

三相八开关容错逆变器驱动PMSM系统模型 预测直接转矩控制

张 斌, 杨来宝, 刘 鑫, 许伟奇, 汶 雪

(兰州交通大学自动化与电气工程学院, 兰州 730070)

摘 要: 针对三相八开关容错逆变器的PMSM驱动系统,提出模型预测转矩控制(MPTC)策略,并根据驱动系统的运行模式建立数学模型。取值设计复杂性和定子电流总谐波失真(THD)值的降低可利用改进型的MPTC策略来实现,且该策略还可减少磁链以及转矩脉动。利用电流反馈特性的容错控制可有效抑制直流侧母线电容分压不平衡的问题。通过仿真结果可知,该方法不仅具有良好的动态性能、较强的抗干扰性以及鲁棒性,还能降低其开关的损耗和定子电流的总谐波失真值,从而保证系统的可靠性和稳定性。

关键词: 永磁同步电机; 电流反馈特性; 模型预测转矩控制; 三相八开关容错逆变器

中图分类号: TM341

文献标识码: A

0 引 言

1981年 Nabae 等^[1]提出关于三电平逆变器(neutral point-clamped, NPC)的拓扑结构之后, NPC型的三电平逆变器在交流电机传动领域得到广泛应用^[2-8]。NPC型三电平逆变器的主要特点是谐波畸变率低和开关损耗低,但是,一旦逆变器的桥臂发生了故障,将使得整个系统无法进行正常工作,甚至影响到整个系统的运行安全,造成不可估量的经济损失^[9],因而要对三电平逆变器进行容错控制。

近些年来,三电平逆变器容错控制研究非常流行^[10-14],三电平逆变器的主要容错方法有“三桥臂”和“四桥臂”^[15]。如果将三相十二开关逆变器切换为八开关逆变器则需要采用三桥臂容错的方法,但无需额外增加逆变器的桥臂,而且故障的桥臂还可由直流侧母线电容直接进行替换。四桥臂容错方法,在原有的桥臂基础之上增加1个冗余桥臂,这明显增加了增加逆变器的开关器件数目和成本^[16-18]。与“四桥臂”相比,八开关逆变器的容错方法(“三桥臂”)具有易操作、结构简单和成本低等优点。在八

开关容错逆变器(eight-switch fault-tolerant inverter, ESFTI)的控制中^[19],由于母线电容电压不平衡会导致驱动系统的控制性能难免会有所降低。因此如何改善电容电压不平衡对其驱动系统带来的不利影响,仍将是ESFTI控制需要解决的重要问题之一。

近年来,学者们提出一种备受广泛关注的模型预测转矩控制(model predictive torque controller, MPTC)^[20, 21]方法。MPTC具有较强的约束处理能力,相比于磁场定向控制还具有响应速度快的特点,同时比直接转矩控制的电磁转矩脉动和定子电流总谐波失真值要小,这使得系统的动态性能也有显著提高^[22]。传统的直接转矩控制与风电机组的双馈电机相比有明显差异,例如它们所调节的转速等。双馈电机通过转子磁链的走走停停,以此来调节转速,而传统的直接转矩通过控制定子磁链来进行调节。

ESFTI MPTC采用的基本电压矢量主要有3种: 1)9个基本电压矢量; 2)5个基本电压矢量; 3)7个基本电压矢量^[23]。前2种的电压矢量幅值并非完全相同,所以PMSM系统具有很大的定子电流总

谐波失真(*THD*)值、电磁转矩以及定子磁链脉动;而第3种的6个小矢量完全相同,不仅可达到减小定子电磁转矩和磁链脉动目的,还可降低开关损耗等。

1 系统的拓扑结构及其数学模型

1.1 八开关容错逆变器和PMSM的数学模型

三电平逆变器供电的PMSM系统容错拓扑结构如图1所示,其中a、b、c相为NPC型三电平逆变器的3个主桥臂。当($x=a, b, c$)相桥臂发生故障时,熔断器 F_{1x} 和 F_{2x} ($x=a, b, c$)分别用于断开逆变器故障桥臂的上、下桥臂,母线间两个串联电容的中点通过3个双向晶闸管 TR_n ($n=a, b, c$)分别连接到PMSM系统绕组故障相输入端。要实现逆变器的容错控制,根据对应的故障开关位置,断开故障相桥臂的熔断器,隔离故障相桥臂,由母线电容代替故障桥臂,同时触发其余桥臂的双向晶闸管导通。在不失一般性的情况下,本文以a相为例(b相和c相与a相类似),此时八开关容错逆变器和永磁同步电机的等效结构框图如图2所示。

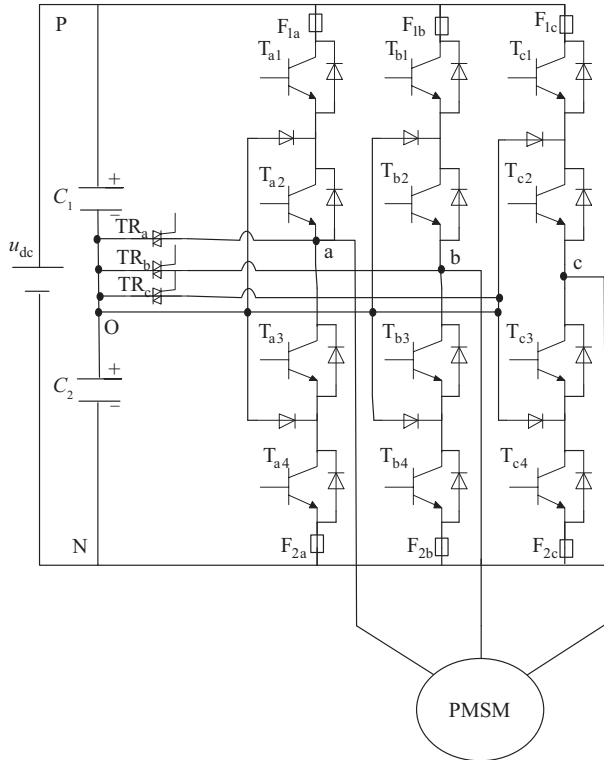


图1 三电平NPC型逆变器的容错拓扑图

Fig. 1 Fault tolerant topology of NPC type three-level inverter

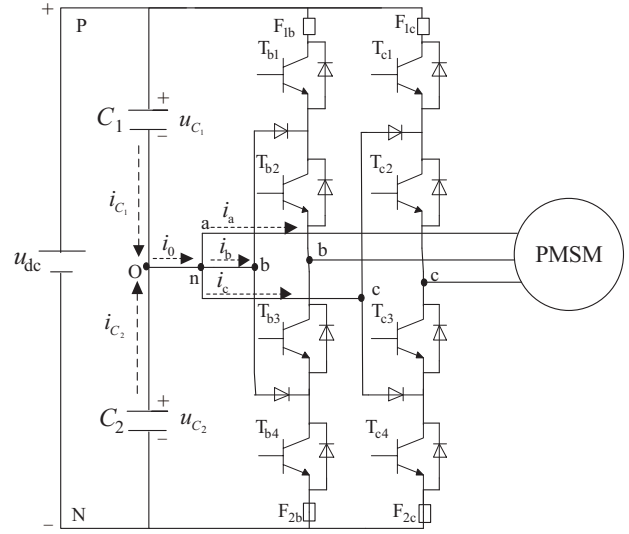


图2 三电平NPC型逆变器驱动PMSM系统结构

Fig. 2 Structure of PMSM system driven by three-level NPC inverter

容错逆变器基本电压矢量分布如图2所示。从图2中可看出,ESFTI具有9个开关状态,可形成9个基本电压矢量,电压矢量分布呈现非对称性,其幅值并非完全相等。

如图1所示的系统,母线不平衡电压未抑制的三相输出电压方程^[17]为:

$$\begin{cases} u_a = u_{dc}(-S_b - S_c)/6 \\ u_b = u_{dc}(2S_b - S_c)/6 \\ u_c = u_{dc}(-S_b + 2S_c)/6 \end{cases} \quad (1)$$

式中, u_{dc} ——直流侧母线电压; S_i ($i=b, c$)为两正常桥臂(b,c桥臂)的开关函数。

$$\text{即: } S_i = \begin{cases} 1(P), & T_{i1} \text{和} T_{i2} \text{导通} \\ 0(O), & T_{i2} \text{和} T_{i3} \text{导通} \\ -1(N), & T_{i3} \text{和} T_{i4} \text{导通} \end{cases}$$

1.2 母线电容分压不平衡问题

对于控制三相八开关容错逆变器(ESFTI),假设直流电压源电压确定,则母线电容侧中点电流是影响电容电压不平衡的主要因素^[16]。在假设直流侧母线电容 C_1 、 C_2 分压均衡的条件下提出式(1)所示的定子绕组电压方程,此时电容电压关系式为:

$$u_{C_1} = u_{C_2} = u_{dc}/2 \quad (2)$$

假设 C_1 、 C_2 为直流侧母线电容,其中点的电流为 i_o ,则有:

$$i_{C_1} + i_{C_2} = i_o \quad (3)$$

在两电容值相等的情况下, $C_1 = C_2 = C$,则有:

$$i_{c_1} = i_{c_2} = i_0/2 \quad (4)$$

图 2 给出了 b 相(或 c 相)桥臂开关函数 $S_b=0$ (或 $S_c=0$) 时的相电流,然而 a 相电流是导致中点电流 $i_0 \neq 0$ 的主要原因;对于八开关容错逆变器工作的情况下,可从基尔霍夫定律中(n 点 KCL)可得,中点的电流 $i_0 = i_a + i_b$ (或 $i_0 = i_a + i_c$)。用开关函数表示其中点电流 i_0 如下:

$$i_0 = i_a + (1 - |S_i|)i_i, (i = b, c) \quad (5)$$

当 $C_1 = C_2 = C$ 时, C_1 、 C_2 两端电容电压分别为:

$$\begin{cases} u_{c_1} = u_{dc}/2 - \Delta u \\ u_{c_2} = u_{dc}/2 + \Delta u \end{cases} \quad (6)$$

式中, Δu ——不平衡电压, $\Delta u = \frac{1}{C} \int_{t_0}^t -i_0/2 dt$ 。

PMSM 系统的数学模型是由容错逆变器运行模式构造而成的,其三相定子电压方程为:

$$\begin{cases} u_a = \frac{u_{c_1}}{12}(-2 - S_b - S_c) + \frac{u_{c_2}}{12}(2 - S_b - S_c) + \frac{u_{c_1} + u_{c_2}}{12}(-S_b - S_c) \\ u_b = \frac{u_{c_1}}{12}(1 + 2S_b - S_c) + \frac{u_{c_2}}{12}(-1 + 2S_b - S_c) + \frac{u_{c_1} + u_{c_2}}{12}(2S_b - S_c) \\ u_c = \frac{u_{c_1}}{12}(1 - S_b + 2S_c) + \frac{u_{c_2}}{12}(-1 - S_b + 2S_c) + \frac{u_{c_1} + u_{c_2}}{12}(-S_b + 2S_c) \end{cases} \quad (7)$$

将式(7)进一步化简为:

$$\begin{cases} u_a = \frac{u_{c_1}}{6}(-1 - S_b - S_c) + \frac{u_{c_2}}{6}(1 - S_b - S_c) \\ u_b = \frac{u_{c_1}}{6}(\frac{1}{2} + 2S_b - S_c) - \frac{u_{c_2}}{6}(\frac{1}{2} - 2S_b + S_c) \\ u_c = \frac{u_{c_1}}{6}(\frac{1}{2} - S_b + 2S_c) - \frac{u_{c_2}}{6}(\frac{1}{2} + S_b - 2S_c) \end{cases} \quad (8)$$

通过将式(7)进行磁场定向变换可得到电压不平衡补偿的静止参考坐标定子电压,在 α 、 β 坐标下的三相永磁同步电机的电流动态方程以及定子磁链方程^[19]为:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_\alpha \\ \dot{i}_\beta \end{bmatrix} = k_2 \begin{bmatrix} 0 & \omega_e \\ -\omega_e & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{f\alpha} \\ \psi_{f\beta} \end{bmatrix} - k_1 \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + k_2 \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$\begin{bmatrix} \dot{\psi}_\alpha \\ \dot{\psi}_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_\alpha \\ \dot{i}_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_{f\alpha} \\ \psi_{f\beta} \end{bmatrix} \quad (10)$$

式中, $k_1 = R_s/L_s$, $k_2 = 1/L_s$, 其中 R_s 为定子电阻, L_s 为定子电感; ω_e ——电角速度; $\psi_{f\alpha}$ 、 $\psi_{f\beta}$ ——定子

的有效磁链,定子有效磁链在 α 轴和 β 轴上的分量微分方程^[19]为:

$$\begin{bmatrix} \dot{\psi}_{f\alpha} \\ \dot{\psi}_{f\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta_e \\ \sin \theta_e \end{bmatrix} \dot{\psi}_f \quad (11)$$

定子磁链的幅值表达式为:

$$\psi_s = \sqrt{\psi_\alpha^2 + \psi_\beta^2} \quad (12)$$

PMSM 的电磁转矩和机械方程为:

$$T_e = 1.5P(\psi_\alpha i_\beta - \psi_\beta i_\alpha) \quad (13)$$

$$\dot{\omega}_r = (T_e - B\omega_r - T_L)/J \quad (14)$$

式中, T_e ——电磁转矩; P ——极对数; ω_r ——机械角速度; B ——阻尼系数; T_L ——负载转矩; J ——转动惯量。

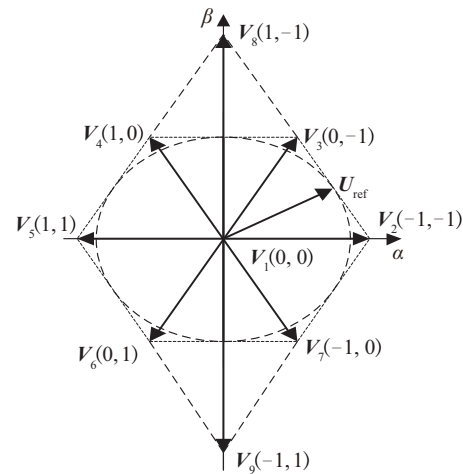


图 3 三相八开关容错逆变器的基本电压矢量分布

Fig. 3 Voltage vector distribution of ESFTI

2 容错逆变器驱动 PMSM 系统 MPTC

针对八开关容错逆变器 PMSM 驱动系统,本文给出了如图 4 所示的结构框图。

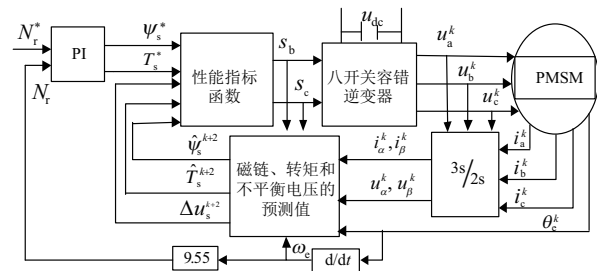


图 4 八开关容错逆变器驱动 PMSM 系统

MPTC 的结构框图

Fig. 4 Structure block diagram of MPTC for PMSM fed by eight-switch fault-tolerant inverter

2.1 模型预测转矩控制的设计

根据式(9)和式(11)计算可得定子磁链方程(式(10)),进行相应的离散化可得到 $(k+1)T_s$ 处的定子磁链方程如下:

$$\begin{bmatrix} \psi_{\alpha}^{k+1} \\ \psi_{\beta}^{k+1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \psi_{\alpha}^k \\ \psi_{\beta}^k \end{bmatrix} + T_s \left\{ \begin{bmatrix} L_s & 0 \\ 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha}^k \\ i_{\beta}^k \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \cos \theta_e^k \\ \sin \theta_e^k \end{bmatrix} \psi_f \right\} \quad (15)$$

式中, T_s ——系统采样周期。

所对应的定子磁链幅值以及转矩的方程为:

$$\hat{\psi}_s^{k+1} = \sqrt{(\hat{\psi}_{\alpha}^{k+1})^2 + (\hat{\psi}_{\beta}^{k+1})^2} \quad (16)$$

$$\hat{T}_e^{k+1} = 1.5p(\hat{\psi}_{\alpha}^{k+1} \hat{i}_{\beta}^{k+1} - \hat{i}_{\alpha}^{k+1} \hat{\psi}_{\beta}^{k+1}) \quad (17)$$

根据等式(16)和式(17),可预测 $(k+1)T_s$ 时刻的定子磁链以及 $(k+1)T_s$ 时刻的转矩值。

通过模型预测转矩控制(MPTC)的目标函数选择最佳基本矢量电压,可有效地降低开关频率,减小转矩和磁链波动。从图3可看出,本文将使用6个小矢量和1个零矢量作为ESFTI的基本电压矢量,且每个扇区的相邻2个矢量可合成幅值相等矢量 U_{ref} ,有效降低了功率管的开关频率^[15]。在每个采集时刻,采用目标函数评价7个基本电压矢量 V_i ($i=1,2,\dots,7$)的作用效果,可从中选择出最佳的基本电压矢量。为了定子磁链和电磁转矩快速跟踪给定值,并抑制电容不平衡电压,定义MPTC中的性能目标函数为:

$$\begin{aligned} \min\{f_i\} &= |T_e^* - T_e^{k+1}| + k_1 \left| |\psi_s^*| - |\psi_s^{k+1}| \right| + k_2 \Delta u^{k+1} \\ \text{s.t. } u_s^{k+1} &\in \{V_1, V_2, \dots, V_7\} \end{aligned} \quad (18)$$

式中, T_e^* ——电磁转矩的给定值; ψ_s^* ——定子磁链的给定值; T_e^{k+1} —— $(k+1)T_s$ 时刻电磁转矩预测值; ψ_s^{k+1} —— $(k+1)$ 时刻定子磁链预测值; Δu^{k+1} —— $(k+1)T_s$ 时刻不平衡电压值; k_1 和 k_2 为权值系数。

2.2 控制系统的延迟补偿

在实际的数字系统控制中,由于实际输出电压矢量与参考电压矢量之间存在着被控制策略执行的一个节拍的延迟^[21],为改善延迟对MPTC性能的不利影响,根据式(16)~式(18)预测出 $k+2$ 时刻磁链(ψ_s^{k+2})、转矩(T_e^{k+2})和不平衡电压 Δu^{k+2} ,然后重新构造新的目标函数式(19),从而可相应补偿系统延迟。考虑1个节拍延迟补偿后的目标函数为:

$$\begin{aligned} \min\{f_i\} &= |T_e^* - T_e^{k+2}| + k_1 \left| |\psi_s^*| - |\psi_s^{k+2}| \right| + k_2 \Delta u^{k+1} \\ \text{s.t. } u_s^k &\in \{V_1, V_2, \dots, V_7\} \end{aligned} \quad (19)$$

3 仿真研究分析

由于电力系统中电压和频率会超出正常范围,导致系统无法正常运行,因此为了保证不脱网连续运行,可引入外网故障穿越问题。而且容错逆变器的PMSM要带负载运行,以至于负载变化不易变化巨大,因此故障穿越可部分改善,以降低一定的负载,更有效进行系统控制。为了验证其有效性和正确性,建立如图4所示的仿真模型图。永磁同步电机参数如表1所示。

表1 永磁同步电机参数

Table 1 Parameters of PMSM

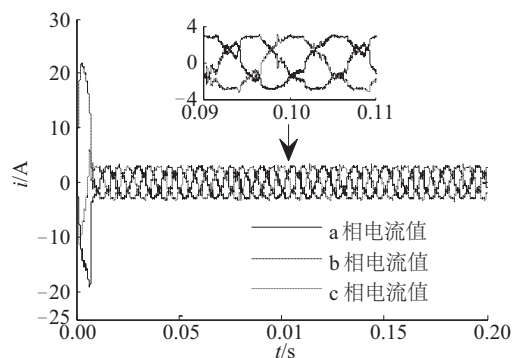
参数	数值	参数	数值
定子电阻 R/Ω	2.875	直流电源 u_{dc}/V	400
绕组电感 L_s/H	0.0085	额定转速 $\omega_r/\text{r}\cdot\text{min}^{-1}$	1500
极对数 P	4	母线直线电容 $C/\mu\text{F}$	2040
额定转矩 T_N/Nm	3	—	—

本文给出2种研究方案。方案1:基于相同的MPTC策略,构建并比较分析基于电流反馈特性的八开关容错控制策略之前和之后的2个系统;方案2:基于三相八开关容错逆变器的PMSM驱动系统,分别构建9个基本电压矢量的MPTC策略、5个基本电压矢量和7个基本电压矢量的MPTC策略,并对它们进行分析比较。

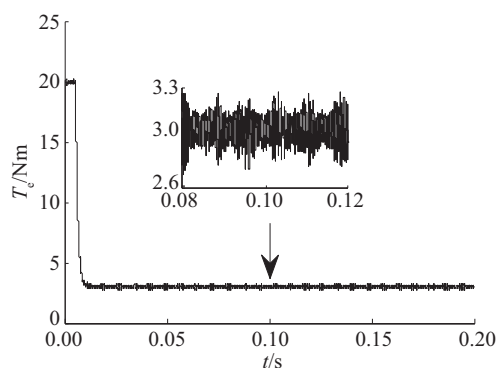
系统采样周期为 $10\mu\text{s}$,图4中PI的参数为: $k_p=0.3$, $k_i=0.1$;目标函数(式(19))中权值系数 $k_1=55$, $k_2=0.001$ 。

3.1 基于电流反馈特性的八开关容错控制策略之前和之后的两个系统的比较

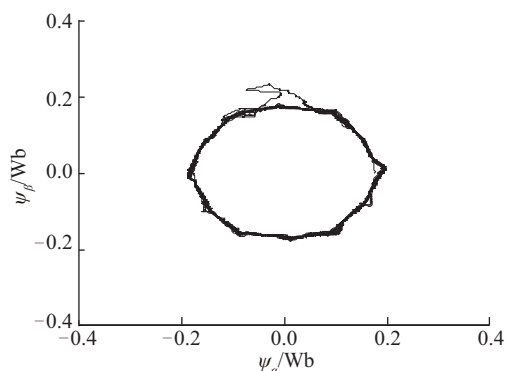
设定转速 ω^* 为 1000 r/min ,PMSM带额定负载(3 Nm)启动。为了表示方便,将基于电流反馈特性的八开关容错控制策略前的控制系统表示为系统I,基于电流反馈特性的八开关容错控制策略后的控制系统表示为系统II。系统I和系统II的动态响应曲线如图5、图6所示。



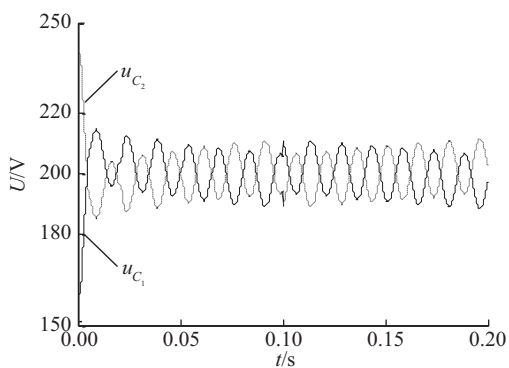
a. 三相定子电流



b. 电磁转矩



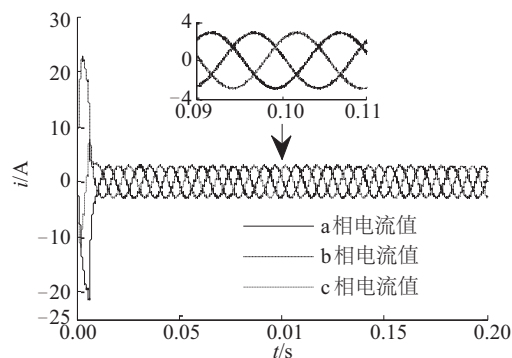
c. 定子磁链



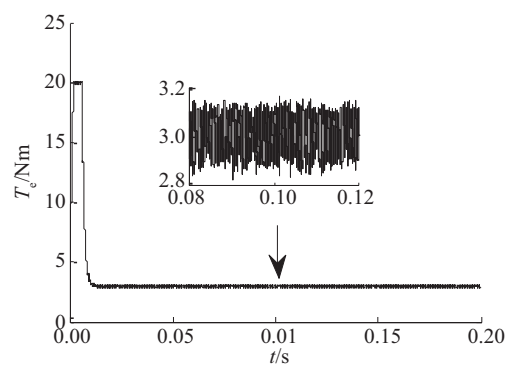
d. 母线电容电压

图5 系统I的动态响应曲线

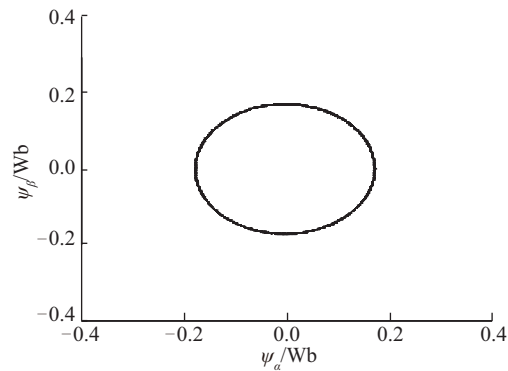
Fig. 5 Dynamic response curve of system I



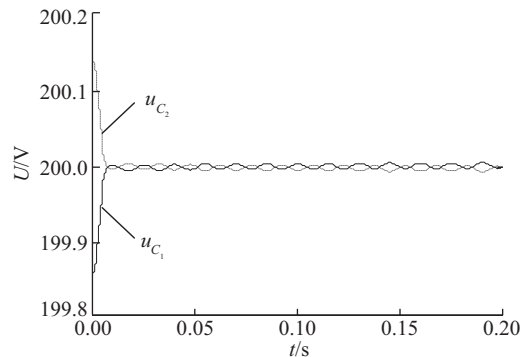
a. 三相定子电流



b. 电磁转矩



c. 定子磁链



d. 母线电容电压

图6 系统II的动态响应曲线

Fig. 6 Dynamic response curve of system II

图5和图6显示,当直流侧母线电容不平衡时,驱动系统的三相电流、电磁转矩和定子磁通将在基于电流反馈特性的八开关容错逆变器的控制策略之前产生一些谐波,从而通过电流反馈容错控制策略可有效抑制其谐波。由图5d和图6d表明,母线电容电压波动在电流反馈容错控制策略下可有效将其进行一定的减少,而无需增加任何辅助器。

表2给出系统I和系统II的三相电流总谐波失真(THD)值。由表2可知,系统I比系统II具有更小的三相定子电流THD值。

表2 三相定子电流THD值

Table 2 THD value of three-phase stator current

相电流	a相电流	b相电流	c相电流
系统I	26.38 %	19.07 %	34.12 %
系统II	3.04%	3.12%	3.33 %

3.2 八开关容错逆变器MPTC中基本电压矢量选择的比较分析

设定转速 ω^* 为1000 r/min,在PMSM带载(1 Nm)时启动,在0.2 s时加至到额定负载3 Nm。图7~图9分别是9个基本电压矢量(系统I)、5个基本矢量(系统II)和7个基本矢量(系统III)的系统响应曲线。

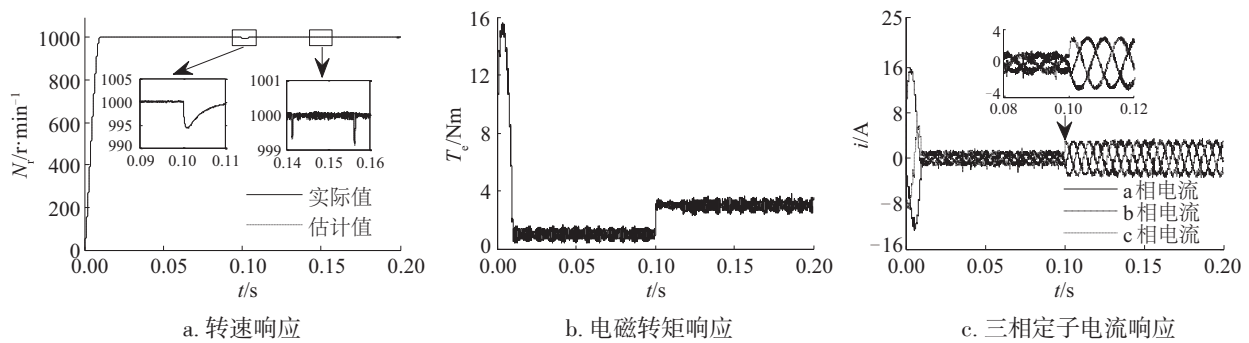


图7 系统I的响应曲线

Fig. 7 Response curve of system I

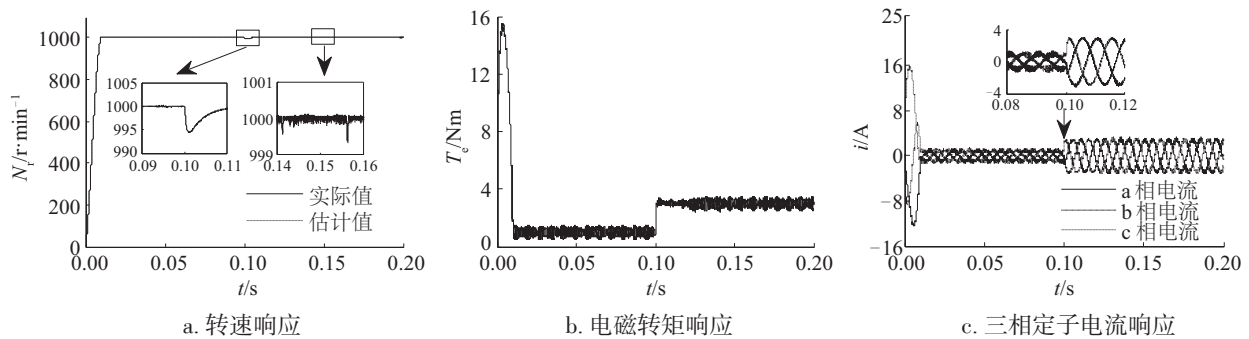


图8 系统II的响应曲线

Fig. 8 Response curve of system II

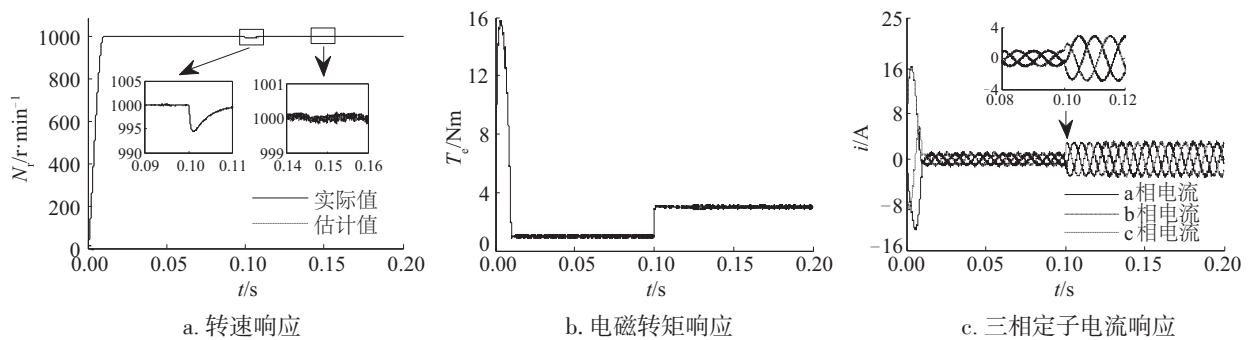


图9 系统III的响应曲线

Fig. 9 Response curve of system III

图 7a、图 8a 和图 9a 表明,无论是在突加负载之前还是在突加负载之后,相比于系统 I 和系统 II,系统 III 均具有较小的转速脉动以及高次的谐波值。由图 7b、图 8b 和图 9b 可知,7 个基本电压矢量的系统 III 具有更小的电磁转矩脉动。图 7c、图 8c 和图 9c 为 3 个系统的定子电流响应,7 个基本电压矢量的系统 III 比系统 I 和系统 II 具有较小的定子电流畸变值。通过 Matlab 中的 Powergui 的 TTF 测出其总谐波失真值(*THD*)如表 3 所示,由表 3 可看出,系统 III 较系统 I 和系统 II 具有较小的三相定子电流的 *THD* 值。

表 3 三相定子电流 *THD* 值

Table 3 *THD* value of three-phase stator current

系统	a 相电流	b 相电流	c 相电流
系统 I	24.38%	12.05%	35.02%
系统 II	20.04%	13.11%	28.67%
系统 III	3.06%	3.13%	3.21%

4 结 论

MPTC 系统中电流反馈特性的容错控制策略用于抑制 ESFTI 的电容部分电压不平衡,对于改进型的 MPTC 策略,可降低取值设计复杂性和定子电流总谐波失真值,减少磁链和转矩脉动。本文的电流反馈特性的容错控制可以有效地抑制直流侧母线电容不平衡对系统运行的不利影响,以及定子的开关损耗和总谐波失真。通过本文中电流反馈特性的容错控制,可有效解决其电压分压不平衡带来的影响。

[参考文献]

- [1] Nabae A, Takahashi I, Akagi H. A New neutral point clamped PWM inverter[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1981, I A-17(5): 518—523.
- [2] Farnesi S, Fazio P, Marchesoni M. A new fault tolerant NPC converter system for high power induction motor drives[A]. 8th IEEE Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics & Drives [C], Bologna, Italy, 2011.
- [3] Abdelghani H B, Ben Abdelghani A B, Slama-Belkhdja I. Three level fault tolerant DTC control for induction machine drives[A]. International Multi-Conference on Systems, Signals and Devices, IEEE Mediterranean Electrotechnical Conference [C], Chemnitz, Germany, 2012.
- [4] Baptista B R O, Abadi M B, Mendes A M S, et al. The performance of a three-phase induction motor fed by a three-level NPC converter with fault tolerant control strategies[A]. IEEE International Symposium on Diagnostics for Electric Machines, Power Electronics and Drives [C], Valencia, Spain, 2013.
- [5] Wiak S, Baptista B R O, Mendes A M S, et al. Thermal analysis and efficiency of an induction motor driven by a fault-tolerant multilevel inverter using FEM[J]. COMPEL, 2015, 34(2): 573—589.
- [6] Matos D B, Estima J O, Margues Cardoso A J. Performance of a synchronous reluctance motor drive with a fault-tolerant three-level neutral point clamped inverter [A]. IEEE International Conference on Electrical Machines [C], Lausanne, Switzerland, 2016.
- [7] 梅 杨, 孙 凯, 黄 震. 二极管中点钳位型三电平逆变器-交流电机调速系统的高精度建模与分析[J]. 电工技术学报, 2015, 30(6): 200—207.
- [7] Mei Yang, Sun Kai, Huang Zhen. High accuracy modeling and analysis of neutral-point-clamped three-level inverter fed AC motor drive system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(6): 200—207.
- [8] 夏长亮, 张天一. 结合开关表的三电平逆变器永磁同步电机模型预测转矩控制[J]. 电工技术学报, 2016, 31(20): 83—92.
- [8] Xia Changliang, Zhang Tianyi. Model predictive torque control with switching table for neutral point clamped three-level inverter fed permanent magnet synchronous motor [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(20): 83—92.
- [9] Ceballos S, Pou J, Robles E, et al. Three-leg fault-tolerant neutral-point-clamped converter[A]. IEEE International Symposium on Industrial Electronics [C], Vigo, Spain, 2007: 3180—3185.
- [10] Ben Abdelghani H, Benabdelghani A B, Slama-Belkhdja I, et al. Fault tolerant NPC converter control for isolated PV sytems: Application for an isolated telecommunication center[A]. 16th IEEE Electrotechnical Conference [C], Yasmine Hammamet, Tunisia, 2012.
- [11] Caseiro L M A, Mendes A M S, Alcaso A N. Fault diagnosis and tolerance in three-level neutral-point-clamped rectifiers[A]. IECON 2012, 38th Annual

- Conference on IEEE Industrial Electronics Society [C], Montreal, QC, Canada, 2012.
- [12] Rocha A V, Silva S M, Pires I A, et al. A new fault-tolerant realization of the active three-level NPC converter [A]. IEEE Energy Conversion Congress and Exposition[C], Pittsburgh, PA, USA, 2014.
- [13] Katebi R, Stark A, He Jiangbiao, et al. Advanced three level active neutral point converter with fault tolerant capabilities [A]. IEEE the Energy Conversion Congress and Exposition [C], Milwaukee, WI, USA, 2016.
- [14] 吴 迪, 伍小杰, 苏良成, 等. 基于开绕组电机的双三电平逆变器容错控制方法[J]. 电力自动化设备, 2014, 34(4): 65—71.
- [14] Wu Di, Wu Xiaojie, Su Liangcheng, et al. Improved grid-connection operation of microgrid converter based on droop control[J]. Electric Power Automation Equipment, 2014, 34(4): 65—71.
- [15] Ceballos S, Pou J, Zaragoza J, et al. Fault-tolerant neutral point-clamped converter solutions based on including a fourth resonant leg[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2011, 58(6): 2293—2303.
- [16] 刘勇超, 葛兴来, 冯晓云. 两电平与三电平NPC逆变器单桥臂故障重构拓扑SVPWM算法比较研究[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(3): 775—783.
- [16] Liu Yongchao, Ge Xinglai, Feng Xiaoyun. Comparison study of SVPWM algorithms of the post-fault reconfigured topologies for two-level and three level NPC inverters with failure of a leg [J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(3): 775—783.
- [17] Orlowska-Kowalska T, Dybkowski M. Stator current based MRAS estimator for a wide range speed sensorless induction motor drive [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(4): 1296—1308.
- [18] 滕青芳, 李国飞, 朱建国, 等. 基于扩张状态观测器的无速度传感器容错逆变器驱动永磁同步电机系统自抗扰模型预测转矩控制[J]. 控制理论与应用, 2016, 33(5): 676—684.
- [18] Teng Qingfang, Li Guofei, Zhu Jianguo, et al. Sensorless active disturbance rejection, model predictive torque control using extended state observer for permanent magnet synchronous motor fed by three-phase four-switch inverter[J]. Control Theory & Applications, 2016, 33(5): 676—684.
- [19] Dadras S, Momeni H R. Fractional terminal sliding mode control design for a class of dynamical systems with uncertainty[J]. Communications in Nonlinear Science and Numerical Simulation, 2012, 17 (1) : 367—377.
- [20] Zhang Yongchang, Zhu Jianguo. Direct torque control of permanent magnet synchronous motor with reduced torque ripple and commutation frequency[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2011, 26 (1) : 235—248.
- [21] Preindl M, Bolognani S. Model predictive direct torque control with finite control set for PMSM drive systems, Part 2: Field weakening operation [J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2013, 9 (2) : 648—657.
- [22] Niu Feng, Wang Bingsen, Babel A S, et al. Comparative evaluation of direct torque control strategies for permanent magnet synchronous machines[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 31(2): 1408—1424.
- [23] Li Shihua, Liu Zhigang. Adaptive speed control for permanent-magnet synchronous motor system with variations of Load Inertia[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(8): 3050—3059.

MODEL PREDICTIVE TORQUE CONTROL OF PMSM SYSTEM DRIVEN BY THREE PHASE EIGHT SWITCH FAULT-TOLERANT INVERTER

Zhang Bin, Yang Laibao, Liu Xin, Xu Weiqi, Wen Xue

(School of Automation and Electrical Engineering, Lanzhou Jiaotong University, Lanzhou 730070, China)

Abstract: A novel model predictive torque control (MPTC) strategy is proposed for the PMSM drive system of a three-phase eight-switch fault-tolerant inverter, and a mathematical model is established based on the operating mode of the drive system. Value design complexity and stator current total harmonic distortion (*THD*) values can be reduced with the improved MPTC strategy, and this strategy can also reduce flux linkage and torque ripple. The fault-tolerant control of the current feedback characteristic is used to effectively suppress the imbalance of the DC side bus bar capacitor voltage division. The simulation results show that the proposed method not only has good dynamic performance, strong anti-interference and robustness, but also reduces the loss of its switching and the total harmonic distortion (*THD*) of the stator current, thus ensuring the system reliability and system stability.

Keywords: permanent magnet synchronous motor; current feedback characteristic; model predictive torque control; three-phase eight-switch fault-tolerant inverter