

[自控·检测]

DOI:10.3969/j.issn.1005-2895.2018.02.009

基于矢量控制的电动汽车用 永磁同步电机系统研究

叶天华, 王 京, 杨 欢, 徐 源

(浙江大学 电气工程学院, 浙江 杭州 310027)

摘 要:针对传统 PWM 调制技术运用到电动汽车时,存在的谐波含量较大,转矩脉动较高等缺点,设计了基于矢量控制的电动汽车用永磁同步电机系统。基于矢量控制的原理,在 MATLAB/Simulink 环境下搭建了永磁同步电机矢量控制系统模型,采用 $i_d=0$ 控制策略,仿真研究了系统动态响应。以 TI 公司的数字信号处理器 (DSP) TMS320F28335 作为控制芯片,搭建了永磁同步电机控制系统实验平台,实验研究了电机系统在基速以下运行的状态和效率。仿真和实验结果具有很好的一致性,该研究可为电动汽车用永磁同步电机系统的设计和分析提供参考。

关 键 词:永磁同步电机;矢量控制;MATLAB/Simulink 仿真;控制策略;数字信号处理器 TMS320F28335

中图分类号:TM341;TB115.7 文献标志码:A 文章编号:1005-2895(2018)02-0048-08

Investigation of Permanent Magnet Synchronous Motor System Used in Electric Vehicles Based on Space Vector Modulation

YE Tianhua, WANG Jing, YANG Huan, XU Yuan

(College of Electrical Engineering, Zhejiang University, Hangzhou 310027, China)

Abstract: Considering the higher harmonic distortion and higher torque ripple caused by traditional PWM strategy when applied to electric vehicles, a permanent magnet synchronous motor system based on space vector pulse width modulation strategy for electric vehicle application was designed. The principle of space vector pulse-width modulation is described in detail, and the vector control system for PMSM was set up in MATLAB/Simulink. The $i_d=0$ control strategy was used, and the system dynamic response was simulated. Digital signal processor (DSP) TMS320F28335 of TI company was used as the main control chip to set up the experimental platform. The system status and efficiency below the base speed was studied in experiments. The simulation results and the experimental results show a good consistency. It provides practical value to PMSM system design and analysis.

Keywords: PMSM (permanent magnet synchronous motor); vector control; MATLAB/Simulink; control strategy; DSP TMS320F28335

相对于传统汽车,新能源汽车能有效地实现节能减排,对环境的影响较小。因此,新能源汽车被视为解决环境问题的有效途径,有广阔的发展前景。电机及其驱动系统是电动汽车和混合动力汽车的关键技术。永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)具有功率密度高、效率高,整体性能可靠等优点,是高性能运动控制的理想执行单元。近年来,随着

电动汽车的发展,永磁同步电机越来越多的被用作电动汽车驱动系统中的牵引电机^[14]。电动汽车牵引系统采用永磁同步电机可以减小汽车质量、缩小体积并提高效率。

电压空间矢量脉宽调制(space vector pulse-width modulation, SVPWM)是一种高性能交流电机控制方式,很好地应用于交流电机数字化控制。该方法具有

收稿日期:2017-06-16;修回日期:2017-08-02

第一作者简介:叶天华(1992),男,山东烟台人,硕士研究生,主要研究方向为交流电机及其控制、模块化多电平变换器。

E-mail: yeth@zju.edu.cn

谐波含量少,开关损耗小,直流电压利用率高,线性调制范围宽等优点,能降低电机的转矩脉动,提高交流调速性能。文献[5]以 8098 单片机和 IGBT 功率开关器件为核心,设计了永磁同步电机矢量控制系统。文献[6]介绍了用数字信号处理器(digital signal processor, DSP) TMS320F241 生成 SVPWM 的方法。文献[7]针对表面式永磁同步电动机,按照模块化的设计思想,在单片 Xilinx FPGA 中完成了所有电流和速度控制模块的布局布线,实现了速度伺服控制器专用集成电路。文献[8]采用 TI 公司的 DSP TMS320F2407A 作为控制器,将负载和电机统一起来考虑,设计了高性能的机器人关节一体化驱动系统。文献[9]基于 TMS320LF2407A,对 SVPWM 的两种实现方案进行了分析研究。文献[10]针对伺服用 PMSM 的控制特点和要求,设计了以 DSP TMS320F28335 为核心,采用矢量控制方法的 PMSM 速度伺服系统。

课题组详细分析了矢量控制的原理,以一台电动汽车用永磁同步电机为研究对象,从仿真和实验的角度研究了系统在基速以下的运行状态。在 MATLAB/Simulink 环境下搭建电机模型和矢量控制系统模型,采用 $i_d=0$ 控制策略,仿真研究了系统动态响应过程。以 TI 公司的数字信号处理器(DSP) TMS320F28335 作为控制芯片,搭建了永磁同步电机控制系统实验平台,研究了电机系统在基速以下的运行状态和效率。仿真和实验结果具有很好的一致性,研究为电动汽车用永磁同步电机系统的设计和分析提供了参考。

1 矢量控制基本原理

矢量控制通过坐标变换解耦,将电机定子三相交流流量变换为两相正交的直流量,通过电枢电流矢量得到参考电压矢量,进而生成逆变器 PWM 开关信号。SVPWM 基于电压平均值等效原理计算有效电压矢量作用时间,合成参考电压矢量。SVPWM 可以分为扇区判断,矢量作用时间计算和脉冲信号输出等几个步骤。

1.1 扇区划分与判断

图 1 所示为电压源型三相两电平逆变器。

逆变器输出的电压空间矢量

$$\mathbf{u}_s = \frac{2}{3}(u_a + e^{j\frac{2}{3}\pi}u_b + e^{j\frac{4}{3}\pi}u_c)。 \quad (1)$$

式中: u_a, u_b, u_c 分别为三相电压。公式(1)可改写为

$$\mathbf{u}_s = \frac{2}{3}V_{dc}(S_a + e^{j\frac{2}{3}\pi}S_b + e^{j\frac{4}{3}\pi}S_c)。 \quad (2)$$

式中: V_{dc} 为给逆变器供电的直流母线电压; $S_a, S_b, S_c =$

$\{0, 1\}$ 为三相桥臂开关状态。

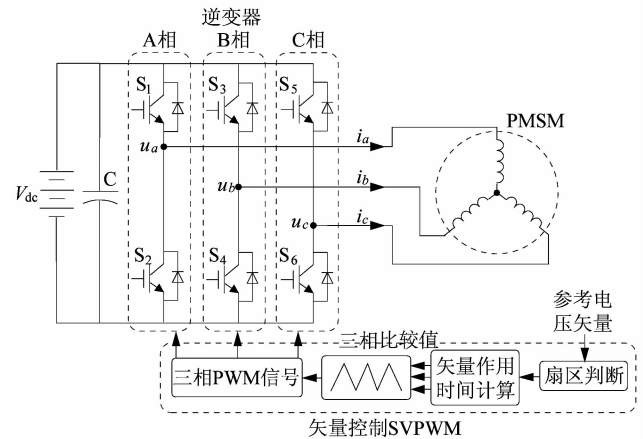


图 1 电压源型三相两电平逆变器供电

Figure 1 Three-phase two-level voltage source inverter

以电压源型三相两电平逆变器为例,根据开关管的通断,一共有 8 种开关状态,对应 8 个电压空间矢量,其中 6 个非零电压矢量幅值为 $2V_{dc}/3$,角度互差 60° ,2 个零电压矢量 $(0,0,0), (1,1,1)$ 。6 个非零输出状态,将 α - β 平面划分为 6 个扇区,如图 2 所示。

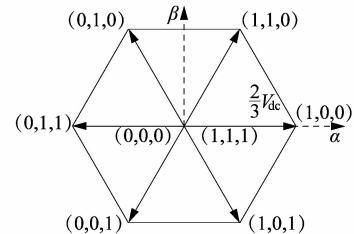


图 2 基本电压空间矢量

Figure 2 Basic voltage space vector

相邻矢量顶点相连构成正六边形,在六边形中,参考电压矢量可由其所在扇区相邻的 2 个基本电压矢量和零矢量等效合成。通过给定电压矢量的 α, β 分量,可以判断其所在扇区。 α - β 平面中 3 条直线的方程如图 3(a) 所示,以此为扇区判断的依据。设基本电压矢量在 α, β 轴的分量为 v_α, v_β ,扇区判断逻辑可表示为:当 $v_\beta > 0$ 时, $A = 1$, 否则 $A = 0$; 当 $\sqrt{3}v_\alpha - v_\beta > 0$ 时, $B = 1$, 否则 $B = 0$; 当 $-\sqrt{3}v_\alpha - v_\beta > 0$ 时, $C = 1$, 否则 $C = 0$ 。定义扇区号为 $N = A + 2B + 4C$ 。由于 (A, B, C) 取值无 $(0,0,0)$ 和 $(1,1,1)$ 状态,扇区号 N 的取值为范围 $\{1, 2, 3, 4, 5, 6\}$ 。由此可得扇区划分如图 3(b) 所示。

1.2 相邻矢量作用时间计算

判断参考电压矢量所在扇区后,通过该扇区内相邻 2 个有效电压矢量和零矢量合成参考电压矢量。在

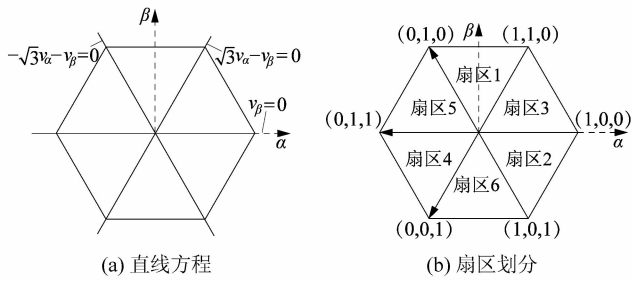


图3 扇区划分和判断

Figure 3 Division and judgment of sectors

保证电压合成矢量平滑的同时,应尽量降低开关管的开关频率,这一点可以通过合理选择相邻矢量作用先后顺序来实现。在电压矢量合成过程中,可以在零电压矢量和另外2个有效电压矢量之间切换。采用七段电压矢量技术,令零电压矢量为电压调试的开始、中间和结尾,每次切换仅有1次状态改变。记 $\mathbf{X}$ 为先作用矢量, $\mathbf{Y}$ 为后作用矢量。以扇区3为例,参考电压矢量可由图中矢量 $\mathbf{X}$ 和 $\mathbf{Y}$,即 $(1,0,0)$ 和 $(1,1,0)$ 合成,七段式矢量作用顺序如图4所示。

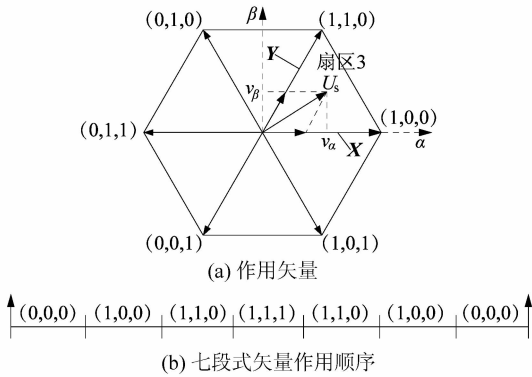


图4 扇区3内七段式矢量作用顺序

Figure 4 Active vectors in sector 3

记矢量 $\mathbf{X}$ 和 $\mathbf{Y}$ 的作用时间分别为 T_x 和 T_y ,则由电压平均值等效原理有:

$$\mathbf{X} \cdot \boldsymbol{\alpha} + \frac{1}{2} \mathbf{Y} \cdot \boldsymbol{\alpha} + \frac{\sqrt{3}}{2} \mathbf{Y} \cdot \boldsymbol{\beta} = v_\alpha \cdot \boldsymbol{\alpha} + v_\beta \cdot \boldsymbol{\beta}. \quad (3)$$

式中: $\boldsymbol{\alpha}, \boldsymbol{\beta}$ 分别表示 α, β 坐标轴上的单位矢量; v_α, v_β 分别为参考电压矢量在 α, β 轴上的分量; $\mathbf{X}, \mathbf{Y}$ 分别为矢量 $\mathbf{X}, \mathbf{Y}$ 的模。

解得

$$\begin{cases} \mathbf{X} = v_\alpha - v_\beta / \sqrt{3}; \\ \mathbf{Y} = 2v_\beta / \sqrt{3}. \end{cases} \quad (4)$$

则 T_x 和 T_y 有

$$\begin{cases} T_x = \frac{\mathbf{X}}{(2/3)V_{dc}} \cdot T_s = \left(\frac{3}{2}v_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2}v_\beta \right) \cdot \frac{T_s}{V_{dc}}; \\ T_y = \frac{\mathbf{Y}}{(2/3)V_{dc}} \cdot T_s = \sqrt{3}v_\beta \cdot \frac{T_s}{V_{dc}}. \end{cases} \quad (5)$$

式中 T_s 为调制周期。剩余时间由零电压矢量补足。

依此类推,可以分别计算得到6个扇区内相邻矢量作用时间。若记

$$\begin{cases} A = \sqrt{3}v_\beta \cdot \frac{T_s}{V_{dc}}; \\ B = \left(\frac{3}{2}v_\alpha + \frac{\sqrt{3}}{2}v_\beta \right) \cdot \frac{T_s}{V_{dc}}; \\ C = \left(-\frac{3}{2}v_\alpha - \frac{\sqrt{3}}{2}v_\beta \right) \cdot \frac{T_s}{V_{dc}}. \end{cases} \quad (6)$$

则可归纳整理为统一形式如表1所示。

表1 各扇区内矢量作用时间

Table 1 Duration time of vectors in each sector

扇区	T_x	T_y
扇区1	C	B
扇区2	B	$-A$
扇区3	$-C$	A
扇区4	$-A$	C
扇区5	A	$-B$
扇区6	$-B$	$-C$

得到 T_x 和 T_y 后,需进行饱和判断,当 $T_x + T_y > T_s$ 时,将参考电压矢量的作用时间修正为

$$\begin{cases} T'_x = \frac{T_x T_s}{T_x + T_y}; \\ T'_y = \frac{T_y T_s}{T_x + T_y}. \end{cases} \quad (7)$$

1.3 三相桥臂 PWM 开关信号的确定

计算了相邻电压矢量的作用时间后,就要确定如何控制开关管的开关信号。采用三角载波与三相比值比较的结果,来输出三相桥臂开关状态。三角载波幅值取 $T_s/2$,以使纵向比较值 T_a, T_b, T_c 的差值与横向时间差相等。以扇区3为例,七段式矢量作用时间如图5所示。

若记

$$\begin{cases} T_a = (T_s - T_x - T_y)/4; \\ T_b = T_a + T_x/2; \\ T_c = T_b + T_y/2. \end{cases} \quad (8)$$

则可以得到 A, B, C 三相桥臂的比较值 $T_{cm1}, T_{cm2}, T_{cm3}$:

$$T_{cm1} = T_a; T_{cm2} = T_b; T_{cm3} = T_c.$$

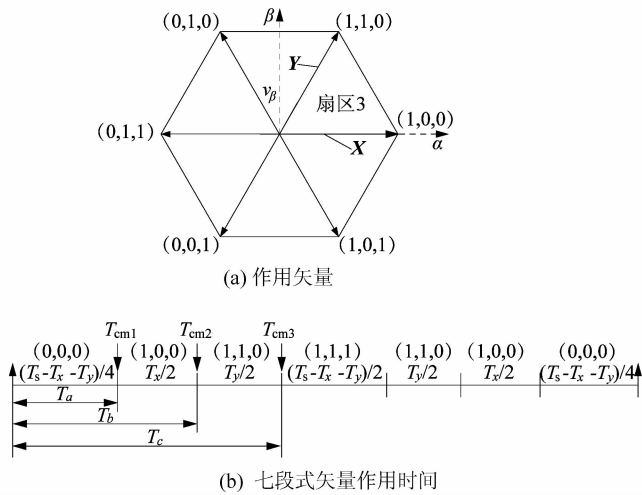


图5 扇区3内七段式矢量作用时间

Figure 5 Duration time of active vectors in sector 3

由此分析三相桥臂开关信号,如图6所示。

依次分析6个扇区内三相桥臂对应的比较值,如图7所示。

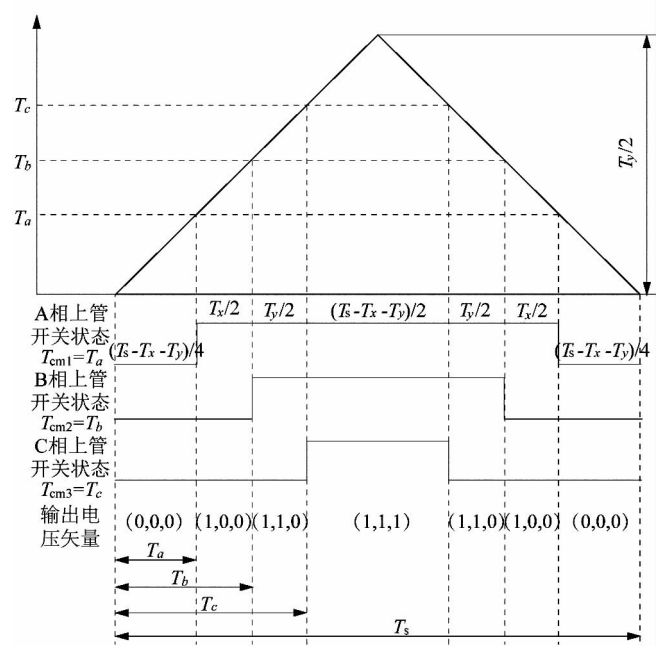
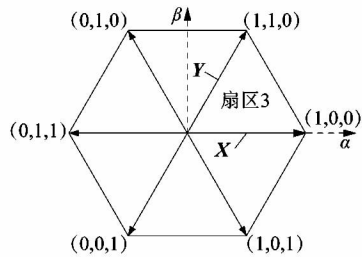
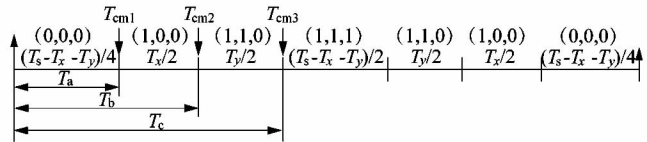


图6 扇区3三相桥臂开关信号

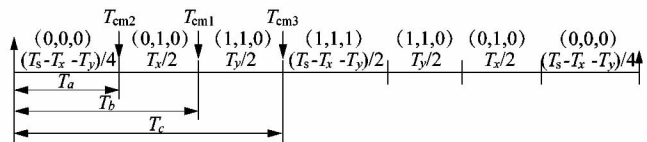
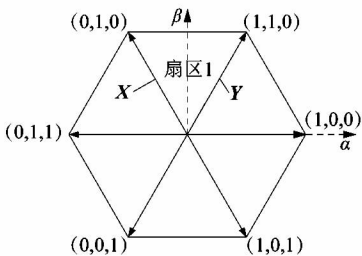
Figure 6 Three phase switching states in sector 3



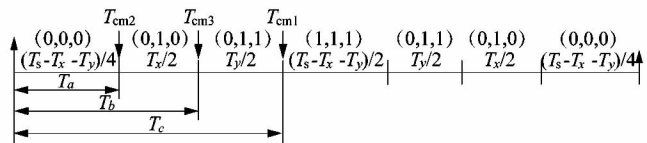
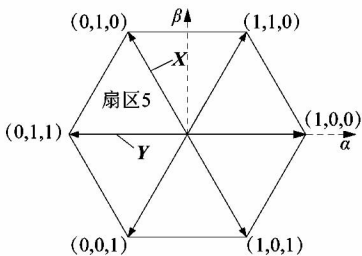
(a) 扇区3



(b) 扇区1



(c) 扇区5



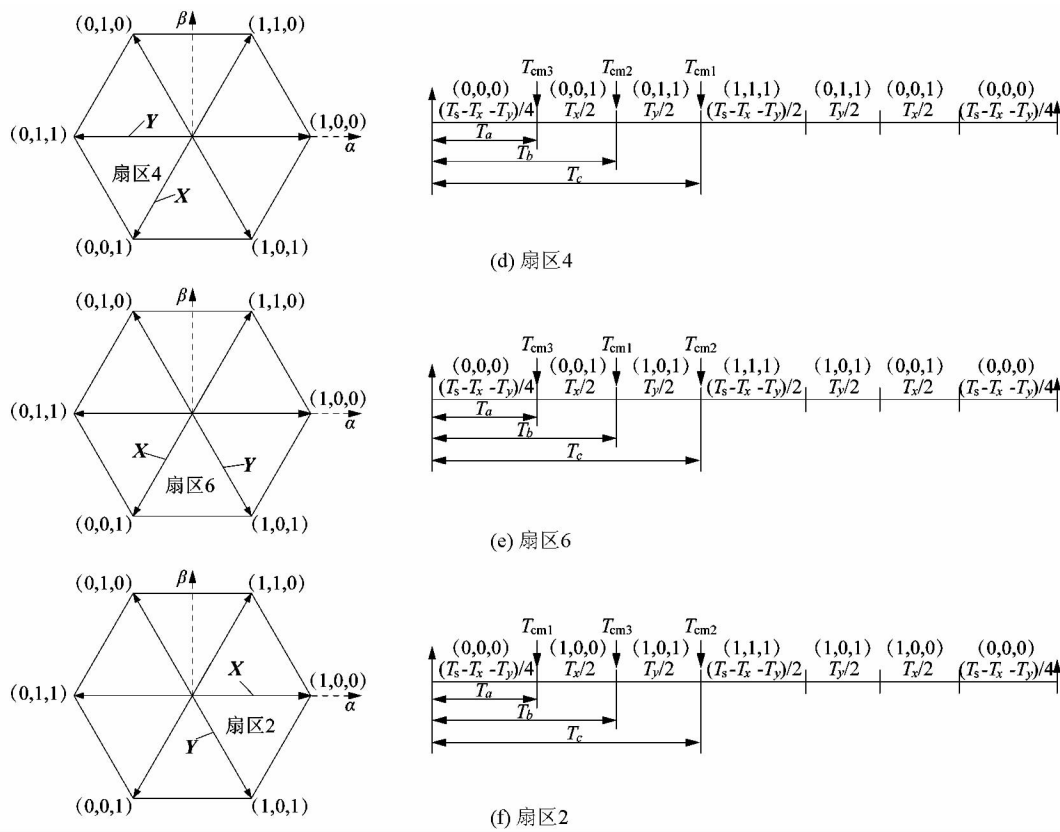


图 7 各扇区七段式矢量作用顺序
Figure 7 Active vectors in each sectors

将各个扇区内三相桥臂对应的比较值整理如表 2 所示。

表 2 各扇区内三相比较值

Table 2 Three phase compare values in each sector			
扇区	T_{cm1}	T_{cm2}	T_{cm3}
扇区 1	T_b	T_a	T_c
扇区 2	T_a	T_c	T_b
扇区 3	T_a	T_b	T_c
扇区 4	T_c	T_b	T_a
扇区 5	T_c	T_a	T_b
扇区 6	T_b	T_c	T_a

由此可以确定三相桥臂的开关状态,实现永磁同步电机的矢量控制。

2 永磁同步电机控制系统

永磁同步电机矢量控制系统的基本结构框图如图 8 所示,整个系统由主电路和控制算法 2 部分组成。主电路包括逆变器、永磁同步电机、电流传感器及位置传感器等。控制算法则有速度和电流双闭环控制,矢量控制 SVPWM 及坐标变换等。

永磁同步电机电枢电流矢量的控制策略主要有 $i_d=0$ 控制,最大转矩电流比控制,弱磁控制等。其中,

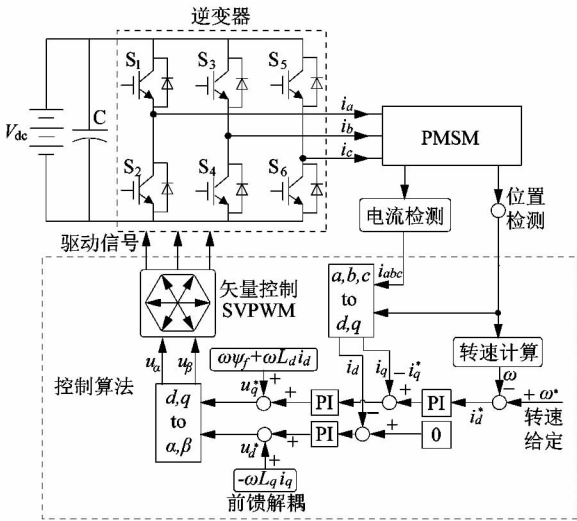


图 8 永磁同步电机矢量控制系统框图
Figure 8 Diagram of vector control system for PMSM

$i_d=0$ 控制和最大转矩电流比控制适用于基速以下,弱磁控制可用于基速以上弱磁扩速运行。对于隐极同步电机而言, $i_d=0$ 控制即为最大转矩电流比控制。本文所研究的永磁同步电机直轴电感和交轴电感相差不大,且主要研究其在基速以下的运行状态,故采用 $i_d=$

0 控制。采用 $i_d = 0$ 控制时,定子电流直轴分量为零,只有交轴分量,定子电流与转子永磁磁链相互解耦。永磁同步电机电磁转矩有

$$T_e = \frac{3}{2} P_n [\psi_f + (L_d - L_q) i_d] i_q \quad (9)$$

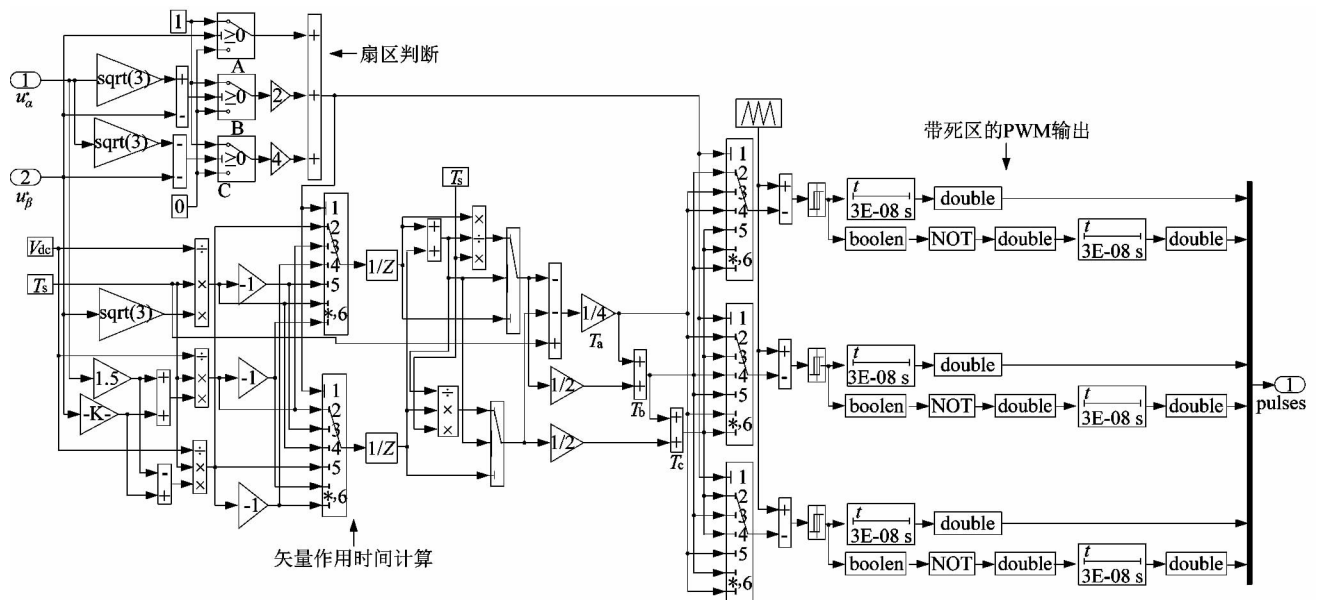
式中: T_e 为电磁转矩; P_n 为极对数; ψ_f 为永磁磁链; L_d 和 L_q 分别为 dq 轴电感; i_d 和 i_q 分别为 dq 轴电流。由式(9)知, $i_d = 0$ 时,电机电磁转矩只有永磁转矩分量,而没有磁阻转矩分量。

图 8 所示为永磁同步电机矢量控制系统的框图。三相静止 $a-b-c$ 坐标系下的定子电流经过 Clarke 变换得到两相静止 $\alpha-\beta$ 坐标系下的电流,再通过旋转坐标变换 Park 变换得到两相旋转 $d-q$ 坐标系下的电流,这样定子电流矢量就被分解成按转子磁场定向的 2 个直

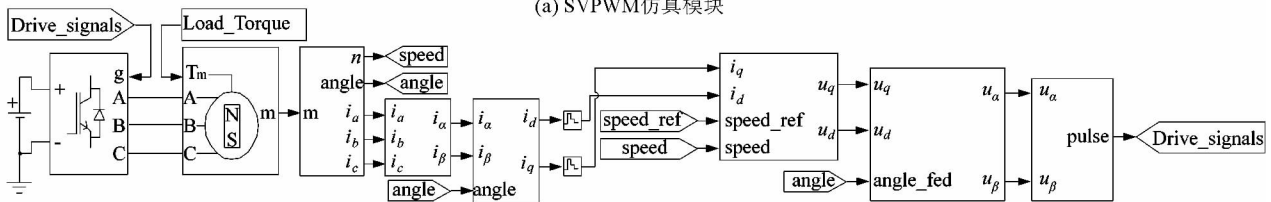
流分量,即励磁电流分量 i_d 和转矩电流分量 i_q ,控制 i_d 就相当于控制磁链,而控制 i_q 就相当于控制转矩。转速偏差通过 PI 调节器输出 q 轴电流给定值 i_q^* ,也可看做是转矩给定值。 d 轴电流给定值 i_d^* 为 0。 dq 轴电流给定值经过 PI 调节后得到 dq 轴电压给定分量 u_d^* 和 u_q^* 。 u_d^* 和 u_q^* 通过 Park 逆变换得到 $\alpha\beta$ 轴电压分量 u_α 和 u_β ,即参考电压矢量。参考电压矢量根据前文所述的 SVPWM 原理就能得到三相开关信号,作为逆变器的驱动信号,控制永磁同步电机在给定状态下运行。

3 系统仿真研究

在 MATLAB/Simulink 环境下搭建永磁同步电机矢量控制系统,研究系统动态响应。SVPWM 仿真模块如图 9(a) 所示,采用带死区的 PWM 输出。控制系统模型如图 9(b) 所示。



(a) SVPWM 仿真模块



(b) 矢量控制系统仿真模型

图 9 仿真模型

Figure 9 Simulation model

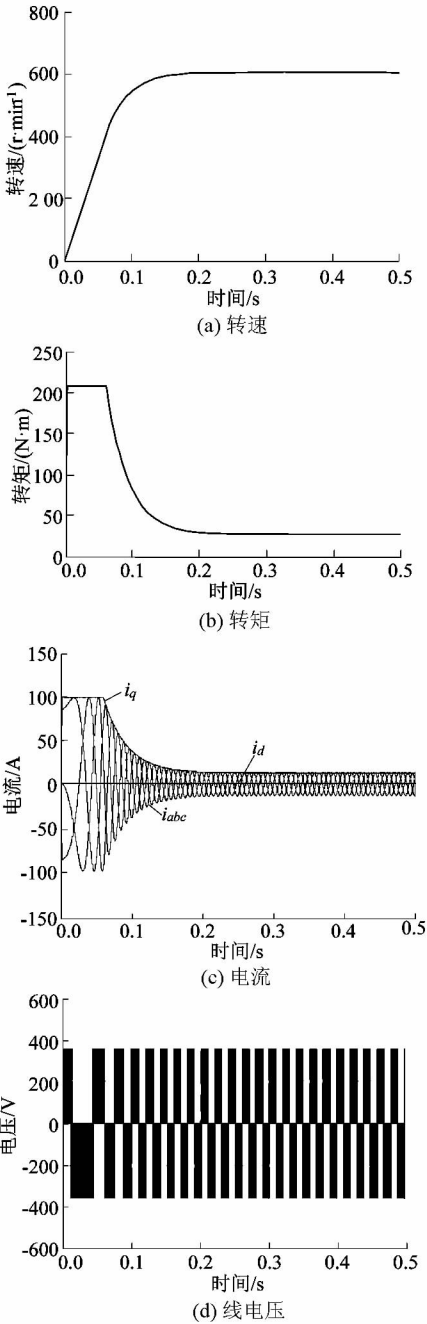
仿真过程中,根据一台电动汽车用永磁同步电机建立电机模型,电机参数如表 3 所示。

图 10 所示为转速给定为 600 r/min,转矩负载为 27 N·m 时系统的动态响应波形。从图中可看出,电机以转矩约为 210 N·m 起动并加速,在约 0.2 s 时达

到给定转速后稳定运行。三相电流和 q 轴电流 i_q 也在此时达到稳态, d 轴电流 i_d 在此过程中则保持为 0。线电压在 $-V_{dc}, 0, V_{dc}$ 之间切换。仿真结果表明系统的运行稳定,动态响应平滑。

表3 电机参数
Table 3 Motor parameters

极对数	额定转速/ ($\text{r} \cdot \text{min}^{-1}$)	额定电流/A	直流电压/V
5	1 200	70	356
定子相电阻/ Ω	直轴电感/mH	交轴电感/mH	永磁磁链/Wb
0.176	2.26	2.69	0.28



4 实验研究

搭建永磁同步电机控制系统实验平台,验证仿真结果,实验平台如图 11 所示。用 TMS320F28335 作为芯片,在 CCS6.0 软件中编写程序,采用 $i_d = 0$ 控制策略,开关频率 10 kHz。利用测功机施加转矩负载,分别测量电机在 300,600 和 800 r/min,负载转矩 9,27 和 45 N·m 时的运行状态,并研究系统效率。图 12 所示为 3 种运行状态下的单相稳态电流波形。

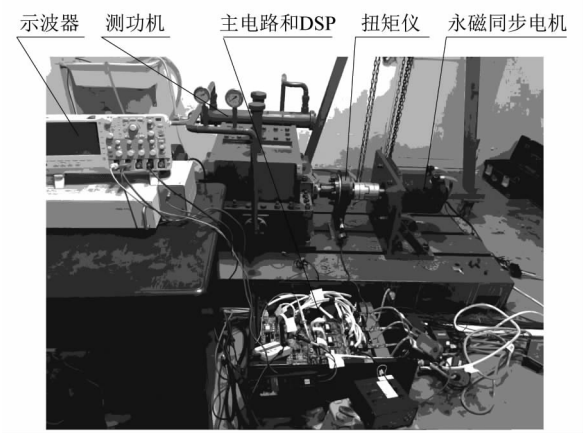


图 11 实验平台
Figure 11 Experimental setup

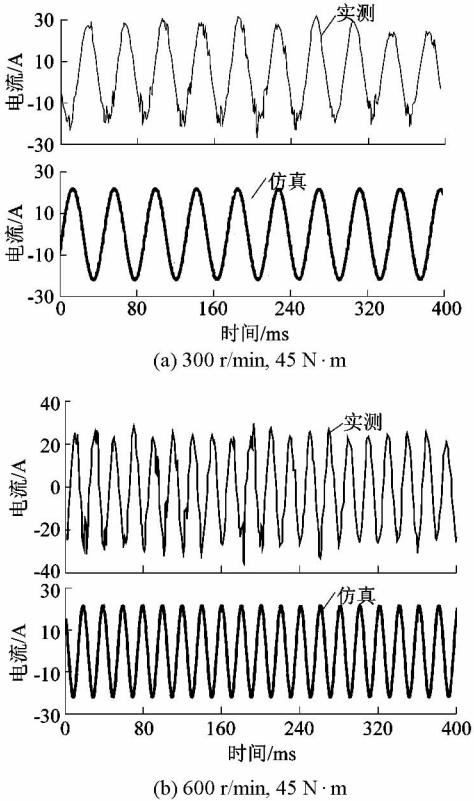


图 10 600 r/min,27 N·m 时系统的动态响应
Figure 10 System dynamic response at
600 r/min and 27 N·m

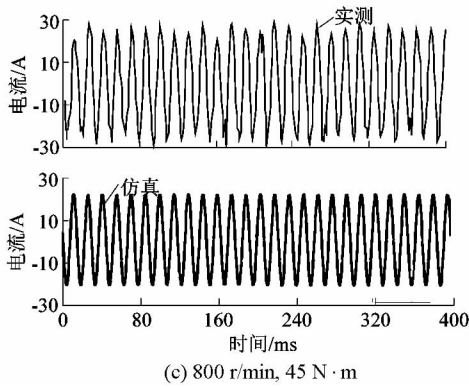


图 12 实测与仿真单相稳态电流波形对比

Figure 12 Comparison of measured and simulated steady-state phase current waveforms

由图 12 可以看出 3 种运行状态下的仿真电流波形与实测电流波形均一致,验证了仿真的有效性。根据实验所测数据,系统效率

$$P_{\text{system}} = \frac{\Omega \cdot T_{\text{out}}}{V_{\text{dc}} \cdot I_{\text{dc}}} \quad (10)$$

式中: Ω 为电机机械角速度; T_{out} 为电机轴上输出转矩,即负载转矩; V_{dc} 和 I_{dc} 分别为直流电压和电流。

根据计算结果绘制系统效率分布如图 13 所示。

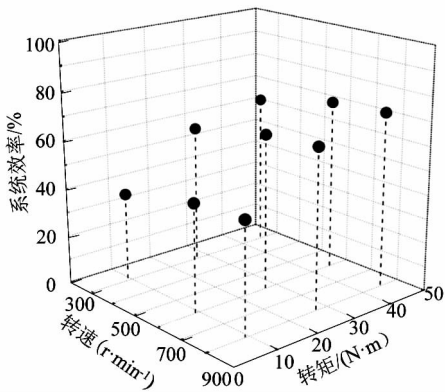


图 13 实测系统效率

Figure 13 Measured system efficiency

由图 13 可以看出,系统中速重载运行状态下的效率较高,而低速运行时的效率则较低。

5 结语

课题组以一台电动汽车用永磁同步电机为研究对象,在 MATLAB/Simulink 环境下搭建了矢量控制系统,仿真研究了系统动态响应。以 DSP TMS320F28335 作为控制芯片搭建了永磁同步电机实验系统,进行实验研究。实验结果表明采用 $i_d = 0$ 控制时,系统中速重载运行状态下的效率较高,而低速运行时效率则较低。仿真结果和实验结果具有较好的一致性,研究为电动汽车用永磁同步电机系统的设计和分析提供了参考。

参考文献:

- [1] CHAN C C, CHAU K T. An advanced permanent magnet motor drive system for battery-powered electric vehicles[J]. IEEE transactions on vehicular technology, 1996, 45(1): 180-188.
- [2] ZHU Z Q, HOWE D. Electrical machines and drives for electric, hybrid, and fuel cell vehicles[J]. Proceedings of the IEEE, 2007, 95(4): 746-765.
- [3] CHAU K T, CHAN C C, LIU C H. Overview of permanent-magnet brushless drives for electric and hybrid electric vehicles[J]. IEEE transactions on industrial electronics, 2008, 55(6): 2246-2257.
- [4] 诸自强. 永磁电机研究的新进展: 英文版[J]. 电工技术学报, 2012, 27(3): 1-11.
- [5] 周鹤, 曾朝晖. 高性能永磁同步电机矢量控制系统研究[J]. 电机与控制学报, 1997, 1(1): 1-6.
- [6] 王妍, 杜军红, 陶伟宜, 等. 基于 DSP 的空间电压矢量法 PWM 的研究[J]. 电机与控制学报, 2000, 4(2): 98-101.
- [7] 周兆勇, 李铁才, 高桥敏男. 基于矢量控制的高性能交流电机速度伺服控制器的 FPGA 实现[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(5): 172-177.
- [8] 王宏, 于泳, 徐殿国. 永磁同步电动机位置伺服系统[J]. 中国电机工程学报, 2004, 24(7): 155-159.
- [9] 李波, 安群涛, 孙兵成. 空间矢量脉宽调制的仿真研究及其实现[J]. 电机与控制应用, 2006, 33(6): 40-44.
- [10] 余佩倡, 吴峻, 周文武. 永磁同步电机矢量控制系统设计[J]. 电力电子技术, 2011, 45(11): 105-107.



www.QCtester.com

因为专业, 所以权威

因为用心, 所以收获更多



扫一扫 加入我们