三电平逆变器供电永磁同步电机直接转矩控制研究

骆光照，李 斐，杨南方，陈 哲，刘卫国

（西北工业大学 自动化学院，陕西 西安 710072）

摘 要：针对临近空间飞行器电驱动系统的高效控制问题，构建一种三电平逆变器供电永磁同步电机直接转矩控制系统，以减少输出电流的谐波含量，降低转矩脉动，提升驱动系统整体效率。针对三电平逆变器空间电压矢量调制（SVPWM）实现复杂的问题，通过对大、小电压矢量选择的归纳研究，利用矢量的对称性和归一化处理方法，提出一种易于通过可编程器件实现的简洁计算方法，实现不同扇区的统一计算；构建参考矢量的复数表达形式，利用极坐标相角信息简化扇角区间判别。采用 Matlab/Simulink 分别构建传统两电平逆变器和三电平逆变器直接转矩控制系统进行对比分析，仿真结果验证了该算法在减小电流谐波和削弱转矩脉动方面的有效性。

关 键 词：临近空间飞行器，三电平逆变器，空间电压矢量调制，高效控制
中图分类号：TM464 **文献标识码**：A **文章编号**：1000-2758（2012）01-0022-05

临近空间飞行器因处于 20 ~ 100 km 高空环境中，要求电驱动系统具备小体积、高功率密度以及高效率的特点[1]。尽可能小的发热和良好的散热是电驱动系统安全工作及保持高效、高功率密度的前提基础。从驱动器角度考虑，采用恰当的拓扑结构及控制策略可以减小电流谐波含量和转矩脉动，降低驱动电机损耗，进而提高驱动系统整体效率。

永磁同步电机具有效率高、体积小、性能优等特点，是该类飞行器电驱动系统的理想动力来源。传统的直接转矩控制有着结构简单、动态响应快及参数鲁棒性强等的优点，非常适合应对临近空间飞行器大动态负载变化，但同时也存在着谐波分量大、低速转矩脉动大的缺点。三电平逆变器的相电压有三种电平状态，其谐波性能优于传统的两电平逆变器，是削弱谐波、降低损耗的有效方法[2]。文献[2,3]针对三电平逆变器供电的感应电机滞环式直接转矩控制中低速区的脉动转矩和磁链下降问题进行研究，提出一种采用合适的中电压矢量来替代传统零电压矢量的方法，一定程度上抑制了中低速区转矩脉动。进一步，针对滞环引起的转矩脉动，可通过采用空间电压矢量调制技术（SVPWM）来优化开关次序及周期，进而降低转矩脉动，并提高其直流电压利用率、降低开关频率[4,5]。另一方面，由于三电平电路拓扑复杂，相应的 SVPWM 的时序逻辑关系实现难度较高，目前主要采用软件计算的方法进行导通时序的控制，控制较为复杂，对系统硬件的要求高，往往需要采用可编程逻辑器件进行辅助[5]，响应性也受到了一定的制约，难以满足临近空间飞行器电驱动系统高动态响应、高可靠性等要求。

本文构建一种基于空间矢量调制的三电平逆变器供电的永磁同步电机直接转矩控制系统。针对传统的三电平 SVPWM 算法计算复杂、编程实现难度高等缺点，提出一种改进调制算法。通过对大、小电压矢量选择的归纳研究，利用归一化算法，实现不同扇区的统一计算；构建参考矢量的复数表达形式，利于极坐标相角信息简化扇角区间判别；通过对驱动系统的仿真分析，以验证输出电压谐波含量明显降低及转矩脉动的有效抑制。

1 三电平逆变器基本原理

从三电平逆变器主电路的一相桥臂出发，如图 1 所示，不难得出 X 相输出端电压的三种状态 “P”

收稿日期：2011-04-02 基金项目：国家自然科学基金（51177135）及陕西省自然科学基金重点项目（2011GZ013）资助
作者简介：骆光照（1972—），西北工业大学副教授，主要从事永磁电机驱动技术研究。

状态,输出电压为 $U_d/2$; "O" 状态,输出电压为 0; "N" 状态,输出电压为 $-U_d/2$[8]。X 相的电平输出情况如表 1 所示(1 表示开通,0 表示关断)。

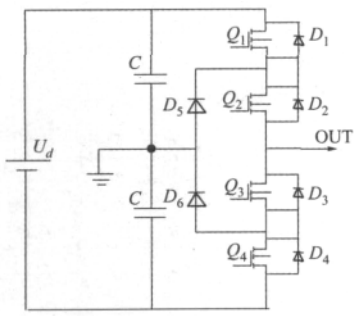


图 1　三电平逆变器一相桥臂拓扑图

表 1　逆变器一相输出电压分析

$Q1$	$Q2$	$Q3$	$Q4$	电压	代号
1	1	0	0	$U_d/2$	***P***
0	1	1	0	0	***O***
0	0	1	1	$-U_d/2$	***N***

逆变器的电压矢量可以表示为

$$U_r = \frac{2}{3}(U_a + e^{j\frac{2}{3}\pi}U_b + e^{j\frac{4}{3}\pi}U_c) \qquad (1)$$

式中 U_a、U_b、U_c 为三相相电压状态,分别可取 *P*、*O*、*N* 三种状态。因此三电平逆变器输出有 27 种空间电压状态,其空间分布如图 2 所示。包括有 6 个大电压矢量(*PNN*、*PPN*、*NPN*、*NPP*、*NNP*、*PNP*) 和相应的 12 个小矢量(*ONN* 和 *PNN*、*OON* 和 *PPO*、*NON* 和 *OPO*、*NOO* 和 *OPP*、*NNO* 和 *OOP*、*POP* 和 *ONO*),6 个中矢量(*PON*、*OPN*、*NPO*、*NOP*、*ONP*、*PNO*) 以及 3 个零矢量(*PPP*、*NNN*、*OOO*)。

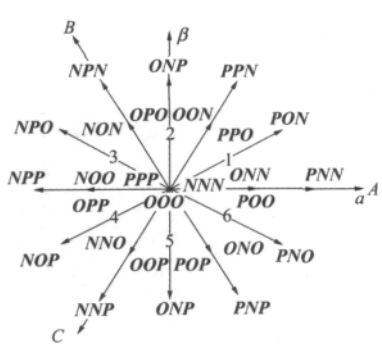


图 2　三电平电压矢量空间矢量分布图

2　三电平 SVPWM 改进算法

空间矢量电压调制(SVPWM) 的基本思想就是利用逆变器输出的几个基本矢量的在一个开关周期的作用效果与参考矢量单独作用的效果相等,即利用伏秒平衡原则等效需要的电压矢量。

为了提高三电平空间矢量电压调制的实现效率,考虑利用矢量的对称性,将参考矢量的合成问题归一化为第一扇区的计算,而其它 5 个扇区的计算可以根据对称性的原则,利用第一扇区的计算公式,只需做简单的角度变换即可。这样,不但可以简化不必要的重复计算,而且在采用可编程器件实现时,可简化实现逻辑,减少资源利用,提高系统可靠性。

2.1　大扇区和小区间判定方法

通过对一个扇区大、中、小矢量作用状态的分析可知,如果将第一扇区分为 6 个小区域,如图 3 所示,则当参考电压矢量落在其中任意一个三角形中(1,2 属于一个三角形,3,4 属于一个三角形),都用该三角形三个顶点的基本电压矢量进行合成。因此,采用这种划分方法,可以非常方便地实现该区间内任意矢量的等效合成。根据扇区的对称性特性,其余 5 个扇区的情形都可以转化为第一扇区,只是将相关矢量一一对应即可。因此,通过这种模式,即可方便实现三电平空间矢量的输出。

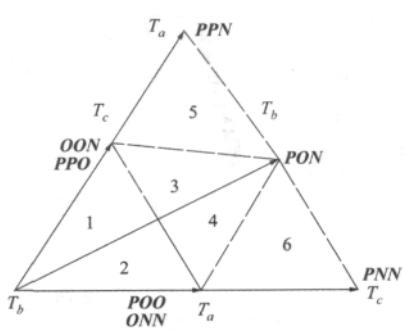


图 3　第一扇区细分示意图

由上图可以看出,恰当的空间矢量生成的前提包含两个步骤: ①矢量所处的大扇区的判别; ②矢量合成时小区间的判别。

为了判别大扇区,考虑到 6 个扇区在空间 360° 的排列和等分关系,将参考电压矢量 U_r 转化为极坐标形式表示,采用其相角的大小进行扇区号的判

断。即

$$U_r = |U_r| \angle\theta \tag{2}$$

扇区号表示为N,则其计算公式为

$$N = k+1, \quad \frac{k\pi}{3} \leqslant \theta < \frac{2k\pi}{3} \tag{3}$$

式中 $k = 0\cdots5$,可以看到,扇区号如图1所示,按照逆时针方向依次增加。

小区间的判别采用参考电压矢量在扇区分界边的投影和相角进行综合判断。若设小区间号表示为 p,直流母线电压 U_d,则小区间判别方法如下:

1) $U_r\sin\left(\frac{\pi}{3}-\theta\right) \geqslant \frac{\sqrt{3}}{6}U_d$,则小区间号为6;

2) $U_r\sin\theta \geqslant \frac{\sqrt{3}}{6}U_d$,则小区间号为5;

3) $U_r\sin\left(\frac{\pi}{3}+\theta\right) \leqslant \frac{\sqrt{3}}{6}U_d$,则小区间号 p 计算如下

$$p = \begin{cases} 2, & 0 \leqslant \theta \leqslant \frac{\pi}{6} \\ 1, & \frac{\pi}{6} \leqslant \theta \leqslant \frac{\pi}{3} \end{cases} \tag{4}$$

4) 其它情况下小区间号 p 计算如下

$$p = \begin{cases} 4, & 0 \leqslant \theta \leqslant \frac{\pi}{6} \\ 3, & \frac{\pi}{6} \leqslant \theta \leqslant \frac{\pi}{3} \end{cases} \tag{5}$$

2.2 矢量作用时间计算

要实现SVPWM的输出,在完成大、小区间的判别及选择对应矢量后,还必须计算各个矢量的作用时间。与前文分析思路相同,同样以归一化的第一扇区为例进行计算。如图3所示,若参考电压落入第一扇区的第5区域,对应矢量作用原则为: *PPN* 矢量作用时间为 T_a,*PON* 矢量作用时间 T_b,*OON* 和 *PPO* 矢量共同作用时间为 T_c。设调制比 $k = \frac{2U_r}{\sqrt{3}U_d}$,开关周期为 T_s,则开关时间计算如下:

1) 当 $p = 1$ 或 $p = 2$ 时

$$\begin{cases} T_a = 2kT_s\sin\left(\frac{\pi}{3}-\theta\right) \\ T_b = T_s - 2kT_s\sin\left(\frac{\pi}{3}+\theta\right) \\ T_c = 2kT_s\sin\theta \end{cases} \tag{6}$$

2) 当 $p = 3$ 或 $p = 4$ 时

$$\begin{cases} T_a = T_s - 2kT_s\sin\theta \\ T_b = 2kT_s\sin\left(\frac{\pi}{3}+\theta\right) - T_s \\ T_c = T_s - 2kT_s\sin\left(\frac{\pi}{3}-\theta\right) \end{cases} \tag{7}$$

3) 当 $p = 5$ 时

$$\begin{cases} T_a = 2kT_s\sin\theta - T_s \\ T_b = 2kT_s\sin\left(\frac{\pi}{3}-\theta\right) \\ T_c = 2T_s - 2kT_s\sin\left(\frac{\pi}{3}+\theta\right) \end{cases} \tag{8}$$

4) 当 $p = 6$ 时

$$\begin{cases} T_a = 2T_s - 2kT_s\sin\left(\frac{\pi}{3}+\theta\right) \\ T_b = 2kT_s\sin\theta \\ T_c = 2kT_s\sin\left(\frac{\pi}{3}-\theta\right) - T_s \end{cases} \tag{9}$$

其它扇区的矢量时间计算都可以转化为第一扇区,只需将角度做相应的转换(如在第二扇区就用 $\theta°-60°$,第三扇区就用 $\theta°-120°$),并且将相关矢量进行对应即可。

3 系统仿真及分析

针对以上算法分析,构建三电平逆变器供电的永磁同步电机直接转矩控制系统如图4所示,其中包括永磁同步电动机(PMSM)、矢量变换模块、电压矢量计算与调制模块、位置检测模块、三电平逆变器模块以及转速和转矩调节模块等。

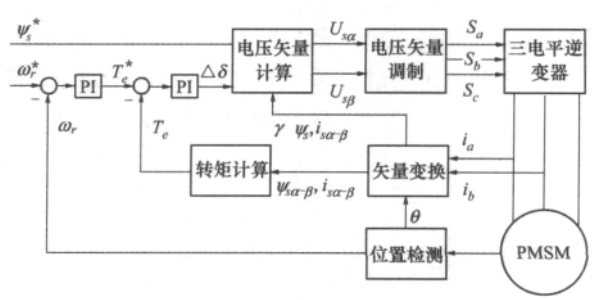


图4 直接转矩控制系统结构框图

在Matlab/Simulink 7.1环境下建立三电平逆变器供电永磁同步电机直接转矩控制系统仿真模型,如图5所示。其中系统参数分别为:母线电压 U_d = 540 V,永磁同步电机电阻 R_s = 0.023 Ω,D 轴电感

$L_d = 0.0043$ H，Q 轴电感 $L_q = 0.0155$ H，永磁体磁链 $\psi_f = 1.598$ Wb，转子转动惯量 $J = 10$ kg · m^2，极对数 $N_p = 2$，PWM 开关周期 $T_s = 1$ ms。

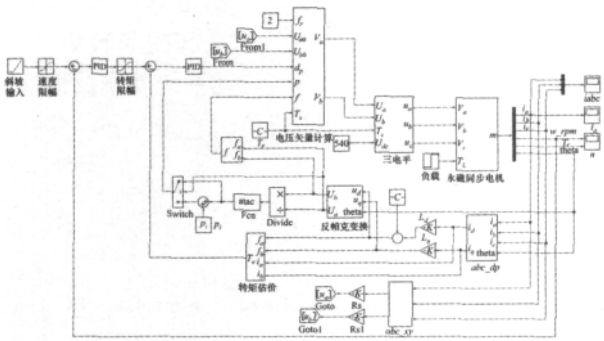


图 5　三电平直接转矩控制系统仿真模型

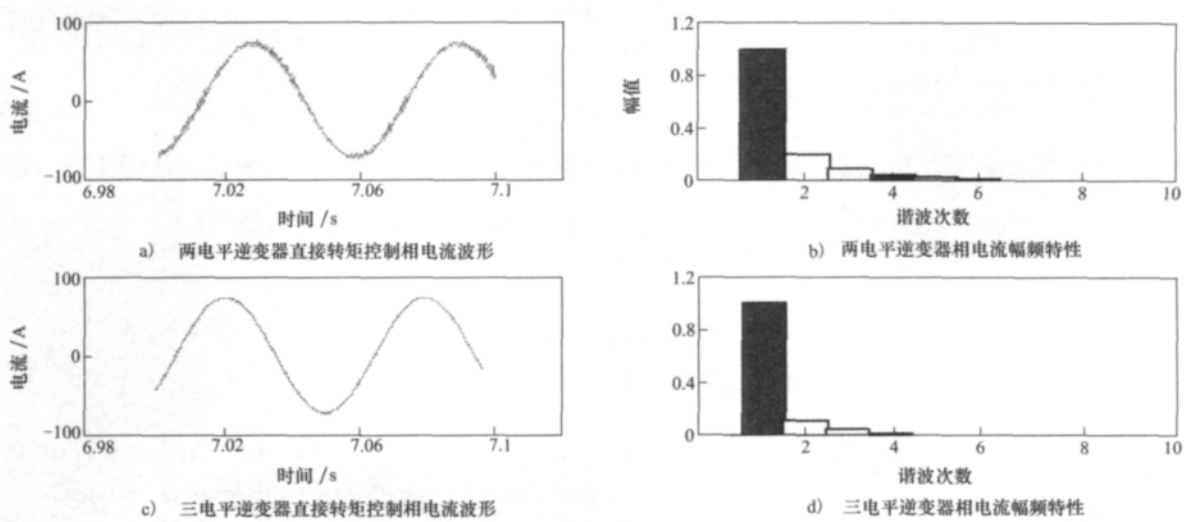
为了验证所构建系统的有效性，针对传统两电平逆变器直接转矩控制和三电平直接转矩控制进行了对比仿真分析，分别进行了定子电流谐波对比分析和转矩响应性及脉动对比分析。

1）定子电流谐波对比分析

如图 6 所示，分别为采用传统两电平逆变器直接转矩控制和三电平逆变器直接转矩控制下的定子相电流和以基波归一化的幅频特性对比曲线。从相电流稳态波形可以看到，采用三电平逆变器后定子相电流更为光滑。幅频特性分析结果显示，电流高频分量幅值随频率的衰减速度更快，二次及二次以上谐波幅值减小约 40% 。

2）转矩响应性及脉动对比分析

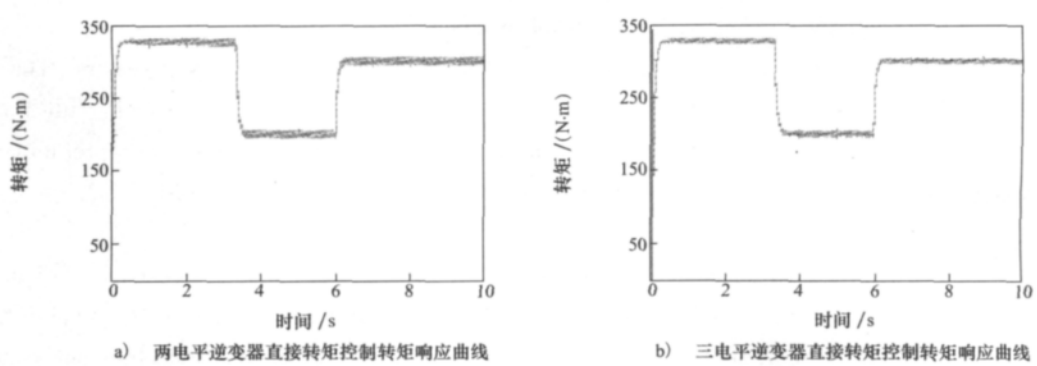
给定负载转矩 $T_L = 320$ N · m 启动，在 3 s 时突减负载为 200 N · m，在 6 s 时突加负载为 300 N · m，以此来测试系统的转矩响应性。如图 7 所示，分别为采用传统两电平逆变器直接转矩控制和三电平逆变器直接转矩控制下的转矩响应对比曲线。可以看到，三电平逆变器转矩响应性与传统两电平直接



a）两电平逆变器直接转矩控制相电流波形　b）两电平逆变器相电流幅频特性

c）三电平逆变器直接转矩控制相电流波形　d）三电平逆变器相电流幅频特性

图 6　定子相电流及其频谱特性对比分析



a）两电平逆变器直接转矩控制转矩响应曲线　b）三电平逆变器直接转矩控制转矩响应曲线

图 7　转矩响应性及脉动对比分析

转矩控制的转矩响应能力基本一致，但其稳态转矩脉动从7.5%降低为4.0%。

4 结 论

本文通过对三电平逆变器输出电压矢量的分析，给出了一种以第一扇区为标准的归一化算法。在大扇区及小区间判别方面进行了统一，使实现更加简洁。采用所提出的算法，构建了三电平逆变器供电的永磁同步电机直接转矩控制系统，通过与传统两电平逆变器控制系统的对比仿真分析，表明该控制方案能够有效减小电流谐波和削弱转矩脉动，对于提升临近空间飞行器电驱动系统效率及性能具有明显的优势和应用参考价值。

参考文献:

[1] Zhang Minghui, Liu Weiguo. Transient Coupled Electro-Magnetic Thermal Analysis of a Permanent Magnet brushless DC motor. Proceeding of CMCE, 2010, 221 ~ 224

[2] Lee K B, Song J H, Choy I, Yoo J Y. Improvement of Low-Speed Operation Performance of DTC for Three-Level Inverter-Fed Induction. IEEE Trans on Ind Electron, 2001, 48(5): 1006 ~ 1014

[3] Lee K B, Song J H, Choy I, Yoo J Y. Torque Ripple Reduction in DTC of Induction Motor Driven by Three-Level Inverter with Low Switching Frequency. IEEE Trans on Power Electron, 2002, 17(2): 255 ~ 264

[4] Davari S A, Hasankhan E, Khaburi D A. A Comparative Study of DTC-SVM with Three-Level Inverter and an Improved Predictive Torque Control Using Two-Level Inverter. Proceeding of PEDSTC, 2011, 379 ~ 384

[5] Zaimeddine R, Undeland T. DTC Control Schemes for Induction Motor Fed By Three-Level NPC-VSI Using Space Vector Modulation. Proceeding of SPEEDAM, 2010, 966 ~ 971

An Efficient Three-Level Inverter Direct Torque Control (DTC) of Permanent Magnet Synchronous Motor (PMSM)

Luo Guangzhao, Li Fei, Yang Nanfang, Chen Zhe, Liu Weiguo

(Department of Automatic Control, Northwestern Polytechnical University, Xi'an 710072, China)

Abstract: Aiming to obtain high efficiency of electrical drives for near-space vehicle, we proposed a novel three-level inverter DTC method for PMSM, to suppress current harmonic components and toque ripples. Sections 1 and 2 of the full paper explained the proposed method in detail. Their core consists of: "In order to bypass the implementing complexity of space vector PWM (SVPWM) for three-level inverter, we have presented a relatively simple calculation method which is easy to implement with field programmable gate arrays through choosing proper large and small voltage sectors and through using the principle of symmetry and normalization. The reference voltage was presented under polar coordinates and vector phase was used to condense the decisions of sectors. The three-level inverter and traditional two-level inverter DTC simulation models were constructed respectively with Matlab/Simulink for comparative analysis". The simulation results, presented in Figs. 6 and 7, have shown preliminarily the validity of our proposed method in suppressing efficiently current harmonics and torque pulses.

Key words: AC motors, algorithms, analysis, calculations, control, decision making, design, efficiency, electric drive, energy efficiency, field programmable gate arrays, improvement, models, numerical methods, simulation, synchronization, topology, transients, waveform analysis; high efficiency control, near-space vehicle, space vector PWM (SVPWM), three-level inverter