# 金爱娟,刘梦阳,李少龙,林必烈,吴铭毅

平稳高效的开关磁阻电机控制算法

(上海理工大学,上海 200093)

摘要:目的 为了提高自动化包装生产线上的产品质量,针对开关磁阻电机本身结构所引起的转矩脉动 问题,提出一种基于改进电压矢量选择规律的转矩占空比控制方案。方法 首先,在原有的直接转矩控 制 12 扇区矢量选择表的基础上设计一种新的增转矩矢量选择规律,抑制换相区的转矩脉动,并采用不 产生负转矩的减转矩矢量,提高转矩电流比。此外,设计一种转矩占空比控制方法,通过对下一周期转 矩的估计,来确定电压矢量作用的时间,从而使得输出转矩能够快速并且稳定地跟随给定转矩。结果 在 Matlab/SIMULINK 仿真环境下,搭建所提方法的模型,并与模型预测直接转矩控制、基于直接退磁矢 量选择表的转矩占空比控制这 2 种方法搭建的模型进行对比,结果表明,文中方法的转矩脉动在各种工 况下比另外 2 种方法减小了 31%~57%,转矩电流比较模型预测直接转矩控制中方法提高了 35%~44%, 与另一种方法仅相差 1%~2%。结论 文中方法使得开关磁阻电机在运行过程中更为平稳,且效率较高。 关键词:直接转矩控制;开关磁阻电机;转矩脉动;转矩占空比控制 中图分类号:TB486 文献标识码:A 文章编号:1001-3563(2021)13-0230-11 DOI; 10.19554/j.cnki.1001-3563.2021.13.032

#### Smooth and Efficient Control Algorithm for Switched Reluctance Motor

JIN Ai-juan, LIU Meng-yang, LI Shao-long, LIN Bi-lie, WU Ming-yi (University of Shanghai for Science and Technology, Shanghai 200093, China)

**ABSTRACT:** To improve the product quality of automatic packaging production line, a new strategy of torque duty ratio control based on improved voltage vector selection rules is presented to solve the high torque ripple due to the structure of switched reluctance motor (SRM). First, based on the previous voltage vectors selection table of direct torque control in 12 sectors, a new increasing torque vectors selection rule is proposed to reduce the torque ripple at commutation intervals. The decreasing torque vectors which produce no negative torque are also adopted to enhance torque-per-ampere. Second, a new method of torque duty ratio control is designed. By estimating the torque in next period, the actuation duration of voltage vectors can be determined, so that the output torque will track the torque reference as rapidly and steadily as possible. Finally, through building a model of proposed method in Matlab/SIMULINK environment and comparing with models of both the model predictive direct torque control and the torque duty ratio control based on direct demagnetization vectors selection table, the results show that the torque ripple of proposed method can be decreased by 31% to 57% than the other two methods. The torque-per-ampere of proposed method can be increased by 35% to 44% than model predictive direct torque only by 1% to 2% than the other method. By using the proposed method, SRM will run more smoothly and efficiently.

KEY WORDS: direct torque control; switched reluctance motor; torque ripple; torque duty ratio control

收稿日期: 2020-11-12

基金项目: 国家自然科学基金(11502145)

作者简介:金爱娟 (1972—), 女, 博士, 上海理工大学副教授, 主要研究方向为控制理论、电机控制及电力电子。

随着我国工业自动化进程的不断加快,造纸、纺 织、印染、印刷、装订等领域正在向智能化和绿色化 不断发展。在这些领域中, 电气传动控制系统的好坏 直接影响着系统的可靠性以及产品的精度与质量。开 关磁阻电机(Switched Reluctance Motor, SRM)以其 起动转矩大、转速范围宽、结构坚固可靠和响应能力 快速等特点,目前已被广泛用于数控机床、机器人等 领域[1-2]。在自动化包装印刷流水线中,开关磁阻电 机具有较大的潜力,成为了高效率传动装置的主驱动 电机。在震动给料包装机或者存在加热环节的立式包 装机中,开关磁阻电机凭借其结构简单、绕组嵌放方 便、端部短而牢固等特点,即使在各种高温、强震动 等恶劣环境下依然能保持极高的机械强度以及可靠 的运行。在缠绕膜包装机等需要正反转变换或者多次 启停的工况下,开关磁阻电机以其启动电流冲击小、 发热较额定运行时小的特点,特别适用于频繁启停及 正反向转换运行的场合。由于开关磁阻电机的"单边 励磁"磁阻式结构、非线性的铁心磁路以及脉冲式的 通电方式,导致输出转矩存在着较为明显的转矩脉 动,大大地影响了开关磁阻电机在包装印刷产业中的 进一步应用。在热收缩膜自动包装机中,为了保证切 口整齐,在送膜时需要保证整体系统运行平稳、无抖 动。在大袋自动包装机中,抱袋移载过程可能因装置 自身传动机构特性导致装置振动,直接影响包装袋美 观和袋口封合等后续工序的运行<sup>[3]</sup>。重膜包装机需要 把空袋转移至下料工位,同时移出满包。为了确保包 装效率,机构运动时必须要求平稳准确<sup>[4]</sup>,因此为了 使开关磁阻电机的应用场景更为广阔,如何抑制其转 矩脉动成为了一个较为重要的研究方向[5-8]。

近年来,为解决开关磁阻电机的转矩脉动问题, 国内外涌现了许多方法。其中,比较典型的是神经网 络和智能控制策略<sup>[9-11]</sup>。哀薇等<sup>[9]</sup>针对开关磁阻电机 非线性模型未知的情况,设计了基于自抗扰迭代学习 控制的转矩补偿器和电流补偿器来抑制转矩脉动,但 是该方法需要很多个迭代周期,收敛速度慢,实时性 较差。黄向慧等[10]利用了粒子群优化算法对转矩内环 PI(proportional integral, PI)控制器的参数进行优化, 在低速运行时能够有效抑制转矩脉动,但是该方法无 法应对未知参数变化和外部负载扰动等问题,且迭代 时间过长。ELHAY E A 等<sup>[11]</sup>通过采用水循环算法优 化由转矩电流比、电机转矩平滑因子和积分时间绝对 误差等3个部分组成的多目标函数,并利用优化后的 结果构建人工神经网络控制器来达到自适应调节的 目的,但是以上述3个性能指标作为优化目标时得到 的不一定是最优的结果。尽管这些智能策略在一定程 度上能够缓解由外界扰动所引起的转矩脉动,但是无 法有效抑制因开关磁阻电机本身结构引起的转矩脉 动。直接转矩控制(Direct Torque Control, DTC)作 为一种最初应用在交流电机变压变频调速控制的先 进技术,也同样可以被应用于 SRM<sup>[12-16]</sup>。传统 DTC 控制的主要缺点在于整个脉冲宽度调制 (Pulse Width Modulation, PWM)周期内都使用同一个电压矢量, 无法做到更精确的控制,且开关周期不固定。此外, 为了满足磁链矢量幅值的恒定,所选电压矢量还会使 电机产生负转矩,导致电机的效率减小。张文等[17] 建立了 SRM 的离散时间模型,通过计算相应的电压 矢量来精确控制定子磁链和转矩。尽管此方法理论上 能做到通过量化计算手段减小电机的转矩脉动,但是 并没有考虑到 DTC 中磁链控制所产生的负转矩和低 效率等问题。一些学者意识到了恒定的磁链幅值会降 低 SRM 的效率,如郭海蛟等<sup>[18]</sup>指出可以根据转速大 小来改变磁链幅值的给定,从而提高 SRM 的转矩电 流比和效率; SAU S 等<sup>[19]</sup>提出只在换相区进行磁链的 控制,直接估算转子所处扇区,无需通过传感器获 取转子位置信息。这些方法并没有彻底解决低转矩 电流比的问题, DTC 中磁链环存在的必要性仍然有 待讨论。此外,为了进一步提高 DTC 的控制性能, 相应的电压矢量选择也需要进一步地改进。爱德团 队<sup>[20-21]</sup>在原有6扇区电压矢量的基础上细分为12扇 区电压矢量,使得控制效果更为准确。为了解决磁链 控制的负面影响,尽可能减小转矩脉动,颜宁等<sup>[22]</sup> 提出一种去掉磁链环的模型预测直接转矩控制 (Model Predictive Direct Torque Control, MPDTC), 并在 12 扇区电压矢量的基础上提出了新的矢量选择 表,减少了不必要的运算,并通过预测转矩选择相应 的电压矢量,从而在一定程度上抑制了转矩脉动。 当需要减小转矩时,该方法通过导通对齐相产生负 转矩,降低了电机的效率,且矢量作用时间的计算 还可以进一步优化。

文中以开关磁阻电机为研究对象,针对过去 DTC 控制中没有同时考虑磁链环的去除、减少负转矩的产 生、量化计算矢量作用时间等情况下,提出一种基于 改进电压矢量选择规律的开关磁阻电机转矩占空比 控制(Torque Duty Ratio Control, TDRC)方案。

# 1 开关磁阻电机 12 扇区 DTC 控制

在传统 DTC 控制中, 仅划分了 6 个扇区, 各扇 区的区间范围相对较大, 且在一个扇区内仅使用同 一矢量, 可能会导致转矩控制的不精确, 使得转矩 过大或者过小。通过细分扇区可以获得更多可选择 的电压矢量, 从而提高转矩控制的准确度和稳定性。 在 12 扇区 DTC 控制中, 360°电空间被划分成 12 个 扇区,同时有效空间电压矢量也从 6 个增加为 12 个, 见图 1。

通过开关磁阻电机的转矩和磁链表达式,可以得 出电压矢量的物理意义。当开关磁阻电机工作在饱和 状态下时,其电磁转矩可以表示为<sup>[23]</sup>:



图 1 传统 12 扇区 DTC 中的电压矢量 Fig.1 Voltage vectors of traditional DTC method in 12 sectors

$$T_{\rm e} \approx i \frac{\partial \psi(i,\theta)}{\partial \theta} \tag{1}$$

式中: $\psi(i,\theta)$ 为定子磁链;i为相绕组中的电流;  $\theta$ 为转子的机械位置角度。

由于开关磁阻电机各相结构对称,通过欧姆定 律和基尔霍夫定律,可以得出第*m*相的电压平衡方 程式为:

$$U_m = i_m R_m + \frac{\mathrm{d}\psi_m}{\mathrm{d}t} \tag{2}$$

式中: $U_m$ 为第*m*相绕组两端电压; $i_m$ 为第*m*相相电流; $R_m$ 为第*m*相绕组电阻; $\psi_m$ 为第*m*相绕组磁链。

在忽略相绕组中电阻压降的情况下,可以将式 (2)近似看做:

$$\psi_m = \int U_m \mathrm{d}t \tag{3}$$

若将式(3)中的磁链和电压看作线性关系:

$$\Delta \psi_m = \Delta t U_m \tag{4}$$

从上述公式可以得知,通过使定子磁链矢量的位 置相对转子位置超前或者滞后,以及选择合适的电压 矢量进行作用,可以控制输出转矩和定子磁链幅值的 大小。

根据文献[24]所述,开关磁阻电机的磁链幅值的 恒定无法保证输出转矩幅值的恒定,且输出转矩的正 负仅仅取决于磁链矢量相对于转子位置的正向旋转 或反向旋转,这2个结论体现了磁链幅值控制的不必 要性。此外,维持磁链幅值的恒定,可能导致关断相 电流下降较慢,产生较大的负转矩。在不同的工况 中,若使用恒定的磁链给定值,可能会带来正向转 矩不足或者产生多余负转矩的情况,因此,去掉磁 链环有益于提高电机的转矩电流比,并且相应地减 少了运算量。

不同于传统的交流电机,开关磁阻电机按顺序对 每相绕组通电产生磁通。由于磁通曲线总要沿着磁阻 最小的路径闭合,因此具有多个凸极的转子会移动到

磁阻最小的位置,使得转子主轴线与磁场轴线重合。 若重合后转子继续按原方向旋转且继续保持对当前 相绕组通电, 定子磁通会对转子产生反向的力矩, 使 转子指向磁场轴线。这2个产生正转矩和负转矩的区 域正是电感的上升区和下降区,且这2个区域由当前 相定子的凸极轴线来区分。可以得出,开关磁阻电机 产生转矩的正负方向与其定、转子凸极的相对位置直 接相关。在传统的 DTC 控制中,常常用定子磁链矢 量的位置来判断当前扇区,但是定子磁链矢量往往根 据定子电阻估算。当定子电阻随温度变化时,定子磁 链矢量位置的估算并不一定准确,从而可能导致当前 扇区判断错误,选择了错误的电压矢量,使得无法准 确控制转矩和磁链。根据转子的实际位置来判断扇 区,则使得 360°电空间具有了物理意义。划分后的 12 扇区见图 2, 图 2 中标注了在电空间中相对应的转 子位置。



图 2 电空间 12 扇区 Fig.2 Electrical spatial 12 sectors

在 MPDTC 方法中,根据转子凸极与该相定子凸极的相对位置关系,选择相应的电压矢量控制该相定子绕组的励磁或者退磁,从而使得对转矩的控制更为精确。假设在第1扇区增加转矩,此时转子位置已经越过 A 相和 C 相对齐位置,处于 A 相与 C 相的电感下降区,若对 A,C 两相绕组通电,则会产生负转矩。出于增大转矩的目的,给予 A,C 两相"-1"状态,使 两相绕组电流尽可能为 0。此时只有 B 相能产生正向转矩,因此对 B 相施加"1"状态,从而选择 V<sub>5</sub>矢量。假设在第1扇区减小转矩,此时应给予 A,C 两相"1"状态,产生负转矩,同时对 B 相施加"-1"状态,减小产生的正转矩,从而选择 V<sub>11</sub>矢量。以此类推其他扇区的情况见表 1。

# 2 基于改进电压矢量选择规律的转 矩占空比控制

设计基于改进电压矢量选择规律的转矩占空比 控制的原因主要有以下几点:在文献[25]中,尽管考 虑了去除磁链环,但是本质上仍是一种滞环控制方

Tab.1 Voltage vectors selection table of MPDTC method				
扇区	增转矩矢量	减转矩矢量		
$N_1$	$V_5(-1,1,-1)$	$V_{11}(1,-1,1)$		
$N_2$	$V_6(-1,1,0)$	$V_{12}(1,-1,0)$		
$N_3$	$V_7(-1,1,1)$	$V_1(1,-1,-1)$		
$N_4$	$V_8(-1,0,1)$	$V_2(1,0,-1)$		
$N_5$	$V_9(-1,-1,1)$	$V_3(1,1,-1)$		
$N_6$	$V_{10}(0,-1,1)$	$V_4(0,1,-1)$		
$N_7$	$V_{11}(1,-1,1)$	$V_5(-1,1,-1)$		
$N_8$	$V_{12}(1,-1,0)$	$V_6(-1,1,0)$		
$N_9$	$V_1(1,-1,-1)$	$V_7(-1,1,1)$		
$N_{10}$	$V_2(1,0,-1)$	$V_8(-1,0,1)$		
$N_{11}$	$V_3(1,1,-1)$	$V_9(-1,-1,1)$		
$N_{12}$	$V_4(0,1,-1)$	$V_{10}(0,-1,1)$		

表 1 MPDTC 中的电压矢量选择

式,滞环宽度的误差将使转矩脉动也呈现一定的加 大;在文献[22]中,尽管考虑了用 PI 控制器来决定所 选电压空间矢量的作用时间,但是仍不够精确,且减 转矩的矢量选择标准是该矢量尽可能产生负转矩,并 减小正转矩,而这种较为激进的减转矩方式在一定程 度上也会增加转矩脉动的产生。文中方法提出通过改 进增转矩矢量选择规律,同时采用不产生负转矩的矢 量作为减转矩矢量,并对下一周期的转矩进行估计, 在 1 个周期内精确地计算增、减转矩矢量的作用时 间,实现对转矩的占空比控制。

#### 2.1 改进的电压矢量选择表

表1提到的传统电压矢量选择中,减转矩矢量导 通了处于电感下降区的定子相,同时对电感上升区的 相通以反向电压进行快速退磁,这将使得转矩在一瞬 间发生大幅度的减小。除此之外,若在下一周期需要 增加转矩,此时不仅要对电感上升区的相进行通励 磁,还需要对电感下降区的相进行退磁。在退磁的过 程中,下降区的电流拖尾极有可能继续产生负转矩, 减慢转矩的增大速度。传统减转矩矢量将会导致转矩 脉动的增大,以及产生更多的负转矩。选用不产生负 转矩的减转矩矢量能够减小负转矩的产生,且在一定 程度上使转矩的变化更为缓和。

文献[25]提出一种直接退磁矢量选择表(Direct Demagnetization Vectors Selection Table, DDVST),见表 2。这些减转矩矢量都是对电感上升区的相进行续流,对电感下降区的相保持退磁,尽可能在不产生负转矩的同时减小总转矩。图 2 中的第4,8,12 扇区分别是各相对齐位置前的一个扇区,在这些扇区中选择作用的电压矢量时,要对即将对齐相进行退磁,使

表 2 直接退磁矢量选择

Tab.2 Dire	et demagnetization ve	ctors selection table
扇区	增转矩矢量	减转矩矢量
N <sub>12-2</sub>	$V_5(-1,1,-1)$	$V_{-5}(-1,0,-1)$
$N_3$	$V_7(-1,1,1)$	$V_{-7}(-1,0,0)$
$N_{4-6}$	$V_9(-1,-1,1)$	$V_{-9}(-1,-1,0)$
$N_7$	$V_{11}(1,-1,1)$	$V_{-11}(0,-1,0)$
N <sub>8-10</sub>	$V_1(1,-1,-1)$	$V_{-1}(0,-1,-1)$
$N_{11}$	$V_3(1,1,-1)$	$V_{-3}(0,0,-1)$

得该相电流尽可能在到达电感下降区之前降为0,从 而减少负转矩的产生。在表 2 中,当转子位于这些扇 区时,无论是增加转矩还是减少转矩,都对该相施加 "-1"状态,使得该相电流以最快速度下降。尽管该方 法确实能够有效地抑制负转矩的产生,却会导致转矩 产生脉动。这是因为此时电机处在换相区, 假设 A 相电流上升, B相电流下降, 若直接对 B相持续施加 "-1"状态,会导致总电流突然下降,此时总转矩也会 突然下降。为了使总转矩跟随给定, A 相电流也要相 应地快速上升来弥补总电流的不足,使得该相电流产 生尖峰。在高速时,由于换相时间缩短,动态过程中 的转矩突降将会更大,严重影响了控制系统的性能。 因此, 文中提出一种新的间接退磁矢量选择 (Indirect Demagnetization Vectors Selection Table, IDVST ), 见 表 3。 对即将对齐相在增转矩时通以"0"状态, 减转矩 时通以"-1"状态,使得退磁过程有一定的缓冲,从而 令处于电感上升区的相具有足够的时间通励磁,能够 有效补偿退磁电流,抑制转矩突降。尽管这种方法可 能导致退磁速度略慢于文献[25]的方法,但是在一定 程度上也能够减小即将对齐相的电流,抑制负转矩的 产生,并且能够抑制转矩突降,减小转矩脉动。间接 退磁矢量选择表已经对 360°电空间进行多扇区划分, 若继续增加分区,由于各扇区面积变小,则在一定程 度上导致扇区判断错误的可能性更大,对扇区的判断 准确度要求更高,同时也会增加开关管切换的次数, 产生更多的开关损耗。

## 2.2 改进的转矩占空比控制

在基于开关磁阻电机的直接转矩控制中,传统方 法主要是采用对磁链与转矩的滞环控制。为了尽可能 优化 SRM 的转矩脉动问题,采用对转矩的占空比控 制比滞环控制更有效。此外,滞环控制是一种有差调 节,采用滞环控制时系统开关频率不固定,对开关器 件的损耗难以估计。文中提出对下一周期转矩进行估 算的方法,预测出下一周期的转矩变化量,从而提前 计算增、减转矩矢量的作用时间,实现恒定开关频率 下对转矩的占空比控制。

Tab.3 Indirect demagnetization vectors selection table				
扇区	增转矩矢量	减转矩矢量		
N <sub>1-2</sub>	$V_5(-1,1,-1)$	$V_{-5}(-1,0,-1)$		
$N_3$	$V_7(-1,1,1)$	$V_{-7}(-1,0,0)$		
$N_4$	$V_8(-1,0,1)$	$V_{-9}(-1,-1,0)$		
$N_{5-6}$	$V_9(-1,-1,1)$	$V_{-9}(-1,-1,0)$		
$N_7$	$V_{11}(1,-1,1)$	$V_{-11}(0,-1,0)$		
$N_8$	$V_{12}(1,-1,0)$	$V_{-1}(0,-1,-1)$		
N <sub>9-10</sub>	$V_1(1,-1,-1)$	$V_{-1}(0,-1,-1)$		
$N_{11}$	$V_3(1,1,-1)$	$V_{-3}(0,0,-1)$		
$N_{12}$	$V_4(0,1,-1)$	$V_{-5}(-1,0,-1)$		

表 3 间接退磁电压矢量选择

#### 2.2.1 转矩估算

对式(2)进行变换,可以得到:  $\frac{\mathrm{d}i_m}{\mathrm{d}i_m} = \frac{U_m}{U_m} - \frac{i_m}{\mathrm{d}i_m} \frac{\mathrm{d}L_m}{\mathrm{d}i_m} - \frac{i_m}{\mathrm{d}i_m} R_m$ (5)  $\overline{\mathrm{d}t} = \overline{L_m} = \overline{L_m} = \overline{L_m} = \overline{\mathrm{d}t} = \overline{L_m}$ 式中: L<sub>m</sub>为第m相绕组电感。 电机的转子角速度为:

$$\omega = \frac{\mathrm{d}\theta}{\mathrm{d}t} \tag{6}$$

在1个采样周期内,通过欧拉方程对式(5--6) 进行离散化,可以得到下一时刻的相电流幅值和转子 位置角:

$$\begin{cases} i_m(k+1) = \left[\frac{U_m(k)}{L_m(k)} - \frac{i_m(k)}{L_m(k)} \left(\frac{dL_m(k)}{dt} + R_m\right)\right] \Delta t + i_m(k) \\ \theta(k+1) = \omega(k) \Delta t + \theta(k) \end{cases}$$
(7)

式中: $i_m(k+1)$ ,  $\theta(k+1)$ 分别是第 k+1 时刻的相 电流和转子位置角的估算值。

通过 Ansys Maxwell 软件对 1 台 3 kW 的 12/8 极 式开关磁阻电机进行有限元仿真,可以拟合出电机的  $\psi$ -*i*- $\theta$ 曲线、*L*-*i*- $\theta$ 曲线和*T<sub>e</sub>*-*i*- $\theta$ 曲线。将估算的电流 值和转子位置角带入T<sub>e</sub>-i-θ曲线中,即可得到下一周 期预测的转矩。转矩估算过程见图 3。文中在 Ansys Maxwell仿真环境下建立的开关磁阻电机模型额定功 率为3kW,额定电压为60V,额定转速为2000 r/min, 定子内径为 84.12 mm, 定子外径为 137.45 mm, 转子 内径为 27.00 mm, 转子外径为 81.6 mm。



图 3 转矩估算过程 Fig.3 Torque estimation process

### 2.2.2 矢量作用时间计算

改进的转矩占空比控制方法可以描述为:将1个 PWM 周期分为2个矢量作用时间段,分别是增转矩 矢量作用时间段T,和减转矩矢量作用时间段T,,通过 合理安排 $T_1$ 与 $T_2$ 在1个 PWM 周期内的分布, 使得下 一时刻的电磁转矩尽可能等于给定转矩 $T_{a}^{*}$ ,见图 4。



图 4 转矩占空比控制 Fig.4 Torque duty ratio control method

根据当前转子所处的扇区,在改进的矢量选择表 中选择对应扇区的增转矩矢量和减转矩矢量,作为下 一时刻的电压矢量 $U_m$ 带入式(7)中,得到估算的下 一时刻电流值和转子位置。根据将这2个估算值代入  $T_s$ -i- $\theta$  拟合曲线后得到的结果,可以求得在增、减转 矩矢量分别作用一整个 PWM 周期后的估算转矩值  $T_{e}^{+}(k+1), T_{e}^{-}(k+1),$ 以此来计算图 4 中 2 个转矩相 应的变化斜率:

$$\begin{cases} k^{+} = \frac{T_{e}^{+}(k+1) - T_{e}(k)}{T_{pwm}} \\ k^{-} = \frac{T_{e}^{-}(k+1) - T_{e}(k)}{T_{pwm}} \end{cases}$$
(8)

式中:  $T_{pwm}$ 为1个 PWM 周期的时间;  $T_{e}(k)$ 为 当前的转矩实际值。

通过合理控制在 1 个 PWM 周期内  $k^+$ ,  $k^-$  的作 用时间,使增、减转矩矢量交替作用后的电机总转矩 等于转矩给定*T*<sub>e</sub>\*,由此推算得到式(9)。

$$\begin{cases} k^{+}T_{1} + k^{-}T_{2} = T_{e}^{*} - T_{e}(k) \\ T_{1} + T_{2} = T_{pwm} \end{cases}$$
(9)

通过对式(9)进行变换,可以得到一个 PWM 周期内增、减转矩矢量作用时间段分别为:

$$\begin{cases} T_{1} = \frac{T_{e}^{*} - T_{e}(k) - k^{-}T_{pwm}}{k^{+} - k^{-}} \\ T_{2} = T_{pwm} - T_{1} \end{cases}$$
(10)

尽管式(9)已经得出了在一般情况下增、减 转矩矢量的作用时间,但是仍有一些特殊情况需要 考虑。

将式(8)带入式(10),可以得到:

$$\begin{cases} T_{1} = \frac{T_{e}^{*} - T_{e}^{-}(k+1)}{T_{e}^{+}(k+1) - T_{e}^{-}(k+1)} T_{pwm} \\ T_{2} = T_{pwm} - T_{1} \end{cases}$$
(11)

从式(11)中可以看出,当 $T_e^*$ 小于 $T_e^-(k+1)$ 时,  $T_1$ 小于 0,为负值;当 $T_e^*$ 大于 $T_e^+(k+1)$ 时, $T_1$ 大于  $T_{pwm}$ , $T_2$ 为负值。为了满足 0  $\leq$   $T_1, T_2 \leq$   $T_{pwm}$  的关系, 当 $T_e^*$ 小于 $T_e^-(k+1)$ 时,将 $T_1$ 设置为 0,当 $T_e^*$ 大于  $T_e^+(k+1)$ 时,将 $T_1$ 设置为 $T_{pwm}$ 。1 个 PWM 周期内增、 减转矩矢量作用的时间段计算流程见图 5。



图 5 矢量作用时间流程 Fig.5 Flow chart of actuation duration of vectors

#### 2.2.3 PWM 输出逻辑

由于文中使用的是不对称半桥作为 SR M 的功率变换器,因此开关状态有别于传统的三相逆变桥。观察表3可以得出,各个桥臂上的开关管在一个 PWM 周期内从增转矩矢量切换到减转矩矢量的状态总共有3种,分别为"1"到"0","0"到"-1","-1"保持,3种状态下的 PWM 波形见图 6。



在图 7 中,根据 3 种 PWM 状态,可以得到对应 3 组 PWM 波形高低电平的切换时间为 0, 0.5 $T_2$ ; 0.5 $T_2$ ,  $T_{pwm}$ ;  $T_{pwm}$ ,  $T_{pwm}$ 。在计算得到矢量作用时 间  $T_1 与 T_2 之后,通过判断下一周期选择的增、减转矩$ 矢量对应于何种 PWM 状态,经过一个 3 选 1 选择器来输出 PWM 波形高低电平的切换时间。通过采用幅 $值为 <math>T_{pwm}$ ,频率与 PWM 频率一致的三角波减去切换 时间,再经过滞环,即可得到图 6 所示的输入功率器 件的 PWM 波形。

整体的控制系统结构见图 8。



图 7 PWM 波形流程 Fig.7 PWM waveform flow chart



图 8 改进 SRM 控制系统 Fig.8 Block diagram of improved SRM control system

## 3 仿真验证

文中在 MPDTC 方法和 DDVST 的研究基础上, 提出了 IDVST-TDRC 方法。为了验证文中方法的优 越性,在 Matlab/SIMULINK 仿真环境下分别对 MPDTC 方法、DDVST-TDRC 方法以及文中提出的 IDVST-TDRC 方法建立仿真模型,进行高速轻载与低 速重载的实验,对仿真结果的转矩电流比以及转矩脉 动进行对比分析。

为表征 SRM 的转矩脉动,引入转矩脉动系数表达式:

$$k_{\rm t} = \frac{T_{\rm max} - T_{\rm min}}{T_{\rm av}} \tag{12}$$

式中:  $T_{max}$ 为区间内最大转矩;  $T_{min}$ 为区间内最 小转矩;  $T_{av}$ 为平均转矩。若 $k_t$ 越小,则说明系统转 矩脉动越小。

#### 3.1 高速轻载实验

在高速轻载实验工况中,将 SRM 的额定转速设 定为 2000 r/min,启动时 PI 控制器的转矩限幅设为 5 N·m,并在 0.15 s 时突加负载转矩 2 N·m。仿真中 PI 控制器参数  $K_p = 0.2, K_i = 0.01$ 。基于同一种工况以 及上述参数,将 SRM 控制系统在不同控制方法下的 仿真结果进行对比分析。

根据图 9 所示的 A 相电流和电感波形,可以观察到 MPDTC 在电感下降区的拖尾电流较长,从图 10a 中可以观察到 MPDTC 产生了较多的负转矩,接近 1 N·m。DDVST-TDRC 的相电流减小得最为迅速,拖尾电流最小,也几乎不产生负转矩。尽管 IDVST-TDRC 在换相区并没有像 DDVST-TDRC 那样完全使用"-1"状态减小电流,而是在增转矩矢量中使用"0"状态,但是电流波形的下降仅仅比 DDVST-TDRC 稍

慢,比起 MPDTC 依然能够较快地收尾,且从图 10b 中可以观察到产生的负转矩仅为 0.04 N·m 左右。

从表 5 中可以得到,由于稳态时 MPDTC 有一部 分电流用于产生负转矩,电流利用率较低,导致稳态 平均电流最大,转矩电流比最小,可以观察到 IDVST-TDRC 的转矩电流比较 MPDTC 提高了约 40%。DDVST-TDRC 与 IDVST-TDRC 的平均电流和 转矩电流比十分接近,仅相差 2%左右。

通过图 11 和表 6 可以看出,在电机加速的动态 过程中,由于 MPDTC 的转矩波形运用了产生负转矩 的矢量来减小转矩,因此整体脉动较大,转矩脉动系 数为 3.70%。尽管 DDVST-TDRC 的波形在非换相区 比 MPDTC 的转矩脉动减小,但是在换相区存在着一 瞬间的转矩突降。这是因为在换相的瞬间,对齐相



图 9 A 相电流与电感对比 Fig.9 Comparison of current and inductance in phase A





表 5 高速轻载实验的稳态性能对比 Tab.5 Comparison of performance at steady state in high speed and light load experiment

方法	稳态平均电流/A	稳态转矩电流比
MPDTC	80.21	0.025
DDVST-TDRC	55.77	0.036
IDVST-TDRC	57.33	0.035



Fig.11 Total torque chart of high speed and light load experiment

的状态突然变为"-1",使得转矩在一瞬间突然变小,从而使得 DDVST-TDRC 整体的转矩脉动系数较大,为 3.96%。文中提出的 IDVST-TDRC 则使转矩在换相时保持"0"状态,使得对齐相电流的下降有一个缓冲,从而不对转矩的平稳性产生较大的影响。 IDVST-TDRC 在动态运行时的转矩脉动系数为 1.70%,比 MPDTC 减小了约 54%,比 DDVST-TDRC 减小了约 57%。在稳态运行时,观察表 7 可以发现, MPDTC 中的转矩依然存在着较大的脉动,为 5.05%; DDVST-TDRC 中的转矩波形依然存在突降,但是由 于轻载的缘故,转矩脉动相较动态时减小,为 3.81%。 IDVST-TDRC 的转矩脉动依然保持最小,为 2.51%, 比 MPDTC 减小了约 50%,比 DDVST-TDRC 减小了 约 34%,整体转矩波形较为平稳。

表 6 高速轻载实验的动态转矩对比 Tab.6 Comparison of torque at dynamic state in high speed and light load experiment

方法	$T_{\rm max}$ / (N·m)	$T_{\min}/$ (N·m)	$T_{\rm av}/$ (N·m)	k <sub>t</sub> /%
MPDTC	5.064	4.880	4.987	3.70
DDVST-TDRC	5.025	4.828	4.983	3.96
IDVST-TDRC	5.024	4.940	4.986	1.70

#### 表 7 高速轻载实验的稳态转矩对比 Tab.7 Comparison of torque at steady state in high speed and light load experiment

方法	$T_{\rm max}/$ (N·m)	$T_{\min}/$ (N·m)	$T_{\rm av}/$ (N·m)	k <sub>t</sub> /%
MPDTC	2.071	1.969	2.023	5.05
DDVST-TDRC	2.052	1.975	2.023	3.81
IDVST-TDRC	2.048	1.997	2.023	2.51

## 3.2 低速重载实验

在低速重载实验工况中,将 SRM 电机的额定转 速设定为 800 r/min,并在 0.15 s 突加负载转矩 4 N·m。 仿真中 PI 控制器参数  $K_p = 0.2$ ,  $K_i = 0.01$ 。基于同一 种工况和上述参数,将 SRM 控制系统在不同控制方 法下的仿真结果进行对比分析。

根据图 12 所示的电流波形可以看出,在低速重载工况下,由于转速相对较小,电机有较为充分的时间进行换相。此时,MPDTC的拖尾电流依然较长,产生了超过 1 N·m 的负转矩。DDVST-TDRC 和IDVST-TDRC 的电流都在电感下降区到来前已经下降为 0,此时从图 13b 可以观察到 DDVST-TDRC 和IDVST-TDRC 均不产生负转矩,2 种方法的效率都较高。



图 12 A 相电流与电感对比 Fig.12 Comparison of current and inductance in phase A

从表 8 中可以得到, 稳态时 MPDTC 的平均电流 依然最大,转矩电流比最小,可以观察到 IDVST-TDRC 的转矩电流比较 MPDTC 提高了约 30%。 IDVST-TDRC 与 DDVST-TDRC 的平均电流和转矩电 流比相较于高速轻载时更为接近,仅相差 1%左右。 在低速重载实验中,通过图 14 和表 9 可以观察 到加速过程中 MPDTC 的转矩脉动依然最大,为 3.41%; DDVST-TDRC 在换相区依然存在转矩尖峰和 转矩突降,使得整体的转矩脉动略高于 MPDTC,为 3.79%; IDVST-TDRC 的转矩脉动依然保持最小,为 1.71%,比 MPDTC 减小了约 50%,比 DDVST-TDRC 减小了约 55%。观察表 10 可以发现,在达到稳态时, MPDTC 的转矩脉动依然是最大,为 3.89%。 DDVST-TDRC 仍存在转矩突降的问题,但是整体转 矩脉动小于 MPDTC,为 2.77%; IDVST-TDRC 的转 矩脉动保持最小,为 1.92%,比 MPDTC 减小了约 51%,比 DDVST-TDRC 减小了约 31%。

综上所述,在各种工况下,文中提出的基于改进电压矢量选择规律的转矩占空比控制方法有较为 出色的性能,具体体现在转矩脉动始终小于另外 2 种方法,尽管在一定程度上减慢了退励磁的速度,但 是转矩电流比依然较高,与 DDVST-TDRC 仅相差 2%。在低速重载时,IDVST-TDRC 的电流也能够在 电感下降区到来前下降为 0,此时 2 种方法的电流利 用率差距几乎可以忽略不计。MPDTC 的转矩脉动始 终较大,且由于产生了大量的负转矩,使得转矩电流 比非常小,电流利用率最低。尽管 DDVST-TDRC 具 有最大的转矩电流比,却在换相区有较大的转矩突 降,使得整体的转矩脉动变大,在动态过程中甚至 大于 MPDTC 的转矩脉动,影响系统的平稳运行。



图 13 低速重载实验的三相转矩

Fig.13 Three phase torque chart of low speed and heavy load experiment

表 8	低速重载买验的稳态性能对比
Tab.8 Comparison of performan	ice at steady state in low speed and heavy load experiment

方法	稳态平均电流/A	稳态转矩电流比
MPDTC	100.92	0.040
DDVST-TDRC	76.28	0.053
IDVST-TDRC	77.06	0.052





Fig.14 Torque chart of low speed and heavy load experiment

表 9 低速重载实验的动态转矩对比 Tab.9 Comparison of torque at dynamic state in low speed and heavy load experiment

方法	$T_{\rm max}/({ m N}\cdot{ m m})$	$T_{\min}/$ (N·m)	$T_{\rm av}/$ (N·m)	k <sub>t</sub> /%
MPDTC	5.073	4.903	4.998	3.41
DDVST-TDRC	5.112	4.922	4.997	3.79
IDVST-TDRC	5.038	4.953	4.993	1.71

表 10 低速重载实验的稳态转矩对比 Tab.10 Comparison of torque at steady state in low speed and heavy load experiment

speed and nearly roud experiment				
方法	$T_{\rm max}/({\rm N}{\cdot}{\rm m})$	$T_{\rm min}/$ (N·m)	$T_{\rm av}/$ (N·m)	$k_{\rm t}/\%$
MPDTC	4.079	3.923	4.009	3.89
DDVST-TDRC	4.056	3.945	4.009	2.77
IDVST-TDRC	4.050	3.973	4.009	1.92

## 4 结语

文中对 SRM 控制系统中转矩脉动的抑制和转矩 电流比的提高提出了一种新的控制方式。通过改进电 压矢量选择规律来提高电流利用率,抑制转矩突变, 并且考虑到传统 DTC 控制的开关频率不确定和控制 精确度不足等问题,提出了转矩占空比控制,对转矩 实施进一步的精准调节。仿真结果表明,新的矢量选 择规律能够有效地提高转矩电流比,同时配合转矩占 空比控制能够最大化抑制转矩脉动。文中方法对开关 磁阻电机应用在需要高稳定性电气传动系统的包装 机中有着借鉴意义。

#### 参考文献:

- 王宏华. 开关磁阻电动机调速控制技术[M]. 北京: 机械工业出版社, 2014: 31—33.
   WANG Hong-hua. Speed Control Technology for Switched Reluctance Motor[M]. Beijing: China Machine Press, 2014: 31—33.
- [2] 杨瑞. 多开关磁阻电机无轴传动系统同步控制方法
   [J]. 包装工程, 2017, 38(7): 178—182.
   YANG Rui. Synchronous Control Method for Multi-Switch Reluctance Motors with Shiftless Drive[J].
   Packaging Engineering, 2017, 38(7): 178—182.
- [3] 练小风,陆佳平,杜邦慎,等.大袋包装机抱袋装置 建模与运动学分析[J].机械设计与研究,2020,36(1): 53—57.

LIAN Xiao-feng, LU Jia-ping, DU Bang-shen, et al. Modeling and Kinematics Analysis of Bag Automatic Packaging Machine[J]. Machine Design & Research, 2020, 36(1): 53—57.

- [4] 马振中, 裴农. 重膜包装机工位转换机构结构设计 及运动仿真[J]. 包装工程, 2018, 39(9): 131—135.
   MA Zhen-zhong, PEI Nong. Structure Design and Kinematic Simulation of the Station Change Mechanism in Heavy Film Packaging Machine[J]. Packaging Engineering, 2018, 39(9): 131—135.
- [5] KUAI S Y, XIA X, ZHANG H, et al. Low-Torque Ripple Control of SRM Based on Current Vector[J]. IET Electric Power Applications, 2020, 14(4): 723–730.
- [6] ZHANG X, YANG Q Q, MA M Y, et al. A Switched

Reluctance Motor Torque Ripple Reduction Strategy with Deadbeat Current Control and Active Thermal Management[J]. IEEE Transactions on Vehicular Technology, 2020, 69(1): 317–327.

- [7] LI H D, BERKER B, ALI E. An Improved Torque Sharing Function for Torque Ripple Reduction in Switched Reluctance Machines[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(2): 1635—1644.
- [8] DENG X, BARRIE M, WU H M, et al. Design and Development of Low Torque Ripple Variable-Speed Drive System with Six-Phase Switched Reluctance Motors[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2017, 33(1): 420–429.
- [9] 哀薇,胡林威,李向阳,等.基于自抗扰迭代学习控制的开关磁阻电机转矩脉动抑制[J].控制理论与应用,2020,37(10):2098—2106.

AI Wei, HU Lin-wei, LI Xiang-yang, et al. Active Disturbance Rejection Based Iterative Learning Control for Torque Ripple Suppression in Switched Reluctance Motor[J]. Control Theory & Applications, 2020, 37(10): 2098—2106.

- [10] 黄向慧, 王永旺, 程勇. 基于粒子群算法的 SRM 转 矩脉动抑制研究[J]. 电气传动, 2018, 48(10): 7—10.
  HUANG Xiang-hui, WANG Yong-wang, CHENG Yong. Research on Torque Ripple Suppression of SRM Based on Particle Swarm Optimization[J]. Electric Drive, 2018, 48(10): 7—10.
- [11] ELHAY E A, ELKHOLY M M. Optimal Dynamic and Steady-State Performance of Switched Reluctance Motor Using Water Cycle Algorithm[J]. IEEJ Transactions on Electrical and Electronic Engineering, 2018, 13(6): 882—890.
- [12] XU A D, SHANG C Y, CHEN J G, et al. A New Control Method Based on DTC and MPC to Reduce Torque Ripple in SRM[J]. IEEE Access, 2019, 7: 68584—68593.
- [13] YAVUZ S, ECHLE A, PARSPOUR N. Control Strategy for a Direct Torque Control of a Switched Reluctance Motor[C]// 2016 XXII International Conference on Electrical Machines, Lausanne, 2016: 1008–1014.
- [14] VAIBHAV S, MAHETAB A, SAIFULLAH P. High Torque/Ampere Direct Torque Control of Switched Reluctance Motor Drive[C]// 2019 National Power Electronics Conference, Tiruchirappalli, 2019: 1—6.
- [15] FAN J Y, AHN J W. Research on Direct Torque Control of Switched Reluctance Motor with Improved Commutation Strategy[C]// 2018 IEEE International Conference on Industrial Technology Lyon, 2018: 510—515.
- [16] HAN Y F, XU P, MA Q S. Torque Ripple Reduction of

Four-Phase SRM Based on DTC Method[C]// 2018 IEEE 3rd Advanced Information Technology, Electronic and Automation Control Conference, Chongqing, 2018: 994—997.

- [17] ZHANG W, XU A D, HAN L, et al. Minimising Torque Ripple of SRM by Applying DB-DTFC[J]. IET Electric Power Applications, 2019, 13(11): 1883—1890.
- [18] GUO H J. Considerations of Direct Torque Control for Switched Reluctance Motors[C]// 2006 IEEE International Symposium on Industrial Electronics, Montreal, 2006: 2321–2325.
- [19] SAU S, VANDANA R, FERNANDES B G. A New Direct Torque Control Method for Switched Reluctance Motor with High Torque/Ampere[C]// 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Vienna, 2013: 2518—2523.
- [20] XU A D, ZHAO X C, HE K L, et al. Torque-Ripple Reduction of SRM Using Optimised Voltage Vector in DTC[J]. IET Electrical Systems in Transportation, 2018, 8(1): 35–43.
- [21] 何昆仑, 许爱德, 曹玉昭, 等. 基于12扇区的开关磁阻电机直接转矩控制脉动抑制研究[J]. 电机与控制应用, 2016, 43(10): 19—23.
  HE Kun-lun, XU Ai-de, CAO Yu-zhao, et al. Research of Switched Reluctance Motor Direct Torque Control Ripple Reduction Based on Twelve Sector Division[J]. Electric Machines & Control Application, 2016, 43(10): 19—23.
- [22] 颜宁,曹鑫,张蕾,等.基于直接转矩控制的开关磁 阻电机模型预测控制方法[J].中国电机工程学报, 2017, 37(18): 5446—5453.
  YAN Ning, CAO Xin, ZHANG Lei, et al. Direct Torque Control Based Model Predictive Control of Switched Reluctance Motors[J]. Proceedings of the CSEE, 2017, 37(18): 5446—5453.
- [23] CHEOK A D, FUKUDA Y, et al. A New Torque and Flux Control Method for Switched Reluctance Motor Drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2002, 17(4): 543—557.
- [24] YAN N, CAO X, DENG Z Q. Direct Torque Control for Switched Reluctance Motor to Obtain High Torque-Ampere Ratio[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2019, 66(7): 5144—5152.
- [25] 曹鑫,户红艳,颜宁,等.扇区实时优化的开关磁阻 电机直接转矩控制方法[J].电工技术学报,2018,33(19):4526—4534.

CAO Xin, HU Hong-yan, YAN Ning, et al. Direct Torque Control of Switched Reluctance Motor with Real-Time Optimization of Sectors[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(19): 4526–4534.