

基于可行解及移动闭塞策略的新型 逆变电路模型预测控制

李 宁¹, 李颖晖¹, 朱喜华¹, 雷洪利¹, 俞 佳²

(1. 空军工程大学航空航天工程学院, 陕西西安 710038; 2. 西安富士达科技股份有限公司科技部, 陕西西安 710077)

摘 要: 电力电子电路是典型的混杂系统, 文章建立了一种新型容错逆变电路的混杂系统模型, 与开关函数模型相比, 电路混杂系统模型能更好地描述电路的动态过程, 有助于实现电路的精确控制. 在此基础上, 将可行解及移动闭塞的思想用于电路的 MPC, 以电路可行解代替最优解, 可有效减少电路控制序列总数、降低开关频率, 实现电路 MPC 的快速求解, 仿真和实验验证了控制方法的可行性与有效性.

关键词: 模型预测控制; 混合逻辑动态建模; 可行解; 移动闭塞

中图分类号: TM464 **文献标识码:** A **文章编号:** 0372-2112 (2014)09-1753-07

电子学报 URL: <http://www.ejournal.org.cn> **DOI:** 10.3969/j.issn.0372-2112.2014.09.014

The MPC for Power Electronic Circuits Based on Feasibility and Move Blocking

LI Ning¹, LI Ying-hui¹, ZHU Xi-hua¹, LEI Hong-li¹, YU Jia²

(1. Aeronautics and Astronautics Engineering Institute, Air Force Engineering University, Xi'an, Shaanxi 710038, China;

2. MOST, Xi'an Forstar S&T Co. Ltd, Xi'an, Shaanxi 710077, China)

Abstract: Power electronic circuits are typical hybrid system. The paper established a hybrid system model for a fault-tolerant inverter. Compared with the switch function model, the hybrid system model of circuit could particularly depict the dynamic process of circuit, which would be beneficial to the accurate control for the circuit. Then, this paper researched circuit model predictive control(MPC) based on feasibility and move blocking, and replaced optimal solution with feasibility solution, which could reduce the number of control sequence and lower the switching frequency to fast solve the circuit MPC. Its feasibility and validity is verified by the simulation and experiment.

Key words: model predictive control; mixed logic dynamic model; feasibility; move blocking

1 引言

近年,大量文献对电力电子电路 MPC(Model Predictive Control)策略进行了研究, MPC 也被公认为是处理多变量系统的约束最优跟踪控制问题的最有效方法之一^[1~3]. 文献[4~6]建立了 DC-DC 电路精确的混杂系统模型, 通过优化目标函数选择最优电压适量作为电路的控制信号, 并将五种不同方法用于 DC-DC 变换器的控制, 通过分析对比, 采用了一种离线优化、在线查表的 MPC 思路, 有助于减少 MPC 的计算量, 使电压输出很好的跟踪电压给定, 得到了良好的控制效果. 文献[7]建立了 DC-DC 电路的混杂系统预测模型和基于最小开关损耗的目标函数, 研究了电路最小开关损耗的 MPC 策略.

综合分析, 目前电力电子电路 MPC 主要面临的难题是: 由于电路逻辑变量的影响及求解混合整数线性规

划问题的复杂性, 在极短的采样时间内(一般为几十微秒)在线求解电路控制具有很大的难度^[8~10].

本文建立了一种新型逆变电路的混杂系统模型, 并将其作为预测模型, 应用了基于可行解及移动闭塞策略的 MPC 方法, 主要具有以下特征:

(1) 运用了可行解的思想, 以可行解代替最优解, 不仅可以降低开关频率, 减少电路损耗, 而且避免了寻找最优解的复杂计算过程, 防止特殊条件下由于最优解不存在而导致电路出现不可控的情况;

(2) N 为预测时域, 引入移动闭塞策略, 使功率管仅在电路采样时刻动作而忽略预测时域内功率管的动作, 从而将电路控制序列总数从 8^N 减少至 8, 降低了电路 MPC 的求解难度;

(3) 将电路 k 时刻的控制序列作为 $k-1$ 时刻控制序列和 k 时刻电路状态的函数, 离线预先求解电路 k

时刻的可行解,将求解结果以表格储存,电路工作时以查表形式在线实时得到电路的控制序列,从而克服了MPC在线求解混合整数线性规划问题所面临的难题。

2 新型逆变电路的混合逻辑动态建模

混杂系统是指由连续变量动态系统和离散事件动态系统相互混杂、相互作用的系统^[11]。电力电子电路中开关器件通断的每一种组合均是一个离散事件,该阶段中电路变量的变化受状态方程的约束,具有连续变量的性质,因此电力电子电路是一种典型的混杂系统。

混合逻辑动态模型作为混杂系统建模方法中的一种,是将系统整个当作一个微分方程组来处理,离散事件以条件的方式嵌入微分方程组中,最终将控制问题转化为优化问题,以便利用智能算法解决电力电子电路的控制问题^[12,13],本文首先建立新型逆变电路的混合逻辑动态模型。

图1为本文所要研究的逆变器拓扑,该电路的优点是正常工作状态下,每个功率管承受的关断电压为直流母线电压 V_{dc} 的一半,有助于减小开关损耗,降低开关管的故障率,延长开关管的寿命, T_1 和 T_2 是两个变比为 1:1 的三相变压器,具有隔离和消除干扰的作用。

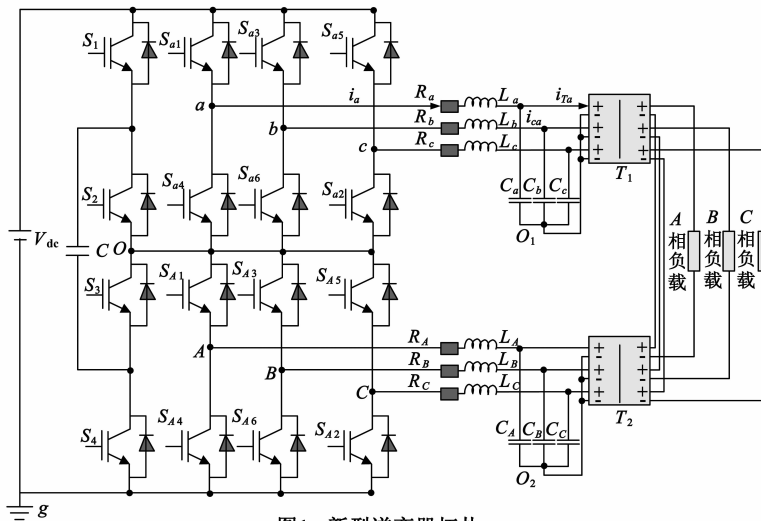


图1 新型逆变器拓扑

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

由式(1)中 a 臂的运行模式,以逻辑变量代替离散事件,可得电路的复合逻辑关系表达式如式(3):

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

由上述逻辑关系可以得到电压 u_{ag} 的数学描述表达式为:

逆变器上部三臂 a, b, c 与下部三臂 A, B, C 对称,此电路对于多桥臂(不多于3个)同时故障均可实现容错,开关管 $S_1 - S_4$ 主要用于中点电位的平衡控制^[14]。

引入开关管 $S_{a1} - S_{a6}$ 的控制信号 $s_1 - s_6$,“1”表示导通,“0”表示关断,定义电流 i_a 流入滤波电感的方向为正,可以得到电路 a 臂的运行状态如式(1),电路其他桥臂情况类似。

$$\begin{aligned} & \text{当 } i_a > 0 \text{ 时} \\ & \text{如果 } s_1 = 0, s_4 = 1, \text{ 则 } u_{ag} = V_{dc}/2; \\ & \text{如果 } s_1 = 1, s_4 = 0, \text{ 则 } u_{ag} = V_{dc}; \\ & \text{如果 } s_1 = 0, s_4 = 0, \text{ 则 } u_{ag} = V_{dc}/2; \\ & \text{当 } i_a < 0 \text{ 时} \\ & \text{如果 } s_1 = 0, s_4 = 1, \text{ 则 } u_{ag} = V_{dc}/2; \\ & \text{如果 } s_1 = 1, s_4 = 0, \text{ 则 } u_{ag} = V_{dc}; \\ & \text{如果 } s_1 = 0, s_4 = 0, \text{ 则 } u_{ag} = V_{dc}; \end{aligned} \quad (1)$$

引入逻辑运算符^[15,16],“ \wedge ”表示析取、“ \vee ”表示合取、“ \neg ”表示取非、“ \leftrightarrow ”表示等价,对于逆变器 a 臂,引入逻辑变量,将离散事件 $i_a > 0$ 和 $i_a < 0$ 分别用逻辑变量 $\sigma_a = 1$ 和 $\sigma_a = 0$ 表示,如式(2)所示。

$$u_{ag} = V_{dc} [\bar{s}_4 (s_1 + \bar{s}_1 \bar{\sigma}_a) + \frac{1}{2} \overline{s_4 (\bar{s}_1 + \bar{s}_1 \bar{\sigma}_a)}] \quad (4)$$

同理,可以获得 b, c 两臂的混合逻辑动态模型:

$$\begin{cases} u_{ag} = V_{dc} [\bar{s}_4 (s_1 + \bar{s}_1 \bar{\sigma}_a) + \frac{1}{2} \overline{s_4 (\bar{s}_1 + \bar{s}_1 \bar{\sigma}_a)}] \\ u_{bg} = V_{dc} [\bar{s}_6 (s_3 + \bar{s}_3 \bar{\sigma}_b) + \frac{1}{2} \overline{s_6 (s_3 + \bar{s}_3 \bar{\sigma}_b)}] \\ u_{cg} = V_{dc} [\bar{s}_2 (s_5 + \bar{s}_5 \bar{\sigma}_c) + \frac{1}{2} \overline{s_2 (s_5 + \bar{s}_5 \bar{\sigma}_c)}] \end{cases} \quad (5)$$

由式(5),三相平衡时,可以得到逆变器上部三臂 a, b, c 的离散输入向量为:

$$\mathbf{u} = \begin{bmatrix} u_{aol} \\ u_{bol} \\ u_{col} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} [\bar{s}_4(s_1 + \bar{s}_1\bar{\sigma}_a)] + \frac{1}{2}\overline{\bar{s}_4(s_1 + \bar{s}_1\bar{\sigma}_a)} \\ [\bar{s}_6(s_3 + \bar{s}_3\bar{\sigma}_b)] + \frac{1}{2}\overline{\bar{s}_6(s_3 + \bar{s}_3\bar{\sigma}_b)} \\ [\bar{s}_2(s_5 + \bar{s}_5\bar{\sigma}_c)] + \frac{1}{2}\overline{\bar{s}_2(s_5 + \bar{s}_5\bar{\sigma}_c)} \end{bmatrix} \quad (6)$$

假定上部三臂滤波电阻均为 R , 电感为 L , 电容为 C , 变压器电感为 L_T , 得到新型逆变器上部三臂电压方程的混合逻辑动态向量模型为:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} \\ \mathbf{y} &= \mathbf{C}\mathbf{x} \end{aligned} \quad (7)$$

其中,

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -R/L & 0 & 0 & -1/L & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R/L & 0 & 0 & -1/L & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -R/L & 0 & 0 & -1/L & 0 & 0 & 0 \\ 1/C & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1/C & 0 & 0 \\ 0 & 1/C & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1/C & 0 \\ 0 & 0 & 1/C & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1/C \\ 0 & 0 & 0 & 1/L_T & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1/L_T & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 1/L_T & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{C} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 2 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 2 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix},$$

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ u_{ca} \\ u_{cb} \\ u_{cc} \\ i_{Ta} \\ i_{Tb} \\ i_{Tc} \end{bmatrix}, \mathbf{y} = \begin{bmatrix} u_A \\ u_B \\ u_C \end{bmatrix}$$

将式(7)逆变电路的 MLD 向量模型离散化可得:

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(k+1) &= \mathbf{A}_d\mathbf{x}(k) + \mathbf{B}_d\mathbf{u}(k) \\ \mathbf{y}(k) &= \mathbf{C}\mathbf{x}(k) \end{aligned} \quad (8)$$

其中, $\mathbf{A}_d = e^{AT}$, $\mathbf{B}_d = \left(\int_0^T e^{At} dt \right) \mathbf{B}$, T 为采样周期。

3 基于可行解及移动闭塞策略的新型逆变电路模型预测控制

3.1 基本概念

电路预测时域为 N , n 为预测步数, y_{\max} 及 y_{\min} 为被控变量 y 的数值 y 的上、下界限, 建立预测模型如式(8), 控制的目标是寻找电路满足以下两个条件的控制序列:

- (1) 必须是电路的可行解, 但不一定是最优解;
- (2) 使电路开关频率最小。

引入可行解的思想, 以可行解代替最优解, 可以明显降低电路开关频率, 减少损耗, 避免寻找最优解的复杂计算^[17]。

为了便于理解和后文说明, 给出相关的几个定义:

定义 1 使被控变量 y 保持在设定界限以内的控制序列 \mathbf{u} 称为电路的可行解, 可见电路的可行解并不唯一;

定义 2 所有可行解组成的集合称为电路的可行解集。

定义 3 与电路可行解对应的电路状态变量的范围称为电路的可行状态集。

定义 4 电路所有可能的控制序列集合称为电路的控制集。

如果电路每一步预测功率管都动作, 电路的控制序列数目将非常巨大(如: 对新型逆电路上部三臂来说, 控制序列总数为 8^N), 从而较难或无法实现电路的 MPC, 因为电路需要在极短的采样时间内(一般为几十微秒)从所有的控制序列中选择最为合适的控制。为此, 本文引入移动闭塞的思想, 使功率管仅在电路采样时刻动作而忽略预测时域内功率管的动作, 从而将控制序列总数从 8^N 减少至 8, 可极大的降低电路 MPC 的求解难度。

定义 5 电路的控制序列为 \mathbf{u} , 若对于任意 $\mathbf{X}_i \in \mathbf{X}_u^n$, 电路的被控输出变量 $y_i(k+j)$ (其中 $j \in \{1, \dots, n\}$) 都不会超出设定的界限, 则称电路 k 时刻的状态向量集合 \mathbf{X}_u^n 为电路的 n 步可行状态向量集, n 为 \mathbf{X}_u^n 的最小可行步数, \mathbf{X}_i 为电路的状态向量;

定义 6 电路控制为 \mathbf{u} , 对于任意 $\mathbf{X}_j \in \mathbf{Y}_u^n$, 电路的被控输出变量 $y_i(k+j)$ (其中 $j \in \{1, \dots, n-1\}$) 都不会超出设定的界限, 但 $y_i(k+n)$ 超出界限, 则称电路 k 时刻的状态向量集合 \mathbf{Y}_u^n 为电路的非 n 步可行状态向量集, 集合 \mathbf{Y}_u^n 的最大可行步数为 $n-1$ 。

3.2 求解算法

由以上定义, 引出一个重要的集合 $\mathbf{P}_{u_i}^n$ 。集合 $\mathbf{P}_{u_i}^n$ 的

定义为:对于电路的任一状态向量 $\mathbf{x}(k)$,若 $\mathbf{x}(k) \in P_{u_i}^n$,则电路的被控输出变量在控制序列 $\mathbf{u}_i(k)$ 的作用下未来 $k+j$ 步均不会超出设定界限,其中 $1 \leq j \leq n_i$.

X_0 为电路的状态向量空间,若:

$$\mathbf{u}(k) = \mathbf{u}(k-1) \quad (9)$$

电路被控输出变量 \mathbf{y} 在 $k+1$ 时刻依然在设定的界限内,则将此刻电路的状态向量集合 Q_u^c 称为电路的核, $Q_u^c \subseteq X_0$,其中 R 为设定的被控变量的界限, g_{MLD} 为式(8)所示电路的预测模型.

$$Q_u^c = \{ \mathbf{x} \in X_0 \mid g_{MLD}(\mathbf{x}(k), \mathbf{u}(k)) \in R \} \quad (10)$$

同时,将满足式(11)的电路状态向量集合称为电路的环.

$$Q_u^r = X_0 \setminus P_u^c \quad (11)$$

如图2所示为电路控制序列的求解算法流程图,根据电路前一时刻控制序列 $\mathbf{u}(k-1)$ 及 k 时刻电路状态信息,判断电路当前状态 $\mathbf{x}(k)$,如果满足 $\mathbf{x}(k) \in Q_u^c$,则取电路控制序列如式(9),如果 $\mathbf{x}(k) \notin Q_u^c$,继续考察 $\mathbf{u}(k-1)$ 之外的其他控制序列,寻找具有最大的可行步数 n_i 的控制序列 \mathbf{u}_i ,如式(12).假如同时存在两个控制序列满足式(5)且具有相同的可行步数 $n_i = n_j$,则根据式(13)目标函数,选择使电路开关频率较小的控制序列作为最佳控制序列.从而在保证电路控制性能的同时,达到最小的开关损耗.

$$\mathbf{x}(k) \in P_{u_i}^{n_i} \quad (12)$$

$$i(k) = \arg \min_{u_i} \frac{\| \mathbf{u}(k) - \mathbf{u}(k-1) \|}{n_i} \quad (13)$$

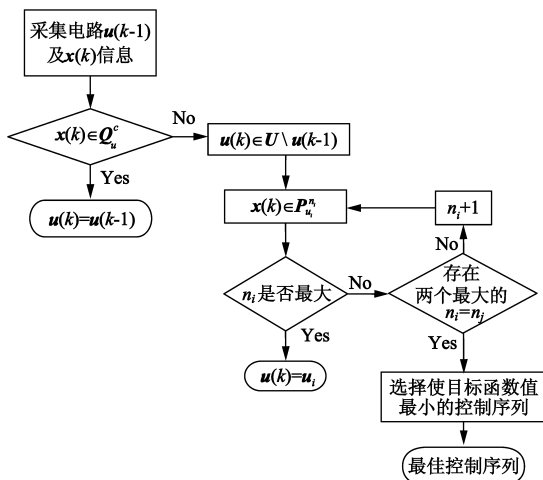


图2 算法流程图

3.3 控制器设计

电路上、下结构对称,控制原理相同,以上部三臂为例进行说明.如图3所示为新型逆变电路控制原理,应用图2控制序列求解算法,将电路的控制 $\mathbf{u}(k)$ 作为

$\mathbf{u}(k-1)$ 及状态变量 $\mathbf{x}(k)$ 的函数,预先计算电路的控制,将结果存于表格.电路工作时,通过实时检测电路 $k-1$ 时刻的控制 $\mathbf{u}(k-1)$ 及 k 时刻电路的状态 $\mathbf{x}(k)$,经查表得到电路的控制 $\mathbf{u}(k)$ 作为电路的输入.

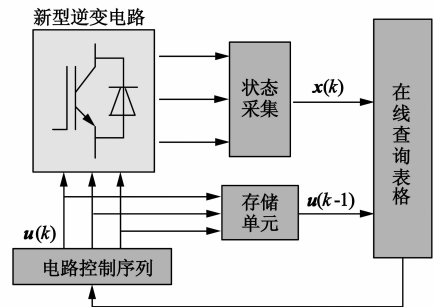


图3 控制原理

对于电路 a, b, c 上部三臂,引入开关函数 s_a, s_b, s_c 如式(14)所示,从而电路的控制可以表示为 $\mathbf{u} = (s_a, s_b, s_c)$,共有 8 种不同的控制序列.

$$\begin{cases} s_a = 1, \text{表示上管导通,下管关断} \\ s_a = 0, \text{表示下管导通,上管关断} \end{cases} \quad (14)$$

式(15)为电路关函数 s_a, s_b, s_c 与功率管控制信号 $s_1 - s_6$ 之间的关系.

$$\begin{cases} s_1 = s_a, s_4 = \bar{s}_a \\ s_3 = s_b, s_6 = \bar{s}_b \\ s_5 = s_c, s_2 = \bar{s}_c \end{cases} \quad (15)$$

式(16)是电路被控输出变量的设定界限,其中 y_{ref} 为电路参考输出, m 为允许带宽.

$$\begin{cases} y_{min} \leq y \leq y_{max} \\ y_{max} = y_{ref} + \frac{m}{2} \\ y_{min} = y_{ref} - \frac{m}{2} \end{cases} \quad (16)$$

滤波电感的最大允许电流为 i_{max} ,从而不等式组(17)构成了电路的状态向量空间 X_0 .

$$\mathbf{x} = \begin{bmatrix} |i_a| \\ |i_b| \\ |i_c| \end{bmatrix} \leq \begin{bmatrix} i_{max} \\ i_{max} \\ i_{max} \end{bmatrix} \quad (17)$$

$\mathbf{u}(k-1)$ 为前一时刻电路的控制序列,实时监测电路 k 时刻状态 $\mathbf{x}(k)$,若 $\mathbf{x}(k) \in Q_{u(k-1)}^c$,其中 $Q_{u(k-1)}^c$ 为电路的核集,则 k 时刻电路的控制序列为 $\mathbf{u}(k) = \mathbf{u}(k-1)$,即可保证电路 $k+1$ 时刻的被控输出变量 $\mathbf{y}(k+1)$ 仍然满足式(16)的要求;如果 $\mathbf{x}(k) \notin Q_{u(k-1)}^c$,考察 $\mathbf{u}(k-1)$ 之外的其他控制,若 $\mathbf{x}(k) \in P_{u_i}^{n_i}$,且满足 $n_k > n_i, i = 1, \dots, 7$,则电路控制 $\mathbf{u}(k) = \mathbf{u}_k$;假如同时存在两个控制序列 $\mathbf{u}_k, \mathbf{u}_l$ 所对应的 $n_k = n_l > n_i, i = 1, \dots, 6$,且 k 时刻电路状态 $\mathbf{x}(k)$ 满足式(18),则根据式(13)选择

使开关频率较小的控制序列作为电路 k 时刻的控制。

$$\mathbf{x}(k) \in \mathbf{P}_{u_k}^1 \text{ 且 } \mathbf{x}(k) \in \mathbf{P}_{u_i}^{n_i} \quad (18)$$

综上,电路核集 $\mathbf{P}_{u(k-1)}^c$ 实质上是电路 $k-1$ 时刻控制序列 $\mathbf{u}(k-1)$ 对应的集合 $\mathbf{P}_{u(k-1)}^1$, 因此,可以看出集合 $\mathbf{P}_{u_i}^{n_i}$ 的求解是实现电路控制策略的关键。

$$\left\{ \mathbf{x}(k) \right\} \left\{ \begin{array}{l} \mathbf{x}(k+1) = \mathbf{A}_d \mathbf{x}(k) + \mathbf{B}_d \mathbf{u}_i(k) \\ \mathbf{y}(k+1) = \mathbf{C} \mathbf{x}(k+1) \\ y_{\min}(k+1) \leq y(k+1) \leq y_{\max}(k+1) \end{array} \right\} \quad (19)$$

利用电路的预测模型式(8),对电路未来 $k+i$ ($1 \leq i \leq N$) 时刻的状态及输出进行预测,对于满足式(19)的状态向量集合称为电路控制序列 \mathbf{u}_i 对应的 1 步可行状态集,记为 $\mathbf{X}_{u_i}^1$,同理,对于满足式(20)的状态向量集合称为电路的 2 步可行状态集,记为 $\mathbf{X}_{u_i}^2$,则 $\mathbf{P}_{u_i}^1$ 如式(21)所示。

$$\left\{ \mathbf{x}(k) \right\} \left\{ \begin{array}{l} \mathbf{x}(k+2) = \mathbf{A}_d^2 \mathbf{x}(k) + \mathbf{A}_d \mathbf{B}_d \mathbf{u}_i(k) + \mathbf{B}_d \mathbf{u}_i(k) \\ \mathbf{y}(k+2) = \mathbf{C} \mathbf{x}(k+2) \\ y_{\min}(k+2) \leq y(k+2) \leq y_{\max}(k+2) \end{array} \right\} \quad (20)$$

$$\mathbf{P}_{u_i}^1 = \mathbf{X}_{u_i}^1 \setminus \mathbf{X}_{u_i}^2 \quad (21)$$

同理,依次求解得到 $\mathbf{P}_{u_i}^2 \cdots \mathbf{P}_{u_i}^{n_i}$, $2 \leq n_i \leq N$, 并求解除 \mathbf{u}_i 之外的其他 7 个控制序列的集合 $\mathbf{P}_{u_j}^{n_j}$ 。

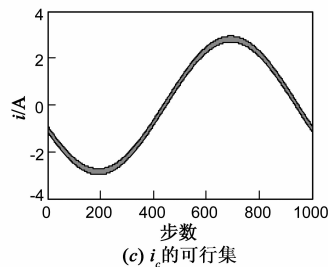
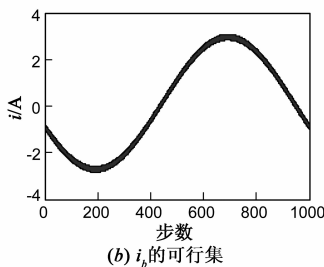
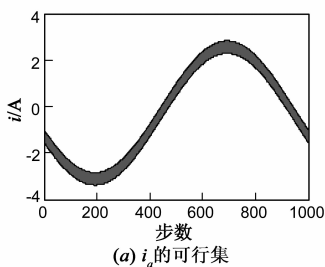


图4 集合 $\mathbf{P}_{u_i}^1$ 的状态向量可行集

实验平台基于 TMS320C6713, 它是一款 32 位高速浮点型 DSP, 其时钟最高频率达 300MHz. 另外, 选择光电耦合器 TLP220, 当电路发生故障时, 可以迅速隔离控制板和主电路, IR2118 作为驱动电路. 利用 IRF620 MOSFET 和 RUP1560 二极管搭建电路, $V_{dc} = 270\text{V}$, 滤波电感 $L = 400\mu\text{H}$, 滤波电阻 $R = 25\text{m}\Omega$, 滤波电容 $C = 35\mu\text{F}$. 实验结果如图 9~11 所示, 图 9 为电路的三相输出电压, THD = 3.45%, 图 10 是电路由空载到满载的实验波形, 满载后电路输出电压 THD = 3.53%, 可见控制具有良好的暂态特性, 图 11 是加入干扰后电路输出电

压的波形, THD = 4.22%.

将所有控制序列 $\mathbf{u}_i \in \mathbf{U}$ 及其对应的 $\mathbf{P}_{u_i}^i$ (其中 $0 \leq i \leq n_i, 0 \leq n_i \leq N$) 信息存入表格, 电路工作时通过实时在线查表获取控制信号, 保证控制性能的同时使电路具有较小的开关频率。

4 仿真验证

在 MATLAB 环境下, 按图 1 逆变器拓扑搭建仿真模型, 仿真参数如下: $V_{dc} = 270\text{V}$, 滤波电感 $L = 400\mu\text{H}$, 滤波电阻 $R = 25\text{m}\Omega$, 滤波电容 $C = 35\mu\text{F}$, 额定频率为 400Hz, 采样周期 $T = 25\mu\text{s}$, 预测时域 $N = 1$. 图 4 所示, 为 $\mathbf{u}_i = (1, 0, 1)$ 时, 电路状态向量集合 $\mathbf{P}_{u_i}^1$ 三个分量的可行集, 当电路实测 i_a, i_b, i_c 分别位于图 4 所示集合 $\mathbf{P}_{u_i}^1$ 区域时, 可将 $\mathbf{u}_i = (1, 0, 0)$ 作为电路 k 时刻控制信号, 即可保证 $k+1$ 时刻电路输出仍然处于允许带宽内。

将详细的电路状态向量集合信息存入表格, 如图 2 所示, 设计电路控制器, 利用电路前一时刻控制序列信息、当前时刻状态信息及时间信息实时查表, 得到电路当前时刻最佳控制序列, 完成对电路输出电压的控制, 图 5、6 所示为电路三相输出电压及 a 相输出电压局部放大, 选择 10 个采样周期并与相同时间间隔内传统 PID 控制相比, 由局部放大图可见, 新的控制策略使开关频率得到了明显降低. 图 7 为电路 $t = 0.002\text{s}$ 时, 由空载到满载时的输出电压波形, THD = 3.34%, 图 8 为加入干扰后电路的输出电压波形, THD = 4.09%.

压的波形, THD = 4.22%.

5 结论

文章针对新型逆变电路 MPC 的计算难题, 应用了可行解及移动闭塞的思路, 通过电路 MLD, 研究了电路 MPC 的求解算法及控制原理, 并验证了所提方法的正确性和有效性, 与传统 PID 控制方法相比, 新的控制方法在保证控制性能的同时使电路具有较小的开关频率, 为其它电力电子电路的控制提供了参考。

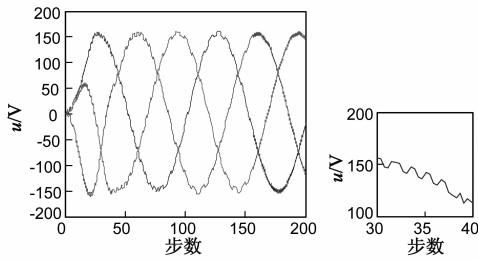


图5 电路MPC输出电压及开关频率

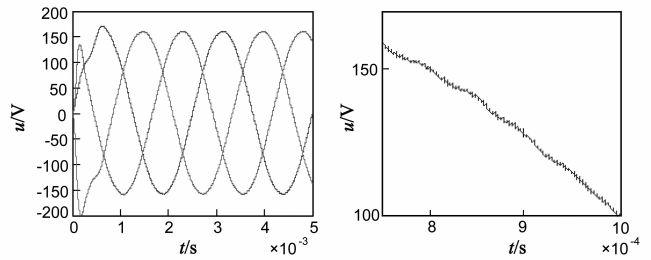
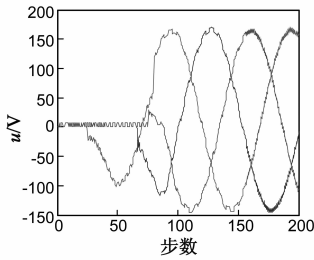


图6 电路PID控制输出电压及开关频率



FFT analysis

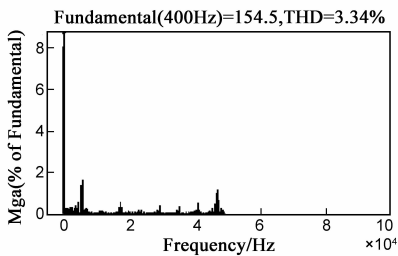
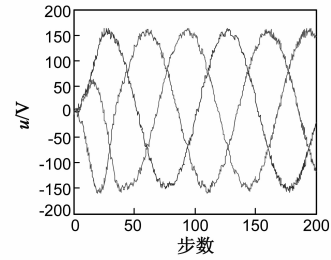


图7 空载-满载时电路输出电压



FFT analysis

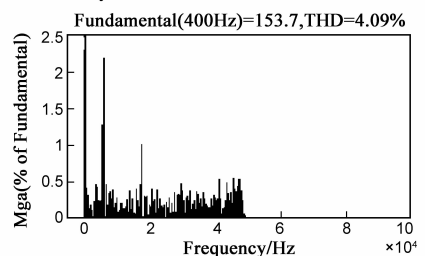


图8 干扰下输出电压的波形

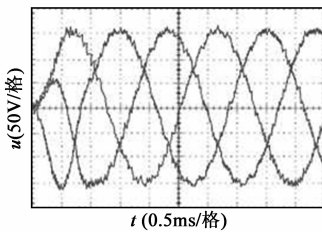


图9 电路输出电压的波形

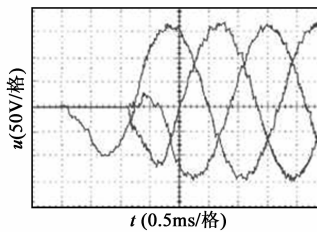


图10 空载-满载时电路输出电压

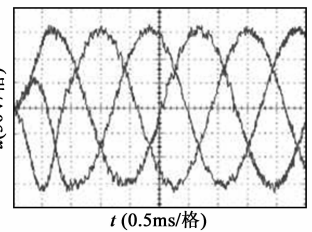


图11 干扰下输出电压的波形

参考文献

- [1] 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 Xue-sheng, Li Chun-wen, Rong Yuan-jie. Hybrid dynamic modeling and model predictive control for DC/AC-converter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2009, 24(7): 87-92. (in Chinese)
- [2] 徐祖华,赵均,钱积新. 基于多自由度性能指标的模型控制算法[J]. 电子学报, 2008, 36(5): 906-909.
Xu Zu-hua, Zhao Jun, Qian Ji-xin. An improved model predictive control algorithm based on multi-degree-of-freedom performance index[J]. Acta Electronica Sinica, 2008, 36(5): 906-909. (in Chinese)

- [3] 王雪松,程玉虎,郝名林. 基于细菌觅食行为的分布估计算法在预测控制中的应用[J]. 电子学报, 2010, 38(2): 333-339.
Wang Xue-song, Cheng Yu-hua, Hao Ming-lin. Estimation of distribution algorithm based on bacterial foraging and its application in predictive control[J]. Acta Electronica Sinica, 2010, 38(2): 333-339. (in Chinese)
- [4] Tobias Geyer, Georgios Papafotiou, Roberto Frasca. Constrained optimal control of step-down DC-DC converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 23(5): 2454-2464. (in Chinese)
- [5] Sébastien Mariétoz, Stefan Almér. Comparison of hybrid control techniques for buck and boost DC-DC converters[J]. IEEE Transaction on Control Systems Technology, 2010, 18(5): 1126

- 1142.

- [6] Claudia Fischer, Sébastien Mariéthoz, Manfred Morari. Multi-sampled hybrid model predictive control for pulse-width modulated systems [A]. Proceedings of IEEE Conference on Decision and Control and European Control [C]. Orlando, FL, USA: IEEE, 2011. 3074 – 3079.
- [7] Patricio Cortés, Gabriel Ortiz, Juan I. Model predictive control of an inerter with output LC filter for UPS applications [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(6): 1875 – 1883.
- [8] Georgios Papafotiou, Tobias Geyer, Manfred Morari. A hybrid model predictive control approach to the direct torque control problem of induction motors [J]. International Journal of Robust and Nonlinear Control, 2007, 17(5): 1572 – 1589.
- [9] 邵霞, 彭红海, 周有庆. 用于电流型电子式电压互感器的积分电路 [J]. 电子学报, 2014, 42(2): 405 – 410.
Shao Xia, Peng Hong-hai, Zhou You-qing. An integral circuit for current-based electronic voltage transformer [J]. Acta Electronica Sinica, 2014, 42(2): 405 – 410. (in Chinese)
- [10] 张彪, 刘长军, 江婉. 一种基于肖特基二极管的大功率微波整流电路 [J]. 电子学报, 2013, 41(9): 1854 – 1857.
Zhang Biao, Liu Chang-jun, Jiang Wan. A large power microwave rectifier based on Schottky diodes [J]. Acta Electronica Sinica, 2013, 41(9): 1854-1857. (in Chinese)
- [11] 马皓, 毛兴云, 徐德鸿. 基于混杂系统模型的 DC/DC 电力电子电路参数辨识 [J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(10): 50 – 54.
Ma Hao, Mao Xin-yun, Xu De-hong. Parameter identification of DC/DC power electronic circuits based on hybrid system model [J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(10): 50 – 54. (in Chinese)
- [12] 安群涛. 三相电机驱动系统中逆变器故障诊断与容错控制策略研究 [D]. 黑龙江哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2011.
An Quntao. Diagnosis and Fault-Tolerant Control Strategies of Inverters in Three-Phase Motor Drive Systems [D]. Harbin, Heilongjiang: Harbin Institute of Technology, 2011. (in Chinese)
- [13] 杨忠明, 陈汉武, 王冬. 基于二分法量子可逆逻辑电路综合 [J]. 电子学报, 2012, 40(5): 1045 – 1049.
Yang Zhong-ming, Chen Han-wu, Wang Dong. Qubits reversible logic circuits synthesis based on bisection method [J]. Acta Electronica Sinica, 2012, 40(5): 1045 – 1049. (in Chinese)

- [14] 李宁, 李颖晖, 朱喜华, 等. 新型逆变器的混杂系统建模与故障诊断 [J]. 电机与控制学报, 2012, 16(9): 51 – 58.
Li Ning, Li Ying-hui, Zhu Xi-hua. Hybrid system modeling and fault diagnosis of fault tolerant inverter [J]. Electric Machines and Control, 2012, 16(9): 51 – 58. (in Chinese)
- [15] Y Hammi, N Zanzouri, M Ksouri. Modeling and predictive control of hybrid system [J]. International Journal of Computer Science & Emerging Technologies, 2011, 6(2): 333 – 342.
- [16] Georgios Papafotiou, Tobias Geyer, Manfred Morari. A hybrid model predictive control approach to the direct torque control problem of induction motors [J]. International Journal of Robust and Nonlinear Control, 2007, 17(7): 1572 – 1589.
- [17] Geyer T, G Papafotiou. Direct torque control for induction motor drives: A model predictive control approach based on feasibility [A]. Proceedings of the 8th International Conference on Hybrid Systems: Computation and Control (Vol. 3414) [C]. Heidelberg: Springer-Verlag Berlin, 2005. 274 – 290.

作者简介



李 宁 男, 1985 年 6 月出生, 宁夏固原人. 空军工程大学博士研究生, 研究方向为最优化理论及算法、故障诊断与容错控制等.
E-mail: dorisyu423@sina.cn



李颖晖 女, 1966 年 2 月出生, 湖南株洲人. 教授、博士(后)、博士生导师, 分别于 1987 年、1990 年和 2000 年获得西安交通大学学士、硕士和博士学位, 主要研究方向为先进控制理论及其应用.
E-mail: liyinghui66@163.com



朱喜华 男, 1985 年 9 月出生, 湖南汝城人. 空军工程大学博士研究生, 研究方向为传感器优化配置、智能算法及其应用等.
E-mail: zhx2004_kgd@sina.com