

doi:10.3969/j.issn.1673-9833.2019.01.005

# 电动汽车空调系统中一种组合 SVPWM 算法的仿真分析

杨帆, 孙晓

(湖南工业大学 电气与信息工程学院, 湖南 株洲 412007)

**摘要:** 从电动汽车空调系统节能减噪的角度出发, 分析了不同空间矢量脉宽调制 (SVPWM) 算法在不同频率下电机输出的电流谐波分量和开关损耗。设计一个组合式 SVPWM 算法, 通过算法的切换在电机复杂工况中满足节能和减噪的要求。在 Matlab/Simulink 中对基于模型参考自适应系统的永磁同步电机无传感器控制进行了仿真, 结合逆变器的开关损耗特性以及在低转速下电机转矩控制高精度的要求, 确定了两种 SVPWM 算法在整个速域的切换点。

**关键词:** 电动汽车; 矢量脉宽调制; 模型参考自适应系统; 永磁同步电机; Matlab

**中图分类号:** TM341

**文献标志码:** A

**文章编号:** 1673-9833(2019)01-0031-06

**引文格式:** 杨帆, 孙晓. 电动汽车空调系统中一种组合 SVPWM 算法的仿真分析 [J]. 湖南工业大学学报, 2019, 33(1): 31-36.

## A Simulation Analysis of SVPWM Algorithm in Electric Vehicle Air Conditioning System

YANG Fan, SUN Xiao

(College of Electrical and Information Engineering, Hunan University of Technology, Zhuzhou Hunan 412007, China)

**Abstract:** From the perspective of energy saving and noise reduction of electric vehicle air conditioning system, an analysis has been made of the current harmonic components and switching losses of motor output at different frequencies by different space vector pulse width modulation (SVPWM) algorithms. A combined SVPWM algorithm is designed to meet the requirements of energy saving and noise reduction in complex working conditions of motors by switching the algorithm. A simulation test has been carried out on the sensorless control of PMSM based on the model reference adaptive system in Matlab/Simulink. Combined with the switching loss characteristics of inverters and the requirement of high accuracy for motor torque control at low speed, the switching points of two SVPWM algorithms can be determined in the whole speed range.

**Keywords:** electric vehicle; vector pulse width modulation; model reference adaptive system; permanent magnet synchronous motor; Matlab

收稿日期: 2018-04-04

作者简介: 杨帆 (1992-), 男, 湖南张家界人, 湖南工业大学硕士生, 主要研究方向为电机控制,  
E-mail: 1476129997@qq.com

通信作者: 孙晓 (1972-), 男, 浙江温岭人, 湖南工业大学教授, 硕士生导师, 主要从事机电控制, 计算机应用技术等方面的教学与研究, E-mail: sxbug@163.com

## 1 研究背景

在电动汽车车载空调系统中,节能和减噪是衡量控制系统好坏的重要因素。其中,噪声主要是由压缩机负载转矩的周期性变化导致电流脉动而产生的。电动汽车的续航制约着电动汽车的发展。在电动汽车的各个子系统中,空调系统耗能尤为严重。电动汽车的系统损耗主要包括逆变器损耗和电机损耗,较多科研工作者对此进行了研究与分析。文献[1]分析了空调压缩机中永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)的损耗,文献[2]通过建立开关损耗模型,得出了影响逆变器开关损耗的两个因素,并提出了电动汽车应在减少损耗的同时要满足空调系统减噪的要求。空调压缩机因工作于高温强腐蚀环境中,故无法安装位置传感器,控制系统采用观测器算法估算转子位置和转速<sup>[3]</sup>,估算的误差会产生较大的谐波分量。文献[4]比较了几种无位置传感器驱动压缩机低频震动的解决方案,并从无传感器算法和压缩机负载模型两个方面进行了详细探讨。

有研究者利用 Matlab/Simulink 建立了硬件模式(五段式)和软件模式(七段式)的 SVPWM(space vector pulse width modulation)仿真。还搭建了基于模型参考自适应系统的永磁同步电机无传感器控制的矢量控制模型。其通过改变输入的转速得到不同工况下的工作电流,并采用离散傅氏变换的快速算法(fast Fourier transformation, FFT)分析电流谐波分量。结合永磁同步电机模型参考自适应系统(model reference adaptive system simulation, MRAS)控制的特点,得知在中低速时反电动势较小,基于反电动势的 MRAS 观测到的值有较大误差<sup>[5]</sup>。在电动汽车空调系统中,因压缩机的负载呈周期性变化,会导致电流脉动<sup>[6]</sup>。在电机转速较高时,由于惯性大可忽略不计,但是在转速较低时,容易引起电机较大的转速脉动<sup>[7]</sup>。这要求 SVPWM 算法能够尽量消除电流的谐波分量。由文献[2]可知,其在减少电流谐波分量的同时,会加大逆变器的开关损耗。

不同的 SVPWM 算法在不同方面各有优异,基于软件模式的合成(七段式 SVPWM 算法)和基于硬件模式的合成(五段式 SVPWM 算法)两者间最大的区别,在于一个计算周期中零矢量的搭配。七段式 SVPWM 算法在一个计算周期中有 6 次开关切换,生成的 PWM 波形的谐波含量较小,而五段式 SVPWM 算法在一个计算周期中只有 3 次开关切换,减少了开关损耗的同时会增大电流的谐波分量。因此,本研究拟结合电动汽车空调系统中特殊工况以及

基于 MRAS 的永磁同步电机在低速时观测误差较大的特点,通过在 Simulink 中分析不同 SVPWM 的谐波分量寻找合适的转速切换点,以期能在减少逆变器开关损耗的同时,降低电流的谐波分量,提升控制系统的性能。

## 2 SVPWM 算法

SVPWM 算法从交流电机内磁链矢量逼近圆形出发,模拟逆变器 6 个开关的不同组合,可以得到 8 个基本的电压矢量。其中的 6 个基本电压矢量构成正六边形,可以组成 6 个扇区,相邻矢量间相差  $60^\circ$ ,矢量一端都处于原点;剩余的 2 个基本矢量为零矢量,处于原点。逆变器每相的上下桥臂导通时间互补,导通为 1,断开为 0。在电机内部,定子上的三相电压矢量  $U_A$ 、 $U_B$ 、 $U_C$  通过 CLARK 变换,从 ABC 坐标系变换到  $\alpha\beta$  坐标系,两个坐标系下的总电压矢量在产生旋转磁场时等效。在转子速度较高,可以忽略电阻压降时,由  $\psi = \int u dt$  得知磁链矢量同电压矢量的方向互相垂直。

在  $\alpha\beta$  坐标系中,总电压  $U_{\alpha\beta}$  由两个基本电压矢量注入零矢量合成。2 个基本矢量为扇区的相邻矢量,先作用的称主矢量,后作用的称辅矢量。为了减少开关次数,减少谐波分量,提高直流电流利用率,在插入零矢量时逆变器每个开关只改变一次,从而在每个扇区中,先后作用的主矢量:辅矢量得以确定。在一个取样周期,零矢量、主矢量、辅矢量、零矢量分别作用。为了产生对称的 PWM 波形,插入的 2 个零矢量(000)(111)作用时间相等。假定载波的频率为  $f_s$ ,总电压矢量  $U_{\alpha\beta}$  旋转一周需要的时间为  $T_{\alpha\beta} = \frac{1}{f}$ ,则频率比  $R = \frac{f_s}{f}$ ,这样将电压旋转平面切割成  $R$  个分量,即可以算出总电压矢量  $U_{\alpha\beta}$  每旋转一次,跨越的角度  $\gamma = \frac{2\pi}{R}$ 。每过一个取样周期,旋转一个  $\gamma$  角。随着总电压矢量  $U_{\alpha\beta}$  与  $\alpha$  轴的夹角  $\theta$  不断增大,  $U_{\alpha\beta}$  将依次进入 1, 2, 3, 4, 5, 6 扇区。假设在初始时刻  $U_{\alpha\beta}$  处于扇区 1, 则主矢量为  $U_0$ , 辅矢量为  $U_{60}$ , 作用时间分别为  $t_1$ 、 $t_2$ 。根据平均值等效原理有  $U_0 t_1 + U_{60} t_2 = U_{\alpha\beta} T_s$ , 同时  $T_s = t_1 + t_2 + t_0$ , 其中  $T_s$  为取样周期,这样可以算出在不同扇区主矢量、辅矢量的作用时间。零矢量的作用时间则为  $(T_s - t_1 - t_2)/2$ 。

五段式 SVPWM 算法和七段式 SVPWM 算法的差异在于零矢量的搭配。在七段式 SVPWM 算法中,零矢量的分配方式为每转换 1 次开关状态,只改变一

项的开关状态, 即每个周期中两个零矢量均匀分配时间, 产生对称的 PWM。而五段式 SVPWM 算法采用每相开关器件在每个扇区状态维持不变的序列安排下, 每个开关周期只有 3 次开关切换。图 1 给出了七段式 SVPWM 算法的仿真结构图。

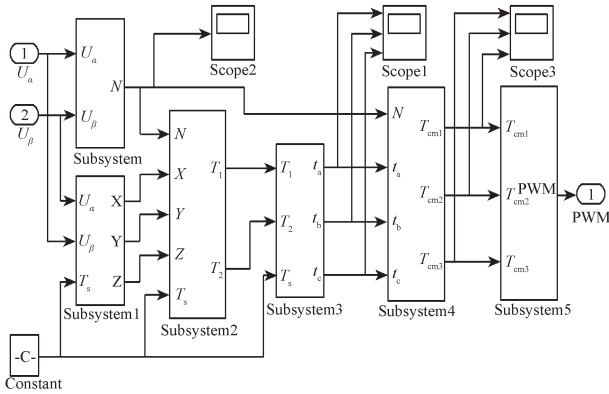


图 1 SVPWM 仿真

Fig. 1 SVPWM simulation

Simulink 中包含了 SVPWM 模块, 在仿真中直接应用时要注意坐标系 90° 之间的误差, 也可以利用 S 函数搭建仿真模型。SVPWM 仿真的步骤如图 1 模块化所示, 先通过判断扇区计算作用时间, 然后利用作用时间确定矢量切换点, 最后用三角载波与切换点比较即可得到所需的 PWM 脉冲信号。

在 Simulink 中分别对基于五段式和七段式的永磁同步电机无传感器控制进行仿真, 确定不同 SVPWM 算法的电流谐波分量与开关频率的关系。图 2 给出了七段式 SVPWM 的相电压 FFT 分析, 图 3 给出了五段式 SVPWM 相电压 FFT 分析。

比较图 2 和图 3 可知, 在保持调制度相同的情况下, 增大开关频率, 即增加载波频率, 会导致谐波分量往高频方向移动, 低次谐波减少, 而高频谐波增多。且随着开关频率的增加, 电压谐波畸变率 (voltage harmonic distortion rate) 并没有出现明显的变化。

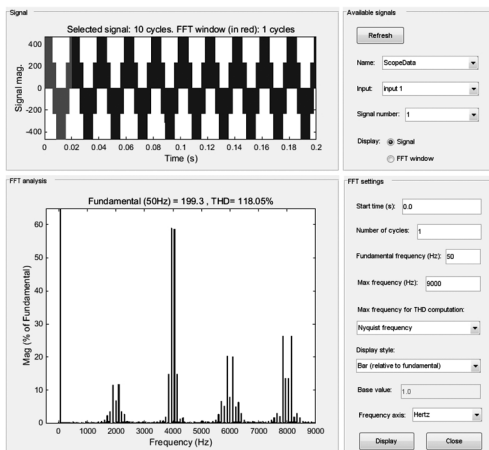


图 2 七段式 SVPWM 电压谐波分析

Fig. 2 Seven-phase SVPWM voltage harmonic analysis

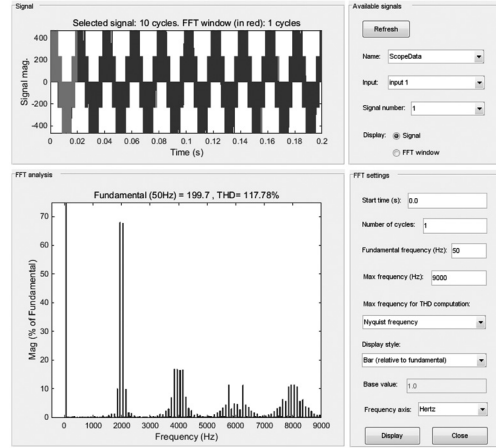


图 3 五段式 SVPWM 电压谐波分析

Fig. 3 Five-phase SVPWM voltage harmonic analysis

### 3 逆变器损耗

电动汽车车载空调系统中, 逆变器的损耗包括通态损耗和开关损耗。其中, 通态损耗主要分为绝缘栅双极型晶体管 (insulated gate bipolar transistor, IGBT) 损耗和反向并联的二极管损耗; 开关损耗主要分为 IGBT 开通损耗、IGBT 关断损耗和二极管反向恢复损耗。逆变器的通态损耗和开关损耗与开关频率相关, 频率越高, 开关损耗比例越大。当逆变器工作在高开关状态时, 其损耗大部分是开关损耗, 此时开关周期内的相电流近似等于相电流基波电流值, 则开关损耗  $P_{sw}$  可以表示为<sup>[8]</sup>

$$P_{sw} = \left[ E_{on-test} \frac{V_{DC}}{V_{DCon-test}} \frac{I_{\phi}}{I_{Con-test}} + E_{off-test} \frac{V_{DC}}{V_{DCoff-test}} \frac{I_{\phi}}{I_{Coff-test}} \right] \cdot \frac{F_{sw}}{T_m} \int_0^{\frac{T_m}{2}} \cos(\omega_s t) dt$$

式中:  $V_{DC}$  为直线母线电压;

$E_{on-test}$ 、 $V_{DCon-test}$ 、 $I_{Con-test}$ 、 $E_{off-test}$ 、 $V_{DCoff-test}$ 、 $I_{Coff-test}$  分别为测试工作条件下的导通功率损耗、IGBT 导通时的母线电压、母线电流、关断功率损耗、关断时母线电压、母线电流;

$I_{\phi}$  为相电流;

$F_{sw}$  为频率系数, 且当调制方式是七段式时  $F_{sw}$  为 PWM 的开关频率, 当调制方式是五段式时  $F_{sw}$  为 PWM 开关频率的 2/3;

$\omega_s$  为相电流角频率;

$T_m = 2\pi/\omega_s$  为相电流周期。

### 4 电机矢量控制系统仿真

永磁同步电机是一个强耦合、非线性的复杂系

统, 因其体积较小、功率密度较高以及我国稀土资源含量丰富, 因而被广泛应用<sup>[9]</sup>。

模型参考自适应系统具有计算量小、实时性和稳定性好等优点, 从结构上分为可调模型、参考模型及自适应律3个部分。该系统通过合适的自适应律控制可调模型和参考模型的误差, 从而实现参数辨识的目的<sup>[10]</sup>。隐极式PMSM在同步旋转坐标系下的电压方程为

$$\begin{cases} U_d = Ri_d + L_s \frac{d}{dt} i_d - \omega_e L_s i_q; \\ U_q = Ri_q + L_s \frac{d}{dt} i_q + \omega_e (L_s i_d + \psi_f) \end{cases} \quad (1)$$

式中:  $L_s$  为电机等效电感;

$i_d$ 、 $i_q$ 、 $u_d$ 、 $u_q$  分别为dq轴定子电流和电压分量;

$\psi_f$  为永磁体磁链;

$\omega_e$  为电度角表示的转速。

将式(1)改写为电流方程:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} i_d = \frac{R}{L_s} i_d + \omega_e i_q + \frac{1}{L_s} u_d; \\ \frac{d}{dt} i_q = -\frac{R}{L_s} i_q - \omega_e i_d - \frac{\psi_f}{L_s} \omega_e + \frac{1}{L_s} u_q \end{cases} \quad (2)$$

为了获得可调模型, 将式(2)变为

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \left( i_d + \frac{\psi_f}{L_s} \right) = -\frac{R}{L_s} \left( i_d + \frac{\psi_f}{L_s} \right) + \omega_e i_q + \frac{1}{L_s} \left( u_d + \frac{R}{L_s} \psi_f \right); \\ \frac{d}{dt} i_q = -\frac{R}{L_s} i_q - \omega_e \left( i_d + \frac{\psi_f}{L_s} \right) + \frac{1}{L_s} u_q \end{cases} \quad (3)$$

$$\text{令 } i'_d = i_d + \frac{\psi_f}{L_s}, i'_q = i_q, u'_d = u_d + \frac{R}{L_s} \psi_f, u'_q = u_q, \text{ 则式(3)}$$

变为

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} i'_d = -\frac{R}{L_s} i'_d + \omega_e i'_q + \frac{1}{L_s} u'_d; \\ \frac{d}{dt} i'_q = -\frac{R}{L_s} i'_q - \omega_e i'_d + \frac{1}{L_s} u'_q \end{cases} \quad (4)$$

式(4)即为可调模型。将式(4)以估值形式表示即得参考模型:

$$\begin{cases} \frac{d}{dt} \hat{i}'_d = -\frac{R}{L_s} \hat{i}'_d + \hat{\omega}_e \hat{i}'_q + \frac{1}{L_s} u'_d; \\ \frac{d}{dt} \hat{i}'_q = -\frac{R}{L_s} \hat{i}'_q - \hat{\omega}_e \hat{i}'_d + \frac{1}{L_s} u'_q \end{cases} \quad (5)$$

定义误差为可调模型输出值减去参考模型输出值, 根据Popov超稳定性理论并对Popov积分不等式逆向求解, 可得自适应律<sup>[10]</sup>:

$$\hat{\omega}_e = \int_0^t K_i (i_d \hat{i}'_q - \hat{i}'_q i_d) d\tau + K_p (i_d \hat{i}'_q - \hat{i}'_q i_d), \quad (6)$$

式(6)中:  $\hat{\omega}_e$  为转速估值;

$K_p$ 、 $K_i$  分别为比例、积分系数。

则  $\omega_e = \left( \frac{K_i}{S} + K_p \right) \left[ i_d \hat{i}'_q - \hat{i}'_q i_d - \frac{\psi_f}{L_s} (i_q - \hat{i}'_q) \right]$ , 转子位置

估计值  $\hat{\theta}_e = \int \hat{\omega}_e d\tau$ ,  $\tau$  为积分时间。

基于MARS无传感器控制的系统仿真结构图如图4所示。

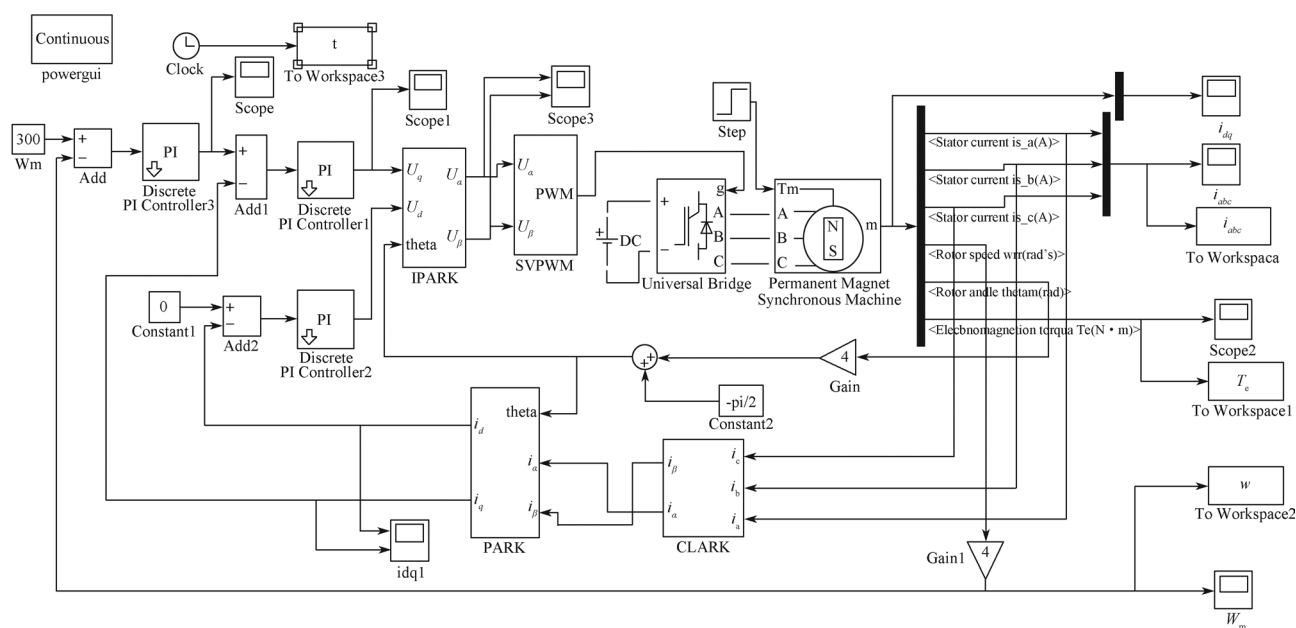


图4 模型参考自适应系统仿真

Fig. 4 Model reference adaptive system simulation



## 5 仿真结果与分析

在五段式和七段式 SVPWM<sup>[11-12]</sup> 模块下, 分别给定不同转速  $n$ , 并对定子电流进行 FFT 分析, 所得结果如表 1 所示。

表 1 不同转速下两种 SVPWM 模式的电流畸变率

Table 1 Current distortion rates of two SVPWM modes at different speeds

转速 $n$ ( $\text{r}\cdot\text{min}^{-1}$ )	THD/%	
	五段式	七段式
100	125.08	118.99
150	119.86	120.44
200	119.52	118.39
250	116.02	114.70
300	112.73	108.26
350	139.03	106.31
400	149.93	91.92
450	64.32	50.93
500	64.00	61.05
700	20.80	18.60
900	78.85	77.87
1 000	271.16	269.00

分析表 1 数据中可以得知, 电流畸变率与转速不是呈简单的线性关系。当转速在 100~900 r/min 时, 随着转子转速的增加, 电流畸变率逐渐降低。由于五段式 SVPWM 算法开关频率小于七段式 SVPWM 算法的, 其电流畸变率也大于七段式的。当转子在转速处于 350~450 r/min 之间时, 两种 SVPWM 算法电流畸变率的差值最大。在转速为 700 r/min 左右时, 两种 SVPWM 算法的定子电流畸变率都达到最低值。当转速大于 1 000 r/min 时, 2 种模式的电流畸变率均急剧增加。为了提高电动汽车空调系统的性能, 在节能降耗的同时, 要保证在转子处于低速阶段时电流谐波分量较少, 从而减少转子的脉动。

当在整个速域中都用五段式 SVPWM 算法时, 相较于七段式 SVPWM 算法, 该算法在一个周期内较少的开关频率会带来较大的电流谐波, 从而引起较大的转子脉动; 当在整个速域中都用七段式 SVPWM 算法时, 相较于五段式 SVPWM 算法, 由于较高的开关频率会带来较高的损耗不利于节能。在电动汽车空调系统中, 功率开关的损耗主要包括动态损耗和静态损耗, 静态损耗与逆变器开关电流成正比, 动态损耗与逆变器开关频率成正比。因此当压缩机工作在高转速时, 可以通过减小开关时的电流或者减小开关频率来达到降低逆变器损耗的目的。五段式 SVPWM 算法在一个开关周期内比七段式 SVPWM 算法的开关次数少 1/3, 当开关频率较高时, 逆变器的损耗中开关损耗所占比例较大, 则理论上五段式的开关损耗

也小于七段式的。

当采用不同的 SVPWM 算法时, 整个系统的转矩控制精度和系统的节能降耗效果都不同。于是可以得出以下结论:

1) 当电动汽车空调系统更趋向于转矩控制精度时, 可在整个速域选择七段式 SVPWM 算法, 其可产生较小的电流谐波分量, 提高控制精度;

2) 当电动汽车空调系统更倾向于节能降耗时, 可在整个速域选择五段式 SVPWM 算法, 该算法在一个周期内较少的开关频率可以降低开关损耗, 达到节能目的;

3) 当电动汽车空调系统既能达到节能的目的, 又要求一定的控制精度, 即在转子转速较慢时产生的电流谐波分量比较小, 则选择转速 700 r/min 作为切换点, 当转子转速小于等于 700 r/min 时采用七段式 SVPWM 算法, 通过增加一个周期内开关次数来降低电流谐波分量, 从而减少转矩的脉动, 降低电机的噪声。当转速大于 700 r/min 时采用五段式 SVPWM 算法, 通过减少一个周期内的开关次数来减少开关损耗, 不仅能减少逆变器上的能量损耗, 同时能降低逆变器的散热压力。这样相比于在整个速域都采用一种算法时, 电机在低速下可以减少电流谐波分量来减少转矩脉动降低噪声, 在高速时可以通过减少开关次数来降低开关损耗达到节能的目的。该设计兼顾了系统的节能降耗与转子低速时低脉动的稳定性, 提高了转子转矩精度, 提升了电动汽车空调系统的控制性能。

## 6 结语

本文分析了空间矢量脉宽调制 SVPWM 的基本原理, 利用 Matlab 仿真分析了五段式 SVPWM、七段式 SVPWM, 对不同算法 SVPWM 的相电压进行 FFT 分析, 并比较了不同 SVPWM 的电流谐波分量。分析了模型参考自适应系统, 在基于 MRAS 无传感器控制永磁同步电机仿真中, 改变电机工作的转速, 得到不同频率下的电流波形并进行谐波分析。结合汽车空调的工况特点, 确定了一种在电动汽车空调系统中组合 SVPWM 算法。当电机处于低速时选择七段式 SVPWM 算法, 当电机处于中高速时选择五段式 SVPWM 算法。不足之处在于逆变器的损耗复杂, 通常的仿真模型难以得到精确的损耗, 下一步考虑进行硬件实验, 搭建硬件分析平台。

### 参考文献:

[1] 陈东锁, 卢素华, 陈彬. 空调压缩机中永磁同步电

- 机的损耗分析[J]. 日用电器, 2012(7): 50-52.  
CHEN Dongsuo, LU Suhua, CHEN Bin. Loss Analysis of Permanent Magnet Synchronous Motor in Air Conditioning Compressor[J]. *Electrica Appliances*, 2012(7): 50-52.
- [2] 孙雨, 刘文生, 刘畅. 最小开关损耗 SVPWM 优化方式的研究与仿真[J]. 大连交通大学学报, 2015, 36(5): 108-111.  
SUN Yu, LIU Wensheng, LIU Chang. Study and Simulation of Minimum Switching Losses SVPWM Optimized Method[J]. *Journal of Dalian Jiaotong University*, 2015, 36(5): 108-111.
- [3] 袁雷, 胡冰新, 魏克银, 等. 现代永磁同步电机控制原理及 MATLAB 仿真[M]. 北京: 北京航空航天大学出版社, 2016: 117-118.  
YUAN Lei, HU Bingxin, WEI Keyin, et al. Modern Permanent Magnet Synchronous Motor Control Theory and MATLAB Simulation[M]. Beijing: Beijing University of Aeronautics and Astronautics Press, 2016: 117-118.
- [4] 齐翼龙, 田彦涛, 龚依民, 等. 压缩机用永磁同步电机减振降噪方案[J]. 控制工程, 2009, 16(增刊2): 86-88.  
QI Yilong, TIAN Yantao, GONG Yimin, et al. Vibration and Noise Reduction Scheme of Permanent Magnet Synchronous Motor for Compressor[J]. *Control Engineering of China*, 2009, 16(S2): 86-88.
- [5] 陈凯. 电动汽车用 PMSM 无传感器控制策略研究[D]. 沈阳: 沈阳工业大学, 2017.  
CHEN Kai. Research on Sensorless Control Strategy of PMSM for Electric Vehicles[D]. Shenyang: Shenyang University of Technology, 2017.
- [6] 张文娟, 黄守道, 高剑, 等. 压缩机用永磁同步电机转速脉动的抑制[J]. 控制理论与应用, 2013, 30(11): 1422-1428.  
ZHANG Wenjuan, HUANG Shoudao, GAO Jian, et al. Suppression of Speed Ripples of Permanent Magnetic Synchronous Motor for Compressor Application[J]. *Control Theory & Applications*, 2013, 30(11): 1422-1428.
- [7] 李永东, 郑泽东. 交流电机数字控制系统[M]. 北京: 机械工业出版社, 2016: 265.  
LI Yongdong, ZHENG Zedong. AC Motor Digital Control System[M]. Beijing: Machinery Industry Press, 2016: 265.
- [8] 焦明亮, 李云, 吴春东, 等. 一种电动汽车逆变器 IGBT 功率损耗和结温的近似计算方法[J]. 大功率变流技术, 2015(5): 58-63.  
JIAO Mingliang, LI Yun, WU Chundong, et al. An Approximate Calculation Method of IGBT Power Losses and Junction Temperatures for Electric Vehicle Inverter[J]. *High Power Converter Technology*, 2015(5): 58-63.
- [9] 梁艳, 李永东. 无传感器永磁同步电机矢量控制系统概述[J]. 电气传动, 2003, 33(4): 4-9.  
LIANG Yan, LI Yongdong. The State of Art of Sensorless Vector Control of PMSM[J]. *Electric Drive*, 2003, 33(4): 4-9.
- [10] 孙延军, 谭兮, 冯鹏辉, 等. 基于 MRAS 的永磁同步电机矢量控制系统[J]. 湖南工业大学学报, 2013, 27(5): 49-52.  
SUN Yanjun, TAN Xi, FENG Penghui, et al. MRAS-Based PMSM Vector Control System [J]. *Journal of Hunan University of Technology*, 2013, 27(5): 49-52.
- [11] 韦志鹏. 基于 NPC 的 3D-SVPWM 整流调制策略[J]. 湖南工业大学学报, 2018, 32(3): 53-58.  
WEI Zhipeng. Research on 3D-SVPWM Rectifying Modulation Strategy Based on NPC[J]. *Journal of Hunan University of Technology*, 2018, 32(3): 53-58.
- [12] 廖雄志, 文定都, 湛政, 等. 基于模糊 PID 的永磁同步电机调速系统[J]. 湖南工业大学学报, 2018, 32(2): 26-30.  
LIAO Xiongzhi, WEN Dingdou, ZHAN Zheng, et al. A Permanent Magnet Synchronous Motor Speed Control System Based on Fuzzy PID[J]. *Journal of Hunan University of Technology*, 2018, 32(2): 26-30.

(责任编辑: 申剑)