

基于同步空间矢量调制的感应电机调速系统

孙建华¹, 吴旭²

(1. 上海工程技术大学机电工程系, 上海 201620; 2. 浙江大学电气工程学院, 杭州 310000)

摘要: 为降低大功率电驱系统的损耗, 逆变器开关频率甚至小于 1 kHz, 此时相电流谐波含量严重。为解决该问题, 提出了基于定子磁链轨迹跟踪 (Stator flux trajectory tracking, SFTT) 的同步空间矢量调制 (Synchronized space vector modulation, SSVM) 实现方法, 在降低电流谐波的同时可以保证系统动态响应速度。首先, 构建了同步空间矢量调制下的感应电机定子磁链稳态波形, 分析了基于磁链轨迹跟踪实现同步脉冲生成和变频驱动的可行性; 其次, 论证了单一坐标系下的状态观测器发散问题, 进而给出了混合坐标系下的状态观测模型, 提高了低载波比下的磁链观测精确性和稳定性; 最后, 阐述了磁链轨迹跟踪的实现方法, 基于转子磁链误差最小原理, 提出了低载波比下的控制周期动态优化策略。实验结果表明, 所提方法产生的同步电压脉冲可以降低电流谐波含量, 并在 2 ms 时间内完成转矩的快速跟踪, 且不同载波比下的脉冲模式可以顺利切换。

关键词: 低开关频率; 同步空间矢量调制; 磁链轨迹跟踪; 最小化转子磁链误差; 快速动态响应

中图分类号: TM346

文献标志码: A

文章编号: 1005-2615(2025)05-0870-10

Synchronized SVM-Based Speed Regulation for Induction Motors

SUN Jianhua¹, WU Xu²

(1. Department of Mechanical and Electrical Engineering, Shanghai University of Engineering Science, Shanghai 201620, China; 2. College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310000, China)

Abstract: In high-power drives, the switching frequency is even less than 1 kHz for low losses, but phase currents will contain huge harmonics. To solve it, this paper proposes the stator flux trajectory tracking (SFTT) based realization of synchronized space vector modulation (SSVM), which can acquire both low harmonics and fast dynamics. First, the stable flux trajectory is formed for SSVM, and the feasibility of yielding synchronized pulses and fast dynamics by SFTT is explained. Second, a state observer in the hybrid frame is built to avoid the divergence of counterpart in the fixed frame, improving accuracy and stability of observer. Finally, the realization of SFTT is explained, where the control period is online optimized by minimizing rotor flux error. Experiments verify the proposed method can reduce current harmonics and track the torque command within 2 ms. The smooth transition between patterns with different pulse ratios is also realized.

Key words: low switching frequency; synchronized space vector modulation (SSVM); flux trajectory tracking; minimizing rotor magnetic flux error; fast dynamic response

在大功率电机驱动中, 功率器件的开关损耗在系统总损耗中占有相当大的比例, 这无疑增加了系统运行成本、散热器制造成本以及系统外形尺寸, 因此逆变器的开关频率通常设置在几百赫兹左

右。然而, 当电机输出频率上升时, 过低的开关频率将在输出电压中产生大量低次谐波, 造成电流畸变^[1-3]。

已有文献一般将逆变器开关频率与电机基波

收稿日期: 2024-12-11; 修订日期: 2025-05-27

通信作者: 孙建华, 女, 讲师, E-mail: Jhsun2012@sina.com。

引用格式: 孙建华, 吴旭. 基于同步空间矢量调制的感应电机调速系统[J]. 南京航空航天大学学报(自然科学版), 2025, 57(5): 870-879. SUN Jianhua, WU Xu. Synchronized SVM-based speed regulation for induction motors[J]. Journal of Nanjing University of Aeronautics & Astronautics(Natural Science Edition), 2025, 57(5): 870-879.

频率之比称为载波比 P ,当 P 小于 15 时,传统异步调制策略将不再适用,需采用同步调制策略。典型同步调制策略包括指定次谐波消除脉冲宽度调制(Selective harmonic elimination pulse width modulation, SHEPWM)、电流谐波最小脉冲宽度调制(Current harmonics minimization PWM, CHMPWM)^[4]和同步空间矢量调制(Synchronized space vector modulation, SSVM)等,上述调制策略生产的电压波形具有良好的同步性和对称性,从而能够有效抑制电流谐波。相较于其他调制策略,SSVM 因其灵活性和简单性而受到关注。

SSVM 通过对电压采样数量、位置及开关序列进行多样化设计,可以生成不同载波比下的电压脉冲。典型的 SSVM 实现方式包括传统空间矢量策略(Conventional space vector strategy, CSVS)、基本母线钳位策略(Basic bus clamping strategy, BBCS)以及边界采样策略(Boundary sampling strategy, BSS),它们均对参考电压圆实施等间距采样^[5-6]。在 CSVS 中,单个扇区内的电压采样点数目 N_s 为正奇数,而在 BBCS 和 BSS 中, N_s 可以为任意正整数。在 CSVS 中,每个电压采样由两个有效电压矢量和两个零矢量合成,因此单个控制周期中所有器件均发生开关动作,而在 BBCS 与 BSS 中存在钳位相。文献[7]比较了 SHEPWM 与 SSVM 性能差异,发现 SSVM 在载波比较低时(一般小于 7)具有更低谐波含量;文献[8]通过比较不同电压脉冲模式的性能,设计了一套多模式 SSVM 调制策略,并建议在调制切换时刻应保证基波电压相位和幅值的连续性,以规避谐波电流冲击;文献[9]提出了一种基于计算开关角的 SSVM,可以更加直观地控制窄脉冲消失;文献[10]改进了同步调制策略,实现异步调制-同步调制-方波的平稳过渡;鉴于三电平逆变器技术的成熟,文献[11]则讨论了 SSVM 在该领域的应用。文献[4-11]主要集中于对调制算法的分析与改进,而近年来研究人员也开始研究基于 SSVM 的高性能闭环调速系统。文献[12]在矢量控制中通过调整控制周期以补偿电压相位误差,实现了电压脉冲的同步性,但是该方法无法确保所有电压采样均被遍历,可靠性较差;同样,文献[13]中基于 SSVM 的模型预测磁链控制也面临上述问题;文献[14]在矢量控制中采用锁相环以实现电压脉冲的同步性,无疑增加了系统复杂度,降低了稳定性。此外,文献[12]和文献[14]还未讨论变控制周期下的电流环设计。

本文基于磁链轨迹跟踪概念成功将 SSVM 运用于感应电机闭环控制系统中,通过控制定子磁链沿特定目标轨迹运动即可获得同步且对称的电压

脉冲。同时,通过最小化转子磁链误差以优化控制周期,系统可以获得快速动态响应。由于所提方法将电机控制与电压调制统一为对定子磁链运动轨迹的控制,因此系统可以在任意时刻实现不同调制模式之间的平稳切换。

1 理想情况下的磁链轨迹跟踪

1.1 SSVM 下稳态磁链轨迹

本文以 BBCS 为基础实现具有不同载波比的调制模式,同时所提方法也适用于 CSVS 和 BSS。为了保证电压脉冲的同步性和对称性,SSVM 具有一系列设计规范,如表 1 给出了 BBCS 下载波比为 13、11、9、7、5 时扇区 I 内可取的电压采样相位及开关序列。当 N_s 为奇数时,30° 位置处存在一个电压采样,其使用了 u_0 、 u_7 两个零矢量,因此在一个采样周期内,所有功率器件均发生动作,无钳位相。然而,在 30° 位置两侧,电压采样均只使用一个零矢量,进而造成某相桥臂被钳位。当 N_s 为偶数时,扇区中间位置不存在电压采样,且所有电压采样均只使用一个零矢量,因此始终存在被钳位相。为实现电机在低速与高速运行之间平稳过渡,通常将具有不同载波比的调制模式组合成复合调制策略,如图 1 所示。

表 1 不同载波比下电压采样相位及开关序列
Table 1 Positions and switching sequences of voltage samples with different P

P, N_s	电压采样相位/(°)	开关序列
13, 6	5, 15, 25, 35, 45, 55	012, 210, 012, 127, 721, 127
11, 5	6, 18, 30, 42, 54	012, 210, 012, 721, 127
9, 4	7.5, 22.5, 37.5, 52.5	127, 721, 210, 012
7, 3	10, 30, 50	127, 721, 012
5, 2	15, 45	721, 210

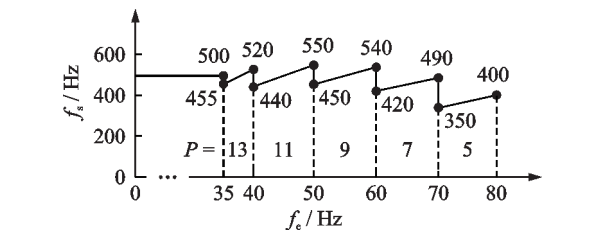


图 1 复合调制策略
Fig.1 Hybrid modulation strategy

由于同步调制策略一般应用于电机中高速工作区域,因此可以忽略定子电阻压降,将定子磁链仅看作是对输入电压的积分,进而表 1 中调制模式所对应的稳态磁链轨迹可表示成图 2(仅画出 $P=13, 11$ 所对应结果)。在图 2 中,磁链轨迹上被标记

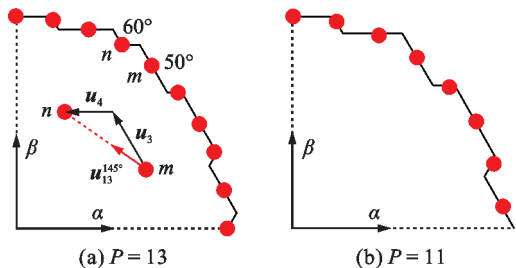


图2 不同载波比下的稳态磁链轨迹

Fig.2 Steady flux trajectories with different P

了一些红色圆圈,本文将其定义为磁链采样点,它们代表了电压采样的起始/终止工作时刻,例如在图2(a)中,当施加电压采样 $u_{13}^{145^\circ}$ (下标为调制模式载波比,上标为电压采样相位)时,定子磁链将沿图示路径从 m 运动到 n 。磁链采样点的坐标可表示为

$$\psi_{\text{sample}} = \frac{|u_s^*|}{6N_s f_e} \sum_{i=1}^j e^{j\theta_i} - \psi_b \quad (1 \leq j \leq 6N_s) \quad (1)$$

使用 j 遍历 1 至 $6N_s$ 之内的整数,便可获得所有磁链采样点的坐标。在式(1)中, N_s 为单个扇区内电压采样点数目; f_e 为基波频率; $|u_s^*|$ 为参考电压幅值; θ_i 为第 i 个电压采样的相位; ψ_b 为累加偏置项,可表示为

$$\psi_b = \frac{1}{36N_s^2} \sum_{j=1}^{6N_s} \frac{|u_s^*|}{f_e} \sum_{i=1}^j e^{j\theta_i} \quad (2)$$

式中对第 i 至 j 项累加是为计算单个磁链采样点坐标,而对第 j 至 $6N_s$ 项累加是为了计算所有磁链采样点坐标的平均值^[15]。对于给定调制模式,所有磁链采样点处的幅值均相等,而相邻磁链采样点的相位差为

$$\Delta\theta = \frac{60^\circ}{N_s} \quad (3)$$

1.2 磁链轨迹跟踪下 SSVM 实现方式

本文 1.1 节从电压调制的角度出发,分析了与之对应的稳态磁链轨迹。接下来,本节以磁链轨迹跟踪为基础,探讨如何保证电压脉冲的同步性和对称性。磁链轨迹跟踪策略将直接控制定子磁链沿图 2 所示稳态轨迹运动,整个过程包含多段相邻磁链采样点之间的运动。以图 2(a)中的 m 、 n 两点为例,无论定子磁链以何种路径从 m 点运动到 n 点,产生的磁链变化量始终为

$$\Delta\psi_s = \psi_{13}^{60^\circ} - \psi_{13}^{50^\circ} \quad (4)$$

在 $\psi_{13}^{60^\circ}$ 、 $\psi_{13}^{50^\circ}$ 中,上标表示磁链采样点相位,下标表示调制模式载波比。 $\Delta\psi_s$ 的相位与 $u_{13}^{145^\circ}$ 相同,因此上述过程本质上就是在合成相位为 145° 的电压矢量。同时,如果强制定子磁链沿图 2(a)中轨迹完成上述运动,那么系统只能使用基本电压矢量

u_3 、 u_4 、 $u_{q/7}$ 。为了生成载波比为 $P=13$ 的电压脉冲,系统理应参考 SSVM 使用 $u_{13}^{145^\circ}$ 对应开关序列,即 $u_3 u_4 u_7$ 。对于其他相邻磁链采样点之间的运动,可以采取相同分析方式。最终,当定子磁链旋转一周后,系统所合成的等效电压矢量的数目、相位及开关序列将与 SSVM 完全一致,自然也就能够保证电压脉冲的同步性和对称性。

在实现上述磁链轨迹跟踪概念时,零矢量只能在磁链采样点(红圈)处使用,其余位置均使用有效电压矢量。当给定目标磁链轨迹时,其形状和长度随即确定,那么在相邻磁链采样点之间,有效电压矢量的作用时间是唯一确定的。此时,为了能够实现变频效果,必须对零矢量的作用时间进行调节,以改变定子磁链的平均旋转速度。

1.3 目标磁链轨迹

为实现磁链轨迹跟踪,系统应首先确定目标磁链轨迹的相关信息。对于图 2 中的目标轨迹,系统仅需给定磁链采样点处的相位和幅值,通过确保相邻磁链采样点之间使用的开关序列满足 SSVM 设计需求,即可使得实际磁链轨迹与目标轨迹相一致。

2 考虑非理想因素时的磁链轨迹跟踪

本文第 1 节围绕理想情况下的磁链轨迹跟踪概念探讨了电机控制,其主要内容包含对相邻磁链采样点之间开关序列的设计以及对零矢量作用时间的调整。上述讨论对控制算法的设计具有重要指导作用,然而一个现实的驱动系统通常包含逆变器非理想特性、负载变化、母线电压波动等干扰因素,从而导致实际的定子磁链轨迹与图 2 中的目标轨迹存在偏差。在给定磁链采样点信息的前提下,系统可以规定当一个控制周期结束时,定子磁链应该正好落在某磁链采样点处,从而保证上述磁链轨迹偏差可以在“一拍”之后得到及时消除。因此,在单个控制周期中,实际物理系统应在线矫正有效电压矢量的作用时间,以实现磁链轨迹跟踪功能。

2.1 低控制频率下磁链观测器

获取磁链实时信息是实现定子磁链轨迹跟踪的前提。本文所提策略期望在单个控制周期中完成定子磁链在相邻磁链采样点之间的运动,因此控制周期较长,此时磁链观测相对困难。在任意坐标系下,若以定子磁链和转子磁链为状态变量,则感应电机的状态方程可表示为

$$\begin{bmatrix} \frac{d\psi_s^\nu}{dt} & \frac{d\psi_r^\nu}{dt} \end{bmatrix}^T = A \begin{bmatrix} \psi_s^\nu & \psi_r^\nu \end{bmatrix}^T + B \begin{bmatrix} u_s & 0 \end{bmatrix}^T \quad (5)$$

式中:上标 ν 表示任意坐标系; u_s 为输入电压; $A =$

$$\begin{bmatrix} -\frac{R_s L_r}{\delta} - j\omega_k & \frac{R_s L_m}{\delta} \\ \frac{R_r L_m}{\delta} & -\frac{R_r L_s}{\delta} - j(\omega_v - \omega_r) \end{bmatrix}$$
 为状态矩阵; $B = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$ 为输入矩阵; $\delta = L_s L_r - L_m^2$; R_s 、 R_r 分别表示定、转子电阻; L_s 、 L_r 、 L_m 分别表示定子电感、转子电感及互感; ω_v 表示参考坐标系旋转速度; ω_r 为电机电角速度。当 $\omega_v = 0$ 或 $\omega_v = \omega_r$ 时,式(5)分别对应静止坐标系和转子坐标系下电机状态方程。通过求解矩阵 A 的特征根,可以分别获得电机极点在静止坐标系和转子坐标系下随 ω_r 变化趋势,如图3所示。可见,在单一坐标系下,当 ω_r 上升时,始终存在电机极点发散现象,严重时甚至会超出一阶欧拉离散化(First-order Euler discretization, FOED)方法所对应的稳定区域。

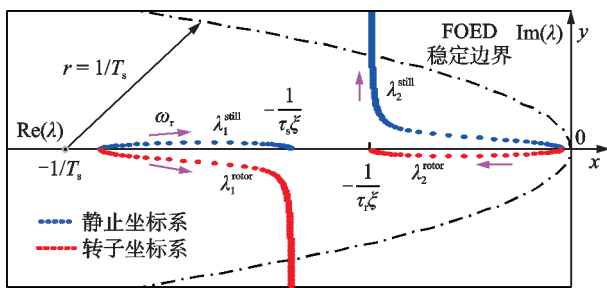


图3 单一坐标系下电机极点随转速变化趋势

Fig.3 Variations of motor poles with increasing ω_r in a single reference frame

为解决上述问题,本文采用一种复合坐标系,在静止坐标系下描述定子动态方程,而在转子坐标系下描述转子动态方程,即^[14]

$$\begin{bmatrix} \frac{d\psi_s^{\text{still}}}{dt} & \frac{d\psi_r^{\text{rotor}}}{dt} \end{bmatrix}^T = A_h \begin{bmatrix} \psi_s^{\text{still}} & \psi_r^{\text{rotor}} \end{bmatrix}^T + \begin{bmatrix} u_s & 0 \end{bmatrix}^T \quad (6)$$

式中:上标 still、rotor 分别表示静止坐标系、转子坐标系, θ_r 为转子旋转角度;同时

$$A_h = \begin{bmatrix} -\frac{R_s L_r}{\delta} & \frac{R_s L_m}{\delta} e^{j\theta_r} \\ \frac{R_r L_m}{\delta} e^{-j\theta_r} & -\frac{R_r L_s}{\delta} \end{bmatrix}$$

状态方程(6)代表了一个线性时变系统,其对应的极点为图3中的 λ_1^{still} 和 λ_2^{rotor} ,由此极点发散现象得到有效抑制,从而保证系统仍然可以使用一阶欧拉离散化方法进行磁链观测。通过

$$\psi_r^{\text{rotor}}(k) = \psi_r^{\text{still}}(k) e^{-j\theta_r(k)} \quad (7)$$

$$\theta_r(k) = \theta_r(k-1) + \omega_r T_s \quad (8)$$

可将式(6)的离散化形式表示为

$$\begin{bmatrix} \psi_s^{\text{still}}(k) \\ \psi_r^{\text{still}}(k) \end{bmatrix} = A_h^d \begin{bmatrix} \psi_s^{\text{still}}(k-1) \\ \psi_r^{\text{still}}(k-1) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} u_s(k-1) \\ 0 \end{bmatrix} T_s \quad (9)$$

式中: T_s 为控制周期,索引号 k 表示当前采样时刻变量, $k-1$ 表示上一采样时刻变量,有

$$A_h^d = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R_s L_r T_s}{\delta} & \frac{R_s L_m T_s}{\delta} \\ \frac{R_r L_m T_s}{\delta} e^{j\omega_r T_s} & \left(1 - \frac{R_r L_s T_s}{\delta}\right) e^{j\omega_r T_s} \end{bmatrix}$$

由此,系统可直接得到静止坐标系下定、转子磁链观测值。为简化表述,下文分别使用 ψ_s 、 ψ_r 表示静止坐标系下的定子磁链和转子磁链。

2.2 磁链观测器稳定性证明

本节从磁链观测模型离散化精度方面出发,对不同坐标系下的磁链观测器稳定性进行了量化分析。无论是在单一坐标系或复合坐标系下,感应电机磁链观测器离散化模型均可表示为

$$x^{k+1} = \Phi x^k + H u_s^k \quad (10)$$

式中: Φ 为状态转移矩阵, H 为输入矩阵,两者精确解可分别表示成

$$\Phi = e^{AT_s} \quad (11)$$

$$H = B \int_0^{T_s} e^{A\tau} d\tau \quad (12)$$

利用泰勒级数可将式(11)、(12)进一步展开为

$$\Phi = I + AT_s + A^2 T_s^2 + \dots + \frac{A^n T_s^n}{n!} \quad (13)$$

$$n \rightarrow \infty$$

$$H = (e^{AT_s} - I) A^{-1} B \quad (14)$$

在一个电机控制系统中,数字控制器无法实时计算出 Φ 和 H 的精确值,可取的做法是省去高次项,从而获得一个近似值。例如,一阶欧拉离散化方法本质是将 Φ 和 H 近似表示为

$$\Phi_{1st} = I + AT_s \quad (15)$$

$$H_{1st} = T_s B \quad (16)$$

对于不同离散化方法,可定义相应的离散化误差为

$$D_\epsilon = \frac{\|\Phi - e^{AT_s}\|_\infty}{\|e^{AT_s}\|_\infty} \quad (17)$$

式中: $\|\cdot\|_\infty$ 表示矩阵的 ∞ 范数。图4中的蓝色曲线给出了不同采样周期下,单一坐标系磁链观测器一阶欧拉离散化误差随转速的变化趋势,可见当 T_s 和 ω_r 增加时,离散误差迅速增大。为了克服一阶欧拉离散化方法在低控制频率下的弊端,可取的方法是提高离散化精度,例如采用二阶欧拉离散化方法时, Φ 和 H 可近似表示为

$$\Phi_{2nd} = I + AT_s + \frac{A^2 T_s^2}{2} \quad (18)$$

$$H_{2nd} = \left(T_s + \frac{A}{2} T_s^2 \right) B \quad (19)$$

图4中的红色曲线则给出了不同采样周期下,

单一坐标系磁链观测器二阶欧拉离散化误差随转速的变化趋势,可见二阶欧拉离散化方法相较于一阶欧拉离散化方法可以明显减小离散误差,从而提高磁链观测精度。但是另一方面,采用高阶欧拉离散化方法无疑会引入更多的矩阵运算。

相较而言,本文采用的基于复合坐标系的磁链观测器则更具优势。图 4 中的紫色曲线则给出了不同采样周期下,复合坐标系磁链观测器一阶欧拉离散化误差随转速变化趋势,可见论文所述复合坐标系磁链观测器可以在低阶离散化方法下获得更小的离散化误差,间接证明了复合坐标系磁链观测器更优的稳定性。

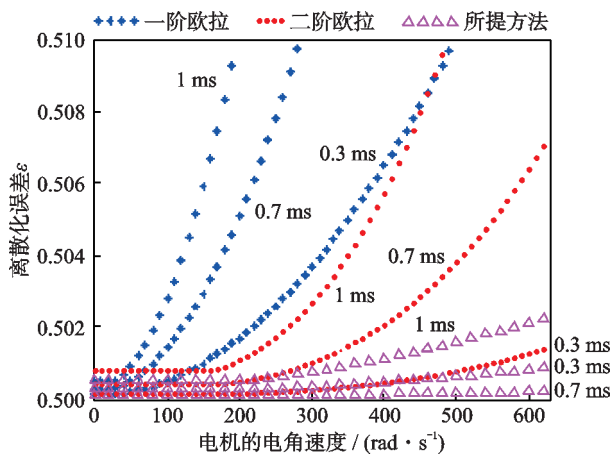


图 4 不同方法的离散化误差

Fig.4 Discretization errors of different methods

2.3 确定参考定子磁链

如前所述,本文期望单个控制周期结束时,定子磁链应该正好落在某磁链采样点处。为此,系统应首先确定参考磁链采样点。

采用式(9)完成磁链观测后,可进一步确认当前采样时刻离 $\psi_s(k)$ 最近的磁链采样点标号。当 N_s 为奇数时, 0° 位置处不存在磁链采样点,可直接使用式(20)确定该标号,即

$$k_\psi = \text{round}((\angle \psi_s(k) - \Delta\theta/2)/\Delta\theta) + 1 \quad (20)$$

式中 $\angle \psi_s(k)$ 表示当前采样时刻定子磁链相位。当 N_s 为偶数时, 0° 位置处存在磁链采样点,需要做如下进一步处理,即

$$k_\psi = k_\psi + 1 \quad \angle \psi_s(k) > (k_\psi - 0.5)\Delta\theta \quad (21)$$

所谓最近磁链采样点,是指其与 $\psi_s(k)$ 的相位差在 $(-\Delta\theta/2, \Delta\theta/2)$ 范围之内。随后,系统可以将相邻磁链采样点作为参考磁链,其标号为

$$k_\psi^* = \begin{cases} k_\psi + 1 & \omega_e > 0 \\ k_\psi - 1 & \omega_e < 0 \end{cases} \quad (22)$$

式中 ω_e 为同步角速度,可通过对转子磁链相位进行微分获得。至此,参考定子磁链可以表示为

$$\psi_s^* = \begin{cases} |\psi_s|^* e^{j(k_\psi^* - 0.5)\Delta\theta} & N_s = 2n + 1 \\ |\psi_s|^* e^{j(k_\psi^* - 1)\Delta\theta} & N_s = 2n \end{cases} \quad (23)$$

式中: n 为任意自然数, $|\psi_s|^*$ 为给定的磁链采样点幅值。

2.4 基于最小转子磁链误差的控制周期优化方法

当定子磁链由当前位置运动至 ψ_s^* 时,产生的伏秒变换量为

$$\Delta\psi_s = u_s^* T_s = \psi_s^* - \psi_s(k) \quad (24)$$

式中: u_s^* 为参考电压,同时也代表 ψ_s 在相邻磁链采样点之间的运动时间。为实现变频效果, T_s 理应是可变量,因此在所提方案中, u_s^* 和 T_s 均为未知量。本文首先对 T_s 进行求解,为提高系统动态响应,所提方案期望在下一控制周期结束时,电机输出转矩达到参考值。对于给定转矩 T_e^* ,参考转子磁链相位可表示为

$$\angle \psi_r^* = \angle \psi_s^* - \arcsin\left(\frac{T_e^*}{K_T |\psi_r(k)| |\psi_s|^*}\right) \quad (25)$$

式中: $K_T = 3pL_m/(2\delta)$ 为转矩系数, p 为极对数。因此,参考转子磁链可近似表示为

$$\psi_r^* = |\psi_r(k)| \exp(j \cdot \angle \psi_r^*) \quad (26)$$

由于 ψ_r 可看作是 ψ_s 的一阶滞后环节,即使在低开关频率下,依然可以近似认为 ψ_r 以圆形轨迹运动,所以在式(25)和式(26)中,系统默认在一个控制周期内 ψ_r 幅值保持不变。为完成转矩跟踪功能,经过 T_s 时长后,转子磁链应该运动至 ψ_r^* 。根据式(5),当前采样时刻转子磁链微分可表示为

$$s_1 = \frac{R_r L_m}{\delta} \psi_s(k) + \left(-\frac{R_r L_s}{\delta} + j\omega_r \right) \psi_r(k) \quad (27)$$

在图 5 中,假设在 T_s 时段内 ψ_r 始终以 s_1 方向运动,那么经过 T_s 时长后,转子磁链可预测为

$$\psi_r^p = \psi_r(k) + s_1 T_s \quad (28)$$

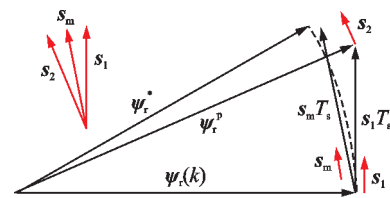


图 5 对转子磁链动态特性的近似求解

Fig.5 Approximate description of rotor flux dynamics

此时 ψ_r^p 与 ψ_r^* 误差较大,为此系统进一步求解 ψ_r^p 处转子磁链微分,即

$$s_2 = \frac{R_r L_m}{\delta} \psi_s^* + \left(-\frac{R_r L_s}{\delta} + j\omega_r \right) \psi_r^p \quad (29)$$

由此可将 s_1 、 s_2 两者平均值作为转子磁链在 T_s 间隔内的平均微分,从而减小误差,即

$$s_m = \frac{1}{2}(s_1 + s_2) \quad (30)$$

由于 s_m 是对转子磁链微分的近似等效,且控制器无法主动控制 ψ_r 的运动,因此系统无法获得准确的 T_s 以跟踪 ψ_r^* ,即关于 T_s 的方程无解。

$$\psi_r(k) + s_m T_s - \psi_r^* = 0 \quad (31)$$

对此,本文拟寻求最优 T_s 使得下一控制周期结束时 ψ_r 与 ψ_r^* 之间的误差尽可能小,即将电机控制目标表述为对代价函数 J 的最小化,如式(32)所示。

$$\min J = |\psi_r(k) + s_m T_s - \psi_r^*|^2 = f(T_s^4, T_s^3, T_s^2, T_s) \quad (32)$$

J 表示控制周期结束时 ψ_r 与 ψ_r^* 之间的误差。根据式(27~31), s_m 是关于 T_s 的一次函数,因此将 s_m 代入式(32)时, J 成为关于 T_s 的四次函数。在全局范围内实时求解四次函数的最优解十分复杂,对控制器的计算能力要求较高,因此本文直接采用遍历方法寻求最优 T_s 。例如根据图 1,当基波频率位于 35~40 Hz 时,系统采用 $P=13$ 调制模式,稳态下定子磁链在相邻磁链采样点之间的运动时间大约为 0.7~0.8 ms,为留有一定裕度,本文对 0.35~1.6 ms 时间段以 75 μ s 间隔进行遍历寻找最优 T_s ,如此式(27~32)将被重复计算约 17 次,这对于百微秒级的控制周期来说并不困难。对于其他调制模式可做相同分析,这里不再赘述。

在确定最优 T_s 后,可根据式(24)反推出 u_s^* 。为保证电压脉冲的同步性和对称性,合成 u_s^* 所使用的开关序列应该符合 SSVM 设计需求,为此系统需确定在复平面中离 u_s^* 最近的电压采样点标号,方法为

$$k_u = \text{round}((\angle u_s^* - \Delta\theta/2)/\Delta\theta) + 1 \quad (33)$$

最终系统将使用 k_u 所对应电压采样点的开关序列合成 u_s^* 。

为进一步解释所提算法基本思路,现以载波比 $P=11$ 为例,结合图 6 进行详细说明。在图 6 中, $\psi_s(k)$ 没有与任何磁链采样点重合,但是由于其相位在 $(0^\circ, 12^\circ)$ 范围内,根据式(10)可判断出 $\psi_s(k)$ 离 $\psi_{11}^{6^\circ}$ 最近,同时考虑到电机逆时针旋转,因此在下一控制周期中 ψ_s 应运动至 $\psi_{11}^{18^\circ}$,其间系统合成的等效电压矢量为 u_s^* 。由式(33)可判定 u_s^* 离 $u_{11}^{102^\circ}$ 最近,因此根据 SSVM,系统将使用开关序列 $u_3 u_2 u_7$ 。在确定 u_s^* 和开关序列后,控制器即可根据空间矢量调制原理计算零矢量、有效电压矢量的作用时间。在图 6 中,稳态下的 u_s^* 与 $u_{11}^{102^\circ}$ 的相位差较小,因此电压脉冲仍能保持较好的同步性和对称性。

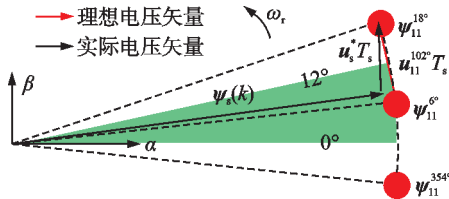


图 6 磁链运动及电压合成示意图

Fig.6 Illustration of flux movement and voltage synthesis

根据上述分析可知,所提策略的核心在于对 u_s^* 和 T_s 的求解。在上述论述中,系统兼顾了磁链轨迹跟踪及转矩调节的功能,因此所提策略既能够在稳态工况下提供同步且对称的电压脉冲,同时也能在动态过程中提供快速转矩响应。

3 仿真结果

本节基于一台 150 kW 感应电机开展仿真研究,参数见表 2。本文重点分析了定子电阻、定子电感发生变化时的磁链观测精度。图 7(a)给出了转速为 100 r/min,定子电阻实际值为计算值 1.5 倍时的磁链观测结果,可以看出混合磁链观测器在低速时对定子电阻变化具有较好的鲁棒性。当绕组电流较大而使得电机处于局部饱和状态时,绕组电感值下降,图 7(b)给出了转速为 1 500 r/min, L_m 实际值为计算值 0.7 倍时的磁链观测结果,此时混合磁链观测器依然能够十分准确地获得定子磁链信息。定子磁链的离散化方程中虽然存在 L_m 、 L_r 等参数,但是其本质作用是利用 ψ_s 、 ψ_r 来表示定子电阻压降,而在高速时,定子电阻压降相较于反电势可忽略不计,因此电感参数的变化不会影响定子磁链观测效果,这也是对定子磁链进行控制的优势之一。

为了验证所提算法的效果,本文将其与无差拍直接转矩控制 (Deadbeat direct torque control, DB-DTC)^[16] 进行对比。本文方案和 DB-DTC 在做转矩控制时均采用了“无差拍控制”的概念,即直接

表 2 测试电机参数

Table 2 Parameters of test motors

参数	标识	仿真电机	测试电机
额定功率/kW	P_N	150	0.55
额定电压/V	U_N	1 100	200
额定转速/(r·min ⁻¹)	f_N	1 500	1 310
极对数	N_p	2	2
定子电阻/ Ω	R_s	0.09	6.1
转子电阻/ Ω	R_r	0.065	5.6
定转子互感/H	L_m	0.038	0.55
定子电感/H	L_s	0.039 4	0.573
转子电感/H	L_r	0.039 7	0.58

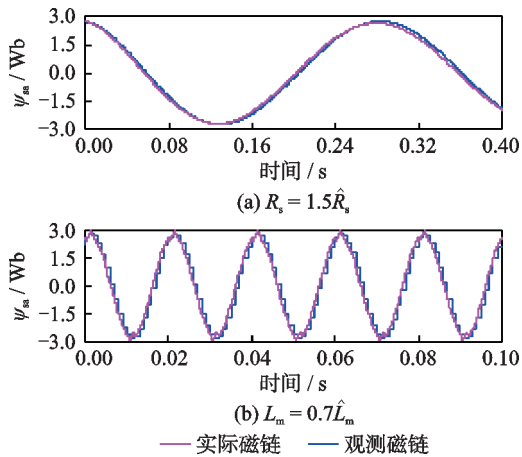


图 7 参数不匹配时混合磁链观测结果

Fig.7 Hybrid observer with parameter mismatch

根据电机数学模型计算出所需要施加的空间电压矢量,无需转矩/电流调节环节,随后在合成参考电压矢量时,两者也均采用了“伏秒平衡”的原理,但两者在参考电压矢量计算和开关序列设计方面存在差异性,间接导致两者产生的电流谐波含量不同。

在图 8 中,下标 A 表示 A 相,下标 AB 表示 AB 两组分别从 A 和 B 引出的两线之间的线电压,电机

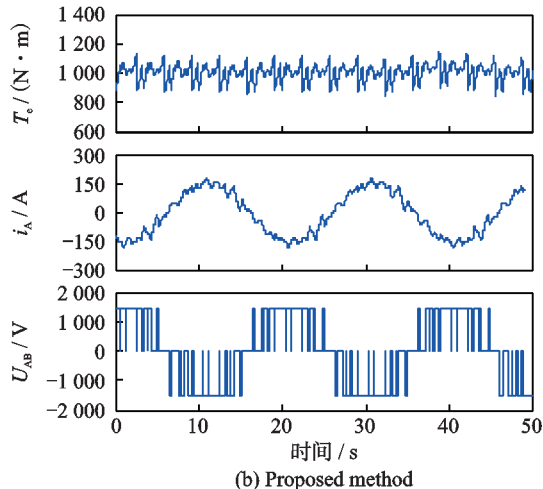
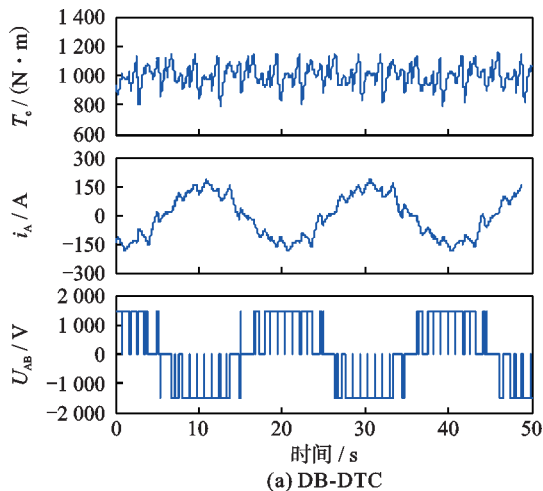


图 8 1 500 r/min 转速下施加 1 000 N·m 负载的稳态波形

Fig.8 Stable waveform at 1 500 r/min with a load of 1 000 N·m

转速 1 500 r/min,施加 1 000 N·m 负载,此时基波频率约为 51 Hz,所提算法采用 $P=11$ 的调制策略,对应的开关频率为 561 Hz。同样,为保证算法比较的公平性,将 DB-DTC 采样频率设置为 0.891 ms,从而保证两种对比算法的开关频率相同。根据图 9 中电流频谱分析可知,相较于 DB-DTC,所提算法可以将电流总谐波畸变率 (Total harmonic distortion, THD) 从 20.71% 下降到 15.54%,尤其是低次电流谐波得到有效抑制,从而验证了所提算法在满载工况下对稳态性能的改变。

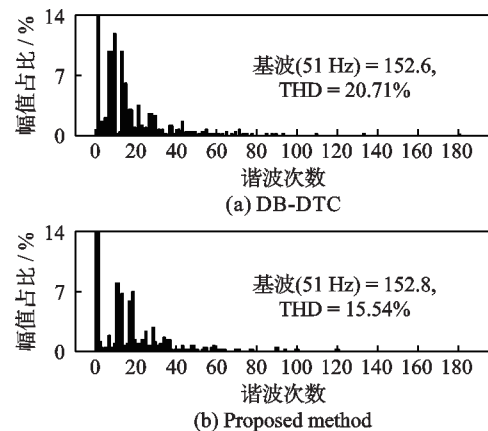


图 9 1 500 r/min 转速下施加 1 000 N·m 负载时的电流 THD 分析

Fig.9 THD analysis at 1 500 r/min with a load of 1 000 N·m

4 实验结果

由于实验室设备限制,本文选择在一台 550 W 电机上验证所提算法的性能,实验平台如图 10 所示,电机参数见表 2。在相同开关频率下,异步调制与同步调制所生成的稳态线电压脉冲分布有着明显区别,这表明两者所对应的加权线电压总谐波畸变是不同的^[5]。此时,即使利用一台小功率电机也能客观地反映出不同调制策略的稳态性能差异。

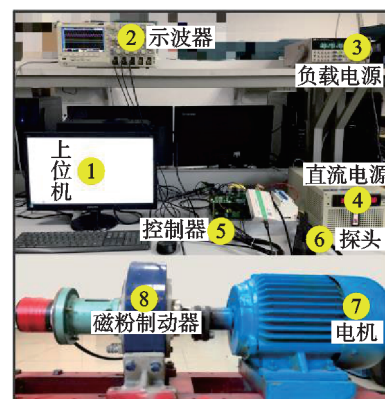


图 10 感应电机实验平台

Fig.10 Platform of a down-scaled induction motor

4.1 稳态性能

在图 11 中,电机给定转速为 1 500 r/min,施加

转矩 $3.5 \text{ N}\cdot\text{m}$, 此时所提算法采用 $P=9$ 的调制模式, 对应开关频率约为 468 Hz 。为保证实验比较的公平性, DB-DTC 的开关频率也设置为 468 Hz 。同样可以发现, 相较于 DB-DTC, 所提算法可以将电流 THD 从 28.3% 减小至 21.91% 。

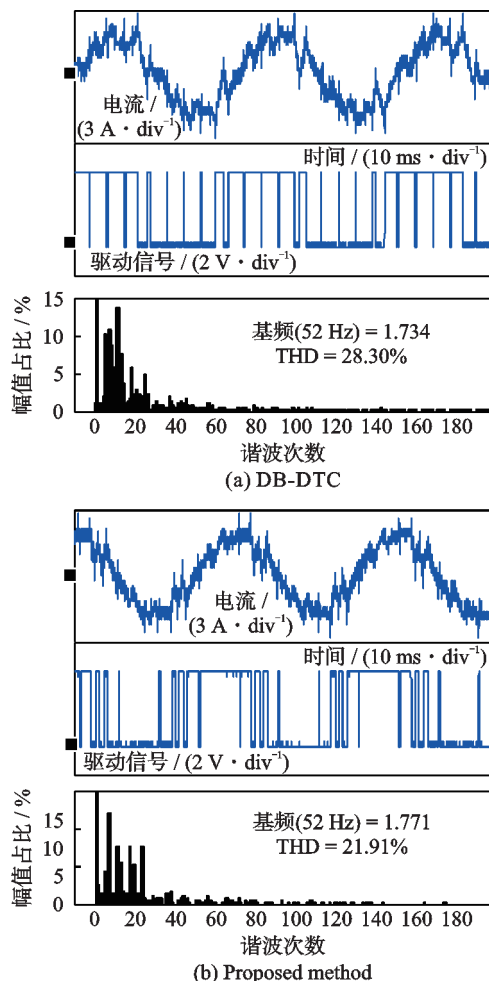


图 11 1500 r/min 转速下施加 $3.5 \text{ N}\cdot\text{m}$ 负载的稳态波形
Fig.11 Stable waveform at 1500 r/min with a load of $3.5 \text{ N}\cdot\text{m}$

4.2 动态性能

为减小转子惯量对电机输出的影响, 本文将考虑不同算法对转矩阶跃指令的响应速度。由于所提算法与 DB-DTC 均是对定子磁链进行控制, 因此决定动态响应速度的关键因素就是定子磁链矢量的瞬时旋转速度 (或对应的瞬时转差)^[17]。同时, 定子磁链可看作是对输入电压的积分, 因此转矩阶跃跟踪实验将在很大程度上减少参数依赖性, 从而使得小功率电机的实验结果更具说服力。图 12 比较了 DB-DTC 与所提算法的动态性能。

初始时刻电机以空载状态运行在 1050 r/min , 因此所提算法采用 $P=13$ 的调制模式, 而后施加 $4 \text{ N}\cdot\text{m}$ 的转矩阶跃指令, 可以看出两种算法的转矩响应速度基本相同 (约为 2 ms), 这表明通过最小

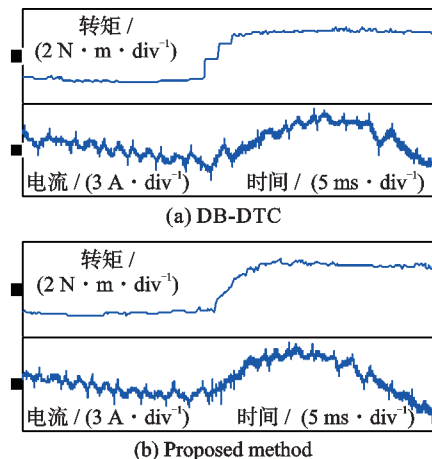


图 12 转矩阶跃响应

Fig.12 Response for a step torque command

化转子磁链误差进而优化控制周期, 可以使得所提算法获得类似无差拍跟踪性能。在 DB-DTC 中, 控制周期是固定的, 系统通过改变定子磁链矢量在单个周期中的旋转角度实现转矩快速跟踪。在所提算法中, 单个控制周期中定子磁链的旋转角度是固定的, 系统通过改变控制周期实现转矩快速跟踪。以上是两种算法的不同之处。

4.3 不同调制模式间的切换

随着载波比降低, 不同调制模式之间的平稳切换更具挑战性, 因此针对小功率电机而言, 本文仅提供载波比 $P=9, 7, 5$ 之间的切换实验。图 13(a) 为调制模式由 $P=9$ 切换至 $P=7$ 时的实验结果, 图 13(b) 为调制模式由 $P=7$ 切换至 $P=5$ 时的实验结

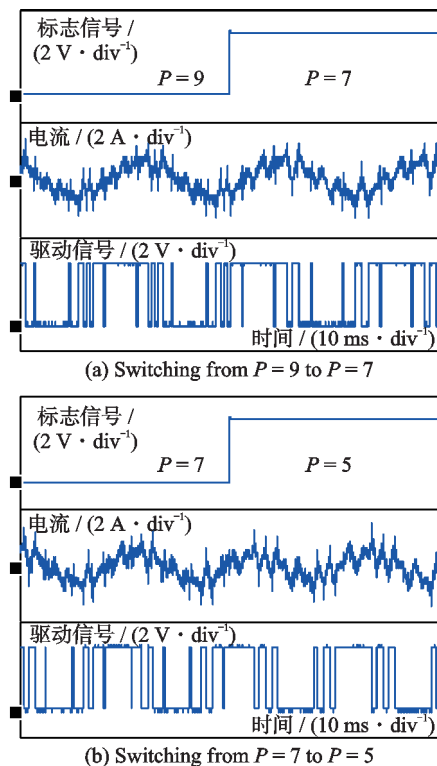


图 13 不同调制模式之间的切换

Fig.13 Transition between different pulse patterns

果,可以发现在切换的瞬间,系统未发生电流冲击现象,由此验证了所提算法可以获得不同调制模式之间的平滑切换。

5 结 论

本文依据磁链轨迹跟踪概念实现了基于 SS-VM 的闭环调速系统,所提算法具有以下特点:

(1)主动控制定子磁链沿特定目标轨迹运动,可保证电压脉冲的同步性和对称性,实验结果表明,在高速重载工况下,可将电流谐波含量进一步降低 6.4%;

(2)通过最小化转子磁链误差对控制周期进行优化,控制系统可获得快速动态响应,实验结果表明,所提算法对于转矩阶跃指令的响应时间仅为 2 ms,与 DB-DTC 拥有非常接近的响应速度,可满足工业场合需求;

(3)将电机控制与电压调制统一为对定子磁链矢量的控制,系统可在任意时刻实现不同调制模式之间的平稳切换,实验结果中未发生明显的电流突变现象。

参考文献:

- [1] CHAUDHURI S, TRIPATHI A, JAIN A K. OW-IM drive operated with synchronized PWM with odd-non-triplen and all-triplen pulse numbers for railway traction application[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(9): 10366-10376.
- [2] KARUVARIL VIJAYAN A, XIAO D X, NAHID-MOBARAKEH B, et al. Synchronous optimal pulse-width modulation for high-power AC motor drives: A review[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2024, 10(2): 3976-3990.
- [3] WANG Q S, YANG S Y, XIE Z, et al. Analysis and improvement of synchronous PWM-based closed-loop current control for machine drive[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2024, 39(8): 10166-10176.
- [4] 阚京波. 低开关频率下异步电机高性能控制技术研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2017.
KAN Jingbo. Research on high performance control technology of asynchronous motor at low switching frequency[D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2017.
- [5] NARAYANAN G, RANGANATHAN V T. Synchronised PWM strategies based on space vector approach, part 1: Principles of waveform generation[J]. IEE Proceedings—Electric Power Applications, 1999, 146(3): 267-275.
- [6] NARAYANAN G, RANGANATHAN V T. Two novel synchronized bus-clamping PWM strategies based on space vector approach for high power drives [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2002, 17(1): 84-93.
- [7] 王堃, 游小杰, 王琛琛, 等. 低开关频率下 SHEP-WM 和 SVPWM 同步调制策略比较研究[J]. 电工技术学报, 2015, 30(14): 333-341.
WANG Kun, YOU Xiaojie, WANG Chenchen, et al. Research on the comparison of synchronized modulation of SHEPWM and SVPWM under low switching frequency[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(14): 333-341.
- [8] 王堃, 游小杰, 王琛琛, 等. 低开关频率下 SVPWM 同步调制策略比较研究[J]. 中国电机工程学报, 2015, 35(16): 4175-4183.
WANG Kun, YOU Xiaojie, WANG Chenchen, et al. Research on synchronized SVPWM strategies under low switching frequency[J]. Proceedings of the CSEE, 2015, 35(16): 4175-4183.
- [9] 朱龙胜, 方晓春, 林飞, 等. 一种基于计算开关角的 SVPWM 同步调制策略[J]. 中国电机工程学报, 2018, 38(13): 3930-3938, 4035.
ZHU Longsheng, FANG Xiaochun, LIN Fei, et al. A synchronized SVPWM strategy based on calculating switching angles[J]. Proceedings of the CSEE, 2018, 38(13): 3930-3938, 4035.
- [10] 陈杰, 李军, 邱瑞昌, 等. 轨道交通牵引系统空间矢量脉宽调制同步过调制策略研究[J]. 电工技术学报, 2020, 35(S1): 91-100.
CHEN Jie, LI Jun, QIU Ruichang, et al. Research on space vector PWM synchronous overmodulation in rail transit traction system[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(S1): 91-100.
- [11] 张国政, 陈炜, 谷鑫, 等. 三电平牵引变流器改进同步空间矢量调制策略[J]. 电工技术学报, 2020, 35(18): 3908-3916.
ZHANG Guozheng, CHEN Wei, GU Xin, et al. An improve synchronized space vector modulation strategy for three-level inverter[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2020, 35(18): 3908-3916.
- [12] YANG H T, ZHANG Y C, YUAN G F, et al. Hybrid synchronized PWM schemes for closed-loop current control of high-power motor drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2017, 64(9): 6920-6929.
- [13] YANG H T, HUANG P, ZHANG Y C, et al. Model predictive flux control based on synchronous pulse-

- width modulation[C]//Proceedings of the 2020 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition(ECCE). Detroit, USA: IEEE, 2020.
- [14] XIAO L F, LI J, XIONG Y Q, et al. Strategy and implementation of harmonic-reduced synchronized SVPWM for high-power traction machine drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(11): 12457-12471.
- [15] WU X, HUANG W X, HUANG C. Flux trajectory tracking based implementation of synchronized space vector modulation for induction motors[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2021, 69(7): 6624-6634.
- [16] ZHANG Y C, BAI Y N, YANG H T. A universal multiple-vector-based model predictive control of induction motor drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 33(8): 6957-6969.
- [17] 胡育文, 黄文新, 张兰红, 等. 异步电机(电动、发电)直接转矩控制系统[M]. 北京: 机械工业出版社, 2012: 8-12.
- HU Yuwen, HUANG Wenxin, ZHANG Lanhong, et al. Direct torque control system of asynchronous motor (electric, power generation)[M]. Beijing: China Machine Press, 2012: 8-12.

(编辑:陈琚,王婕)