

共模电压抑制的六相串联三相双 PMSM 系统 模型预测转矩控制

潘斌, 周扬忠*

(福建省新能源发电与电能变换重点实验室(福州大学), 福建省 福州市 350116)

Model Predictive Torque Control of Six-phase and Three-phase PMSM Series-connected System With Common Mode Voltage Suppression

PAN Bin, ZHOU Yangzhong*

(Fujian Key Laboratory of New Energy Generation and Power Conversion (Fuzhou University),

Fuzhou 350116, Fujian Province, China)

ABSTRACT: Common mode voltage (CMV) with high frequency and high amplitude is an important cause of motor winding failure and bearing damage, and its electromagnetic interference can easily affect the normal use of surrounding equipment. A model predictive torque control (MPTC) strategy with common mode voltage suppression was proposed in this paper for the six-phase and three-phase permanent magnet synchronous motor (PMSM) series-connected system. Only 20 basic voltage vector with zero common mode voltage were selected to suppress the common mode voltage of the system. To suppress the zero sequence current of the system, 13 virtual voltage vectors with zero sequence voltage of 0 were synthesized from 20 basic voltage vectors. Furthermore, a zero sequence current PI regulator was introduced to adjust the duty cycle of two basic voltage vectors used to synthesize the virtual voltage vector to suppress the zero sequence current caused by the nonlinear factors of actual system. The experimental results show that the proposed strategy not only realizes torque, stator flux amplitude tracking and zero sequence current suppression, but also effectively inhibits the common mode voltage of the system.

KEY WORDS: model predictive torque control; multi-phase motor series-connected system; zero-sequence current; common mode voltage; virtual voltage vector

摘要: 高频、高幅值的共模电压(common mode voltage, CMV)是电机绕组故障、轴承损坏的重要原因,其造成的电磁干扰也易影响周围设备的正常使用。该文针对六相串联三相双永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)系统提出一种共模电压抑制的模型预测转矩控制(model predictive torque control, MPTC)策略。只选用 20 个共模电压为 0 的基本电压矢量控制系统,以抑制

系统的共模电压。为抑制系统的零序电流,20 个基本电压矢量合成出 13 个零序电压为 0 的虚拟电压矢量。更进一步,引入零序电流 PI 调节器调整用以合成虚拟电压矢量的 2 个基本电压矢量的占空比,以抑制因实际系统非线性因素造成的零序电流。实验结果表明,所提控制策略在实现转矩、定子磁链幅值跟踪和零序电流抑制的同时,系统的共模电压也得到了有效抑制。

关键词: 模型预测转矩控制; 多相电机串联系统; 零序电流; 共模电压; 虚拟电压矢量

0 引言

多相电机串联系统利用多相电机的冗余自由度,通过电机之间特定的绕组连接方式,实现了一台逆变器独立解耦控制多台电机^[1-3]。多相电机串联系统减少了多电机系统所需要的核心处理器、逆变器桥臂以及相应的采样、保护等辅助电路,减少了系统的体积和成本^[4-5];当多相电机串联系统中一台电机回馈能量时,能量无需经过逆变器即可直接被系统中其他电机所利用,易于实现回馈制动^[6-7]。基于上述优点,多相电机串联系统在多电飞机、舰船推进、复绕机等领域有着潜在的应用前景^[8]。

采用直接转矩控制的多相电机串联系统有着动态响应快的优点,但由于需要在不同平面同时控制多台电机,难以构建最优开关表,并保证多台电机有着良好的稳态特性^[9]。而模型预测转矩控制通过引入预测模型及与控制误差相关的成本函数,较好地解决了电机控制系统最优电压矢量选

择的难题^[10-12]。将模型预测转矩控制引入到多相电机串联系统中,有助于提升控制系统的整体性能。文献[13]将模型预测转矩控制引入到双五相电机串联系统中,有效地改善了2台五相感应电机的稳态特性。

共模电压普遍存在于使用PWM的电机控制系统中。高幅值的共模电压易导致电机绕组绝缘的劣化,也可能击穿轴承油膜损坏电机轴承;高频变化的共模电压也会产生电磁干扰,影响周围设备的正常使用^[14-16]。相较于通过增加硬件或使用特殊的电路拓扑实现对共模电压的抑制,采用优化控制策略的方法有着成本低、可靠性高、易于实现等优点^[17-18]。单台电机模型预测控制抑制共模电压的方案已有较多研究成果^[19-22],但是针对多相电机串联系统共模电压抑制的模型预测控制研究鲜见报道。文献[19]将共模电压引入到成本函数中,实现了五相感应电机系统共模电压的抑制。但随着控制目标的增加,成本函数中权重系数的设计愈加繁琐复杂,限制了控制策略的应用。文献[20]仅使用低共模电压的小矢量和大矢量合成零谐波平面电压的虚拟电压矢量来控制五相永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM),无需在成本函数中加入新的控制目标即实现了对共模电压的抑制,但共模电压的变化频率过高。文献[21]分析了死区对共模电压的影响,提出一种消除死区中共模电压尖峰的三相PMSM模型预测控制方法,使得系统的共模电压幅值恒为 $U_{DC}/3$ 。但受限于系统结构,系统的共模电压不能完全消除。文献[22]仅选用6个共模电压为0的电压矢量来控制电机,消除了矩阵变换器驱动PMSM系统中的共模电压,但PMSM的转矩脉动明显增大,降低了系统的稳态特性。

基于上述问题,本文针对六相串联三相双PMSM系统提出一种共模电压抑制的模型预测转矩控制策略。为抑制系统的共模电压,只选用了20个共模电压为0的基本电压矢量控制系统。为实现对系统零序电流的精确抑制,在用20个基本电压矢量合成13个零序电压为0的虚拟电压矢量的基础上,引入零序电流PI调节器调整用以合成虚拟电压矢量的2个基本电压矢量的占空比。实验结果表明,所提控制策略在实现转矩、定子磁链幅值跟踪和零序电流抑制的同时,系统的共模电压也得到了有效抑制。

1 六相串联三相双PMSM系统

系统绕组连接方式如图1所示。A—F相为六相PMSM相绕组,U—W相为三相PMSM相绕组,2台PMSM各相绕组在空间对称分布。三相PMSM的U相绕组与六相PMSM的A相和D相绕组相串联,其他相同理。三相PMSM绕组出线端采用星型连接。

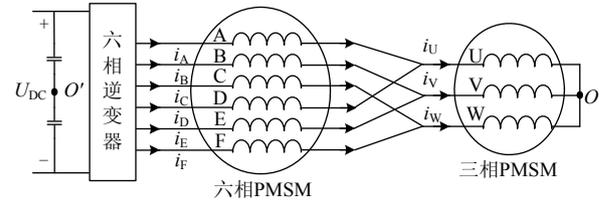


图1 系统绕组连接方式

Fig. 1 Winding connection mode of system

根据文献[7]分析,借助恒功率 T_6 变换矩阵可以将系统的数学模型由ABCDEF坐标系变换到 $\alpha_1\beta_1\alpha_2\beta_2o_1o_2$ 坐标系下。再借助2台PMSM转子位置角 θ_{r1} 和 θ_{r2} ,可以将2台PMSM的数学模型由 $\alpha_1\beta_1$ 、 $\alpha_2\beta_2$ 静止坐标系变换到 d_1q_1 、 d_2q_2 旋转坐标系下。 $\alpha_1\beta_1$ 、 d_1q_1 坐标系分别为六相PMSM平面上的静止坐标系和旋转坐标系,六相PMSM在此平面上进行机电能量转换。三相PMSM平面同理。系统还有1个不参与机电能量转换的谐波平面——零序平面,零序平面上的静止坐标系为 o_1o_2 坐标系。

系统在 d_1q_1 、 d_2q_2 、 o_1o_2 坐标系下磁链模型为

$$\begin{bmatrix} \psi_{sd1} \\ \psi_{sq1} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{d1} & 0 \\ 0 & L_{q1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \sqrt{3}\psi_{f1} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_{sd2} \\ \psi_{sq2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{d2} & 0 \\ 0 & L_{q2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \sqrt{3}\psi_{f2} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_{so1} \\ \psi_{so2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{s\sigma1} + 2L_{s\sigma2} & 0 \\ 0 & L_{s\sigma1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{o1} \\ i_{o2} \end{bmatrix} \quad (3)$$

式中: $L_{s\sigma1}$ 、 $L_{s\sigma2}$, L_{d1} 、 L_{d2} , L_{q1} 、 L_{q2} 分别为六相PMSM、三相PMSM相绕组漏感, d 轴电感, q 轴电感; ψ_{f1} 、 ψ_{f2} 分别为六相PMSM、三相PMSM永磁体磁链幅值。

系统在 d_1q_1 、 d_2q_2 、 o_1o_2 坐标系下电压模型为

$$\begin{bmatrix} u_{d1} \\ u_{q1} \end{bmatrix} = R_{s1} \begin{bmatrix} i_{d1} \\ i_{q1} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{sd1} \\ \psi_{sq1} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{r1} \\ \omega_{r1} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{sd1} \\ \psi_{sq1} \end{bmatrix} \quad (4)$$

$$\begin{bmatrix} u_{d2} \\ u_{q2} \end{bmatrix} = (R_{s1} + 2R_{s2}) \begin{bmatrix} i_{d2} \\ i_{q2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{sd2} \\ \psi_{sq2} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & -\omega_{r2} \\ \omega_{r2} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_{sd2} \\ \psi_{sq2} \end{bmatrix} \quad (5)$$

$$\begin{bmatrix} u_{o1} \\ u_{o2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_{s1} + 2R_{s2} & 0 \\ 0 & R_{s1} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{o1} \\ i_{o2} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{so1} \\ \psi_{so2} \end{bmatrix} \quad (6)$$

式中： R_{s1} 、 R_{s2} 分别为六相 PMSM、三相 PMSM 各相绕组的电阻； ω_{r1} 、 ω_{r2} 分别为六相 PMSM、三相 PMSM 电角速度。

2 台 PMSM 的转矩分别为：

$$T_{e1} = \frac{\sqrt{3}p_1\psi_{f1}}{L_{d1}}\psi_{sq1} + \frac{p_1(L_{d1} - L_{q1})}{L_{d1}L_{q1}}\psi_{sd1}\psi_{sq1} \quad (7)$$

$$T_{e2} = \frac{\sqrt{3}p_2\psi_{f2}}{L_{d2}}\psi_{sq2} + \frac{p_2(L_{d2} - L_{q2})}{L_{d2}L_{q2}}\psi_{sd2}\psi_{sq2} \quad (8)$$

式中 p_1 、 p_2 分别为六相 PMSM、三相 PMSM 极对数。

用六相逆变器的开关状态表示系统在 $\alpha_1\beta_1\alpha_2\beta_2\alpha_1\beta_2$ 静止坐标系下的电压，具体为

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha1} \\ u_{\beta1} \\ u_{\alpha2} \\ u_{\beta2} \\ u_{o1} \\ u_{o2} \end{bmatrix} = \frac{\sqrt{3}U_{DC}}{6} \begin{bmatrix} 2S_A + S_B - S_C - 2S_D - S_E + S_F \\ \sqrt{3}S_B + \sqrt{3}S_C - \sqrt{3}S_E - \sqrt{3}S_F \\ 2S_A - S_B - S_C + 2S_D - S_E - S_F \\ \sqrt{3}S_B - \sqrt{3}S_C + \sqrt{3}S_E - \sqrt{3}S_F \\ 0 \\ \sqrt{2}(S_A - S_B + S_C - S_D + S_E - S_F) \end{bmatrix} \quad (9)$$

式中： U_{DC} 为直流母线电压； $S_i=1$ ($i=A,B,C,D,E,F$) 代表逆变器第 i 相上桥臂导通，下桥臂关断； $S_i=0$ 代表逆变器第 i 相上桥臂关断，下桥臂开通。

六相逆变器共计可输出 64 种开关状态，即 64 个基本电压矢量，用编号 0~63 表示基本电压矢量 $S_A S_B S_C S_D S_E S_F = 000000 \sim 111111$ 。

由式(1)—(8)可知，无论三相 PMSM 处于何种工况(即无论 ψ_{sd2} 、 ψ_{sq2} 、 i_{d2} 、 i_{q2} 为何值)，通过控制 u_{sd1} 、 u_{sq1} 即可在不影响 $\psi_{sd2}\psi_{sq2}$ 、 $i_{d2}i_{q2}$ 的情况下，实现对 ψ_{sd1} 、 ψ_{sq1} 和电流 i_{d1} 、 i_{q1} 的控制，进而控制六相 PMSM 的转矩和定子磁链幅值。三相 PMSM 的控制同理。综上，通过控制对应平面上的电压矢量，即可在不影响另一台 PMSM 运行的情况下，实现对本台 PMSM 的控制，即 2 台 PMSM 的控制独立解耦。

2 共模电压抑制的模型预测转矩控制

2.1 预测模型

由式(4)可得，当电压矢量 $u_{s1}(k)$ 在第 k 周期作用于系统时，六相 PMSM 的磁链在第 k 周期的变化率为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{sd1}(k) \\ \psi_{sq1}(k) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{d1}(k) \\ u_{q1}(k) \end{bmatrix} - R_{s1} \begin{bmatrix} i_{d1}(k) \\ i_{q1}(k) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \omega_{r1}\psi_{sq1}(k) \\ -\omega_{r1}\psi_{sd1}(k) \end{bmatrix} \quad (10)$$

式中： $u_{d1}(k)$ 、 $u_{q1}(k)$ 为作用于第 k 周期的电压矢量在 d_1 、 q_1 轴上的电压值；其他带有 (k) 的量代表该量在 k 时刻的计算值；带有 $(k+1)$ 的量代表该量在 $k+1$ 时刻的预测值，式(11)—(13)的变量定义同理。

根据一阶欧拉公式可得， $k+1$ 时刻的六相 PMSM 的磁链为

$$\begin{bmatrix} \psi_{sd1}(k+1) \\ \psi_{sq1}(k+1) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \psi_{sd1}(k) \\ \psi_{sq1}(k) \end{bmatrix} + T_s \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \psi_{sd1}(k) \\ \psi_{sq1}(k) \end{bmatrix} \quad (11)$$

式中 T_s 为控制周期。

由式(7)可得， $k+1$ 时刻六相 PMSM 的定子磁链幅值和转矩为：

$$\psi_{s1}(k+1) = \sqrt{\psi_{sd1}^2(k+1) + \psi_{sq1}^2(k+1)} \quad (12)$$

$$T_{e1}(k+1) = \frac{\sqrt{3}p_1\psi_{f1}}{L_{d1}}\psi_{sq1}(k+1) + \frac{p_1(L_{d1} - L_{q1})}{L_{d1}L_{q1}}\psi_{sd1}(k+1)\psi_{sq1}(k+1) \quad (13)$$

三相 PMSM 定子磁链幅值和转矩的预测与六相 PMSM 同理。

在传统的单台 PMSM 系统的模型预测转矩控制中，成本函数中仅需包含 1 台 PMSM 的转矩和定子磁链幅值 2 个控制目标即可。但六相串联三相 PMSM 系统需要同时控制 2 台 PMSM，故成本函数需要将 2 台 PMSM 的转矩和定子磁链幅值都包含在内，共 4 个控制目标。

$$g = k_0(T_{e1}^* - T_{e1}(k+1))^2 + k_1(T_{e2}^* - T_{e2}(k+1))^2 + k_2(\psi_{s1}^* - \psi_{s1}(k+1))^2 + k_3(\psi_{s2}^* - \psi_{s2}(k+1))^2 \quad (14)$$

式中： T_{e1}^* 、 T_{e2}^* 分别为六相 PMSM、三相 PMSM 的转矩给定，由 2 台 PMSM 各自的速度调节器(PI 调节器)输出； ψ_{s1}^* 、 ψ_{s2}^* 分别为六相 PMSM、三相 PMSM 的定子磁链幅值给定，本文取 $\sqrt{3}$ 倍的永磁体磁链幅值； k_0 、 k_1 、 k_2 、 k_3 为各控制目标的权重系数，代表各控制目标在系统中的重要程度，可以根据系统的控制要求和控制效果进行调节。权重系数的初步确定方法见附录 A。

图 2 为实际控制系统的时序图。文献[10]指出，在实际控制系统中，因为控制策略的计算和开关管控制信号的更新会引入一步控制延时，即系统根据 k 时刻采样值得到的优化结果将在第 $k+1$ 周期作用于系统。本文引入一步补偿：根据 k 时刻的采样值和第 $k-1$ 周期计算得到的、作用于第 k 周期的最优电压矢量，预测出 $k+1$ 时刻的两个 PMSM 平面定子

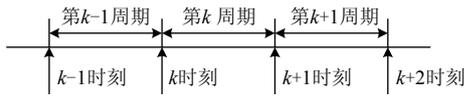


图2 实际控制系统时序图

Fig. 2 Timing diagram of the actual control system

磁链和电流值, 再根据这些预测值, 遍历计算施加不同电压矢量在第 $k+1$ 周期作用于系统时, $k+2$ 时刻两台 PMSM 的转矩和定子磁链幅值, 最后通过成本函数优选出最优电压矢量作用于第 $k+1$ 周期, 以期各控制目标在 $k+2$ 时刻跟踪上给定。故本文最终使用的成本函数为

$$g = k_0(T_{e1}^* - T_{e1}(k+2))^2 + k_1(T_{e2}^* - T_{e2}(k+2))^2 + k_2(\psi_{s1}^* - \psi_{s1}(k+2))^2 + k_3(\psi_{s2}^* - \psi_{s2}(k+2))^2 \quad (15)$$

式中带 $(k+2)$ 的量代表该量在 $k+2$ 时刻的预测值。

2.2 共模电压抑制

如图 1 所示, 在六相串联三相双 PMSM 系统中, 六相 PMSM 绕组的出线端直接连接到三相 PMSM 绕组的进线端, 故系统的共模电压为三相 PMSM 绕组定子节点处的共模电压, 即三相 PMSM 绕组节点 O 点与直流母线电压中点 O' 点之间的电压差 $u_{OO'}$:

$$u_{OO'} = \frac{U_{DC}}{6}(S_A + S_B + S_C + S_D + S_E + S_F) - \frac{U_{DC}}{2} \quad (16)$$

由式(16)可知, 不同的基本电压矢量作用于系统时, 系统将产生不同的共模电压。各基本电压矢量对应系统的共模电压大小如表 1 所示。

表 1 各基本电压矢量对应的系统共模电压

Table 1 CMV of the system corresponding to each basic VVs

共模电压	基本电压矢量编号	数量
$+U_{DC}/2$	63	1
$+U_{DC}/3$	31、47、55、59、61、62	6
$+U_{DC}/6$	15、23、27、29、30、39、43、45、46、51、53、54、57、58、60	15
0	7、11、13、14、19、21、22、25、26、28、35、37、38、41、42、44、49、50、52、56	20
$-U_{DC}/6$	3、5、6、9、10、12、17、18、20、24、33、34、36、40、48	15
$-U_{DC}/3$	1、2、4、8、16、32	6
$-U_{DC}/2$	0	1

为了抑制系统的共模电压, 仅选用 20 个共模电压为 0 的基本电压矢量来控制 2 台 PMSM 的转矩和定子磁链幅值。所选用的基本电压矢量在 2 个 PMSM 平面的电压矢量图如图 3 所示。

根据式(9), 所选基本电压矢量在零序平面的电

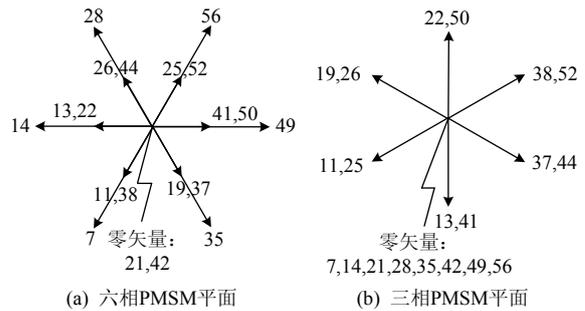


图 3 两个 PMSM 平面共模电压为 0 的基本电压矢量

Fig. 3 Basic VVs with zero CMV in two PMSM planes

压值 u_{o2} (下文称零序电压) 如表 2 所示。由于六相 PMSM 漏感很小, 且所选基本电压矢量的零序电压不为 0, 若不加以控制, 将导致系统零序电流 i_{o2} 过大, 增大绕组电流总谐波失真和系统损耗。

表 2 所选基本电压矢量的零序电压

Table 2 The zero-sequence voltage of the selected basic VVs

基本电压矢量编号	零序电压 u_{o2}
42	$+3U_{DC}/\sqrt{6}$
11、14、26、35、38、41、44、50、56	$+U_{DC}/\sqrt{6}$
7、13、19、22、25、28、37、49、52	$-U_{DC}/\sqrt{6}$
21	$-3U_{DC}/\sqrt{6}$

2.3 零序电流抑制

由图 3 和表 2 可知, 在六相 PMSM 平面内, 同方向共模电压为 0 的长矢量与短矢量的零序电压幅值相同、方向相反, 同时所有在六相 PMSM 平面内的长矢量均在三相 PMSM 平面内表现为零矢量, 故本文采用基本电压矢量合成的方法以抑制系统的零序电流。按照在六相 PMSM 平面内, 同方向的长矢量与短矢量各作用半个周期的原则, 在每个方向新合成出 2 个虚拟电压矢量, 同时 21 号和 42 号矢量合成虚拟零电压矢量, 总计共 13 个虚拟电压矢量, 13 个虚拟电压矢量的零序电压和共模电压均为 0。13 个虚拟电压矢量在 2 个 PMSM 平面的电压矢量图如图 4 所示, 其中, 56/25 表示由 56 号和 25 号矢量合成的虚拟电压矢量, 其他虚拟电压矢量同理。

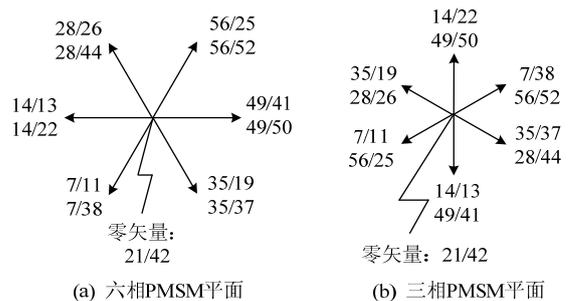


图 4 两个 PMSM 平面虚拟电压矢量

Fig. 4 Virtual VVs in two PMSM planes

由式(6)可知, 因为所有虚拟电压矢量的零序电压均为 0, 系统的零序电流应恒为 0。但是, 受实际系统必然存在的死区时间、开关管压降等非线性因素的影响, 系统的零序电流不恒为 0, 需要进一步对零序电流进行抑制。

在控制系统中引入零序电流 PI 调节器, 以抑制因系统非线性因素造成的零序电流。零序电流 PI 调节器的零序电流给定值为 0, 反馈值为零序电流, 零序电流误差经过 PI 调节器得到用以合成虚拟电压矢量的 2 个基本电压矢量占空比的调整值 ΔD 。其中, 零序电压大于 0 的基本电压矢量的占空比为 $0.5 + \Delta D$, 零序电压小于 0 的基本电压矢量的占空比为 $0.5 - \Delta D$ 。显然, 最终合成的虚拟电压矢量的零序电压不再为 0, 根据表 2 可得其值为

$$u_{o2} = 1/\sqrt{6}(0.5 + \Delta D)U_{DC} - 1/\sqrt{6}(0.5 - \Delta D) \cdot U_{DC} = 2/\sqrt{6}\Delta D \cdot U_{DC} \quad (17)$$

需要提及的是, 21 号和 42 号矢量的零序电压是其他基本电压矢量的 3 倍, 21 号和 42 号矢量占空比的调整值需要整定为 ΔD 的 1/3, ΔD 整定后的零序电压同式(17)。

调整 2 个基本电压矢量占空比后, 系统的零序电流闭环如图 5 所示。

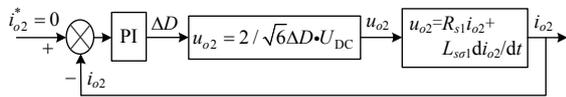


图 5 零序电流闭环

Fig. 5 Zero-sequence current closed loop

给定零序电流 $I_{o2}^*(s)$ 与 $I_{o2}(s)$ 的传递函数 $G(s)$ 为

$$G(s) = \frac{I_{o2}(s)}{I_{o2}^*(s)} = \frac{\frac{2U_{DC}}{\sqrt{6}L_{s\sigma 1}}(k_p s + k_i)}{s^2 + (\frac{R_{s1}}{L_{s\sigma 1}} + \frac{2U_{DC}}{\sqrt{6}L_{s\sigma 1}}k_p)s + \frac{2U_{DC}}{L_{s\sigma 1}}k_i} \quad (18)$$

根据劳斯-赫尔维茨稳定判据可得, 当 k_p 、 k_i 均大于 0 时, 零序电流闭环即可稳定。

最终代入到预测模型中计算的虚拟电压矢量在 $\alpha_1\beta_1$ 、 $\alpha_2\beta_2$ 坐标系各轴上的电压为

$$\begin{bmatrix} u_{j\alpha 1} \\ u_{j\beta 1} \\ u_{j\alpha 2} \\ u_{j\beta 2} \end{bmatrix} = (0.5 + \Delta D) \begin{bmatrix} u_{j1\alpha 1} \\ u_{j1\beta 1} \\ u_{j1\alpha 2} \\ u_{j1\beta 2} \end{bmatrix} + (0.5 - \Delta D) \begin{bmatrix} u_{j2\alpha 1} \\ u_{j2\beta 1} \\ u_{j2\alpha 2} \\ u_{j2\beta 2} \end{bmatrix} \quad (19)$$

式中: \mathbf{u}_j 为虚拟电压矢量; \mathbf{u}_{j1} 为用以合成虚拟电压矢量的 2 个基本电压矢量中零序电压大于 0 的基本电压矢量; \mathbf{u}_{j2} 为零序电压小于 0 的基本电压矢量。

根据式(19)可得, 当 $\Delta D \neq 0$ 时, 最终合成的虚拟电压矢量在 2 个 PMSM 平面的电压矢量图如图 6 所示。可见, 当 $\Delta D \neq 0$ 时, 2 个 PMSM 平面内的虚拟电压矢量的幅值不再完全相等。

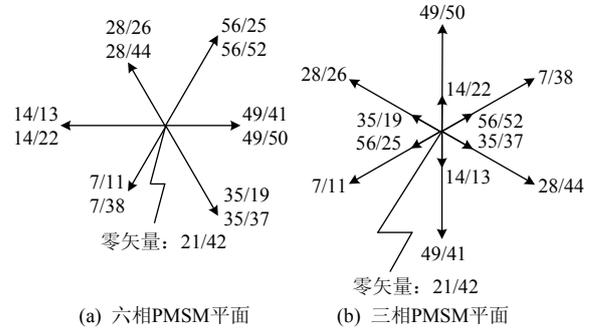


图 6 两个 PMSM 平面虚拟电压矢量 ($\Delta D \neq 0$)

Fig. 6 Virtual VVs in two PMSM planes ($\Delta D \neq 0$)

将这 13 个共模电压为 0 且能抑制零序电流的虚拟电压矢量代入到预测模型中, 优选出最优虚拟电压矢量作用于系统下个控制周期。为减少系统的开关频率, 同时便于 DSP 实现, 在一个控制周期内, 先输出零序电压大于 0 的基本电压矢量 \mathbf{u}_{j1} , 再输出零序电压小于 0 的基本电压矢量 \mathbf{u}_{j2} , 合成虚拟电压矢量的时序图如图 7 所示。

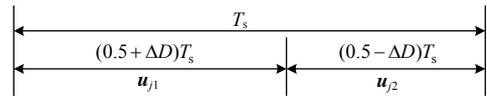


图 7 合成虚拟电压矢量的时序图

Fig. 7 Timing diagram of synthesizing virtual voltage vector

2.4 控制策略流程图

本文所提模型预测转矩控制策略流程图如图 8 所示。具体实施过程如下:

- 1) 采样 k 时刻的 $i_A \sim i_F$ 、 U_{DC} 、 θ_{r1} 和 θ_{r2} ;
- 2) 计算 k 时刻各平面内的定子磁链和电流;
- 3) 根据第 $k-1$ 周期计算得到、作用于第 k 周期的最优虚拟电压矢量 $\mathbf{u}_{opt(k)}$, 得到 $k+1$ 时刻 d_{1q1} 、 d_{2q2} 坐标系下的定子磁链和电流;
- 4) 零序电流经零序电流 PI 调节器得到占空比的调整值 ΔD ;
- 5) 根据 ΔD , 合成 13 个虚拟电压矢量 $\mathbf{u}_j (j=0, 1, \dots, 12)$;
- 6) 遍历计算每个虚拟电压矢量作用在第 $k+1$ 周期时, $k+2$ 时刻 2 台 PMSM 的转矩和定子磁链幅值;
- 7) 计算每个虚拟电压矢量对应的成本函数值 g_j ;
- 8) 选择出令成本函数值最小的最优虚拟电压矢量 $\mathbf{u}_{opt(k+1)}$ 作用于第 $k+1$ 周期。

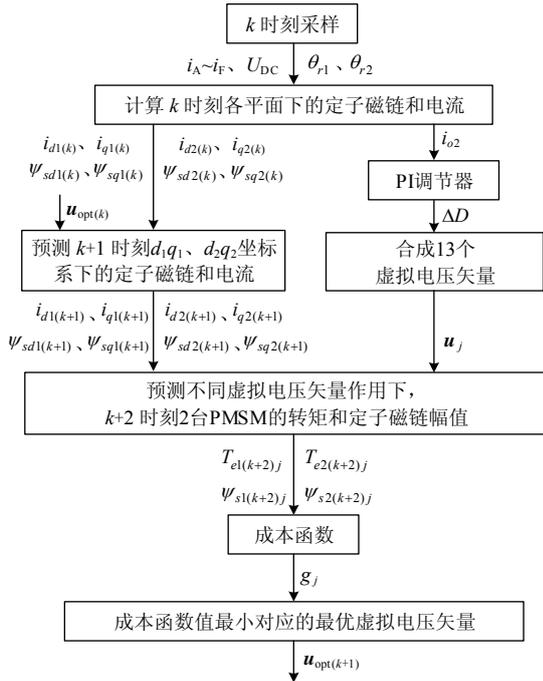


图8 所提模型预测转矩控制策略流程图

Fig. 8 Flow diagram of the proposed MPTC

3 实验

3.1 实验样机

本文对所提控制策略进行实验研究，所使用的2台PMSM参数如表3所示，2台PMSM均与安装有增量编码器的他励直流电机同轴相连，编码器用以检测PMSM位置角，他励直流电机充当PMSM的负载。控制板采用DSP TMS320F2812作为核心处理器，直流母线电压及六相电流通过霍尔传感器进行采样。实验样机的实物图如图9所示。

表3 两台PMSM参数

Table 3 Design parameters of the two PMSMs

参数	六相 PMSM	三相 PMSM
额定电压/V	150	200
额定电流/A	6.2	6.2
额定功率/kW	1.5	1.5
额定转速/(r/min)	1500	1500
极对数	2	2
定子电阻/ Ω	1	1.2
直轴电感/mH	1.54	3.72
交轴电感/mH	2.46	7.28
永磁体磁链幅值/Wb	0.1985	0.4534

3.2 稳态实验

为研究本文所提控制策略(记策略1)的稳态性能，在控制周期 $60\mu s$ ，死区时间 $3.2\mu s$ ，直流母线电压150V，2台PMSM的给定转速分别为400、200r/min，负载分别为4、2N·m的条件下进行稳态



图9 实验样机图

Fig. 9 Photo of experimental prototype

实验，实验结果如图10所示。从实验结果可见：1) 2台PMSM的转矩和定子磁链幅值均能跟踪给定，转矩脉动分别为 $\pm 0.97N\cdot m$ 、 $\pm 0.57N\cdot m$ ，定子磁链幅值脉动分别为 $\pm 0.00720Wb$ 、 $\pm 0.00455Wb$ ；2) 六相电流包含2台PMSM功率电流，由于2台PMSM的转速不同，六相电流呈现非正弦波；3) 零序电流控制在0附近，幅值为1.36A，有效值为0.40A；4) 除死区时间外，系统的共模电压幅值恒为0。虽然策略1仅使用共模电压为0的基本电压矢量控制系统，但系统的共模电压并没有恒为0，其原因在于：在死区时间内，逆变器输出的电压矢量仅受电流方向影响，不受控制器控制，故共模电压不为0的电压矢量仍有可能在死区时间作用于系统，令系统的共模电压不为0。

将所提控制策略与现有控制策略的控制效果进行比较，在相同条件下，进行文献[7]所提六相串联三相双PMSM系统模型预测转矩控制策略(记策略2)的稳态实验。策略2采用19个零序电压为0的基本电压矢量控制2台PMSM，同时当最优电压矢量为0号矢量时，用在2个PMSM平面内表现为零电压矢量且零序电压幅值最大的21号和42号矢量与0号矢量合成，以抑制因系统非线性因素造成的零序电流，实验结果如图11所示。从实验结果可见：1) 2台PMSM的转矩脉动分别为 $\pm 0.76N\cdot m$ 、 $\pm 0.34N\cdot m$ ，定子磁链幅值脉动分别为 $\pm 0.00485Wb$ 、 $\pm 0.00360Wb$ 。策略1中2台PMSM的转矩和定子磁链幅值脉动较大，其原因在于：策略1仅从13个

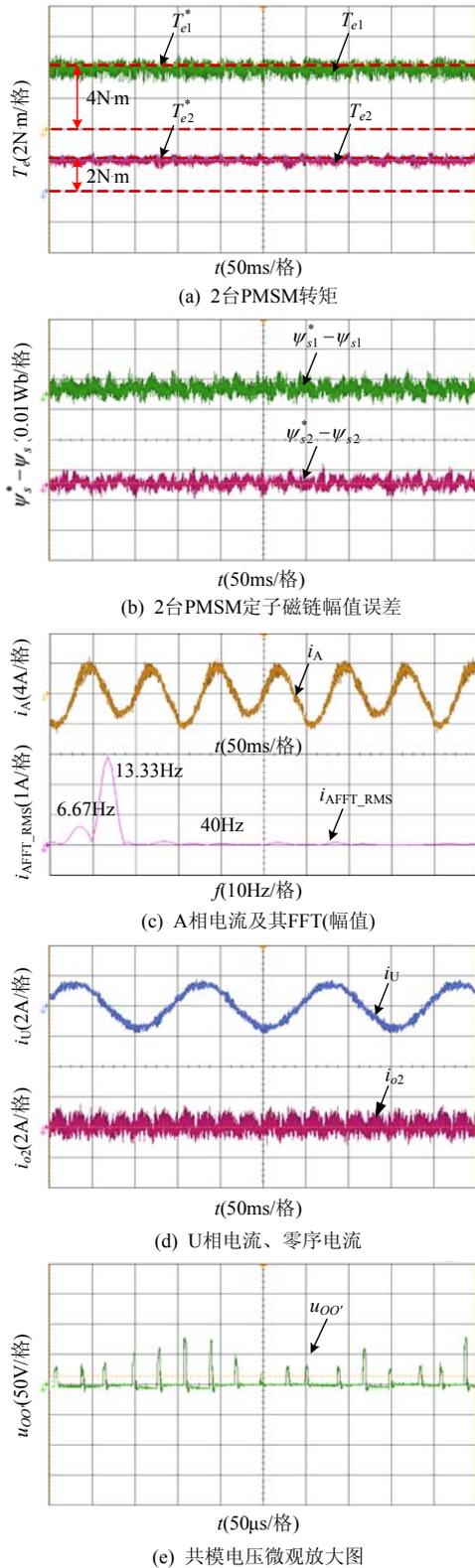


图 10 策略 1 稳态实验

Fig. 10 Steady-state experiment of strategy 1

电压矢量中优选出最优电压矢量，而策略 2 有 19 个备选电压矢量，丰富的备选电压矢量有助于改善 2 台 PMSM 的性能；2) 除死区时间外，系统的共模电压幅值为 $-U_{DC}/2$ 和 $\pm U_{DC}/6$ 。相较于策略 2，策略 1 中的共模电压得到了有效抑制。

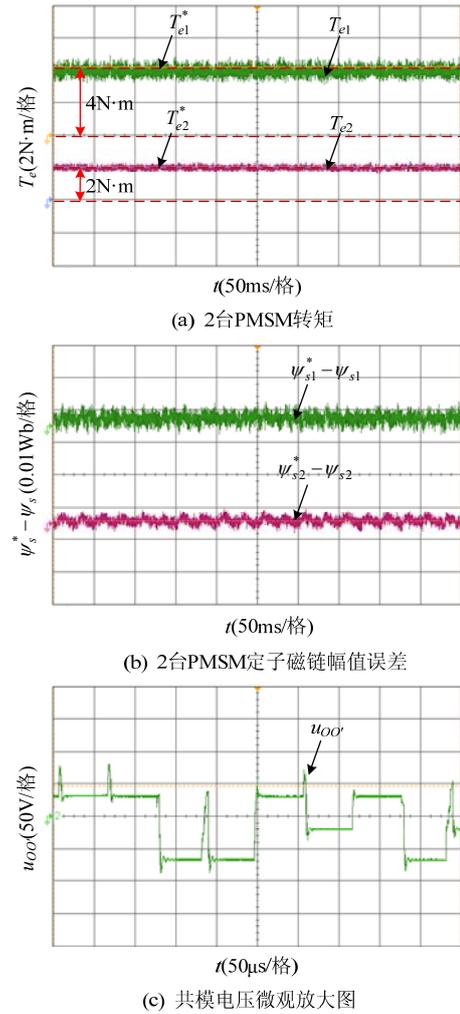


图 11 策略 2 稳态实验

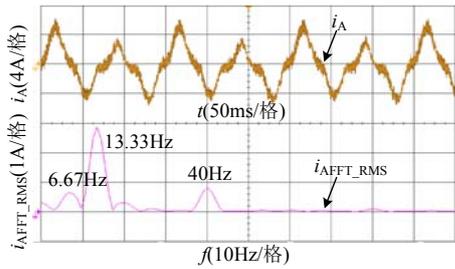
Fig. 11 Steady-state experiment of strategy 2

为说明引入零序电流 PI 调节器的必要性，在相同条件下进行无零序电流 PI 调节器的策略 1 稳态实验。不论有无零序电流 PI 调节器，2 台 PMSM 的转矩和定子磁链幅值的表现均相近，差别在于电流，系统的电流波形如图 12 所示。零序电流幅值为 3.87A，有效值为 1.68A。可见，引入零序电流 PI 调节器能够有效抑制因系统非线性因素造成的零序电流，减少六相电流的谐波含量。

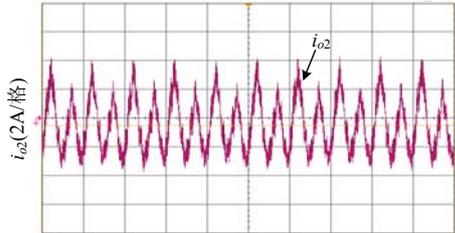
3.3 动态实验

在稳态实验的基础上，进行策略 1 和策略 2 的动态实验研究，进一步验证所提控制策略的有效性。在 2 台 PMSM 带载的条件下，分别进行 2 台 PMSM 的负载阶跃实验，实验结果如图 13、14 所示。

从实验结果可见，2 种控制策略有着相近的动态性能。同时，任意一台 PMSM 的运行状态发生变化时，不会影响另一台 PMSM 的运行，2 台 PMSM 的控制独立解耦。



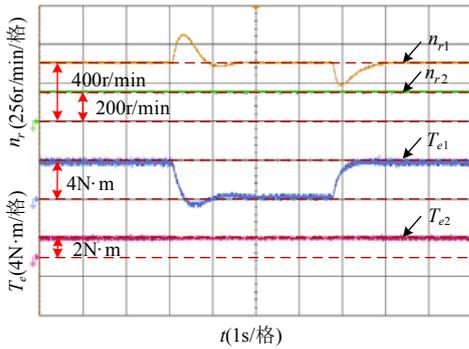
(a) A相电流及其FFT(幅值)



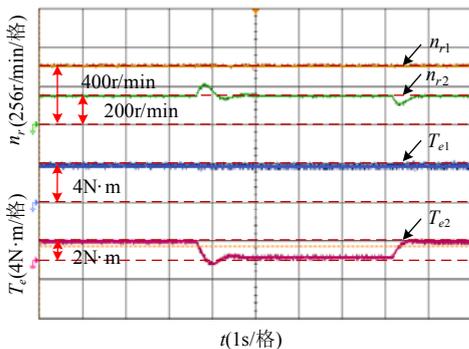
(b) 零序电流

图12 无零序电流PI调节器的策略1稳态实验

Fig. 12 Steady-state experiment of strategy 1 without i_{o2} PI



(a) 六相PMSM负载阶跃动态实验



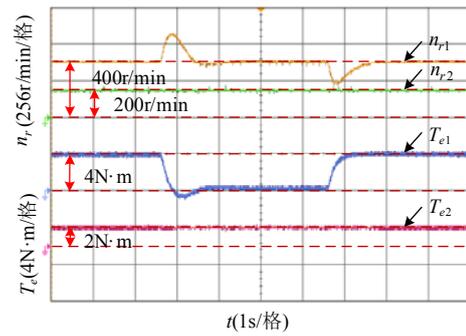
(b) 三相PMSM负载阶跃动态实验

图13 策略1两台PMSM负载阶跃动态实验

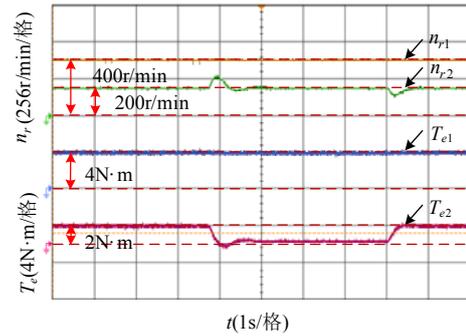
Fig. 13 Dynamic experiment of strategy 1 with step load for two PMSMs

3.4 电感参数鲁棒性实验

模型预测转矩控制是基于系统的预测模型的,电机参数和数学模型的不准确性会影响控制策略的控制效果。实际电机系统的温升、磁饱和等现象会导致电机参数发生变化,且由于六相PMSM的绕组中也流过三相PMSM的功率电流,六相PMSM参数更容易受到影响。做系统对 L_{d1} 、 L_{q1} 参数鲁棒



(a) 六相PMSM负载阶跃动态实验



(b) 三相PMSM负载阶跃动态实验

图14 策略2两台PMSM负载阶跃动态实验

Fig. 14 Dynamic experiment of strategy 2 with step load for two PMSMs

性实验,实验结果如图15、16所示。从实验结果可见,当 L_{d1} 、 L_{q1} 发生变化时,控制策略的效果略有变差,但仍能保证稳定运行,控制策略对 L_{d1} 、 L_{q1} 参数变化具有较强的鲁棒性。

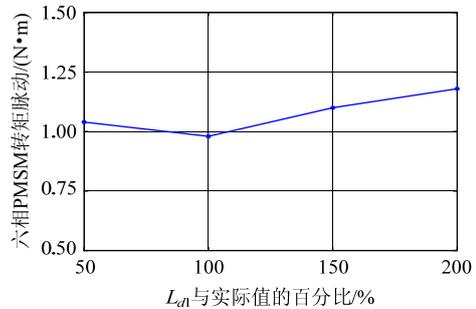


图15 L_{d1} 变化时的六相PMSM转矩脉动

Fig. 15 Torque ripple of six-phase PMSM when L_{d1} changes

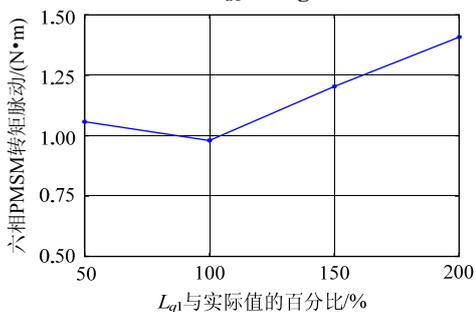


图16 L_{q1} 变化时的六相PMSM转矩脉动

Fig. 16 Torque ripple of six-phase PMSM when L_{q1} changes

4 结论

本文针对六相串联三相双 PMSM 系统提出了一种共模电压抑制的模型预测转矩控制策略, 实验结果表明:

- 1) 所提控制策略能有效抑制系统的共模电压, 减少共模电压带来的不良影响;
- 2) 所提控制策略能实现系统中 2 台 PMSM 转矩、定子磁链幅值的跟踪和 2 台 PMSM 的独立解耦控制;
- 3) 所提控制策略将系统的零序电流抑制在 0 附近, 减少了六相电流的谐波含量, 降低了系统的损耗;
- 4) 所提控制策略对 L_{d1} 、 L_{q1} 参数变化具有较强的鲁棒性。

参考文献

- [1] LEVI E. Advances in converter control and innovative exploitation of additional degrees of freedom for multiphase machines[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(1): 433-448.
- [2] ABJADI N R. Sliding-mode control of a six-phase series/parallel connected two induction motors drive[J]. ISA Transactions, 2014, 53(6): 1847-1856.
- [3] CHEN H C, HSU C H, CHANG Dakai. Speed control for two series-connected five-phase permanent-magnet synchronous motors without position sensor[C]//2016 IEEE 25th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE). Santa Clara: IEEE, 2016: 198-203.
- [4] 阎红广, 刘陵顺, 李永恒, 等. 考虑三次谐波抑制的对称六相与三相 PMSM 串联系统解耦控制[J]. 电机与控制学报, 2020, 24(4): 50-58, 70.
YAN Hongguang, LIU Lingshun, LI Yongheng, et al. Decouple control of symmetrical six-phase and three-phase PMSM series-connected system with third harmonic suppression[J]. Electric Machines and Control, 2020, 24(4): 50-58, 70(in Chinese).
- [5] MEHEDI F, NEZLI L, MAHMOUDI M O. Speed control of series-connected five-phase two PMSM using sliding mode control[C]//2018 International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM). Algiers: IEEE, 2018: 1-6.
- [6] MALVAR J, LÓPEZ O, YEPES A G, et al. Interactions between time and spatial harmonics in a series-connected five-phase two-motor drive[C]//IECON 2013-39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Vienna: IEEE, 2013: 5197-5202.
- [7] 陈光团, 周扬忠. 六相串联三相双永磁同步电机预测型直接转矩控制研究[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(15): 4526-4536.
CHEN Guangtuan, ZHOU Yangzhong. Research on a predictive direct torque control for the drive control system of six-phase PMSM and three-phase PMSM in series[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(15): 4526-4536(in Chinese).
- [8] 肖支才, 戴邵武, 阎红广, 等. 单逆变器驱动的多相电机串联系统综述[J]. 海军航空工程学院学报, 2015, 30(3): 235-240, 268.
XIAO Zhicai, DAI Shaowu, YAN Hongguang, et al. Summarization of multiphase series system supplied with single voltage source inverter[J]. Journal of Naval Aeronautical and Astronautical University, 2015, 30(3): 235-240, 268(in Chinese).
- [9] 周扬忠, 黄志坡. 单逆变器供电六相串联三相双永磁同步电机直接转矩控制[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(19): 5785-5795.
ZHOU Yangzhong, HUANG Zhipo. Direct torque control for six-phase PMSM series-connected three-phase PMSM with one inverter[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(19): 5785-5795(in Chinese).
- [10] 陈富扬, 花为, 黄文涛, 等. 基于模型预测转矩控制的五相磁通切换永磁电机开路故障容错策略[J]. 中国电机工程学报, 2019, 39(2): 337-346.
CHEN Fuyang, HUA Wei, HUANG Wentao, et al. Open-circuit fault-tolerant strategies for a five-phase flux-switching permanent magnet motor based on model predictive torque control method[J]. Proceedings of the CSEE, 2019, 39(2): 337-346(in Chinese).
- [11] LIN Xiaogang, HUANG Wenxin, JIANG Wen, et al. Predictive torque control for PMSM based on weighting factor elimination and fast voltage vector selection[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2020, 8(4): 3736-3750.
- [12] LUO Yixiao, LIU Chunhua. A simplified model predictive control for a dual three-phase PMSM with reduced harmonic currents[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018, 65(11): 9079-9089.
- [13] ARUN N, AWARE M, BHOWATE A. Predictive torque control of 5-phase series connected induction motor drives[C]//2018 15th IEEE India Council International Conference (INDICON). Coimbatore: IEEE, 2018: 1-5.
- [14] 张志锋, 吴雪松, 刘晓东. 低共模干扰的双三相永磁同步电机 SVPWM 控制[J]. 电工技术学报, 2018, 33(S1): 58-66.
ZHANG Zhifeng, WU Xuesong, LIU Xiaodong. Low common mode interference SVPWM control for dual three phase permanent magnet synchronous motor[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(S1): 58-66.

- 33(S1): 58-66(in Chinese).
- [15] 郑剑, 荣飞, 黄守道, 等. 基于共模电压抑制的双 Y 移 30° 六相 SVPWM 方法[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(24): 7338-7349.
ZHENG Jian, RONG Fei, HUANG Shoudao, et al. Dual Y shift 30° six-phase SVPWM method based on suppression of common-mode voltage[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(24): 7338-7349(in Chinese).
- [16] 徐质闲, 王政, 王学庆, 等. T 型三电双三相永磁同步电机驱动零共模电压模型预测控制[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(13): 4301-4309.
XU Zhixian, WANG Zheng, WANG Xueqing, et al. A predictive current control method for a t-type three-level dual three-phase PMSM with zero common-mode voltage[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(13): 4301-4309(in Chinese).
- [17] MORRIS C T, HAN D, SARLIOGLU B. Reduction of common mode voltage and conducted EMI through three-phase inverter topology[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(3): 1720-1724.
- [18] HAN Di, MORRIS C T, SARLIOGLU B. Common-mode voltage cancellation in PWM motor drives with balanced inverter topology[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(4): 2683-2688.
- [19] DURAN M J, RIVEROS J A, BARRERO F, et al. Reduction of common-mode voltage in five-phase induction motor drives using predictive control techniques[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2012, 48(6): 2059-2067.
- [20] YU Bin, SONG Wensheng, GUO Yongqi, et al. Virtual voltage vector-based model predictive current control for five-phase VSIs with common-mode voltage reduction[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2021, 7(2): 706-717.
- [21] GUO Leilei, JIN Nan, GAN Chun, et al. An improved model predictive control strategy to reduce common-mode voltage for two-level voltage source inverters considering dead-time effects[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(5): 3561-3572.
- [22] WANG Lina, DAN Hanbing, ZHAO Yue, et al. A finite control set model predictive control method for matrix converter with zero common-mode voltage[J]. IEEE

Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2018, 6(1): 327-338.

附录 A 权重系数的初步确定方法

由式(1)和式(7)可得, 当忽略六相 PMSM 的凸极效应时, 六相 PMSM 的转矩及定子磁链幅值为

$$T_{el} = \sqrt{3} p_1 \psi_{f1} i_{q1} \quad (\text{A1})$$

$$\psi_{s1} = \sqrt{\psi_{f1}^2 + L_{q1}^2 i_{q1}^2} \quad (\text{A2})$$

由式(A1)和式(A2)可得, 转矩和定子磁链幅值对 i_{q1} 求导为:

$$\Delta T_{el} = \sqrt{3} p_1 \psi_{f1} \Delta i_{q1} \quad (\text{A3})$$

$$\Delta \psi_{s1} = \frac{L_{q1}^2 i_{q1} \Delta i_{q1}}{\sqrt{\psi_{f1}^2 + L_{q1}^2 i_{q1}^2}} \quad (\text{A4})$$

初步确定成本函数中六相 PMSM 转矩误差项权重系数 k_0 和定子磁链幅值误差项权重系数 k_2 之比近似为:

$$\frac{k_0}{k_2} \approx \frac{\Delta \psi_{s1}}{\Delta T_{el}} = \frac{L_{q1}^2 i_{q1}}{\sqrt{3} p_1 \psi_{f1} \sqrt{\psi_{f1}^2 + L_{q1}^2 i_{q1}^2}} \quad (\text{A5})$$

同理, 三相 PMSM 转矩误差项权重系数 k_1 和定子磁链幅值误差项权重系数 k_3 之比近似为:

$$\frac{k_1}{k_3} \approx \frac{L_{q2}^2 i_{q2}}{\sqrt{3} p_2 \psi_{f2} \sqrt{\psi_{f2}^2 + L_{q2}^2 i_{q2}^2}} \quad (\text{A6})$$

对于实际的双 PMSM 系统来说, 2 台 PMSM 控制性能的重要程度是一致的, 故六相 PMSM 转矩误差项权重系数 k_0 和三相 PMSM 转矩误差项权重系数 k_1 之比近似为

$$k_0 : k_1 = 1 : 1 \quad (\text{A7})$$

根据式(A5)—(A7)、2 台 PMSM 参数及 2 台 PMSM 额定工况即可初步确定权重系数, 在此基础上, 在实验中整定出较优的权重系数。



潘斌

在线出版日期: 2021-01-11。

收稿日期: 2020-07-29。

作者简介:

潘斌(1996), 男, 硕士研究生, 研究方向为现代调速系统, 1427002318@qq.com;

*通信作者: 周扬忠(1971), 男, 博士, 教授, 博士生导师, 研究方向为现代调速系统、新能源发电系统, zhty_75313@sina.com。

(责任编辑 李婧妍)

Model Predictive Torque Control of Six-phase and Three-phase PMSM Series-connected System With Common Mode Voltage Suppression

PAN Bin, ZHOU Yangzhong

(Fujian Key Laboratory of New Energy Generation and Power Conversion (Fuzhou University))

KEY WORDS: model predictive torque control; motor series-connected system; zero-sequence current; common mode voltage; virtual voltage vector

Common mode voltage (CMV) with high frequency and high amplitude is an important cause of motor winding failure and bearing damage, and its electromagnetic interference can easily affect the normal use of surrounding equipment. A model predictive torque control (MPTC) strategy with common mode voltage suppression is proposed in this paper for the six-phase and three-phase permanent magnet synchronous motor (PMSM) series-connected system. Only 20 basic voltage vector 7, 11, 13, 14, 19, 21, 22, 25, 26, 28, 35, 37, 38, 41, 42, 44, 49, 50, 52, 56 with zero common mode voltage are selected to suppress the common mode voltage of the system. To suppress the zero sequence current of the system, 13 virtual voltage vectors with zero sequence voltage of 0 are synthesized from 20 basic voltage vectors. Furthermore, a zero sequence current PI regulator is introduced to adjust the duty cycle of two basic voltage vectors used to synthesize the virtual voltage vector to suppress the zero sequence current caused by the nonlinear factors of actual system. When adjustment duty cycle is 0.25, the virtual voltage vectors in the two PMSM planes is shown in Fig. 1.

The experimental results in Fig. 2 show that the proposed strategy not only realizes torque, stator flux amplitude tracking and zero sequence current suppression, but also effectively inhibits the common mode voltage of the system.

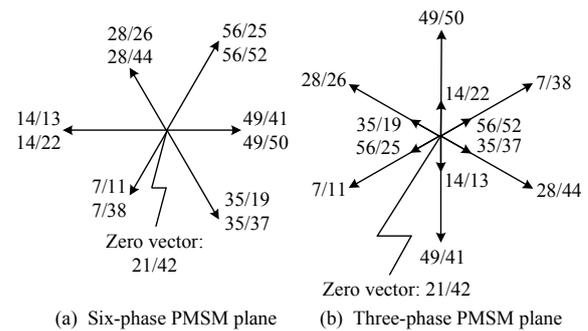


Fig. 1 When adjustment duty cycle is 0.25, Virtual VVs in two PMSM planes during

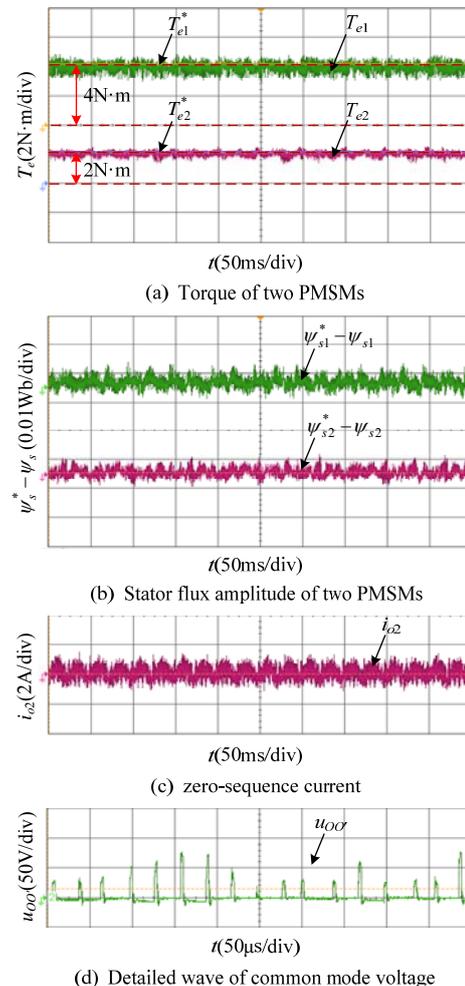


Fig. 2 Steady-state experiment of strategy