

航空电励磁双凸极电动机角度优化控制策略

陈 晨 王慧贞 张海波 赵 耀

(南京航空航天大学自动化学院, 南京, 210016)

摘要:电励磁双凸极电机的传统标准角控制方法,在换相时容易产生负转矩,存在转矩脉动大的缺点;三状态提前角度控制方法,解决了电机在高速工作时的转矩小的不足,但也增大了转矩脉动。通过分析两种控制方法的优缺点,结合传统电机成熟的控制方法,提出了一种应用于电励磁双凸极电机的六状态优化提前角度控制策略,并推导出该控制策略下的最优提前角度。通过仿真和实验验证,该优化策略可以有效减小转矩脉动,并增加电机的转矩,提高了该电机的起动的性能。

关键词:电励磁双凸极电机;标准角;最优提前角;转矩脉动

中图分类号: TM46 **文献标志码:** A **文章编号:** 1005-2615(2014)01-0051-08

Optimized Angle Control Strategy for Aviation Doubly Salient Electro-Magnetic Motor

Chen Chen, Wang Huizhen, Zhang Haibo, Zhao Yao

(College of Automation Engineering, Nanjing University of Aeronautics & Astronautics, Nanjing, 210016, China)

Abstract: In the traditional standard angle control method, negative torque and large torque ripple exist constantly in the commutation time for doubly salient electro-magnetic motor. The torque is increased by the advance angle control method at high speed, however, the torque ripple is also increased. An optimized advance angle control strategy is proposed through the analysis of the merits and shortcomings of the two control methods, and the traditional motor's mature control method. Then the optimal advance angle of control strategy is deduced. Simulation and experimental results show that the new strategy can reduce the torque ripple, increase the torque and improve the starting performance of the motor.

Key words: doubly salient electro-magnetic motor; standard angle; optimal advance angle; torque ripple

1998年,南京航空航天大学航空电源科技重点实验室提出了一种以电励磁绕组为励磁源的双凸极电机-电励磁双凸极电机(Doubly salient electro-magnetic motor, DSEM),因其具有结构简单可靠、励磁可调、电流/转矩密度大、可故障灭磁等优点,特别适用于直流起动发电的场合,在航空航天等高可靠性要求领域已有一定的应用,同时在风力发电、传动设备、车载船舶等领域也有着广阔的应用前景。与开关磁阻电机、永磁双凸极电机等磁阻类电机相似,DSEM在电动运行时存在转矩脉

动,从而引起起动时发动机的振动、噪声、转速波动等问题,所以需优化控制策略,在不减小输出转矩大小的同时,减小转矩脉动,优化机械特性,降低对起动电源的要求,对拓宽DSEM的应用领域意义深远。

传统的标准角度控制策略较好地控制了DSEM的电动运行,但是随着电机转速的上升,在额定输入电压情况下,相电流有效值在其工作区间内急剧减小,导致电机高速时出力不足,针对这种情况,国内外学者提出了很多优化策略。文献[1]

提出了 DSEM 的提前角度的控制方法,通过基于转速变化的提前角度控制,提高了电机高速运行时的转矩,但未考虑该控制方式引入了更大的转矩脉动。文献[2]从电机结构上进行优化,采用双定子结构,降低了电机转矩脉动,但双定转子结构,增加了电机本身及功率变换器的成本及控制复杂性。文献[3]对转矩脉动的机理进行了深入分析,提出了转矩内环和新型转矩分配两种控制策略,以抑制换相转矩脉动,但转矩内环控制方式未考虑会引起电流畸变对系统的影响,转矩分配控制加大了电机的损耗。文献[4]通过采用半桥变换器电路,通过对主功率电路中分裂电容充放电平衡情况进行研究,提出了基于半桥变换器的角度优化控制策略,有效地减小了转矩脉动,但分裂电容的引入,增大了系统的体积、充放电平衡的准确控制,增加了控制的复杂性。文献[5]提出了用遗传算法优化导通角的方法来抑制脉动,转矩波形得到改善,但是实现的方法较为复杂。文献[6]提出了一种利用改进的 PWM 电流控制技术来减小转矩脉动的方法,这种方法能够有效减小转矩的脉动值,但是在一些场合里,需要对电机的电感模型进行更为准确的建模,并且该方法仅适合在低速情况运行。

本文在分析了电机电动工作机理基础上^[7-10],简单介绍了传统的标准角及三状态提前角两种控制策略,并分析这两种控制策略下存在的不足。为提高电机输出转矩,较小转矩脉动,优化机械特性,结合 DSEM 实际反电势波形,提出了一种标准三相六状态提前角的控制策略。基于电机线电势分区间深入研究并结合 Ansoft 仿真分析,最后得出最优角度的六状态控制策略,该策略在提高电机输出转矩的同时,也大大减小了电机的转矩脉动。

1 3种控制策略

1.1 双凸极电机工作原理

图 1 为三相 DSEM 的自感、互感(电枢绕组与励磁绕组之间的互感)及相反电势随位置变化的示意图。由于双凸极电机的结构特点,电感及电势变化曲线可分为 3 段,分别为电感上升区,反电势为正;电感下降区,反电势为负;电感不变区,反电势为 0。设反电势幅值为 E_0 。

DSEM 输出转矩公式为

$$T_{pf} = \frac{1}{2} i_p^2 \frac{\partial L_{pp}}{\partial \theta} + i_p i_f \frac{\partial L_{pf}}{\partial \theta} = T_r + T_m \quad (1)$$

式中: $p = A, B, C$; $pf = Af, Bf, Cf$; i_p 为电枢绕组电流; i_f 为励磁绕组电流; L_{pp} 为电枢绕组自感;

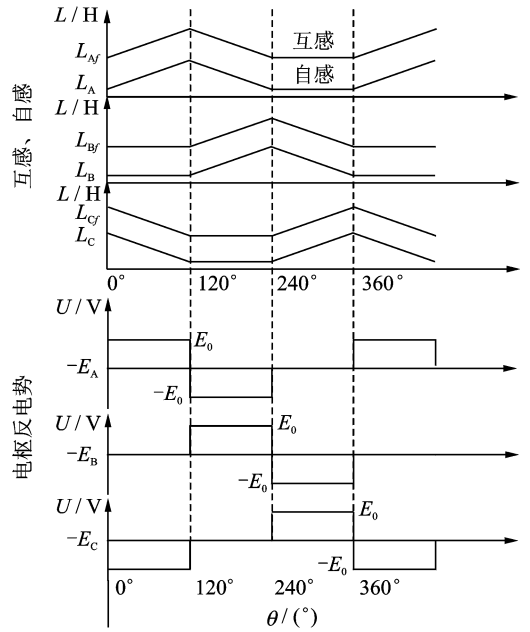


图 1 互感及反电势变化规律

Fig. 1 Variation of mutual inductance and back electromotive force(EMF)

L_{pf} 为电枢绕组与励磁绕组互感; T_r 为磁阻转矩; T_m 为励磁转矩; θ 为转子转过的电角度。

由式(1)得,要使励磁转矩始终为正,则需在互感上升区通正电流,互感下降区通负电流,互感不变区不通电流。在此控制规律下,由于电机本身结构的对称性,磁阻转矩在一个电周期的平均为零,即 DSEM 的转矩取决于电枢电流、励磁电流及互感随位置的变化率。其中:励磁电流由电机的饱和程度而定,在起动过程中通常为一定值;互感的变化率在电机设计时,也为一定值。因此,控制电机转矩的本质是对电枢电流矢量进行控制。

1.2 传统标准角度电动控制策略

图 2 为 DSEM 起动控制系统图。三相电励磁双凸极电机主功率电路采用三相桥式变换器,通过霍尔位置传感器辨识电机转子位置换相逻辑,数字控制芯片 DSP 根据捕获到的位置信号,经逻辑判断,得到 6 个功率管的开关状态,实现起动控制。

DSEM 是非线性、强耦合和高饱和磁密的电机,要使其在宽转速范围内都工作在最佳转矩状态,需要在不同转速阶段采用不同控制策略。在低转速阶段,大多采用标准角度控制,如图 3(a)所示,导通区间内的电流上升率为(A 相为例)

$$\frac{di_A}{dt} = \frac{U_{dc} - 2E_0}{L_A + L_C} \quad (2)$$

随着电机转速上升,电机反电势线性增大,电

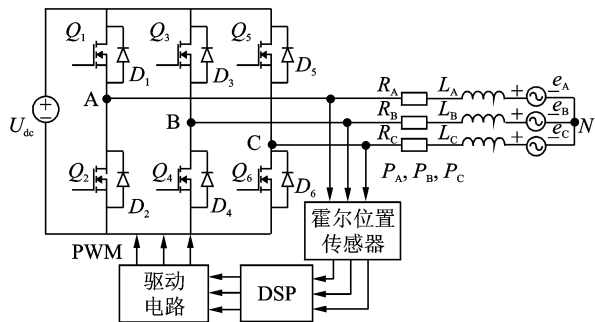


图 2 DSEM 的控制系统

Fig. 2 Control system of DSEM

流上升率下降,在有效相电势区间内的相电流平均值减小,同时采用标准角电动控制策略时,由于换相时刻电流不能突变,且存在死区时间的设置问题,在换相位置有较大的转矩缺口,这也限制了电机的输出转矩。

1.3 传统三状态提前角度电动控制策略

随着电机转速上升,采用提前角度控制,即将标准角模式下各相驱动信号相对于各相正反电势提前 α 电角度,如图 3(b)所示,提前导通区间内电流上升率为式(3)所示,通过此方法,可以增加相电流的上升率,增加电枢电流在导通周期内电流有效值,从而提高电机在高速阶段的输出转矩

$$\frac{di_A}{dt} = \frac{(L_B + L_C)U_{dc} - (L_C - L_B)E_0}{L_A L_B + L_B L_C + L_A L_C} \quad (3)$$

因此,采用双管提前角度的控制策略,解决了电机在中高速场合出力不足的弊端。

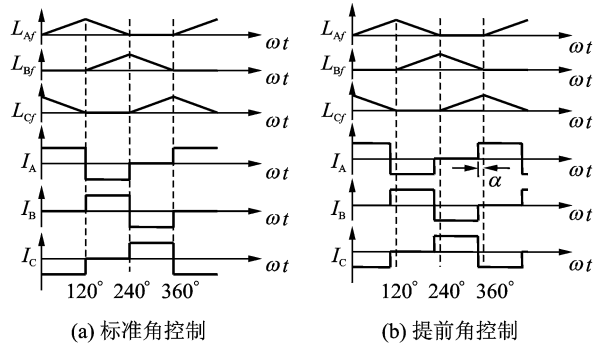


图 3 两种传统控制方式

Fig. 3 Two traditional control methods

但是采用三状态提前角度控制策略,存在控制区间的次电流环流问题。根据三状态双管提前控制策略原理,以 CB-AC 换相为例,提前导通的 AC 相在直流母线输入的驱动下工作。此时,C 相的反电势为 E_0 ,B 相的反电势为 $-E_0$,CB 两相间存在反电势差,又由于 Q_6 管的导通,因此电路中存在

环流。其示意图如图 4 所示,环流的回路为 $B \rightarrow C \rightarrow Q_6 \rightarrow D_4$;对于 BC 相,续流电流 i' 对于其反电势均为非关联方向,即两者都发出功率,对于电机电动运行工作,续流的存在会降低电机的输出转矩,大大增加了转矩脉动的同时也影响了电机的出力。

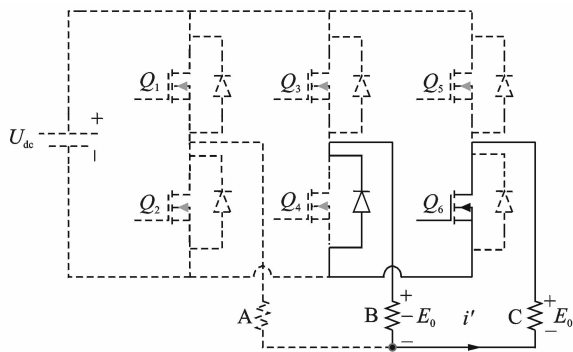


图 4 提前角度区间内环流示意图

Fig. 4 Schematic of circulation within advance angle range

1.4 标准六状态控制策略

为解决前述的标准角度及双管提前角度控制策略下导致的电机转矩较小和换相扇区内转矩脉动大的问题,结合传统电机三相六状态和提前角度的控制思路,可得到一种基于 DSEM 特点的新型控制方式,即采用单管提前三相六状态的控制策略,如图 5 所示。其具体控制方式为:提前导通上管,提前角度为 β ,下管标准角开通,每个开关管导通 120° 电角度,一个电周期内,共有 6 种工作状态。

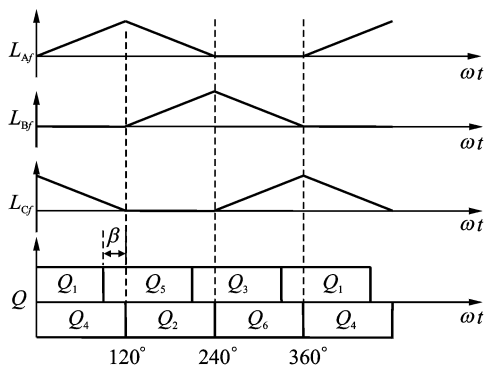


图 5 六状态控制方式驱动逻辑图

Fig. 5 Logic diagram of six-state advance angle control

六状态提前角(上管提前)的电流波形与三状态的电流波形不同。三状态的电流波形为“正—负—零”三段式的波形,而六状态提前角的电流波形为“正—零—负—零”四段式的波形,如图 6 所示。以 A 相为例分析,则 A 相上管关闭、下管没有开通之前,相电流通过二极管续流,电流迅速下降,

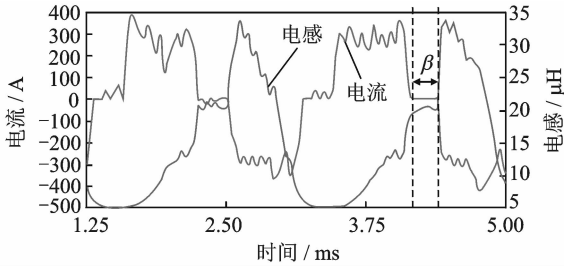


图6 六状态提前角的电流和电感 Ansoft 仿真波形 ($\beta=60^\circ, I_f=20\text{ A}, \omega=4\ 000\text{ r/min}$)

Fig. 6 Ansoft simulation waveforms of current and inductance in six-state advance angle control ($\beta=60^\circ, I_f=20\text{ A}, \omega=4\ 000\text{ r/min}$)

出现三状态没有的电流为零的状态,即一段电流平台。此平台与上管的提前角度 β 有关, β 越大,平台区域越大。

在平台区域内,由于电流为零,因而 A 相的转矩也为零,对于输出总转矩以及转矩脉动来说有着不利的影响。因而,提前角度不能选得过大。

图 6 为转速在 $\omega=4\ 000\text{ r/min}$,励磁电流 $I_f=20\text{ A}$,上管提前角度为 60° 时的六状态提前角的电流和电感 Ansoft 仿真波形。从图中可以发现,当提前角过大时,出现的电流平台过大,为了实现最大出力,提前角度应该小于 60° 。

由图 1 中所示的反电势示意图可以看出,提前角六状态的控制方法的核心为:在反电势为 0 V 的区间,提前导通上管,增加电流上升率。同时,下管标准角开通,不会出现在电感上升区通负电流的情况,防止了转矩脉动的增加。

电励磁双凸极电机由于其两相电势交点的正负工作区间均近似为 120° 电角度,而正负电势交点的相位差近似 60° 电角度(如图 7 所示的仿真条件为励磁电流 $I_f=20\text{ A}$,转速 $\omega=4\ 000\text{ r/min}$,斩波幅值为 400 A),因此基于该特点并最大限度地利用电机反电势,可得出标准的三相六状态的控制策略。该标准六状态的控制策略,相比于正常的三状态标准角控制方式,多了上管提前 60° 的 3 个工作状态。对新增的 3 个工作状态进行研究。以 CB 相为例,当 C 相反电势为 E_0 ,B 相反电势为 $-E_0$ 时,开通 Q_5 和 Q_4 管,此时 C 相流过正电流,B 相流过负电流,两相均产生正转矩。六状态的实现方法即是在此区间内,提前 60° 关断 Q_5 管,提前 60° 开通 Q_1 管使 A 相工作,主电路由 CB 相工作模式转换为 AB 相工作,提前工作的 AB 相区间内有一个电流回路: $U_{dc} + \rightarrow Q_1 \rightarrow A \rightarrow B \rightarrow Q_4 \rightarrow U_{dc} -$ 。当

电流达到斩波限时, Q_1 管关断,电流通过 Q_2 管的体二极管续流,其电流流向如图 8 所示。

此回路的电路模态方程为

$$\begin{cases} U_{dc} = E_A - E_B + L_A \frac{di_A}{dt} - L_B \frac{di_B}{dt} \\ i_A = -i_B \end{cases} \quad (4)$$

导通区间内的电流上升率为

$$\frac{di_A}{dt} = \frac{U_{dc} - E_0}{L_A + L_B} \quad (5)$$

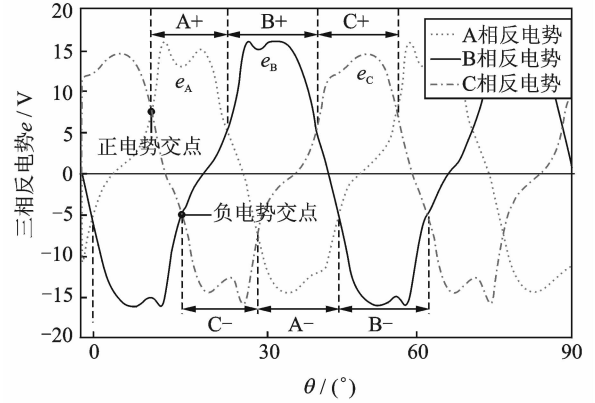


图7 反电势六状态分区示意图 ($I_f=20\text{ A}, \omega=4\ 000\text{ r/min}$)

Fig. 7 EMF district schematic in six-state control

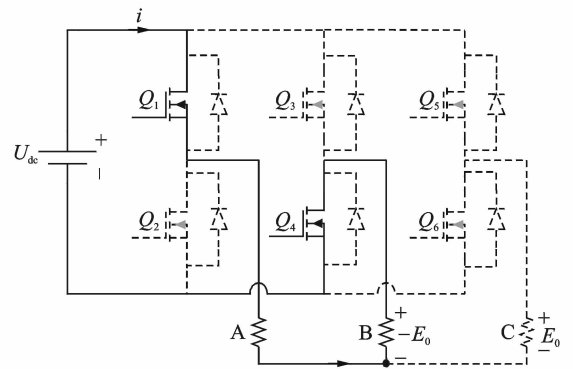


图8 六状态提前角工作区间(CB-AB)状态示意图

Fig. 8 Schematic of workspace in six-state advance angle control (CB-AB)

对比式(2,3)及式(5),单提前上管的控制方式,其导通相电流上升率高于标准角控制,但低于双管提前的方式。由于电机的输出转矩取决于有效电势区间内的相电流值,且提前角可调,可通过选择合适的提前角,且由图 8 可知,在上管提前导通的工作区间内,不存在图 4 中的因相电势差而引起的电流环流问题,及桥臂的下开关管电流应力大的缺陷。因此,可以实现单提前上管方式下的最佳转矩。此外,单管提前的控制方法,将一个电周期

内 3 次换相变为 6 次换相,使转矩的波动变化得到了平均,可以减小转矩脉动。每次换相由 4 个开关管的开关变为两个开关管的开关,在实际应用中,不存在桥臂上下管直通的问题,即可以不设置死区时间,有利于转矩脉动的减小。

六状态的控制方式,即是在标准角的工作模式下,将上管提前 60° 的控制策略,可以将其定义为单管提前角控制策略。三状态提前角方式,其是将上下管均提前,可以将其定义为双管提前的控制策略。在分析三状态提前角的最佳提前角时,是通过实验测试得到不同提前角度下的电机输出特性,从而得出不同转速下的双管最佳提前角度值。所以,在研究六状态最优提前角时,也应该通过分析比较上管不同提前角度下的电机输出特性,借助仿真及实验,得出六状态提前角控制的单管提前角度值。

2 提前角度控制策略转矩仿真及六状态最优提前角度

2.1 提前角度控制策略下转矩数据仿真

结合实际 12/8 电励磁双凸极电机模型,通过有限元仿真建模,验证六状态控制方式对电机转矩大小和转矩脉动的影响。根据实验样机模型,建立一台电励磁双凸极电机有限元模型,参数如表 1 所示。以下仿真都是以此参数作为仿真条件。

表 1 电机参数

Tab.1 Motor parameters

参数	数值
极数(定/转)	12/8
设定转速/($r \cdot \min^{-1}$)	4 000
额定电压/V	48
励磁电流/A	20
电流斩波限/A	400
额定功率/kW	18
定、转子硅钢片材料	1J22

图 9 所示为仿真得到的六状态提前角度控制策略和三状态双管提前控制策略下的输出转矩对比曲线(提前角度为 0° 时即为标准角度控制方式下的转矩值)。由图中可以看出,两种控制方式下,合理的提前角度都可以提高电机的转矩;单管控制方式下的输出转矩值大于双管提前方式下的转矩值,证明了提前角六状态控制方式的优势。

图 10 为两种控制方式下的转矩脉动特征数(表征大小关系,量纲一)的比较图。从图中可以看出,提前单管方式的转矩脉动值要小于提前双管的控制方式,说明了优化的提前角控制方式可以减小

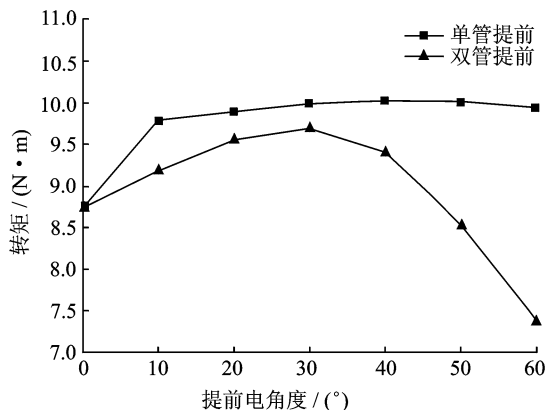


图 9 两种提前角控制转矩比较

Fig. 9 Comparison of torques in two different kinds of advance angle control

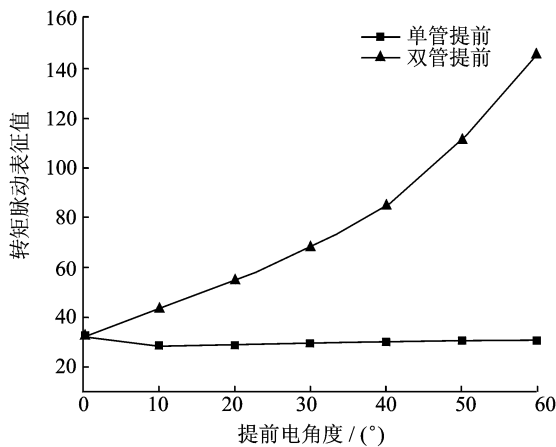


图 10 两种提前角控制转矩脉动比较

Fig. 10 Comparison of torque ripples in two different kinds of advance angle control

转动脉动量。

结合图 9 可以看出,六状态提前角控制策略下,上管最佳的提前角度值并非 60° ,而是 40° 左右。分析其原因,需结合电机反电势进行分析,当反电势有效值区间最大时,反电势利用率最高,可实现电机的最大出力。

2.2 六状态最优提前角度

由于双凸极电机反电势的不对称性,采用标准六状态 60° 换相的控制方式,并不能得到最优的结果。通过详细分析图 7 中的各相反电势(零度定义为负电势的交点),可以得出最佳的角度控制值。比较 A+C- 区间,其上下管的角度差 θ_1 约为 43° ; 比较 B+A- 区间,其上下管的角度差 θ_2 约为 42° ; 比较 C+B- 区间,其上下管的角度差 θ_3 约为 36° ; 折中三者平均值 $\theta = (\theta_1 + \theta_2 + \theta_3) / 3 = 40.3^\circ$ 。按此

理论分析,如果将标准六状态角度错位 40° ,可得反电势有效值工作在最大区间,即可最大程度地利用电机反电势,理论上可实现电机的最大力矩电动控制,即得出最佳六状态控制策略。

图 11,12 为电机转速分别为 1 000,2 000 和 3 000 r/min 下,不同提前角度的输出转矩值及转矩脉动值的变化曲线。由图 11 可以看出,在 1 000 ~ 3 000 r/min 的转速变化范围内的最大出力点,对应的最优提前角度为 $30^\circ \sim 40^\circ$,同时图 12 中的转矩脉动在该角度范围内也最小。因此,六状态提前角控制方式,在不同转速变化范围内,可采用统一的提前角度值,均可实现最佳六状态提前角控制,该提前角度值也可通过大量实验得到。

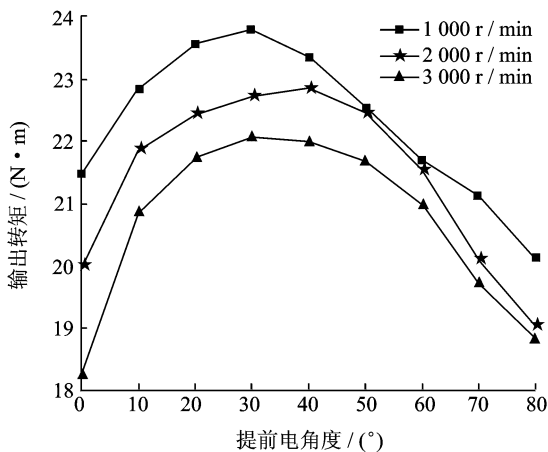


图 11 提前角六状态输出转矩比较

Fig. 11 Comparison of output torques in six-state advance angle control

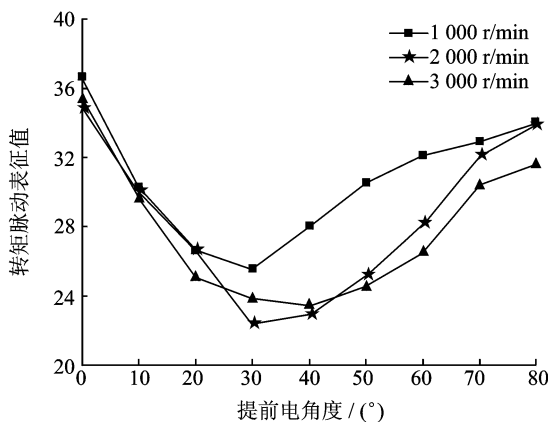


图 12 提前角度六状态转矩脉动比较

Fig. 12 Comparison of torque ripples in six-state advance angle control

为得出最佳六状态控制策略,文中对上下管错开 $30^\circ, 35^\circ, 40^\circ$ 以及标准六状态 4 种状态进行仿真

分析。由图 13,14 可知,上下管错开 35° (上管提前 40° ,下管提前 5° 导通)时电机的外特性曲线最优,出力最大,且在此角度控制策略下的转矩脉动明显小于其他角度的控制策略。

分析原因可知,六状态控制策略采用最大程度地利用电机反电势的特点控制转子换相逻辑,当电机转速较高时,电枢电流上升率较小。因此,在高速时借鉴三状态提前角度控制思想,采用六状态控制策略时开关管双管都有一定的角度提前,即提前导通上管的同时,下管也提前导通,这样即可加快电枢电流的上升率,增加其在相应导通周期内的有效值。

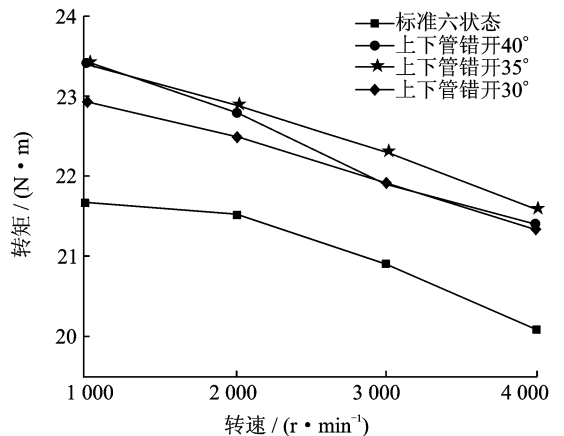


图 13 不同错开角度的六状态控制输出转矩比较图

Fig. 13 Comparison of output torques with different stagger angles in six-state control

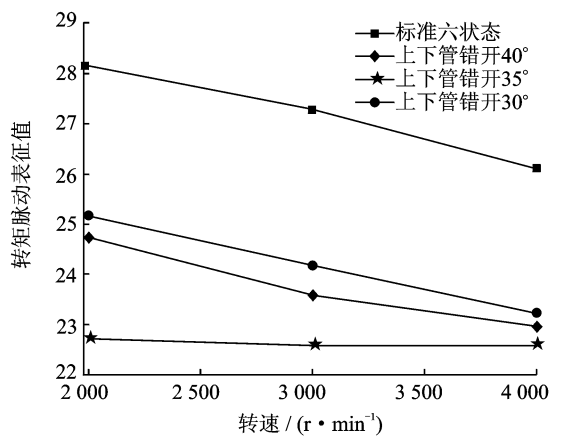


图 14 不同错开角度的六状态控制输出转矩脉动比较图

Fig. 14 Comparison of torque ripples with different stagger angles in six-state control

3 实验结果分析

本文基于一套以 TI 公司的 DSP 数字控制芯

片 TMS320F2407 为控制核心的电励磁双凸极电动机实验平台进行实验验证,分别在标准角、提前双管及提前单管 3 种控制方式下,进行电机外特性测试比较实验。实验的直流母线电压为 48 V,励磁电流为 20 A。采用固定频率单斩上管的控制方式,电流斩波限为 400 A。

图 15 为提前单管控制方式下,负载 $5 \text{ N} \cdot \text{m}$,转速 $4\ 688 \text{ r/min}$ 时的驱动及电流波形。从图中可以看出, Q_1 管提前 60° 导通,在提前导通区间内,A 相电流上升率较大。

图 16 为 3 种控制方式下电机的机械特性实验对比曲线。从图中可以看出,标准六状态控制方式的电机外特性优于三状态提前角控制方式,优于三状态标准角的控制方式,与仿真结果相同。

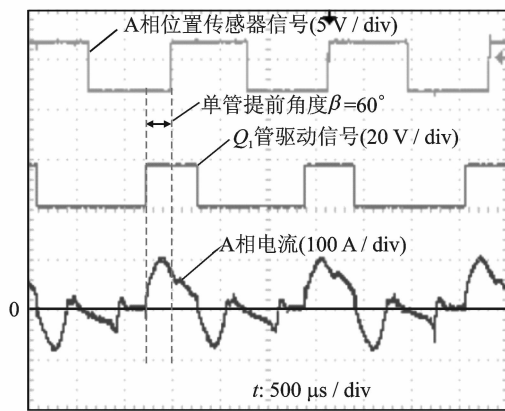


图 15 六状态提前上管驱动波形

Fig. 15 V_p -tube drive waveforms in six-state advance angle control

4 结束语

在实际系统中,为实现电机的最佳出力工作,采用低转速时标准角控制策略、中高转速时三状态提前角的控制方式。为进一步提高电机高速时的出力,优化机械特性,本文着重研究了六状态提前角的控制策略,并针对标准角度控制、三状态双管提前角度控制以及六状态提前角度控制 3 种策略,进行了模态分析和数学推导,并通过 ANSOFT 有限元仿真得出各控制方式下输出转矩及转矩脉动的对比情况,得出了高速时采用六状态控制代替三状态提前角的优化方案。该六状态提前角度控制策略是结合传统的提前角及直流无刷电机的六状态两种控制方式的基础上,应用的一种新的角度优化控制方式,其主要由如下两种优点:(1)优化了电机运行时的外特性,提高了电机在额定输入电

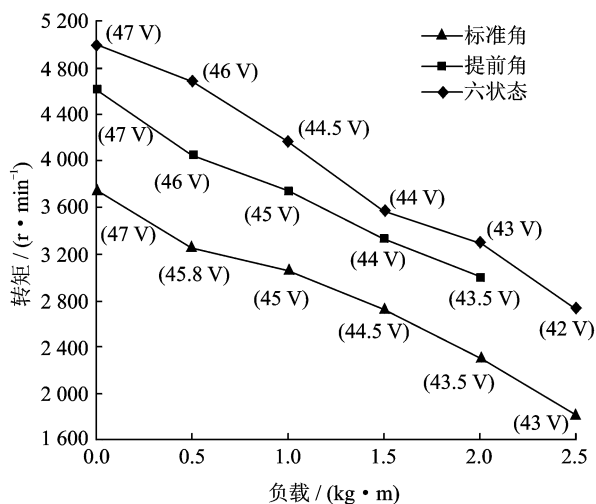


图 16 3 种控制方式的机械特性比较(曲线上电压为母线电容电压)

Fig. 16 Comparison of mechanical properties by three control methods (voltage upside is bus capacitor voltage)

压、额定斩波电流下的最高转速;(2)减小了转矩脉动,解决了原提前角控制,随提前角度增加,转矩脉动增加的缺点。最后实验结果验证了该控制策略的优越性。

其次,本文通过对电机反电势分区的深入研究分析,结合仿真结果,得出最佳六状态的控制策略,即上管提前 40° ,下管提前 5° 的方案,其相对于标准六状态控制策略出力进一步增大,转矩脉动进一步减少,且电机运行过程中各开关管提前角度固定不变,可靠性大大提高。

参考文献:

- [1] 戴卫力,王慧贞,严仰光. 电励磁双凸极电机的提前角度控制[J]. 中国电机工程学报,2007,27(27): 88-93. Dai Weili, Wang Huizhen, Yan Yanguang. Advanced angle control mode for electro-magnetic doubly salient machine[J]. Proceedings of the CSEE, 2007,27(27):88-93.
- [2] 官文锋,陈志辉,陈明,等. 双定子电励磁双凸极电机的起动控制[J]. 中国电机工程学报,2010,30(24): 88-94. Guan Wenfeng, Chen Zhihui, Chen Ming, et al. Advanced starting control of double stator field-winding doubly salient motor[J]. Proceedings of the CSEE, 2010,30(24):88-94.
- [3] 张乐,周波,张永帅,等. 电励磁双凸极电机转矩脉动分析与抑制[J]. 中国电机工程学报,2010,30(3):83-89. Zhang Lei, Zhou Bo, Zhang Yongshuai, et al. Analysis

- and suppression for doubly salient motor torque ripple [J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(3): 83-89.
- [4] 李国生, 周波, 魏佳丹, 等. 基于半桥变换器的电励磁双凸极电机角度优化控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(27): 102-108.
- Li Guosheng, Zhou Bo, Wei Jiadan, et al. Angle optimal control strategy for electro-magnetic doubly salient machine based on half-bridge converter[J]. Proceedings of the CSEE, 2011, 31(27): 102-108.
- [5] Chau K T, Sun Q, Fan Y, et al. Torque ripple minimization of doubly salient permanent-magnet motors [J]. Energy Conversion, IEEE Transactions on, 2005, 20(2): 352-358.
- [6] Husain I, Ehsani M. Torque ripple minimization in switched reluctance motor drives by PWM current control[J]. Power Electronics, IEEE Transactions on, 1996, 11(1): 83-88.
- [7] 周波, 相蓉, 王川云, 等. 电磁式双凸极电机电磁特性的理论分析[J]. 航空学报, 2003, 22(4): 355-359.
- Zhou Bo, Xiang Rong, Wang Chuanyun, et al. Theoretical analysis of electromagnetic properties for electro-magnetic doubly salient machine [J]. Acta Aeronautica et Astronautica Sinica, 2003, 22(4): 355-359.
- [8] 王莉, 孟小利, 曹小庆, 等. 电励磁双凸极发电机的非线性模型[J]. 中国电机工程学报, 2005, 25(10): 137-143.
- Wang Li, Meng Xiaoli, Cao Xiaoqing, et al. Nonlinear model for electro-magnetic doubly salient machine [J]. Proceedings of the CSEE, 2005, 25(10): 137-143.
- [9] 孟小利, 王莉, 严仰光. 一种新型电励磁双凸极无刷直流发电机[J]. 电工技术学报, 2005, 20(11): 10-15.
- Meng Xiaoli, Wang Li, Yan Yangguang. Novel field-winding doubly salient brushless DC generator [J]. Transaction of China Electrotechnical Society, 2005, 20(11): 10-15.
- [10] Chen Z, Zhou N. Flux regulation ability of a hybrid excitation doubly salient machine [J]. IET Electric Power Applications, 2011, 5(2): 224-229.

