

低脉动恒开关频率直线永磁同步电机推力控制

王 华¹,张震宇¹,邹积浩²

(1. 浙江科技学院 自动化与电气工程学院,杭州 310023;2. 浙江大学 电气工程学院,杭州 310027)

摘 要: 针对直线永磁同步电机直接推力滞环控制在稳态运行时会有明显的推力、磁链和电流脉动产生,从而影响速度的估计,且由于不连续电压矢量的作用,增加了开关的次数,从而带来较强的电磁噪音,造成电损增加等问题,在分析电压空间矢量对推力的直接作用的基础上,提出了一种低脉动恒开关频率的无速度传感器直接推力控制方法。仿真结果表明,与传统方法相比,稳态运行时的磁链、推力脉动得到明显的改善,电流谐波及开关频率明显减少,而且可以根据需要在一定范围内选取不同的开关频率。

关键词: 直线永磁同步电机;直接推力控制;推力脉动

中图分类号: TM351;TM359.4 **文献标识码:** A **文章编号:** 1671-8798(2006)01-0023-05

Thrust Control of Permanent Magnet Linear Synchronous Motor with Low Ripple and Constant Switching Frequency

WANG Hua¹,ZHANG Zhen-yu¹,ZOU Ji-hao²

(1. School of Automation and Electrical Engineering, Zhejiang University of Science and Technology, Hangzhou 310023, China;
2. College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: During steady-state operation, notable torque, flux and current pulsations will occur in direct thrust control with hysteresis comparator. They are reflected in the estimate of speed, speed response, and also in increased acoustical noise. This paper introduced a new direct thrust and flux control method based on space-vector modulation (DTC-SVM) for interior permanent magnet linear synchronous motor (IPMLSM) without sensors drives. It is able to reduce the acoustical noise, the thrust, flux, current, and speed pulsations during steady state. With DTC transient merits preserved, this method gives better steady-state performance for a wide speed range.

Key words: IPMLSM; DTC-SVM; thrust ripple

现代直线电动机直接驱动取消了从电动机到工作台之间的一切机械中间传动环节,把机床进给传动链的长度缩短为零^[1]。这种“零传动”方式不仅简

化了系统的结构,而且消除了中间环节所带来的各种定位误差,有较高的定位精度。

直接转矩控制方法是德国学者 M. Depenbrock

收稿日期: 2005-05-23

作者简介: 王 华(1978—),男,浙江淳安人,助教,硕士,主要从事电气控制系统、图像测控系统的研究与开发。

于 20 世纪 80 年代最早提出的一种性能优良的电机控制方法。与传统矢量控制相比具有控制结构简单,鲁棒性强,快速的转矩响应等特点^[2]。基于此,国内外学者对电机的直接转矩控制已做了大量的研究工作,如载波控制法^[3],矢量细分法^[4],通过控制电压矢量作用时间等方法,可以有效地降低转矩及速度脉动^[5]。目前,对直线永磁同步电机的电路结构及运行特性已有一定的研究分析,如文献^[6,7]。由于直线永磁同步电机缺少了中间机械传递缓冲环节,因此,在将直接转矩控制方法引入直线永磁同步电机直接推力控制中时,如何减少速度及推力脉动,以提高其运行稳定性,成为直线永磁同步电机直接推力控制所要解决的关键。

本文基于电压空间矢量对推力的直接作用进行分析,提出了一种低脉动恒开关频率的无速度传感器直接推力控制方法,使得稳态运行时的磁链、推力脉动获得明显的改善,并且电流谐波及开关频率明显减少,该控制方法同时保留了原控制方法快速响应的特性。

1 IPMLSM 数学模型

为了研究方便,首先需要建立直线永磁同步电机的数学模型^[8],在以下模型推导中,做如下假设:①忽略铁心饱和;②不计涡流和磁滞损耗;③动子上没有阻尼绕组,永磁体上也没有阻尼作用;④反电动势是正弦的。

在图 1 所示的 $d-q$ 同步坐标系中,直线永磁同步电机(PMLSM)的电压方程及磁链方程为

$$u_d = R_s i_d + p \Psi_d - \omega \Psi_q \quad (1)$$

$$u_q = R_s i_q + p \Psi_q + \omega \Psi_d \quad (2)$$

$$\text{式(1)和(2)中} \quad \Psi_d = L_d i_d + \Psi_f \quad (3)$$

$$\Psi_q = L_q i_q \quad (4)$$

$$\sin \delta = \frac{\Psi_q}{\Psi_s}, \quad \cos \delta = \frac{\Psi_d}{\Psi_s},$$

$$\Psi_s = \sqrt{(L_d i_d + \Psi_f)^2 + (L_q i_q)^2}.$$

电机的瞬时输出功率表达式为

$$P_w = R_s i_d^2 + R_s i_q^2 + i_d p \Psi_d + i_q p \Psi_q + \omega (\Psi_q i_q - \Psi_d i_d) \quad (5)$$

方程式(5)中的最后一项动子获得的电磁功率(P_e)为:

$$P_e = F_e \cdot v = \omega (\Psi_d i_q - \Psi_q i_d)$$

电机的直线运动速度

$$v = 2\tau f$$

$$\omega = \pi v / \tau$$

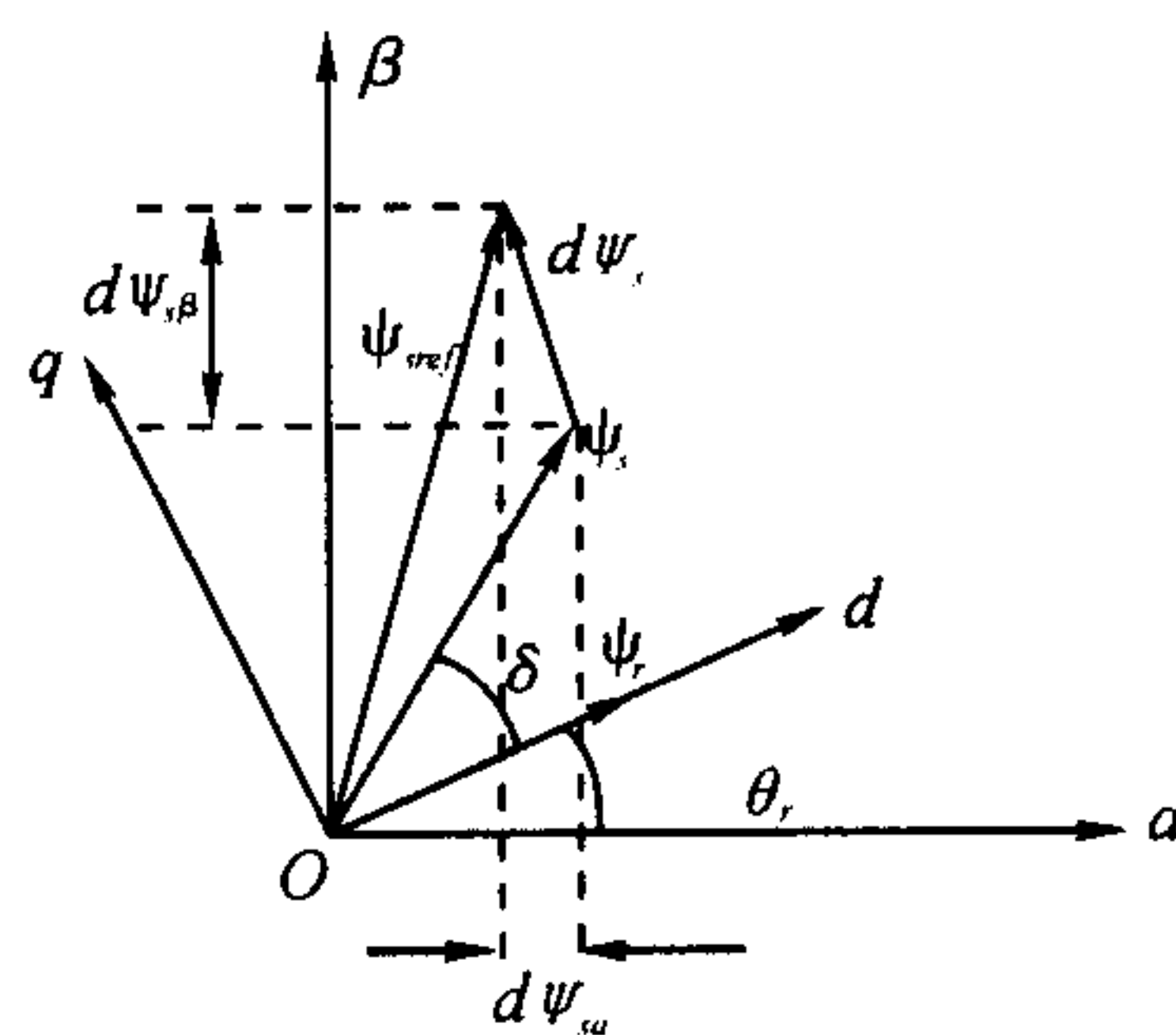


图 1 磁链矢量

$$F_e = \frac{\pi}{\tau} [\Psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (6)$$

对于多极直线电机(极对数为 n_p),其推力表达式为

$$F_e = n_p \frac{\pi}{\tau} [\Psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q]$$

式(1)至式(6)中: u_d, u_q 为 d, q 轴电压; i_d, i_q 为 d, q 轴电流; R_s 为电阻; L_d, L_q 为 d, q 轴电感; Ψ_d, Ψ_q 为 d, q 轴磁链; ω 为角速度; v 为动子线速度; Ψ_f 为永磁体在定子绕组直轴上的磁链分量; τ 为极距; f 为频率; p 为微分算子。

动子的机械运动方程为

$$F_e = M p v + D v + w(t) \quad (7)$$

式(7)中: M 为动子质量; p 为微分算子; D 为黏滞摩擦系数; $w(t)$ 为外部扰动量。

2 动态速度估计器

本文采用的是动子磁链速度估计,需要根据系统测得的电压、电流信号估计动子位置。IPMLSM 在 $d-q$ 坐标系下的状态方程写成矩阵形式为

$$\begin{bmatrix} \dot{u}_d \\ \dot{u}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_d & -\omega L_q \\ \omega L_d & R_s + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \Psi_f \end{bmatrix} \quad (8)$$

通过坐标变换转换为 $\alpha\beta$ 坐标系下,可表示为

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} \dot{u}_\alpha \\ \dot{u}_\beta \end{bmatrix} &= C_{dq-\alpha\beta} \begin{bmatrix} \dot{u}_d \\ \dot{u}_q \end{bmatrix} \\ &= C_{dq-\alpha\beta} \begin{bmatrix} R_s + pL_d & -\omega L_q \\ \omega L_d & R_s + pL_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + C_{dq-\alpha\beta} \begin{bmatrix} 0 \\ \omega \Psi_f \end{bmatrix} \\ &= R_s \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \Psi_\alpha \\ \Psi_\beta \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (9)$$

式(9)中: $C_{dq-\alpha\beta}$ 为 $d-q$ 轴到 $\alpha-\beta$ 轴的旋转坐标变换矩阵; Ψ_α 和 Ψ_β 是 $\alpha-\beta$ 坐标系下的磁链。由式(9), Ψ_α 和 Ψ_β 可表示为

$$\begin{bmatrix} \Psi_\alpha \\ \Psi_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A1 & A2 \\ A3 & A4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \Psi_f \begin{bmatrix} \cos \theta \\ \sin \theta \end{bmatrix}$$

$$= L_q \begin{bmatrix} i_x \\ i_y \end{bmatrix} + \{(L_d - L_q)i_d + \Psi_f\} \begin{bmatrix} \cos\theta \\ \sin\theta \end{bmatrix} \quad (10)$$

$$A1 = L_d \cos^2 \theta + L_q \sin^2 \theta,$$

$$A2 = -L_d \sin\theta \cos\theta + L_q \sin\theta \cos\theta,$$

$$A3 = -L_d \sin\theta \cos\theta + L_q \sin\theta \cos\theta,$$

$$A4 = L_d \sin^2 \theta + L_q \cos^2 \theta.$$

式(10)可以表示为

$$\Psi_s = L_q i_s + \Psi_r \quad (11)$$

定义:

$$\begin{aligned} \hat{\Psi}_r &= \sqrt{(\hat{\Psi}_x - L_q i_x)^2 + (\hat{\Psi}_y - L_q i_y)^2} \\ &= (L_d - L_q)i_d + \Psi_f \end{aligned} \quad (12)$$

定子磁链空间矢量可由反电动势积分求得

$$\Psi_s = \int (u_s - R_s i_s) dt \quad (13)$$

式(13)中

$$u_s = u_x + ju_y, i_s = i_x + ji_y, \Psi_s = \Psi_x + j\Psi_y$$

因而静止坐标系中的直交轴磁链分量可表示为

$$\Psi_x = \int (u_x - R_s i_x) dt \quad (14)$$

$$\Psi_y = \int (u_y - R_s i_y) dt \quad (15)$$

但是由于积分器的零飘问题,这样得到的磁通的值会有积分误差。而磁通观测与控制的好坏直接影响到转速辨识的精度。为了消除纯积分环节带来的漂移问题,从而适应更广的速度范围中的磁链精确估计,引入了误差补偿式的磁链估计^[9],如式(16),(17)所示:

$$\hat{\Psi}_x = \Psi_x + \frac{\Psi_x^* - \Psi_x}{1 + T_s} = \frac{T(u_x - R_s i_x) \Psi_x^*}{1 + T_s} \quad (16)$$

$$\hat{\Psi}_y = \Psi_y + \frac{\Psi_y^* - \Psi_y}{1 + T_s} = \frac{T(u_y - R_s i_y) \Psi_y^*}{1 + T_s} \quad (17)$$

为了提高效率,定子参考磁链 Ψ_x^*, Ψ_y^* 是基于最大推力电流法生成的^[5],如图2。

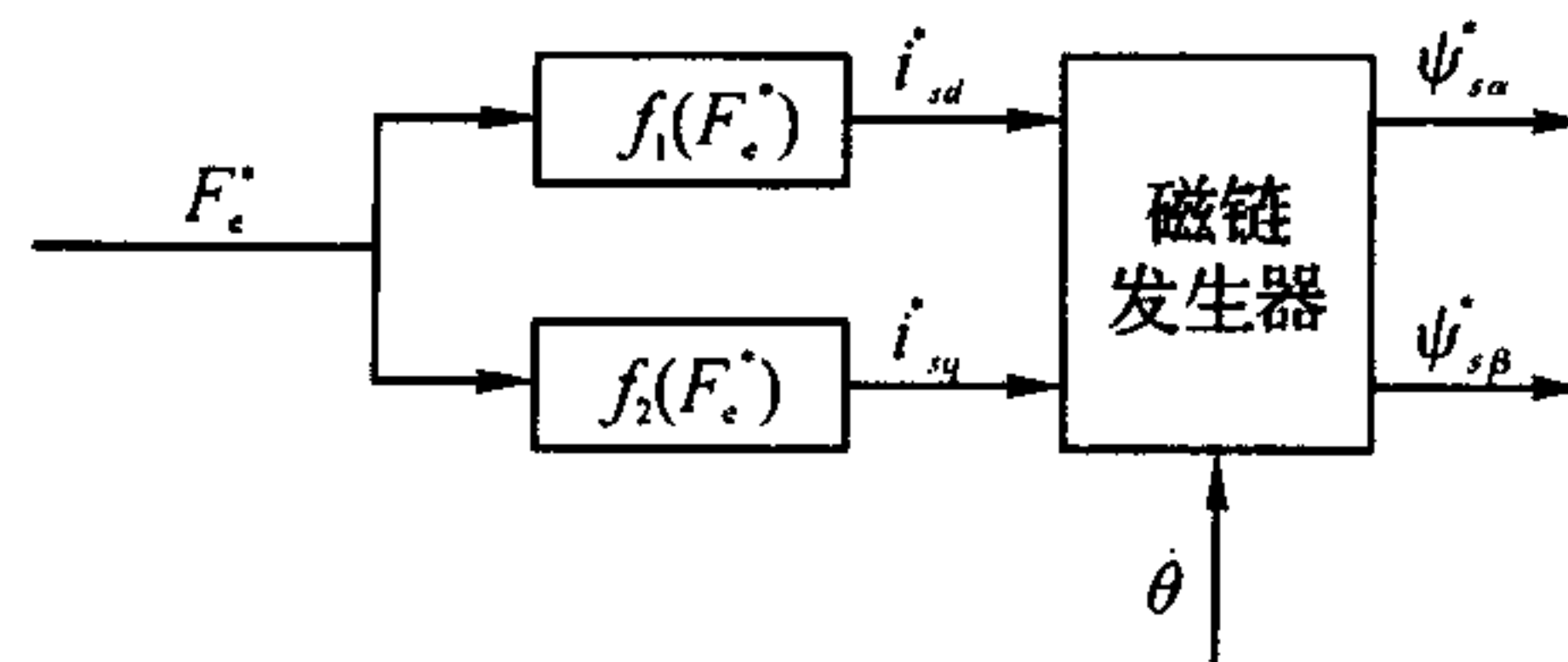


图2 磁链发生器结构

由式(12),(16),(17)可得转子位置角的三角函数表达式为

$$\cos\hat{\theta} = \frac{\hat{\Psi}_x - L_q i_x}{\hat{\Psi}_r} \quad (18)$$

$$\sin\hat{\theta} = \frac{\hat{\Psi}_y - L_q i_y}{\hat{\Psi}_r} \quad (19)$$

由空间矢量角与速度的关系 $\theta = \int \omega dt + \theta_0$, 可得到动子角速度

$$\hat{\omega} = \frac{d\hat{\theta}}{dt} \quad (20)$$

式(20)中, θ_0 为初始位置角。

动子线速度的估算值通过对其位置角求一阶导数得到,如式(21)所示:

$$\hat{v} = \frac{\tau}{\pi} \hat{\omega} = \frac{\tau}{\pi} \cdot \frac{d\hat{\theta}}{dt} \quad (21)$$

3 空间电压矢量选择

图3即为本文提出的基于空间矢量模型的直接推力与磁链控制(DTC-SVM)系统结构图。

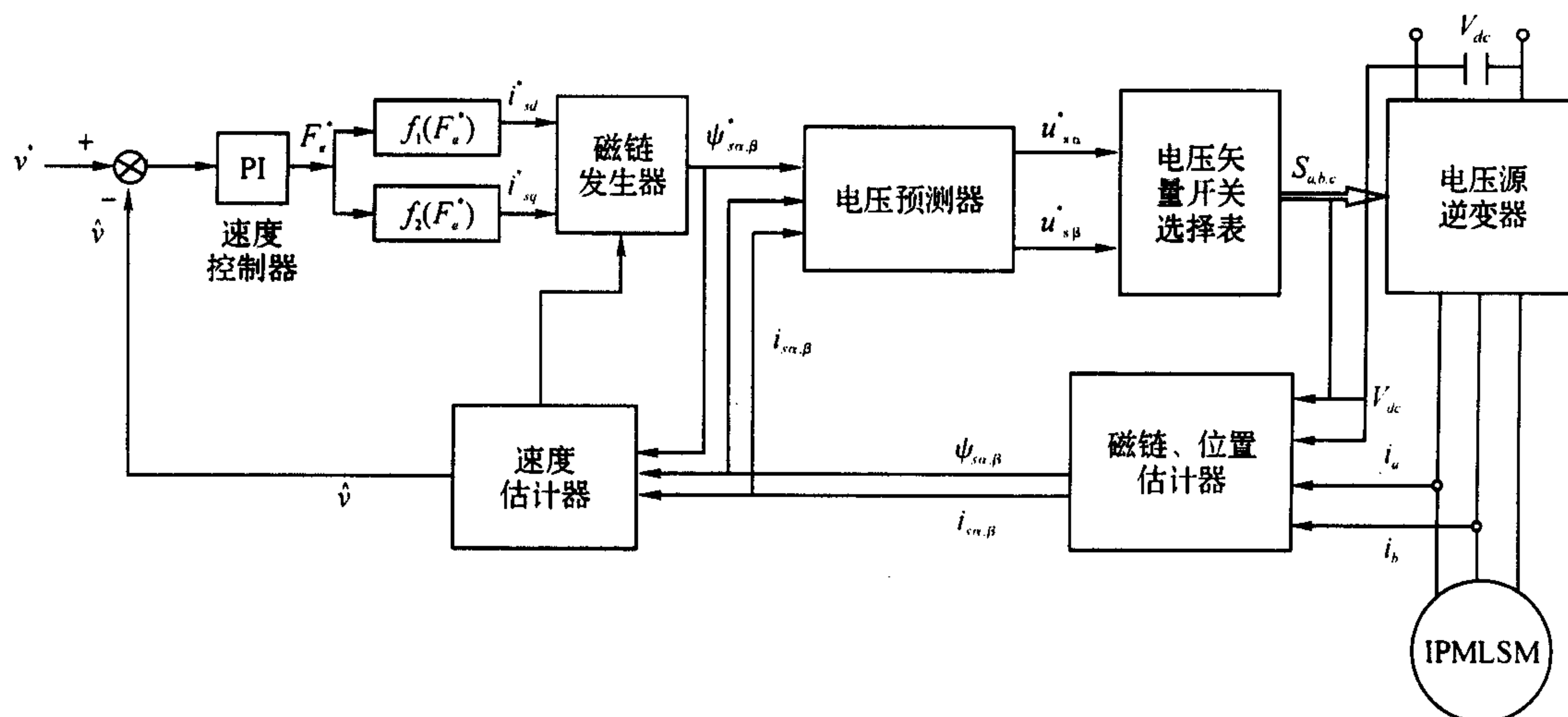


图3 DTC-SVM 控制系统结构图

由式(11),(13)可得磁链的表达式如下:

$$i_s = \frac{1}{L_q}(\Psi_s - \Psi_r) \quad (22)$$

$$\frac{d}{dt}\Psi_s = (u_s - R_s i_s) \quad (23)$$

将式(22),(23)代入推力表达式 $F_e = n_p \frac{\pi}{\tau} \Psi_s \otimes i_s$,

且两边取微分可得

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt}F_e &= n_p \cdot \frac{\pi}{\tau} \left(\frac{d}{dt}\Psi_s \otimes i_s + \Psi_s \otimes \frac{d}{dt}i_s \right) \\ &= n_p \cdot \frac{\pi}{\tau} \left[(u_s - R_s i_s) \otimes i_s + \Psi_s \otimes \frac{1}{L_q} \left(\frac{d}{dt}\Psi_s \right) - \frac{d}{dt}\Psi_r \right] \\ &= n_p \cdot \frac{\pi}{\tau} \left[\frac{1}{L_q} \Psi_r \otimes u_s - \frac{1}{L_q} \frac{R_s}{L_q} \Psi_r \otimes \Psi_s + j \frac{\omega}{L_q} \Psi_r \otimes \Psi_s \right] \\ &= n_p \cdot \frac{\pi}{\tau} \left[\left(\frac{1}{L_q} \Psi_r \otimes u_s \right) - \frac{\omega}{L_q} \Psi_r \cdot \Psi_s \right] - KT_e \end{aligned} \quad (24)$$

式(24)中: $KT_e = n_p \cdot \frac{\pi}{\tau} \frac{1}{L_q} \frac{R_s}{L_q} \Psi_r \otimes \Psi_s$. 由式(24)

可知, T_e 、 Ψ_m 、 Ψ_s 及 ω 在一个采样周期内的变化相对于外加激励电压 u_s 的变化可以忽略不计,即可认为恒定不变。也就是说,影响瞬间转矩变化的主要因素是 u_s 。在直接转矩控制中,只需在一拍内 u_s 有明确的突变,就可使转矩迅速变化。电压矢量的选择直接影响到推力的脉动及响应速度,通过不断选取合适的电压矢量 u_s ,可以获得光滑的正弦电流波形,从而降低磁链及推力脉动。由式(14)和(15)的磁链误差可以求得 SVM 的预测电压分量 u_s^* , u_ϕ^* :

$$u_s^* = \Delta\Psi_s / T_s + i_s R_s \quad (25)$$

$$u_\phi^* = \Delta\Psi_\phi / T_s + i_\phi R_s \quad (26)$$

设电压预测控制器如图 4 所示。

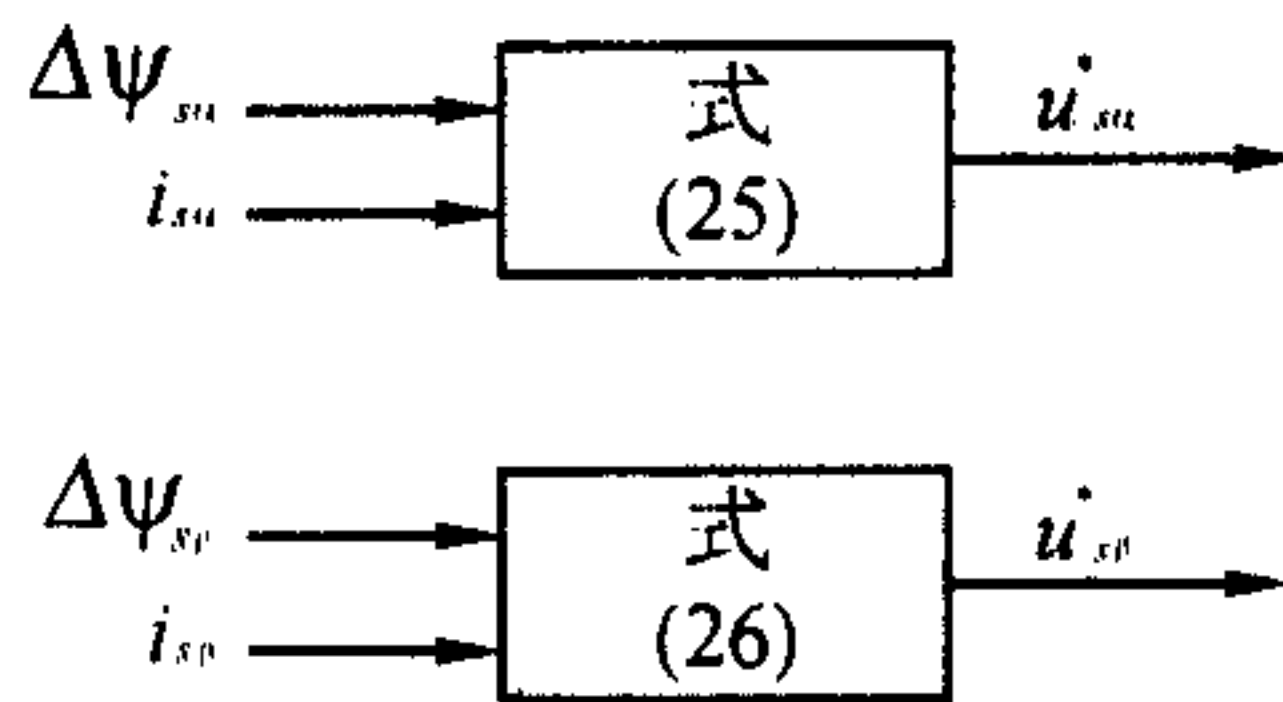


图 4 电压预测器

则空间合成电压矢量的幅值及空间位置可由式(27),(28)求得。

$$u_s = \sqrt{u_s^{*2} + u_\phi^{*2}} \quad (27)$$

$$\phi = \arctang\left(\frac{u_\phi^*}{u_s^*}\right) \quad (28)$$

如图 5 所示,空间电压矢量预测控制方法可以通过调整扇区对应的两个电压矢量作用时间,获得任意相位的矢量,从而减少推力脉动。以下即为根据

预测求取期望的合成电压矢量作用时间的计算

$$u_{ref} T_s = u_k t_1 + u_{k+1} t_2 + u_0 t_0 \quad (29)$$

$$T_s = t_1 + t_2 + t_0 \quad (30)$$

$$u_k = \begin{cases} \frac{3}{2} V_{dc} \exp \left[j(k-1) \frac{\pi}{3} \right] & k = 1, 2, \dots, 6 \\ 0 & K = 0, 7 \end{cases}$$

$$t_1 = \frac{3}{2} \frac{T_s}{V_{dc}} \left[u_s^* - \frac{u_\phi^*}{\sqrt{3}} \right] \quad (31)$$

$$t_2 = \left[\frac{\sqrt{3}}{V_{dc}} \right] T_s u_\phi^* \quad (32)$$

$$t_0 = T_s - t_1 - t_2 \quad (33)$$

式(29)至(33)中: u_k 为电压开关矢量($k = 1, 2, \dots, 6$, 对应于 6 个非零的电压开关矢量状态, $k = 0, 7$, 对应零开关状态), V_{dc} 为逆变器直流侧电压, T_s 为采样周期。在每个小区间内虽有多次开关状态的切换,但每次都只牵涉到一个功率开关器件,因而开关损耗较小。

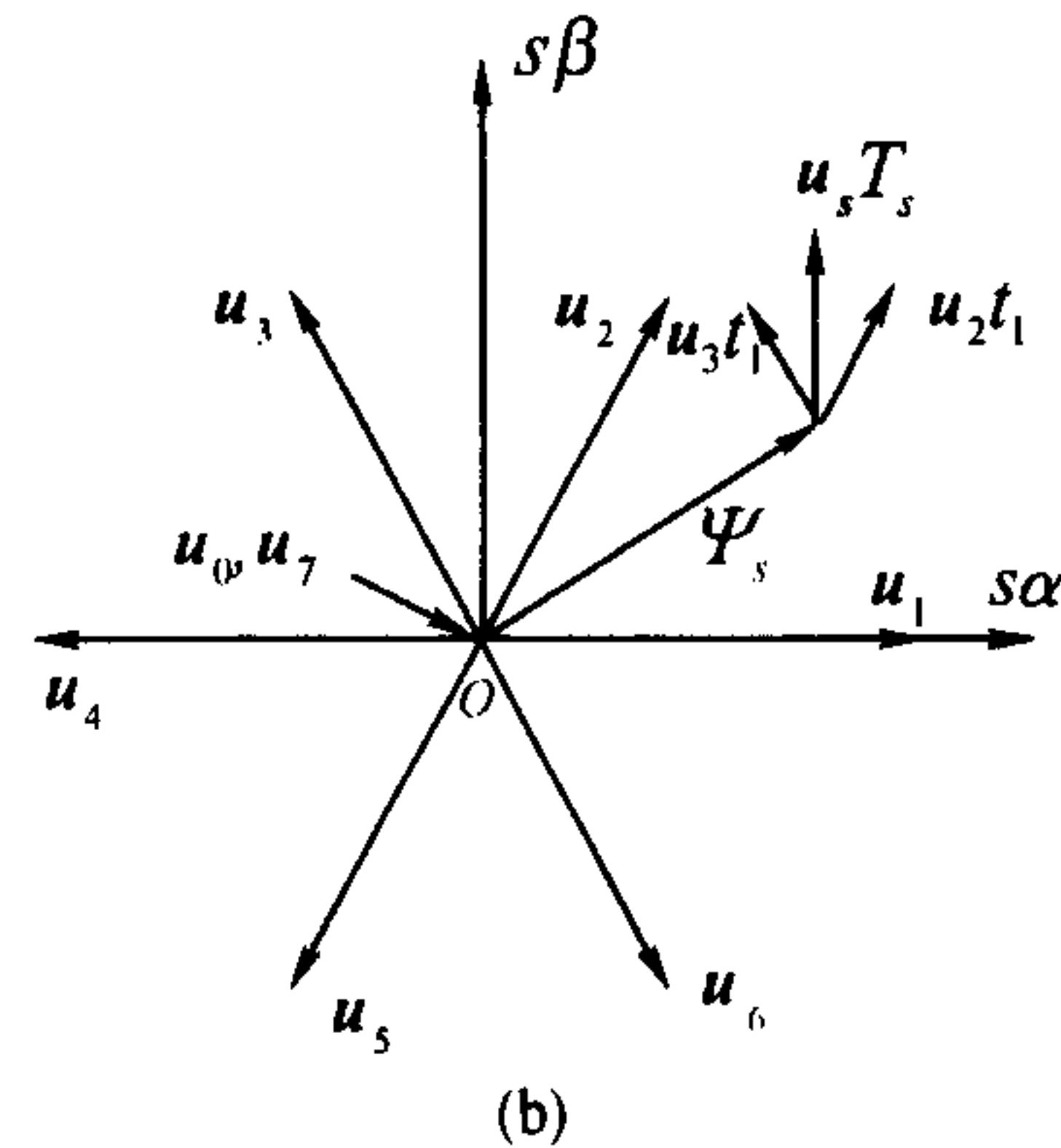
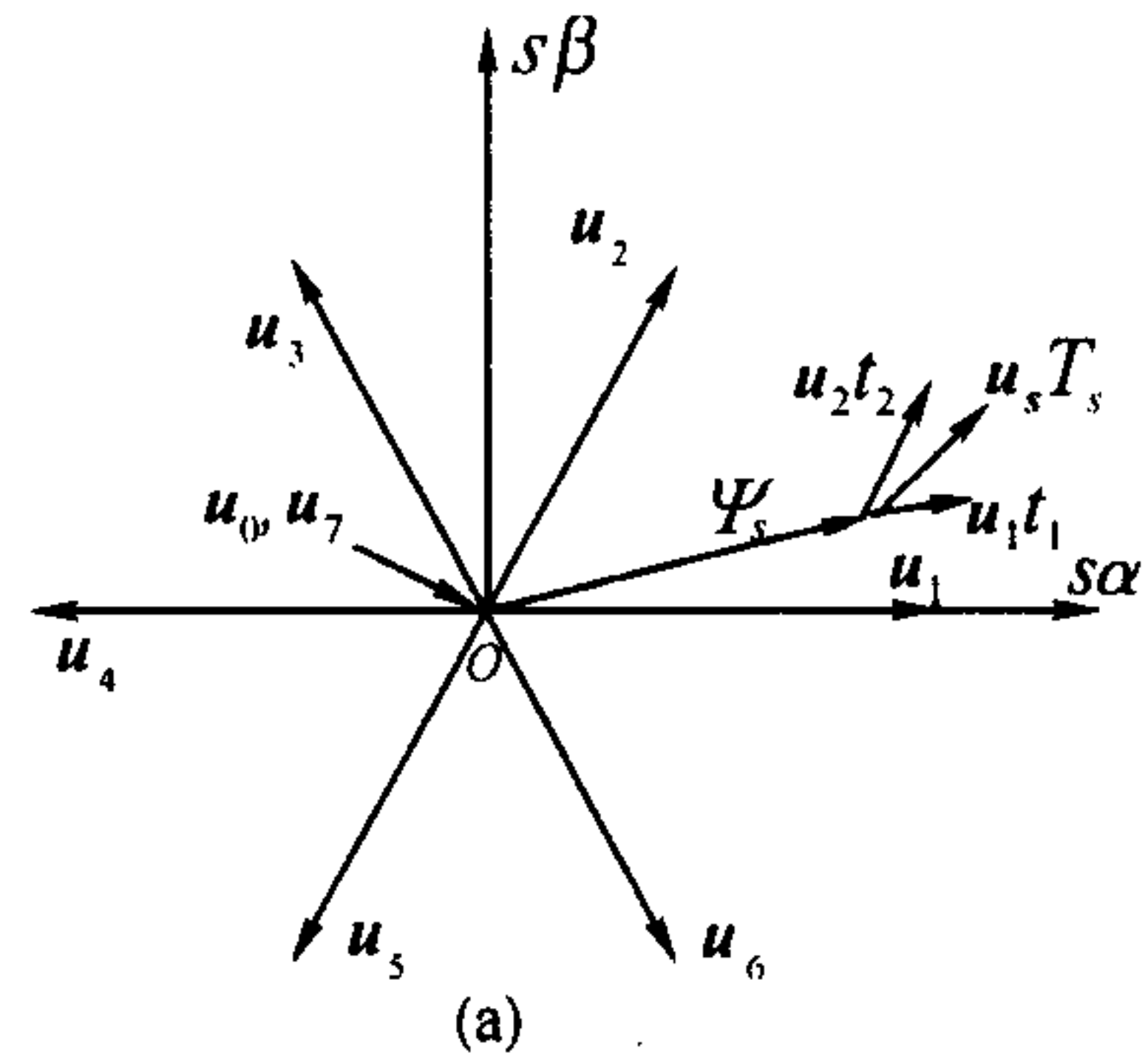


图 5 空间电压矢量作用示意图

如图 5(a) 所示,负载恒定时,由式(28)确定定子磁链变化量对应的电压合成矢量所在扇区,根据式(31),(32),(33)确定逆变器的开关状态及通断时间。此时由 SVM 可生成扇区内任意方向的电压矢量,这比传统 DTC 中的多分区法^[10]更易于获得,从而控制电压矢量的相位角在较小的范围内变化,减少推力脉动。但当负载发生如图 5(b) 扰动,若 $\Delta\Psi_s$

位于扇区1,其合成电压矢量已不能满足磁链及推力要求,这时要使系统获得快速响应,合成电压矢量相位要发生突变,从而使推力分量 $\Psi_r \otimes u_r$ 迅速变化,使系统快速响应。

4 仿真结果分析

为验证 DTC-SVM 方法的有效性,采用 MATLAB 中的 SIMULINK 做了仿真实验。仿真中参考速度指令为幅值 1 m/s 的梯形波,定子初始位置假定已预先测知。仿真用直线永磁同步电机参数:定子质量 $M = 25$ kg;有效极对数 $n_p = 2$;极距 $\tau = 3.6 \times 10^{-2}$ (m);永磁体磁链值 $\Psi_f = 0.286$ Wb;同步电感 $L_d = 1.874 \times 10^{-2}$ (H), $L_q = 3.7 \times 10^{-2}$ (H);单相绕组电阻 $R_s = 1.2 \Omega$;阻尼系数 $D = 0.2$ N/V。图 6 和图 7 分别为 DTC-SVM 及经典 DTC 控制方法在起动负载为 200 N, 2.3 s 时负载发生扰动为 800 N 的速度、推力响应曲线。仿真结果表明,本文提出的低脉动恒开关频率的无速度传感器直接推力控制方法,不但保持了原来控制方法快速响应的特性,而且与经典 DTC 控制方法相比,稳态运行时的推力、速度脉动获得明显改善(图 6、图 7),且开关频率也可根据需要在一定范围内选取。

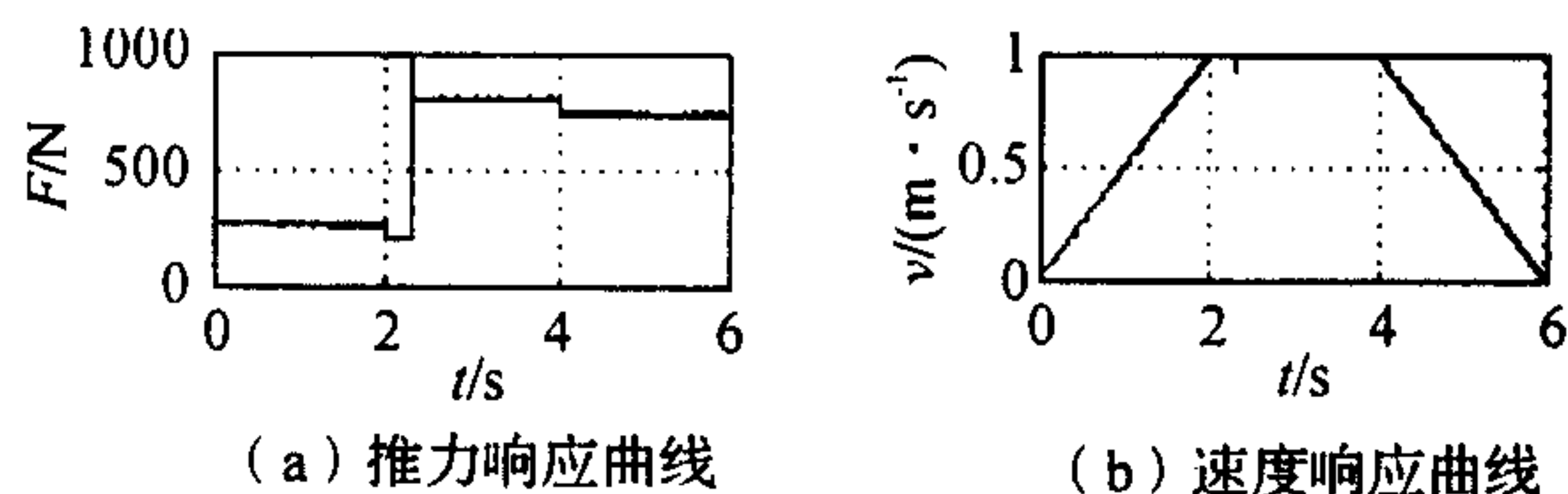


图 6 DTC-SVM 仿真结果

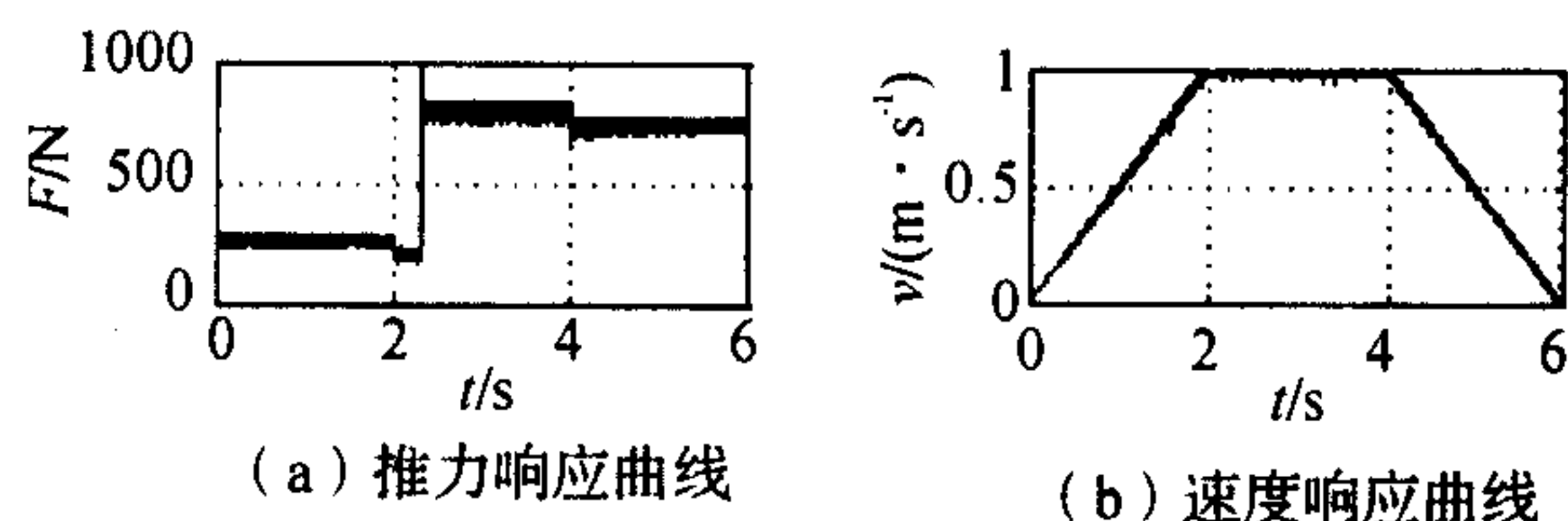


图 7 经典 DTC 控制仿真结果

5 结 论

为减少经典 DTC 控制方法在直线永磁同步电

机驱动中的推力、速度脉动,降低电磁噪音,延长开关寿命,提高直线永磁同步电机的稳态运行特性。文中提出的一种低脉动恒开关频率的无速度传感器直接推力控制方法,可以根据推力需要提供任意方向的合成电压矢量。该方法在稳态运行时的磁链、推力脉动方面获得明显的改善,电流谐波及开关频率明显减少,其开关频率还可根据需要在一定的范围内选取,同时又保持了传统方法的快速响应特点。

参考文献:

- [1] 郭庆鼎,王成元,周美文,等. 直线交流伺服系统的精密控制技术[M]. 北京:机械工业出版社,2000.
- [2] DEPENDBROCK M. Direct Self-control (DSC) of Inverter-fed Induction Machine[J]. Power Electronics, IEEE Transactions, 1988, 3(4): 420-429.
- [3] IDRIS N R N, YATIM A H M. Reduced Torque Ripple and Constant Torque Switching Frequency Strategy for Direct Torque Control of Induction Machine[C]// Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2000. APEC 2000. New York: Fifteenth Annual IEEE, 2000, 1: 154-161.
- [4] 李永东. 交流电机数字控制系统[M]. 北京:机械工业出版社,2002.
- [5] 孙笑辉,张曾科. 基于直接转矩控制的感应电动机转矩脉动最小化方法研究[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(8): 109-112.
- [6] 焦留成,袁世鹰. 垂直运动永磁直线同步电动机运行特性分析[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(4): 37-40.
- [7] 焦留成,袁世鹰. 永磁直线同步电动机等效电路参数计算[J]. 中国电机工程学报, 2002, 22(3): 12-16.
- [8] BOLDEA I, NASAR S A. Linear Actuators and Generators[M]. Cambridge: Cambridge University Press, 1997.
- [9] 高景德,王祥珩,李发海. 交流电机及其系统的分析[M]. 北京:清华大学出版社,1993.
- [10] YOSHIDA K, DAI Z, SATO M. Sensorless DTC Propulsion Control of SPMLSM Vehicle[C]// PIEMC 2000. San Francisco: The Third International conference, 2000, 1: 191-196.