

基于电流斜率的开关磁阻电机转矩脉动研究

李孟秋[†], 王文兵, 李波, 蔡辉, 沈仕其
(湖南大学 电气与信息工程学院, 湖南 长沙 410082)

摘要:针对开关磁阻电机中低速运行时存在转矩脉动较大的问题,提出了一种固定开关频率的电流预测控制策略,以提高电流动态跟踪能力,实现电机恒转速控制.根据电磁关系估算当前控制周期内绕组施加正压、负压和零压时电流斜率,预测当前周期电压占空比,实现对绕组电流的精确控制.仿真与实验结果验证该电流预测控制策略的可行性,表明该方法具有较快的动态响应性能,在低速情况下能很好跟踪参考电流,较好地抑制了电机的转矩脉动和电磁噪声.

关键词:开关磁阻电机;电流预测控制;电流斜率法;转矩脉动

中图分类号:TM352

文献标志码:A

Research on Torque Ripple of Switched Reluctance Motor Based on Current Slope

LI Mengqiu[†], WANG Wenbing, LI Bo, CAI Hui, SHEN Shiqi
(College of Electrical and Information Engineering, Hunan University, Changsha 410082, China)

Abstract: Aiming at the problem of large torque ripple in low speed operation of switched reluctance motor, this paper presented a current predictive control strategy of fixed switching frequency to improve the current dynamic tracking ability and to realize the constant speed control of the motor. According to the electromagnetic relationship, the current slope of positive current, negative voltage and zero voltage in the current control cycle is estimated, and the duty cycle of the current cycle is predicted, so that the winding current can be precisely controlled. The simulation and experimental results verify the feasibility of the current predictive control strategy. It shows that the proposed method has a fast dynamic response and can track the reference current very well at low speed, which can restrain the torque ripple and electromagnetic noise.

Key words: switched reluctance motor; current predictive control; current slope method; torque ripple

开关磁阻电机 (Switched Reluctance Motor, SRM) 具有结构简单坚固、控制灵活、起动转矩大等

优点, 现已在电动汽车、航空工业、家用电器等领域得到应用^[1-3]. 然而, 开关磁阻电机双凸极的定转子

* 收稿日期: 2018-05-31

基金项目: 国家自然科学基金资助项目(51577052), National Natural Science Foundation of China(51577052)

作者简介: 李孟秋(1968—), 男, 湖南益阳人, 湖南大学副教授

[†] 通讯联系人, E-mail: limengqiu@126.com

结构导致其在运行中存在转矩脉动及振动噪声等问题.此外,非线性电感以及脉冲工作方式的相电流导致难以建立 SRM 精确数学模型,难以实现对电机电流的高性能控制.

针对开关磁阻电机在中低速运行中转矩脉动较大的问题,国内外学者进行了大量的研究,其中一种重要途径就是控制绕组电流,研究设计高性能电流控制器.常见电流控制方法有滞环控制^[4-8]、PI 控制器^[9-10]、智能控制器^[11].电流滞环控制需要较高的开关频率;传统 PI 控制器动态响应较差,难以实现快速电流控制,且难以设计出一个适应所有电机运行状况的 PI 参数.针对这些策略存在的问题,研究者们提出了一些改进的电流控制方案,文献[12]将参数自适应 PI 控制器与 PWM 结合向电机绕组提供合适的电压实现电流跟踪,但电流叠加区电流跟踪能力有限;文献[13]提出了一种精确电流预测的 PWM 方案,参考电压通过估计磁链曲线获取,但该策略需要在电流启动、平缓和重叠区采取不同的策略.文献[14]为了消除开关频率不固定造成的电磁干扰问题,设计了一种固定开关频率的无差拍电流预测控制器,利用电感模型算出参考电压的 PWM 占空比,但需要利用电机本体参数仿真出磁链曲线.为此,文献[15]基于递归线性平方估计不同电机的电感模型,利用模型预测控制(MPC)策略实现电流预测控制,但模型预测控制高度依赖高精度数学模型,同时计算量大,因此难以广泛应用.考虑到电机在换相区在同一时刻有多相导通,存在相间互感问题,文献[11]提出了一种新型固定开关频率的积分滑模电流预测控制器,但保证系统稳定性的参数不易选取.

本文提出了一种适合于 SRM 中低速运行的电流预测方法.该方法利用已经测得的增量电感参数估算出反电动势和电流斜率,求出电压占空比,从而实现电流的准确跟踪,减小转矩脉动.该方法简单,实现容易,同时采用无差拍控制策略提高电流动态跟踪性能.

1 相电流斜率预测

假设忽略相间耦合效应和磁路非线性,开关磁阻电机的相电压平衡方程为

$$v = iR + L_{inc}(i, \theta) \frac{di}{dt} + e(i, \omega, \theta) \quad (1)$$

式中: v 为绕组电压, $v = p * U_{dc}$; p 为直流母线电压 U_{dc} 的占空比; i 为绕组相电流; R 为绕组内阻和其它

损耗等效的电阻;增量电感 $L_{inc}(i, \theta)$ 通过查找 $L_{inc}-i-\theta$ 表获取; θ 为转子机械角; ω 为转子转速.电流预测控制器需要利用 $L_{inc}-i-\theta$ 表来估计反电动势和电流斜率.增量电感不仅与位置有关,还与电流有关,本文在电机静止的条件下,采用电流斩波方式向任意一相通入电流,该相桥臂上下开关管需要同时开通或者关断,由开关管开通时电流上升的斜率与关断时电流下降的斜率差值获取增量电感^[4,16],如式(2)所示.

$$L_{inc}(\theta) = \frac{2U_{dc}}{di/dt_{on} - di/dt_{off}} \quad (2)$$

利用式(2)改变电流斩波值和电机位置,即获得电机饱和和非饱和时的增量电感表 $L_{inc}-i-\theta$,图 1 为 1.5 kW, 12/8 极开关磁阻样机的增量电感曲线图.从图中可以看出,当电流小于 15 A 时,电机处于非饱和状态,同一位置增量电感值不变.

在实际控制系统中,绕组两端所需电压的计算通常采用数字控制方式,由式(1)知,第 k 个控制周期预测所需的电压可近似离散为

$$v_k = i_k R + L_{inc}(k)(i_k, \theta_k) \frac{i_{k+1} - i_k}{T_s} + e_k(i_k, \omega_k, \theta_k) \quad (3)$$

式中: i_k 和 θ_k 分别为第 k 周期的电流和角度; i_{k+1} 为第 $k+1$ 周期的电流; T_s 为 PWM 控制周期.

从式(3)可以看出,反电动势相当于前馈作用,在饱和和非饱和的情况下补偿相电压,提高控制器的性能.由于采用无差拍预测控制策略,参考值可以在一个控制周期内达到,因此不需要特别精确的相电感模型估计反电动势^[12].文献[17]提出了利用开关磁阻电机准线性模型在线估计反电动势的控制策略,反电动势计算如下

$$e_k(i_k, \omega_k, \theta_k) \approx \begin{cases} i_k \omega_k \frac{dm_1}{d\theta} & i_k < a \\ a \omega_k \frac{dm_1}{d\theta} & i_k > a \end{cases} \quad (4)$$

式中: m_1 代表不饱和时的相电感值,该电感值仅与位置有关.由于电机非饱和时,增量电感值与相电感值近似相等,因此非饱和相电感值 m_1 可用增量电感值代替,减少数据的存储; a 代表磁非饱和时的最大电流值,从图 1 可以看出, $a = 15$ A.

联立式(3)(4),得

$$i_{k+1} = i_k + K_{slope} T_s$$

$$K_{slope} = \frac{v_k - e_k(i_k, \omega_k, \theta_k) - R i_k}{L(i_k, \theta_k)} \quad (5)$$

从式(5)可以看出,在 PWM 周期固定的前提

下,通过对基本电磁关系中反电动势的估计实现相电流预测控制.如果已知电机运行中的绕组电压、瞬时电感、反电动势和电阻,则可以估算出每个控制周期内算出绕组电流实时变化,从而实现相电流准确跟踪参考电流.当前控制周期的电流值可用初始值为 i_k ,斜率为 K_{slope} 的直线表示,绕组电压 v_k 在一个控制周期内可能取正压、负压和零压这三种情况,因此绕组电流斜率亦有三种取值.上升斜率 $l_{up(k)}$ 、下降斜率绝对值 $l_{down(k)}$ 和零压下降斜率绝对值 $l_{flow(k)}$ 分别为

$$l_{up(k)} = \frac{v_k - e_k - i_k R}{L_k} \quad (6)$$

$$l_{down(k)} = \frac{v_k + e_k + i_k R}{L_k} \quad (7)$$

$$l_{flow(k)} = \frac{e_k + i_k R}{L_k} \quad (8)$$

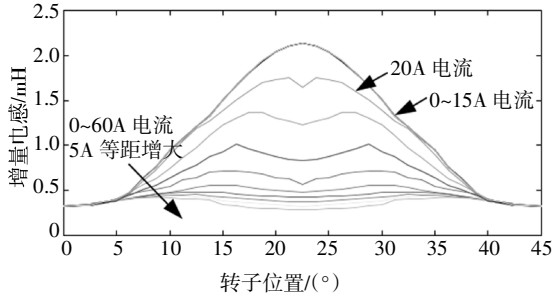


图 1 增量电感曲线

Fig.1 Incremental inductance profiles

2 基于电流斜率的电流预测控制策略

电流斜率法以电机增量电感为基础,需要通过 $L_{inc}-i-\theta$ 表查出当前周期内实际电流和位置对应的增量电感,再由式(4)求出反电动势;利用电流斜率预测相绕组所需电压.零压在保持平均转矩的同时,还能减少尖峰磁链和铁损^[8],因此采用正压+零压和负压+零压这两种方式跟踪电流.

在当前周期开始时进行电压、电流和位置采样,当实际电流小于参考电流时(如图 2),在电机绕组施加一定占空比的正压,使电流达到下个周期参考电流 $i_{ref(k+1)}$,下个周期参考电流 $i_{ref(k+1)}$ 是 TSF 在转子位置 $\theta_{est(k+1)}$ 分配的电流,其中 $\theta_{est(k+1)} = \theta_k + \omega_k T_s$,可用式子表示为

$$i_{ref(k+1)} = i_k + l_{up(k)} t_1 - l_{flow(k)} (T_s - t_1) \quad (9)$$

由于绕组施加正电压时

$$p_1 = \frac{t_1}{T_s} = \frac{v_k}{U_{dc}} \quad (10)$$

将(6)(8)(10)代入(9)得电压占空比

$$p_1 = \sqrt{\frac{L_k(i_{ref(k+1)} - i_k) + (e_k + i_k R)T_s}{U_{dc}T_s}} \quad (11)$$

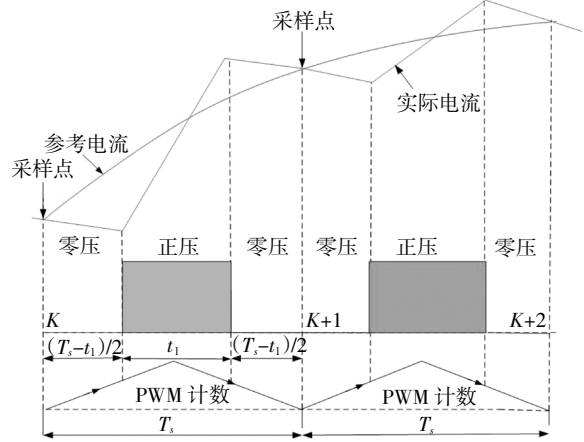


图 2 正压和零压控制方式

Fig.2 Positive voltage and zero voltage control measure

当实际电流大于参考电流时(如图 3),也在当前周期开始时刻对电压、电流和位置进行采样,在电机绕组施加一定占空比的负压,电流达到下个周期的参考电流 $i_{ref(k+1)}$,可用式子表示为

$$i_{ref(k+1)} = i_k - l_{down(k)} t_2 - l_{flow(k)} (T_s - t_2) \quad (12)$$

由于绕组施加负电压时

$$p_1 = \frac{t_2}{T_s} = \frac{v_k}{U_{dc}} \quad (13)$$

将(6)(8)(13)代入(12)得电压占空比

$$p_2 = \sqrt{\frac{L_k(i_k - i_{ref(k+1)}) - (e_k + i_k R)T_s}{U_{dc}T_s}} \quad (14)$$

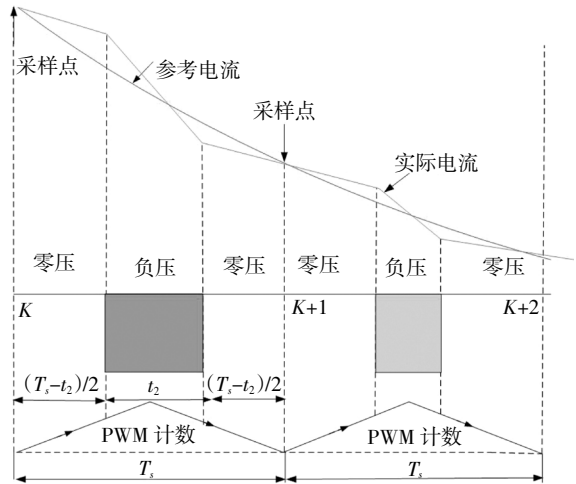


图 3 负压和零压控制方式

Fig.3 Negative voltage and zero voltage control measure

3 抑制转矩脉动系统建模与仿真

基于上述分析,搭建了如图 4 所示的双闭环控

制系统,基于电流斜率法预测绕组两端所需电压,实现对电流的准确跟踪,进一步抑制转矩脉动.转速外环采用PI控制器,电流内环采用本文所提的预测控制方法.给定速度与估计速度之差通过PI控制获得给定的参考转矩 T_{ref} , 参考转矩值 T_{ref} 通过线性转矩分配函数 TSF 分配给每一相,每相期望转矩值通过转矩-位置-电流表查出参考相电流,电流预测控制器根据参考电流驱动不对称半桥功率变换器,实现电流和转速的准确跟踪,同时减小转矩脉动.

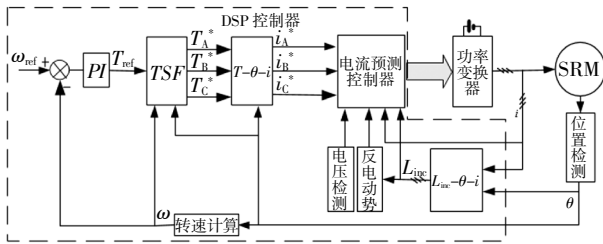


图4 系统控制框图

Fig.4 System control block diagram

电流的准确跟踪是抑制转矩脉动的重点,式(13)(14)表明,反电动势估计是电流预测的重要组成部分.为了验证反电动势估算的准确性,本文考虑饱和与非饱和两种情况下反电动势的误差,图5和图6为转速 800 r/min,电流分别为 8 A 和 25 A 时电机的电感和反电动势.图5中,电机相电流为 8 A,电机处于非饱和状态,电机导通区和非导通区电感值对称,参考反电动势和实际电动势最大误差为 0.3 V,还可从图中看出,反电动势的曲线并不是正弦波.图6中,电机相电流为 25 A,电机处于饱和状态,导通区电感值减小,参考反电动势和实际电动势最大误差为 1 V.由上述可知,电机低速运行时反电动势估计误差很小,能够有效提高电流跟踪能力.

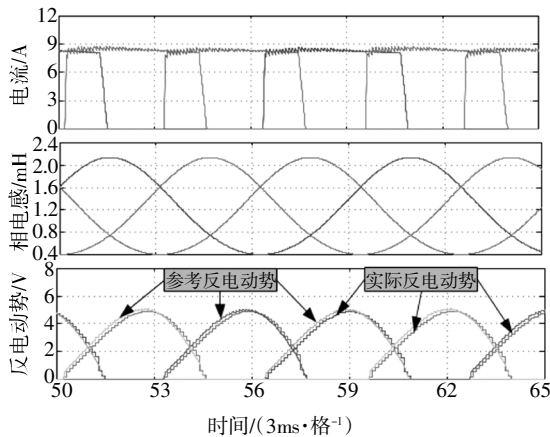


图5 非饱和电感和反电动势曲线

Fig.5 Unsaturated inductance and back EMF curve

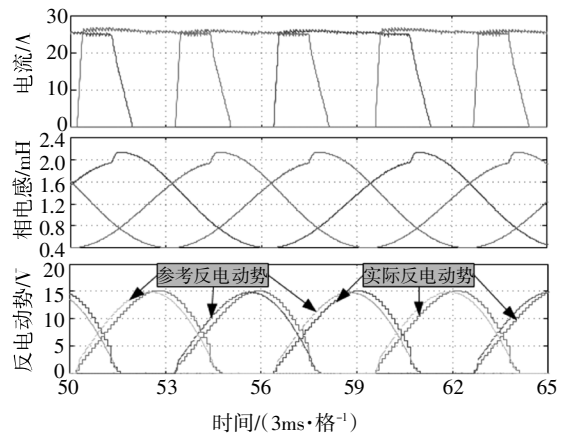


图6 饱和电感和反电动势曲线

Fig.6 Saturated inductance and back EMF curve

抑制转矩脉动的关键,除了要求电流环具有精确跟踪性能外,还需要保证电流环的两个输入信号准确,而参考电流根据开关磁阻电机转矩-位置-电流特性决定,因此需要准确转矩-位置-电流表.本文采用实际测量不同位置 and 不同电流值下 SRM 的转矩值,然后利用线性插值反求出不同转矩和转子位置下的电流值,生成“电流-位置-转矩”曲线图,将三维表电流-位置-转矩数据存储在 DSP 中.样机的转矩曲线如图7所示.

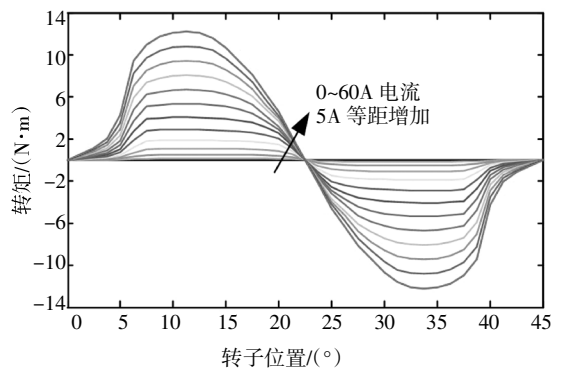


图7 转矩曲线图

Fig.7 Torque profiles

利用 Matlab/Simulink 搭建了仿真模型,仿真采用 12/8 极 SRM,72 V 直流供电,额定功率 1.5 kW.为验证本文提出的电流预测控制策略的有效性,将本文策略和传统电流滞环作比较,电流滞环的环宽设置为 0.5 A,参考转矩为 3 N·m,这两种控制策略的控制频率都设置为 10 kHz.

转矩脉动系数 T_{rip} 可定义为

$$T_{rip} = \frac{T_{max} - T_{min}}{T_{avr}} \times 100\% \quad (15)$$

当转速为 240 r/min,采用电流滞环和电流预测

方法仿真结果分别如图 8 和图 9 所示.当转速为 800 r/min, 仿真结果分别如图 10 和图 11 所示.

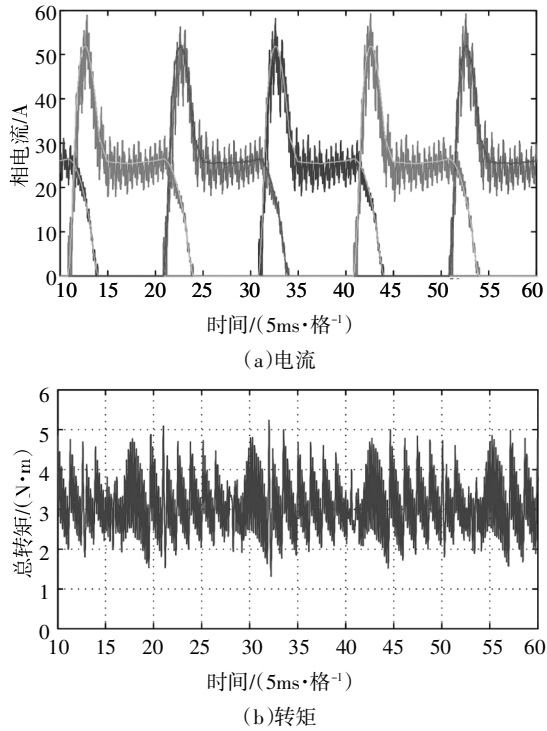


图 8 电流滞环 240 r/min 时电流(a)和转矩(b)仿真波形
Fig.8 Simulation waveforms of current (a) and torque (b) with hysteresis controller at 240 r/min

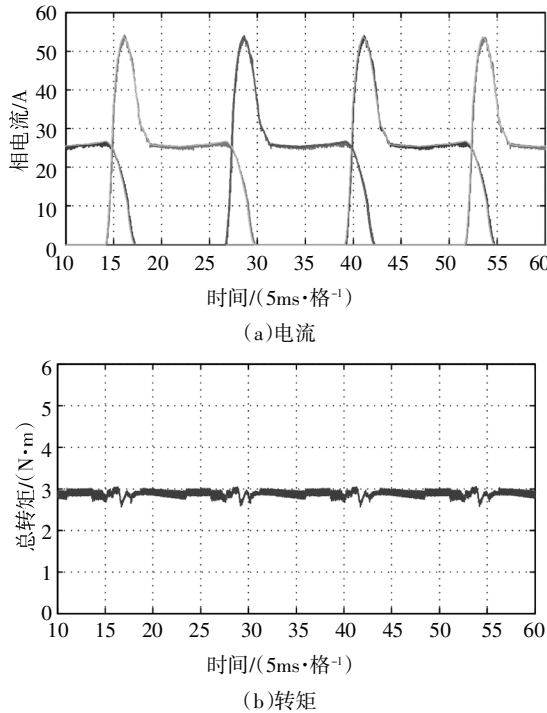


图 9 电流预测 240 r/min 时电流(a)和转矩(b)仿真波形
Fig.9 Simulation waveforms of current (a) and torque(b) with dead-beat controller at 240 r/min

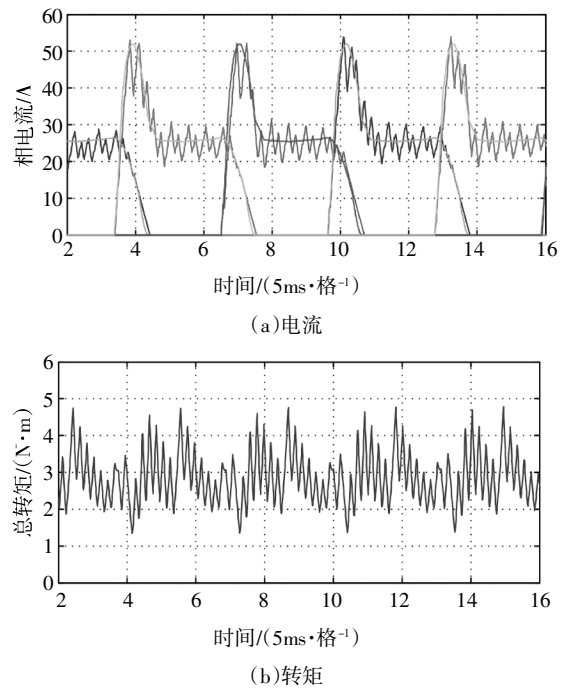


图 10 电流滞环 800 r/min 时电流(a)和转矩(b)仿真波形
Fig.10 Simulation waveforms of current (a) and torque (b) with hysteresis controller at 800 r/min

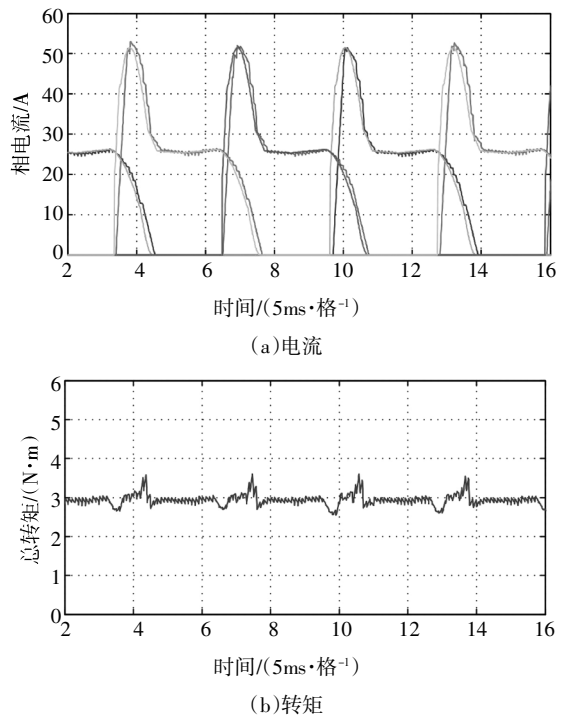


图 11 电流滞环 800 r/min 时电流(a)和转矩(b)仿真波形
Fig.11 Simulation waveforms of current (a) and torque (b) with dead-beat controller at 800 r/min

表 1 对比两种策略不同速度下转矩脉动, 可看出本文电流预测方案相比于传统电流滞环方法, 能

很好跟踪电流和抑制转矩脉动,尤其是电机运行低速时,当速度为 240 r/min 时,滞环控制转矩脉动系数达到 109%, 主要由于滞环控制在一个控制周期内全开或全关,且开关频率仅有 10 kHz,实际电流变化剧烈,电流环作用小,难以准确跟踪,造成转矩脉动大;而相同转速电流预测方法的转矩脉动系数只有 13%,主要是电流控制器能根据位置和电感计算占空比,实时改变绕组电压,电流跟踪能力强;随着转速上升,当速度为 800 r/min 时,反电动势估计和电感误差增大,转矩脉动系数有所增加。

表 1 不同电流控制策略转矩脉动对比图

Tab.1 Comparison of torque ripple in different current control strategies

| 控制方式 | 转速 / (r·min ⁻¹) | T_{max} / (N·m) | T_{min} / (N·m) | T_{avr} / (N·m) | $T_{rp}/\%$ |
|------|-----------------------------|-------------------|-------------------|-------------------|-------------|
| 滞环 | 240 | 4.90 | 1.62 | 3 | 109.33 |
| | 800 | 4.77 | 1.70 | 3 | 102.33 |
| 预测 | 240 | 3.04 | 2.65 | 2.9 | 13.45 |
| | 800 | 3.60 | 2.55 | 3 | 35 |

4 实验结果与分析

为验证本文提出控制方法的性能,搭建了基于 TMS320F28335 作为控制核心的实验平台.采用额定功率 1.5 kW 的 12/8 极 SRM 作为电机本体,样机的增量电感和转矩特性分别如图 3 和图 4 所示,不对称半桥拓扑作为功率变换器主电路,以一台磁粉制动器作为电机负载进行实验,电机控制频率为 10 kHz,实验平台如图 12 所示。

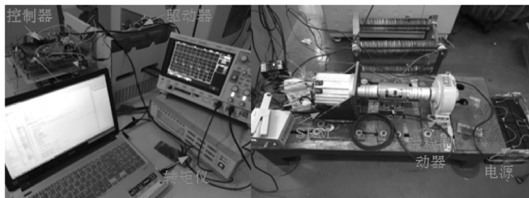


图 12 实验平台

Fig.12 Experiment platform

为了验证电流内环能准确跟踪参考电流,有效抑制转矩脉动,先将转速输出的参考转矩设置为 3 N·m. 图 13 和图 14 分别为转速 240 r/min 电流滞环控制和电流预测控制的相电流和总转矩波形.图 13 中,当参考转矩设置为 3 N·m,电机运行在饱和

区和非饱和区,导通区间开始时,电感较小,电流变化大,采用滞环控制难以跟踪参考电流,导致转矩脉动大(约为 108.8%),难以达到良好效果;图 14 中,通过增量电感和反电动势改变占空比,实际电流可以较好跟踪参考电流,电机运行时电磁噪声小,转矩脉动(约为 21.7%)明显小于电流滞环控制方法。

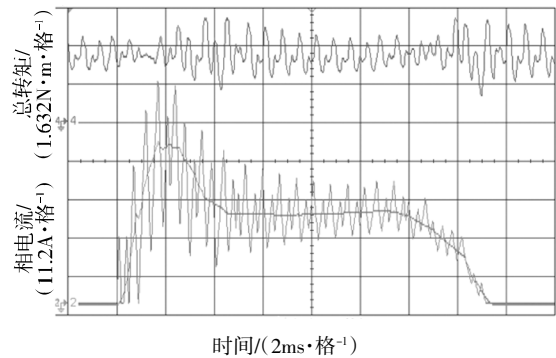


图 13 电流滞环控制 240 r/min 时转矩和电流实验波形

Fig.13 Experimental waveforms of torque and current with hysteresis controller at 240 r/min

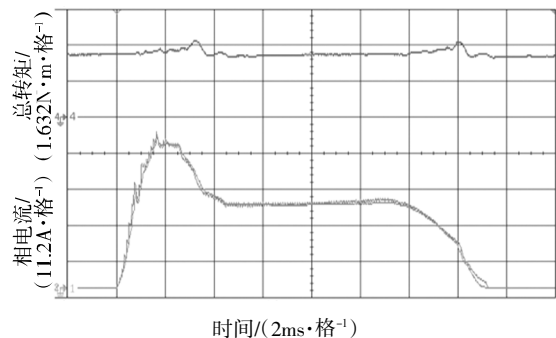


图 14 电流预测控制 240 r/min 时转矩和电流实验波形

Fig.14 Experimental waveforms of torque and current with dead-beat controller at 240 r/min

图 15 和图 16 分别为转速 800 r/min 电流滞环控制和电流预测控制的相电流和总转矩波形.从图 15 可以看出,滞环控制具有良好的电流响应性能,从图中区域 a 可以看出电机开关频率为 10 kHz,在一个控制周期内电流的变化范围可以超过 15 A,电流不易控制,跟踪能力有限,转矩脉动明显大于电流预测控制.图 16 中,电流预测控制随着转速提升,反电动势和电感估计误差增大,同时在一个电气周期内开关频率降低,电流跟踪能力减弱,在高电感区,电流下降速度减慢,形成“拖尾”电流,造成转矩脉动增大。

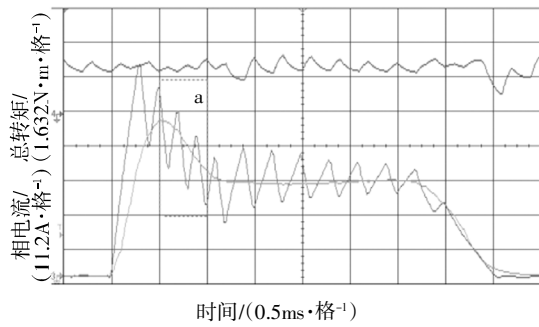


图 15 电流滞环控制 800 r/min 时转矩和电流实验波形
 Fig.15 Experimental waveforms of torque and current with hysteresis controller at 800 r/min

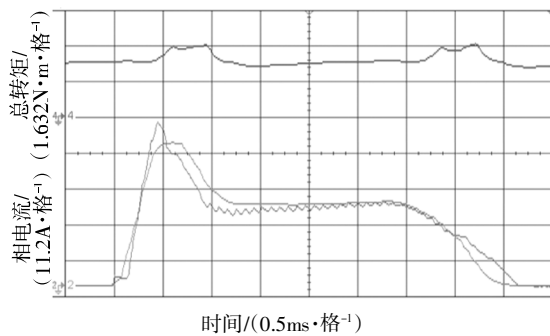


图 16 电流预测控制 800r/min 时转矩和电流实验波形
 Fig.16 Experimental waveforms of torque and current with dead-beat controller at 800 r/min

从上面实验可以看出,在给定恒转矩的情况下,电流内环可较好跟踪电流,抑制转矩脉动.添加速度外环改变参考转矩,进一步验证转矩变化时电流的跟踪能力.

SRM 由 0~200 r/min 时轻载启动特性如图 17 所示,给定转速由 200 r/min 突变为 800 r/min 时转矩、速度和电流特性如图 18 所示,图 17 为电机稳定在 800 r/min 时突加负载和突减负载时转矩、速度和电流特性.

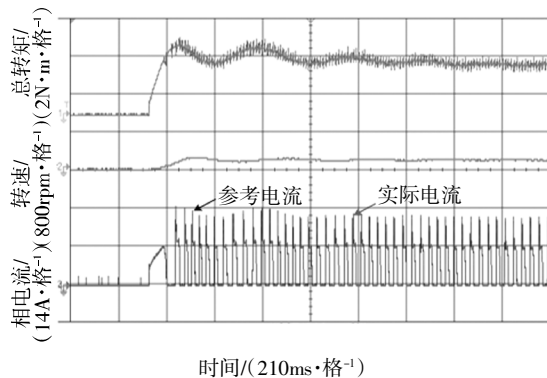


图 17 0 到 200 r/min 轻载启动实验波形
 Fig.17 Starting response from 0 to 200 r/min with light load

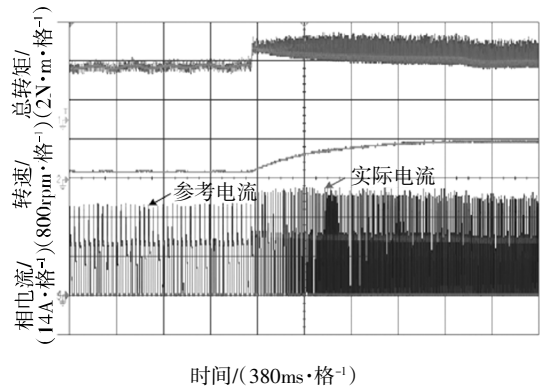


图 18 200 r/min 到 800 r/min 电机加速实验波形
 Fig.18 Motor acceleration experiment waveform from 200 r/min to 800 r/min

从图 17 和图 18 中可以看出,速度改变时,转矩有较快的动态响应性能,实际电流能很好地跟踪 PI 控制器转矩分配的相电流,换相区的转矩脉动得到较好的抑制.从图 19 可以看出,电机在突然加载和减载时,转矩能快速响应,转速能快速稳定在 800 r/min,证明该控制系统有较好的稳定性和快速性.

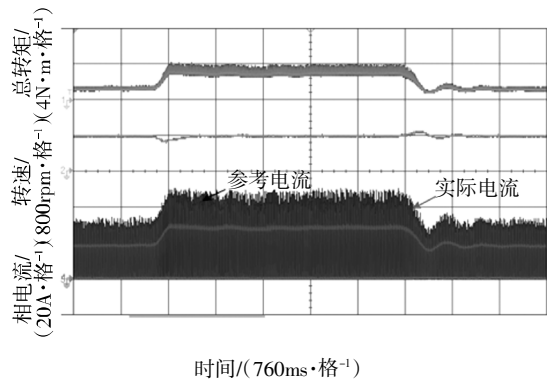


图 19 负载突变时实验波形
 Fig.19 Response to external load disturbance

5 总结

本文提出一种简单的电流预测控制方法,通过计算实时施加正压、负压和零压时电流上升、下降的斜率,准确计算出电压占空比,实现电流的准确跟踪.与传统滞环控制相比,该方法可以显著减小转矩脉动和电磁噪声,同时零压斜率的计算进一步增加电流跟踪的精度.实验结果表明所提方法在中低速运行时转矩和电流响应速度快,跟踪能力强,能有效减小转矩脉动,但高速运行时,转矩脉动增大,该方法有待提高.

参考文献

- [1] EHSANI M, FAHIMI B. Elimination of position sensors in switched reluctance motor drives: state of the art and future trends[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2002, 49(1): 40—47.
- [2] KRISHNAN R. Switched reluctance motor drives: modeling, simulation, analysis, design and applications [M]. Boca Raton, FL: CRC Press, 2001.
- [3] 朱曰莹, 赵桂范, 杨娜. 电动汽车用开关磁阻电机驱动系统设计及优化[J]. 电工技术学报, 2014, 29(11): 88—98.
ZHU Y Y, ZHAO G F, YANG N. Design and optimization for switched reluctance motor drive in electric vehicles [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(11): 88—98. (In Chinese)
- [4] 蔡骏, 邓智泉. 基于电感线性区模型的开关磁阻电机无位置传感器技术[J]. 中国电机工程学报, 2012, 32(15): 114—123.
CAI J, DENG Z Q. Sensorless control of switched reluctance motors based on phase inductance model in linear regions[J]. Proceedings of the CSEE, 2012, 32(15): 114—123. (In Chinese)
- [5] 蒯松岩, 王鹏飞, 成静红, 等. 基于变系数电感模型开关磁阻电机四象限无位置传感器技术 [J]. 电工技术学报, 2014, 29(7): 114—125.
KUI S Y, WANG P F, CHENG J H, *et al.* Four-quadrant position sensorless technology of switched reluctance motors based on variable coefficients inductance model[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(7): 114—125. (In Chinese)
- [6] 李孟秋, 陈欣, 任修勇, 等. 基于典型位置电感的开关磁阻电机无位置传感器控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2017, 37(13): 3901—3908.
LI M Q, CHEN X, REN X Y, *et al.* Sensorless control of switched reluctance motors based on typical positions of three-phase inductances [J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(13): 3901—3908. (In Chinese)
- [7] GOBBI R, RAMAR K. Optimization techniques for a hysteresis current controller to minimize torque ripple in switched reluctance motors [J]. IET Electric Power Applications, 2009, 3(5): 453—460.
- [8] YE J, BILGIN B, EMADI A. An extended-speed low-ripple torque control of switched reluctance motor drives [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2015, 30(3): 1457—1470.
- [9] HUANG H N, HU K W, WU Y W, *et al.* A current control scheme with back EMF cancellation and tracking error adapted commutation shift for switched reluctance motor drive [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(12): 7381—7392.
- [10] PENG F, EMADI A. A digital PWM current controller for switched reluctance motor drives [C]//Transportation Electrification Conference and Expo. 2014.
- [11] YE J, MALYSZ P, EMADI A. A fixed-switching-frequency integral sliding mode current controller for switched reluctance motor drives [J]. IEEE Journal of Emerging and Power Electronic, 2015, 3(2): 381—394.
- [12] 王喜莲, 许振亮. 基于PI自适应的开关磁阻电机调速控制研究[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(16): 4215—4221.
WANG X L, XU Z L. Speed regulation control of switched reluctance motors based on PI parameter self-adaptation [J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 36(16): 4215—4221. (In Chinese)
- [13] KUWAHARA Y, ONO H, KOSAKA T, *et al.* Precise pulsewise current drive of SRM under PWM control [C]//2013 IEEE 10th International Conference on Power Electronics and Drive Systems. 2013.
- [14] MIKAIL R, HUSAIN I, SOZER Y, *et al.* A fixed switching frequency predictive current control method for switched reluctance machines [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2014, 50(6): 3717—3726.
- [15] LI X, SHAMSI P. Model predictive current control of switched reluctance motors with inductance auto-calibration [J]. IEEE Transaction on Industrial Electronic, 2016, 63(6): 3934—3941.
- [16] 毛宇阳, 邓智泉, 蔡骏, 等. 基于电流斜率差值法的开关磁阻电机无位置传感器技术[J]. 电工技术学报, 2011, 26(9): 87—93.
MAO X Y, DENG Z Q, CAI J, *et al.* Sensorless control of switched reluctance motor based on current slope difference method [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2011, 26(9): 87—93. (In Chinese)
- [17] AHMAD S S, NARAYANAN G. Linearized modeling of switched reluctance motor for closed-loop current control [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2016, 52(4): 3146—3158.
- [18] KOJIMA TETSUYA, DE DONCKER R W. Impact of zero_volt loop control on efficiency of switched reluctance motors [J]. IEEE Transaction on Industry Applications, 2017, 53(4): 3621—3634.