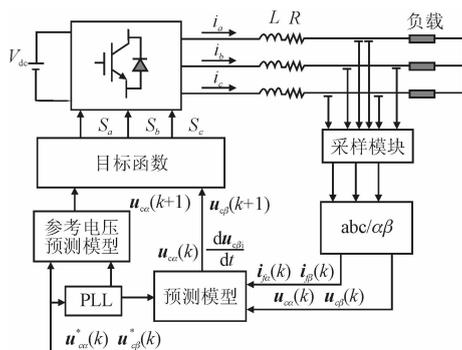


图 4 P-DPC 结构框图

Fig. 4 The block diagram of P-DPC

4 仿真与实验验证

根据图 1 所示的逆变电路拓扑,基于 MATLAB/SIMULINK 对文章所提方法进行验证,仿真参数如下: $U_{dc}=270$ V,滤波电感 $L=2$ mH,滤波电容 $C=78$ μ F,额定频率为 400 Hz,采样周期为 $T_s=10$ μ s。

为了验证上述 4+4 矢量控制策略的性能及 MLD 模型的有效性,仿真主要采用以下思路:

- 1)对比传统 3+3 矢量控制策略下电路传统开关函数模型与 MLD 模型的输出电压波形;
- 2)对比 MLD 模型下传统 3+3 矢量控制策略与 4+4 矢量控制策略的输出电压波形;
- 3)MLD 模型下,4+4 矢量控制策略的输出电压波形在负载由空载到满载时的暂态特性。

图 5 是基于开关函数模型和 3+3 电压矢量序列的 P-DPC 结果,THD=3.98%,从频谱图可以看出其谐波成分较为分散,不便于电路的滤波。图 6 是基于 MLD 模型和 3+3 电压矢量序列的控制结果,THD=1%,谐波主要集中于低频部分,便于电

路滤波。图 7 是基于 MLD 模型和 4+4 电压矢量序列的控制结果,THD=0.88%,谐波成分固定且集中于低频部分。图 8 是电路零矢量作用时间 t_0 和 2 个有效矢量作用时间 t_m 、 t_n 的计算结果。经仿真验证图 7 输出电压谐波含量最低,有利于滤波。相较于图 5 图 6 的输出电压性能最优。

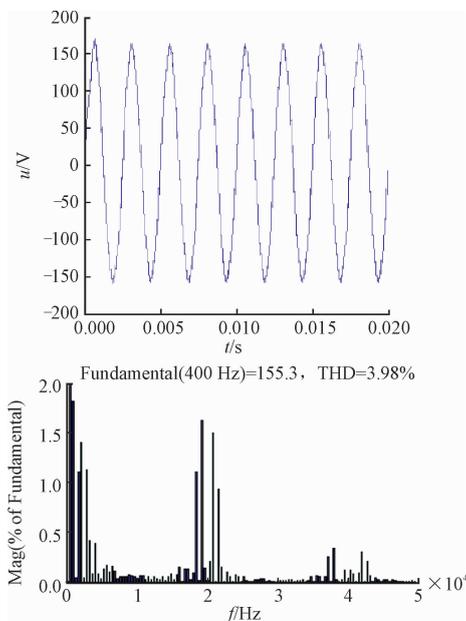


图 5 基于开关函数模型和 3+3 电压矢量序列的控制结果
Fig. 5 The control based on switch function model and 3+3 voltage vector sequence

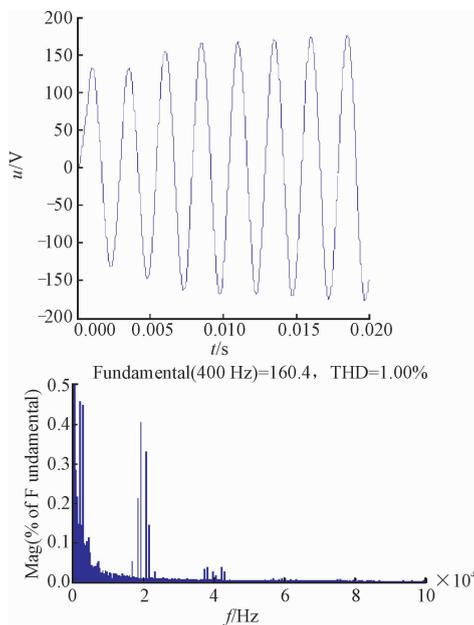


图 6 基于 MLD 模型和 3+3 电压矢量序列的控制结果
Fig. 6 The control based on MLD model and 3+3 voltage vector sequence

电路从空载到满载的暂态特性见图 9,0.0015 s 将 200 Ω 的电阻接入电路,图 9 中显示的是加载开始时的暂态波形,从结果可以看出,输出电压可以迅

速调整,并跟踪参考电压,满载后输出电压 a 相的 THD=1.35%。

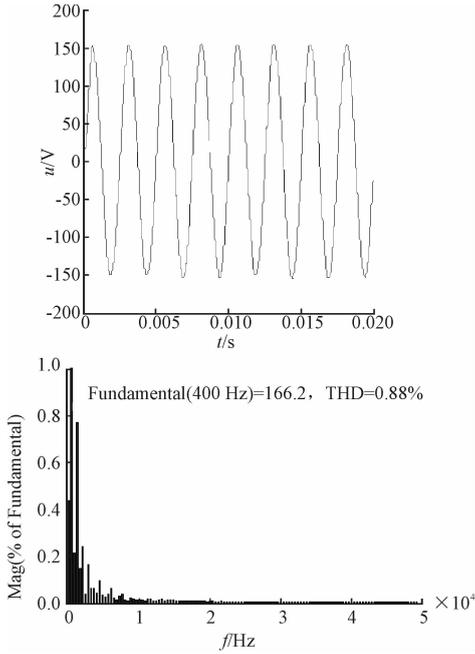


图7 基于MLD模型和4+4电压矢量序列的控制结果
Fig.7 The control based on MLD model and 4+4 voltage vector sequence

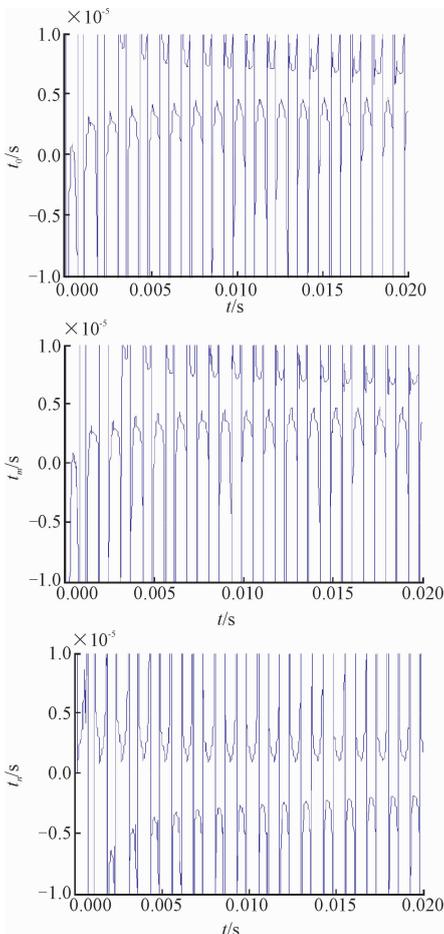


图8 矢量的作用时间

Fig.8 The action time of voltage vector

实验控制基于 TMS320C6713,三相整流电路作为直流电源,滤波电感 $L=2\text{ mH}$,滤波电容 $C=78\text{ }\mu\text{F}$,采样周期为 $T_s=10\text{ }\mu\text{s}$ 。实验结果如图10。

(a)是逆变电路空载稳态时输出电压波形, THD=2.57%,(b)是电路1.5 ms从空载到满载(由于负载实际接通较控制信号略有延时因此负载端电压输出波形较1.5 ms略有延时),a相输出电压的暂态特性波形,加载前负载端电压处于悬空状态,波形显示的是感应电压。满载后逆变电路稳态输出电压 THD=2.82%。

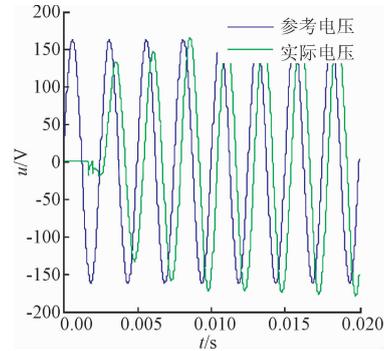


图9 控制的暂态特性

Fig.9 The transient performance of control

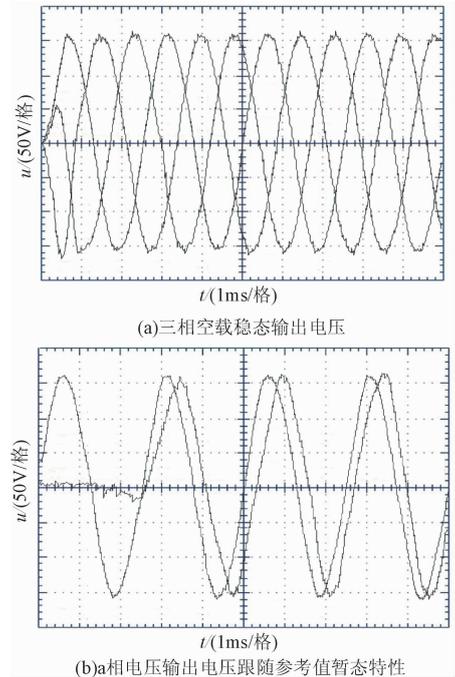


图10 实验结果

Fig.10 The test result

5 结语

文章建立了电路的MLD预测模型,在此基础上研究了基于4+4电压矢量序列的P-DPC策略,P-DPC策略具有良好的稳态和暂态特性,而且

可以得到较低的固定的输出电压谐波成分和输出电压 THD,符合航空交流电压要求 THD 小于 5% 的标准,便于电路的滤波器设计。仿真和实验验证了控制策略的可行性和有效性。

参考文献(References):

[1] CORTES P, KAZMIERKOWSKI M P, KENNEL R M. Predictive Control in Power Electronics and Drives [J]. IEEE Trans Ind Electron, 2008, 55(12): 4312-4324.

[2] AXEHILL D, BESSELMANN T, RAINMONDO D M. Suboptimal Explicit Hybrid MPC via Branch and Bound [C]//Preprints of the 18th IFAC World Congress, Milano; Italy, 2011.

[3] 郑雪生,李春文,戎袁杰. DC/AC 变换器的混杂系统建模及预测控制 [J]. 电工技术学报, 2009, 24(7): 87-92.

ZHENG X S, LI C W, RONG Y J. Hybrid Dynamic Modeling and Model Predictive Control for DC/AC Converter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(7): 87-92. (in Chinese)

[4] GEYER T, PAPAFOIOTOU G, FRASCA R. Constrained Optimal Control of Step-Down DC-DC Converter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 55(12): 2454-2464.

[5] BEMPORAD A, BORRELLI F, MORARI M. Model Predictive Control Based on Linear Programming: The Explicit Solution [J]. IEEE Transactions on Automatic Control, 2002, 47(12): 1974-1985.

[6] AXEHILL D, MORARI M. Improved Complexity Analysis of Branch and Bound for Hybrid MPC [C] //The 49th IEEE Conference on Decision and Control, USA: IEEE, 2010: 4216-4222.

[7] 曾正,杨欢,赵荣祥. LCL 滤波并网逆变器的鲁棒控制 [J]. 高电压技术, 2011, 12(37): 3143-3150.

ZENG Z, YANG H, ZHAO R X. Robust Control Strategy for Grid-Connected Inverters with LCL Filter [J]. High Voltage Engineering, 2011, 12(37): 3143-3150. (in Chinese)

[8] 汪小平,吴静妹光伏并网逆变器滑模控制策略研究 [J]. 电源技术, 2013, 37(11): 2023-2025.

WANG X P, WU J M. Photovoltaic Grid-Connected Inverter Control Strategy Based on Sliding Mode [J]. Power Technology, 2013, 37(11): 2023-2025. (in Chinese)

[9] 杨勇,阮毅,叶斌英,等. 三相并网逆变器无差拍电流预测控制方法 [J]. 电机工程学报, 2009, 29(33): 41-47.

YANG Y, RUAN Y, YE B Y, et al. Deadbeat Predictive Current Control Method for Three-Phase Grid-Connected Inverters [J]. Proceedings of the CSEE,

2009, 29(33): 41-47. (in Chinese)

[10] 张国月,齐冬莲,张建良,等. 光伏并网逆变器非线性离散最速误差反馈控制策略 [J]. 电工技术学报, 2016, 31(18): 116-141.

ZHANG G Y, QI D L, ZHANG J L, et al. Control Strategy of Non-Linear Discrete Time-Optimal Error Feedback in PV Grid-Connected Inverter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(18): 116-141. (in Chinese)

[11] 袁佳歆,陈柏超,田翠华,等. 基于免疫算法的定频三电平全桥逆变器最优控制的研究 [J]. 电工技术学报, 2006, 21(3): 42-46.

YUAN J X, CHEN B C, TIAN C H, et al. Research on Optimum Control Strategy of Three-Level Single-Phase Full-Bridge Inverter [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2006, 21(3): 42-46. (in Chinese)

[12] CORTES P, ORTIZ G, YUZ J I. Model Predictive Control of an Inverter with Output LC Filter for UPS Application [J]. Industrial Electronics, IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(6): 1875-1883.

[13] ZHANG Y L, LIN H. Simplified Model Predictive Current Control Method of Voltage-source Inverter [C]//The 8th International Conference on Power Electronics. The Shilla Jeju, Korea, 2011.

[14] RODRIGUEZ J, PONTT J. Predictive Current Control of a Voltage Source Inverter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2007, 54(1): 495-503.

[15] ALMER S, MARIETHOZ S, MORARI M. Sampled Data Model Predictive Control of a Voltage Source Inverter for Reduced Harmonic Distortion [J]. IEEE Transactions on Control Systems Technology, 2012.

[16] 沈坤,章兢. 具有建模误差补偿的三相逆变器模型预测控制算法 [J]. 电力自动化设备, 2013, 33(7): 86-91.

SHEN K, ZHANG J. Model Predictive Control Scheme with Modeling Error Compensation for Three-Phase Inverter [J]. Electric Power Automation Equipment, 2013, 33(7): 86-91. (in Chinese)

[17] 沈坤,章兢,王坚. 一种多步预测的变流器有限控制集模型预测控制算法 [J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(33): 37-44.

SHEN K, ZHANG J, WANG J. A Model Predictive Control Scheme of Multi-Step Prediction Finite Control Set for Converters [J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(33): 37-44. (in Chinese)

[18] 韩建定,齐蓉,雷晓彝,等. 三相逆变电路的离线模型预测控制研究 [J]. 电工技术学报, 2016, 31(15): 164-169.

