

基于 SVPWM 的 PMLSM 控制系统仿真与实现

金建勋, 郑陆海

(电子科技大学 自动化工程学院, 四川 成都 610054)

摘要:永磁直线同步电动机(PMLSM)作为一种特种电机,在众多领域具有很大的应用潜力;新型磁性材料和控制技术的出现,为促进 PMLSM 更广泛的应用创造了条件.电压空间矢量脉宽调制技术(SVPWM)作为一种优化的 PWM 方法,在 PMLSM 运行控制当中具有独特的优势.基于 SVPWM 方法的原理,应用 Matlab/Simulink 建立了基于 SVPWM 的 PMLSM 调速系统仿真模型,为分析基于 SVPWM 的 PMLSM 控制系统性能提供了一个很好的仿真平台,为算法的实际应用提供了理论和技术基础.并利用 XC164CM 单片机实现了该控制算法,实验结果表明,基于 SVPWM 的 PMLSM 变频调速系统具有良好的启动、静态和动态控制特性,可成为一种优良的控制系統.

关键词:永磁直线同步电动机;电压空间矢量脉宽调制;控制系统;Matlab/Simulink

中图分类号:TP27, TM359.4 **文献标识码:**A **文章编号:**1673-4785(2009)03-0251-07

A permanent magnet linear synchronous motor control system based on space vector pulse width modulation

JIN Jian-xun, ZHENG Lu-hai

(School of Automation Engineering, University of Electronic Science and Technology of China, Chengdu 610054, China)

Abstract: Permanent magnet linear synchronous motors (PMLSM) are a special type of motor with great potential in many fields. These prospects can only increase once new types of magnetic materials and control techniques have been incorporated. Among newly developed control methods, the space vector pulse width modulation (SVPWM), as an optimized PWM method, exhibits unique advantages when applied to PMLSM control systems. SVPWM principles were modeled and verified by Matlab/Simulink, and a speed-adjusted system for PMLSM based on SVPWM was established. This provided a good simulation platform to analyze the running characteristics of PMLSM when using an SVPWM control strategy, and builds a theoretical foundation for the practical application of this method in motor control. An XC164CM MCU was used to realize the SVPWM control algorithm, and experimental results showed that PMLSM, with a SVPWM speed-adjusted system, has good starting, static and dynamic running characteristics.

Keywords: permanent magnet linear synchronous motor; space vector pulse width modulation; control system; Matlab/Simulink

永磁直线同步电动机(permanent magnet linear synchronous motor, PMLSM)作为一特种电机,在垂直提升系统、生产输送线、高精密机床等领域有着广泛的应用,并在更多领域有着美好的应用前景.新材料、控制技术和冷却方式的出现,为应用经济高速高动力直线电动机创造了条件^[1-4].

传统的 SPWM 控制技术主要着眼于使逆变器输出电压尽量接近正弦波,对电流波形一般只能采

取间接控制.而在一些实际应用中^[5-7],电机需要输入电流尽量接近正弦波,从而在空间上形成圆形旋转磁场,产生稳定的电磁转矩.如果对准这一目标,按照跟踪圆形磁场来控制 PWM 电压,那么控制效果就会更直接.本文采用了基于“磁链跟踪控制”这一基本思想的“电压空间矢量脉宽调制”方法(SVPWM),通过电压空间矢量相加得到磁链轨迹直接追踪基准磁链圆,使逆变器输出三相电流为三相对称的正弦波,从而在直线电机水平气隙中形成正弦行波磁场,实现对 PMLSM 的推进控制.本文系统介绍了基于 SVPWM 的 PMLSM 调速系统的 Matlab/Sim-

收稿日期:2008-10-07.

基金项目:国家“863”计划资助项目(2007AA03Z208).

通信作者:金建勋. E-mail: asemd@sina.com.

ulink 建模与仿真,并以 Infineon-XC164CM 单片机为控制核心,设计出了实际的硬件控制系统.对所设计的 PMLSM 进行运行控制,从而验证了 SVPWM 控制方法在 PMLSM 应用当中的科学性和优越性.

1 SVPWM 工作原理

假设电机三相定子绕组电压为

$$\begin{cases} U_A(t) = \sqrt{2}U_\varphi \cos(2\pi f \cdot t), \\ U_B(t) = \sqrt{2}U_\varphi \cos(2\pi f \cdot t - 2\pi/3), \\ U_C(t) = \sqrt{2}U_\varphi \cos(2\pi f \cdot t + 2\pi/3). \end{cases} \quad (1)$$

式中: U_φ 为相电压有效值, f 为电源频率. 假设单位方向矢量 $\rho = j2\pi/3$, 则三相电压空间矢量相加的合成空间矢量 $U(t)$ 就可以表示为

$$U(t) = \frac{2}{3} [U_A(t) + \rho U_B(t) + \rho^2 U_C(t)] = \sqrt{2}U_\varphi e^{j2\pi ft} \quad (2)$$

可见 $U(t)$ 是一个旋转的空间矢量, 它的幅值不变, 为相电压峰值. 当频率不变时, 合成电压矢量以电源角频率 $\omega = 2\pi f$ 为电气角速度做恒速同步旋转, 哪一相电压为最大值时, 它就落在该相的轴线上.

当定子绕组施加三相理想对称正弦电压时, 由于电压合成空间矢量为等幅旋转矢量, 故气隙磁通以恒定同步角速度旋转, 轨迹为圆. 如果忽略定子绕组的电阻不计, 则电动机各相磁链值可由式(1)进行积分得到

$$\begin{cases} \Psi_A = \frac{\sqrt{2}U_\varphi}{2\pi f} \sin(2\pi ft), \\ \Psi_B = \frac{\sqrt{2}U_\varphi}{2\pi f} \sin(2\pi ft - \frac{2}{3}\pi), \\ \Psi_C = \frac{\sqrt{2}U_\varphi}{2\pi f} \sin(2\pi ft + \frac{2}{3}\pi). \end{cases} \quad (3)$$

将式(3)所示三相轴系的磁链进行坐标变换, 由三相 A-B-C 轴系变换到 d-q 轴系, 其变换式为

$$\begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \Psi_A \\ \Psi_B \\ \Psi_C \end{bmatrix} \quad (4)$$

将式(3)代入式(4), 变换得到 d-q 轴系的磁链矢量

$$\Psi_{dq}(\theta) = \begin{bmatrix} \Psi_d \\ \Psi_q \end{bmatrix} = \Psi_m \begin{bmatrix} \sin \theta \\ -\cos \theta \end{bmatrix}. \quad (5)$$

式中: Ψ_m 为磁链圆的半径, 并有

$$\Psi_m = \frac{\sqrt{3}U_\varphi}{2\pi f} = \frac{U}{2\pi f}. \quad (6)$$

式中: $U = \sqrt{3}U_\varphi$ 为电动机线电压有效值; $\theta = \omega t =$

$2\pi ft$ 为电角度.

由式(5)、(6)可知, 当电压频率比 U/f 为常数时, 磁链半径 Ψ_m 为常数. 这样, 随着 $\theta(t)$ 的变化, 磁链矢量 $\Psi_{dq}(\theta)$ 形成一个以 Ψ_m 为半径的圆形轨迹, 从而得到一个理想磁链圆. SVPWM 法就是以三相对称正弦电压供电时三相对称电动机定子的理想磁链为基准, 由三相逆变器不同开关模式所形成的实际磁链矢量来追踪基准磁链圆. 在追踪过程中, 逆变器的开关模式作适当的切换, 从而形成 PWM 波.

2 SVPWM 的 Simulink 实现

SVPWM 控制技术的目标是通过控制开关状态的组合, 将空间电压矢量 U 控制为按设定的参数做圆形旋转. 图 1 是在 α - β 坐标系中描述的电压空间矢量图^[8,9], 电压矢量调制的控制指令是矢量控制系统给出的矢量信号 U_{ref}^* , 它以某一角频率 ω 在空间逆时针旋转. 当它旋转到矢量图的某个 60° 扇区中时, 系统选中该区间的所需的基本电压空间矢量, 并以此矢量所对应的状态去驱动功率开关元件动作. 当控制矢量在空间旋转 360° 后, 逆变器就能输出一个周期的正弦波电压. 因此, 算法的关键是判断扇区和电压矢量作用时间, 下面给出在 α - β 坐标系下的计算方法.

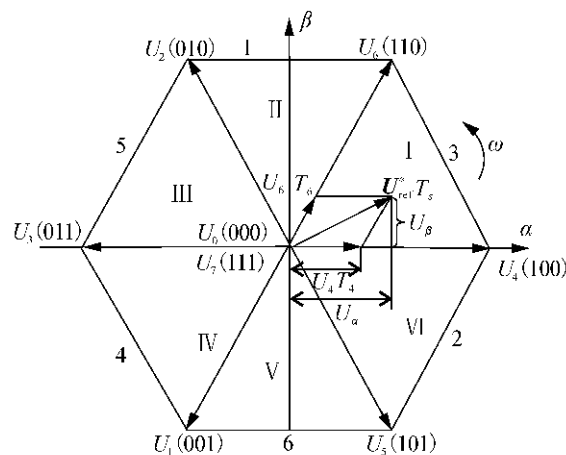


图1 电压空间基本矢量图

Fig. 1 Diagram of voltage space vector

2.1 电压空间矢量所在扇区的判断

要实现 SVPWM 信号的实时调制, 首先需要知道参考电压矢量 U_{ref}^* 所在的区间位置, 即判断由 U_{ref}^* 的 α 、 β 分量 U_α 和 U_β 所决定的空间电压矢量所处的扇区. 参考图 1 可以得到, 当 U_{ref}^* 处于扇区 I 中, 有

$$U_\beta > 0, \sqrt{3}U_\alpha/2 - U_\beta/2 > 0. \quad (7)$$

同样, 其他扇区也都有相应惟一的判断式. 由所推导出的条件可以看出, U_{ref}^* 所在的扇区完全可由 U_β 、 $\sqrt{3}U_\alpha/2 - U_\beta/2$ 、 $-\sqrt{3}U_\alpha/2 - U_\beta/2$ 3 式与 0 的关系决

定. 定义3个开关变量 A 、 B 、 C , 开关变量为1, 表示与逆变器对应的上桥臂导通, 下桥臂关断; 为0时, 则相反.

因此可作如下定义:

若 $U_\beta > 0$, 则 $A = 1$, 否则 $A = 0$;

若 $\sqrt{3}U_\alpha/2 - U_\beta/2 > 0$, 则 $B = 1$, 否则 $B = 0$;

若 $-\sqrt{3}U_\alpha/2 - U_\beta/2 > 0$, 则 $C = 1$, 否则 $C = 0$.

根据以上定义 A 、 B 、 C 之间共有8种组合; 但由判断扇区的公式可知 A 、 B 、 C 不会同时为1或0, 所以实际的组合是6种. A 、 B 、 C 组合取不同的值对应着不同的扇区. 令

$$N = A + 2B + 4C, \quad (8)$$

则扇区号 N 可为1至6个整数值, 正好与6个扇区一一对应, 其数值与实际扇区的对应关系如图1所示. 图中, 棱形区域外的1至6个数值为式(8)计算出的数值, 棱形区域内的I至VI6个数为实际扇区号. 实现此判断的 Simulink 框图如图2所示. 设 U_d 为直流电源电压, 则用开关状态来表示相电压输出为

$$\begin{bmatrix} U_A \\ U_B \\ U_C \end{bmatrix} = \frac{1}{3}U_d \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A \\ B \\ C \end{bmatrix}. \quad (9)$$

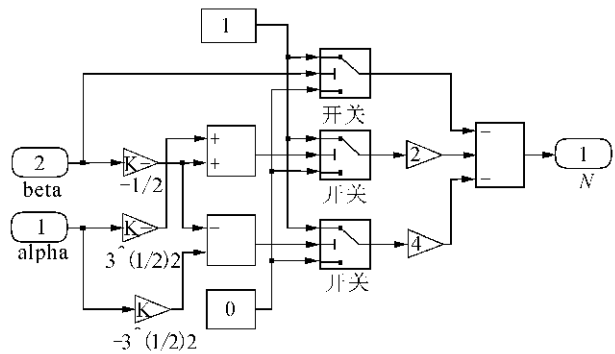


图2 判断参考电压 U_{ref} 所处扇区 N

Fig.2 Model of sector judgment of U_{ref}^*

2.2 开关向量作用时间的计算

在按照上述的方法确定了参考电压矢量 U_{ref}^* 所在的扇区之后, 就要求出 U_{ref}^* 所在扇区的相邻两电压矢量和相应零矢量的作用时间, 定义

$$X = \sqrt{3}U_\beta T_s / U_d,$$

$$Y = (3U_\alpha/2 + \sqrt{3}U_\beta/2)T_s / U_d,$$

$$Z = (-3U_\alpha/2 + \sqrt{3}U_\beta/2)T_s / U_d. \quad (10)$$

则对于不同的扇区, 主、辅矢量分配时间 T_1 、 T_2 见表1所示. T_1 、 T_2 赋值后对其进行饱和判断, 若 $T_1 + T_2 > T_s$, 取 $T_1 = T_1 T_s / (T_1 + T_2)$, $T_2 = T_2 T_s / (T_1 + T_2)$, 其中 T_s 为采样周期. X 、 Y 、 Z 的计算模型见图3所示, 图4为开

关作用时间 T_1 、 T_2 的仿真模型.

表1 T_1 和 T_2 赋值表

Table 1 The valuation of T_1 and T_2

扇区 N	T_1	T_2
1	Z	Y
2	Y	$-X$
3	$-Z$	X
4	$-X$	Z
5	X	$-Y$
6	$-Y$	$-Z$

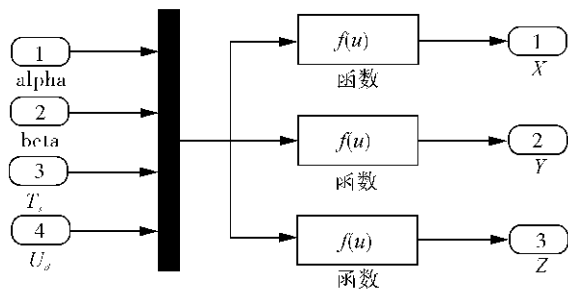


图3 X 、 Y 、 Z 计算模型

Fig. 3 Model for calculating X , Y and Z

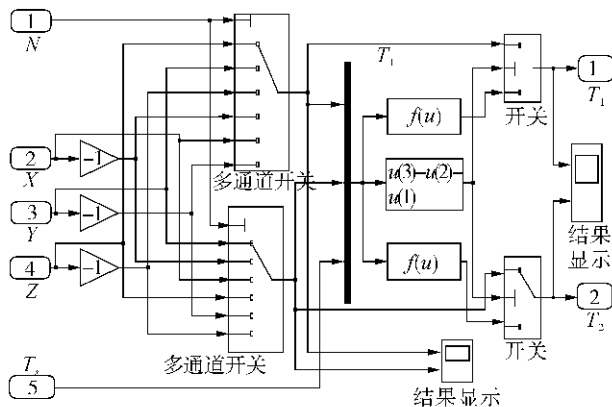


图4 开关作用时间仿真模型

Fig.4 Model of switch operation time

确定矢量的切换点 T_{cm1} 、 T_{cm2} 、 T_{cm3} , 令 $T_a = (T_s - T_1 - T_2)/4$, $T_b = T_a + T_1/2$, $T_c = T_b + T_2/2$. 则在不同的扇区内, A 、 B 、 C 相对应的作用时间 T_{cm1} 、 T_{cm2} 、 T_{cm3} 根据表2进行赋值, 其计算模型如图5所示.

表2 开关切换点 T_{cm1} 、 T_{cm2} 、 T_{cm3} 赋值表

Table 2 The valuation of T_{cm1} , T_{cm2} and T_{cm3}

扇区 N	T_{cm1}	T_{cm2}	T_{cm3}
1	T_b	T_a	T_c
2	T_a	T_c	T_b
3	T_a	T_b	T_c
4	T_c	T_b	T_a
5	T_c	T_a	T_b
6	T_b	T_c	T_a

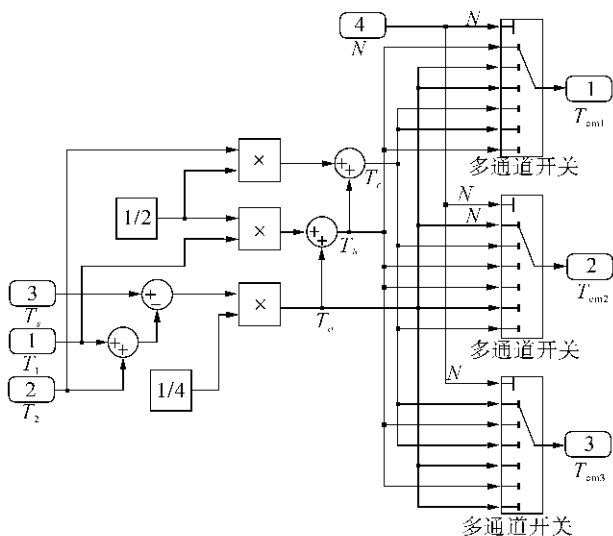


图5 基本矢量作用时间模型

Fig. 4 Calculation model of operation times of fundamental vectors

2.3 SVPWM 波生成

计算得到的 T_{cm1} 、 T_{cm2} 、 T_{cm3} 值与等腰三角形

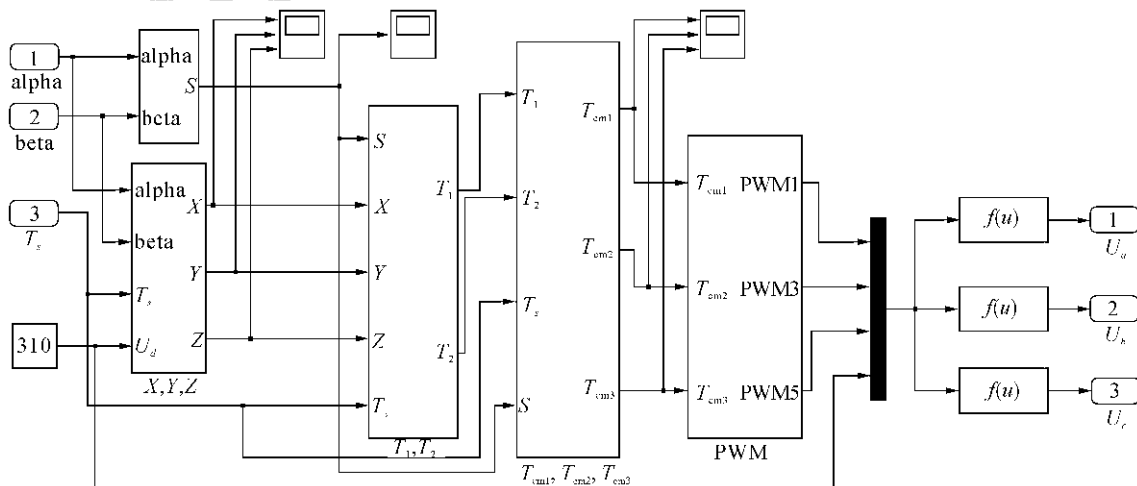


图7 SVPWM 仿真模型

Fig. 7 Overall model of SVPWM

3 基于 SVPWM 的 PMLSM 仿真模型

为便于分析,将电机方程通过坐标变换,建立在 $d-q$ 轴坐标系下的 PMLSM 数学模型,从而实现耦合方程的解耦^[10].

电压方程为

$$\begin{cases} u_d = Ri_d + p\Psi_d - \omega\Psi_q, \\ u_q = Ri_q + p\Psi_q - \omega\Psi_d. \end{cases} \quad (11)$$

电流方程为

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R/L_d & L_q\omega/L_d \\ -L_d\omega/L_q & -R/L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} +$$

进行比较,就可以生成对称空间矢量 PWM 波形,模型如图 6 所示.将生成的 PWM1、PWM3 和 PWM5 分别进行非运算就可以得到 PWM2、PWM4 和 PWM6,从而通过控制开关管的通断来控制 PMLSM.

将上述模块连接生成 SVPWM 完整模型如图 7 所示.

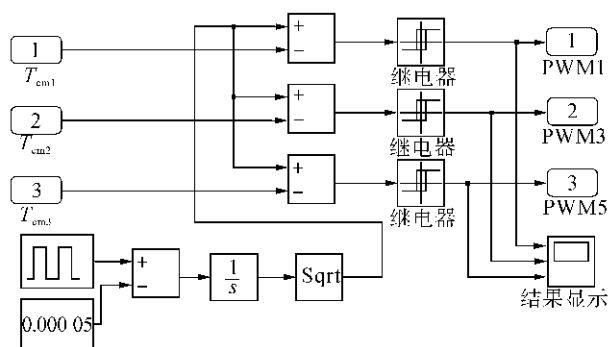


图6 生成 SVPWM 波模型

Fig. 6 Generation model of SVPWM waveforms

$$\begin{bmatrix} u_d/L_d \\ (u_q - \Psi_{PM}\omega)/L_q \end{bmatrix}. \quad (12)$$

磁链方程为

$$\begin{cases} \Psi_d = L_d i_d + \Psi_{PM}, \\ \Psi_q = L_q i_q. \end{cases} \quad (13)$$

电机的电磁推力方程为

$$F_e = \frac{3P\pi}{2\tau} [\Psi_{PM} i_q + (L_d - L_q) i_d i_q]. \quad (14)$$

i 电机的机械运动方程为

$$F_e = F_L + B_v v + M p v. \quad (15)$$

变化曲线,可见电机在0.02 s后就实现了恒推力.

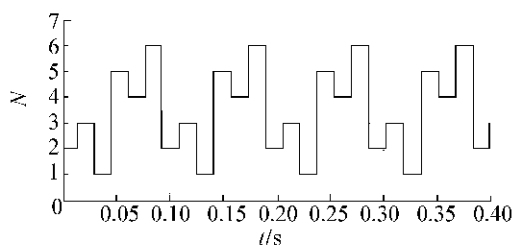
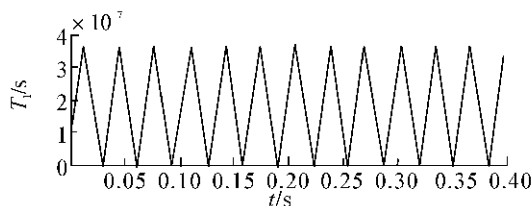
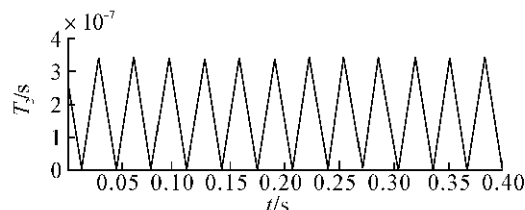


图11 扇区变化仿真曲线

Fig. 11 Sector transform of voltage vector



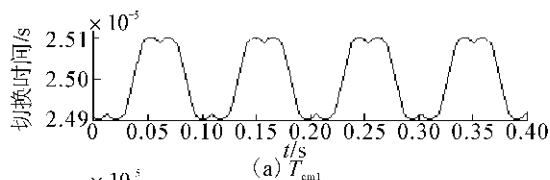
(a) 主矢量作用时间 T_1



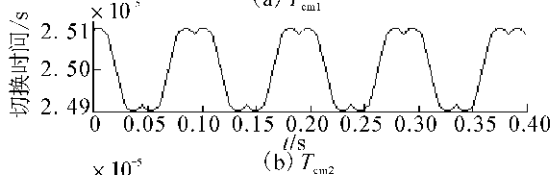
(b) 辅矢量作用时间 T_2

图12 T_1 、 T_2 仿真结果

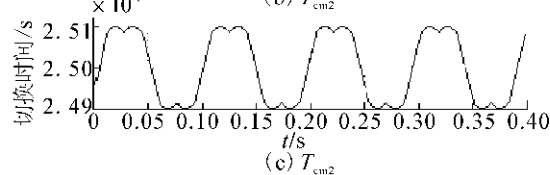
Fig. 12 Simulated waveform of T_1 and T_2



(a) T_{cm1}



(b) T_{cm2}



(c) T_{cm3}

图13 T_{cm1} 、 T_{cm2} 、 T_{cm3} 仿真结果

Fig. 13 Simulated waveform of T_{cm1} , T_{cm2} and T_{cm3}

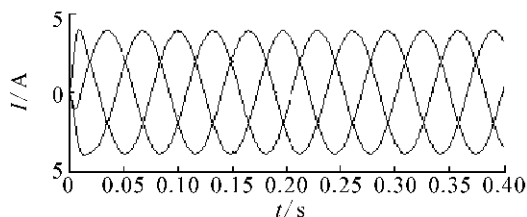


图14 定子三相电流

Fig. 14 Simulated waveform of three-phase current

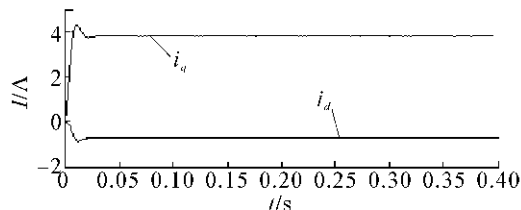


图15 定子 d - q 轴电流波形

Fig. 15 Simulated waveform of d - q axis stator currents

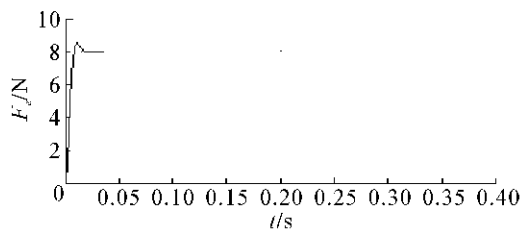


图16 电机推力-时间曲线

Fig. 16 Thrust force vs time

5 测试与分析

采用 Infineon-XC164CM 芯片作为控制核心,设计了一种基于 SVPWM 算法的 PMLSM 变频调速系统,用于直线电机的推进实验.所设计的 PMLSM 实际装置模型如图 17 所示,电机的初级和次级分别由三相铜绕组和永磁体组成,永磁体被安装在一个实验动子上,而动子可沿电机两边的导轨自由滑动.

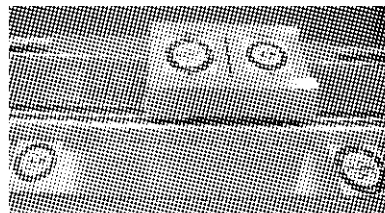


图17 PMLSM 实际装置模型

Fig. 17 Photo of the actual PMLSM model

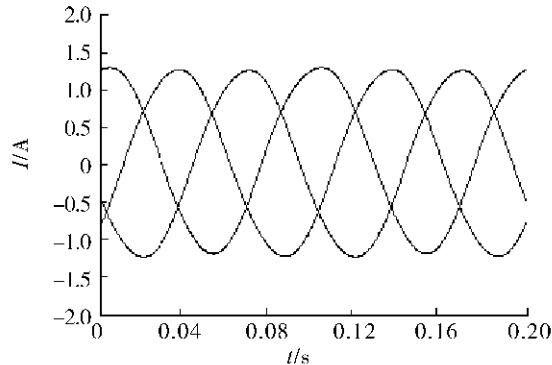


图18 在 10 Hz 条件下,PMLSM 三相工作电流

Fig. 18 Three-phase working current of PMLSM at 10 Hz

直线电机工作在 $\sqrt{2}U_\varphi = 50 \text{ V}$, $\omega = 10 \text{ Hz}$ 的条件

下时,利用霍尔传感器测得的电机三相电流如图 18 所示,电流波形呈良好的正弦分布,且三相对称. 当电机工作在 10 Hz 以下时,电机的推力基本保持不变,能实现恒推力推进,图 19 即为所测电机工作电流幅值与输出频率之间的关系曲线. 随着工作电源频率的增大,直线电机的推力也随之减小.

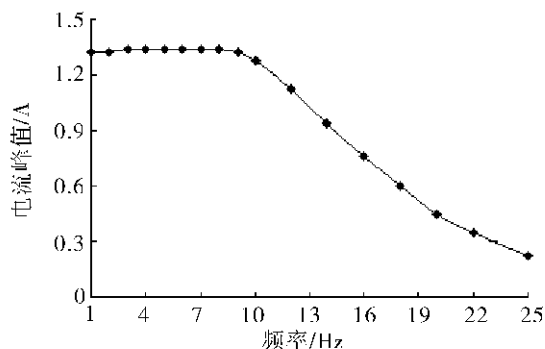


图 19 电机工作电流幅值与频率之间的关系

Fig. 19 Current amplitude vs frequency

6 结束语

本文建立了基于 SVPWM 的 PMLSM 调速系统仿真模型,为系统分析该调速系统的实际控制效果,提供了一个理论分析工具. 同时,以 XC164CM 单片机作为控制核心,基于 SVPWM 控制策略,对所设计的 PMLSM 进行了实际运行控制,达到了良好的控制效果. 实验结果表明,利用 SVPWM 的 PMLSM 变频调速系统,在水平气隙当中产生了理想的正弦行波磁场,达到了良好的启动、静态和动态控制效果,为 SVPWM 策略在 PMLSM 控制当中的应用找到了良好的解决方式,也为今后进一步研究 SVPWM 在直线电动机运行控制中的应用奠定了基础.

参考文献:

- [1] JIN J X, GUO Y G, ZHU J G. Principle and analysis of a linear motor driving system for HTS levitation applications [J]. Physica C, 2007, 460-462: 1445-1446.
- [2] JIN J X, GUO Y G, CHEN J X, et al. HTS levitation and transportation with linear motor control [C]// Proc of 26th Chinese Control Conference. Zhangjiajie, China, 2007: 10-14.
- [3] GUO Y G, JIN J X, ZHU J G, et al. Design and analysis of a prototype linear motor driving system for HTS maglev transportation [J]. IEEE Transactions on Applied Superconductivity, 2007, 17(2): 2087-2090.
- [4] GUO Y G, JIN J X, ZHENG L H, et al. A permanent magnet linear synchronous motor drive for HTS maglev transportation systems [J]. Journal of Electronic Science and Technology of China, 2008, 6(2): 125-129.
- [5] WANG Z G, JIN J X, GUO Y G, et al. SVPWM techniques and applications in HTS PMSM machines control [J]. Journal of Electronic Science and Technology of China, 2008, 6(2): 191-197.
- [6] 张敬南, 颜昌银. 基于泛布尔代数的三电平 SVPWM 算法 [J]. 应用科技, 2008, 35(6): 25-28.
ZHANG Jingnan, YAN Changyin. A study of three-level SVPWM algorithm based on PanBoolean algebra [J]. Applied Science and Technology, 2008, 35(6): 25-28.
- [7] 田治礼, 张家胜. SVPWM 在并联有源电力滤波中的应用研究及仿真 [J]. 黑龙江工程学院学报, 2007, 21(2): 61-64.
TIAN Zhili, ZHANG Jiasheng. The applied research and simulation of SVPWM in parallel APF [J]. Journal of Heilongjiang Institute of Technology, 2007, 21(2): 61-64.
- [8] BLASKO V. Analysis of a hybrid PWM based on modified space-vector and triangle-comparison methods [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1997, 33(3): 756-763.
- [9] 杨贵杰, 孙力, 崔乃政, 等. 空间矢量脉宽调制方法的研究 [J]. 中国电机工程学报, 2001, 21(5): 79-83.
YANG Guijie, SUN Li, CUI Naizheng, et al. Study on method of the space vector PWM [J]. Journal of the Chinese Society for Electrical Engineering, 2001, 21(5): 79-83.
- [10] 朱晓东, 程志平, 焦留成. 永磁直线同步电机仿真模型的研究 [J]. 矿山机械, 2006, 34(7): 84-87.
ZHU Xiaodong, CHENG Zhiping, JIAO Liucheng. Study to the simulation model for the permanent magnetic linear synchronous motor (PMLSM) [J]. Mining & Processing Equipment, 2006, 34(7): 84-87.

作者简介:



金建勋,男,1962年生,教授,博士生导师,应用超导与电工技术研究中心主任. 主要研究方向为应用超导、电磁装置、先进电工与节能技术、测试及控制技术研究. 发表学术论文 300 余篇,出版专著 3 部.



郑陆海,男,1980年生,博士研究生,主要研究方向为高温超导电机技术.