

DOI: 10.7667/PSPC160031

三电平容错拓扑分析及预测控制研究

林茂, 李颖晖, 李宁, 吴辰, 袁国强

(空军工程大学航空航天工程学院, 陕西 西安 710038)

摘要: 三电平逆变器系统具有输出电压谐波含量少和电压变化率低等优点, 但随着开关元器件的增加, 系统的可靠性将会下降, 同时传统三电平电路拓扑存在中点电位不平衡的问题。基于此, 提出一种改进的三电平逆变器拓扑。该电路的主要优点是采用串联的两电平对称结构, 在任一桥臂的器件故障后通过并联到对称支路上, 实现两电平的工作方式, 同时引入第四桥臂对中点电位进行独立控制。在此基础上, 采用模型预测控制对电路进行控制, 针对其对模型依赖性较强的特点, 对新型电路进行混杂系统建模, 提高模型的精确性。实验结果验证了该电路拓扑和控制方法的正确性和可行性。

关键词: 三电平逆变器; 可靠性; 中点平衡; 模型预测控制; 混杂系统模型

A new fault tolerant three-level inverter and FCS-MPC research

LIN Mao, LI Yinghui, LI Ning, WU Chen, YUAN Guoqiang

(Institute of Aeronautics and Astronautics Engineering, Air Force Engineering University, Xi'an 710038, China)

Abstract: Three-level inverters could achieve more levels of output voltages with lower total harmonic distortion (THD). However, increasing of semiconductors would decrease the reliability of the inverter, what's more, the topology causes a low frequency oscillation of the neutral-point voltage. This paper establishes an improved three-level inverter topology, it has better fault-tolerant ability to work as a two-level inverter by its asymmetry topology, when a break occurred in any of devices. In addition, the improved topology adding assistant leg to control neutral-point voltage independently. On the basis of the improved topology, a more accurate mixed logic dynamic model (MLD) is established for the inverter, then the MLD model is taken as prediction model to research the finite control set model predictive control (FCS-MPC) for the inverter. The paper explicitly researches the solving algorithm and realization procedure of the inverter, its feasibility and validity is verified by the simulation and experiment.

This work is supported by National Basic Research Program of China (973 Program) (No. 2015CB755800).

Key words: three-level inverter; reliability; neutral-point voltage balance; model predictive control; mixed logic dynamic model

0 引言

三电平逆变器相对于传统两电平结构具有明显优势, 它的主要特点是随着电平数的增加, 输出波形质量得到提高, 谐波含量减少, 器件开关频率降低, 同时电路的电磁兼容性能也得到改善^[1-2]。但随着电平数的增加, 开关管数量也成倍增加, 电力电子设备的故障增多, 系统的可靠性下降; 其次, 由于不同控制策略的选择, 将不可避免地引起中点电压不平衡问题^[3]。与此同时, 对三电平输出电压的控制也是一个重要研究方向, 传统的方法通过线性

控制器和输出调制器控制开关管的动作, 这种控制方案较为简单, 易于实现, 但针对多电平逆变器的输出目标而言, 这种方案并不是最优的^[4-5]。综合分析, 研究具有更高可靠性的三电平逆变器拓扑结构和先进的控制方案具有重要意义。

文献[6-8]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。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三电平逆变器的控制。

基金项目: 国家重点基础研究发展技术项目(973项目)
(2015CB755800)

本文提出一种新型逆变电路的拓扑, 采用混杂系统理论对其进行建模研究, 并将其作为预测模型, 应用了有限控制集模型预测控制方法(FCS-MPC), 对电路每种可能的开关状态组合进行考虑, 以输出参考电压为控制目标, 进行在线滚动寻优控制。

1 新型容错三电平逆变器

1.1 新型三电平逆变器拓扑

三电平 NPC 电压型逆变器电路中存在的开关器件较多, 这样就导致系统的故障率增大, 使系统的可靠性下降, 如果借鉴两电平逆变器采用的桥臂冗余策略, 将占有很大的空间, 并且造成较大的资源浪费。因此采用电路本身的拓扑, 实现正常工作时高可靠性运行和故障后容错运行是一种可行的思路^[9]。图 1 为本文所要研究的逆变器拓扑。该电路将两个单相逆变电路的每相输出进行串联工作, 输出三相电压分别由上下对称工作的两部分组成。以 A 相为例, 简要说明该拓扑工作方式, 表 1 为电路 A 相输出电压的开关状态表。

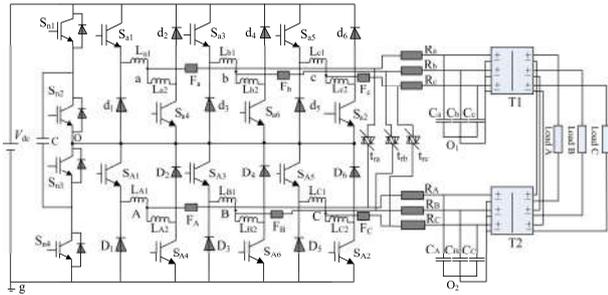


图 1 新型逆变器拓扑

Fig. 1 Improved inverter topology

表 1 A 相开关状态

Table 1 A phase switching states

$(S_{a1}, S_{a4}, S_{A1}, S_{A4})$	(U_{ag}, U_{Ag})
(1,0,1,0)	$(V_{dc}, V_{dc}/2)$
(0,1,0,1)	$(V_{dc}/2, 0)$
(0,1,1,0)	$(V_{dc}/2, V_{dc}/2)$
(1,0,0,1)	$(V_{dc}, 0)$

$S_{a1}, S_{a4}, S_{A1}, S_{A4}$ 是功率管的控制信号, U_{ag}, U_{Ag} 为上、下桥臂与接地点 g 之间的电压。通过控制上、下桥臂的功率管的导通信号, 使 A 相输出电压获得三种电平电压($V_{dc}, V_{dc}/2, 0$), 其他桥臂情况类似。

该电路的优点是:

1) 对于传统的三电平逆变电路, 任何功率管故障均可导致电路缺相运行, 改进的拓扑结构利用逆变器上部三臂 a, b, c 与下部三臂 A, B, C 的对称结构, 对于单桥臂、多桥臂故障均可实现容错。以单

桥臂故障为例, 在 A 相上臂开关管 S_{a1} 故障后, 通过快速熔断丝 F_a 切断上臂回路, 导通双向晶闸管 t_{ra} , 使故障桥臂与其对称的桥臂进行并联, 作为两电平逆变器运行, 同时需将变压器 T_1 输入侧的 A 相上臂负端切换至 O_2 点, 因此可实现传统两电平逆变器的工作模式, 实现容错运行的目的。其他桥臂故障后原理类似。

2) 传统桥式逆变器存在功率开关管直通问题, 本文将传统桥臂开关管串联的方式, 改为开关管与二极管串联后, 再进行并联的方式, 独立续流二极管代替了功率开关管的体二极管, 该新型逆变器不存在传统逆变器的功率开关管直通问题, 提高了系统可靠性。

3) 改进了平衡中点电位的方案, 在传统的三电平逆变器基础上增加一个桥臂, 增加开关管 $S_{n1} \sim S_{n4}$ 主要用于实现中点电位的独立控制。

1.2 新型容错逆变器可靠性分析

偶然失效期是电子元器件可靠性研究的主要内容, 主要是指在产品使用的中期发生的失效, 其特点是失效率很低并且较为稳定。由于偶然失效期是器件工作的最佳时期和重要阶段, 因此, 为了验证新逆变器拓扑的容错能力及可靠性, 首先对逆变器进行可靠性模型分析, 指数分布最主要的特点是失效率为一常数, 这正适合描述器件处于偶然失效阶段的情况^[10], 本文可靠性模型分析采用 IGBT 的指数分布进行描述。

IGBT 工作失效率 λ_{IGBT} 为

$$\lambda_{IGBT} = 0.045e^{\frac{3 \cdot V_{CE}}{V_{CEO}}} \cdot \pi_Q \cdot \pi_E \cdot$$

$$\lambda_b \cdot e^{-2114 \left(\frac{1}{T_j + 273} - \frac{1}{298} \right)} \cdot \pi_A \cdot (P_r)^{0.37}$$

(1)

式中: V_{CE} 为直流电压; V_{CEO} 为额定电压; π_Q 是质量等级的调整系数; π_E 是环境应力的调整系数; λ_b 指仅由温度和电应力比影响时的失效率, 此类器件 $\lambda_b = 0.74Fit$; T_j 为器件结温; π_A 为器件功能的影响因数; P_r 为额定功率。由单个器件的失效率可以得到单个桥臂的失效率, 如式(2)。

$$\lambda_{leg} = 2\lambda_{IGBT}$$

(2)

根据失效率与可靠度的关系可以得出新型拓扑的可靠度为

$$R(t) = e^{-\int_0^t \lambda(\tau) d\tau}$$

(3)

$$MTBF = \int_0^{\infty} t \lambda e^{-\lambda t} dt = \frac{1}{\lambda}$$

(4)

式中, $MTBF$ 表示平均寿命。由式(4), 得传统三电平电路平均无故障时间为 20.05 万小时, 由于新型

电路可实现两电平的容错运行, 实际平均正常工作时间为 72.14 万小时, 可见新型拓扑在可靠性方面具有较大优势。

2 基于 MLD 的电路预测模型

2.1 新型三电平逆变器混杂系统建模

混杂系统中一般存在性质不同的两类变量: 离散事件变量, 一般由驱动事件构成; 连续事件变量, 一般由时间驱动, 其中离散事件导致系统在子系统中进行切换。在电力电子逆变电路中, 电子器件开通与关断的不同组合构成了不同的离散状态, 与此同时, 每种离散状态中, 电路中各状态变量符合电路运行规律, 在一定约束条件内连续变化, 因此属于典型的混杂系统^[11]。

针对新型电路 A 相桥臂进行建模, 将离散事件用逻辑变量表示。引入开关管 $S_{a1}, S_{a4}, S_{A1}, S_{A4}$ 的控制信号 $s_1 \sim s_4$, “1”表示导通, “0”表示关断, 定义 $\sigma_a=1$ 和 $\sigma_a=0$ 表示上臂电流流入滤波电感的方向 $i_a > 0$ 和 $i_a < 0$, 同理 $\sigma_A=1$ 和 $\sigma_A=0$ 表示下臂电流 $i_A > 0$ 和 $i_A < 0$ 。

可以得到电路 A 相上臂的运行状态如式(5), 电路其他桥臂情况类似。

$$\begin{aligned} & \text{when } i_a > 0 \\ & \text{if } s_1=0, s_4=1, \text{ then } u_{ag}=V_{dc}/2; \\ & \text{if } s_1=1, s_4=0, \text{ then } u_{ag}=V_{dc}; \\ & \text{if } s_1=0, s_4=0, \text{ then } u_{ag}=V_{dc}/2; \\ & \text{when } i_a < 0 \\ & \text{if } s_1=0, s_4=1, \text{ then } u_{ag}=V_{dc}/2; \\ & \text{if } s_1=1, s_4=0, \text{ then } u_{ag}=V_{dc}; \\ & \text{if } s_1=0, s_4=0, \text{ then } u_{ag}=V_{dc}; \end{aligned} \quad (5)$$

由式(1)中 A 相上臂的运行模式, 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(6)。

$$u_{ag} = V_{dc} [\bar{s}_4(s_1 + \bar{s}_1 \bar{\sigma}_a) + \frac{1}{2} \overline{\bar{s}_4(s_1 + \bar{s}_1 \bar{\sigma}_a)}] \quad (6)$$

考虑到电压 u_{ag} 和 u_{ao_1} , 其中 u_{ao_1} 表示电路 a 点与电路中点 O_1 之间的电压。

$$u_{ao_1} = u_{ag} - u_{o_1g} \quad (7)$$

式(7)中 u_{o_1g} 表示中性点 O_1 与零电位点 g 之间的电压, 其表达式如式(8)。

$$u_{o_1g} = \frac{1}{3}(u_{ag} + u_{bg} + u_{cg}) \quad (8)$$

因此, 三相平衡时, 可以得到逆变器上部三臂

三相 a, b, c 的离散输入向量为

$$\begin{aligned} u_1 &= \begin{bmatrix} u_{ao1} \\ u_{bo1} \\ u_{co1} \end{bmatrix} = \frac{V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \\ & \begin{bmatrix} V_{dc} [\bar{s}_4(s_1 + \bar{s}_1 \bar{\sigma}_a) + \frac{1}{2} \overline{\bar{s}_4(s_1 + \bar{s}_1 \bar{\sigma}_a)}] \\ V_{dc} [\bar{s}_6(s_3 + \bar{s}_3 \bar{\sigma}_b) + \frac{1}{2} \overline{\bar{s}_6(s_3 + \bar{s}_3 \bar{\sigma}_b)}] \\ V_{dc} [\bar{s}_2(s_5 + \bar{s}_5 \bar{\sigma}_c) + \frac{1}{2} \overline{\bar{s}_2(s_5 + \bar{s}_5 \bar{\sigma}_c)}] \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (9)$$

对于逆变电路 a, b, c 三臂, 交流端的连续模型可以用式(10)来描述。

$$\begin{cases} u_{ca} = u_{ao1} - i_a R_a - L_a \frac{di_a}{dt} \\ u_{cb} = u_{bo1} - i_b R_b - L_b \frac{di_b}{dt} \\ u_{cc} = u_{co1} - i_c R_c - L_c \frac{di_c}{dt} \end{cases} \quad (10)$$

假定 A 相上、下臂滤波电阻均为 R , 电感为 L , 电容为 C , 变压器电感为 L_T , i_a 为 A 相上臂输出电流, u_{ca} 上臂变压器 A 相输出电压, i_{Ta} 为上臂 A 相输入变压器电流。根据基尔霍夫定律, 对于 A 相上臂逆变电路的网侧, 状态方程为

$$\begin{cases} L_T \frac{di_{Ta}}{dt} = u_{ca} \\ C \frac{du_{ca}}{dt} = i_a - i_{Ta} \end{cases} \quad (11)$$

同理, 可以获得 A, B, C 相下臂的混合逻辑动态模型。根据下桥臂电路拓扑, 可得基尔霍夫方程:

$$\begin{cases} u_{cA} = u_{Ao2} - i_A R_A + L_A \frac{di_A}{dt} \\ u_{cB} = u_{Bo2} - i_B R_B + L_B \frac{di_B}{dt} \\ u_{cC} = u_{Co2} - i_C R_C + L_C \frac{di_C}{dt} \end{cases} \quad (12)$$

对于 A 相下臂逆变电路的网侧, 状态方程为

$$\begin{cases} L_T \frac{di_{TA}}{dt} = u_{cA} \\ C \frac{du_{cA}}{dt} = i_A - i_{TA} \end{cases} \quad (13)$$

对于三电平逆变电路网侧每一相输出等于上下两臂之和, 如式(14)。

$$\begin{cases} U_A = u_{ca} + u_{cA} \\ U_B = u_{cb} + u_{cB} \\ U_C = u_{cc} + u_{cC} \end{cases} \quad (14)$$

根据式(14), 结合式(10)~式(13)得到新型逆变器 A 相上、下臂电压方程的混合逻辑动态向量模型为

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}} &= \mathbf{Ax} + \mathbf{Bu} \\ \mathbf{y} &= \mathbf{Cx} \end{aligned} \quad (15)$$

$$\text{式中: } \mathbf{B} = \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ 2 & -1 & -1 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{x} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_A \\ u_{ca} \\ u_{cA} \\ i_{Ta} \\ i_{TA} \end{bmatrix}, \mathbf{y} = U_A,$$

$$\mathbf{C} = [0 \ 0 \ 1 \ 1 \ 0 \ 0], \mathbf{u} = [u_{a01} \ u_{A01}],$$

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

将式(15)逆变电路的 MLD 向量模型离散化。

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(k+1) &= \mathbf{A}_d \mathbf{x}(k) + \mathbf{B}_d \mathbf{u}(k) \\ \mathbf{y}(k) &= \mathbf{Cx}(k) \end{aligned} \quad (16)$$

式中: $\mathbf{A}_d = \mathbf{e}^{A^T}$, $\mathbf{B}_d = \left(\int_0^T \mathbf{e}^{A^t} dt \right) \mathbf{B}$; T 为采样周期。

同理, 可以获得 B、C 两臂的混合逻辑动态模型。

2.2 中点电位控制

对电路中点电位的具体控制策略进行研究, 逆变器开始工作前, 将电容 C 充电到 $V_{dc}/2$, 设定中点监测电压 $U_0 = V_{dc}/2 - U_c$, 为了确定中性点的监测电流 I_0 , 首先定义一组开关函数与每相桥臂输出电压对应为式(17)。

$$\xi_i = \begin{cases} 2, & V_A = V_{dc}/2 \\ 1, & V_A = 0 \\ 0, & V_A = -V_{dc}/2 \end{cases} \quad (17)$$

则中性点的监测电流 I_0 可以表示为

$$I_0(k+1) = \sum_{j=A,B,C} \xi_j(2 - \xi_j)I_j(k+1) \quad (18)$$

式中: U_c 为直流侧电容电压; I_j 为对应桥臂流出的电流, 流出主电路方向为正。通过控制 $S_{n1} \sim S_{n4}$ 的通断, 对电容充放电进行控制, 实现中点电位的电压控制^[12], 其控制过程如表 2 所示。

表 2 状态选择表

Table 2 Selection of the proper state

$U_0 > 0$	$i_0 > 0$	导通状态	电容状态
1	1	S_{n2}, S_{n4} 导通	放电
1	0	S_{n1}, S_{n3} 导通	放电
0	1	S_{n2}, S_{n4} 导通	充电
0	0	S_{n1}, S_{n3} 导通	充电

3 新型逆变电路模型预测控制

3.1 目标函数的选取

对于逆变电路 A、B、C 三臂输出电压而言, 首先将其从自然坐标系变换为 $\alpha\beta$ 坐标系^[13], 其变换关系为

$$X_{\alpha\beta} = \mathbf{T}_{ABC/\alpha\beta} X_{ABC} \quad (19)$$

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

$$\mathbf{T}_{ABC/\alpha\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \quad (20)$$

因此将逆变器电压向量变换到 $\alpha\beta$ 坐标系上, 则有

$$\begin{bmatrix} U_\alpha & U_\beta \end{bmatrix}^T = \mathbf{T}_{ABC/\alpha\beta} \begin{bmatrix} U_A & U_B & U_C \end{bmatrix}^T \quad (21)$$

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 种冗余矢量和三种零矢量。利用这一特征设计了电路在线 FCS-MPC。为了选出最优的电压矢量作为电路的控制, 分别通过式(16)、式(21)计算 27 种矢量的 $\begin{bmatrix} U_\alpha & U_\beta \end{bmatrix}^T$, 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。

本文选择目标函数为输出电压, 如式(22)。

$$J = |U_\alpha^* - U_\alpha(k+1)| + |U_\beta^* - U_\beta(k+1)| \quad (22)$$

式中: U_α^* 、 U_β^* 为参考输出电压 U^* 的实部和虚部; $U_\alpha(k+1)$ 、 $U_\beta(k+1)$ 为预测电压的实部和虚部。

3.2 控制器设计

对于新型逆变电路, 其 FCS-MPC 策略框图如图 2 所示。

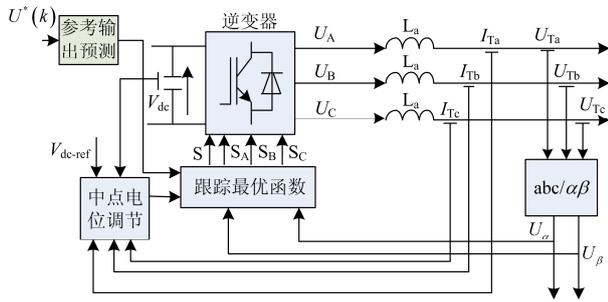


图 2 FCS-MPC 策略框图

Fig. 2 Block diagram of FCS-MPC

图 2 控制框图实现的重要功能如下。

1) 系统 $k+1$ 时刻的参考输出与预测输出误差要尽可能地趋近于 0，本文将二阶拉格朗日外推方法^[14]作为参考输出的预测模型，参考输出预测模块由式(23)预测 $k+1$ 时刻电路的参考输出电压，并将其送入目标函数模块：

$$U^*(k+1) = 3U^*(k) - 3U^*(k-1) + U^*(k-2) \quad (23)$$

2) 预测模块由式(16)预测 $k+1$ 时刻电路的输出电压；

3) 根据电容采样电压 U_0 和计算监测电流 I_0 ，对中性点电位进行控制；

4) 目标函数模块根据 $k+1$ 时刻电路的参考输出电压和预测输出电压值，选择使式(22)最小的开关模式用于电路的控制。

4 仿真实验

基于 Matlab/Simulink 针对图 1 搭建新型逆变电路的仿真模型，对电路的 FCS-MPC 方法进行验证。考虑到计算延迟和采样延迟，对两个采样时刻的电压值进行预测，首先对 $k+1$ 时刻的值进行预测，在此基础上选择使 $k+2$ 时刻的电压跟踪误差最小，计算负担较小，同时可以提高系统的稳态精度。仿真参数如下： $V_{dc}=270\text{ V}$ ，滤波电感 $L_a=L_b=L_c=L_A=L_B=L_C=2\text{ mH}$ ，滤波电容 $C_a=C_b=C_c=C_A=C_B=C_C=40\text{ }\mu\text{F}$ ，采样周期 $T_s=10\text{ }\mu\text{s}$ ，额定频率为 400 Hz 。

图 3 为新型逆变电路基于传统开关函数模型的三相输出电压， $THD=1.88\%$ ，图 4 为新型逆变电路基于混合逻辑动态模型的三相输出电压， $THD=0.75\%$ 。可见，正常情况下电路的开关函数模型与混合逻辑动态模型性能接近。

电路从空载到满载的暂态特性如图 5(a)所示， 0.002 s 将 $80\text{ }\Omega$ 的负载接入电路，从结果可以看出，输出电压基本不受负载变化的影响，满载后输出电压 a 相 $THD=1.67\%$ 。图 5(b)为在系统噪声影响下的输出结果，能够满足航空要求($THD<5\%$)。图 5(c)

为拓扑改进前及其改进后电路中中性点电压的对比结果，可见改进拓扑便于中性点电压的平衡控制。

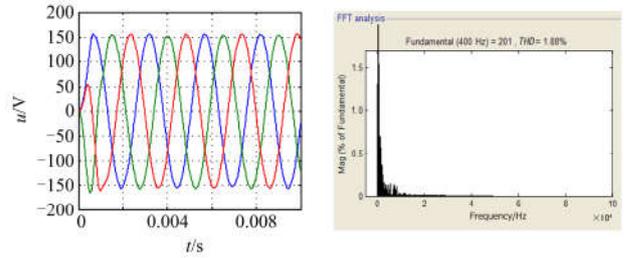


图 3 电路基于开关函数模型的 FCS-MPC

Fig. 3 FCS-MPC based on switch function model

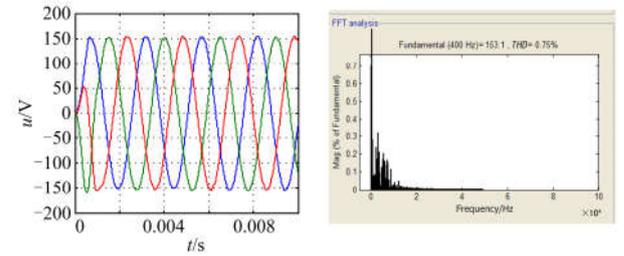
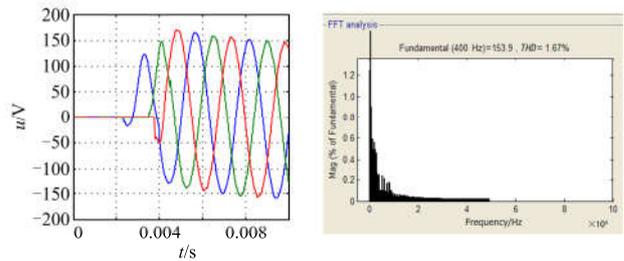
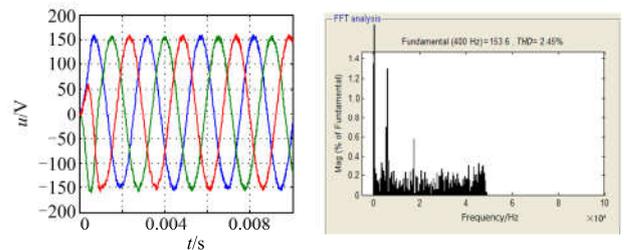


图 4 电路基于 MLD 模型的 FCS-MPC

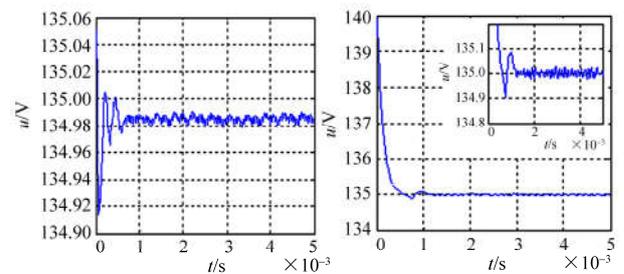
Fig. 4 FCS-MPC based on MLD model



(a) 电路从空载到满载时的输出电压



(b) 测量噪声下电路的输出电压



(c) 改进前后电路中点电压

图 5 仿真结果

Fig. 5 Simulation result

以 a 臂的功率管 S_{a1} 故障为例, 对新型逆变器单相模型按上桥臂式(9)、式(10)、式(11)进行两电平建模, 同时采用预测控制方法, 求解两电平控制最佳序列, 并将控制信号作用到无故障桥臂中, 实现容错运行, 其结果如图 6 所示, 三相电压的平均相对误差分别为 4.02%, 2.87%, 3.15%, 可满足航空领域 THD 不高于 5% 的要求。

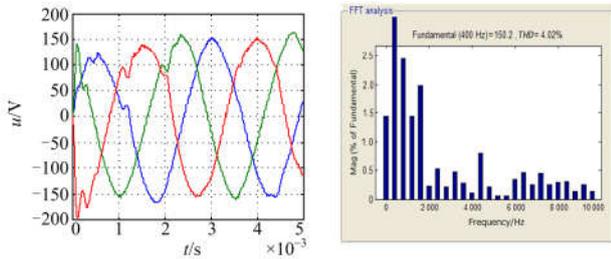
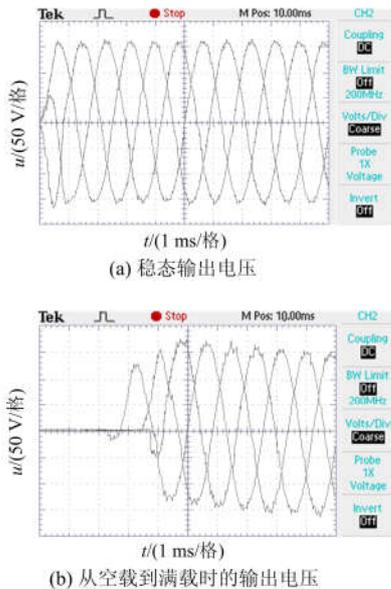


图 6 A 臂故障时电路三相输出电压

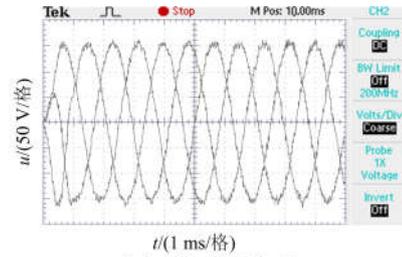
Fig. 6 Circuit three-phase output voltage when A arm fault

基于 TMS320C6713 搭建实验控制平台对新型逆变电路的 FCS-MPC 进行验证, 滤波电感 $L=2$ mH, 滤波电容 $C=40$ μ F, 采样周期为 $T_s=10$ μ s。实验结果如图 7 所示, 图 7(a)是稳态时输出电压波形, $THD=1.24\%$; 图 7(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 $THD=2.76\%$; 图 7(c)是考虑噪声干扰时, 输出电压的波形, $THD=3.98\%$; 图 7(d)为三电平状态下 A 相负载的稳态电压, THD 为 1.24%。图 7(e)为在 A 相上臂故障后, 系统不能正常输出电压, 在 0.001 5 s 将三电平电路切换为两电平电路运行拓扑, A 相负载电压变化情况, THD 为 2.75%。

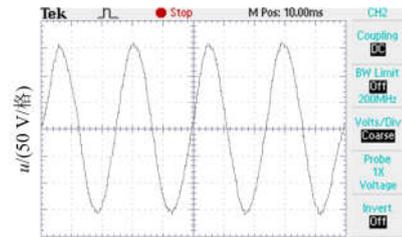


(a) 稳态输出电压

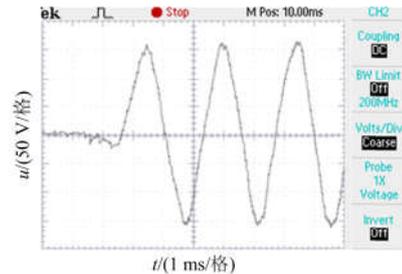
(b) 从空载到满载时的输出电压



(c) 噪声干扰下输出电压



(d) A相负载稳态电压



(e) A相故障重构后负载电压

图 7 实验结果

Fig. 7 Test result

5 结论

针对新型三电平逆变电路的工作原理和容错运行进行了研究, 从硬件电路拓扑设计着手, 在不增加冗余桥臂的前提下, 提高系统正常运行的可靠性, 以及在桥臂开关管出现故障时实现两电平的容错运行, 同时针对中点电位控制较难的问题, 引入独立控制支路, 增强了系统的容错性能。采用基于 MLD 方法建立了新型拓扑的混杂系统模型, 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。

参考文献

- [1] 何湘宁, 吴岩松, 杨兵建, 等. 大功率三电平逆变器的开关模态转换状态的实时监测[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(30): 54-60.
- HE Xiangning, WU Yansong, YANG Bingjian, et al. Real-time state monitoring during switching model transitions in high power three-level inverters[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(30): 54-60.
- [2] 徐军, 王琨, 翟登辉, 等. 一种基于新型载波同相层叠

- PWM 方法的飞跨电容型光伏发电并网技术[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(12): 134-139.
- XU Jun, WANG Kun, ZHAI Denghui, et al. Grid-connected photo voltaic power generation technology with flying capacitor inverter based on novel carrier-based disposition PWM method[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(12): 134-139.
- [3] 王晓刚, 张杰. 基于开关电感的增强型 Z 源三电平逆变器[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(16): 65-72.
- WANG Xiaogang, ZHANG Jie. Enhanced Z-source three-level inverter based on switched-inductor[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(16): 65-72.
- [4] LI Jun, HUANG A Q, LIANG Zhigang, et al. Analysis and design of active NPC (ANPC) inverters for fault-tolerant operation of high-power electrical drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(2): 519-533.
- [5] ZHANG Yongchang, ZHU Jianguo, ZHAO Zhengming, et al. An improved direct torque control for three-level inverter-fed induction motor sensorless drive[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(3): 1502-1513.
- [6] CORTES P, KAZMIERKOWSKI M P, KENNEL R M. Predictive control in power electronics and drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(12): 4312-4324.
- [7] 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, 20(8): 198-209.
- [8] HAMMI Y, ZANZOURI N, KSOURI M. Modeling and predictive control of hybrid system[J]. International Journal of Computer Science & Emerging Technologies, 2011, 6(2): 333-342.
- [9] 林茂, 李颖晖, 朱喜华, 等. 基于改进核主元分析法的三电平逆变器故障检测[J]. 电网技术, 2016, 40(3): 972-977.
- LIN Mao, LI Yinghui, ZHU Xihua, et al. Fault detection for three-level inverter based on improved kernel principal component analysis method[J]. Power System Technology, 2016, 40(3): 972-977.
- [10] 李学生, 张新闻, 常玉峰, 等. 基于半导体功率损耗的小型风电变换器可靠性研究[J]. 电力系统保护与控制, 2015, 43(19): 15-21.
- LI Xuesheng, ZHANG Xinwen, CHANG Yufeng, et al. Small wind power converter reliability research based on semiconductor power loss[J]. Power System Protection and Control, 2015, 43(19): 15-21.
- [11] 张悦. 混杂系统建模与控制方法研究[D]. 保定: 华北电力大学, 2008.
- ZHANG Yue. Modeling and control of hybrid system[D]. Baoding: North China Electric Power University, 2008.
- [12] 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 Xingyun, XU Dehong. Parameter identification of DC/DC power electronic circuits based on hybrid system model[J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(10): 50-54.
- [13] HAMMI Y, ZANZOURI N, KSOURI M. Fault-tolerant model predictive control of hybrid systems[J]. International Journal of Computer Applications, 2012, 43(10): 29-36.
- [14] 郜克存, 杨金辉, 戴瑜兴, 等. 数字化三相大功率逆变波形内模控制方法[J]. 电子学报, 2011, 39(8): 1883-1888.
- GAO Kecun, YANG Jinhui, DAI Yuxing, et al. The output waveform control of the three-phase inverter based on neutral network internal model theory[J]. Acta Electronica Sinica, 2011, 39(8): 1883-1888.

收稿日期: 2016-01-06; 修回日期: 2016-03-22

作者简介:

林茂(1988-), 男, 通信作者, 博士研究生, 主要研究方向为电力电子建模及先进控制理论; E-mail: 496180444@qq.com

李颖晖(1966-), 女, 教授, 博士后, 主要研究方向为电力电子技术及其控制;

李宁(1985-), 男, 博士研究生, 主要研究方向为电力电子建模先进控制理论。

(编辑 魏小丽)