

[自控·检测]

DOI:10.3969/j.issn.1005-2895.2020.05.010

两相混合式步进电机矢量控制系统

刘泽旭¹, 常革联², 胥光申¹

(1. 西安工程大学机电工程学院, 陕西 西安 710048;
2. 经纬津田驹纺织机械(咸阳)有限公司, 陕西 咸阳 712000)

摘要:在纺织行业的绣花机、针织横机应用中,为了改善步进电机开环控制系统下产生低频共振、高频失步和转矩下降的问题,课题组基于两相混合式步进电机的数学模型,利用三相空间矢量脉宽调制 SVPWM 推导了基于双 H 桥逆变电路两相 SVPWM 方法,并结合坐标变换、矢量控制和 PI 调节,在 MATLAB/Simulink 下搭建了一种新型两相混合式步进电机矢量控制系统模型。电流仿真结果显示电机在运行后 0.3 s 内电流达到稳定,速度仿真结果显示:电机低频运行转速在 0.018 s 时响应且稳定无振荡,高频运行时转速达到峰值后转矩稳定。课题组提出的方案能够提高两相混合式步进电机在振荡、失步方面的性能。

关键词:混合式步进电机;空间矢量脉宽调制;矢量控制;MATLAB/Simulink

中图分类号:TM383.6 文献标志码:A 文章编号:1005-2895(2020)05-0055-08

Vector Control System Simulation of Two-Phase Hybrid Stepping Motor

LIU Zexu¹, CHANG Gelian², XU Guangshen¹

(1. School of Mechanical and Electrical Engineering, Xi'an Polytechnic University, Xi'an 710048, China;
2. Jingwei Tsudakoma Textile Machinery (Xianyang) Co., Ltd., Xianyang, Shaanxi 712000, China)

Abstract: In order to solve the problems of low-frequency oscillation, high-frequency step-out and torque decline in the open-loop control system of stepping motor used in embroidery machines and flat knitting machines in textile industry, a novel vector control system model of two-phase hybrid stepping motor was established. Based on the two-phase hybrid stepping motor (hybrid stepping motor, HBS) mathematical model, the three-phase space vector pulse width modulation (SVPWM) was used to deduce the two-phase SVPWM method based on the double-H bridge inverter circuit. The coordinate transformation, vector control and PI regulation were also combined to build this novel model under MATLAB/Simulink. The current simulation results show that the current of the motor is stable at 0.3 s after operation. The speed simulation results show that the speed of the motor is stable and without oscillation at 0.018 s at low frequency operation, and the torque is stable after the speed reaches the peak at high frequency operation. Therefore, the scheme can improve the performance of two-phase hybrid stepping motor oscillation and step-out.

Keywords: hybrid stepping motor; SVPWM (space vector pulse width modulation); vector control; MATLAB/Simulink

由于步进电机能够利用数字信号驱动,而此特性正好符合数控机床设备对理想执行元件的要求,所以在数控领域被大量应用;另外在纺织行业的绣花机、针织横机中也有着广泛的应用。随着研究不断深入,逐渐发现步进电机在低频段时转子会在平衡点附近自由振荡,在高频段时电机带载性能差且容易造成振荡甚至失步^[1-2]。五相混合式步进电机虽然在高频失步和

低频振荡方面性能较好,但是其价格高、产量低,并且其控制系统比较复杂,不能完全适用于市场^[3]。

步进电机控制的研究主要基于细分控制来提高电机运行性能,文献[4]在细分控制上增加了随速度变化的 PI 调节,对电机性能有提高,但低频时电流幅值不稳定;文献[5]利用闭环思想对转子转速进行预估,结合弱磁控制提出了一种开环控制提高了电机最大转

收稿日期:2020-04-15;修回日期:2020-05-27

基金项目:陕西省重点研发计划项目:喷气织机智能化(2018TSCXL-GY-03-02)。

第一作者简介:刘泽旭(1997),男,陕西汉中,硕士研究生,主要研究方向为电机控制。通信作者:胥光申(1964),男,陕西西安人,博士,教授,主要研究方向为 3D 打印技术、纺织机械及光机电一体化技术等。E-mail:xugs988@126.com

速;此方法在中高速时适用性好,但在低速下仍不稳定。在精度要求高的情况下开环系统无法知道电机是否失步或超步^[6-7],因此要对电机速度和电流进行闭环控制。文献[8]提出检测转子位置的闭环控制系统,能有效提高运行特性,但它在转速变化大的情况下适应性差;文献[9]提出了一种基于模糊控制的自调节控制,该控制器能够在不同负载条件下调速并能减少电机振荡,但这种控制策略对硬件要求高、计算复杂,很难实现此控制策略。因此研究出一种用于步进电机控制使其可在普通单片机平台上运行的算法变得十分重要。

课题组根据史敬灼^[10]给出的数学模型构建了一种新的两相混合式步进电机矢量控制系统方案,推导出方案各模块参数,并于 MATLAB/Simulink 中创建了系统模型,通过仿真验证了此系统可以改善两相混合式步进电机在低频及高频运行时性能。

1 两相混合式步进电机的数学模型

1.1 磁链及电感方程

步进电机中的磁链有着承前启后的作用,它的产

$$\left. \begin{aligned} U_A &= R_A i_A + (L_0 - L_2 \cos 2\theta) \frac{di_A}{dt} - L_2 \sin 2\theta \frac{di_B}{dt} + 2L_2 (i_A \sin 2\theta - i_B \cos 2\theta) - k_e \omega_r \sin \theta; \\ U_B &= R_B i_B + (L_0 + L_2 \cos 2\theta) \frac{di_B}{dt} - L_2 \sin 2\theta \frac{di_A}{dt} - 2L_2 (i_A \sin 2\theta + i_B \cos 2\theta) + k_e \omega_r \sin \theta. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

式中: U_A, U_B 为相电压; R_A, R_B 为相电阻; i_A, i_B 为绕组电流; θ 为转子位置; ω_r 为机械转角速度; $k_e = M_{sr} I_m P$ 为反电动势系数, I_m 为励磁电流, P 为极对数。

1.3 机械运动方程和转矩方程

两相混合式步进电机的机械运动方程为^[15]

$$T_e = J \frac{d\omega_r}{dt} + \mu \omega_r + T_L. \quad (3)$$

式中: T_e 为电磁转矩; μ 为摩擦因数; T_L 为负载转矩。

因为定子和被磁化的转子都有磁动势,所以电磁转矩 T_e 由定子产生的转矩 T_s (反应转矩) 以及永磁体产生的转矩 T_m (永磁转矩) 共同构成,则

$$T_e = T_s + T_m. \quad (4)$$

综上,公式(2)~(4)组成两相混合式步进电机的数学模型。

2 双 H 桥逆变器两相 SVPWM 技术

要实现两相 SVPWM 技术其关键问题有 4 点:逆变器和开关量选择、基本电压作用时间计算、合成矢量的扇区选择和电压作用顺序。

2.1 逆变器和开关量选择

课题组研究的两相 SVPWM 技术采用如图 1 所示

生和电机电流以及磁动势都有关系,并且它的变化又使定子绕组产生了电动势,因此先要推导出两相混合式步进电机的磁链方程。忽略步进电机定子极间的漏磁、永磁体的漏磁及轴向和径向的磁阻时^[10-12],可以得到:

$$\left. \begin{aligned} L_{AA} &= L_0 - L_2 \cos 2\theta_s; \\ L_{BB} &= L_0 + L_2 \cos 2\theta_s; \\ M_{AB} &= M_{BA} = -L_2 \sin 2\theta_s; \\ M_{Am} &= M_{st} \cos \theta_e; \\ M_{Bm} &= M_{st} \sin \theta_e. \end{aligned} \right\} \quad (1)$$

式中: L_{AA} 为 A 相自感; L_{BB} 为 B 相自感; L_0, L_2 为定子绕组自感和基波分量; θ_s 为转子转角; θ_e 为电角度; M_{AB}, M_{BA} 为定子 A, B 相间互感; M_{Am}, M_{Bm} 为定转子间互感; M_{st} 为定转子之间互感系数^[13]。

1.2 电压方程

结合公式(1)可推导出两相混合式步进电机绕组的基本电路方程为^[14]:

的双 H 桥逆变器电路。图中 C_1, C_2, C_3, C_4 为开关管,其中 A 对应 C_1, A 对应 C_2, B 对应 C_3, B 对应 C_4, V_{CC} 对应外加电压 U_c 。因此根据功率管不同的开关状态,有 $2^4 = 16$ 种导通组合方式,也就对应有 16 种基本电压的选择,我们选择其中的 5 个,其与开关状态对应关系如表 1 所示。

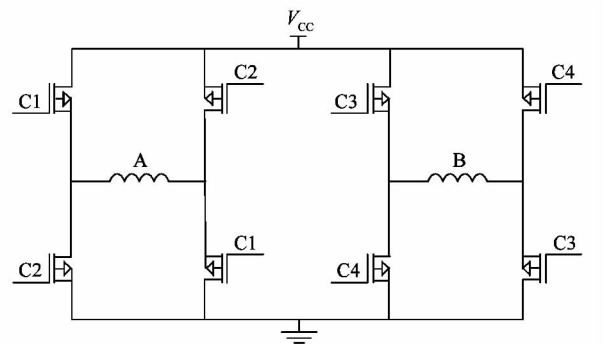


图 1 双 H 桥逆变电路

Figure 1 Double bridge inverter circuit

选择 U_1, U_2, U_3, U_4 为 4 个基本电压进行控制,幅值为 U_d ($U_d = \sqrt{2} U_c$), 相位分别为 $45^\circ, 135^\circ, 225^\circ$ 和 315° ; 选择 U_0 (0000) 为零基本电压。

表1 逆变电路基本电压

Table 1 Basic voltage of inverter circuit

电压	开关管状态				绕组上电压		合矢量 电压 U_s
	C ₁	C ₂	C ₃	C ₄	U_A	U_B	
U_0	0	0	0	0	0	0	0
U_1	1	0	1	0	U_C	U_C	$\sqrt{2}U_C e^{j\frac{\pi}{4}}$
U_2	0	1	1	0	$-U_C$	U_C	$\sqrt{2}U_C e^{j\frac{3\pi}{4}}$
U_3	0	1	0	1	$-U_C$	$-U_C$	$\sqrt{2}U_C e^{j\frac{5\pi}{4}}$
U_4	1	0	0	1	U_C	$-U_C$	$\sqrt{2}U_C e^{j\frac{7\pi}{4}}$

2.2 基本电压作用时间计算

如图2所示为基本电压空间矢量图。假设需要输出的电压矢量为 U_s ,开关周期为 T_s ,当 U_s 在第1扇区时 U_0, U_1, U_2 的作用时间为 t_0, t_1, t_2 ,则有

$$\left. \begin{aligned} t_s U_s &= t_1 U_1 + t_2 U_2 + t_0 U_0; \\ t_0 &= t_s - t_1 - t_2. \end{aligned} \right\} \quad (5)$$

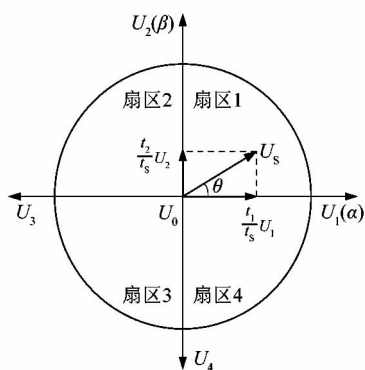


图2 基本电压空间矢量

Figure 2 Basic voltage space vector

由图2可得:

$$\left. \begin{aligned} U_\alpha &= |U_s| \cos \theta; \\ U_\beta &= |U_s| \sin \theta. \end{aligned} \right\} \quad (6)$$

U_s 在第1扇区时电压作用时间 t_1, t_2 为:

$$\left. \begin{aligned} t_1 &= \frac{U_\alpha}{U_d} t_s; \\ t_2 &= \frac{U_\beta}{U_d} t_s. \end{aligned} \right\} \quad (7)$$

同理可得其他扇区作用时间,令 $X = \frac{U_\alpha}{U_d} t_s, Y =$

$\frac{U_\beta}{U_d} t_s$,可用 X, Y 来表示 U_s 位于不同扇区下作用时间,对应关系如表2所示。

表2 t_1 及 t_2 与扇区对应关系Table 2 Relationship between t_1, t_2 and sector

扇区	作用时间 t_1	作用时间 t_2
1	X	Y
2	Y	$-X$
3	$-X$	$-Y$
4	$-Y$	X

2.3 合成矢量所在扇区确定

由表2可知,要计算出 t_1, t_2 必须得知道此时的 U_s 正处于哪一个扇区,由图2和公式(6)可知:当电压矢量 U_s 处于第1扇区时, $0 \leq \theta < \pi/2$,则 $\cos \theta > 0, \sin \theta > 0$,即 $U_\alpha > 0, U_\beta > 0$;当电压矢量 U_s 处于第2扇区时, $\pi/2 \leq \theta < \pi$,则 $\cos \theta < 0, \sin \theta > 0$,即 $U_\alpha < 0, U_\beta > 0$;当电压矢量 U_s 处于第3扇区时, $\pi \leq \theta < 3\pi/2$,则 $\cos \theta < 0, \sin \theta < 0$,即 $U_\alpha < 0, U_\beta < 0$;当电压矢量 U_s 处于第4扇区时, $3\pi/2 \leq \theta \leq 2\pi$,则 $\cos \theta > 0, \sin \theta < 0$,即 $U_\alpha > 0, U_\beta < 0$ 。通过 U_α 和 U_β 正负即可判断所在扇区,其对应关系如表3所示。

表3 U_α 及 U_β 与扇区对应关系Table 3 Relationship between U_α, U_β and sector

扇区	电压 U_α	电压 U_β
1	+	+
2	-	+
3	-	-
4	+	-

2.4 基本电压作用顺序

设计电压作用顺序是为了减少开关次数,降低开关损耗,让PWM输出尽量对称^[16]。常见顺序有2种:一种是7段式SVPWM;另一种是5段式SVPWM。课题组选取5段式SVPWM。

在扇区1~4下电压的作用顺序分别为 $U_1 - U_2 - U_0 - U_2 - U_1, U_2 - U_3 - U_0 - U_3 - U_2, U_3 - U_4 - U_0 - U_4 - U_3, U_4 - U_1 - U_0 - U_1 - U_4$,各扇区下对应的电压切换顺序波形如图3所示。

在编程实现SVPWM时,基本电压作用时间按推导公式计算,合成矢量所在扇区由矢量 U_α, U_β 正负判断,基本电压作用顺序根据图3采用查表法确定。

3 两相混合式步进电机矢量控制系统建模与仿真

3.1 控制系统总体模型

在Simulink环境中构建的步进电机矢量控制系统仿真模型如图4所示,子模块包括坐标变换、两相SVPWM、步进电机和PI调节。在此模型下电机上电启动后先采样电机的交、直流电流 I_d, I_q 以及电机位置

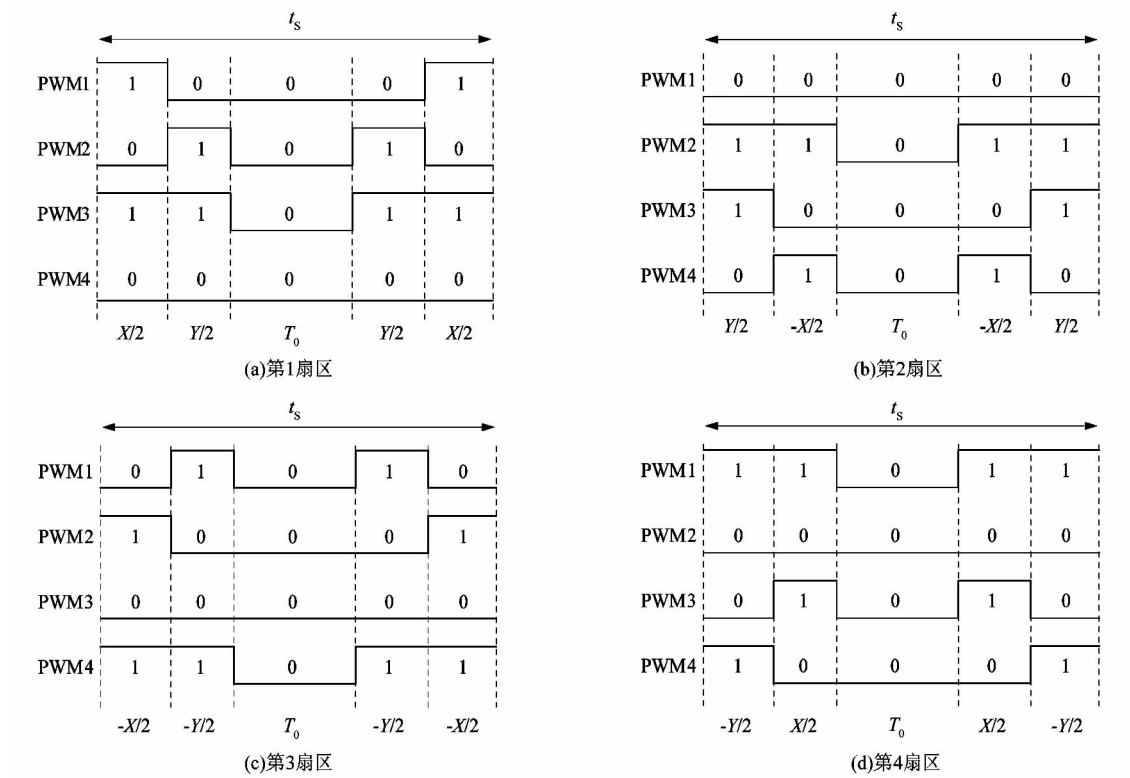


图3 各扇区电压切换顺序波形图

Figure 3 Voltage switching sequence waveform of each sector

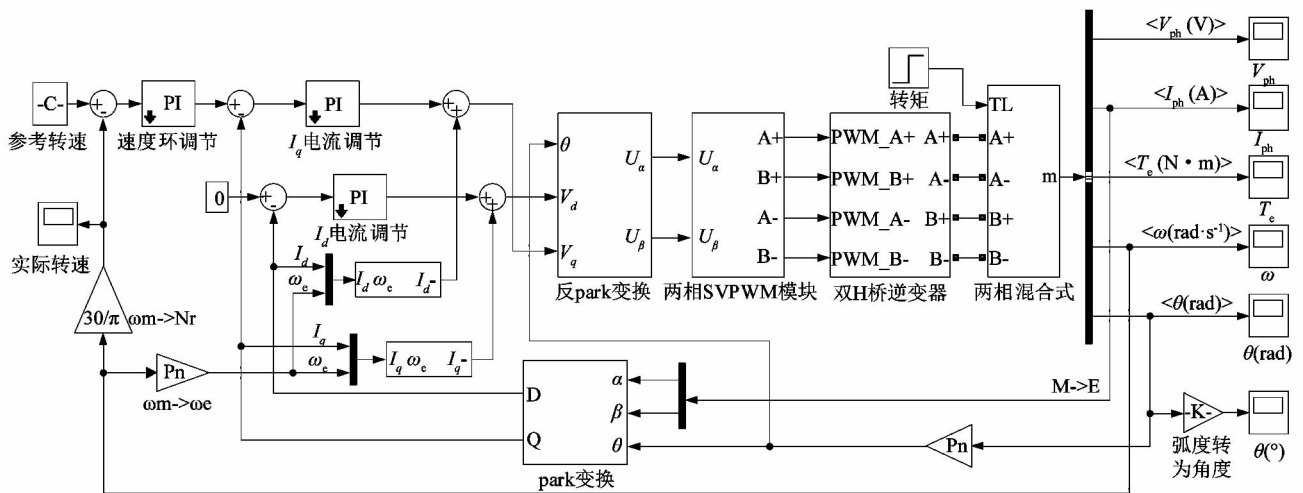


图4 控制系统总体模型

Figure 4 Aggregate model of control system

转角 θ ;接着对 θ 进行微分获取到角速度 ω ,将 ω 转化为转速 n 后与给定转速 n_{ref} 进行做差对比,再经过速度环 PI 调节后产生参考电流 I_q^* 构成速度环调节;速度环生成的 I_q^* 与采样直轴电流 I_q 进行做差比较后再输入到 I_q 的电流环 PI 调节器中调节,令给定参考电流 $I_d^* = 0$,然后 I_d^* 与采样交轴电流 I_d 进行做差比较后输入到 I_d 的电流环 PI 调节器中调节,此为电流环调节;

I_d, I_q 经过电流环调节的调节量以及从电机采样的转角 θ 作为反 park 变换模块的输入,生成的 U_α, U_β 输入到两相 SVPWM 模块中生成控制脉冲;最后控制脉冲经过双 H 桥逆变器后产生 A, B 两相电压,接入步进电机对其进行驱动。

系统模型的 Park 和反 Park 变换模块根据对应公式搭建^[17]。

步进电机模块由电磁转矩模块、电气模块和机械模块构成,如图5所示。课题组选用信浓公司 STP-59D5052 型电机,电机参数如下:步距角 1.8° ,相电阻 1.25Ω ,静电压 24 V ,电流为 2.0 A/PHASE ,电感 2.2 mH ,保持力矩 $2.0 \text{ N} \cdot \text{cm}$,转动惯量 $0.47 \times 10^{-7} \text{ kg} \cdot \text{m}$,最大磁通量 $0.005 \text{ V} \cdot \text{s}$ 。

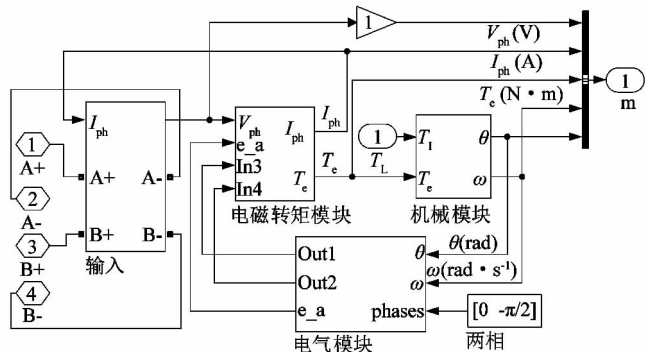


图5 步进电机模块

Figure 5 Stepping motor module

两相 SVPWM 模块如图6所示,此模块主要利用 M 语言实现。在 M 函数中根据输入的电压 U_α, U_β , 开关频率 T_{pwm} 和直流侧电压 U_c , 首先计算出作用时间 X, Y 的值, 然后根据 U_α, U_β 的正负判断出此时所在的扇区, 接着求出基本电压的作用时间 t_1, t_2 , 再根据图3的顺序波形图(5段式)利用查表法进行判断, 输出开关控制量 S_{1234} 。最后根据相电压和 S_{1234} 计算输出 U_a 和 U_b 值、 U_s 的角度 θ ($-\pi < \theta < \pi$) 值和所在扇区 N ($N=1, 2, 3, 4$) 值。

PI 调节器是将给定输入量 $r(t)$ 与系统输出量 $y(t)$ 做差比较得到偏差 $e(t)$, 即 $e(t) = r(t) - y(t)$; 对 $e(t)$ 分别进行比例作用调节, 即 $K_p \cdot e(t)$, 和积分作用调节, 即 $\int e(t) dt$; 最后将比例和积分调节结果相加

得到总调节量 $u(t)$, $u(t)$ 作用到控制对象上即可完成控制。PI 调节的数学表达为

$$u(t) = K_p e(t) + \frac{1}{T} \int_b^a e(t) dt. \quad (8)$$

式中: K_p 是比例增益; T 是积分时间常数。

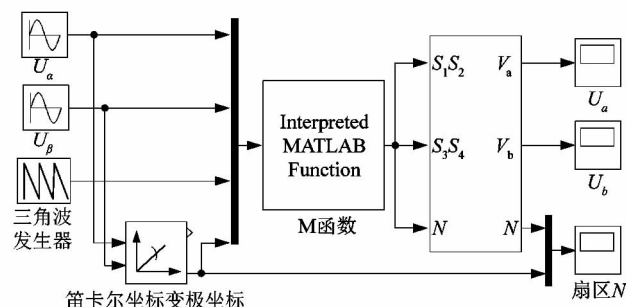


图6 两相 SVPWM 模块

Figure 6 Two-phase SVPWM module

3.2 SVPWM 模块仿真

对图6所示的两相 SVPWM 仿真模型进行仿真, 此模型的输入有4个, 分别是 U_α, U_β , 直流侧电压 U_c 和开关频率 T_{pwm} 。 U_α, U_β 和 T_{pwm} 由模块输入, U_c 设置在 Model Properties 中的 InitFcn * 中。在 M 函数中首先计算出作用时间 X, Y , 然后根据 U_α, U_β 的正负判断出此时所在的扇区, 接着求出基本电压的作用时间 t_1, t_2 , 再根据图3利用查表法进行判断, 最后 M 输出 $A+, A-, B+$ 和 $B-$ 的电压值、 U_s 的角度 θ ($-\pi < \theta < \pi$) 值以及所在扇区 N ($N=1, 2, 3, 4$) 值。

模型的参数设置为: $U_\alpha = 200 \cos 100\pi t$, $U_\beta = 200 \sin 100\pi t$, $T_{\text{pwm}} = 0.00003$, $U_c = 24 \text{ V}$, 仿真算法采用变步长 (variable-step) ode23tb (stiff/TR-BDF2) 算法, 最大步长 (max step size) 为 0.00001 , 仿真时间 0.1 s 。仿真结果如图7所示。

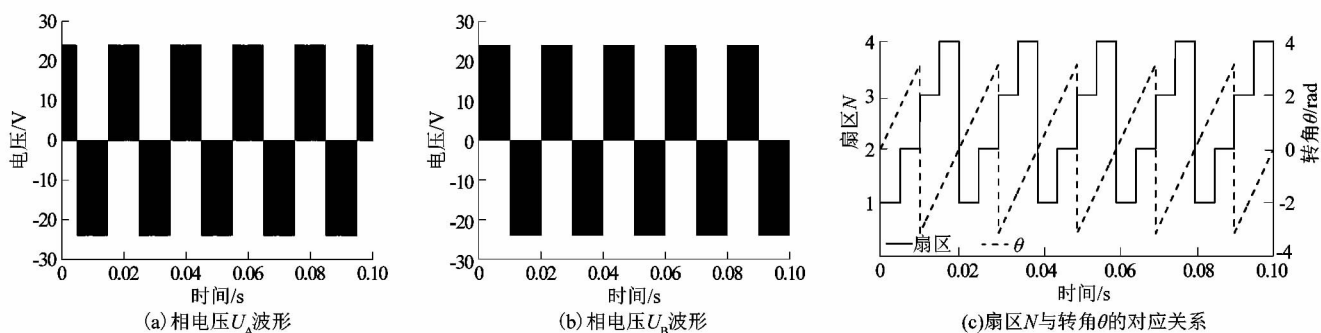


图7 两相 SVPWM 仿真结果

Figure 7 Simulation results of two-phase SVPWM

由图7(a)和(b)可以看出 A,B 相电压为 4 拍阶梯波,与理论值符合;由图7(c)可以看出转角 θ 在 $[-\pi, \pi]$ 区间内连续变化时扇区 N 值按照 1→2→3→4→1 顺序交替变化,与第2节推导理论一致。因此,验证了此两相 SVPWM 模型的正确性和可行性。

3.3 系统总体仿真

3.3.1 电流控制仿真

为了测试系统电流环性能,在如图4所示的控制结构上先不采用速度控制,保持直轴参考电流 $I_d^* = 0$ A,令交轴的电流 $I_q^* = 2$ A 不变,在负载转矩 T_L 为 0.5 N·m 时转速和电机 A 相电流响应如图8所示。

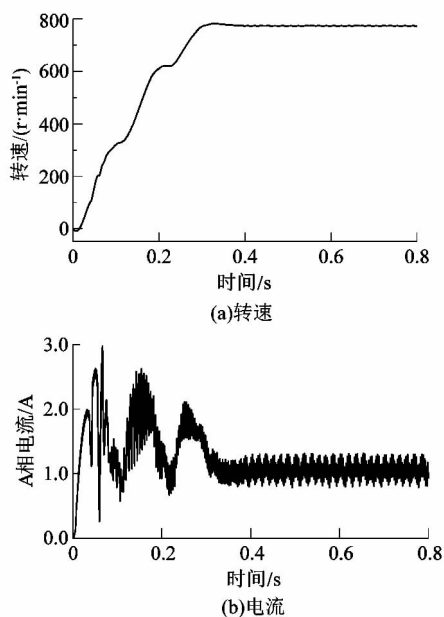


图8 转速和 A 相电流响应

Figure 8 Curve of speed and A phase current response

由图8看出电机转速在逐步上升,在 0.38 s 后稳定到 774 r/min 左右,交轴电流 I_q 在转速稳定在 1.1 A 左右。此后电机电流平稳、转速上升稳定,验证了电机的电流控制性能良好。

3.3.2 速度控制仿真

为了测试转速和转子转动在低频情况下是否存在振荡、在高频情况下转矩是否下降以及转速动态变化的性能,在图4所示的控制结构上令参考电流 $I_d^* = 0$,分析给定转速 n_{ref} 在低速、高速以及动态变化3种情况下的仿真结果。

1) 低频下运行性能

在负载转矩 $T_L = 0$, 给定转速 $n_{ref} = 5$ r/min 时,转

子转角和电机转速响应如图9所示。

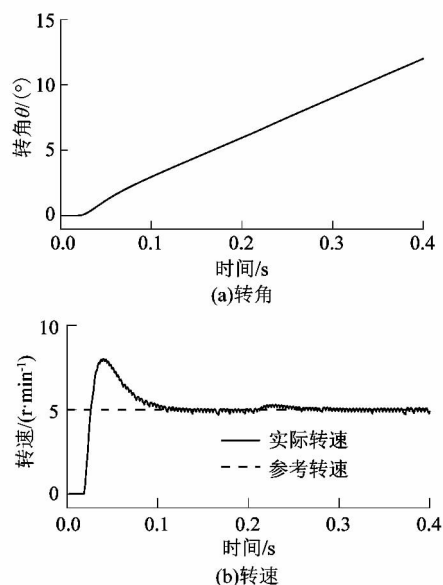


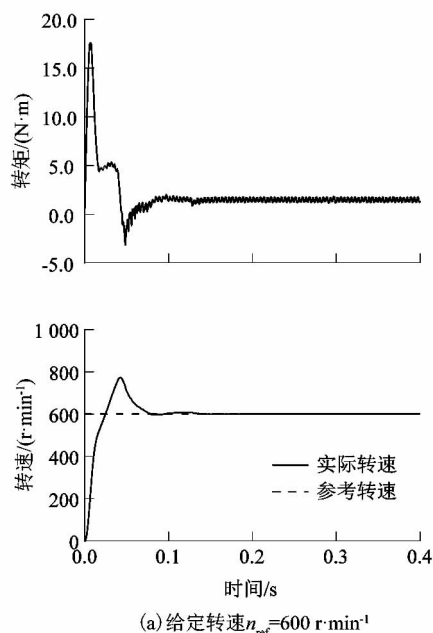
图9 转子转角和转速响应

Figure 9 Curve of rotation angle and speed response

观察波形可知,给定转速为 5 r/min 时,观察转子转角可以看出转子在 0.02 s 时开始响应,且平稳无振荡,0.10 s 时达到 5 r/min,验证了在低频时电机能稳定启动。

2) 高频下运行性能

在负载转矩 $T_L = 1$ N·m, 给定转速 n_{ref} 为 600 和 800 r/min 时,电机转速和输出转矩响应如图10所示。



(a) 给定转速 $n_{ref} = 600$ r/min¹

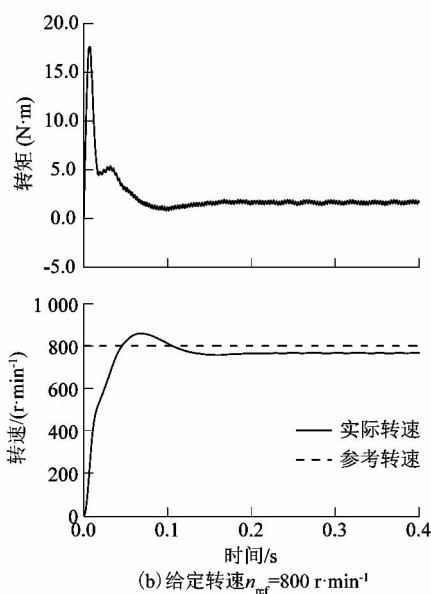


图 10 输出转矩和转速响应

Figure 10 Curve of speed response and output torque

观察波形可知,给定转速为 600 r/min 时,在 0.78 s 后转速稳定在 600 r/min,此时转矩在 0.15 s 振荡后稳定到 15 N·m 左右;给定转速为 800 r/min 时,实际最大值能达到 765 r/min 左右,此时转矩在 0.16 s 振荡后保持到 1.7 N·m 左右,验证了高频时转速上升稳定,转矩不下降。

3) 转速动态变化时运行性能

在负载转矩 $T_L = 1 \text{ N} \cdot \text{m}$, 给定转速 n_{ref} 在 200 ~ 600 r/min 时连续变化和突然变化时,电机的电机转速响应如图 11 所示。

观察波形可知,给定转速 n_{ref} 在 200 ~ 600 r/min 时按正弦规律变化时,实际转速在 0.04 s 后跟踪上给定转速;按方波变化时,实际转速在每次突变后 0.02 s 左右再次跟踪上给定转速,验证了转速跟踪性能良好。

4 结语

课题组通过对两相混合式步进电机数学模型的推导,在 MATLAB/Simulink 下实现了双 H 桥逆变器两相 SVPWM 技术,构建了两相混合式步进电机矢量控制系统模型并进行了仿真。两相 SVPWM 技术的仿真结果与理论一致,验证了此模型正确、可行;电流仿真结果表示电机在高速带载时 0.38 s 内电机转速稳定上升,之后电流达到平稳,验证了电机的电流控制性能良好。速度仿真结果表示电机低频运行时转子在 0.02 s 时响应,且稳定无振荡;高频运行时转子转速达到峰值后稳定,且转矩稳定在参考值不会下降;电机在给定转

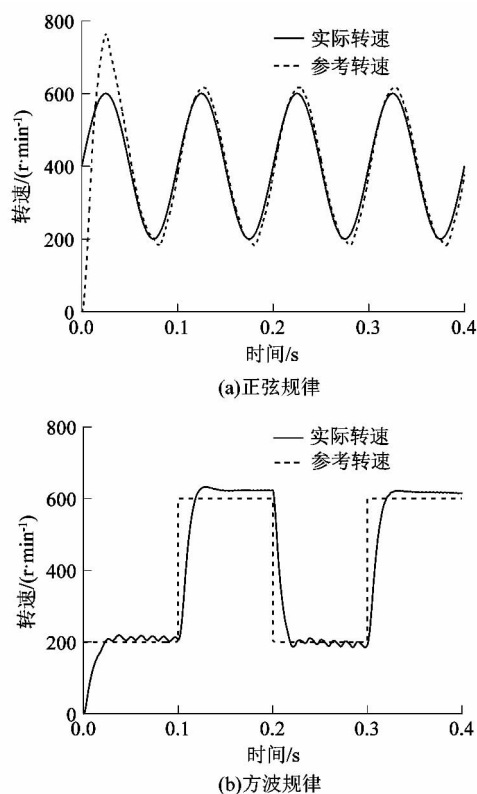


图 11 转速响应

Figure 11 Curve of actual speed response

速连续变化和突变时,实际转速在 0.04, 0.02 s 后能够跟上给定转速,速度跟踪性能良好。综上,此系统模型可以提高两相混合式步进电机在低频及高频运行时的性能。

参考文献:

- [1] 周永明,许进亮,李向阳,等. 基于 DSP 的两相步进电机细分驱动器设计[J]. 电力电子技术, 2017, 51(4): 87.
- [2] 成果,冉全,叶惠娇. 基于 FPGA 的步进电机细分控制系统的设计[J]. 武汉工程大学学报, 2018, 40(6): 701.
- [3] BARBAS Z A, MORAR A. Five phase stepping motor drive with dedicated IC [C]//THE 6th Proceedings of the International Conference on Interdisciplinarity in Engineering. Tirgu Mures, Romania: Petru Maior University Publishing House, 2012: 305.
- [4] LE K M, VAN HOANG H, JEON J W. An advanced closed-loop control to improve the performance of hybrid stepper motors[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(9): 7244 - 7255.
- [5] 茹珂,郭希铮,游小杰,等. 两相混合步进电机开环高速控制策略研究[J]. 微电机, 2018, 51(10): 36 - 41.
- [6] 翟雁,郭阳宽,祝连庆,等. 步进电机模糊 PID 闭环控制系统仿真研究[J]. 现代电子技术, 2015, 38(11): 146 - 149.
- [7] XU Zhaohua, XIE Xiaohui, MA Cui, et al. Research of high performance closed loop control system for stepper motor[J]. Applied Mechanics and Materials, 2013, 289: 87 - 92.

(下转第 66 页)