44

・农业装备工程与机械化・

电动拖拉机 PC-DSPM 电机电子变极策略与分析

杜 怿1, 孙 旭1, 孙延东2, 肖 凤1**, 朱孝勇1, 毛 怡1, 严序康1

(1. 江苏大学电气信息工程学院,镇江 212013; 2. 中汽创智科技有限公司,南京 211100)

摘 要:针对田间作业和转场运输等不同工况时的行驶速度需求,该研究提出使用双凸极变极永磁(pole-changing doubly-salient permanent magnet, PC-DSPM)电机作为电动拖拉机的驱动电机,通过变极获得驱动电机的多种机械特性。基于气隙磁场调制理论,将PC-DSPM 电机气隙磁场中的主要工作谐波分为2组,采用电子变极改变电枢绕组连接方式,从而选择不同组别的气隙磁场谐波参与机电能量转换,形成PC-DSPM 电机3种运行模式。根据不同模式下的转矩-转速曲线,选取电机在恒功率区的2个变极切换点,并据此将拖拉机的运行速度划分为0~7.7、7.7~10.5和10.5~32.7 km/h 共3个区间。为实现平滑变极,构建自抗扰控制和跟踪微分器的PC-DSPM 电机变极策略。与采用自抗扰控制的阶跃响应变极相比,虽然2个切换点处的变极时间分别延长至400和600 ms,但变极过程中 *dq*轴电流过渡平稳,转矩波动分别下降 8.5%和11.8%,转速恒定在920和1250 r/min。研究结果可为实现电动拖拉机多工况高效运行及变极永磁电机平滑切换提供理论参考。

关键词:拖拉机;永磁电机;电子变极;六桥臂逆变器;跟踪微分器 doi:10.11975/j.issn.1002-6819.202212084 中图分类号:S219.4,TM351 文献标志码:A 文章编号:1002-6819(2023)-08-0044-10

杜怿, 孙旭, 孙延东, 等. 电动拖拉机 PC-DSPM 电机电子变极策略与分析[J]. 农业工程学报, 2023, 39(8): 44-53. doi: 10.11975/j.issn.1002-6819.202212084 http://www.tcsae.org

DU Yi, SUN Xu, SUN Yandong, et al. Electronic pole-changing strategy and analysis for PC-DSPM motor in electric tractors[J]. Transactions of the Chinese Society of Agricultural Engineering (Transactions of the CSAE), 2023, 39(8): 44-53. (in Chinese with English abstract) doi: 10.11975/j.issn.1002-6819.202212084 http://www.tcsae.org

0 引 言

电动拖拉机采用电机提供动力,具有高效率、零排 放、低噪音等特点,是实现高效和绿色可持续农业生产 的有效手段之一[1-2],特别对具有空间狭小、封闭,不利 于废气、噪音等排放物耗散特征的设施农业[3-5],电动拖 拉机的优势尤为突出[6-7]。与电动汽车不同,拖拉机的运 行工况通常包括田间作业和道路运行两大类[8],前者具有 运行速度低、转矩需求大等特点,行驶的典型速度为2~7 和 7~10 km/h; 而后者主要用于转场和运输等工况, 典 型运行速度一般为 20~35 km/h^[9]。可见,拖拉机的调速 范围高达10倍以上,远大于电动汽车对驱动电机扩速能 力的要求,且其运行速度具有明显的分段特征。近年来, 为实现电动汽车驱动电机宽调速范围高效运行,国内外 学者展开了大量研究[10-11],为电动拖拉机驱动电机类型 选择和优化设计提供了有益借鉴,但由于两者运行工况 的显著差异,导致现有电动汽车驱动电机的设计思路和 方法不能完全适用于电动拖拉机。

收稿日期: 2022-12-12 修订日期: 2023-03-24

改变电机极对数可以改变电机的特性参数,进而形 成变极前后不同的机械特性,拓宽电机高效运行速度范 围,符合电动拖拉机典型运行工况速度分段、宽调速范 围等需求。国内外学者对变极感应电机、变极永磁电机、 变极磁阻电机均展开了大量研究。对于感应电机而言, 仅需改变定子线圈间的连接,进而改变电枢磁场的极对 数,即可实现电机的变极运行。使用开关器件能十分简 单地改变线圈的连接[12],但该方案会在变极瞬间产生断 流现象,使变极过程不连续。为此,文献[13-14]提出极 相调制变极方案,采用六桥臂逆变器控制两套定子绕组, 在变极瞬间仅需改变其中一套绕组中电流的相位,从而 实现了所谓电子变极。这种阶跃式电子变极虽然能使转 矩连续,但电流的突变必将导致较大的转矩波动,使变 极过程不平滑。文献[15]提出斜坡响应电子变极策略,试 验表明,与阶跃变极相比,斜坡变极虽然延长了变极瞬 态时间,但有效降低了转矩波动。另外,由于多相电机 具有多个控制自由度, 文献[16-17]将基波平面电流与谐 波平面电流进行切换,并利用指数函数变化过程比较光 滑的特点实施了五相感应电机电子变极,实现了电机转 速和转矩的平稳过渡。基于感应电机电子变极方法,并 结合永磁同步电机的特点,变极永磁同步电机^[18]可通过 控制电流角的变化实施变极操作,使得变极永磁电机既 具有变极感应电机宽调速范围的优点,又具有永磁电机 高效和高功率密度等特性。

文献[19]提出了一种 Π 型铁心结构的双凸极变极永 磁 (pole-changing doubly-salient permanent magnet,

基金项目: 国家自然科学基金项目(52177045); 江苏省农业科技自主创新 资金项目(CX(21)3147); 江苏高校优势学科建设工程(三期)资助项目 (PAPD-2018-87)

作者简介: 杜怿, 博士, 教授, 研究方向为特种电机系统设计与分析。 Email: duyie@ujs.edu.cn

[※]通信作者:肖凤,博士,高级实验师,研究方向为特种电机系统设计与分析。Email: xiaofeng@ujs.edu.cn

PC-DSPM)电机,该电机的永磁体和电枢绕组均位于电机定子,而电机转子仅为设有凸极的铁心,因此具有便于冷却、高功率密度、高效率等特点。但该论文仅对电机结构、运行原理、电磁性能进行了分析,并未具体给出电机的变极切换方法以及切换过程。本文以PC-DSPM电机为例,对变极永磁电机电子变极的平滑切换策略进行研究。为了更清楚地说明,首先对PC-DSPM电机结构和运行原理作简要讨论,并给出电机在不同模式下的变极条件;其次提出利用跟踪微分器控制电流角变化过程,使变极过程中的电流光滑无超调地过渡到给定值,实现电机的平滑变极切换。

1 Ⅱ型双凸极电机结构以及电子变极原理

1.1 电机结构

本文以 12/7 极 PC-DSPM 电机为对象,如图 1 所示, 该电机定子上有 6 块 Π 型铁心,形成的 12 个定子槽内嵌 有 12 个跨距为 1 的线圈,相邻定子铁心轭部间夹装 6 块 切向充磁的永磁体,且相邻永磁体充磁方向相反;转子 为设有 7 个凸极的铁心结构。



1.2 变极运行原理

与感应电机不同, PC-DSPM 电机基于定转子凸极齿对 永磁磁场的调制作用^[19],产生具有不同极对数且对应不同 槽距角的气隙磁密谐波,进而配合不同连接的电枢绕组, 实现电机的变极运行。因此,对 PC-DSPM 电机永磁磁场进 行分析,是获取绕组连接方式和实施变极运行的基础。

图 2 为 PC-DSPM 电机永磁气隙磁密波形及谐波分析。从图 2 中可以看出,极对数为 2、3、4、9、10 和 16



a. 第一组谐波的感应电势矢量 a. Electromotive force phasor of harmonic in group 1 注: 1、2、3…表示线圈号。 Note: 1, 2, 3… represent the coil No..

4对极谐波的感应电势 Electromotive force of harmonicin in 4 pole-pairs 16对极谐波的感应电势 Electromotive force of harmonicin in 16 pole-pairs 第2组谐波的合成感应电势 Synthesis electromotive force of harmonic in group 2 1,4,7,10 4,7,10 2,5,8,11 \mathbf{k} 36912 2.5.8.11 3,6,9,12 b. 第二组谐波的感应电势矢量



图 3 线圈合成感应电势矢量图 Fig.3 Synthesis coil electromotive force phasor graph

的谐波分量幅值较大。其中,3对极谐波由定子上静止的 永磁体直接产生,9对极谐波由 12 个定子齿对静止的 3 对极永磁磁场调制产生,因此上述 2 种谐波分量均与绕 组相对静止,无法产生感应电势;而 2、4、10 和 16 对 极谐波分量则由转子凸极对静止谐波分量的调制作用产 生,且随转子同步旋转(电速度相同),因此可在定子 绕组中产生感应电势,为工作谐波。



注: 2、4、10、16 是旋转谐波极对数; 3、9 是静止谐波极对数; pth 谐波极 对数。

Note: 2, 4, 10 and 16 are pole-pair numbers of rotating harmonics; 3 and 9 are pole-pair numbers of stationary harmonics; p_{fh} is number of harmonic pole-pairs.

	0. 伯汉伯	
1	o. Harmonic spectrum	
图 2	永磁磁密及谐波分析	

Fig.2 Permanent magnet flux density and harmonic analysis

图 3 为 2 和 10、4 和 16 对极永磁谐波对应的线圈感 应电势矢量图。从图 3 中可以看出,逆时针为正方向时, 2 和 10 对极永磁谐波对应感应电势的槽距角为-60°,4 和 16 对极永磁谐波对应感应电势的槽距角为 120°。因 此,上述 4 种幅值较大的旋转永磁谐波磁场可以按照槽 距角分为 2 组。综合考虑上述 4 种谐波得到的总感应电 势如图 3c 所示。当定子线圈分别按图 3 进行绕制时,即 可基于电枢绕组的滤波作用^[20],选取某 1 组或 2 组永磁 磁场谐波参与机电能量转换,进而实现 PC-DSPM 电机的 变极运行。





观察图 3 可知,线圈 1 和 7 (线圈组 1)、5 和 11 (线圈组 2)、3 和 9 (线圈组 3)、4 和 10 (线圈组 4)、 2 和 8 (线圈组 5)、6 和 12 (线圈组 6)的感应电势矢 量始终保持同相位,且线圈组 1、2 和 3 之间,线圈组 4、5 和 6 之间分别互差 120°。因此,在考虑 PC-DSPM 电机变极过程中的绕组连接时,可将 12 个定子线圈分 为 2 套三相绕组,即同一线圈组的 2 个线圈正向串联形 成 6 个线圈组,线圈组 1、2、3 和线圈组 4、5、6 分别 构成三相绕组 1 和三相绕组 2。为充分利用上述永磁谐 波磁场,获得尽可能大的空载感应电势,可以得到与图 3 对应的 3 种绕组连接方式,进而获得 PC-DSPM 电机 3 种运行模式,如表 1 所示。可见,在 PC-DSPM 电机

变极运行过程中,其绕组的不同连接方式,可由2套三 相绕组之间不同方向的串联实现。图4给出了3种绕组 的具体连接方式。

	表1 不同模式的绕组连接方案
Table 1	Winding connection scheme under different modes

	0		
模式 Mode	A 相 Phase A	B 相 Phase B	C 相 Phase C
Ι	(1+7)-(4+10)	(5+11)-(2+8)	(3+9)-(6+12)
II	(1+7)+(4+10)	(5+11)+(2+8)	(3+9)+(6+12)
III	(1+7)-(2+8)	(5+11)-(6+12)	(3+9)-(4+10)

注: "+"和 "-"分别代表线圈组同向和反向串联; 1、2、3…表示线圈号。 Note: "+" and "-" represent that coil groups are connected in the same and reverse direction; 1, 2, 3… represent the coil No..



将 2 个线圈组正向或反向串联可使 2 个线圈组中的 电流方向相同或相反,因此可采用六桥臂逆变器对 2 套 三相绕组 6 个线圈组中的电流进行分别控制,以获得与 图 4 绕组连接方式相同的效果,即电子变极,如图 5 所 示,此时 PC-DSPM 电机演化为双三相电机。与传统双三 相电机不同的是,PC-DSPM 电机的 2 套三相绕组中的电 流相位需根据图 3 所示的线圈感应电势相位进行控制。 值得指出的是,PC-DSPM 电机的 dq 轴电感十分接近, 可以忽略凸极效应^[19],因此本文在恒转矩区采用 d 轴电 流 i_d=0 控制策略,以提高电流利用率,即在不同的运行 模式下,电流相位与相应的合成空载感应电势相位相同; 在恒功率区采用弱磁控制以实现电机的不同运行特性, 即根据合成电流超前线圈空载感应电势计算参考电流的 给定值。



注: U_{dc} 是电压, V: "+"和"-"代表电压正极和负极端; i_{s1}~i_{s6} 是线圈 组中电流, A。

Note: U_{dc} is voltage, V; "+" and "-" represent the positive and negative terminals of voltage; i_{s1} - i_{s6} are currents of coil group, A.

图 5 双三相驱动控制原理

Fig.5 Dual three-phase driving control principle

1.3 机械特性与变极条件

基于绕组连接的切换,PC-DSPM 电机可运行于不同 模式,以兼顾低速大转矩和宽调速范围。图 6 为 3 种模 式运行时的机械特性曲线,从图 6 中可以看出,模式 I 的最大转矩和转速分别为 4.3 N·m 和 3 900 r/min,其转矩 输出能力最小,但转速范围最大;而模式 III 反之,其最 大转矩和转速分别为 7.6 N·m 和 2 370 r/min;模式 II 介于 两者之间,最大转矩和转速分别为 6.2 N·m 和 3 100 r/min。 为尽可能实现电机的平滑运行,选择不同模式机械特性 曲线的交点作为模式的切换点,即第一切换点(920 r/min, 4.75 N·m)和第二切换点(1 250 r/min, 3.4 N·m),进而 形成高速区、中速区和低速区 3 段式运行模式,最终的 运行轨迹如图 6 中的粗实线所示。



根据 2 个变极切换点将电机的转速范围划为 3 个区间, 分别适用于电动拖拉机的不同运行工况。转速为 1 250~ 3 900 r/min 时,电机运行于模式 I,适用于电动拖拉机道路 运行工况;转速为 920~1 250 r/min 时,电机运行于模式 II, 适合于水田耕作等低速小载荷田间作业;转速在 0~920 r/min 时,电机运行于模式III,适用于旱田旋耕等低速 大载荷田间作业。如表 2 所示,忽略机械损耗,当 PC-DSPM 电机搭配固定齿轮传动比 ζ=18 的变速箱以及 7.50-20 型号 的轮胎,其半径 r=0.4 m 时,电动拖拉机相应的运行速度分 别为 0~7.7、7.7~10.5 和 10.5~32.7 km/h。

表 2 电机和拖拉机的运行参数

Tal	Table 2 Operation parameters of motor and tractor			
模式	电机转速	拖拉机速度		
Mode	Motor speed/(r·min ⁻¹)	Tractor speed/(km \cdot h ⁻¹)		
Ι	1 250~3 900	10.5~32.7		
П	920~1 250	7.7~10.5		
III	0~920	0~7.7		

2 平滑电子变极策略

为实现 PC-DSPM 电机的平滑电子变极,构建基于扩 张状态观测器的自抗扰控制策略,并采用跟踪微分器控 制电流角的过渡过程。

2.1 自抗扰控制器设计

在电机的变极过程中,电机系统不可避免地面临各种内部和外部扰动,且扰动的上界很难确定^[21]。自抗扰控制将系统中异于标准型的部分视为总扰动,并把总扰动扩张为一个新的状态,利用扩张状态观测器观测出总扰动,并采用非线性误差反馈律加以补偿,从而对扰动进行实时消减与抑制^[22-25]。

在同步旋转 dq 坐标系中, Π型 PC-DSPM 电机定子 电压方程可以表示为

$$\begin{cases} L_{d} \frac{d}{dt} i_{d} = u_{d} - Ri_{d} + \omega_{e} L_{q} i_{q} \\ L_{q} \frac{d}{dt} i_{q} = u_{q} - Ri_{q} - \omega_{e} \left(L_{d} i_{d} + \Psi_{f} \right) \end{cases}$$
(1)

式中 u_d 和 u_q 为同步旋转坐标系下定子电压, V; i_d 和 i_q 为 dq 轴电流, A; t 为时间, s; L_d 和 L_q 为电枢电感分量, H; R 为电阻, Ω ; Ψ_f 为永磁磁链, Wb; ω_e 是电机转子 角速度, r/min。

以 d 轴定子电压为例, 令:

$$\begin{cases} f_1 = -\frac{Ri_d - \omega_e L_q i_q}{L_d} \\ f_2 = \frac{(u_d - u_d^*)}{L_q} \end{cases}$$
(2)

式中 f_1 和 f_2 分别视为内部和外部扰动, u_d^* 为参考电压,V; 令 $f_d=f_1+f_2$, $b_d=1/L_d$, 由式(1)可得d轴电流:

 $\dot{i}_{d} = b_{d}u_{d}^{*} + f_{d}$ (3) 同理可得 q 轴电流:

$$\dot{\dot{i}}_{q} = b_{q} u_{q}^{*} + f_{q} \tag{4}$$

扩张状态观测器是自抗扰控制的核心,用于观测电机运行中的总扰动。考虑到总扰动是一个扩张状态,并且假设其有界,即存在一个正常数D,使得 $\left|\dot{f}_{d}\right| \leq D$ 成立,则式(3)可写成如下的状态空间方程:

$$i_{\rm d} = b_{\rm d} u_{\rm d}^{*} + f_{\rm d}$$
 (5)

对于上述的状态空间方程,可构造如下一阶扩张状态观测器:

$$\begin{aligned} & \left(\dot{\hat{i}}_{d} = \hat{x}_{2} + b_{d} u_{d}^{*} - \beta_{01} e_{1} \\ & \dot{\hat{f}}_{d} = -\beta_{02} e_{1} \\ & e_{1} = \hat{i}_{d} - i_{d} \end{aligned} \right)$$
(6)

其中 β_{01} 和 β_{02} 是扩张状态观测器的参数, \hat{i}_{d} 和 \hat{f}_{d} 是 i_{d} 和 f_{d} 的观测值。

非线性误差反馈律对参考输入信号及扩张状态观测 器观测信号的非线性组合误差进行控制,最终对扩张状态观测器观测出的总扰动进行补偿,其结构如下:

$$\begin{cases} u_{0} = \beta_{03} \operatorname{fal}(e_{2}, a, \delta) \\ u_{d}^{*} = u_{0} - \hat{f}_{d} / b_{d} \\ e_{2} = i_{d}^{*} - \hat{i}_{d} \end{cases}$$
(7)

其中 β_{03} , a和 δ 为非线性误差反馈律的参数。 β_{03} 的取值 与系统响应速度和负载突变时的速度变化有关,在一定 范围内,数值越大,响应越快。 u_0 为等效控制量,fal为 跟踪函数,其结构为

$$\operatorname{fal}(e_2, a, \delta) = \begin{cases} \frac{e_2}{\delta^{(1-a)}} \leqslant |e_2| \leqslant \delta \\ \operatorname{sign}(e_2) |e_2|^a, & |e_2| > \delta \end{cases}$$
(8)

图 7 为基于扩张状态观测器的自抗扰控制框图。一方面, PC-DSPM 电机 d 轴电流环的输出 u_d^* 经过扩张状态观测器后输出总扰动的观测值 \hat{f}_d 用于前馈补偿;另一方面,输入给定值 i_d^* 与扩张状态观测器观测出的电流值 \hat{i}_d 之差经过非线性误差反馈律后,与上述扰动观测值 \hat{f}_d 的前馈补偿共同作用,形成前馈反馈复合控制,从而使系统具有较强的抗干扰能力^[26]。



 $i_d^*: d$ 轴电流参考值 Reference value of current in *d*-axis, A $\hat{i}_d: d$ 轴电流估计值 Estimated value of current in *d*-axis, A $i_a: d$ 轴电流实际值 Actual value of current in *d*-axis, A $e_1:$ 电流实际值与估计之差 Error between actual and estimated value of current, A $\hat{f}_d: d$ 轴电流环输出电压 Output voltage of current loop in *d*-axis, V $\beta_{01}, \beta_{02}: f$ 张状态观测器参数 Parameter of extended state observer $\beta_{03}: #线性误差反馈律参数 Parameter of nonlinear states error feedback$ $<math>b_d: d$ 轴电流环增益 Current-loop gain in *d*-axis fal: fal 函数,如式(8) fal function based on equation (8) 1/s: 积分环节 Integration element 图 7 自抗扰控制框图

Fig.7 Block diagram of active disturbance rejection control

2.2 基于跟踪微分器的变极策略

对于电子变极切换过程,最关键的是确定一种电流 过渡方法,使电机在不同模式之间平滑切换,即要求电 流角的切换快速、准确和平滑。而对于常数值电流角 的输入,跟踪微分器可以在有限时间内无超调地跟踪 上给定值,实现电流角的平滑切换。跟踪微分器的算 法如下:

$$\begin{cases} f_h = \text{fhan}(x_1(k) - v(k), x_2(k), r_0, h_0) \\ x_1(k+1) = x_1(k) + hx_2(k) \\ x_2(k+1) = x_2(k) + hf_h \end{cases}$$
(9)

式中 v(k)为输入信号, $x_1(k)$ 为 v(k)的跟踪信号, h 为仿真步长; $x_2(k)$ 为 $x_1(k)$ 的微分信号, fhan 是最速跟踪函数, 可以 使跟踪微分器快速无超调地跟踪上给定值, 其结构如下:

$$\begin{cases} \text{fhan} = -r[a/d - \text{sign}(a)]s_a - r_0 \text{ sign}(a) \\ a = (a_0 + y - a_2)s_y + a_2 \\ d = r_0 h_0^2 \\ a_0 = h_0 x_2 \\ y = x_1 + a_0 \\ a_1 = \sqrt{d(d+8|y|)} \\ a_2 = a_0 + \text{sign}(y)(a_1 - d)/2 \\ s_y = [\text{sign}(y+d) - \text{sign}(y-d)]/2 \\ s_a = [\text{sign}(a+d) - \text{sign}(a-d)]/2 \end{cases}$$
(10)

式中 r_0 是速度因子,可以决定跟踪输入信号的速度, r_0 越大,跟踪速度越快; h_0 是滤波因子,其值应适当大于 步长 h_0 图 8 为跟踪微分器的结构框图。



v(k): 电流角给定信号 Given signal of current angle; 1/z: 单位延迟 Unit delay $x_1(k)$: 电流角给定信号的跟踪信号 Tracking signal for the given signal of current angle

 $x_2(k)$: 电流角给定信号的微分信号 Differential signal for the given signal of current angle *h*: 仿真步长 Simulink step size

图 8 跟踪微分器结构框图

Fig.8 Block diagram of tracking differentiator

假设给定电流角的变化量为 Λ , T_0 代表过渡的总时 间,那么由跟踪微分器确定的变化跟踪曲线在前半段时 间 $[0,T_0/2]$ 内将会沿着抛物线以 r_0 为加速度上升至 $\Lambda/2$,此 时上升速度达到最大值。在后半段时间 $[T_0/2,T_0]$ 内,曲线 会以- r_0 的加速度做减速运动,但当继续上升达到给定值 之后,加速度和速度将同时变为 0。最终跟踪微分器确定 的曲线会无超调地稳定在给定值,且总过渡时间 T_0 、最 大加速度 r_0 和给定电流角的变化量 Λ 的关系为

$$\frac{r_0(T_0/2)^2}{2} = \frac{\Lambda}{2}$$
(11)

图 9 给出了不同 r₀值时跟踪微分器确定的曲线变化

过程。可见,变化曲线呈现先平缓、后剧烈,并最终趋于平缓的趋势。当给定电流角的变化量 Λ 相同时,随着 r_0 的增大,总过渡时间 T_0 缩短。更为重要的是,从图中 可以看出,即使当给定电流角的变化量 Λ 不相等,也可 通过调节 r_0 的取值,使两者的过渡时间 T_0 相同。





不停电情况下实现 PC-DSPM 电机的变极操作,其 基本思路是在电机变极过程中,通过转子磁场定向矢量 控制将电机定子电流分解为励磁电流分量 i_{d1} 、 i_{d2} 和转 矩电流分量 i_{q1} 、 i_{q2} ,采用电流角切换的方式改变每个 模式下各参考电流的大小,即励磁电流参考值 i_{d1} *、 i_{d2} * 和转矩电流参考值 i_{q1} *、 i_{q2} *,从而使电机平稳地运行在 给定模式下。式(12)给出了变极过程中各参考电流的 变化。

$$\begin{cases} i_{d1}^{*} = -i_{s}^{*} \sin \lambda_{1\gamma} \\ i_{d2}^{*} = -i_{s}^{*} \sin \lambda_{2\gamma} \\ i_{q1}^{*} = -i_{s}^{*} \cos \lambda_{1\gamma} \\ i_{q2}^{*} = -i_{s}^{*} \cos \lambda_{2\gamma} \end{cases}$$
(12)

式中 λ 是电流角,表示某一运行模式时,相应线圈组中 合成电流与该线圈组空载感应电势之间的夹角,下标 1 和 2 表示 2 套三相绕组, γ=I、II、III 代表电机的 3 种运 行模式。

3 仿真与试验

3.1 PC-DSPM 电机参数

为建立较为精确的仿真与控制模型,本节对 PC-DSPM 电机的电磁性能进行计算和分析。图 10 为 PC-DSPM 电机六相永磁磁链波形图,由图可见,其幅值 为 0.0756Wb,波形正弦且对称,并由此可以获得正弦且 对称的空载感应电势,相比采用 E 型铁心的传统双凸极 永磁电机,该电机的转矩脉动可得到有效抑制。图 11 为 *dq* 轴电感波形,*d* 轴电感平均值为 7.785 mH,*q* 轴电感 平均值为 7.73 mH, *dq* 轴电感近似相同,可忽略电机的 凸极效应,并在恒转矩区可采用 *d* 轴电流 *i*_d=0 控制策略, 以提高电流利用率。

表 3 给出了电机的关键电磁参数,其中转动惯量由 转子参数计算获得,绕组电阻为室温 20 ℃时的估算值。





图 11 电感波形

Fig.11 Inductance waveforms

表 3 电机参数 Table 3 Motor parameters

	•		
参数 Parameter	数值 Value	参数 Parameter	数值 Value
极对数 Pn	7	相电阻 R/Ω	0.278
转动惯量 J/(kg·m ²)	0.019	直轴电感 L_d/mH	7.785
阻尼系数 B/(N·m·s·rad ⁻¹)	0.003	交轴电感 L_q /mH	7.73
永磁磁通 Ψ _f /Wb	0.075 6	定子外径/mm	58.5
定子内径/mm	38	转子外径/mm	37.55
转子内径/mm	26	轴长/mm	75
永磁体剩磁/T	0.98		

3.2 仿真结果与分析

T-1-1- 4

采用 Matlab/Simulink 对基于自抗扰控制的跟踪微分 器电子变极方案进行仿真验证,其中自抗扰控制参数如 表 4 所示。

表 4 自抗扰控制参数

_	Table 4	rataineters of active disturbance rejection control		
	参数	数值	参数	数值
	Parameter	Value	Parameter	Value
	β_{01}	20	$b_{\rm d}$	128
	β_{02}	100	fal 函数参数 a	0.5
	β_{03}	50	fal 函数参数 δ	0.001

在驱动电机转速不断变化且经过第一切换点和第二 切换点时,PC-DSPM 电机的运行模式应分别在模式 III 和模式 II,模式 II 和模式 I 之间切换。由于电气时间常数 远小于机械时间常数,可认为切换过程中的电机负载转 矩和转速保持不变。图 12a 和图 13a 为变极过程中 A 相 电流波形,从图中可以看出,2 套线圈的电流相位分别经 历了 3 种模式,与电机运行原理一致。另外可以看出, 电机在第二切换点进行模式切换时,2 套线圈的电流相位 差从 0°变为 180°,变化幅度较大。另外,从图 12a 与 图 13a 局部放大图可见,2 套线圈的电流相位变化平滑, 且变极过程中电流无超调,实现了电机的平滑变极切换。

图 12b、12c 和图 13b、13c 分别显示了 2 次变极切换 过程中 dq 轴电流的变化过程。由于电机在恒功率区采用 弱磁控制,因此电机合成电流超前 2 套线圈反电势的角 度不同,从而使变极过程中两套线圈 dq 轴电流的变化幅 度以及变化方向各不相同。另外,从图中可以看出, dq 轴电流的变化曲线呈现先平缓、后剧烈,再趋于平缓的 趋势,并且电流的大小最终无超调地过渡到稳态值,实 现了电机的平滑变极切换。



Fig.12 Electronic pole-changing process from mode III to II

3.3 验证试验

为进一步验证所提理论及仿真结果,基于 RTU-box 搭建了 PC-DSPM 电机变极试验平台,并对基于自抗扰 控制的跟踪微分器电子变极及传统阶跃响应电子变极 方法进行试验对比,其中后者的电流环同样采用自抗扰 控制策略,且试验工况与仿真保持一致,以突出本文提 出的跟踪微分器电子变极的优越性,试验平台如图 14 所示。

图 15 为电机运行在第一切换点(920 r/min, 4.75 N·m)时,模式 III 到模 II 的切换过程。从图 15a 中可以看出,电机在变极前后电流的幅值均为 4 A,且变极后 2 套绕组的电流相位相同,相位差为 0°。另外,从图 15a 中还可

以看出,采用基于自抗扰控制的阶跃响应变极方法虽然 能使电机较快地实现变极切换,但是电机在变极过程中 转速下降了 10 r/min,转矩从 4.75 N·m 下降至 4.35N·m, 下降 8.5%。如图 15b 所示,本文基于自抗扰控制的跟踪 微分器变极方法虽然将变极暂态时间延长至 400 ms,但是 使电机的转速和转矩分别稳定在 920 r/min 和 4.75 N·m, 有效降低了电机在变极过程中转速和转矩的波动,使电机 的输出不受影响。另外,2 套线圈的电流相位逐步渐变到 给定模式下,实测电流波形与仿真结果一致。



图 15c 和图 15d 为 2 种变极策略下的 dq 轴电流变化 波形,其中第一和第二套绕组的 d 轴电流分别从 3.6 和 3 A 变化至 4.6 和 0.2 A, 而 q 轴电流分别从 2.7 和 3.2 A 变化

至 1.5 和 4.7 A。采用阶跃响应方法时,由于绕组电感的 作用,电机的实际电流不会发生突变,因此电流在变极 过程中呈现先快速后逐渐趋于平缓的趋势,但这也使得 实际电流并不能迅速跟踪给定电流,并进而导致较大的 转速和转矩脉动。此外,跟踪微分器方法将变极过程延 长至 400 ms,但整体上降低了电流的变化率,从而使过 渡过程更平滑。



图 14 试验平台 Fig.14 Experiment platform

图 16 为电机运行在第二切换点(1 250 r/min, 3.4 N·m)时,模式Ⅱ到模式Ⅰ的切换过程,2种控制策 略的差异分析与第一切换点类似。此外,由于从模式 Ⅱ 切换为模式 I 时, 2 套绕组中的电流相位差从 0° 切换为 180°,远比模式 III 切换为模式 II 时的电流相位变化大, 因此,采用阶跃响应变极方法导致的转矩与转速脉动更 为显著,其中转速下降了 20 r/min,转矩从 3.4 N·m 下降 至3 N·m,下降11.8%,而如图16b所示,基于自抗扰控 制的跟踪微分器变极方法则仍能使电机的转速和转矩保 持1 250 r/min 和 3.4 N·m 恒定值,进一步了证明本文变 极策略的有效性。图 16c 和图 16d 为 2 种变极策略下的 dq 轴电流变化波形,其中第一和第二套绕组的 d 轴电流 分别从 4.2 和 1.2 A 变化至 0.2 和 4.2 A, 而 q 轴电流分别 从 0.2 和 4 A 变化至 4 和 0.2 A。另外,从图中可以看出, 此时采用跟踪微分器变极方法使切换过程延长至 600 ms,但使电流整体的变化呈现先缓慢,后快速,再缓慢 的特点,实现 dq 轴电流的平滑过渡。







Fig.16 Electronic pole-changing process from mode II to I

4 结 论

针对拖拉机田间作业和道路运输时运行速度具有分 段特征以及较宽的调速范围,提出使用 PC-DSPM (pole-changing doubly salient permanent magnet)电机作为 电动拖拉机的驱动电机,通过变极扩宽电机运行转速, 并对不同模式之间的平滑切换进行研究,结论如下:

1) 搭配传动比为 18 的变速箱以及半径为 0.4 m 的轮 胎时, PC-DSPM 电机的变极运行可将电动拖拉机运行速 度划分为 0~7.7、7.7~10.5 和 10.5~32.7 km/h,分别适 合于旱田旋耕、水田耕作以及道路运输工况。

2)采用传统阶跃响应变极时,PC-DSPM 电机在 2 个切换点处变极的过程中转矩波动分别为8.5%和11.8%; 而提出的跟踪微分器变极策略可使变极过程中 dq 轴电流 平稳过渡,转矩稳定在给定值 4.75 和 3.4 N·m。

3)相比传统阶跃响应变极,跟踪微分器变极策略 2 个切换点处的变极时间分别延长至 400 和 600ms。

[参考文献]

- 武仲斌,谢斌,迟瑞娟,等. 电动拖拉机田间巡航作业驱动转矩管理模型[J]. 农业工程学报,2019,35(4):88-98.
 WU Zhongbin, XIE Bin, CHI Ruijuan, et al. Driving torque management model for electric tractor in field cruise condition[J]. Transactions of the Chinese Society of Agricultural Engineering (Transactions of the CSAE), 2019, 35(4):88-98. (in Chinese with English abstract)
- [2] 刘孟楠,雷生辉,赵静慧,等.电动拖拉机发展历程与研 究现状综述[J].农业机械学报,2022,53(S1):348-364.
 LIU Mengnan, LEI Shenghui, ZHAO Jinghui, et al. Review of development process and research status of electric tractors[J]. Transactions of the Chinese Society for Agricultural Machinery, 2022, 53(S1): 348-364. (in Chinese with English abstract)
- [3] 付学谦,杨菲菲,周亚中,等.设施农业能源互联网智能
 预警理论:评述与展望[J].农业工程学报,2021,37(21):
 24-33.

FU Xueqian, YANG Feifei, ZHOU Yazhong, et al. Intelligent early warning theory of the facility agricultural energy internet: Review and prospect[J]. Transactions of the Chinese Society of Agricultural Engineering (Transactions of the CSAE), 2021, 37(21): 24-33. (in Chinese with English abstract)

- [4] 吴晨,李发文,冯平,等. 设施农业雨水集蓄利用与番茄 灌溉方案优化[J]. 农业工程学报, 2021, 37(21): 153-162.
 WU Chen, LI Fawen, FENG Ping, et al. Rainwater harvesting and tomato irrigation schemes optimization for facilities agriculture[J]. Transactions of the Chinese Society of Agricultural Engineering (Transactions of the CSAE), 2021, 37(21): 153-162. (in Chinese with English abstract)
- [5] 付学谦,周亚中,孙宏斌,等.园区农业能源互联网:概念、特征与应用价值[J].农业工程学报,2020,36(12): 152-161.
 FU Xueqian, ZHOU Yazhong, SUN Hongbin, et al. Park-level agricultural energy internet: Concept

Park-level agricultural energy internet: Concept, characteristic and application value[J]. Transactions of the Chinese Society of Agricultural Engineering (Transactions of the CSAE), 2021, 36(12): 152-161. (in Chinese with English abstract)

- [6] 王元杰,刘永成,杨福增,等.温室微型遥控电动拖拉机研制与试验[J].农业工程学报,2012,28(22):23-29.
 WANG Yuanjie, LIU Yongcheng, YANG Fuzeng, et al. Development and test of tiny remotely controlled electric tractor for greenhouses[J]. Transactions of the Chinese Society of Agricultural Engineering (Transactions of the CSAE), 2012, 28(22): 23-29. (in Chinese with English abstract)
- [7] 谢斌,张超,毛恩荣,等.基于 myRIO 的电动拖拉机驱动 控制器设计与室内试验[J].农业工程学报,2015,31(18): 55-62.

XIE Bin, ZHANG Chao, MAO Enrong, et al. Motor controller design and indoor experiment for electric tractor based on myRIO[J]. Transactions of the Chinese Society of Agricultural Engineering (Transactions of the CSAE), 2015, 31(18): 55-62. (in Chinese with English abstract)

[8] 朱镇,赖龙辉,王登峰,等.油电混合机械液压式拖拉机 动力系统节能性[J].农业工程学报,2022,38(17):52-60. ZHU Zhen, LAI Longhui, WANG Dengfeng, et al. Energy saving characteristics of the mechanical hydraulic tractor power system with oil electric hybrid power[J]. Transactions of the Chinese Society of Agricultural Engineering (Transactions of the CSAE), 2022, 38(17): 52-60. (in Chinese with English abstract)

- [9] DU Y, HE Z F, ZHU X Y, et al. A novel pole-changing permanent magnet vernier motor[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2022, 70(6): 6110-6120.
- [10] LI F H, CHAU K T, LIU C H, Pole-changing flux-weakening DC-Excited dual-memory machines for electric vehicle[J].
 IEEE Transactions on Energy Conversion, 2016, 31(1): 27-36.
- [11] 杨玉波. 变极永磁同步电机的研究[D]. 济南:山东大学, 2007.YANG Yubo. Research of Pole-Changing Permanent Magnet

Synchronous Motor[D]. Jinan: Shandong University, 2007. (in Chinese with English abstract)

- [12] TSUNEO K, TAKANOBU I, TOSHIHIRO S, et al. A wide constant power range vector-controlled ac motor drive using winding changeover technique[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1991, 27(5): 934-939.
- [13] MOHAMED O, THOMAS A L. Modeling and analysis of a wide-speed-range induction motor drive based on electronic pole changing[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1997, 33(5): 1177-1184.
- [14] GE B M, SUN D S, WU W L, et al. Winding design, modeling, and control for pole-phase modulation induction motors[J]. IEEE Transactions on Magnetics, 2013, 49(2): 898-911.
- [15] PHANI K C, VENU S, SACHIN J. Gradual electronic pole changing technique to minimize the circulating currents during pole/mode transition in induction motor drive[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2023, 59(1): 959-969.
- [16] 杨家强,高健,黄进.多相感应电机指数响应电子变极方法研究[J].中国电机工程学报,2013,33(27):105-111.
 YANG Jiaqiang, GAO Jian, HUANG Jin. Electronic pole-changing methods of multiphase induction motors based on exponent response[J]. Proceedings of the CSEE, 2013, 33(27):105-111. (in Chinese with English abstract)
- [17] YANG J Q, YIN R S, ZHANG X J, et al. Exponential response electrical pole-changing method for a five-phase induction machine with a current sliding mode control strategy[J]. Frontiers Information Technology Electronic Engineering, 2017, 18(8): 1151-1166.
- [18] 杨公德,李捷,周杨忠,等.变极永磁电机研究综述与展望[J].中国电机工程学报,2021,41(S1):303-314.
 YANG Gongde, LI Jie, ZHOU Yangzhong, et al. Overview and prospect of pole-changing permanent magnet machines[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(S1):303-314. (in Chinese with English abstract)
- [19] DU Y, MAO Y, XIAO F, et al. A pole-changing doubly salient permanent magnet motor[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2022, 8(2): 2479-2849.
- [20] 程明, 文宏辉, 花为, 等. 电机气隙磁场调制统一理论及

其典型应用[J]. 中国电机工程学报, 2021, 41(24): 8261-8283.

CHENG Ming, WEN Honghui, HUA Wei, et al. General airgap field modulation theory for electrical machines and its typical applications[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(24): 8261-8283. (in Chinese with English abstract)

- [21] HOU Q K, DING S H, YU X H. Composite super-twisting sliding mode control design for PMSM speed regulation problem based on a novel disturbance observer[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2020, 36(4): 2591-2599.
- [22] 张学军,李茜,朱兴亮,等. 基于自抗扰-动态矩阵的油葵
 联合收获机脱粒滚筒转速控制[J]. 农业工程学报,2019, 35(15): 9-16.

ZHANG Xuejun, LI Qian, ZHU Xingliang, et al. Rotational speed control of threshing cylinder of oil sunflower combine harvester based on active disturbance rejection controller-dynamic matrix predictive[J]. Transactions of the Chinese Society of Agricultural Engineering (Transactions of the CSAE), 2019, 35(15): 9-16. (in Chinese with English abstract)

[23] 陈学深,方贵进,马旭,等.基于线性自抗扰的稻田除草
 对行控制系统设计与试验[J].农业工程学报,2020,36(6):
 19-27.

CHEN Xueshen, FANG Guijin, MA Xu, et al. Design and experiment of control system for weeding alignment in rice field based on linear active disturbance rejection control[J]. Transactions of the Chinese Society of Agricultural Engineering (Transactions of the CSAE), 2020, 36(6): 19-27. (in Chinese with English abstract)

- [24] 姜海勇,姜文光,邢雅周,等.果园巡检机器人长臂抖动 抑制方法[J].农业工程学报,2021,37(17):12-20.
 JIANG Haiyong, JIANG Wenguang, XING Yazhou, et al. Suppression method for the long flexible arm vibration of orchard inspection robots[J]. Transactions of the Chinese Society of Agricultural Engineering (Transactions of the CSAE), 2021, 37(17): 12-20. (in Chinese with English abstract)
- [25] 黄大山,张进秋,刘义乐,等. 车辆悬挂系统自抗扰控制器改进及其性能分析[J]. 农业工程学报,2017,33(2):
 61-72.

HUANG Dashan, ZHANG Jinqiu, LIU Yile, et al. Improved active disturbance rejection controller on suspension system and its performance analysis[J]. Transactions of the Chinese Society of Agricultural Engineering (Transactions of the CSAE), 2017, 33(2): 61-72. (in Chinese with English abstract)

[26] 耿强,李亮,周湛清,等.双永磁电机系统扰动转速
同步控制[J].中国电机工程学报,2021,41(19):
6787-6796.
GENG Qiang, LI Liang, ZHOU Zhanqiang, et al. Speed

synchronization control of disturbance rejection of dual-PMSM system[J]. Proceedings of the CSEE, 2021, 41(19): 6787-6796. (in Chinese with English abstract)

Electronic pole-changing strategy and analysis for PC-DSPM motor in electric tractors

DU Yi¹, SUN Xu¹, SUN Yandong², XIAO Feng¹^{**}, ZHU Xiaoyong¹, MAO Yi¹, YAN Xukang¹

(1. School of Electrical and Information Engineering, Jiangsu University, Zhenjiang 212013, China; 2. China Automotive Innovation Corporation, Nanjing 211100, China)

Abstract: Benefiting from driving by an electric motor, an electric tractor is one of the most effective means to realize green agricultural production with high efficiency, zero emission, and low noise. The field and road operating conditions can usually occur in electric tractors. Specifically, the typical speed of the former is 2-7, and 7-10 km/h, whereas, the latter is mainly used in the condition of transportation with the speed of 20-35 km/h. The speed of an electric tractor can be in the discrete form in the very wide range of speed regulation. In this study, a pole-changing doubly-salient permanent magnet (PC-DSPM) motor was proposed using the PC operation. Different output characteristics were also obtained to meet the special operation of electric tractors. The working components were firstly selected as the 2, 4, 10, and 16 pole-pairs harmonics with the higher amplitude, according to the general air-gap field modulation. Then, four working harmonics were divided into two groups, in terms of the slot pitch angles. As such, the coil electromotive force (EMF) phasor graphs under the working harmonics of Group 1 were totally different from that of Group 2, in order to achieve the PC operation using different winding connections. Three kinds of armature winding connections were then designed using the coil EMF phasor graphs. Thus, three operating modes of the PC-DSPM motor were achieved to select one or two groups of working harmonics in the electromechanical energy conversion using the filtering effect of armature winding. Two PC switching points were determined in the constant power region with the mechanical characteristic curves of the PC-DSPM motor under three modes. The motor speed was divided into low (0-920 r/min), medium (920-1 250 r/min), and high speed (1 250-3 900 r/min). In terms of the gear-box with a fixed ratio of 18 and the wheels with a diameter of 0.8 m, the speeds of electric tractors in the three modes were 0-7.7, 7.7-10.5, and 10.5-32.7 km/h, respectively, in order to meet the speed demands of field and road operations. Furthermore, an electronic PC method was proposed to change the current angles and the armature winding connection for continuous PC operation. Two sets of three-phase windings were controlled by a six-leg inverter under the dual three-phase control theory. The current angle in each coil was then controlled independently. Active disturbance rejection control (ADRC) was designed in the current loop of the control system for the PC-DSPM motor. The real-time disturbance was reduced and then suppressed during the PC process. In addition, a tracking differentiator (TD) was also used to arrange the switching of the current angle. The current was smoothed without overshoot after arrangement. The simulation and experimental analysis of the PC-DSPM motor were performed at the first PC switching point (920 r/min, 4.75 N·m), and the second one (1 250 r/min, 3.4 N·m). The operation transitions were shifted from mode III to II, and the mode II to I in the PC-DSPM motor under the current phase. The performances during TD-based electronic PC operation using ADRC were compared with the traditional step response. The current loop of the latter also adopted the ADRC strategy, indicating the better performance of TD electronic PC. The results showed that during the PC processes at the first switching points, although the PC transient time were prolonged to 400 ms when the tracking differentiator electric PC strategy was adopted, the switching of current in *d*-axis presented a smooth trend from 3.6 and 3 A to 4.6 and 0.2 A, and current in q-axis also presented a smooth trend from 2.7 and 3.2 A to 1.5 and 4.7 A. Similarly, the PC transient time were prolonged to 600 ms when the tracking differentiator electric PC strategy was adopted at the second PC switching point, but the switching of current in d-axis presented a smooth trend from 4.2 and 1.2 A to 0.2 and 4.2 A, and current in q-axis also presented a smooth trend from 0.2 and 4 A to 4 and 0.2 A, respectively, so that the torque ripple of PC-DSPM motor were reduced 8.5% and 11.8%, respectively, compared with those of the step PC method. Thus, the speed of motor can be stable at 920 and 1 250 r/min. The research provided a better solution to expend speed range for field operations and road operations of electric tractors and realize a smooth PC switching of PC permanent magnet motors. Keywords: tractor; permanent magnet motor; electronic pole-changing; six-leg inverter; tracking differentiator