

五桥臂双永磁同步电机系统优化模型预测控制^{*}

耿 强, 巨永龙, 周湛清

(天津工业大学 电气工程与自动化学院, 天津 300387)

摘 要: 五桥臂逆变器传统模型预测控制一个控制周期内由单矢量作用, 降低了 2 台电机的运行性能。针对该问题, 提出了优化模型预测控制策略。通过对 2 台电机有效电压矢量和零电压矢量的占空比进行整体优化分配, 减小电机的转矩波动, 提高 2 台电机的控制精度, 进而在满足 2 台三相电机控制独立性的情况下, 提升了电机系统的控制性能。仿真结果验证了所提优化模型预测控制的正确性和有效性。

关键词: 双电机控制; 永磁同步电机; 五桥臂逆变器; 模型预测控制

中图分类号: TM 351 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2019)04-0008-07

Optimization Model Predictive Control for Dual Permanent Magnet Synchronous Motor System Driven by Five-Leg Inverter^{*}

GENG Qiang, JU Yonglong, ZHOU Zhanqing

(School of Electrical Engineering and Automation, Tianjin Polytechnic University, Tianjin 300387, China)

Abstract: The traditional model predictive control for dual permanent magnet synchronous motor system driven by five-leg inverter reduced the control accuracy of the two motors due to the single vector action in one control cycle. Aiming at this problem, an optimization model predictive control strategy was proposed. By distributing the duty cycles of the active voltage vector and the zero voltage vector of the two motors, the torque ripple was reduced to improve the control precision of the two motors, and then the control performance of the motor system was improved while satisfying the control independence of the two three-phase motors. The feasibility and effectiveness of the proposed optimal model prediction control were verified by simulation results.

Key words: dual-motor control; permanent magnet synchronous motor (PMSM); five-leg inverter; model predictive control

0 引 言

随着现代工业技术的发展, 多电机驱动控制技术已经被应用到多个行业。在诸如电动汽车、电动机车及一些工业生产场合常需要驱动 2 台或者多台电机运行^[1-7]。在双永磁同步电机(PMSM)控制中, 五桥臂电压源逆变器(FL-VSI)驱动双电机系统作为一种较好的容错方案, 得到了广泛的研究, 即采用五桥臂逆变器独立地控制 2 台 PMSM。

针对五桥臂逆变器驱动双电机系统, 一些学

者提出了零序电压注入法和半周期法等调制策略, 还有一些学者将调制策略与模型预测控制相结合, 并取得了一定的控制效果^[8-12]。在五桥臂逆变器驱动双电机系统中, 脉宽调制(PWM)策略是控制的关键, 在满足 2 台三相电机控制独立性的情况下, 最大程度地提高母线电压利用率。文献[13]将电压源逆变器的桥臂数推广到 $(2n+1)$, 并提出 n 台电机驱动系统的拓扑结构, 与传统的多电机驱动方式相比, 该方法减少了开关数量, 降低了成本。文献[14]采用模型预测控制方法, 系统地选择五桥臂逆变器每个桥臂的有效电压矢

^{*} 基金项目: 国家自然科学基金项目(51577134); 天津市教委科研计划项目(2018KJ207)

作者简介: 耿 强(1978—), 男, 副教授, 硕士生导师, 研究方向为电机系统及其控制。

巨永龙(1992—), 男, 硕士研究生, 研究方向为多电机协同控制。

量,简化了调制方式,提高了直流母线电压的利用率,但在一定程度上削弱了控制系统的控制精度。文献[15]提出一种提高母线电压利用率的控制方法,但对2台电机控制的独立性有所影响。文献[16]采用空间矢量脉宽调制(SVPWM)技术来调制2台电机的相电压和各相驱动信号的占空比,但当电机启动时会出现过调制现象,导致转速发生波动。文献[9,12,17-18]结合SVPWM提出一种半周期调制策略,五桥臂电压源逆变器的一个控制周期被平均划分为2个半周期来实现2台电机的独立控制,在每个半周期内分别独立地控制一台电机,另一台电机则由零电压矢量作用,避免了双电机同时控制时共用桥臂开关器件的开关状态不同而引起的冲突,实现了双电机的独立控制,但零矢量作用时间变长,使得双电机对直流母线电压的利用率偏低,调速范围受限。文献[19]提出一种传统模型预测控制,将五相桥臂的开关状态作为一个五维电压矢量,通过价值函数寻优,选出合适的电压矢量作用于五桥臂逆变器,以达到2台电机的独立控制。

相比于传统模型预测控制,本文构建了一种基于模型预测的优化控制方法。该控制方法依照2台电机的控制误差来优先选取某台电机的最优电压矢量,再从受共用桥臂限制的电压矢量中为另一台电机选出较优矢量,同时该控制方法对2台电机均采用占空比模型预测控制,即计算由价值函数选取的最优电压矢量的作用时间,让最优电压矢量只作用控制周期的一部分,其余时间由零电压矢量作用,以提高电机的控制精度。所提优化控制方法实现了2台电机动态过程的快速响应及速度解耦控制,同时提高了2台电机的控制精度。

1 五桥臂逆变器双PMSM的数学模型

五桥臂逆变器双PMSM调速系统如图1所示。系统主要由直流电压源、五桥臂逆变器和2台PMSM组成。每个桥臂包含2个IGBT开关管。将PMSM1的定子a1、b1、c1三相绕组连接至五桥臂逆变器的A、B、C3个桥臂,将PMSM2的定子绕组a2、b2、c2连接至D、E、C3个桥臂,其中C桥臂为共用桥臂。

设 $S_x(x=A, B, C, D, E)$ 为开关函数。当对应桥臂上开关管开通、下开关管关断时,令 $S_x=1$;

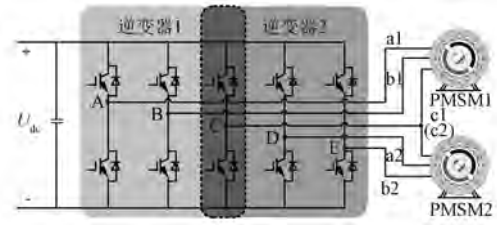


图1 五桥臂逆变器双PMSM系统拓扑结构图

反之,当上开关管关断、下开关管开通时,令 $S_x=0$ 。设控制PMSM1的电压矢量对应的开关状态为 $[S_A, S_B, S_C]$,控制PMSM2的电压矢量对应的开关状态为 $[S_D, S_E, S_C]$,则控制每台电机的电压矢量包括6个基本有效矢量和2个零矢量。设PMSM1的基本有效矢量为 $u_{1n}(n=1, \dots, 6)$,零矢量为 $u_{1m}(m=0, 7)$;PMSM2的基本有效矢量为 $u_{2n}(n=1, \dots, 6)$,零矢量为 $u_{2m}(m=0, 7)$ 。考虑逆变器同一桥臂IGBT的开关状态互补和电机三相对称性,五桥臂逆变器双PMSM系统所有空间电压矢量如图2所示。

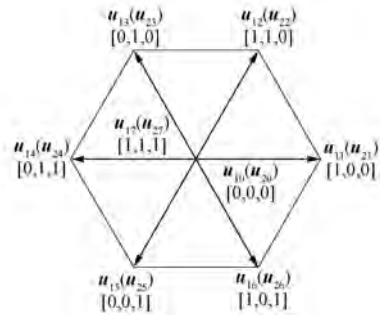


图2 五桥臂逆变器双PMSM电压矢量分布图

PMSM1和PMSM2的基本电压矢量可以表示为

$$\begin{cases} u_{1n} = \frac{2}{3}U_{dc}(S_A e^{j0} + S_B e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_C e^{j\frac{4\pi}{3}}) \\ u_{1m} = 0 \\ u_{2n} = \frac{2}{3}U_{dc}(S_D e^{j0} + S_E e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_C e^{j\frac{4\pi}{3}}) \\ u_{2m} = 0 \end{cases} \quad (1)$$

其中: U_{dc} 为直流母线电压; $n=1, \dots, 6; m=0, 7$ 。

令下标 $i(i=1, 2)$ 分别代表PMSM1和PMSM2,则单台PMSM的电压方程为

$$\begin{cases} u_{di} = R_{si} i_{di} + \frac{d\psi_{di}}{dt} - p\omega_i \psi_{qi} \\ u_{qi} = R_{si} i_{qi} + \frac{d\psi_{qi}}{dt} + p\omega_i \psi_{di} \end{cases} \quad (2)$$

式中: u_{di} 、 u_{qi} —— d 、 q 轴的电压分量;

R_{si} ——定子电阻;

i_{di} 、 i_{qi} —— d 、 q 轴的电流分量;

ψ_{di} 、 ψ_{qi} —— d 、 q 轴的磁链分量;

p ——极对数;

ω_i ——机械角速度。

ψ_{di} 、 ψ_{qi} 可以表示为

$$\begin{cases} \psi_{di} = L_{di}i_{di} + \psi_{fi} \\ \psi_{qi} = L_{qi}i_{qi} \end{cases} \quad (3)$$

式中: L_{di} 、 L_{qi} —— d 、 q 轴的电感值;

ψ_{fi} ——转子永磁体磁链。

当所选电机为表贴式 PMSM 时, $L_{di} = L_{qi} = L_i$,

由式(2)和式(3)可得电流状态方程为

$$\begin{cases} \frac{di_{di}}{dt} = -\frac{R_{si}}{L_i}i_{di} + p\omega_i i_{qi} + \frac{u_{di}}{L_i} \\ \frac{di_{qi}}{dt} = -\frac{R_{si}}{L_i}i_{qi} - p\omega_i i_{di} + \frac{u_{qi} - p\omega_i \psi_{fi}}{L_i} \end{cases} \quad (4)$$

2 五桥臂逆变器双 PMSM 模型预测控制

2.1 传统五桥臂双电机模型预测控制

传统五桥臂双电机模型预测控制中, 整个双电机控制系统有 5 个桥臂, 每个桥臂都有 0、1 两种状态, 对应的开关状态为 $[S_A, S_B, S_C, S_D, S_E]$, 故逆变器输出共有 $2^5 = 32$ 种组合。

采用一阶欧拉离散法将式(4)离散化可得:

$$\begin{cases} i_{di}(k+1) = i_{di}(k) + \frac{T_s}{L_i}[-R_{si}i_{di}(k) + p\omega_i L_i i_{qi}(k) + u_{di}(k)] \\ i_{qi}(k+1) = i_{qi}(k) + \frac{T_s}{L_i}[-R_{si}i_{qi}(k) - p\omega_i L_i i_{di}(k) + u_{qi}(k) - p\omega_i \psi_{fi}] \end{cases} \quad (5)$$

式中: $i_{di}(k+1)$ 、 $i_{qi}(k+1)$ ——下一个控制周期 d 、 q 轴电流的预测值;

$i_{di}(k)$ 、 $i_{qi}(k)$ ——当前控制周期 d 、 q 轴电流实际值;

T_s ——控制周期;

$u_{di}(k)$ 、 $u_{qi}(k)$ ——当前控制周期 d 、 q 轴电压实际值。

选取一个开关状态代入式(5)做运算。例如, 对于状态 $[1, 0, 0, 1, 1]$, 控制 PMSM1 的电压

矢量为 $\mathbf{u}_{11}[1, 0, 0]$, 控制 PMSM2 的电压矢量为 $\mathbf{u}_{22}[1, 1, 0]$ 。分别计算得到 2 台电机在该矢量作用下 $k+1$ 控制周期内的 d 、 q 轴电流预测值。给定转速与实际转速的差值经过 PI 控制器产生 q 轴给定电流 i_{qi}^* , d 轴给定电流 i_{di}^* 为零。将 $k+1$ 时刻 d 、 q 轴电流预测值与给定值相减后求绝对值, 记为价值函数 g_m , 其表达式为

$$g_m = \lambda_a |i_{q1}^* - i_{q1}(k+1)| + \lambda_b |i_{d1}^* - i_{d1}(k+1)| + \lambda_c |i_{q2}^* - i_{q2}(k+1)| + \lambda_d |i_{d2}^* - i_{d2}(k+1)| \quad (6)$$

式中: λ_a 、 λ_b 、 λ_c 、 λ_d ——各项的权重系数。

依次对 32 个开关状态进行上述计算, 便能得到 32 个不同的 g_m 值。 g_m 值越小则该状态作用后电机的 d 、 q 轴电流越接近给定值。因此选择 g_m 值最小时对应的矢量作为该周期输出矢量, 即为最优矢量。在最优矢量的作用下, 一个控制周期内 d 、 q 轴电流将接近给定值, 满足了 2 台电机的电流控制要求。

2.2 优化占空比五桥臂双电机模型预测控制

传统五桥臂双电机模型预测控制中, 在一个控制周期内, 2 台电机均只有一个电压矢量作用。在单矢量作用的模型预测控制中, 通过价值函数所选出的最优电压矢量, 是基本电压矢量在作用一个控制周期后, 使价值函数最小的电压矢量, 但不能保证在与零电压矢量配合使用时达到最优。

以 PMSM1 为例, 假设某个控制周期内, 电压矢量 $\mathbf{u}_{11}$ 、 $\mathbf{u}_{12}$ 、 $\mathbf{u}_{13}$ 在 d 轴电流上的作用效果均使 $|i_{d1}^* - i_{d1}(k+1)|$ 减小, 电压矢量 $\mathbf{u}_{11}$ 、 $\mathbf{u}_{12}$ 、 $\mathbf{u}_{13}$ 在 q 轴电流上的作用效果如图 3 所示。通过价值函数优选选择最优电压矢量, 即选择出使 $|i_{q1}^* - i_{q1}(k+1)|$ 最小的电压矢量 $\mathbf{u}_{13}$ 。但无论电压矢量 $\mathbf{u}_{13}$ 单独作用还是与零电压矢量 $\mathbf{u}_{10}$ 配合作用均不能使 $i_{q1}(k+1) = i_{q1}^*$, 故电压矢量 $\mathbf{u}_{13}$ 将不能在一个控制周期内满足控制要求。然而, 电压矢量 $\mathbf{u}_{12}$ 虽然不是最优电压矢量, 但是电压矢量 $\mathbf{u}_{12}$ 和零电压矢量 $\mathbf{u}_{10}$ 配合作用可以使 $i_{q1}(k+1) = i_{q1}^*$, 故在该控制周期内, 将 $\mathbf{u}_{12}$ 和 $\mathbf{u}_{10}$ 配合使用将满足控制要求, 进而可以改善电机的控制性能。

本文所提五桥臂逆变器双电机优化控制算法基本思想为: 在每个控制周期内均判断 2 台电机的 q 轴电流偏差, 优先考虑 q 轴电流偏差大的电

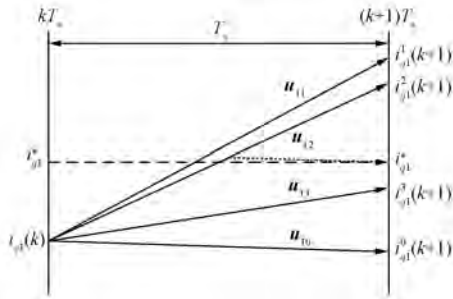


图3 模型预测控制电压矢量选择示意图

机。以2台参数相同的电机为例,比较 $|i_{q1}^* - i_{q1}(k)|$ 与 $|i_{q2}^* - i_{q2}(k)|$ 的大小,确定首选电机和次选电机,偏差大的为首选电机,偏差小的为次选电机。先给首选电机选择合适的电压矢量和零矢量,使得 q 轴电流尽可能达到给定。再为次选电机选择合适的电压矢量和零矢量。2台电机的 q 轴电流一直处于动态调节过程中,进而提高了系统的控制性能。

2台电机的价值函数为

$$\begin{cases} g_{m1} = \lambda_a |i_{q1}^* - i_{q1}(k+1)| + \lambda_b |i_{d1}^* - i_{d1}(k+1)| \\ g_{m2} = \lambda_c |i_{q2}^* - i_{q2}(k+1)| + \lambda_d |i_{d2}^* - i_{d2}(k+1)| \end{cases} \quad (7)$$

通过调节价值函数 g_{m1} 、 g_{m2} 中的各项权重系数 λ_a 、 λ_b 、 λ_c 、 λ_d ,可以对电机的某项参数进行优先控制。

以PMSM1为首选电机,PMSM2为次选电机为例,为2台电机确定电压矢量及占空比。

2.2.1 首选电机电压矢量及占空比的确定

(1) 将控制PMSM1的6个有效电压矢量依次代入价值函数 g_{m1} 计算,并进行优次排序,使价值函数最小的电压矢量为最优电压矢量。

最优电压矢量占空比的计算方法是:以 q 轴电流为控制目标,按照无差拍的思想来计算最优电压矢量的作用时间,即在一个控制周期中,通过分配最优电压矢量和零电压矢量作用时间,使得 i_{q1} 在 $k+1$ 时刻达到给定值 i_{q1}^* ,即:

$$i_{q1}^* = i_{q1}(k+1) = i_{q1}(k) + \beta_n t_1 + \beta_m (T_s - t_1) \quad (8)$$

式中: β_n ——在最优电压矢量作用时 i_{q1} 的变化斜率;

t_1 ——最优电压矢量的作用时间;

β_m ——零电压矢量作用时 i_{q1} 的变化斜率。

β_m 和 β_n 由定义可得:

$$\begin{cases} \beta_m = \left. \frac{di_{q1}}{dt} \right|_{u_{q1}=0} = -\frac{R_{s1}}{L_1} i_{q1}(k) - p\omega_1 i_{d1}(k) - \frac{p\omega_1 \psi_{f1}}{L_1} \\ \beta_n = \left. \frac{di_{q1}}{dt} \right|_{u_{q1}=u_{q1_op}} = -\frac{R_{s1}}{L_1} i_{q1}(k) - p\omega_1 i_{d1}(k) + \frac{u_{q1_op} - p\omega_1 \psi_{f1}}{L_1} \end{cases} \quad (9)$$

式中: u_{q1_op} ——通过评价函数选出的最优电压矢量对应的定子电压 q 轴分量。

故由式(8)和式(9)可得:

$$t_1 = \frac{i_{q1}^* - i_{q1}(k) - \beta_m T_s}{\beta_n - \beta_m} \quad (10)$$

当 $0 \leq t_1 \leq T_s$ 时,即表示在一个控制周期内所选最优电压矢量和零电压矢量配合可使 $i_{q1}(k+1) = i_{q1}^*$ 。

(2) 当 $t_1 > T_s$ 时,表示最优电压矢量在一个控制周期内无法使 $i_{q1}(k+1) = i_{q1}^*$ 。可根据 d 轴电流的要求来选择合适的约束条件 f_0 ,在满足 $|i_{d1}^* - i_{d1}(k+1)| \leq f_0$ 的情况下,按从优到次的顺序依次选择电压矢量代替最优电压矢量,再次计算 t_1 ,直至出现 $0 \leq t_1 \leq T_s$,则用该电压矢量与零电压矢量配合作用于该周期。

(3) 若所有电压矢量均不能使 $0 \leq t_1 \leq T_s$,则还是用最优矢量作用于该周期。

按照以上优化占空比方法为首选电机确定有效电压矢量 u_{1n} 和零矢量 u_{1m} 的作用时间为 t_1 和 $T_s - t_1$ 。

图4所示为优化占空比模型预测控制的执行流程图。

2.2.2 次选电机电压矢量及占空比的确定

由于首选电机所施加的零电压矢量既可以是 $u_{10}[0,0,0]$ 也可以是 $u_{17}[1,1,1]$,故在 $T_s - t_1$ 这段时间,共用桥臂C对于次选电机来说是自由的。在 $T_s - t_1$ 内,次选电机重复图4的流程,为次选电机选取合适的有效电压矢量 u_{2n} 及作用时间 t_2 。

(1) 能够为次选电机找到有效电压矢量 u_{2n} ,使得在该矢量作用下 $t_2 \leq T_s - t_1$ 。对于次选电机,一个控制周期内,在首选电机零电压矢量 u_{1m} 作用时间内,即 $T_s - t_1$ 时间段内,刚选出的次选电机有

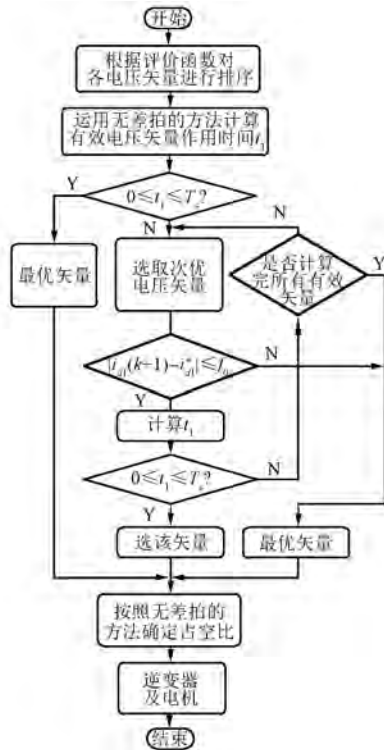
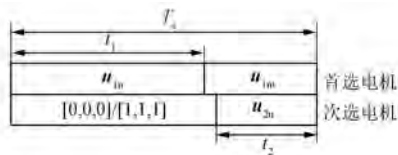


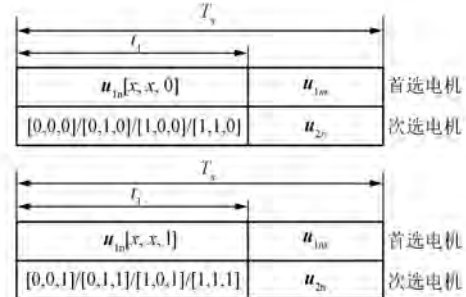
图4 优化占空比模型预测控制执行流程图

效电压矢量 u_{2n} 作用 t_2 时间; $T_s - t_2$ 时间段内, 次选电机零电压矢量 u_{2m} 与首选电机有效电压矢量 u_{1n} 的 C 桥臂的开关状态一致, 2 台电机的矢量作用时间示意图如图 5 所示。例如, 若 u_{1n} 为 $[x, x, 1]$, 则 $T_s - t_2$ 时间段内, u_{2n} 为 $[1, 1, 1]$; 若 u_{1n} 为 $[x, x, 0]$, 则 $T_s - t_2$ 时间段内, u_{2n} 为 $[0, 0, 0]$ 。

图5 $t_2 \leq T_s - t_1$ 情况下矢量作用时间示意图

(2) 求取的所有次选电机有效电压矢量 u_{2n} 的作用时间 t_2 均大于 $T_s - t_1$ 。此时, 令 u_{2n} 为使价值函数 g_{m2} 最小的电压矢量。对于次选电机, 在一个控制周期内, 在首选电机零电压矢量 u_{1m} 作用时间内, 即 $T_s - t_1$ 时间段内, 令刚选出的次选电机有效电压矢量 u_{2n} 一直作用; 在 t_1 时间段内, 以使 $|i_{q2}^* - i_{q2}(k+1)|$ 最小和与 u_{1n} 的 C 桥臂开关状态一致为原则, 从剩余的电压矢量中选出最合适的电压矢量。2 台电机的矢量作用时间示意图如图 6

所示。例如, u_{1n} 为 $[x, x, 1]$, 则次选电机的备选矢量为 $[0, 0, 1]$ $[0, 1, 1]$ $[1, 0, 1]$ $[1, 1, 1]$; u_{1n} 为 $[x, x, 0]$, 则次选电机的备选矢量为 $[0, 0, 0]$ $[0, 1, 0]$ $[1, 0, 0]$ $[1, 1, 0]$ 。

图6 $t_2 > T_s - t_1$ 情况下矢量作用时间示意图

五桥臂双电机模型预测控制系统框图如图 7 所示。经过以上优化算法, 对 2 台电机的调控分了优先级, 使得 2 台电机的控制性能有了明显的提高, 能够完成对 2 台电机速度的独立控制, 且可以发挥模型预测控制响应速度快、跟随性能好等优点。

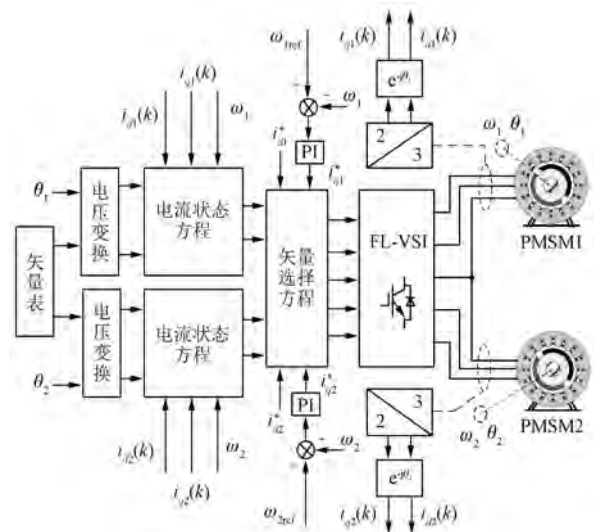


图7 五桥臂双电机模型预测控制系统框图

3 仿真验证与分析

为验证所提出的五桥臂逆变器双 PMSM 的优化模型预测控制的有效性, 对传统的模型预测控制和优化模型预测控制分别进行了仿真研究。采用 MATLAB/Simulink 搭建整个系统的模型。仿真中, 直流母线电压设为 300 V, 控制周期为

50 μ s, PMSM 参数如表 1 所示。

表 1 PMSM 参数

参数名称	PMSM1	PMSM2
绕组电阻/ Ω	1.27	1.27
绕组电感/mH	8.05	8.05
极对数	2	2
转子磁链/Wb	0.5	0.5
转动惯量/ $(\text{kg}\cdot\text{cm}^2)$	27.2	27.2
额定功率/kW	2.3	2.3
母线额定电压/V	320	320
额定电流/A	10	10
额定转矩/ $(\text{N}\cdot\text{m})$	15	15

3.1 传统模型预测控制仿真分析

2 台电机均处于空载情况,均以 100 r/min 的转速运转,0.3 s 时 PMSM1 转速由 100 r/min 突加到 300 r/min, 0.6 s 时由 300 r/min 突加至 500 r/min。2 台电机的转速以及 q 轴电流波形如图 8 所示。

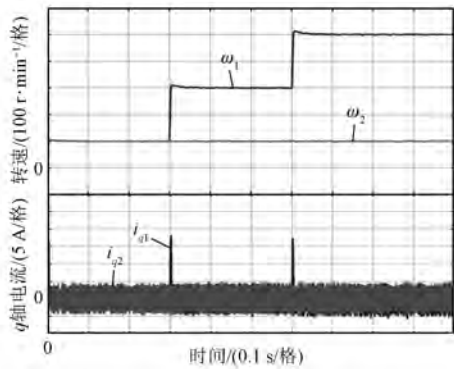


图 8 传统模型预测控制空载仿真波形

2 台电机以 300 r/min 的转速运转, PMSM1 在 0.3 s 时施加 5 N·m 负载, PMSM2 一直空载, 2 台电机的转速、 q 轴电流以及 PMSM1 三相电流波形如图 9 所示。

由图 8 和图 9 可知,传统模型预测电流控制中转速较为平稳,但是三相电流谐波含量较高,即转矩波动很大。

3.2 优化模型预测控制仿真分析

2 台电机均处于空载情况,均以 100 r/min 的转速运转,0.3 s 时 PMSM1 转速由 100 r/min 突加到 300 r/min, 0.6 s 时由 300 r/min 突加至

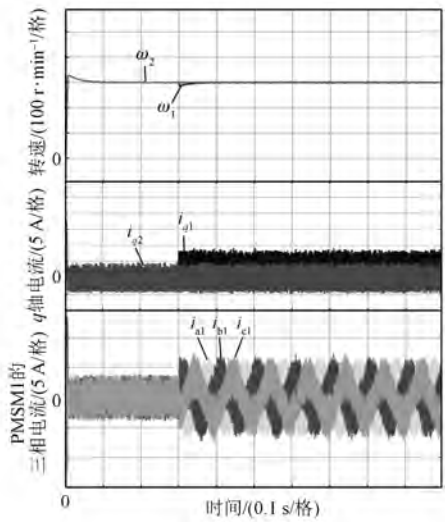


图 9 传统模型预测控制加载仿真波形

500 r/min。2 台电机的转速以及 q 轴电流波形如图 10 所示。

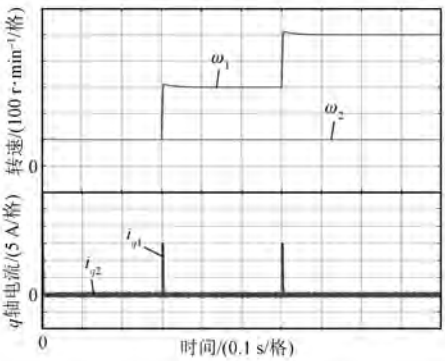


图 10 优化模型预测控制空载仿真波形

2 台电机以 300 r/min 的转速运转, PMSM1 在 0.3 s 时施加 5 N·m 负载, PMSM2 一直空载, 2 台电机的转速、 q 轴电流以及 PMSM1 三相电流波形如图 11 所示。

由图 10 和图 11 可知,优化模型预测电流控制中转速平稳,并且三相电流谐波含量较少,即转矩波动较小,提高了系统的控制性能。

3.3 两种控制策略的电流谐波含量分析

2 台电机以 300 r/min 的转速运转, PMSM1 施加 5 N·m 负载,由于 2 台电机的极对数 p 为 2, 则三相电流的基频为 10 Hz, 其三相电流波形及谐波含量分析如图 12 所示。

从图 12 可以看出,优化模型预测电流控制的电流谐波含量远小于传统模型预测控制。

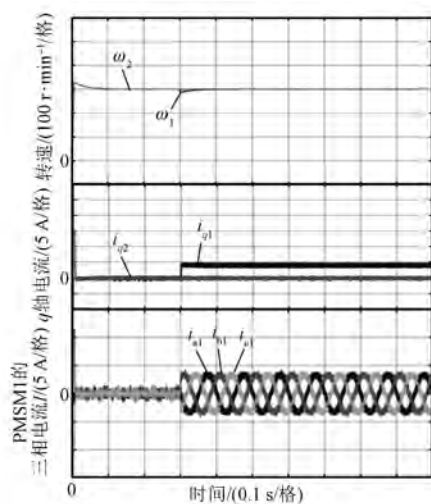


图 11 优化模型预测控制加载仿真波形

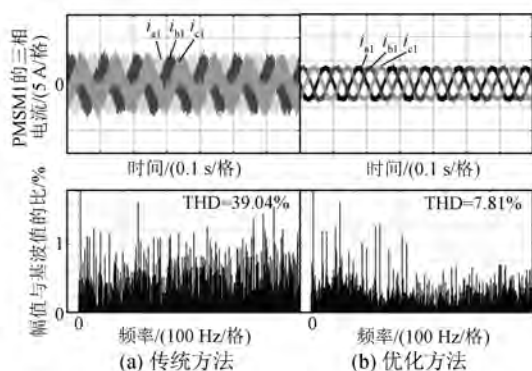


图 12 三相电流谐波分析图

4 结 语

本文针对五桥臂逆变器双 PMSM 系统提出了一种优化模型预测电流控制策略。该策略结合传统模型预测控制,对模型预测的电压矢量占空比进行了研究,优化了占空比模型预测控制,并对电机的调节进行了优先选择,使得 2 台电机一直处于交错调节的过程。本文所提优化策略减小了 2 台电机的电流谐波,减小了转矩波动,提高了系统的各项控制性能。

【参考文献】

[1] 刘浩,谢源,何志明.一种改进式 FOC 永磁同步电机控制策略[J].新型工业化,2018,8(7): 7.
[2] 张承慧,石庆升,程金.一种基于相邻耦合误差的多电机同步控制策略[J].中国电机工程学报,2007,27(15): 59.

[3] 王伟,程明,张邦富,等.最小占空比跟踪法及其在五相逆变器双三相电机系统中的应用[J].中国电机工程学报,2013,33(3): 117.
[4] 刘星桥,胡建群,周丽.自抗扰控制器在三电机同步系统中的应用[J].中国电机工程学报,2010,30(12): 80.
[5] 刘东,黄进,康敏,等.多相感应电机的非正弦供电技术[J].中国电机工程学报,2011,31(12): 84.
[6] GEYER T. A comparison of control and modulation schemes for medium-voltage drives: emerging predictive control concepts versus PWM-based schemes [J]. IEEE Transactions on Industry Applications,2011,47(3): 1380.
[7] 史婷娜,张必军,刘涛,等.五桥臂逆变器驱动的双永磁同步电机系统占空比优化调制策略[J].中国电机工程学报,2015,35(6): 1498.
[8] 梅杨,王立朋,李正熙.提高五桥臂逆变器电压利用率的调制策略[J].电工技术学报,2013,28(12): 207.
[9] TANAKA T, HARA A, IWASHITA M, et al. Characteristics of independent vector control of two induction motors fed by a five-leg inverter with space vector modulation [C] // Proceedings of the 7th International Power Electronics and Motion Control Conference,2012: 2431.
[10] HIZUME M, YOKOMIZO S, MATSUSE K. Independent vector control of parallel connected two induction motors by a five-leg inverter [C] // European Power Electronics and Applications Conference,2003.
[11] OKA K, MATSUSE K. A novel PWM technique with switching-loss reduction for independent drive of two 3-phase AC motors fed by a five-leg inverter[J]. IEEJ Transactions on Electrical and Electronic Engineering,2011,6(3): 260.
[12] TANAKA T, HARA A, IWASHITA M, et al. Independent position control of two permanent magnet synchronous motors fed by a five-leg inverter with space vector modulation [C] // 2012 15th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS),2012.
[13] DUJIC D, JONES M, VUKOSAVIC S N, et al. A general PWM method for a $(2n+1)$ -leg inverter supplying n three-phase machines [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics,2009,56(10): 4107.

(下转第 26 页)

- [4] 王树文,单硕硕,张洋,等.改进型准Z源逆变器[J].电力自动化设备,2016,36(9): 142.
- [5] 徐聪,程启明,李明,等.Z源逆变器及其多种改进拓扑结构的比较[J].电网技术,2014,38(10): 2926.
- [6] MAWLIKAR M A, NAIR S S. A comparative analysis of Z source inverter and DC-DC converter fed VSI [C] // IEEE International Conference on Nascent Technologies in Engineering, 2017.
- [7] NAG S S, MISHRA S. Current-fed switched inverter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(9): 4680.
- [8] RAVINDRANATH A, MISHRA S K, JOSHI A. Analysis and PWM control of switched boost inverter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(12): 5593.
- [9] 徐艳平,王极兵,张保程,等.永磁同步电机三矢量模型预测电流控制[J].中国电机工程学报,2018,38(6): 980.
- [10] 陈若珠,何婷,常勇.永磁同步电机模型预测控制的现状与发展[J].工业仪表与自动化装置,2017(3): 20.
- [11] 徐艳平,张保程,周钦.永磁同步电机双矢量模型预测电流控制[J].电工技术学报,2017,32(20): 222.
- [12] ALEXANDROU A D, ADAMOPOULOS N K, KLADAS A G. Development of a constant switching frequency deadbeat predictive control technique for field-oriented synchronous permanent-magnet motor drive [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(8): 5167.
- [13] 史婷娜,张维,肖萌,等.基于矢量作用时间的永磁同步电机预测电流控制[J].电工技术学报,2017,32(19): 1.
- [14] 汪琦,王爽,付俊永,等.基于模型参考自适应参数辨识的永磁同步电机电流预测控制[J].电机与控制应用,2017,44(7): 48.
- [15] SIAMI M, KHABURI D A, RIVERA M, et al. An experimental evaluation of predictive current control and predictive torque control for a PMSM fed by a matrix converter[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(11): 8459.
- [16] SIAMI M, KHABURI D A, ABBASZADEH A, et al. Robustness improvement of predictive current control using prediction error correction for permanent-magnet synchronous machines [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(6): 3458.

收稿日期: 2018-10-11

(上接第14页)

- [14] LIM C S, RAHIM N A, HEW W P, et al. Model predictive control of a two-motor drive with five-leg inverter supply [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(1): 54.
- [15] OKA K, NOZAWA Y, MATSUSE K. An improved method of voltage utility factor for PWM control of a five-leg inverter in two induction motor drives [J]. IEEJ Transactions on Electrical and Electronic Engineering, 2006, 1(1): 108.
- [16] IBRAHIM Z, LAZI J M, SULAIMAN M. Independent speed sensorless control of dual parallel PMSM based on five-leg inverter [C] // International Multi-Conference on Systems, Signals and Devices, Chemnitz, 2012.
- [17] OMATA R, OKA K, FURUYA A, et al. An improved performance of five-leg inverter two induction motor drives [C] // 2016 CE8/IEEE 5th International Power Electronics and Motion Control Conference, 2006.
- [18] HARA A, ENOKIJIMA H, TANAKA T, et al. Independent speed control of two induction motors fed by a five-leg inverter applying space vector modulation [C] // 2011 International Conference on Electrical Machines and Systems, 2011.
- [19] 谷鑫,姜勃,耿强,等.双永磁同步电机五桥臂变换器模型预测控制[J].电工电能新技术,2015,34(12): 25.

收稿日期: 2018-10-11