

变极电机与双联行星减速组合式电动汽车 驱动传动新原理及动态特性

曹杨峰^{1,2,3}, 刘大洲^{1,2,3}, 赵升吨^{1,2,3,4}, 陈超⁴

(1. 西安交通大学机械工程学院, 710049, 西安; 2. 西安交通大学西安市智能装备与控制重点实验室, 710049, 西安; 3. 金属成形技术与重型装备全国重点实验室, 710049, 西安; 4. 中南大学轻合金研究院, 410083, 长沙)

摘要: 针对目前电动汽车所使用的该异步电机定子绕组为固定极数,造成该电机低速拖动能力差、变速和功率适用范围窄以及为了获得更大的传动比大都采用多级行星轮系传动造成减速器尺寸庞大等问题,以某型SUV乘用车为研究应用背景,提出了采用倍极比变极交流三相异步电动机与双联行星轮系组合式电动汽车驱动传动新原理系统。理论计算了双联行星轮系的减速比及其结构方案,建立了该变极电机与双联行星轮系组合的动力学模型以及倍极比变极电机的设计新理论,模拟计算了该电机不同极数下的效率云图,提出了该变极电机在不同工况下的不同的控制模式以达到最优控制;设计、制造、安装和调试额定功率为59 kW,额定转速分别为4 000、8 000 r/min的变极电机和双联行星轮系机械结构总成以及计算机试验平台。开展了变极切换试验以及递增调速和递减调速试验,研究结果表明,该新原理系统可实现减速比为10的动力总成,结构更加紧凑,速度范围更广,从而验证了该驱动传动新原理的正确性。

关键词: 电动汽车;变极交流异步电动机;双联行星轮系;动力学模型;控制模式

中图分类号: TH132.46 **文献标志码:** A

DOI: 10.7652/xjtuxb202504003 **文章编号:** 0253-987X(2025)04-0027-13

New Principle and Dynamic Characteristics of Electric Vehicles Drive Transmission Combining Variable-Pole Motor and Duplex Planetary Reducer

CAO Yangfeng^{1,2,3}, LIU Dazhou^{1,2,3}, ZHAO Shengdun^{1,2,3,4}, CHEN Chao⁴

(1. School of Mechanical Engineering, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China; 2. Xi'an Key Laboratory of Intelligent Equipment and Control, Xi'an Jiaotong University, Xi'an 710049, China; 3. State Key Laboratory of Metal Forming Technology and Heavy Equipment, Xi'an 710049, China; 4. Institute of Light Alloy research, Central South University, Changsha 410083, China)

Abstract: The stator winding of the asynchronous motor used in electric vehicles has a fixed number of poles, resulting in poor low-speed traction capability, limited speed variation, and power range. To achieve a larger gear ratio, most electric vehicles use multi-stage planetary gear transmission, leading to bulky reducer sizes. In this paper, taking a certain type of SUV passenger car as the research background, a novel principle system for electric vehicle drive transmission is proposed,

收稿日期: 2024-10-10。 作者简介: 曹杨峰(1991—),男,博士生;赵升吨(通信作者),男,教授,博士生导师。
基金项目: 国家自然科学基金资助项目(52275373);国家自然科学基金青年基金资助项目(52105379);湖南省湖湘高层次人才项目(2021RC5001)。

网络出版时间: 2024-12-24

网络出版地址: <https://link.cnki.net/urlid/61.1069.t.20241224.0954.002>

which combines a variable-pole alternating current three-phase asynchronous motor with a duplex planetary gear system. The reduction ratio and structural scheme of the duplex planetary gear system are theoretically calculated, and the dynamic model of the combination of the variable-pole motor and duplex planetary gear system, as well as the new theory of variable-pole motor design, are established. The efficiency maps of the motor under different pole numbers are simulated and different control modes of the variable-pole motor under different operating conditions are proposed for optimal control. A variable-pole motor and duplex planetary gear system mechanical structure assembly with a rated power of 59 kW and rated speeds of 4 000 and 8 000 r/min respectively are designed, manufactured, installed, and debugged, along with a computer test platform. Variable-pole switching tests, incremental speed regulation tests, and decremental speed regulation tests are carried out. The research results demonstrate that the novel principle system can achieve a powertrain with a reduction ratio of 10, which is more compact in structure and has a wider speed range, thus confirming the validity of this new drive transmission principle.

Keywords: electric passenger car; variable-pole alternating current asynchronous motor; duplex planetary gear reducer; dynamic modeling; control mode

随着国家“双碳”目标的实施,节能减排已经迫在眉睫,汽车产业的电动化是实现“双碳”目标的重要途径^[1]。新能源汽车主要包括纯电动汽车、增程式插电混动汽车、并联式插电混动汽车、混联式插电混动汽车、燃料电池汽车、天然气和甲醇等其他燃料汽车等^[2-4],而电动汽车是目前公认的主要发展方向。

近年来电动化汽车不同形式的驱动构型被提出来获得最优的能源利用,以及保证驾驶舒适性以及更好的续航里程已经成为研究的热点问题,如电动汽车主驱动方式中的单电机驱动、双电机、3个及更多电机驱动等多种复杂构型^[5-6]。

单电机集中驱动的方式是最初用电机代替内燃机驱动方式时最主要的应用类型,但最主要的问题是效率较低,根据新能源汽车最常工作点统计,其最常工作点的效率并不是最优,单电机驱动输出的最大功率受限,所以使用场合也受限^[7]。为此产生了采用两种或者更多不同功率的电机组驱动方案,再通过一级或者二级行星轮系实现减速,轮系之间通过离合器的断合来实现速度耦合和转矩耦合的不同方式,以达到动力分流或高低速区的高质量控制,使整车在不同工况都运行在最优的效率区间,其在动力和能源利用率等方面通常都优于单电机驱动^[8-10]。但是,多电机会导致整车质量增加,从而对新能源的续航里程产生重大影响,双电机的协同控制增加了系统的复杂度,使得整车控制出错的风险提高^[11],如何平衡动力和能耗成为一个难题^[12-13]。

现代新能源汽车主要采用的主驱动电机是变频交流异步电机、交流永磁同步电机两种类型,交流永

磁同步伺服电动机相对于异步电动机启动能力更好,低速拖动能力更强,功率密度更高,被广泛应用于电动汽车^[14-15]。但是,由于大量使用稀土元素,使得电机的成本高、制造难度大,永磁体不耐高温以及汽车运行过程中产生的剧烈振动,电机驱动与控制的自动控制系统复杂成本高^[16-17]。

相对于永磁同步伺服电动机,交流变频异步电动机因为成本低、抗振动力强、抗恶劣服役环境能力强,在电动汽车上得到了一定的应用^[18-20],但是电动汽车所使用的固定极数的电机低速拖动能力差、变速范围窄^[21-24],这是因为异步电机调速依靠驱动器调频实现。另外,当异步电机运行在低于额定转速的状态下时,为了让电机运行在恒磁通下,电压会随着转速变化而成正比例变化,在低速时输出转矩并不能像同步电机那样恒转矩输出,随着电机转速的降低,输出的转矩逐渐降低。

因此,本文以某型SUV乘用车为研究应用背景,构建了变极交流三相异步电动机,并将该两极变极电机与双联行星齿轮减速器组合构成了电动汽车驱动传动新的系统。设计了两种工作模式的变极电机和双联行星轮系机械结构总成,搭建了相应的计算机综合控制试验平台,对该新原理的驱动与传动进行了试验研究。

1 变极电机与双联行星轮系驱动传动新方式

本文研究应用背景的车型为一款紧凑型纯电SUV乘用车,所用电机类型为交流永磁同步电机,

详细参数如表 1 所示。所提一种用于电动汽车的单电机驱动与双联行星轮系组合式驱动传动新方式,以下简称为单电机双模驱动系统,如图 1 所示。

表 1 紧凑型纯电 SUV 车型参数

Table 1 Compact pure electric SUV model parameters

车型参数	数值
整备质量/kg	1 920
最大满载质量/kg	2 295
纯电续航里程/km	520
最高车速/(km · h ⁻¹)	175
最大功率/kW	150
最大扭矩/(N · m)	310
0~50 km · h ⁻¹ 加速时间/s	4

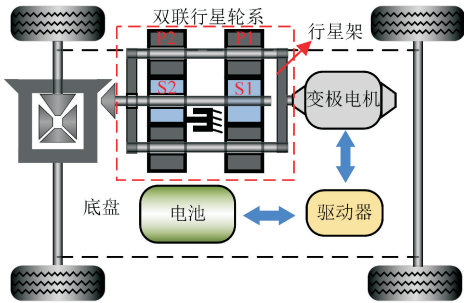


图 1 变极电机双模式驱动传动新方式

Fig. 1 Single motor dual mode drive transmission new mode schematic

单电机双模驱动系统由一台具备 4、8 双极、且双极交替运行的变极电机和一套双联行星轮系组成,其中双联行星轮系的行星架与电机的输出轴相连,第 2 排行星轮系的太阳轮 S2 被锁死,太阳轮 S2 与行星轮 P2 相啮合。第 2 排行星轮系的太阳轮 S1 作为输出齿轮与行星轮 P1 啮合,两个行星轮 P1、P2 通过共用的行星轮轴相连。该方案通过双排行星轮系布置并采用锁死太阳轮的方式代替了传统的内齿圈锁死构型,具备双极交替运行的变极交流异步电机输出动力,经双联行星轮系后再经差速器传递到车轮,成本更低,结构更加紧凑,传动比范围大,对安装空间要求更小。

2 运动学与动力学建模及其特性

2.1 单电机双模式驱动系统运动学与动力学建模

为方便阐述单电机双模式驱动与传动下的动力学、运动学模型,建立了等效模型,如图 2 所示。图中 T_1 、 T_2 分别为电机的输入转矩和经减速器后的输出转矩, F_1 、 F_2 、 F_3 、 F_4 分别为双联轮系传动中行

星轮与太阳轮之间的相互作用力。

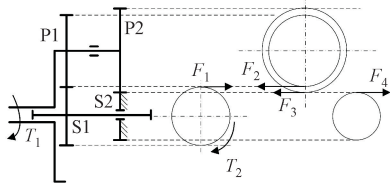


图 2 单电机驱动系统等效模型

Fig. 2 Single motor drive system equivalent model

根据双联行星轮系运动学,可得驱动系统的运动学方程

$$\omega_{S1} r_{S1} = \omega_c r_c - \omega_p r_{P1} \quad (1)$$

$$\omega_{S2} r_{S2} = \omega_c r_c - \omega_p r_{P2} \quad (2)$$

式中: ω_{S1} 、 ω_{S2} 、 ω_c 分别为太阳轮 S1、太阳轮 S2、行星架的转速; ω_p 为行星轮的自转转速; r_{S1} 、 r_{S2} 、 r_c 、 r_{P1} 、 r_{P2} 分别为太阳轮 S1、太阳轮 S2、行星架、第 1、2 排行星轮的半径。

根据轮系之间的相互关系可得

$$r_{S1} + r_{P1} = r_c = r_{S2} + r_{P2} \quad (3)$$

太阳轮 S2 被锁死,S1 做输出轴时,太阳轮 S1 和输入轴之间的转速关系为

$$\omega_{S1} = \left(1 - \frac{r_{S2} r_{P1}}{r_{S1} r_{P2}}\right) \omega_c \quad (4)$$

为了简化设计,令第一排输入的行星轮与太阳轮的分度圆直径比为 1,并选择传动比为 10,即

$$r_{P1} / r_{S1} = 1 \quad (5)$$

结合式(1)~(5)可得

$$r_{P2} = \frac{20}{19} r_{P1} \quad (6)$$

$$r_{S2} = \frac{9}{10} r_{P2} \quad (7)$$

$$\omega_2 = \omega_{S1} = \frac{1}{10} \omega_1 \quad (8)$$

$$\omega_p = \frac{19}{10} \omega_1 \quad (9)$$

在运动学方程确定以后则可以进一步分析其动力学输出,由于双联行星轮的后一级对应的太阳轮被锁死,则

$$\omega_2 = \omega_{S1} = (1 - z_1) \omega_1 \quad (10)$$

式中: z_1 为双联行星轮系后一级固定端太阳轮的齿数与行星轮的齿数比; $\omega_1 = \omega_c$ 即为双联行星轮第一级行星轮的公转转速,即电机的输入转速,rad · s⁻¹; ω_2 为驱动系统的输出轴转速,即第一级行星轮系的太阳轮转速,rad · s⁻¹。根据图 2,可以分析如下动力学方程

$$\begin{cases} T_1 - F_1 r_{S1} - F_3 r_{S2} = J_C \frac{d\omega_1}{dt} \\ F_1 r_{S1} - T_2 = J_2 \frac{d\omega_2}{dt} \\ F_2 r_{P1} + F_3 r_{P2} = J_P \frac{d\omega_P}{dt} \end{cases} \quad (11)$$

式中： T_1 为输入转矩， $\text{N} \cdot \text{m}$ ； T_2 为减速器输出轴上的等效阻力矩， $\text{N} \cdot \text{m}$ ； J_C 为行星架的转动惯量， $\text{kg} \cdot \text{m}^2$ ； J_2 为输出端等效的转动惯量， $\text{kg} \cdot \text{m}^2$ ； J_P 为双联行星轮的转动惯量， $\text{kg} \cdot \text{m}^2$ 。

由相互作用力可知 $F_1 = F_2$ ，结合式(8)~(11)可得

$$\frac{10}{9}T_1 - \frac{1}{9}T_2 - \frac{10}{9}J_C \frac{d\omega_1}{dt} - \frac{1}{9}J_2 \frac{d\omega_2}{dt} - J_P \frac{d\omega_P}{dt} = 0 \quad (12)$$

结合式(8)、(9)、(12)可得驱动系统的瞬态动力学方程

$$\frac{d\omega_2}{dt} = \frac{10T_1 - T_2}{100J_C + J_2 + 171J_P} \quad (13)$$

减速器总成以及双联行星轮系分别通过减速器架、减速器拉杆、轴承系统以及螺栓螺母等方式做轴向定位。齿轮材料选用调制 45 钢，机架及行星架轴采用 45 钢。齿轮模数为 2，压力角均为 20° ，齿顶高系数为 1。太阳轮 S1 齿数为 38，太阳轮 S2 齿数为 36，行星轮 P1 齿数为 38，行星轮 P2 齿数为 40。

2.2 整车建模及参数匹配

本文研究电动汽车驱动与传动的新原理构型，所建车辆模型为了匹配整车不同工况的扭矩速度需求以及最优控制，需要建立纵向的动力学模型。对于向前行驶的汽车，汽车的功劳需求取决于其速度、加速度、坡度等因素。匀速行驶中的汽车的驱动力 F_d 和阻力平衡，其中阻力包括摩擦力 F_f 、重力沿坡度方向的分量 F_g 、惯性力 F_i 、空气阻力 F_a 、制动力 F_b ，如图 3 所示。

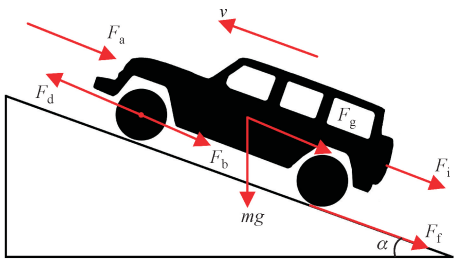


图 3 车辆行驶纵向动力学模型示意图

Fig. 3 Schematic of vehicle longitudinal dynamics model

由图 3 可知，汽车的动力学方程可以表示为

$$F_d - F_b = F_f + F_g + F_i + F_a \quad (14)$$

$$\begin{cases} F_f = \mu mg \cos \alpha \\ F_g = mg \sin \alpha \\ F_i = \epsilon m \frac{dv}{dt} \\ F_a = \frac{\rho_a R_a A_a v^2}{2} \end{cases} \quad (15)$$

式中： μ 为滚动阻力系数； m 为整车质量， kg ； g 为重力加速度， $\text{m} \cdot \text{s}^{-2}$ ； α 为道路的坡度， rad ； ϵ 为旋转部件的惯量换算系数； ρ_a 为空气密度， $\text{kg} \cdot \text{m}^{-3}$ ； R_a 为空气阻力系数； A_a 为车的迎风面积， m^2 ； v 为车速， $\text{m} \cdot \text{h}^{-1}$ 。

驱动系统的参数匹配需要考虑驱动系统构型、控制策略、循环路况等才能确定，需要根据路况信息以及车辆信息对驱动系统进行初始的参数匹配计算从而确定车辆的基本参数和动力性能指标。根据国家标准《GBT28382—2012 纯电动乘用车技术条件》，参照新能源汽车的标识参数以及企业的要求综合确定整车的参数，如表 2 所示。

表 2 整车的参数

Table 2 Vehicle parameters

参数	数值
满载时整车质量除了驱动系统/kg	2 200
单变极电机构型时电机质量/kg	35
双电机构型时每个电机质量/kg	25
轴距/m	2.9
迎风面积 A_a/m^2	2
风阻系数 C_a	0.3
滚动阻力系数 μ	0.015
车轮半径 R_i/m	0.364
空气密度 $\rho_a/(\text{kg} \cdot \text{m}^{-3})$	1.29
最高车速 $v_{\max}/(\text{km} \cdot \text{h}^{-1})$	260
0~50 $\text{km} \cdot \text{h}^{-1}$ 加速时间/s	≤ 4
0~100 $\text{km} \cdot \text{h}^{-1}$ 加速时间/s	≤ 8
爬坡能力/%	≤ 30
12%坡度对应的车速/ $(\text{km} \cdot \text{h}^{-1})$	≥ 50

依据车辆参数匹配相关的知识，可得车辆的最大牵引力和驱动功率，即

$$\begin{cases} F_{d,\max} > mg \sin \alpha_{\max} + \mu mg \cos \alpha_{\max} + \frac{C_a A_a \rho_a}{2} v_{\max}^2 \\ P_{\max} > \frac{v_{\max} F_{d,\max}}{3\,600} \end{cases} \quad (16)$$

式中： $F_{d,\max}$ 为驱动系统在最大爬坡对应最高转速时的最大输出牵引力； $v_{\max} = 50 \text{ km/h}$ 为车辆在最大爬坡能达到的最高速度； $\alpha_{\max}$ 为最大爬坡时对应

的坡度角,rad,最大选择为 30%; $P_{\max}$ 为驱动系统的最大功率,kW。

式(16)计算的结果仅满足爬坡性能指标所需要的驱动力和功率的最小值,驱动系统所需功率通常还需要考虑传动效率等。本文最终选择最大牵引力为 10 kN·m,选择电机的最大输出功率为 160 kW。根据车辆行驶的最高转速,可推算出其电机的最高转速为 18 924 r/min,所以最终选择电机的最高转速为 20 000 r/min。

3 变极电机电磁特性及其自动控制

3.1 电机模型

本文主要研究倍极比的变极电机,即极数之比为整数的变极电机。根据电磁参数以及同步转速确定不同极对数下的电枢直径的比,让变极电机的整体尺寸既能满足不同极对数下性能要求,又能使整体的尺寸最小从而提高变极电机的功率密度。

不同的额定转速其电枢直径的值并不相同,所以如何在同一电枢直径下同时满足电机的性能成为倍极比变极电机设计的中中之重。确定了基本尺寸以后需要选择极对数、定转子槽数等,分别研究其对电机输出特性的影响并选择最优的参数进行最后的设计,即

$$D_i = \sqrt[3]{\frac{17.24 p m_1 E I_N}{\pi \lambda n_N A B_\delta K_{dp}}} \tag{17}$$

式中: D_i 为交流电机定子内径,m; p 为电机的极对数; n_N 为交流电机同步转速,r/min; A 为线负荷,A/m; K_{dp} 为绕组系数; m_1 为定子相数; I_N 为定子额定相电流,A; E 满载时定子相电动势,V; λ 为铁芯有效长度 l_{ef} 与极距 τ 之比。

假定倍极比变极电机的视在功率相等,则结合式(17)与电机线负荷相关的定义,可以确定变极电机在不同极对数下的电枢直径比

$$\frac{D_{i,L}^2}{D_{i,s}^2} = \frac{a_L}{a_s} \tag{18}$$

式中:下标 L 表示对应较大的极对数;下标 s 表示较小极对数; a 为绕组并联支路数。

由式(18)可知,对于倍极比的变极电机,不同极数下的电枢直径与绕组的并联之路数有关。在考虑电机基本尺寸合理的前提下,考虑变极电机在不同极数下有较为接近的功率因数,可得

$$\frac{\cos \varphi_L}{\cos \varphi_s} = \frac{a_s A_s}{a_L A_L} \tag{19}$$

对于倍极比的变极电机,要想让电机的输出功

率因数接近,那么并联之路数的比值与线负荷比值必须成反比。首先确定变极电机的并联支路数及接法,通常电机绕组的接法有三角形或者星型接法两种,根据电机的绕组理论确定并联支路数,再根据式(19)确定电机的绕组的电流密度。根据电机内外径比的选择确定变极电机的基本参数,确定了电机基本尺寸,如表 3 所示。

表 3 电机设计选取的基本参数

Table 3 The basic parameters of motor design selection

电机基本参数	数值
$A_s/(A \cdot cm^{-1})$	300
$A_L/(A \cdot cm^{-1})$	600
$B_{\delta,s}/T$	0.6
$D_{i,s}/mm$	127
$l_{ef,s}/mm$	298
D_l/mm	211

本文选择定子槽数为 72,之所以选择多槽数,是为了方便后续调整更多的极对数,从而获得更为宽广的基速。另外,电机的槽数越多,其定子的槽漏抗越小,那么电机输出的最大转矩更大。通过 Ansys Electromagnetic 软件分别数值计算不同极数下定子硅钢的磁密分布云图,不同极数下磁密的峰值如图 4 所示。

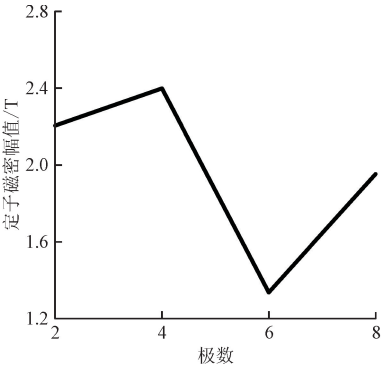
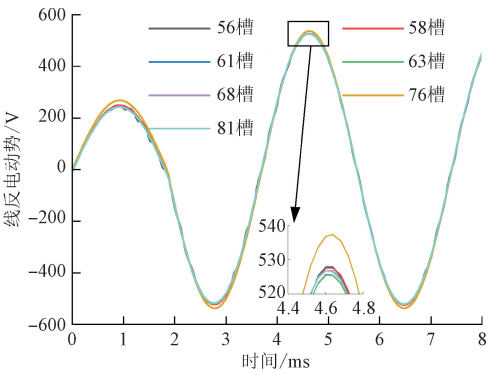
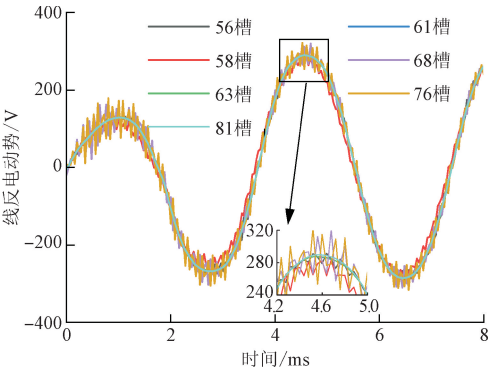


图 4 定子极数对定子磁密峰值的影响
Fig. 4 Influence of stator pole number on stator flux density

由图 4 可知,在输出相同的功率时,随着极对数的增加,其定子磁密是增加的,而之所以在 6 极时其磁通密度降低,这是因为在 6 极下其电流密度降低,选择电机极数为 4、8。极对数增加会让电机的气隙谐波漏抗和端部漏抗都减小,这有利于电机输出最大转矩。为了选择合适的转子槽数,应该从减小附加损耗出发,定转子的槽数越接近,则脉振会越小,这会减小电磁噪声,分别对电机不同转子槽数的输出线反电势做模拟计算,如图 5 所示。



(a) 4 极

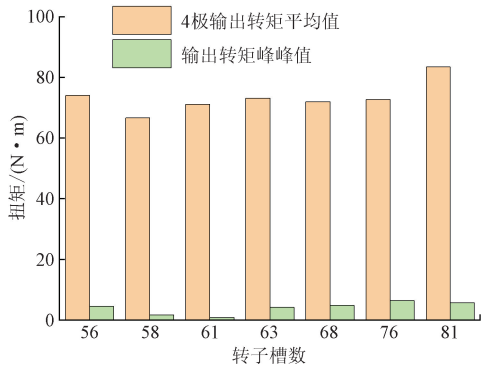


(b) 8 极

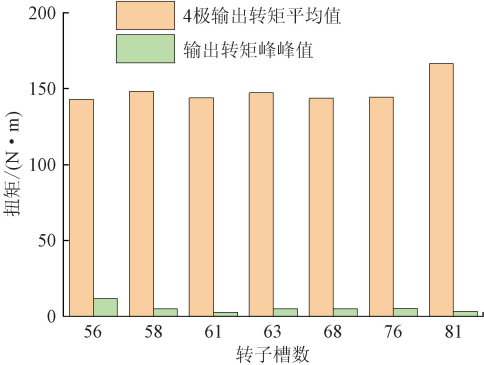
图 5 转子槽数对反电势的影响

Fig. 5 Influence of different rotor slots number on the back electromotive force

由图 5 可知,在 4 极的连接方式下,绕组的反电势均为正弦,槽数为 58、61 和 63 的反电势峰值都较低,具有更好的负载能力。在 8 极的连接方式时,槽数为 76 的反电势幅值已经接近电机的输入电压,所以其负载能力必定很低。槽数为 63、61 的反电势都较低且正弦,输出转矩会更加稳定,槽数为 58 槽所对应的反电势较好,尽管其正弦性一般,但是所对应的峰值反电势均低于 61、63 时所对应的反电势,对变极电机在不同转子槽数时的输出转矩做进一步计算,如图 6 所示。



(a) 4 极



(b) 8 极

图 6 转子槽对输出转矩的影响

Fig. 6 Influence of different rotor slots number on output torque

从图 6 可知:转子槽数为 58、61 时,转矩的峰峰值较低,并且转子槽数为 58 时,在 8 极时出的额定转矩相对较大,为 148 N·m,但是在 4 极时输出转矩却仅为 66.7 N·m;转子槽数为 81 时,输出的转矩均值都为最高,这是因为槽数的增多会导致转子的电阻和电机输出的转矩增大;当转子槽数为 56 时,尽管输出的转矩几乎一致,但是输出转矩的峰峰值也较大;当转子槽数为 63、68、76 时,输出的转矩大小变化不大,但是输出转矩的峰值明显增大,这是因为转子的槽数会影响气隙磁场的正弦性,从而影响输出转矩的平稳性。随着转子槽数的增多,制造成本随之增加,槽数增多则槽间的绝缘可能有问题,转子槽数对转矩波动的影响如图 7 所示。

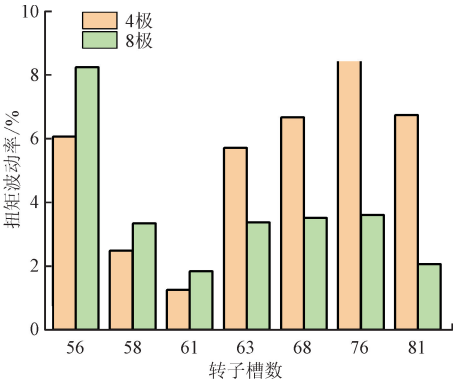


图 7 转子槽数对转矩波动的影响

Fig. 7 Effect of the number of rotor slots on torque fluctuation

从图 7 可以得出,在转子槽数为 61 时有最低的转矩波动,但是在 8 极下的输出转矩较低,作为电动汽车的驱动电机,其输出转矩的最大值对电动乘用车的性能有显著影响,结合转子槽数带来的制造成本提升以及输出转矩的波动、均值,选择电机转子槽

数为 58。经过槽口、转子导条的尺寸优化,设计变极电机参数,如表 4 所示。

表 4 变极电机的参数

参数	数值	
	三角形	星型
额定功率/kW	59	59
额定电压/V	380	380
额定转速/(r·min ⁻¹)	4 000	800
极对数	4	2
转动惯量/(kg·m ²)	0.738	0.738
自感/mH	6.297 1	2.466
互感/mH	-2.497 9	-1.002
转子电阻/Ω	0.04	0.006
定子电阻/Ω	0.1	0.026

本文选择电机的转子导条材料为紫铜,具有更低的电阻,为了满足转子导条与转子槽的配合精度,保证电机转子导条的电阻不变,采用了铣削加工,端环直接通过焊接的方式将端环与导条连在一起。定子硅钢片采用了 DW465-50,该材料的饱和磁密大约为 1.8 T,得出电机的输出转矩特性,如图 8 所示。

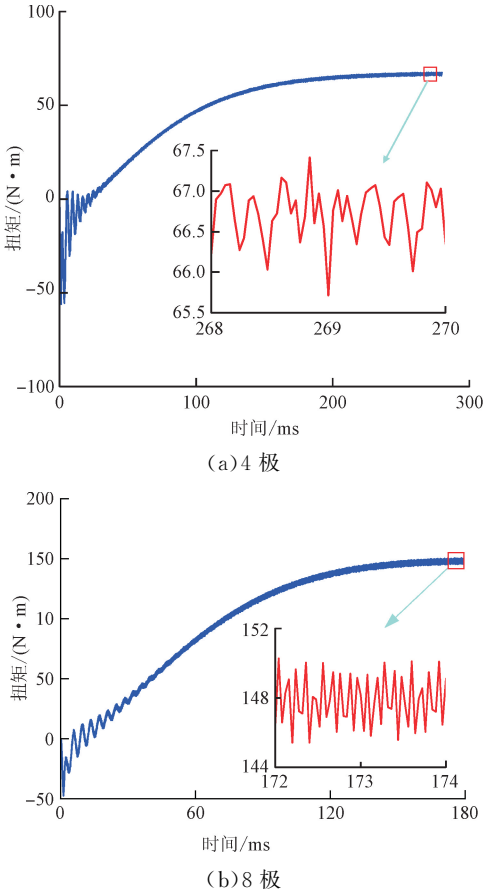


图 8 电机的输出转矩

Fig. 8 Output torque of the motor

由图 8 可知,该变极电机在额定工况下的输出转矩都很平稳,波动率低于 4%,电机的整个启动过程较为迅速,低于 200 ms。通过软件对变极电机在不同绕组下的输出特性做数值计算,查看其输出转矩以及在最大电流下的峰值输出特性,以验证是否满足电动乘用车,计算可得该电机在不同绕组连接下最大功率的效率云图,如图 9 所示。

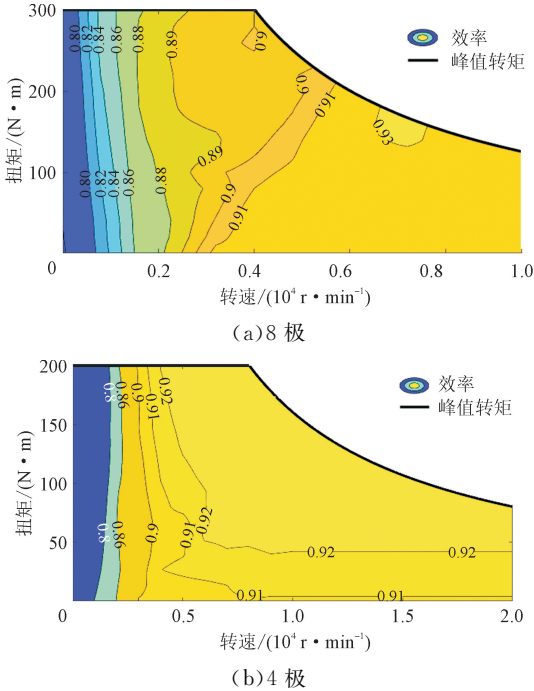


图 9 变极电机不同极对数下的效率云图

Fig. 9 Efficiency map of variable pole motor under different number of poles

由图 9 可知:在数值模拟的方法下该变极电机在 4 极下的效率大于 90% 的区间超过 80%;在 8 极的绕组连接下,其效率稍微弱一些,恒功率区间基本高于 90%,这是因为,极对数增多时伴随着定子磁密的增加,相同的输出转速下较高级对数需要更高的电流频率,铁耗增加明显。为了进一步说明变极电机较传统的三相交流异步电机的好处,组合图 9,可得变极电机不同极对数下的输出特性,如图 10 所示。图 10 中 T_1 、 T_2 分别对应变极电机不同极对数下的峰值扭矩, n_1 、 n_2 分别为不同极对数下的额定转速。

由图 10 可知:传统的异步电机是图中的低级对数下所对应的曲线,变极电机通过极对数的切换以后,低速区由原来的②提升到了①,输出转矩明显增大;通过变极调速传统高级对数下的异步电机难以达到区域⑧,通过变极调速,输出的转矩与转速区域可以更加扩展到④、⑤、⑥、⑧,输出的转速转矩以及功率区间将更加宽广。

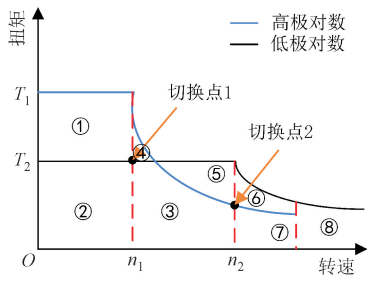


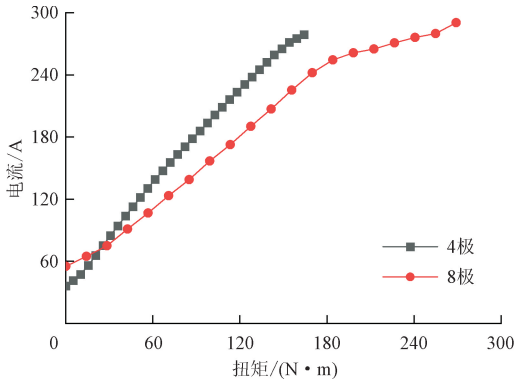
图 10 变极电机不同极对数下的输出特性

Fig. 10 Output characteristics of variable pole motor under different number of poles

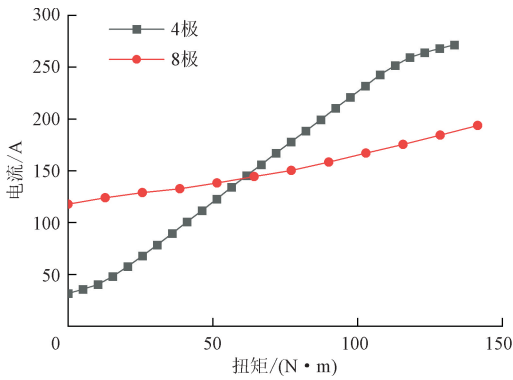
3.2 不同控制模式研究

不同区域的电机运行效率不同,输出重叠的区域需要选择效率更高的绕组连接方式,这能使损耗更小。在不同极对数下且转速分别为 4 000、8 000 r/min 时,较低极对数时整体的损耗都更低,因为纯铜转子,绕组的电阻通常情况下都较低,可以降低其电机的铜耗,以此来提高电机的效率。变极电机输出相同转矩且转速相同时,其输出的电流频率相差却是数量级的,这显著影响定转子的铁耗,随着极对数的增加,铁耗的影响更加突出,这决定了在输出相同转矩的情况下,较低极对数的绕组接法所对应的整体损耗都更低。较低的极对数时定转子硅钢片的磁密更低,这会降低定转子的铁耗,输出转矩为 100 N·m、转速约为 4 000 r/min 时,其损耗接近,可以灵活选择不同的绕组接法。

电机在不同的极对数时输出转速、输出转矩以及平均相电流的数据关系,受限于驱动器的输出电流、电压的能力、电机的热以及磁饱和的限制,在不同极对数下所允许最大电流不同,如果输出电流的大小相等,则随着电机极对数的增加,其定子齿的磁场强度会增加,较高极对数下的绕组连接可能会更容易磁饱和。通过数值模拟,得到变极电机在不同极对数下的输出转矩和绕组电流的对应关系,如图 11 所示。



(a) 转速为 4 000 r/min



(b) 转速为 8 000 r/min

图 11 不同极对数下的输出转速和绕组电流的关系

Fig. 11 Currents in windings at different speeds and pole-pairs

由图 11 可知,在输出转速为 4 000 r/min 且转矩低于 30 N·m 时,可以选择较低极对数的连接,这样电流更小,而在输出转矩高于 30 N·m 时,8 极接法下输出的电流更小。8 000 r/min、输出转矩低于 60 N·m 时,选择 4 极的绕组接法,而在输出转矩高于 60 N·m 时,选择 8 极绕组的接法,以更小电流输出相同的转矩。这是因为,在低转矩的场合,气隙磁密不需要太高即可满足,而较低极对数下时产生同样的气隙磁密需要较小的磁化电流,根据法拉第定律,交流电机中电枢电压的气隙磁通分量与磁通密度峰值及电频率正比^[24]。不考虑电枢电阻和漏电抗所带来的电压降,可得

$$B_p = \left(\frac{f_r}{f_c} \right) B_r \tag{20}$$

式中: f_c 为运行风频率; B_p 为气隙磁通密度的峰值; f_r 、 B_r 为相应额定运行点的频率及磁密值。

对于变极电机,如果给定某一个确定的电枢电压,且 f_r 相等,则电机的磁通密度反比于电枢电压的频率,当电枢电压频率减小时,其磁通密度将增加,变极电机运行在较小的负载转矩且输出转速相同时,较小的极对数下需要较小的电枢电压频率,从而获得更大的磁通密度,需要更小的电流。随着电机的输出转矩进一步增加,电机运行于饱和状态或者磁通接近饱和状态,频率的减小都会使得电机的磁通密度进一步增加。对于确定的电机定子槽数,较低的极对数会降低定子齿磁饱和风险,而且漏磁通会减小,这样会提高电机的效率,同样的输出力矩下,需要更小的定子电流。

在输出转矩重叠的区域即输出转矩相同时,可

以选择最小的电机输出电流,电机不同的极对数下输出的额定转矩和转速不同,所以过载能力也不同。对于变极电机,其最大转矩的输出与极对数成正比^[25],即

$$T_m = \frac{3}{2} p (\lambda_d i_q - \lambda_q i_d) \quad (21)$$

式中: T_m 为电机的输出转矩; λ_d 、 i_d 分别对应直轴的磁链与电流; λ_q 、 i_q 分别对应交轴的磁链与电流。

随着定子极对数的增加,电机输出的转矩会随之增加,但是受限与不同极对数下瞬态电流最大值的影响,输出最大转矩需要通过电流的限制值来综合考虑,通过最终输出的定子电流和输出转矩的对比曲线,可以配置其绕组连接方式从而提高过载转矩。较大的极对数下转出转矩的能力会更高,这得益于较大的极对数通常其气隙的磁密会更高,齿槽转矩更大,8极绕组的接法下,最大转矩输出至300 N·m,在4极绕组的接法下,最大转矩输出至200 N·m。

综上可知,变极电机根据不同工况来不断调整,使得电机始终运行在最佳的目标下,这样才更加高效、安全、可靠。不同情况下目标函数可能不尽相同,为了方便理解及实施,需要对不同情况下变极电机的运行特征、约束条件以及运行目标进行建模。由于所述控制模式较多,所以考虑一个更加广泛的优化问题,寻求在给定转矩 T_e 和给定转速 ω_e 下最小化目标函数,即

$$f(i_d, i_q) = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \quad (22)$$

在输出转矩和转速相等的前提下,必须确保电流、电压和磁通限制在允许的范围内,这样才能保证电机运行安全、可靠,其中决策变量为极对数 p 、直轴电流 i_d 和交轴电流 i_q , 则

$$\mathbf{x} = (p \quad i_d \quad i_q)^T \quad (23)$$

目标函数 $f(\mathbf{x})$ 的最优解 $\mathbf{x}^*$ 就是寻求最优的极对数 p^* 和最优的直、交轴电流 i_d^* 、 i_q^* , 目标函数定义为

$$\min_{\mathbf{x}} f(\mathbf{x}) \quad (24)$$

电角频率 ω_e 、转子转动角频率 ω_m 和滑差电角频率 ω_s 的关系式为

$$\omega_e - p\omega_m - \frac{R_{ar}}{L_R} \frac{i_q}{i_d} = 0 \quad (25)$$

式中: L_R 为转子的电感; R_{ar} 为转子的电枢电阻。

由磁共能理论,得到电机的输出转矩

$$\tau_e - \frac{1}{p} \frac{A}{(1 + \delta_r)} i_d i_q = 0 \quad (26)$$

式中: $A = \mu_0 D l N^2 k_{dp}^2 / \pi l_a$, l_a 为气隙长度; D 为气隙的平均直径; l 为气隙的轴向长度; $\mu_0 = 4\pi \times 10^{-7}$ H/m 为自由空间磁导率; N 为电枢绕组的匝数。

由式(26)可知,电机的输出转矩与极对数相关,可以根据输出力矩的大小来选择合适的极对数,从而选择合适的绕组连接。电压峰值受限与逆变器的输出电压能力以及脉宽调制的方式,定子交直轴的电压分量以及直流母线电压分别为

$$V_d = R_a i_d + \frac{d\lambda_d}{dt} - \omega_e \lambda_q \quad (27)$$

$$V_q = R_a i_q + \frac{d\lambda_q}{dt} - \omega_e \lambda_d \quad (28)$$

$$\sqrt{V_d^2 + V_q^2} \leq V_b \quad (29)$$

式中: V_d 、 V_q 分别为定子直轴与交轴的电压分量, V ; R_a 为定子绕组的相电阻, Ω ; ω_e 为转子的电角速度, $\text{rad} \cdot \text{s}^{-1}$; λ_d 、 λ_q 分别为直、交轴的磁通, Wb ; V_b 为直流母线电压。磁链的限制条件如下

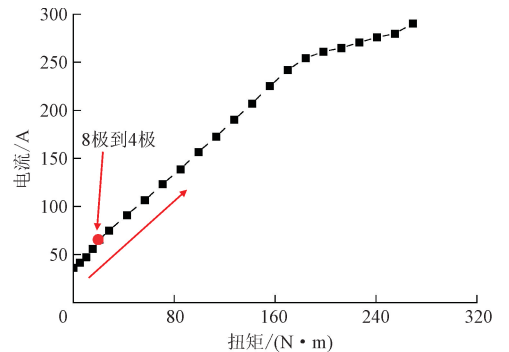
$$\lambda_d^2 + \lambda_q^2 \leq \hat{\lambda}_r^2 \quad (30)$$

$$\lambda_d = L_S i_d + \frac{3}{2} L_m i_{dr} \quad (31)$$

$$\lambda_q = L_S i_q + \frac{3}{2} L_m i_{qr} \quad (32)$$

式中: $\hat{\lambda}_r$ 为磁通量的饱和值; L_S 为定子的电感; L_m 为定子与转子绕组之间的互感; i_{dr} 为转子电流的直轴分量; i_{qr} 为转子电流的交轴分量。

通过式(30)~(32),结合式(26),在最小损耗模式、最大转矩电流比控制模式以及过载时候的控制策略中,通过变极电机的绕组切换来实现最优的控制,最大转矩电流比最优控制的结果如图12所示。分别计算不同输出转矩下变极电机在不同极数下绕组的电流,这样在相同的转矩输出时保证电机的绕组电流最小。



(a) 4 000 r/min

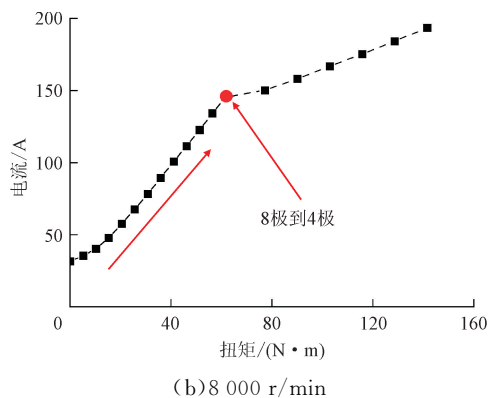


图12 不同扭矩下电机的变极切换

Fig. 12 Pole change switch of the motor under different torques

由图12可知,在低转速区,较大极对数下的电机电流更小,对于最大转矩电流比控制算法,在低转速区间选择较大极对数运行,在这个区间,无论哪种极对数下运行,都没有到电机的弱磁区间,在输出相同的转矩时,较小极对数下运行需要更大的励磁电流和转矩电流,在低转速区间选择较大极对数运行更具优势。当运行的转速更高到达弱磁转速以上时,对于还未进入弱磁区间的绕组连接方式则更有优势,因为不需要额外的去磁电流同时转速也刚好到了其额定转速附近,效率更高,输出相同的转矩需要的转矩电流也更小,当负载转矩进一步增大时,低极对数下运行所需要的励磁电流大增,而选择在较大极对数下运行时气隙磁密更高,所以输出相同的转矩所需电流更小。

4 变极电机与双联行星减速器组合的电动汽车驱动与传动系统试验

4.1 试验平台

为了验证所设计变极电机及双联行星减速器的性能,搭建了控制试验台,由变极电机、双联行星减速器、转速转矩传感器、可调惯量盘以及磁粉制动器串联组成,转速转矩传感器可以用来测试驱动系统的输出转速和扭矩,测试的数据结果可以通过转速转矩分析仪导出并做进一步的分析,磁粉制动器可以通过直流电源加载来对驱动系统施加可调负载。

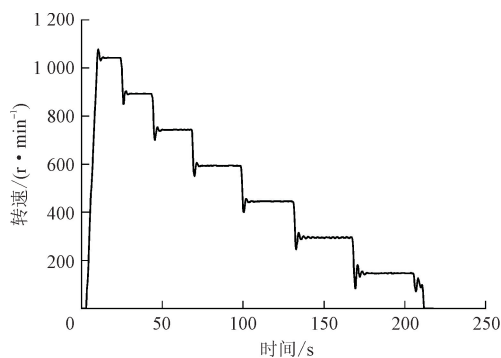
本试验过程中施加的惯量盘转动惯量为 $2 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$,电机的驱动控制主要是由主控制器、逆变电路及驱动电路、整流模块、相电流传感器、直流母线的电压传感器以及ADC转换电路等组成,具体的构型和原理参考文献[26]。主控芯片采用了TI公司的TMS320F28379D芯片,通过上位机软件CCS给控制

器不同的转速命令分别测试电机在星形接法和三角形接法时不同转速响应以及输出转矩特性。

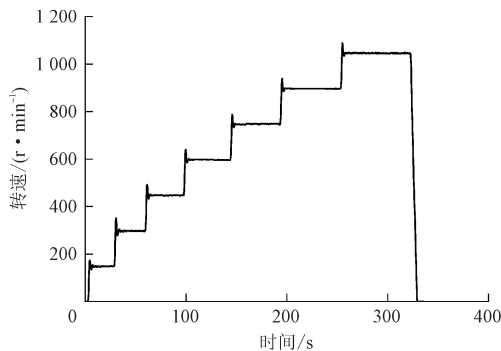
4.2 变极电机与行星减速器的试验

当前异步电机的控制主要采用的控制方法有矢量控制和直接转矩控制,该变极电机控制的核心方法采用了矢量控制^[27],其控制精度更高、响应更快,是三相交流电机控制中成熟的控制方法。直接转矩控制通常用于需要更加快速的转矩响应的大惯量控制系统,而矢量控制则用于宽范围调速系统和伺服控制。另外,直接转矩控制在低速时的控制性能不佳,温升会导致定子磁链的估计精度降低,导致电磁转矩出现较大的脉动^[28-29]。

本试验通过上位机给电机一个转速指令,电机运行至指定转速以后再运行一段时间,逐渐发送递增或者递减的转速指令,即可分别测试电机绕组在星形连接和三角形连接下的递增调速及递减调速过程中的转速转矩响应。测试过程中通过直流电源给磁粉制动器施加相同的负载转矩 $50 \text{ N} \cdot \text{m}$,测试结果如图13所示。



(a) 连续递减调速



(b) 连续递增调速

图13 星形接法下的电机转速响应试验结果

Fig. 13 Speed response under Y connection

从图13可知,该变极电机在星形接法下连续递增递减调速都表现出良好的响应性能,都能在极短时间内稳定在指定的转速,即使在阶梯型变化的转

速调节命令下,都能以很小的超调量并在极短的时间内迅速回到命令转速。在连续的递增调速过程中,超调量约为 40 r/min,而在递减调速的过程中,转速的超调量较大,约为 50 r/min。这是因为电机测试时带有转动惯量,在减速的过程中,转动惯量会导致电机转速较难稳定。转速在闭环的控制下波动几乎为 0,并且在带负载和转动惯量的情况下从 0 到给定转速的加速性能在 ms 级,表现优良。改变变极电机的绕组接法为三角形,重复上述试验,可得三角形接法下的转速响应试验,如图 14 所示。

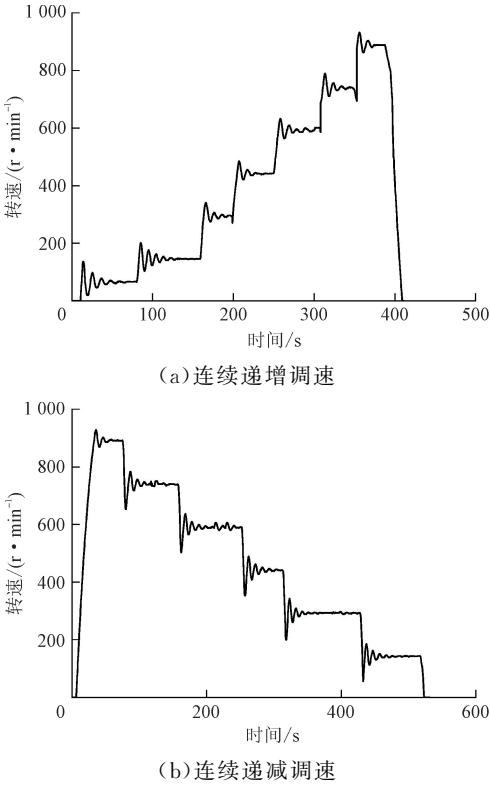


图 14 三角形接法下的转速响应试验
Fig. 14 Speed response under delta connection

对比图 13、图 14 可得,该变极电机在三角形接法时的转速响应后的波动较大,这是因为此时电机的极对数更大,那么当电机输出相同的转速则需要更高的输出电压频率。驱动器的 PWM 开关频率是固定的,当输出电压频率更高时通过方波去拟合正弦波的脉冲波个数将会降低,这将直接使得逆变器的输出电压中的谐波成分增多,导致了输出转速的波动。无论是递增调速还是递减调速,其转速响应都比较迅速,能满足使用要求。

变极电机转速为 5 000 r/min 时,转矩变化过程试验如图 15 所示,可知无论在何种接法下,其输出转矩在切换中都能平稳的过渡,所以满足乘用车的驾驶舒适性需求。

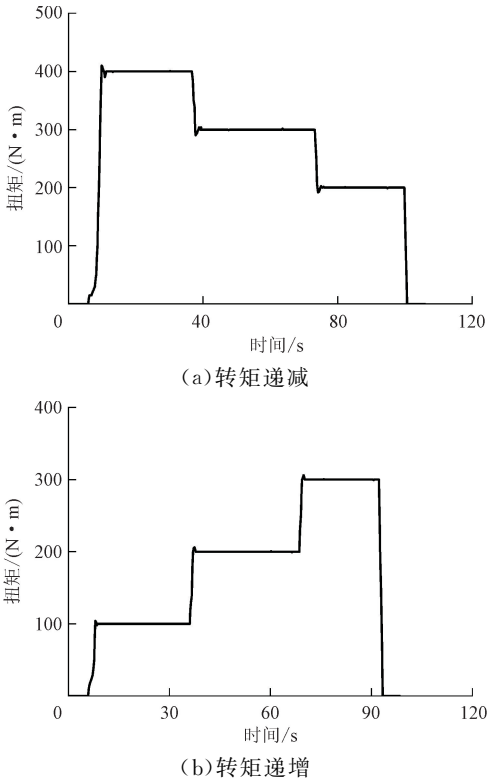
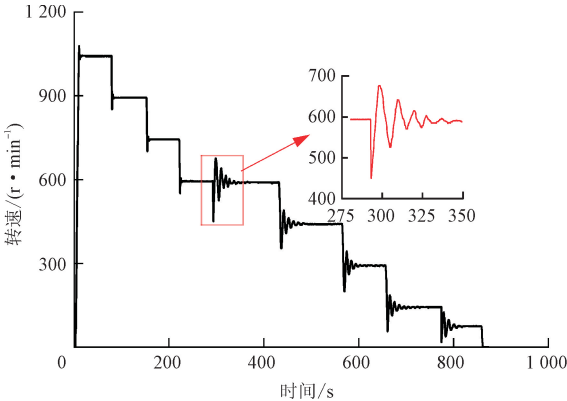


图 15 变极电机转矩变化过程试验
Fig. 15 Torque changing process test

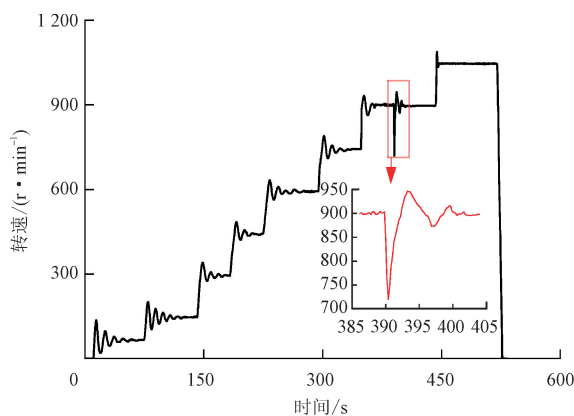
4.3 变极切换控制

通过磁粉制动器给系统施加 100 N·m 的负载转矩,分别测试电机在递增调速和递减调速过程中的变极切换过程,如图 16 所示。

从图 16 可知:在递减调速过程中,转速约为 600 r/min 时,电机从星形接法切换到三角形时其转速过渡平稳,在时间间隔为 0.5 s 时转速略微有跌落,但随着新的极数所对应的绕组接通其转速迅速回到命令转速;转速约为 900 r/min 时,电机从三角形绕组连接切换到星形连接,转速回落以后随着新的极数的接通而迅速上升到稳定。在变极电机的控制过程中,可以根据不同的控制模式而切换绕组的连接,使电机始终工作在最优的效率区间。



(a) 在 600 r/min 从星型接法切换到三角形



(b) 在 900 r/min 从三角形接法切换到星型

图 16 电机的变极切换过程

Fig. 16 Pole-changing process

5 结 论

(1) 构建了适用于某款 SUV 乘用车的一种 4 极、8 极双极数交替运转的变极交流变频异步电机与行星轮系组合的双模式驱动传动新原理, 进一步建立了该驱动与传动新原理系统的运动学和动力学模型。

(2) 根据对驱动系统的初始化参数匹配, 确定了额定功率为 59 kW, 额定转速分别为 4 000、8 000 r/min, 额定输出转矩分别为 140、70 N·m 的双速变极电机, 设计了变极电机, 建立了倍极比变极电机的设计理论, 确定了电机基本参数的选择以及其对电机输出特性的影响, 从而较容易的获得倍极比变极电机的良好的输出特性。最大输出功率为 160 kW, 峰值扭矩为 300 N·m, 电机最高转速为 20 000 r/min。数值计算了其不同转速转矩下的效率云图, 在 4 极的连接方式下效率基本都超过 90%, 在 8 极的连接方式下其效率略微低于 4 极但在恒功率区间也超过 90%。分析了该电机在不同模式下的最优控制模型, 根据效率云图分析了其最小损耗模型、最优的最大转矩电流比控制模型以及过载时候的控制策略等 3 种控制策略。仿真计算了在不同输出转矩下的最优极对数选择, 使得定子电流最小。在转速 4 000 r/min 时, 电机的最优切换是在负载转矩约为 30 N·m, 而当转速为 8 000 r/min 时, 最优的变极切换是在负载转矩约为 60 N·m。

(3) 本文所提采用双联行星轮系的减速器构型, 通过固定第二列行星轮所对应的太阳轮以取代传统的固定外齿圈的构型, 这样能避免内齿圈的加工, 降低成本, 并能单级实现 10 的传动比且结构紧凑。研

制了该双极变极电机和双联行星轮系的驱动与传动计算机综合试验平台并开展试验研究工作。试验研究结果表明, 在转速闭环控制且其绕组在星形连接下的输出转速波动更低, 且能在短时间内迅速回到命令转速, 该电机无论在何种连接形式下的输出转矩都很稳定。

(4) 在所研制的试验平台上, 开展了递增调速和递减调速过程的变极切换试验, 结果表明, 在递减调速且切换时间间隔为 0.5 s 时, 该变极电机从星形切换到三角形连接也迅速平稳, 验证了 3 种控制策略的正确性。在递增调速且切换时间间隔为 0.5 s 时, 该变极电机从三角形切换到星形响应很快, 该变极电机与双联行星轮系组合的减速器构型能在 3 种不同的控制模式下做出最优的切换选择, 能满足电动乘用车的使用需求。

参考文献:

- [1] HANNAN M A, AZIDIN F A, MOHAMED A. Hybrid electric vehicles and their challenges: a review [J]. Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2014, 29: 135-150.
- [2] CHAN C C, BOUSCAYROL A, CHEN Keyu. Electric, hybrid, and fuel-cell vehicles: architectures and modeling [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2010, 59(2): 589-598.
- [3] EMADI A, LEE Y J, RAJASHEKARA K. Power electronics and motor drives in electric, hybrid electric, and plug-in hybrid electric vehicles [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(6): 2237-2245.
- [4] YANG Yinye, ARSHAD-ALI K, ROELEVELD J, et al. State-of-the-art electrified powertrains-hybrid, plug-in, and electric vehicles [J]. International Journal of Powertrains, 2016, 5(1): 1-29.
- [5] DU Wei, ZHAO Shengdun, JIN Liying, et al. Optimization design and performance comparison of different powertrains of electric vehicles [J]. Mechanism and Machine Theory, 2021, 156: 104143.
- [6] PEI Huanxin, HU Xiaosong, YANG Yalian, et al. Designing multi-mode power split hybrid electric vehicles using the hierarchical topological graph theory [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2020, 69(7): 7159-7171.
- [7] LI Zhenhe, KHAJEPOUR A, SONG Jinchun. A comprehensive review of the key technologies for pure electric vehicles [J]. Energy, 2019, 182: 824-839.
- [8] HU Minghui, ZENG Jianfeng, XU Shaozhi, et al. Ef-

- efficiency study of a dual-motor coupling EV powertrain [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2015, 64(6): 2252-2260.
- [9] ZHAI Li, HUANG Hong, KAVUMA S. Investigation on a power coupling steering system for dual-motor drive tracked vehicles based on speed control [J]. Energies, 2017, 10(8): 1118.
- [10] SONG C, HWANG J, KUM D. Efficient design space exploration of multi-mode, two-planetary-gear, power-split hybrid electric powertrains via virtual levers [J]. IEEE Transactions on Intelligent Transportation Systems, 2022, 23(4): 3498-3509.
- [11] WANG Zhenzhen, ZHOU Jun, RIZZONI G. A review of architectures and control strategies of dual-motor coupling powertrain systems for battery electric vehicles [J]. Renewable and Sustainable Energy Reviews, 2022, 162: 112455.
- [12] FENG Zhiyan, JIANG Fei, CAO Miao, et al. Multi-objective optimization and performance comparison of different driving configurations of in-wheel motors [J]. IEEE Access, 2023, 11: 53144-53154.
- [13] NGUYEN C T, WALKER P D, ZHANG Nong. Shifting strategy and energy management of a two-motor drive powertrain for extended-range electric buses [J]. Mechanism and Machine Theory, 2020, 153: 103966.
- [14] 王亚兵. 稀土永磁电机与异步电机节能效果对比 [J]. 电机技术, 2014(5): 52-53.
- WANG Yabing. Comparison of energy-saving effects between the rare earth PM and asynchronous motor [J]. Electrical Machinery Technology, 2014(5): 52-53.
- [15] 张效良. 钕铁硼永磁在异步起动同步电动机中耐热分析 [J]. 电机技术, 1993(4): 38-39.
- ZHANG Xiaoliang. Analysis of heat resistance of Chin-iron boron permanent magnet in asynchronous start synchronous motor [J]. Electrical Machinery Technology, 1993(4): 38-39.
- [16] DE SANTIAGO J, BERNHOFF H, EKERGÅRD B, et al. Electrical motor drivelines in commercial all-electric vehicles: a review [J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2012, 61(2): 475-484.
- [17] CAI Shun, KIRTLEY J L, LEE C H T. Critical review of direct-drive electrical machine systems for electric and hybrid electric vehicles [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2022, 37(4): 2657-2668.
- [18] WU S T, CHIU Y W. Implementation of a bidirectional 400-800 V wireless EV charging system [J]. IEEE Access, 2024, 12: 26667-26682.
- [19] VRACAR D D. Quasi-resonant flyback converter as auxiliary power-supply of an 800 V inductive-charging system for electric vehicles [J]. IEEE Access, 2022, 10: 109609-109625.
- [20] LATIF T, HUSAIN I. Design and analysis of an induction motor for an enhanced constant power region with electronic pole changing [C]//2021 IEEE International Electric Machines & Drives Conference. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2021: 1-6.
- [21] LIBBOS E, KU B, AGRAWAL S, et al. Loss minimization and maximum torque-per-ampere operation for variable-pole induction machines [J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2020, 6(3): 1051-1064.
- [22] CHSVSP K, SONTI V, JAIN S. 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.
- [23] CHSVSP K, SONTI V, JAIN S. Pole-phase modulated open-end winding induction motor drive with gradual pole changing technique for EV application [C]//2022 Second International Conference on Power, Control and Computing Technologies. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2022: 1-5.
- [24] UMANS S D. 电机学 [M]. 7 版. 北京: 电子工业出版社, 2013.
- [25] 唐任远. 现代永磁电机: 理论与设计 [M]. 北京: 机械工业出版社, 1997.
- [26] CAO Yangfeng, ZHAO Shengdun. Control and design of pole-changing motor driver [C]//2023 IEEE 9th International Conference on Cloud Computing and Intelligent Systems. Piscataway, NJ, USA: IEEE, 2023: 335-340.
- [27] TOUSIZADEH M, CHE Hangseng, SELVARAJ J, et al. Fault-tolerant field-oriented control of three-phase induction motor based on unified feedforward method [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(8): 7172-7183.
- [28] 黎亚元, 唐浦华, 宋昌林. 直接转矩控制中一种磁链估计新方法 [J]. 中国电机工程学报, 2000, 20(5): 22-24.
- LI Yayuan, TANG Puhua, SONG Changlin. A new flux estimation method of the direct torque control [J]. Proceedings of the CSEE, 2000, 20(5): 22-24.
- [29] 余秋实. 异步电机 SVPWM 的矢量控制系统研究 [D]. 重庆: 重庆大学, 2010.

(编辑 赵炜)