

文章编号: 1673-5196(2023)03-0075-08

混合永磁记忆电机全速域分段调速方法

李彦红¹, 包广清^{*2}, 谢平³, 孟庆成³

(1. 天水长城开关厂集团有限公司, 甘肃 天水 741024; 2. 西南石油大学 电气信息学院, 四川 成都 610500; 3. 兰州理工大学 电气工程与信息工程学院, 甘肃 兰州 730050)

摘要: 针对钻机顶驱永磁电动机能耗大、退磁风险高、高效率调速范围窄等问题, 提出以混合永磁记忆电机(HPM-MM)为核心的新型直驱变频顶驱系统。根据 HPM-MM 不同磁化状态下永磁磁链与转速的对应关系, 结合永磁体在线写极与超前角弱磁协调控制, 使 HPM-MM 在具备永磁同步电机的优良特性外, 还可以实现大范围平滑调速控制。通过计算转折速度划分运行区域, 将运行区域分为恒转矩低速区和恒功率高速区。低速区使电机处于正向饱和充磁状态获得最大输出转矩。高速区包括弱磁 I 区和弱磁 II 区, 弱磁 I 区通过电机低矫顽力磁钢分段调磁实现高效调速; 弱磁 II 区采用超前角弱磁控制, 通过重新分配定子电流进一步拓宽电机调速范围。该方法有效结合了 HPM-MM 本体的在线调磁与驱动协调控制能力, 仿真分析验证了理论结果的有效性与可行性。

关键词: 游标电机; 混合永磁励磁; 在线调磁; 超前角弱磁; 分区转速控制

中图分类号: TM351 **文献标志码:** A

The speed regulation method of hybrid permanent magnet memory machine throughout different stage of all speed range

LI Yan-hong¹, BAO Guang-qing², XIE Ping³, MENG Qing-cheng³

(1. Tianshui Changcheng Switchgear Group Co. Ltd., Tianshui 741024, China; 2. School of Electronics and Information Engineering, Southwest Petroleum University, Chengdu 610500, China; 3. School of Electrical and Information Engineering, Lanzhou Univ. of Tech., Lanzhou 730050, China)

Abstract: Aiming at the problems of high power consumption, high demagnetization risk, and narrow speed regulation range of permanent magnet motor for top-driving drilling system, a novel direct-drive variable frequency top drive system with hybrid permanent magnet memory machine (HPM-MM) as the core is proposed. According to the corresponding relationship between permanent magnet flux linkage and speed under different magnetization states of HPM-MM, combined with the coordinated control of online written pole and leading angle magnetic weakening, a zoning speed control strategy is realized. In addition to the excellent characteristics of a permanent magnet synchronous motor, a wide range of smooth speed regulation characteristics is available in the HPM-MM system. By calculating the turning speed, the operation area is divided into constant torque low-speed area and constant power high-speed area. In the low-speed region, the motor is in the forward saturation magnetization state, so as to obtain the maximum output torque. The high-speed area includes weak magnetic field I area and weak magnetic field II areas, where the former realize high-efficiency speed regulation through backward magnetization state adjustment of soft magnetic material, and the latter adopts the leading angle flux weakening control to further widen the speed regulation range by redistributing the stator current.

Key words: vernier motor; hybrid permanent magnet excitation; magnetic regulation; leading angle flux-weakening; speed control

收稿日期: 2022-08-09

基金项目: 国家自然科学基金(51967012), 甘肃省重点研发计划项目(20YF8GA055)

通讯作者: 包广清(1972-), 女, 甘肃兰州人, 教授, 博导. Email: baoguo3@163.com

近年来,由于电气、液压、机械以及控制等相关学科的飞速发展,顶驱钻机系统(top-driving drilling system, TDS)已成为钻采装备的主流机型^[1]. 顶驱电机及其控制系统是整个钻机的核心,它不仅直接影响顶驱机组的性能、效率和运行方式,而且也影响到供电电源的电能量、效率和结构. 国内外广泛投入使用的 TDS 是由高速电机与双极减速齿轮箱组成的变频驱动系统,变速箱增大了机组体积以及机械系统的复杂度,实践表明,超过 40% 的顶驱机组故障是由变速箱及其辅助设备引起从而让顶驱更易出现故障^[2]. 直驱顶驱机组可以省去变速箱,由电机直接驱动主轴钻进,提高系统可靠性的同时也对电机的运行状态提出更高的要求,需要大范围高效平滑调速与稳定的低速大转矩输出能力.

由于传统永磁同步电机采用高矫顽力(high coercive force, HCF)永磁体作为永磁励磁,所以气隙磁场调节困难,导致其输出转矩和调速范围有限. 可变磁通记忆电机(variable flux memory machine, VFMM)的出现为永磁电机输出转矩和调速范围的拓宽提供了新的思路,通过瞬时脉冲电流改变低矫顽力(low coercive force, LCF)永磁体的磁化状态(magnetization state, MS),实现对电机气隙磁场的调节,使得电机获得更大输出转矩和较宽调速范围,得到了国内外学者的广泛关注^[3].

2001 年, Ostovic^[4]提出“记忆电机”的概念,采用矢量控制策略,在电枢绕组中分别施加脉冲电流,在 d 轴中合成一个脉冲电流形成的脉冲磁动势来改变转子 LCF 永磁体的磁化状态,从而调节气隙磁通. 根据永磁体在电机内部的位置,将记忆电机分为转子永磁型和定子永磁型. 前者共用一套绕组实现驱动和调磁控制,节省了空间和材料,但 LCF 永磁体和电枢绕组相对位置的变化增加了调磁控制的难度^[5]. 后者采用电枢和调磁两套绕组,分别进行驱动和调磁控制,LCF 永磁体和励磁绕组相对位置固定,方便在线调磁控制,同时也增加了电机的加工成本^[6]. 考虑到记忆电机磁化状态的实时调整,不仅需要关注不同磁化状态下的控制策略,对于永磁磁链的观测也同样重要. 目前,国内外针对混合永磁记忆电机(hybrid permanent magnet memory machine, HPM-MM)控制策略的研究有: Lorenz 等^[7]提出的平滑转矩控制方法,曲荣海等^[8]提出的结合磁化状态调节的最大转矩电流比控制方法,阳辉等^[9]提出的分步调磁控制策略;永磁磁链观测方面的研究有: Yu 等^[10]提出了基于高频信号注入的磁化状态估计的方法,孙向东等^[11]提出了一种自适应磁通补偿的

转子磁链观测器方法.

本文针对 HPM-MM 在直驱顶驱钻井系统中的应用,提出了一种分区调速控制策略,在低速区能够实现最大转矩运行,高速区提高调速过程中的运行效率,获得较宽的调速范围. 首先介绍了电机结构和调磁机理,然后进行了数学建模推导. 详细分析了电机的转速范围,通过计算转折速度进行分区运行,运行范围区分为两个区域,低速区采用全充磁的最大转矩运行,高速区采用弱磁控制. 利用分段调磁和超前角弱磁进一步挖掘 HPM-MM 的调速能力,弱磁 I 区仅使用分段调磁进行速度的提升,当速度达到分段调磁能提升的最大限度时,转入弱磁 II 区,使用超前角弱磁再度提升电机的运行速度. 本文提出的控制策略结合了 HPM-MM 磁通可调的特点和超前角弱磁扩速平滑的优点,从而实现低速下大输出转矩,高速下更宽调速范围的运行特点,有效地提高了电机的运行效率.

1 HPM-MM 的调磁原理与数学模型

1.1 调磁原理

图 1 所示的 HPM-MM 结合了游标结构的磁场调制效应和记忆电机磁通可调的特点,将高速旋转的电枢磁场调制为低速旋转的气隙磁场,实现了电机的低速大转矩输出. 同时在该电机的转子部分引入 LCF 永磁体,利用调磁绕组施加脉冲电流进行充退磁控制,调节气隙磁场进而实现转矩调节. 该电机定子采用开口槽结构,由 12 个齿充当调制极,定子齿数等于定子电枢极对数与转子极对数之和,因此定子电枢极对数为 2,转子极对数为 10. HCF 永磁体(NdFeB)采用径向充磁, LCH 永磁体(AlNiCo)采用切向充磁,均位于转子上.

本文 HPM-MM 具有串联磁路结构. 下面以去磁过程为例,分析其磁场调制机理. 如图 2 所示,假设 HCF 永磁体 NdFeB 和 LCF 永磁体 AlNiCo 各

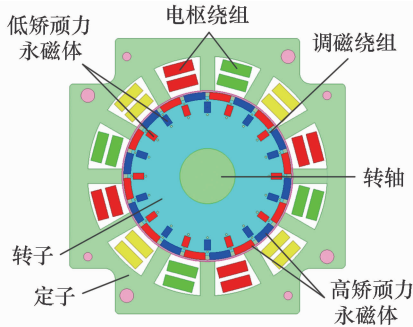


图 1 混合永磁记忆电机的拓扑结构

Fig. 1 Topological structure of hybrid permanent magnet memory machine

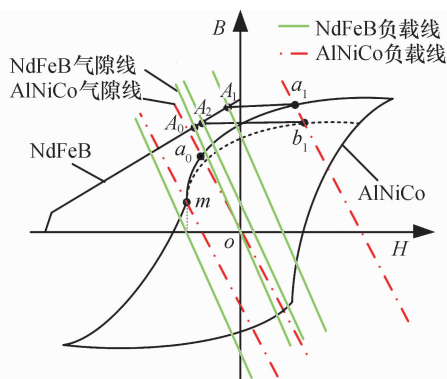


Fig. 2 HPM-MM magnetic modulation mechanism of series permanent magnetic circuit

自独立的初始工作点分别为 A_0 和 a_0 . 在 HPM-MM 的串联磁路中, 因磁场的相互耦合作用导致其初始工作点转移至 A_1 和 a_1 . 当施加一定幅值的反向脉冲电流时, HCF 永磁体工作点将沿着 A_1 - A_2 的运行轨迹到达新的工作点 A_2 ; LCF 永磁体工作点将沿着 a_1 - a_0 - m - b_1 的运行轨迹到达新的工作点 b_1 ; 若施加更大幅值的反向脉冲电流, 可以采用类似分析在新的回复线上找到永磁体工作点.

上述分析表明,LCF 永磁体在充去磁过程中实现了对气隙磁通的调节,从而实现电机电磁转矩与转速的有效调节.

1.2 数学建模

参考传统永磁同步电机的数学模型,忽略定子铁心饱和,不计涡流损耗和磁滞损耗构建两相旋转坐标系下的 HPM-MM 数学模型.

磁链方程为

$$\begin{cases} \phi_d = L_d i_d + M_{\text{f}} i_{\text{f}} + \phi_{\text{PM}}(i_{\text{f}}) \\ \phi_q = L_q i_q \\ \phi_{\text{f}} = 1.5 M_{\text{f}} i_d + L_{\text{f}} i_{\text{f}} + \phi_{\text{f,PM}}(i_{\text{f}}) \end{cases} \quad (1)$$

式中: ψ_d 、 ψ_q 为定子磁链 d - q 轴分量; ψ_f 、 $\psi_{PM}(i_f)$ 、 $\psi_{f, PM}(i_f)$ 分别为调磁绕组磁链、永磁磁链、永磁体与调磁绕组的耦合磁链; L_d 、 L_q 为定子电感 d - q 轴分量; L_f 为调磁绕组电感; M_f 为调磁绕组与电枢绕组间的互感; i_d 、 i_q 、 i_f 为定子电流 d - q 轴分量和调磁绕组脉冲电流。

电压方程为

$$\left\{ \begin{array}{l} u_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} + M_f \frac{di_f}{dt} - \omega_e L_q i_q \\ u_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_e (L_d i_d + \\ \quad \psi_{PM}(i_f) + M_f i_f) \\ u_f = R_f i_f + 1.5 M_f \frac{di_d}{dt} + L_f \frac{di_f}{dt} \end{array} \right. \quad (2)$$

式中: u_d 、 u_q 为定子电压 d - q 轴分量; u_f 为调磁绕组电压; R_s 和 R_f 分别为定子绕组电阻和调磁绕组电阻; ω_e 为电角速度。

转矩方程为

$$T_e = 1.5 p i_q [\psi_{PM}(i_f) + (L_d - L_q) i_d + M_f i_f] \quad (3)$$

式中: T_e 为电磁转矩; p 为电机极对数.

2 HPM-MM 的控制策略

2.1 控制系统组成

参考传统永磁同步电机控制策略,在 HPM-MM 系统中引入超前角弱磁控制.在恒转矩低速区采用 $i_d=0$ 控制,在恒功率高速区则综合分段调磁和超前角弱磁两种控制方法.如图 3 所示,HPM-MM 的控制系统总体框图主要包括电机驱动和调磁电路两个部分.电机驱动部分作为双闭环结构,内环由电流控制器、矢量控制算法和电流反馈组成;外环由速度负反馈、速度控制器、超前角弱磁环节组成,其中超前角弱磁环节的作用是实现直轴电流负反馈.

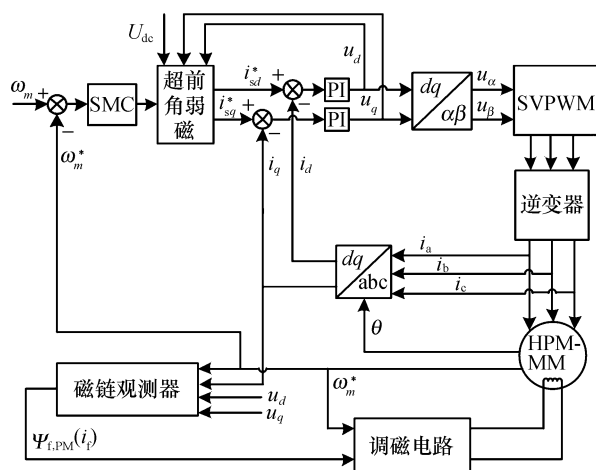


Fig. 3 HPM-MM control system block diagram

2.2 分段调磁控制

对于给定的逆变器直流供电电压,电机气隙磁通可以利用调磁绕组施加脉冲电流进行调节,进而改变电机的永磁磁链,最终实现电机的高效调速。

由于传统永磁电机的气隙磁场难以调节,恒功率调速范围有限,直轴弱磁控制不仅降低了电机效率,还可能导致永磁体发生不可逆退磁。为了降低频繁改变磁化状态带来的能量损耗和退磁风险,本文在弱磁Ⅰ区采用分段去磁控制,HPM-MM在分段调磁控制时的电势-磁链关系曲线如图4所示。

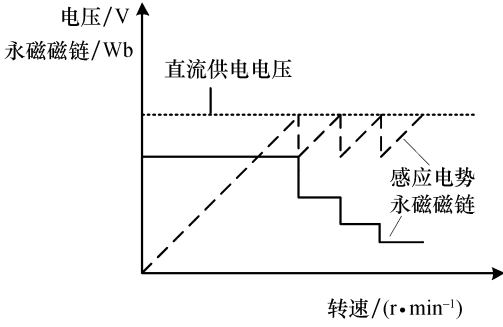


图 4 分段调磁控制下的电压-磁链关系

Fig. 4 Voltage-flux relationship under piecewise magnetic control

考虑到电机在不同磁化状态下分别对应不同转速,设 $\phi_{PM}(i_{f1}) > \phi_{PM}(i_{f2}) > \dots > \phi_{PM}(i_{fm}) > \dots > \phi_{PM}(i_{fk})$ k 个永磁磁链,其对应转速关系为 $\omega_1 < \omega_2 < \dots < \omega_m < \dots < \omega_{k-1} < \omega_k$,且 $m, k \geq 1$, ω_m 是半去磁状态对应转速, ω_k 是完全去磁状态对应转速。

若转速 ω_e 满足下式:

$$\omega_{k-1} < \omega_e \leq \omega_k \quad (4)$$

电机的永磁磁链应该等于最大转速所对应的磁链 $\phi_{PM}(i_{fk})$ 。

当磁链观测器观测的永磁磁链 $\phi_{PM}(i_f)$ 低于 $\phi_{PM}(i_{fk})$ 时,需要施加正向脉冲电流增强 LCF 永磁体磁场强度;当 $\phi_{PM}(i_{f0}) > \phi_{PM}(i_f)$ 时,可以根据增速需要施加反向脉冲电流削弱 LCF 永磁体磁场强度;当 $\phi_{PM}(i_f) = \phi_{PM}(i_{fk})$ 时,无需施加脉冲电流。

当没有励磁调节时,电机采用传统的 $i_d = 0$ 控制策略,此时电机的转矩方程可以化简为

$$T_e = 1.5 p i_q \phi_{PM}(i_f) \quad (5)$$

对应的两相旋转坐标系下电压方程为

$$\begin{cases} u_d = -\omega_e L_q i_q \\ u_q = R_s i_q + \omega_e \phi_{PM}(i_f) \end{cases} \quad (6)$$

当电机达到正向全充磁状态下的额定转速时,如果要继续升速,则此时逆变器无法提供充足的输出电压。因此电机转速的提升必须要考虑逆变器的输出电压约束:

$$(\phi_{PM}(i_f))^2 + (L_q i_q)^2 = \frac{u_{s,max}^2}{\omega_e^2} \quad (7)$$

式中: $u_{s,max}$ 为定子电压最大值,根据式(7)可计算出高速区给定转速 ω_e 对应的永磁磁链为

$$\phi_{PM}(i_f) = \sqrt{\frac{(9.55 u_{s,max})^2}{(p \omega_e)} - (L_q i_s)^2} \quad (8)$$

式中: i_s 为额定电流。

结合上述混合永磁记忆电机的调磁特性,为了实现大范围平滑调速,需要协调配合电机的励磁调

节与驱动控制。当 $\phi_{PM}(i_f) < \phi_{PM}(i_{fk})$ 时,需给调磁绕组施加正向脉冲电流;当 $\phi_{PM}(i_f) > \phi_{PM}(i_{fk})$ 时,需给调磁绕组施加反向脉冲电流,此时电机电流方程为

$$\begin{cases} i_d^* = 0 \\ i_q^* = \frac{2T_e}{3p\phi_{PM}(i_f)} \\ i_f^* = i_{fm} \end{cases} \quad (9)$$

当 $\phi_{PM}(i_f) = \phi_{PM}(i_{fk})$ 时,无需施加脉冲电流,此时的电流方程为

$$\begin{cases} i_d^* = 0 \\ i_q^* = \frac{2T_e}{3p\phi_{PM}} \\ i_f^* = 0 \end{cases} \quad (10)$$

2.3 超前角弱磁控制

超前角弱磁是通过控制定子中的直轴电流,在维持电机电压平衡的同时,利用反向的直轴电流产生磁场来削弱气隙磁通,在电机机械强度允许的范围内进一步提升转速。

在超前角弱磁控制中,假设 $i_q = i_s \sin \theta$,可以根据运行需求对 i_d 、 i_q 进行调整。正常运行时, $\theta = 90^\circ$, $\Delta\theta = 0^\circ$, $\Delta\theta$ 称为超前角,即定子电流与交轴的夹角。适当增大 $\Delta\theta$,即 $\theta^* = \theta + \Delta\theta$,增加 d 轴电流分量,减弱气隙磁通,从而达到弱磁升速。结合图 5,首先利用电压外环检测决定是否采用超前角弱磁控制,具体的控制过程为:

1) 当 u_s 小于 u_{dc} 时,PI 调节器输入为正值,PI 调节器处于正向饱和状态,输出的电流超前角, $i_d = i_s \cos \theta = 0$,电动机处于 $i_d = 0$ 控制,此时电动机处于恒转矩运行状态。

2) 当 u_s 大于 u_{dc} 时,PI 调节器输入为负值,调节器退出饱和状态,参与调节,超前角 $\Delta\theta > 0^\circ$, $i_d = i_s \cos \theta > 0$,电动机进入超前角控制,此时电动机处于恒功率运行状态。

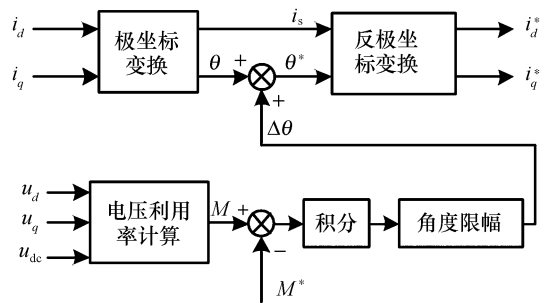


图 5 超前角弱磁控制框图

Fig. 5 Leading angle flux weakening control block diagram

3 电机调速范围分析

3.1 全速域分析

为了实现电机全速域高效率精确控制,将 HPM-MM 转速划分为低速区和高速区,如图 6 所示.在低速区使电机处于正向全充磁状态运行;高速区采用分段调磁和超前角弱磁协调控制运行转态,并将高速区划分为弱磁 I 区和弱磁 II 区.弱磁 I 区利用励磁绕组分段调磁控制挖掘电机本体的调速能力,弱磁 II 区则利用超前角弱磁控制进一步拓宽电机的运行范围.

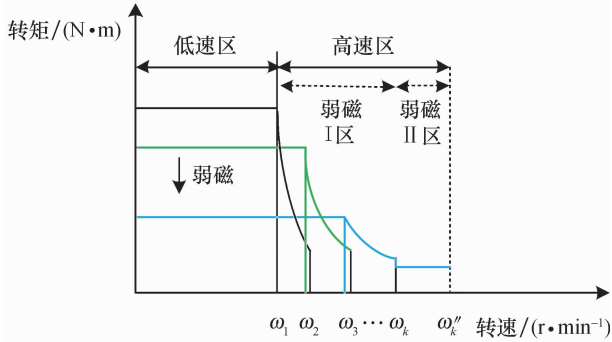


图 6 全速域分析图

Fig. 6 Full velocity domain analysis diagram

下面具体分析弱磁 I 区和弱磁 II 区的速度范围和相关限制条件:考虑到频繁的充、去磁操作对 LCF 永磁体容易造成不可逆退磁,通常选取特定的磁化状态计算其对应转速,并定义为转折速度.本文选择 HPM-MM 在正向全充磁、反向半充磁和反向全充磁磁化状态时对应的转速为转折速度,其数值可通过有限元计算得到.将以上永磁磁链及其对应的脉冲电流存储在二维数组,通过查表方式获得所需磁链.

3.2 弱磁 I 区分析

计算上述特定的磁化状态对应的转速,在恒转矩低速区域,采用的是 $i_d = 0$ 控制,电机处于正向饱和磁化状态,当 $i_q = i_{s, \max}$ 时,电机达到此磁化状态时的额定转速,此时电机的永磁磁链方程为

$$\psi_{PM}(i_f) = \psi_{PM}(i_{f1}) \quad (11)$$

对应磁化状态下的电流方程为

$$\begin{cases} i_d = 0 \\ i_q = \frac{2T_e}{3p\psi_{PM}(i_{f1})} \\ i_f = i_{f1} \end{cases} \quad (12)$$

对应磁化状态下的电压方程为

$$\begin{cases} u_d = -\omega_e L_d L_q \\ u_q = R_s i_q + \omega_e \psi_{PM}(i_{f1}) \end{cases} \quad (13)$$

当电机转速达到额定值时,电机将进入高速区,若再升速,电机的感应电势会超过逆变器所能提供的最大电压.考虑逆变器输出电压约束条件,忽略电阻压降,得到此阶段的速度表达式为

$$\omega_1 = \frac{u_{s, \max}}{\psi_{PM}(i_{f1})} \quad (14)$$

同理,可推出电机处于半去磁、全去磁时的转速为

$$\omega_m = \frac{u_{s, \max}}{\psi_{PM}(i_{fm})} \quad (15)$$

$$\omega_k = \frac{u_{s, \max}}{\psi_{PM}(i_{fk})} \quad (16)$$

3.3 弱磁 II 区分析

当 HPM-MM 处于反向充磁的全磁化状态时,已经达到 LCF 永磁体去磁上限,此时无法再使用脉冲电流改变低矫顽力永磁体的磁化状态来提升转速.为了进一步拓宽电机的转速范围,采用传统弱磁方法中的超前角弱磁控制.超前角弱磁控制的特点是弱磁扩速平滑,整个控制过程与电机参数无关,电机具备一定带载能力的同时拓宽调速范围.下面结合电压极限圆、电流极限圆分析电机在弱磁 II 区的转速范围.

如图 7 所示,对超前角弱磁控制下的转速范围进行分析,电机的转速转矩运行过程中始终受到逆变器容量以及母线电压的限制,因此电机的运行轨迹必须处于电压极限圆和电流极限圆的交叉区域,在此基础上讨论电机的运行轨迹.当采用 $i_d = 0$ 控制方式时,运行轨迹将从 O 点出发沿着 i_q 轴向上提升,若 $\frac{\psi_{PM}(i_f)}{L_d} \leq i_{\max}$,则直接转移至电流极限圆的边缘;若 $\frac{\psi_{PM}(i_f)}{L_d} \geq i_{\max}$,则仅能到达电压极限圆和 i_q 轴的交点 A' ,此时再提升转速.考虑采用超前角弱

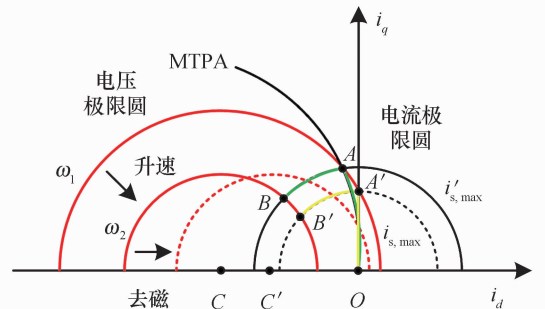


图 7 超前角弱磁转速范围

Fig. 7 Leading angle flux weakening speed range

磁控制,使 $i_d < 0$,且沿本位置对应的电流极限圆边缘上进行移动,最终到达电流极限圆和电压极限圆的交点处 B' 。

本文 HPM-MM 的磁链、电感、电流之间的关系为 $\frac{\psi_{PM}(i_f)}{L_d} \geq i_{s,max}$,则电压极限圆的中心点 $\frac{\psi_{PM}(i_f)}{L_d}$ 位于电流极限圆外,随着电机转速的提升,保持电压极限圆中心不动但面积不断减小,直到电流极限圆与电压极限圆相切,此时电机达到最大转速 ω''_k ,输出转矩为零,其运行轨迹为 $O-A'-B'$,转速表达式为

$$\omega''_k = \frac{u_{s,max}}{\sqrt{(\psi_{PM}(i_f) + L_d i_d)^2 + (L_q i_q)^2}} \tag{17}$$

4 仿真验证

4.1 系统参数

为验证本文所提控制策略的有效性,在仿真软件中搭建了 HPM-MM 驱动控制系统的模型,电机主要参数见表 1。

表 1 电机主要参数
Tab. 1 Main parameters of the motor

参数	数值
额定转速/(r·min ⁻¹)	180
额定转矩/(N·m)	11
极对数	10
直流母线电压/V	380
转动惯量/(kg·m ⁻²)	0.005
阻尼系数/(N·m·s)	0.008
定子电阻/Ω	1.15
交直轴电感/mH	9.64
永磁磁链/Wb	0.05~0.12

结合表 1 参数计算出对应的转折速度分别为:145、194、250 r/min;划分对应的速度区域:低速区为 $[0,145]$ r/min,弱磁Ⅰ区包含 $[145,194]$ r/min和 $[194,250]$ r/min,弱磁Ⅱ区为 $[250,455]$ r/min。

4.2 仿真分析

首先,分别只采用分段调磁和超前角弱磁控制,对比分析 HPM-MM 的调速特性。图 8a、8b 为转速、转矩波形,在两种控制方式下转速波形均呈三段式上升,对应转矩呈三段式下降,电机能够在给定转速和负载转矩指令下稳定运行,只是超前角弱磁控制时电机的转速动态超调量较大。

根据图 8c、8d、8e 的交轴电流、直轴电流、脉冲电流波形变化,对比分析电机调速过程电机的功率损耗。当转速超过145 r/min以后,随着转速的提升,

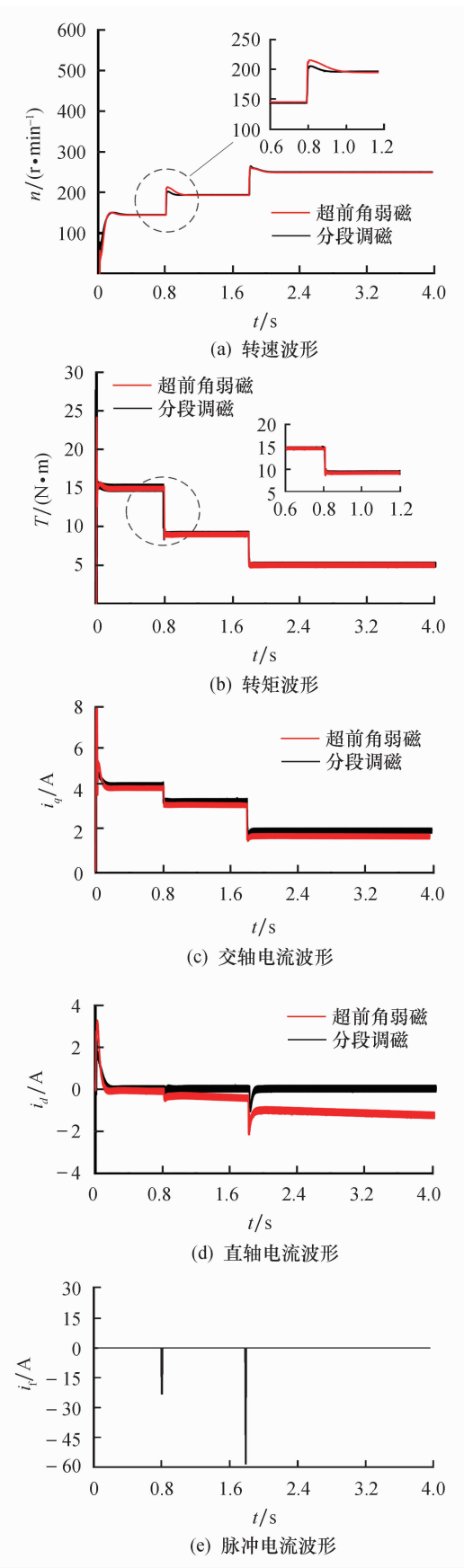


图 8 分段调磁与超前角弱磁控制特性对比
Fig. 8 Characteristics comparison between sectional magnetic regulation and leading angle flux-weakening

交轴电流从 4 A 降低至 3 A,最终降低到 1.8 A. 与交轴电流不同,在两种控制方式下的直轴电流波形有较为显著的差异. 超前角弱磁控制下的直轴电流从 0 A 降低至-0.5 A,最终达到-1.5 A,随着直轴电流的反向增加,相应的电机定子铜耗也逐渐增加. 而分段调磁控制中电机的交轴电流从 4 A 降低至 2.8 A,最终降低到 1.7 A,直轴电流始终保持为 0 A,仅在 0.8、1.8 s 时分别施加 29 A 和 58 A 的去磁脉冲电流.

因此分段调磁控制仅需要在速度切换过程中利用调磁绕组施加瞬时去磁脉冲电流来实现弱磁升速,由于减少了持续施加强磁电流带来的电能损耗,提高了电机的运行效率.

其次,对分区速度控制进行分析. 在低速区 $[0, 145]$ r/min 采用 $i_d=0$ 控制;在弱磁 I 区 $[145, 250]$ r/min 采用分段调磁控制;在弱磁 II 区 $[250, 455]$ r/min 采用超前角弱磁控制.

转速指令为:初始给定转速为 145 r/min,0.8 s 时 194 r/min,1.8 s 时 250 r/min,2.8 s 时提升到 455 r/min,对应速度区间 $[0, 145)$ r/min、 $[145, 194)$ r/min、 $[194, 250)$ r/min 和 $[250, 455]$ r/min 的转矩指令为 15、9、5、2 N·m.

图 9a 和图 9b 分别为转速、转矩波形,转速与转矩呈现出同步调节特性. 当 HPM-MM 处于正向全充磁状态,电机输出最大转矩 15 N·m,在低速区稳定运行;在弱磁 I 区,HPM-MM 经历了反向半充磁和反向全充磁两个阶段,而电机转速分别提升到 194、250 r/min,对应输出转矩分别降到 9、5 N·m;依靠反向直轴电流切换至弱磁 II 区,此时 HPM-MM 磁化状态保持不变,具有 2 N·m 的输出转矩,进一步拓宽了电机的调速范围.

图 9c 和图 9d 是交直流电流波形和永磁磁链波形. 在低速区 HPM-MM 处于正向全充磁状态,磁链达到最大值,实际观测值为 0.116 Wb,交轴电流为 4 A,直轴电流为 0 A;弱磁 I 区 HPM-MM 处于反向半充磁状态,永磁磁链降低至 0.08 Wb,当处于反向全充磁状态,永磁磁链降低至 0.052 Wb,理论上达到分段调磁控制去磁极值,交轴电流降低至 2 A. 如果还需提升转速则进入弱磁 II 区,此时 HPM-MM 依然处于反向全充磁状态,无法通过施加脉冲电流调节电机的磁化状态,引入超前角弱磁控制,直轴电流降低至-2 A,观测到永磁磁链存在一定波动,但基本保持在 0.052 Wb. 因此,基于分段调励磁与超前角弱磁的 HPM-MM 分区调速控制能够拓宽调速范围,实现高效率调速,达到节能降耗的目的.

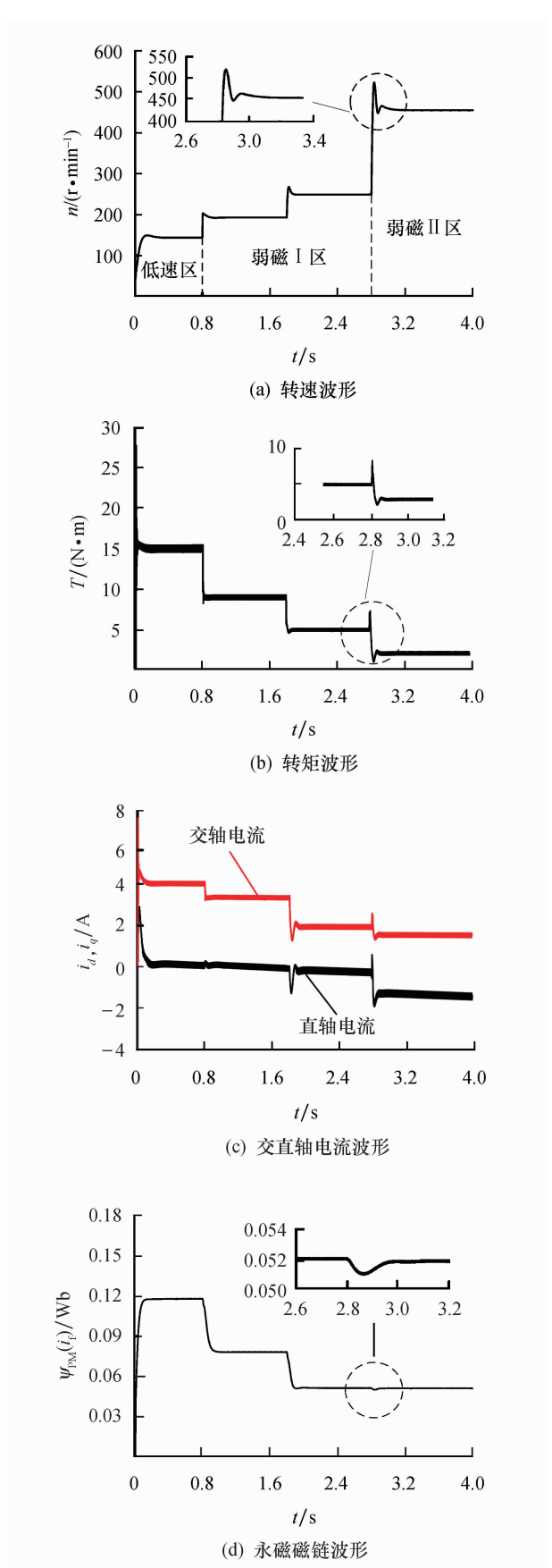


图 9 采用分区调速控制策略的运行特性

Fig. 9 Operating characteristics of zonal speed control strategy

5 结 论

本文考虑 HPM-MM 本体拓扑结构及其励磁可调特点,提出了一种分区转速优化控制方法. 根据理论分析与仿真验证,得到以下结论:

- 1) HPM-MM 的磁通可调和超前角弱磁协调控制,可以充分发挥该电机的转速调节能力,实现电机在弱磁Ⅰ区的高效调速,弱磁Ⅱ区的转速提升.
- 2) 采用独立的电枢和励磁绕组分别进行驱动和调磁控制,虽然简化了系统矢量控制,然而 HPM-MM 混合永磁间的交叉耦合效应与漏磁等非线性因素,对磁链观测精度提出了更高要求.

参考文献:

[1] 王永江. 国产顶部驱动钻井装置发展趋势 [J]. 中国设备工程, 2017(15):210-211.

[2] 张军巧,李美华,齐建雄,等. 4 500 kN 变频直驱顶部驱动钻井装置设计 [J]. 石油矿场机械,2021,50(5):48-51.

[3] 林明耀,杨公德,李 念. 混合永磁记忆电机系统及其关键技术综述 [J]. 中国电机工程学报,2018,38(4):1187-1202.

[4] OSTOVIC V. Memory motors-a new class of controllable flux PM machines for a true wide speed operation [C/OL]. [2022-05-15]. <https://ieeexplore.ieee.org/document/955983>.

[5] ZHOU Y,CHEN Y,SHEN J X. Analysis and improvement of

a hybrid permanent-magnet memory motor [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion,2016,31(3):915-923.

[6] 包广清,魏慧娟,吕盈盈. 混合永磁游标电机的交叉耦合特性分析 [J]. 电机与控制学报,2022,26(1):105-114.

[7] LIMSUWAN N,KATO T,AKATSU K,*et al.* Design and evaluation of a variable-flux flux-intensifying interior permanent-magnet machine [J]. IEEE Transactions on Industry Applications,2014,50(2):1015-1024.

[8] CHEN J,LI J,QU R. Maximum-torque-per-ampere and magnetization-state control of a variable-flux permanent magnet machine [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2018,65(2):1158-1169.

[9] YANG H,LIN H Y,ZHU Z Q,*et al.* Operating-envelop-expandable control strategy for switched flux hybrid magnet memory machine [C/OL]. [2022-05-15]. <https://ieeexplore.ieee.org/stamp.jsp?tp=&arnumber=7855313>.

[10] YU C Y,FUKUSHIGE T,ATHAVALA A,*et al.* Zero/low speed magnet magnetization state estimation using high frequency injection for a fractional slot variable flux-intensifying interior permanent magnet synchronous machine [C/OL]. [2022-05-15]. <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6953733>.

[11] WU C,SUN X,WANG J. A rotor flux observer of permanent magnet synchronous motors with adaptive flux compensation [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion,2019,34(99): 2106-2117.