

基于调制系数最优法的TLDMC-PMSM 新型直接转矩控制

程启明¹, 刘科¹, 程尹曼², 张昕¹, 岳秉言¹

(1. 上海电力大学 自动化工程学院 上海市电站自动化技术重点实验室, 上海 200090;

2. 上海电力公司 市北供电分公司, 上海 200041)

摘要:针对矩阵变换器永磁同步电机系统(MC-PMSM)直接转矩控制方法出现的转矩磁链脉动大、幅值失调、系统鲁棒性弱等问题,提出了一种基于调制系数最优法的三电平直接矩阵变换器永磁同步电机(TLDMC-PMSM)新型直接转矩控制方法。首先描述了MC-PMSM直接转矩控制系统的原理;其次用三电平直接矩阵变换器替换两电平矩阵变换器,转速环通过复叠式螺旋滑模控制、转矩磁链环通过超螺旋滑模直接转矩控制替换传统的比例积分控制,并且引入调制系数最优法来抑制电机转矩波动逐渐增大,进而实现对永磁同步电机的精确控制;最后通过MATLAB/Simulink仿真软件和硬件实验验证所提方法的可行性与优越性。

关键词:调制系数最优法;三电平直接矩阵变换器;永磁同步电机;复叠式螺旋滑模控制;超螺旋滑模直接转矩控制

中图分类号:TM341

文献标志码:A

DOI:10.16081/j.epae.202306005

0 引言

永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)以其高效率、高功率密度、动态响应快、结构简单等优点,在工业领域得到广泛关注与应用,同时也推动着PMSM控制理论的快速发展^[1]。

直接转矩控制(direct torque control, DTC)通过磁链和电磁转矩表达式对其直接计算,然后采用Bang-Bang控制产生脉宽调制(pulse width modulation, PWM)信号来控制电磁转矩和磁链,实现转速和转矩的优良控制,所以不需要复杂的坐标变换和电流控制器就能够实现快速、精确的转矩控制响应^[2]。但是,传统DTC存在一些不足,其最主要的缺陷就是转矩和磁链脉动较大,并且系统的鲁棒性弱。为此,有学者提出了具有更多控制矢量的新型变换器和新型速度、转矩环的控制算法来降低波形脉动,提高系统的鲁棒性。

通过新型变换器来改进上述控制算法的缺点是较为有效的,常见的新型变换器有矩阵变换器(matrix converter, MC)^[3]、三电平直接矩阵变换器(three-level direct matrix converter, TLDMC)^[4]、模块化多电平MC^[5]、Z源/准Z源MC^[6]等。其中:MC能量可实现双向流动,这样可以实现四象限运行,输入、输

出波形都为正弦,畸变率小,可提高系统的运行稳定性,且功率因数可调^[7];TLDMC^[8]是在MC的基础上发展而来的,相比MC而言,它进一步增加了有效矢量的个数,降低了输出波形的畸变率和共模电压,提高了动态响应和输出电压,相比三电平间接MC而言,它将逆变级和整流级调制结合在一起,减少了调制计算复杂度和绝缘栅双极型晶体管(insulated-gate bipolar transistor, IGBT)的数量,极大降低了开关损耗。

为了结合PMSM、DTC、MC三者的优势,有学者将DTC结合空间矢量脉宽调制(space vector pulse width modulation, SVPWM)应用于MC-PMSM系统中,产生了MC-PMSM-DTC系统^[9],此系统有效提高了电机的转矩和转速动态响应速度。基于此,文献[10]利用评价函数分析MC电压矢量对转矩和磁链的不同作用并提出划分主从矢量的方法;文献[11]提出一种基于占空比控制的方法;文献[12]用基于SVPWM的DTC方法,根据控制算法生成参考电压矢量,然后使用SVPWM进行合成,达到了期望目标,但该方法增加了计算和控制的复杂度;文献[13-14]采用模型预测转矩控制方法,在传统DTC的基础上通过成本函数得到期望的电压矢量,但是该方法谐波大、计算复杂度高;文献[15-16]在传统矢量控制和DTC的基础上,将两者优势结合,提出超螺旋DTC,将其通过逆变器来控制PMSM,减少了计算量,提高了动态响应和鲁棒性,但控制器有效矢量少会造成控制精度低,使得电机转动脉动大,影响了电机运行状态。总之,对于采用DTC的PMSM的控制算法而言,还存在电机各个参数的波动大、动态响应慢、鲁棒性弱、启动时高转矩作用时间长等缺点。

收稿日期:2022-08-25;修回日期:2023-01-02

在线出版日期:2023-06-09

基金项目:国家自然科学基金资助项目(61905139);上海市电站自动化技术重点实验室资助项目(13DZ2273800)

Project supported by the National Natural Science Foundation of China(61905139) and Shanghai Key Laboratory Power Station Automation Technology Laboratory(13DZ2273800)

为了解决上述问题,首先,采用TLDMC替换两电平MC,增加了有效矢量的数目,减少了波形畸变率,提升了电机运行的平稳性;然后,对传统DTC的转速、转矩磁链环的控制方法进行了改进,结合Aire Levant提出的高阶滑模控制思想^[17],通过将不连续项放在滑模面的高阶导数中,使得低阶滑模面从本质上消除了抖振,既保留了传统滑模的优点又克服了传统滑模的缺陷^[18-19],提出了新型直接转矩控制(new direct torque control,NDTC)方法,即转速环通过复叠式螺旋滑模控制(cascade spiral sliding mode control,CSSMC)、转矩磁链环通过超螺旋滑模直接转矩控制(super twisting sliding mode control-direct torque control,STSMC-DTC)来替换传统的比例积分(proportional integral,PI)控制和DTC,提高控制精度和系统鲁棒性,减少波形脉动,加快动态响应,从而克服启动时高转矩作用时间长的弊端;其次,为了更好地减小转矩磁链脉动,将每个周期的转矩磁链误差通过调制系数最优法(modulation coefficient optimization method,MCOM)输出来控制“虚拟逆变级”的有效占空比,进一步减小电机的转矩磁链脉动,使得电机更加平稳运行。综上所述,本文提出了基于MCOM的TLDMC-PMSM-NDTC系统,该系统对于电机运行平稳性、动态响应、各参数脉动、系统鲁棒性都有着非常明显的提升;最后,通过软件仿真和硬件实验说明本文所提方法的有效性与优势。

1 MC-PMSM-DTC 系统存在的问题

MC-PMSM-DTC 系统的结构框图见附录 A 图 A1。该系统首先利用定子磁链 C_{th} 、电磁转矩滞环比

较器的输出值 C_r 来判断出磁链和转矩的增减性,其次在开关表中选择对应的电压矢量作用于 MC,然后通过输出电压、电流来计算出转矩和磁链的预测值,通过反馈预测值与标准值进行比较判断出转矩和磁链的增减性,进而达到转矩和磁链的控制。DTC 利用 Bang-Bang 控制产生 PWM 信号来调制 MC 并控制 PMSM,它对于电机的参数依赖性特别强,电机的参数稍有变化时,就会对控制效果产生影响,并且由于 MC 的有效矢量较少,搭配 DTC 更会增大转矩和磁链脉动,这对于电机的运行极为不利。

本文提出基于 MCOM 的 TLDMC-PMSM-NDTC 系统来解决上述问题。首先,将常规 MC 改为 TLDMC,增加有效矢量个数,在配合 DTC 时能更加精确控制,提高波形平滑度;其次,将传统 DTC 改为 NDTC (即 CSSMC-STSMC-DTC),提高电机转速转矩的动态调整时间,增强系统的鲁棒性;然后,将 MCOM 引入 TLDMC 调制中,通过使用电机的转矩和磁链误差反馈值来调整占空比进而减小转矩和磁链的脉动。

2 基于 MCOM 的 TLDMC-PMSM-NDTC 系统

图1为基于MCOM的TLDMC-PMSM-NDTC系统的结构框图。该系统主要由TLDMC、PMSM以及TLDMC调制与控制3个部分构成。其中:TLDMC完成电能的变化和能量的传输,实现对PMSM转矩、转速的控制;TLDMC调制与控制分为整流级和逆变级2个部分,在逆变级中对PMSM的转矩和磁链进行直接控制,进而实现对PMSM转速的控制。上述控制算法结合了SVPWM和CSSMC-STSMC-DTC,不仅实现了转速的快速跟踪,而且很大程度上降低了转矩

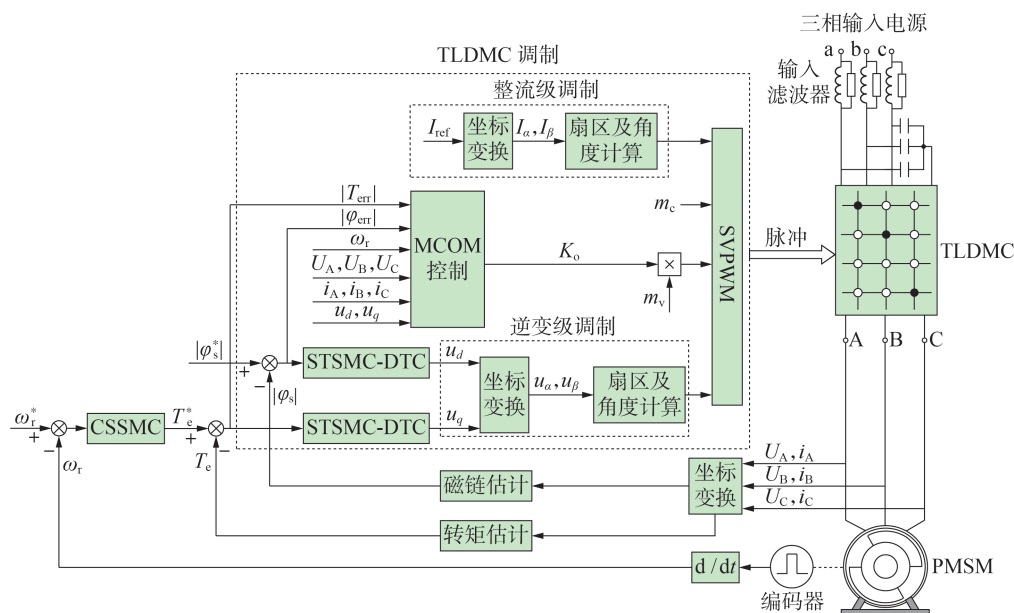


图1 TLDMC-PMSM-NDTC系统结构框图

Fig.1 Structure block diagram of TLDMC-PMSM-NDTC system

和磁链的波动。图1中: U_A 、 U_B 、 U_C 和 i_A 、 i_B 、 i_C 分别为 TLMC 输出三相电压和电流; ω_r^* 、 ω_r 分别为 PMSM 的参考转速、反馈转速; T_e^* 、 T_e 分别为 PMSM 的参考转矩、反馈转矩; φ_s^* 、 φ_s 分别为 PMSM 的参考磁链、反馈磁链; u_d 、 u_q 分别为 d 、 q 轴电压分量; u_α 、 u_β 分别为 α 、 β 轴电压分量; $|T_{err}|$ 、 $|\varphi_{err}|$ 分别为转矩、磁链的参考值与反馈值之差的绝对值; m_c 、 m_v 分别为输入相电流空间矢量调制系数、输出相电压的 SVPWM 系数; K_o 为调制系数最优值; I_{ref} 为三相参考电流值; I_α 、 I_β 分别为参考电流 $\alpha\beta$ 坐标系下 α 、 β 轴的电流值。

2.1 TLMC 原理及调制

文献[7]对 MC 进行改进, 将输入滤波器中点 z 连接至三相输出端, 提出了 TLMC, 其结构框图见图2。图中: U_{a0} 、 U_{b0} 、 U_{c0} 和 $\bar{i}_a$ 、 $\bar{i}_b$ 、 $\bar{i}_c$ 分别为三相电压源的输入电压和滤除高次谐波后的状态平均值的电流; L_{fa} 、 L_{fb} 、 L_{fc} 和 C_{fa} 、 C_{fb} 、 C_{fc} 分别为三相输入 LC 滤波器的滤波电感和滤波电容; U_a 、 U_b 、 U_c 和 i_a 、 i_b 、 i_c 分别为 TLMC 的三相输入电压和电流; U_z 和 i_z 分别为 z 相电压和电流; S_{jk} 为双向开关, $j=\{A, B, C\}$, $k=\{a, b, c, z\}$ 。

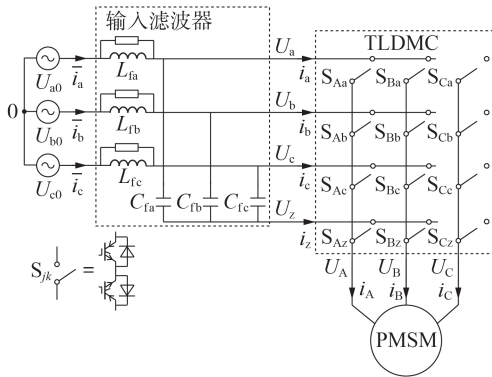


图2 TLMC-PMSM 系统结构框图

Fig.2 Structure block diagram of TLMC-PMSM

由图2可知, TLMC 的输出、输入电压和电流的关系式为:

$$\begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{Aa} & S_{Ab} & S_{Ac} & S_{Az} \\ S_{Ba} & S_{Bb} & S_{Bc} & S_{Bz} \\ S_{Ca} & S_{Cb} & S_{Cc} & S_{Cz} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \\ 0 \end{bmatrix} = S(t) \mathbf{u}_i \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} S_{Aa} & S_{Ab} & S_{Ac} & S_{Az} \\ S_{Ba} & S_{Bb} & S_{Bc} & S_{Bz} \\ S_{Ca} & S_{Cb} & S_{Cc} & S_{Cz} \end{bmatrix}^T \begin{bmatrix} i_A \\ i_B \\ i_C \end{bmatrix} = S^T(t) \mathbf{i}_o \quad (2)$$

式中: $S(t)$ 为 TLMC 的传输矩阵; S_{jk} 为 S_{jk} 的开关状态, 导通时取值为 1, 关断时取值为 0; $\mathbf{u}_i$ 为输入电压向量; $\mathbf{i}_o$ 为输出电流向量。

从式(1)、(2)可以看出, 相比 MC, TLMC 的电压、电流多了 z 相, 所以需要对其 i_z 进行平衡控制, 保证其状态局部平均值为 0, 从而抑制 U_z 的偏移, 使其基

本维持零电位, 能够降低输出电压含有的高频谐波。

为了大幅降低开关频率和开关损耗, 同时能获得最大的电压利用率, 可在对 TLMC 进行 SVPWM 时将每个扇区的零矢量消除, “虚拟整流级”的调制矢量轨迹图见附录 A 图 A2, 在电流旋转至每个扇区时, 由相邻 2 个有效矢量合成, 实现“虚拟整流级”的调制。由图 A2 可得“虚拟整流级”的电流平均值 $i_{p, avg}$ 、电压平均值 $U_{pn, avg}$ 分别为:

$$i_{p, avg} = \frac{\sqrt{3}}{2} m_v I_{om} \cos \varphi_o |\cos(\omega_i t - \varphi_i)| \quad (3)$$

$$U_{pn, avg} = \frac{P_{in}}{i_{p, avg}} = \frac{3}{2} U_{im} \cos \varphi_i \frac{1}{|\cos(\omega_i t - \varphi_i)|} \quad (4)$$

式中: I_{om} 为输出相电流的基波幅值; U_{im} 为输入相电压的基波幅值; P_{in} 为输入功率值; ω_i 为输入频率; φ_i 为输入电压相位差; φ_o 为输出电流相位差。

由于 m_c 为最大值 1, 且“虚拟整流级”在每个扇区时是由相邻的 2 个矢量(定义为 i_μ 、 i_ν)合成, 所以根据占空比调整规则可以得到合成电流的 2 个分量占空比 D_μ 、 D_ν 。

TLMC 的“虚拟逆变级”存在 $3^3=27$ 种开关状态, 这 27 种开关状态对应的矢量以及不同开关状态产生的电流的大小及方向见附录 A 图 A3。27 种开关状态会合成不同幅值的矢量, 计算这些矢量的幅值和相角并将这些矢量分为大矢量、中矢量和小矢量。以第 1 扇区为例划分构成的虚拟空间矢量图见附录 A 图 A4。可以计算得到图 A4 中矢量的幅值、相角和 z 相电流 i_z 见附录 A 表 A1。由表可知, i_z 为 0, 起到了抑制电压偏移的作用。在得到中点电流平均值为 0 的新虚拟矢量后, 需对虚拟矢量的占空比进行计算, 以第 1 扇区为例, 得到各个矢量占空比大小见表 1。表中: N 为小扇区的编号; d_x 、 d_y 和 d_z 为小扇区所对应的最近 3 个虚拟矢量的占空比; θ_{sv} 为 U_{oPhref} 在当前扇区中的位置, 取值范围为 $[0, \pi/3]$; M 为经过修正后的输出相电压调制系数, 表达式见式(5)。

表1 矢量占空比

Table 1 Vector duty cycle

N	d_x	d_y	d_z
1	$2M \sin(\pi/3 - \theta_{sv})$	$2M \sin \theta_{sv}$	$1 - 2M \sin(\pi/3 + \theta_{sv})$
2	$2 - 2\sqrt{3}M \cos(\pi/3 - \theta_{sv})$	$2 - 2\sqrt{3}M \cos \theta_{sv}$	$6M \sin(\pi/3 + \theta_{sv}) - 3$
3	$2 - 2\sqrt{3}M \cos(\pi/3 - \theta_{sv})$	$\sqrt{3}M \cos \theta_{sv} - 1$	$3M \sin \theta_{sv}$
4	$\sqrt{3}M \cos(\pi/3 - \theta_{sv}) - 1$	$\sqrt{3}M \cos \theta_{sv} - 1$	$3 - 3M \sin(\pi/3 + \theta_{sv})$
5	$\sqrt{3}M \cos(\pi/3 - \theta_{sv}) - 1$	$2 - 2\sqrt{3}M \cos \theta_{sv}$	$3M \sin(\pi/3 - \theta_{sv})$

$$M = \frac{\sqrt{3} U_{om}}{U_{pn, avg}} = m_v |\cos(\omega_i t - \varphi_i)| \quad (5)$$

式中: U_{om} 为输出相电压的基波幅值。

同理可得其他扇区的占空比, 完成“虚拟逆变级”调制, 然后将“虚拟整流级”和“虚拟逆变级”结合

起来的占空比进行计算,规划每个扇区的脉宽分布,实现对TLDMC的SVPWM。

2.2 PMSM转速和转矩调节的新型控制方法

图1中,在实现TLDMC的SVPWM基础上,本文提出了NDTC以实现PMSM转速和转矩的控制。与传统DTC的PMSM相比,该控制方法可以很好地抑制转矩和磁链的波动,提高转速的动态响应,增强系统的鲁棒性。

2.2.1 CSSMC算法

1) CSSMC原理。

CSSMC^[16]是在常规滑模控制(sliding mode control, SMC)上进行多次迭代,将二阶滑模进行叠加,将线性和非线性进行组合叠加,这样不仅增强了系统的鲁棒性,使得系统稳定性得到了质的飞跃,而且加快了系统的响应速度。本文将CSSMC引入电机转速控制上,能够缩短调整时间,减弱电磁转矩脉动,从而使波形更加平滑。

动态系统可描述为:

$$\begin{cases} \dot{x} = -AP_1(s) + y = -A(|s|^{1/2} \tanh s + fs) + y \\ \dot{y} = -BP_2(s) + \dot{p}(t) = \\ -B\left(\frac{1}{2} \tanh s + \frac{3}{2} f|s|^{1/2} \tanh s + f^2 s\right) + \dot{p}(t) \end{cases} \quad (6)$$

式中: $P_1(s)$ 和 $P_2(s)$ 分别为系统的一次控制与二次控制部分; f 为正数常量; A 、 B 为调节系数; $\dot{p}(t)$ 为外部扰动; x 为状态变化量; y 为控制系统的输出;双曲正切函数 $\tanh s = (e^{es} - e^{-es}) / (e^{es} + e^{-es})$,其中 ε 为斜率因子,通过调整 ε 值来改变双曲正切函数在原点附近的斜率。

要想使系统趋于稳定(即在有限时间内收敛到原点),需满足如下条件:

$$\begin{cases} |\dot{p}(t)| \leq \delta \\ A > 2 \\ B > \frac{A^3 + \delta^2(4A - 8)}{A(4A - 8)} \\ f > 0 \end{cases} \quad (7)$$

式中: δ 为扰动的边界值,表示动态系统中扰动的值是有界的,不管 δ 取任何值,满足式(7)的条件下系统都是稳定的。

输出函数表达式为:

$$\ddot{y} = -A_1 \dot{P}_1(s) - B_1 \dot{P}_2(s) + \ddot{p}(t) \quad (8)$$

式中: A_1 、 B_1 为未知待求函数。因为对于一个系统的输出数学模型而言,除了自身要控制的参数外,其余的参数在有限时间内均收敛,所以 A_1 、 B_1 函数所得值一定是有界的,则存在正数 A_{1M} 、 B_{1m} 、 B_{1M} ,使得对任意的 y 、 x 有:

$$\begin{cases} 0 < B_{1m} < B_1 < B_{1M} \\ |A_1| \leq A_{1M} \end{cases} \quad (9)$$

结合式(9)可得CSSMC算法为:

$$\begin{cases} u = A(|s|^{1/2} \tanh s + fs) + u_1 \\ \dot{u}_1 = B\left(\frac{1}{2} \tanh s + \frac{3}{2} f|s|^{1/2} \tanh s + f^2 s\right) \end{cases} \quad (10)$$

2) 复叠式螺旋滑模控制器设计。

本文首次把CSSMC算法引入PMSM控制中。

表贴式PMSM的电磁转矩 T_e 为:

$$T_e = \frac{3}{2} p \frac{\varphi_s^*}{L_d L_q} \left[\varphi_f L_q \sin \theta + \frac{1}{2} \varphi_s^* (L_q - L_d) \sin(2\theta) \right] = \frac{3}{2} p \frac{\varphi_s^*}{L_d} \sin \theta \quad (11)$$

式中: θ 为位置角; L_d 和 L_q 分别为定子电感的 d 、 q 轴分量,表贴式PMSM中 $L_d = L_q$; φ_f 为永磁体磁链; p 为极对数。

对式(11)求2阶导数有:

$$\ddot{T}_e = \frac{3p\varphi_f}{2L_d} \left(-\sin \theta \dot{\theta}^2 |\varphi_s| \right) - \cos \theta (R_s i_q + \dot{\omega}_r |\varphi_s|) + \frac{3}{2} p \varphi_f \cos \theta \dot{u}_q \quad (12)$$

由式(10)可得PMSM的CSSMC算法为:

$$\begin{cases} T_e^* = A(|s_\omega|^{1/2} \tanh s_\omega + fs_\omega) + T_e \\ \dot{T}_e = B\left(\frac{1}{2} \tanh s_\omega + \frac{3}{2} f|s_\omega|^{1/2} \tanh s_\omega + f^2 s_\omega\right) \end{cases} \quad (13)$$

式中: T_e^* 为电磁转矩的参考值; s_ω 为转速的参考值与实际值的差值。

结合式(8)、(12)可以求出电磁转矩2阶导数的 A_1 、 B_1 值,然后结合式(11)、(13),就可得出 A 、 B 、 f 值。通过调节这3个参数值来使CSSMC的控制效果达到最优,使PMSM转速调节时间变短,且PMSM转矩脉动变小,满足电机控制的理想结果。CSSMC算法在常规SMC基础上,增强了系统的鲁棒性,在面对高扰动干扰时系统也能保持优良的运行状态。

2.2.2 STSMC-DTC算法设计

STSMC-DTC算法的原理推导公式见附录B式(B1)~(B5),设计过程的公式推导见附录B式(B6)~(B14)。本文将STSMC引入PMSM的DTC中,将电磁转矩、磁链的差值赋给 $s = \varphi_s^* - \varphi_s = T_e^* - T_e$,然后对电磁转矩和磁链进行直接控制,采用STSMC减少了转矩波动、提高了系统鲁棒性,相比采用DTC,直接将 u_{sd} 、 u_{sq} 作为控制目标,通过坐标变换进而实现“虚拟逆变级”的调制,结合“虚拟整流级”调制完成了TLDMC的SVPWM,不仅增加了有效矢量数使得转速波动小,而且引入STSMC-DTC对电磁转矩、磁链直接控制使PMSM的控制效果、动态响应更好。

2.3 MCOM控制

将CSSMC、STSMC-DTC和SVPWM相结合对TLDMC进行调制实现对PMSM转速、转矩的控制。

虽然STSMC-DTC是对转矩和磁链直接控制,一定程度上可以降低转速和转矩波动以提高动态响应速度,但STSMC-DTC输出的 u_d 、 u_q 直接连接至“虚拟逆变级”端,转矩和磁链的微小波动都会引起 u_d 、 u_q 的直接波动,转矩和磁链的反馈值会逐渐偏离参考值,进而影响整个TLDMC的SVPWM性能。

为此,本文进一步提出了MCOM来解决转矩、磁链直接控制 u_d 、 u_q 引起的转矩、磁链反馈值逐渐偏离参考值问题,通过MCOM控制将转矩、磁链参考值和反馈值的综合误差最小点来调整调制系数 M ,进而调整最优“虚拟逆变级”的占空比大小,这样可以很大程度上降低转矩、磁链的波动,使得PMSM能够稳定运行,延长电机的使用寿命。

由式(11)可得:

$$T_e(k) = \frac{3}{2} p \varphi_f i_q(k) \quad (14)$$

式中: $T_e(k)$ 为当前周期的电磁转矩; $i_q(k)$ 为当前周期的输出电流 q 轴电流分量。

PMSM的 q 轴电流为:

$$\frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_q} (u_q - R_s i_q + \omega_e L_d i_d - \omega_e \varphi_f) \quad (15)$$

式中: R_s 为定子电阻; ω_e 为转子电角速度; i_d 和 i_q 分别为输出电流的 d 、 q 轴分量。

将式(15)离散化后可得:

$$i_q(k+1) = \frac{T_s}{L_q} (u_q(k) - R_s i_q(k) + \omega_e L_d i_d(k) - \omega_e \varphi_f) + i_q(k) \quad (16)$$

式中: $i_q(k+1)$ 为当前周期控制结束时的输出电流 q 轴分量; T_s 为控制周期; $i_d(k)$ 为当前周期的输出电流 d 轴分量。

将式(11)、附录B式(B10)离散化后,代入式(16)可得:

$$\varphi_s(k+1) = (u_s(k) - R_s i_s(k)) T_s + \varphi_s(k) \quad (17)$$

$$T_e(k+1) = \frac{3}{2} p \varphi_f \left[\frac{T_s}{L_q} (u_q(k) - R_s i_q(k) + \omega_e L_d i_d(k) - \omega_e \varphi_f) + T_e(k) \right] \quad (18)$$

式中: $u_s(k)$ 、 $i_s(k)$ 和 $\varphi_s(k)$ 分别为当前周期的电压、电流和磁链; $u_q(k)$ 为当前周期磁链和电磁转矩误差引起的实际 q 轴电压分量值; $\varphi_s(k+1)$ 、 $T_e(k+1)$ 分别为当前周期控制结束时的磁链和电磁转矩。

假设磁链和电磁转矩误差所引起的电压波动为原来电压的 K 倍,则:

$$\begin{cases} u_d(k) = K u_{de}(k) \\ u_q(k) = K u_{qe}(k) \end{cases} \quad (19)$$

式中: K 为波动系数; $u_d(k)$ 为当前周期磁链和电磁转矩误差引起的实际 d 轴电压分量值; $u_{de}(k)$ 、 $u_{qe}(k)$ 分别为当前周期不考虑磁链和电磁转矩误差所引起

的理想电压 $u_{se}(k)$ 的 d 、 q 轴分量值。

将式(19)代入式(17)、(18)中整理可得:

$$\begin{cases} T_e(k+1) = K e_{11} - e_{12} + T_e(k) \\ \varphi_s(k+1) = K e_{21} - e_{22} + \varphi_s(k) \end{cases} \quad (20)$$

式中: $e_{11} = \frac{3T_s}{2L_q} p \varphi_f u_{qe}(k)$; $e_{21} = u_{se}(k) T_s$; $e_{22} = -R_s i_s(k) T_s$;

$$e_{12} = \frac{3T_s}{2L_q} p \varphi_f (-R_s i_q(k) - \omega_e L_d i_d(k) - \omega_e \varphi_f)。$$

则磁链转矩误差 $E(k)$ 的综合关系式为:

$$E(k) = |T_e(k+1) - T_e(k)|^2 + |\varphi_s(k+1) - \varphi_s(k)|^2 \quad (21)$$

因为 $E(k) > 0$,所以对式(21)求导等于0,可求出式(21)的最小值点,且此处求出的最小值点为波动系数 K , K 值为:

$$K = \frac{e_{11}}{e_{11}^2 + e_{21}^2} |T_e(k+1) - T_e(k)| + \frac{e_{21}}{e_{11}^2 + e_{21}^2} |\varphi_s(k+1) - \varphi_s(k)| + \frac{e_{11} e_{12} + e_{21} e_{22}}{e_{11}^2 + e_{21}^2} \quad (22)$$

然后将求出波动系数的倒数与 m_v 相乘来调节调制系数 M ,使得占空比达到最优,降低转矩和磁链的脉动。

$$M = \frac{\sqrt{3} U_{om}}{U_{pn, avg}} = \frac{1}{K} m_v |\cos(\omega_i t - \varphi_i)| \quad (23)$$

由表1可以看出占空比与调制系数 M 成正比,由式(22)、(23)可以看出当磁链和转矩误差变大时, K 值会随之变大,而调制系数 M 会减小,随之“虚拟逆变级”有效矢量占空比也会减少,这样就可以解决由于电磁转矩和磁链误差总和所引起的有效矢量不断增大,从而引起电磁转矩和磁链脉动不断增大的弊端。“虚拟逆变级”有效矢量的占空比减小会对转矩和磁链的波动起到强抑制作用,达到了降低转矩磁链波动、提高动态转矩的目的。其稳定性证明见附录B式(B15)~(B18)。

3 软件仿真分析

在MATLAB/Simulink软件中搭建了图1所示的基于MCOM的TLDMC-PMSM-NDTC系统,PMSM及本文所提TLDMC-PMSM-NDTC方法的参数分别见附录C表C1、C2。为了验证所提TLDMC-PMSM-NDTC方法的优越性,将其与常规的MC-PMSM-DTC方法在3种不同运行工况下进行仿真比较。

3.1 电机空载运行

当PMSM初始转速为600 r/min,给定的负载转矩 $T_L=0$ (空载)时,2种控制方法在不同电机电感参数下的转速 n 波形如图3所示(图中 L_s 为电机的定子电感, L_{ss} 为电机定子电感的变化值),转速控制性能如表2所示。由图3可知,当电机电感值发生变化时,TLDMC-PMSM-NDTC能保持稳定运行,并且在MC-PMSM-NDTC发生很大波动时也能保持稳定,可

见所提方法提高了系统鲁棒性。由表 2 可知,采用 MC-PMSM-DTC 方法时转速超调量大、响应时间长,这对电机转速调整有很大影响;而采用所提 TLDMC-PMSM-NDTC 方法时转速超调量小,响应时间短。

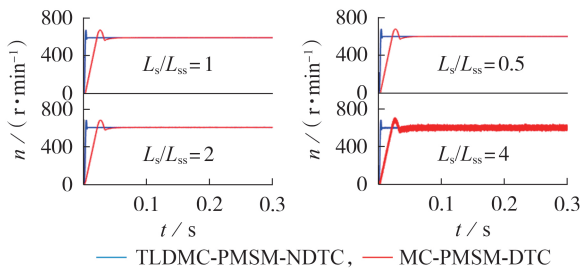


图 3 空载时 2 种控制方法的转速波形

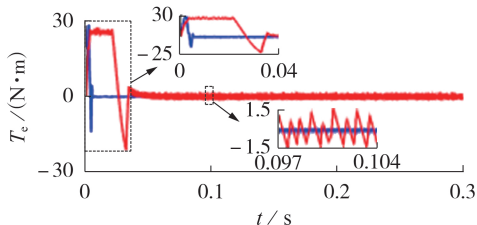
Fig.3 Rotational speed waveforms with two control methods under no load

表 2 空载时 2 种控制方法的转速控制性能

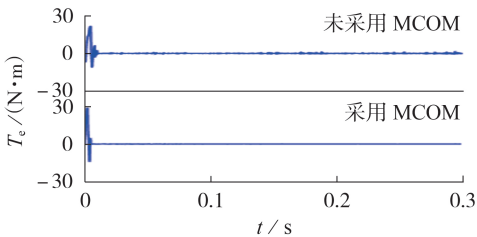
Table 2 Rotational speed control performance with two control methods under no load

控制方法	超调量 / %	调整时间 / s
MC-PMSM-DTC	13.3	0.050
TLDMC-PMSM-NDTC	9.3	0.002

空载时 2 种控制方法的转矩波形如图 4 所示,转矩控制性能如表 3 所示。



(a) 空载时 2 种控制方法的转矩波形



(b) TLDMC-PMSM-NDTC 有无采用 MCOM 时的转矩波形

— TLDMC-PMSM-NDTC, — MC-PMSM-DTC

图 4 空载时 2 种控制方法的转矩波形

Fig.4 Torque waveforms with two control methods under no load

表 3 空载时 2 种控制方法的转矩控制性能

Table 3 Torque control performance with two control methods under no load

控制方法	高转矩作用时间 / s	转矩脉动 / (N·m)
MC-PMSM-DTC	0.035	± 1.20
TLDMC-PMSM-NDTC	0.002	± 0.05

由图 4(a)和表 3 可知,TLDMC-PMSM-NDTC 方法的转矩波形相比传统方法更平滑、波动小,控制效果更好。由于 PMSM 控制会有低速时转矩脉动大的特点,所以抑制低速时高转矩作用时间显得非常重要,TLDMC-PMSM-NDTC 的高转矩作用时间已经缩短至 0.002 s,这对电机的影响非常小,稳定后转矩脉动的大小为 $\pm 0.05 \text{ N}\cdot\text{m}$,可见对电磁转矩的脉动抑制效果非常好。由图 4(b)可知,在 TLDMC-PMSM-NDTC 中,未采用 MCOM 的转矩波形随后会出现波动值越来越大的现象,这样对电机的平稳运行有很大的影响,而采用 MCOM 后,在误差较大时会通过减小有效矢量的占空比来减小电机转矩的脉动,这样就可以使电机一直保持在很小的波动范围内平稳运行。

3.2 电机负载转矩突变情况

当电机初始转速为 600 r/min,在 0.1 s 突增负载转矩 $T_L=2 \text{ N}\cdot\text{m}$ (负载突变)时 2 种控制方法的转速波形见附录 C 图 C1,转速控制性能见附录 C 表 C3。可以看出:MC-PMSM-DTC 方法转速脉动大,且调整时间长,调整时间为 0.006 s;而所提 TLDMC-PMSM-NDTC 的转速脉动极小,且调整时间为 0.002 5 s,时间极短,控制效果好。

负载转矩突变时 2 种控制方法的转矩波形见附录 C 图 C2,转矩控制性能见附录 C 表 C4。可以看出:MC-PMSM-DTC 的转矩脉动大且低速时高转矩作用时间长,这对电机运行造成了很大影响;而所提 TLDMC-PMSM-NDTC 的转矩调整时间短,调整过程中转矩超调量小,且 0.1 s 前后的转矩脉动保持一致,可见负载转矩突变时控制效果也能保持理想状态。

3.3 电机转速突变情况

当电机转速在 0.15 s 时由 600 r/min 突增至 800 r/min,2 种控制方法的转速波形见附录 C 图 C3,转速控制性能见附录 C 表 C5。可以看出:转速突增时,MC-PMSM-DTC 方法的转速超调量大且调整时间长,电机运行不可靠;而采用 TLDMC-PMSM-NDTC 方法时,可在无超调量且调整时间短的情况下快速达到设定的转速。

电机转速突变时 2 种控制方法的转矩波形图见附录 C 图 C4,转矩控制性能见附录 C 表 C6。可以看出:MC-PMSM-DTC 的转矩峰值达到 $26 \text{ N}\cdot\text{m}$,调整时间为 0.025 s;而 TLDMC-PMSM-NDTC 的转矩峰值仅为 $15 \text{ N}\cdot\text{m}$,且调整时间为 0.002 s,高转矩作用时间短,相比较而言,不管从高转矩作用时间、调整时间,还是从稳定时的转矩波动来看,采用所提 TLDMC-PMSM-NDTC 对系统都有很大的提升。

当电机负载转矩在 0.1 s 突增至 $2 \text{ N}\cdot\text{m}$,转速在 0.15 s 突增至 800 r/min 时,2 种控制方法的磁链波形见附录 C 图 C5。可以看出,TLDMC-PMSM-NDTC 方法的磁链是平滑的,而 MC-PMSM-DTC 的磁链波

动较大,电机运行不稳定,从转速、转矩突变时间点看,所提TLDMC-PMSM-NDTC方法都能保持优良的控制效果,波形脉动小,电机运行效果好。

综上所述,PMSM在3种运行工况下,TLDMC-PMSM-NDTC方法不论是在转速调节,还是在转矩波形调节方面都表现出良好的控制性能,转速和转矩调整时间短,脉动小且波形光滑。

4 硬件实验分析

为了进一步验证本文所提方法的优点,搭建如附录D图D1所示的硬件实验平台进行实验研究。该实验平台主要电路元件,如交流电源、测试和负载PMSM、TLDMC、驱动模块、测量模块等,其参数与仿真参数相同。此外,开关器件和控制芯片的型号如下:TLDMC的双向开关采用西门康SK60GM123,其驱动模块采用6SD106EI,DSP模块采用XC3S1800A。

4.1 电机空载运行

图5和图6分别为空载时2种控制方法的转速、转矩波形和A相输出电流波形。由图可见,TLDMC-PMSM-NDTC下转速超调量小、调整时间短,转矩动态响应速度快、脉动小,且电流谐波畸变率降低,硬件实验波形与软件仿真波形相符。

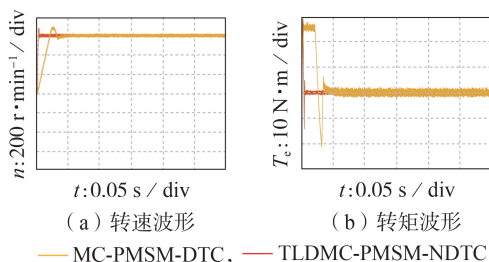


图5 空载时2种控制方法的转速和转矩波形

Fig.5 Waveforms of rotational speed and torque with two control methods under no load

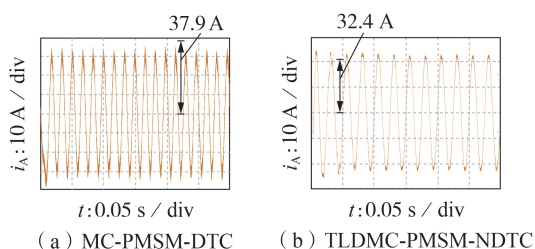


图6 A相电流波形

Fig.6 Waveform of phase-A current

4.2 电机负载转矩和转速突变情况

负载转矩突变和转速突变时2种控制方法的转速、转矩波形分别见附录D图D2、D3和图D4、D5。由图可见,TLDMC-PMSM-NDTC下在负载转矩和转速突变时,转速波动小、超调量小且转矩脉动小、调节时间快,与软件仿真波形相符。

5 结论

针对传统MC-PMSM-DTC方法会造成转速的超调量大、转矩脉动大、高转矩负载调整时间长等弊端,本文采用TLDMC-PMSM-NDTC方法来解决。通过理论推导、仿真及实验分析可得出如下结论:

1)PMSM采用TLDMC进行能量传输与变换,与MC相比增加了有效矢量的个数,使得电流谐波畸变率降低,提升了系统的功率密度;

2)PMSM转速、转矩控制采用SVPWM和NDTC相结合的算法,不仅体现出SVPWM控制波形平滑的优点,而且体现出DTC对转速、转矩调节速度快的优势;

3)采用MCOM将电机的磁链、转矩误差引入TLDMC调制中,在误差较大时会通过减小有效矢量的占空比来减小电机磁链、转矩的脉动。

附录见本刊网络版(<http://www.epae.cn>)。

参考文献:

- [1] 寇宝泉,赵晓坤,王梦瑶,等.反凸极永磁同步电机及其控制技术综述[J].中国电机工程学报,2019,39(8):2414-2425.
KOU Baoquan,ZHAO Xiaokun,WANG Mengyao,et al. Overview of negative-saliency permanent magnet synchronous motors and its control technology[J]. Proceedings of the CSEE, 2019,39(8):2414-2425.
- [2] 刘国海,曹彦琳,周华伟,等.基于新型开关表的五相永磁同步电机容错直接转矩控制[J].中国电机工程学报,2021,41(18):6399-6408.
LIU Guohai,CAO Yanlin,ZHOU Huawei,et al. Fault-tolerant direct torque control of five-phase permanent magnet synchronous motor based on new switch table[J]. Proceedings of the CSEE, 2021,41(18):6399-6408.
- [3] 李珊瑚,黄林峰,王文圣,等.零电压矢量作用时间对间接矩阵变换器输出电压共模分量与谐波分量的影响分析[J].中国电机工程学报,2022,42(21):7943-7955.
LI Shanhu,HUANG Linfeng,WANG Wensheng,et al. Analysis of the influence of zero voltage vector acting time on the common-mode component and harmonic component of the output voltage of indirect matrix converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2022,42(21):7943-7955.
- [4] 冯双,韦超凡,雷家兴,等.面向分频海上风电系统的模块化多电平矩阵变换器混合建模与控制[J].中国电机工程学报,2022,42(4):1546-1558.
FENG Shuang,WEI Chaofan,LEI Jiaxing,et al. Hybrid modeling and control of modular multilevel matrix converter for frequency division offshore wind power system[J]. Proceedings of the CSEE, 2022,42(4):1546-1558.
- [5] 程启明,谢怡群,马信乔,等.模块化多电平矩阵变换器的平坦控制策略[J].电力自动化设备,2022,42(1):185-192.
CHENG Qiming,XIE Yiqun,MA Xinqiao,et al. Flat control strategy of modular multilevel matrix converter[J]. Electric Power Automation Equipment, 2022,42(1):185-192.
- [6] 张阳,黄守道,罗德荣.一种新型半准Z源逆变器在风力发电变流系统中的应用[J].中国电机工程学报,2017,37(17):5107-5117,5230.
ZHANG Yang,HUANG Shoudao,LUO Derong. Application of a new semi-quasi Z-source inverter in wind power converter

- system[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(17): 5107-5117, 5230.
- [7] FARHADI A, ZAKERIAN A. An improved model predictive control method to drive an induction motor fed by three-level diode-clamped indirect matrix converter[J]. International Journal of Engineering and Technology Innovation, 2020, 10(4): 265-276.
- [8] TUYEN N D, PHUONG L M, LEE H H. SVPWM strategies for three-level T-type neutral-point-clamped indirect matrix converter[J]. Journal of Power Electronics, 2019, 19(4): 944-955.
- [9] 刘晓楠. 矩阵变换器-永磁同步电机系统直接转矩控制转矩波动抑制策略[J]. 中国电机工程学报, 2020, 40(1): 300-308, 396.
- LIU Xiaonan. Matrix converter-torque fluctuation suppression strategy for direct torque control of permanent magnet synchronous motor system[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(1): 300-308, 396.
- [10] YAN Y, ZHAO J, XIA C, et al. Direct torque control of matrix converter-fed permanent magnet synchronous motor drives based on master and slave vectors[J]. IET Power Electronics, 2015, 8(2): 288-296.
- [11] XIA C, ZHAO J, YAN Y, et al. A novel direct torque control of matrix converter-fed PMSM drives using duty cycle control for torque ripple reduction[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2014, 61(6): 2700-2713.
- [12] XIAO D, RAHMAN M F. Sensorless direct torque and flux controlled IPM synchronous machine fed by matrix converter over a wide speed range[J]. IEEE Transactions on Industrial Informatics, 2013, 9(4): 1855-1867.
- [13] 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): 8459-8471.
- [14] SIAMI M, KHABURI D A, RODRIGUEZ J. Simplified finite control set-model predictive control for matrix converter-fed PMSM drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(3): 2438-2446.
- [15] 王要强, 朱亚昌, 冯玉涛, 等. 永磁同步电机新型趋近律滑模控制策略[J]. 电力自动化设备, 2021, 41(1): 192-198.
- WANG Yaoqiang, ZHU Yachang, FENG Yutao, et al. New reaching law sliding mode control strategy for permanent magnet synchronous motor[J]. Electric Power Automation Equipment, 2021, 41(1): 192-198.
- [16] 郭磊磊, 王华清, 代林旺, 等. 基于超螺旋滑模观测器的永磁同步电机无速度传感器控制方法[J]. 电力自动化设备, 2020, 40(2): 21-31, 34.
- GUO Leilei, WANG Huaqing, DAI Linwang, et al. Speed sensorless control method of permanent magnet synchronous motor based on super spiral sliding mode observer[J]. Electric Power Automation Equipment, 2020, 40(2): 21-31, 34.
- [17] LEVANT A. Sliding order and sliding accuracy in sliding mode control[J]. International Journal of Control, 1993, 58(6): 1427-1263.
- [18] 赵凯辉, 戴旺珂, 周瑞睿, 等. 基于扩展滑模扰动观测器的永磁同步电机新型无模型滑模控制[J]. 中国电机工程学报, 2022, 42(6): 2375-2386.
- ZHAO Kaihui, DAI Wangke, ZHOU Ruirui, et al. New model-free sliding mode control of permanent magnet synchronous motor based on extended sliding mode disturbance observer[J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(6): 2375-2386.
- [19] ZHANG X, LI Z. Sliding-mode observer-based mechanical parameter estimation for permanent magnet synchronous motor[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(8): 5732-5745.

作者简介:

程启明(1965—),男,教授,主要研究方向为电力系统自动化、发电过程控制、先进控制及应用等(E-mail:chengqiming@sina.com);

刘科(1999—),男,硕士研究生,通信作者,主要研究方向为新能源发电控制、电力电子控制、电机传动等(E-mail:1761743663@qq.com)。

(编辑 李莉)

New direct torque control of TLMC-PMSM based on modulation coefficient optimization method

CHENG Qiming¹, LIU Ke¹, CHENG Yinman², ZHANG Xin¹, YUE Bingyan¹

(1. Shanghai Key Laboratory Power Station Automation Technology Laboratory, College of Automation Engineering, Shanghai University of Electric Power, Shanghai 200090, China;

2. North Power Supply Branch, Shanghai Electric Power Company, Shanghai 200041, China)

Abstract: Aiming at the phenomena of large torque flux ripple, amplitude imbalance and weak system robustness in matrix converter permanent magnet synchronous motor system based on direct torque control, a new direct torque control system of three-level direct matrix converter permanent magnet synchronous motor (TLMC-PMSM) based on modulation coefficient optimization method is proposed. The brief principle of matrix converter permanent magnet synchronous motor system based on direct torque control is described. Then, the matrix converter is replaced by a three-level direct matrix converter, the traditional proportional integral control is replaced by the cascade spiral sliding mode control of the rotational speed loop and the super twisting sliding mode control-direct torque control of the torque magnetic link, and the modulation coefficient optimization method is introduced to suppress the gradual increase of motor torque fluctuation, so as to achieve accurate control of permanent magnet synchronous motor. The feasibility and superiority of the proposed method are verified by MATLAB/Simulink simulation software and hardware experiments.

Key words: modulation coefficient optimization method; three-level direct matrix converter; permanent magnet synchronous motor; cascade spiral sliding mode control; super twisting sliding mode control-direct torque control

附录 A

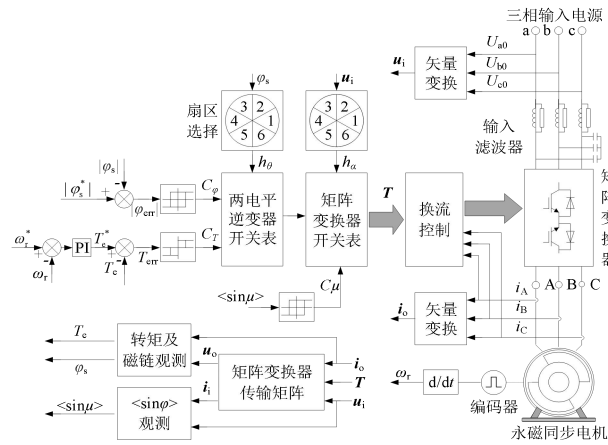
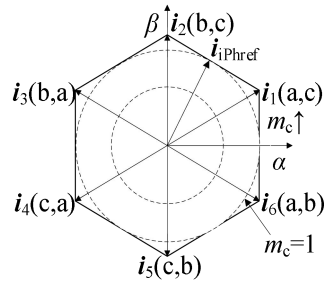


图 A1 MC-PMSM 系统结构框图

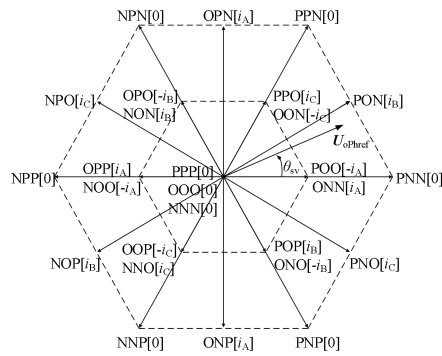
Fig.A1 Structure block diagram of MC-PMSM system



注： i_{iPhref} 为期望的输入电流值； i_1-i_6 为“虚拟整流级”的 6 个电流矢量。

图 A2 i_{iPhref} 矢量轨迹图

Fig.A2 i_{iPhref} vector trajectory diagram



注： U_{oPhref} 为期望的输出电压值。

图 A3 “虚拟逆变级”空间矢量

Fig.A3 Space vector of “virtual inverter stage”

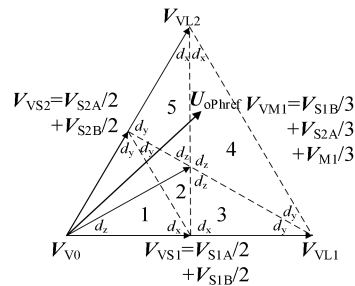


图 A4 虚拟空间矢量图

Fig.A4 Diagram of virtual space vector

表 A1 虚拟矢量的幅值、相角和 i_z 的大小

Table A1 Virtual vector amplitude, phase angle and i_z

虚拟矢量	幅值	相角	i_z
V_{V0}	0	0	0
V_{VS1}	$1/3(x+y)$	0	0
V_{VL1}	$2/3(x+y)$	0	0
V_{VS2}	$1/3(x+y)$	$\pi/3$	0
V_{VL2}	$2/3(x+y)$	$\pi/3$	0
V_{VM1}	$2\sqrt{3}/9(x+y)$	$\pi/6$	0

附录 B

1) STSMC-DTC 算法原理。

动态系统可表示为^[17]:

$$\begin{cases} \dot{\mathbf{x}} = k_1(\mathbf{x}, t) + k_2(\mathbf{x}, t)\mathbf{u} \\ \mathbf{y} = k_3(\mathbf{x}, t) \end{cases} \quad (B1)$$

式中: $\mathbf{x}$ 为状态变量; $\mathbf{u}$ 为控制的输入量; $\mathbf{y}$ 为控制输出量; $k_1(\mathbf{x}, t)$ 、 $k_2(\mathbf{x}, t)$ 表示未知待求函数; $k_3(\mathbf{x}, t)$ 为滑模面函数。当在有限时间内控制系统能够在滑模面 $k_3(\mathbf{x}, t)=0$ 上, 那么该控制系统所有有界输入都会在该时间内达到滑模面上。

对滑模面函数进行 2 次求导可得到输出函数表达式:

$$\ddot{\mathbf{y}} = K_1(\mathbf{x}, t) + K_2(\mathbf{x}, t)\dot{\mathbf{u}} \quad (B2)$$

式中: $K_1(\mathbf{x}, t)$ 、 $K_2(\mathbf{x}, t)$ 表示未知待求函数。存在正数 K_{1M} 、 K_{2m} 、 K_{2M} , 使得对任意的 $\mathbf{u}$ 、 $\mathbf{x}$ 有:

$$\begin{cases} 0 < K_{2m} < K_2(\mathbf{x}, t) < K_{2M} \\ |K_1(\mathbf{x}, t)| \leq K_{1M} \end{cases} \quad (B3)$$

结合上式可以写出 STSMC 算法为:

$$\begin{cases} \mathbf{u} = K_p |s|^r \mathbf{d} \tan(s) + \mathbf{u}_1 \\ \dot{\mathbf{u}}_1 = K_i \mathbf{d} \tan(s) \end{cases} \quad (B4)$$

$$\begin{cases} K_p > \frac{K_{1M}}{K_{2m}} \\ K_i \geq \frac{4K_{1M}}{K_{2m}^2} \frac{K_{2M}(K_p + K_{1M})}{K_{2m}(K_p - K_{1M})} \end{cases} \quad (B5)$$

当上述等式满足式(B5)时, STSMC 算法在有限时间内收敛, 可以很快的趋近滑模面。

2) STSMC-DTC 算法设计。

PMSM 电压方程式、磁链分量方程为:

$$u_s = R i_s \dot{\varphi}_s + j \omega_r \varphi_s = u_{sd} + j u_{sq} \quad (B6)$$

$$\varphi_s = \varphi_f + L_s i_s = \varphi_{sd} + j \varphi_{sq} \quad (B7)$$

$$i_s = i_d + j i_q \quad (B8)$$

结合式(12)可知, T_e 与 φ_s 相关, 而由式(B6)可知, u_s 虚轴 u_{sq} 表达式与 $\omega_r \varphi_s$ 直接相关, 而 T_e 的控制与 $\omega_r \varphi_s$

有关,所以在 u_{sq} 分量上对 T_e 进行 STSMC 控制;同理磁链 φ_s 控制可将等价在 u_{sd} 分量上进行 STSMC 控制。

首先,由式(B6)定义磁链的 STSMC 公式为:

$$\begin{cases} u_{sd} = K_{p\varphi} |S_{\varphi s}|^r \text{d tan}(S_{\varphi s}) u_{sd1} \\ \dot{u}_{sd1} = K_{i\varphi} \text{d tan}(S_{\varphi s}) \\ S_{\varphi s} = \varphi_s^* - \varphi_s \end{cases} \quad (\text{B9})$$

对式(B7)求导可得:

$$\dot{\varphi}_s = u_{sd} - R_s i_{sd} \quad (\text{B10})$$

$$\dot{i}_d = \frac{u_d}{L_d} - \frac{R_s}{L_d} i_d - \frac{L_q}{L_d} \omega_r i_d + \frac{\omega_r \varphi_s}{L_d} \quad (\text{B11})$$

对式(B10)求导后代入式(B11),然后对比式(B2),可以得出 $K_1(\mathbf{x},t)$ 、 $K_2(\mathbf{x},t)$ 为:

$$\begin{cases} K_1 = -\frac{R_s}{L_d} \dot{\varphi}_d - \frac{R_s \sin \theta}{L_d} \dot{\theta} \\ K_2 = 1 \end{cases} \quad (\text{B12})$$

将式(B12)代入式(B5)中,可求出 $K_{p\varphi}$ 、 $K_{i\varphi}$,从而对 PMSM 的磁链采用 STSMC-DTC 算法。

其次,根据式(B9)式定义磁链的 STSMC 控制公式为:

$$\begin{cases} u_{sq} = K_{pT_e} |S_{T_e}|^r \text{d tan}(S_{T_e}) u_{sq1} \\ \dot{u}_{sq1} = K_{iT_e} \text{d tan}(S_{T_e}) \\ S_{T_e} = T_e^* - T_e \end{cases} \quad (\text{B13})$$

将式(B2)、(B12)对位对比可得 $K_1(\mathbf{x},t)$ 、 $K_2(\mathbf{x},t)$ 为:

$$\begin{cases} K_1 = \frac{3p\varphi_r}{2L_d} (-\sin \theta \dot{\theta}^2 | \varphi_s |) - \cos \theta (R_s \dot{i}_q + \dot{\omega}_r | \varphi_s |) \\ K_2 = 3p\varphi_r \cos \frac{\theta}{2} \end{cases} \quad (\text{B14})$$

将式(B14)代入式(B5)中,可求出 K_{pT_e} 、 K_{iT_e} ,从而对 PMSM 的电磁转矩采用 STSMC-DTC 算法。

3) MCOM 稳定性证明。

证明 MCOM 理论的稳定性,定义:

$$\begin{cases} S_{T_e} = T_e(k+1) - T_e(k) = Ke_{11} - e_{12} \\ S_{\varphi_s} = \varphi_s(k+1) - \varphi_s(k) = Ke_{21} - e_{22} \end{cases} \quad (\text{B15})$$

Lyapunov 候选函数 $V(s)$ 为:

$$V(s) = s^2 / 2 > 0 \quad (\text{B16})$$

$$\dot{V}(s) = s\dot{s} \quad (\text{B17})$$

将式(24)、(29)、(38)代入式(40)中可得:

$$\begin{cases} \dot{V}_{T_e} = S_{T_e} \dot{S}_{T_e} = (Ke_{11} - e_{12})(K\dot{e}_{11} - \dot{e}_{12}) < 0 \\ \dot{V}_{\varphi_s} = S_{\varphi_s} \dot{S}_{\varphi_s} = (Ke_{21} - e_{22})(K\dot{e}_{21} - \dot{e}_{22}) < 0 \end{cases} \quad (\text{B18})$$

由 Lyapunov 稳定性定理可得上述理论满足稳定性,则所求 K 值为最优解,所以在有限时间内可以达到降低转矩、磁链误差的期望。

附录 C

表 C1 PMSM 基本参数

Table C1 Basic parameters of PMSM

参数	数值
磁极对数 p	4
定子电感 L_s/mH	8.5
定子电阻 R/Ω	2.875
磁链 φ_s/Wb	0.175
转动惯量 $J/(\text{kg}\cdot\text{m}^2)$	0.000 8
阻尼系数 B	0
额定转矩 $T_N/(\text{N}\cdot\text{m})$	10
参考定子磁链 Wb	0.3
额定电压 U_N/V	110

表 C2 TLDMC-PMSM-NDTC 方法参数

Table C2 Parameters of TLDMC-PMSM-NDTC method

参数	数值
调节系数 A	10
采样周期 T_s	0.000 005
调节系数 B	1
平滑系数 f	0.01
磁链调节因子 $K_{p\varphi}$	100
磁链调节因子 $K_{i\varphi}$	10
转矩调节因子 K_{pT_e}	100
转矩调节因子 K_{iT_e}	10
斜率因子 ε	0.9

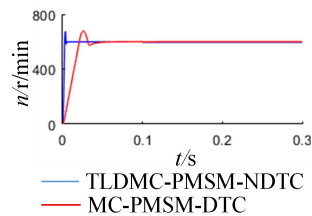


图 C1 负载突增时 2 种控制方法的转速波形

Fig.C1 Rotational speed waveforms with two control methods under sudden load increase

表 C3 转矩突变时 2 种控制方法的转速控制性能

Table C3 Rotational speed control performance with two control methods under sudden torque change

控制方法	转速波动量 $(\text{r}\cdot\text{min}^{-1})$	调整时间/s
MC-PMSM-DTC	-2	0.006
TLDMC-PMSM-NDTC	-0.9	0.002 5

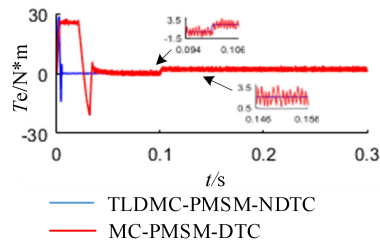


图 C2 负载突增时 2 种控制方法的转矩波形

Fig.C2 Torque waveforms with two control methods under sudden load increase

表 C4 负载突增时 2 种控制方法的转矩控制性能

Table C4Torque control performance with two control methods under sudden load increase

控制方法	转矩调整时间/s	转矩超调量/%	转矩脉动/(N·m)
MC-PMSM-DTC	0.001 5	46	± 1
TLDMC-PMSM-NDTC	0.000 2	1	± 0.005

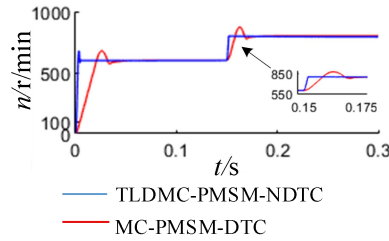


图 C3 转速突变时 2 种控制方法的转速波形

Fig.C3 Rotational speed waveforms with two control methods under sudden change of rotational speed

表 C5 转速突变时 2 种控制方法的转速控制性能

Table C5Rotational speed control performance with two control methods
under sudden change of rotational speed

控制方法	超调量/%	调整时间/s
MC-PMSM-DTC	10.625	0.025
TLDMC-PMSM-NDTC	1.65	0.001

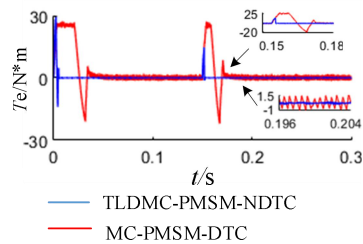


图 C4 转速突变时 2 种控制方法的转矩波形

Fig.C4 Torque waveforms with two control methods under sudden change of rotational speed

表 C6 转速突变时 2 种控制方法的转矩控制性能

Table C6 Torque control performance with two control methods under sudden change of rotational speed

控制方法	转矩脉动峰值/(N·m)	调整时间/s
MC-DTC-SVPWM	26	0.025
TTLDMC-PMSM-NDTC	15	0.002

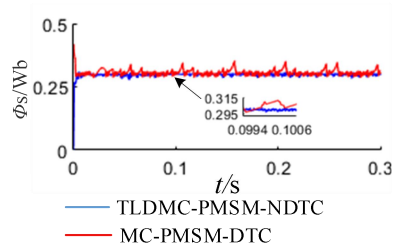


图 C5 转速、转矩突变时 2 种控制方法的磁链波形

Fig.C5 Flux waveforms with two control methods under sudden change of rotational speed and torque

附录 D

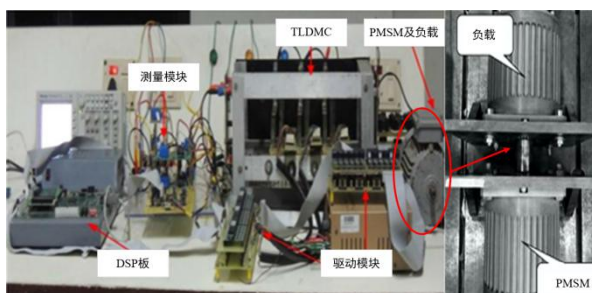


图 D1 硬件实验平台照片

Fig.D1 Photo of experimental platform

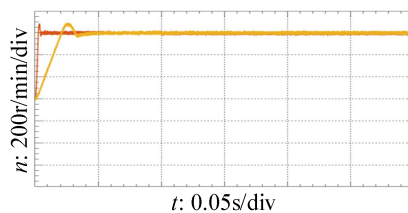
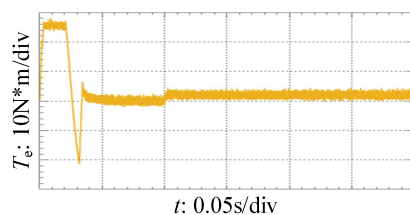
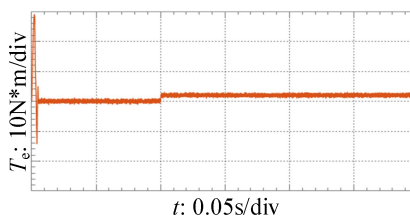


图 D2 负载突增时 2 种控制方法的转速波形

Fig.D2 Rotational speed waveforms with two control methods under sudden load increase



(a) MC-PMSM-DTC



(b) TLDMC-PMSM-NDTC

图 D3 负载突增时 2 种控制方法的转矩波形

Fig.D3 Torque waveforms with two control methods under sudden load increase

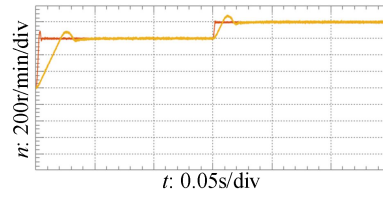
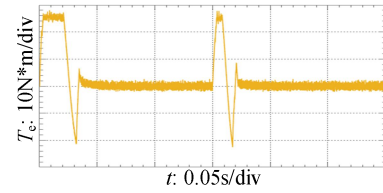
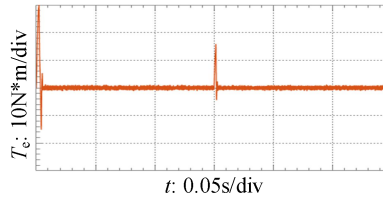


图 D4 转速突变时 2 种控制方法的转速波形

Fig.D4 Speed waveforms with two control methods under sudden change of rotational speed



(a) MC-PMSM-DTC



(b) TLDMC-PMSM-NDTC

图 D5 转速突变时 2 种控制方法的转矩波形

Fig.D5 Torque waveforms with two control methods under sudden change of rotational speed