

文章编号:1000-582X(2010)09-041-06

快速虚拟矢量调制的三电平直接转矩预测控制

王明渝,邓 威,陈杨裕,代同振,安树怀

(重庆大学 输配电装备及系统安全与新技术国家重点实验室,重庆 400044)

摘 要:提出了一种新颖的基于电压预测和快速虚拟矢量调制算法的二极管钳位式三电平逆变器供电的永磁同步电机直接转矩控制方案。系统基于广泛应用于中高压调速系统的二极管钳位式三电平逆变器,结合空间矢量调制思想,通过电压预测控制算法生成直接转矩控制所需的参考电压矢量,然后基于非正交 60° 坐标系,构建虚拟矢量合成参考电压矢量,采用平衡因子调整冗余小矢量的作用时间,对中点电压进行滞后补偿控制,基本电压矢量的选取和作用时间计算十分简单,实现了快速空间矢量调制。仿真结果验证了该控制方案的可行性,三电平逆变器输出电压幅值跳变和直流侧中点电位得到有效控制,并获得了良好的动态和稳态调速性能。

关键词:三电平;预测控制系统;直接转矩控制;虚拟矢量调制;快速调制算法;交流电机

中图分类号:TM351;TM921.2

文献标志码:A

Three-level direct torque predictive control based on fast virtual vector modulation

WANG Ming-yu, DENG Wei, CHEN Yang-yu, DAI Tong-zhen, AN Shu-huai

(State Key Laboratory of Power Transmission Equipment & System Security and New Technology,
Chongqing University, Chongqing 400044, P. R. China)

Abstract: A novel scheme based on voltage prediction and fast virtual vector modulation algorithm for direct torque control of a permanent magnet synchronous motor fed by diode clamped multi-level inverter is proposed. The system is based on diode clamped three-level inverter, which is widely applied to middle-high voltage speed regulation. Combined with space vector modulation, the reference voltage vector for direct torque control is obtained by voltage predictive control algorithm, then zero vector and two adjacent virtual vectors are used to synthesize reference voltage vector based on non-orthogonal 60° coordinate. The neutral point potential is controlled by using the neutral-point current characteristics of small vectors, the desired basic voltages and their dwelling time can be easily obtained and fast space vector modulation is achieved. Simulation results verify the feasibility of the proposed control scheme, that dv/dt of output voltage and neutral-point potential of three-level inverter are restrained effectively, and high dynamic and steady performances are obtained.

Key words: three level; predictive control systems; direct torque control; virtual vector modulation; fast modulation algorithm; AC motors

收稿日期:2010-06-05

基金项目:重庆市自然科学基金资助项目(CSTC 2007BB3169)

作者简介:王明渝(1960-),男,重庆大学教授,博士生导师,主要从事电力电子与电力传动研究,(E-mail) ceemwang@cqu.edu.cn.

多电平逆变器以其输出功率大、网侧电流谐波含量小、功率因素高、器件电压应力小等特性,在中高压交流调速、风力发电、大功率静止无功补偿等场合受到了广泛的关注^[1-3]。目前应用的几种多电平拓扑结构中,二极管钳位式多电平逆变器(Diode Clamped Multi-Level Inverter, DCMLI)由于主电路结构简单,便于双向功率流动的控制,在中高压大容量的交流调速领域具有广泛的应用前景^[4-6]。

直接转矩控制(Direct Torque Control, DTC)作为一种优秀的高性能交流调速方案,摒弃了磁场定向和坐标变换,在两相静止坐标系下直接控制电机定子电压来控制电机定子磁链的运动轨迹,直到 20 世纪 90 年代,DTC 控制的研究才开始延伸到多电平逆变器领域。然而,DTC 算法多基于优化电压矢量表,在多电平拓扑结构中实现时,空间电压矢量数目剧增,矢量选择复杂,对于广泛应用的 DCMLI 而言,除了综合考虑 DTC 转矩和磁链的控制要求,还必须解决逆变器自身的电压幅值跳变和中点电压平衡问题^[7-10]。文献[11]提出的单一矢量法存在矢量发出不准,转矩输出高频脉动较大等问题;文献[12]提出的固定矢量合成法较好地实现了 DTC 算法向多电平的移植,但中点电压采用开环控制,效果不理想;文献[13]引入模糊控制选择电压矢量,但没有考虑到不同类型矢量切换时引起的电压幅值跳变,且难于数字实现。

笔者提出一种新颖的基于电压预测和快速虚拟矢量调制算法的三电平永磁同步电机直接转矩控制方法,参考电压矢量由预测控制算法^[14]得到,利用虚拟矢量合成,采用基于非正交 60° 坐标系快速虚拟矢量调制算法迅速得到各矢量及其作用时间^[15-16],直流侧中点电压采用滞后控制,较好地实现了 DTC 在 DCMLI 上的应用。最后针对 4 kW 面贴式永磁同步电机对控制方案进行了仿真验证。

1 直接转矩预测控制系统

基于电压预测的永磁同步电机直接转矩控制系统结构框图如图 1 所示,主电路由转速调节器、转矩调节器、预测电压模块、DCMLI、定子磁链和电磁转矩观测器等组成。永磁同步电机采用星形连结,控制系统只需要检测两相定子电流。

其中 ω_{ref} 为转速参考输入, Ψ_{sref} 为磁链参考输入,定子磁链和转矩观测器根据输入两相静止 $\alpha\beta$ 坐标系下重构电压 u_{sa} 、 u_{sb} 和检测定子电流 i_{sa} 、 i_{sb} 完成对电磁转矩 T_e 、定子磁链幅值 Ψ_s 和位置角 ρ_s 的估算;电压预测模块根据输入预测负载角增量 $\Delta\delta$ 、定

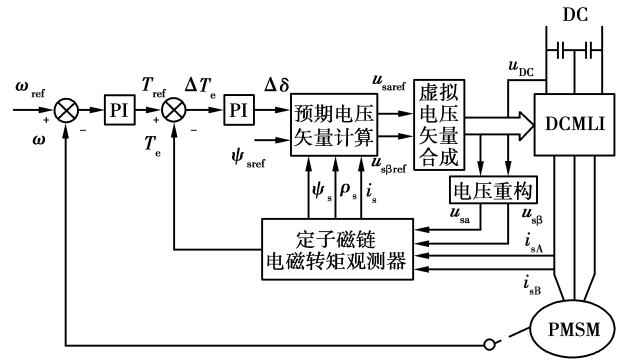


图 1 三电平直接转矩预测控制系统结构框图

子磁链参考值 Ψ_{sref} 、定子磁链估算值 Ψ_s 和位置角 ρ_s ,通过预测控制算法估算出下一个采样周期所施加的电压矢量 u_{sref} 在 $\alpha\beta$ 坐标系下的两个分量 u_{saref} 、 u_{spreff} ;虚拟矢量 SVM 单元根据输入的 u_{saref} 和 u_{spreff} ,进行快速虚拟矢量调制。

2 电压预测

永磁同步电机在 dq 同步旋转坐标系下电磁转矩方程为

$$T_e = p_n \left[\frac{\psi_f |\psi_s|}{L_d} \sin\delta + \frac{L_d - L_q}{2L_d L_q} |\psi_s|^2 \sin 2\delta \right], \quad (1)$$

式中: p_n 为极对数; Ψ_f 、 Ψ_s 为永磁励磁磁链,定子磁链矢量; L_d 、 L_q 为定子电感 d 、 q 轴分量; δ 为负载角。

对于面贴式永磁同步电机,有 $L_d = L_q = L_s$,当保持定子磁链矢量幅值 $|\Psi_s|$ 恒定时,负载角增量 $\Delta\delta$ 与电磁转矩增量 ΔT_e 存在以下非线性关系,可以通过 PI 调节器进行预测。

$$\Delta T_e = p_n \left[\frac{\psi_f |\psi_s|}{L_s} \cos\delta \right] \Delta\delta. \quad (2)$$

ψ_f 与 ψ_s 在 $\alpha\beta$ 坐标系下的关系如图 2 所示。

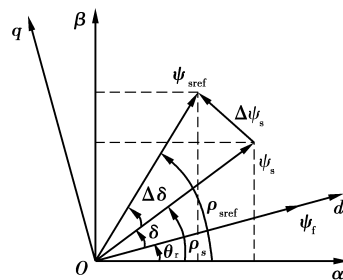


图 2 定转子磁链空间矢量的关系

其中, ψ_f 相角为 θ_f , ψ_s 相角为 ρ_s ,为产生转矩增量 ΔT_e , ψ_s 的旋转速度应大于(或小于) ψ_f 的旋转速

度,使其能产生负载角增量 $\Delta\delta$,以使得定子磁链矢量 ψ_s 运动到新的位置 ψ_{sref} ,其空间相位角为 $\rho_{sref} = \rho_s + \Delta\delta$,幅值为给定参考值。直接转矩控制就是要在保证 ψ_s 幅值恒定的情况下,选择合适的空间电压矢量,控制 ψ_s 的旋转速度,通过对负载角 δ 的控制,产生转矩变化实现对转矩的控制。

若令当前磁链矢量 Ψ_s 为

$$\psi_s = |\psi_s| \cos\rho_s + j|\psi_s| \sin\rho_s \quad (3)$$

目标磁链 Ψ_{sref} 为

$$\psi_{sref} = |\psi_{sref}| \cos\rho_{sref} + j|\psi_{sref}| \sin\rho_{sref} \quad (4)$$

则磁链矢量误差为

$$\begin{aligned} \Delta\psi_s = \psi_{sref} - \psi_s = [& (|\psi_{sref}| \cos\Delta\delta - |\psi_s|) \cos\rho_s - \\ & |\psi_{sref}| \sin\Delta\delta \sin\rho_s] + j[|\psi_{sref}| \sin\Delta\delta \cos\rho_s + \\ & j(|\psi_{sref}| \cos\Delta\delta - |\psi_s|) \sin\rho_s] \end{aligned} \quad (5)$$

通常直接转矩控制采样周期非常小, $\Delta\delta$ 趋近于零,近似有 $\cos\Delta\delta \approx 1, \sin\Delta\delta \approx \Delta\delta$, 则

$$\begin{aligned} \Delta\psi_s = [& (|\psi_{sref}| - |\psi_s|) \cos\rho_s - |\psi_{sref}| \Delta\delta \sin\rho_s] + \\ & j[|\psi_{sref}| \Delta\delta \cos\rho_s + (|\psi_{sref}| - |\psi_s|) \sin\rho_s] \end{aligned} \quad (6)$$

采样周期 T_s 足够小时,进行定子电阻补偿,定子电压方程为

$$u_s = R_s i_s + \frac{\Delta\psi_s}{T_s} \quad (7)$$

预测电压 u_{sref} 在 $\alpha\beta$ 坐标系下分量形式为

$$\begin{cases} u_{sa} = R_s i_{sa} + \frac{(|\psi_{sref}| - |\psi_s|) \cos\rho_s - |\psi_{sref}| \Delta\delta \sin\rho_s}{T_s} \\ u_{sb} = R_s i_{sb} + \frac{|\psi_{sref}| \Delta\delta \cos\rho_s + (|\psi_{sref}| - |\psi_s|) \sin\rho_s}{T_s} \end{cases} \quad (8)$$

3 快速虚拟矢量调制

三相三电平逆变器每相有 2、1、0 三种开关状态,共有 27 个开关组合,分别对应于空间矢量平面中的 19 个电压矢量,如图 3 所示。根据电压矢量幅值长短可分为 4 类:零矢量 V_0 、小矢量 $V_1 \sim V_6$ 、中矢量 $V_7 \sim V_{12}$ 和大矢量 $V_{13} \sim V_{18}$ 。其中零矢量和小矢量分别对应 2 个和 1 个的冗余开关状态。

3.1 坐标变换

在 $\alpha\beta$ 平面内,注意到三电平逆变器空间电压矢量之间的角度均为 60° 的倍数,采用非正交 60° 坐标系可以简化参考矢量的合成和作用时间的计算。图 4 中 $\alpha\beta$ 坐标系为通用直角坐标系, gh 坐标系为本文定义的 60° 坐标系,其中 g 轴与 α 轴重合, h 轴逆时针超前 g 轴 60° 。 u_{sa} 、 u_{sb} 分别为定子参考电压矢量 u_s 在 $\alpha\beta$ 坐标系下的 2 个分量, u_{sg} 、 u_{sh} 分别为 u_s 在 gh 坐标系下的 2 个分量。

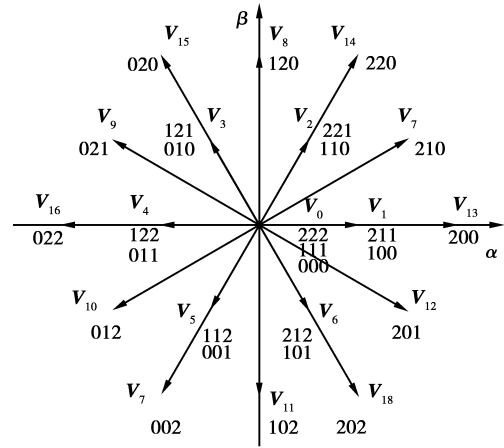


图 3 三电平逆变器空间电压矢量

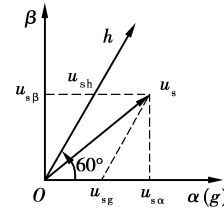


图 4 $\alpha\beta/gh$ 坐标系

由图 4 可得 2 种坐标系变换式

$$\begin{bmatrix} u_{sg} \\ u_{sh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{\sqrt{3}} \\ 0 & \frac{2}{\sqrt{3}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{sa} \\ u_{sb} \end{bmatrix} \quad (9)$$

对于以交流电机为负载的三电平逆变器,在定子三相静止 abc 坐标系中,设定子三相电压为 $u_s(u_a, u_b, u_c)$,则由 Clark 变换,联立式(9)可得在 gh 坐标系中的电压相量形式

$$\begin{bmatrix} u_{sg} \\ u_{sh} \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_a \\ u_b \\ u_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2u_{ab}}{3} \\ \frac{2u_{bc}}{3} \end{bmatrix} \quad (10)$$

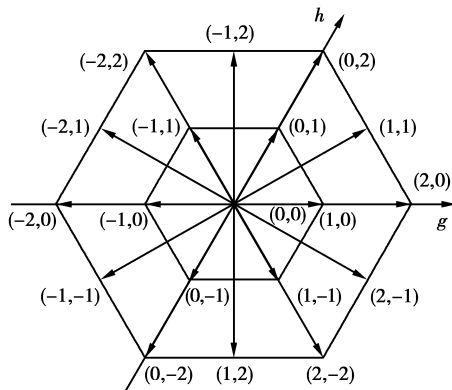
对于二极管钳位式三电平逆变器,设直流侧 2 个电容电压恒定且均匀分布,均为 U_d ,逆变器一相输出电压可表示为

$$u_i = S_i U_d, i = a, b, c, S_i \in \{0, 1, 2\} \quad (11)$$

以 $2U_d/3$ 为基值,采用标幺值坐标,由式(10)、(11)可知逆变器基本空间电压矢量在 gh 坐标系下的坐标均为整数,如图 5 所示。

3.2 虚拟矢量调制

常规 SVPWM 算法都是基于“最近三矢量”合成法,理论上可以合成一定长度、任意方向的电压矢量,在两电平拓扑电路上实现时具有明显优势,当其延伸到多电平逆变器领域,在合成参考电压矢量时

图 5 gh 坐标系下的空间矢量图

必须解决其自身固有的电压幅值跳变和中点电压平衡问题,基本矢量选择复杂。

文献[12]提出了虚拟矢量的思想,虚拟矢量是一类特殊合成矢量,方向固定,幅值可调,且理论上不会导致中点电压的偏移。笔者构造的 12 个虚拟矢量如图 6 所示。

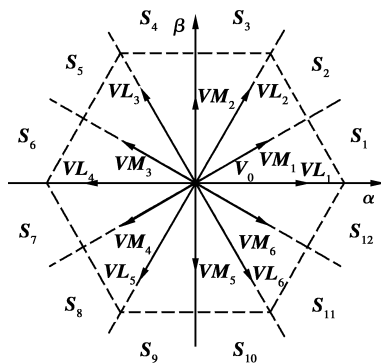


图 6 虚拟矢量图

图中 VL 为虚拟大矢量,以 VL_1 为例,部分分解原大矢量 200 作用时间,由基本矢量 100、211、200 合成,令 100(211)与 200 作用时间之比为 1:1,则幅值为原大矢量的 $3/4$; VM 为虚拟中矢量,以 VM_1 为例,部分分解原中矢量作用时间,由基本矢量 100、210、221 合成,令三者作用时间相等,则幅值为原中矢量的 $2/3$ 。对于三相对称无中线调速系统,虚拟中矢量引入的中点平均电流为零,不影响中点电压,虚拟大矢量序列中的一对冗余小矢量可用于中点电压补偿。

为了实现直接转矩控制中磁链和转矩的平滑控制,引入空间矢量调制思想,利用虚拟矢量进行空间矢量调制。以 $\alpha(g)$ 轴为起始位置,将空间矢量平面划分为 12 个扇区,如图 6 所示,依次编号为 $S_1 \sim S_{12}$ 。以定子参考电压矢量 u_{sref} 位于 S_1 扇区时合成

为例,如图 7 所示。

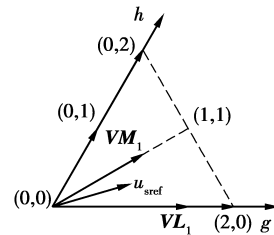


图 7 空间矢量调制

当 u_{sref} 位于 S_1 扇区时,利用零矢量 V_0 、虚拟矢量 VM_1 和 VL_1 合成。根据伏秒平衡原则

$$\begin{cases} V_0 t_0 + VM_1 t_1 + VL_1 t_2 = u_{sref} T_s, \\ t_0 + t_1 + t_2 = T_s. \end{cases} \quad (12)$$

式中: T_s 为采样周期; t_0 、 t_1 、 t_2 分别为 V_0 、 VM_1 、 VL_1 作用时间。再将虚拟矢量的作用时间,分配给基本电压矢量,在 gh 坐标系下所有基本电压矢量的坐标均为整数,简化了各开关矢量作用时间的计算,从而实现快速虚拟矢量调制。

3.3 中点电压平衡

虚拟矢量整体上引入的中点平均电流为零,不影响中点电压,但在电机启动或负载突变的情况下,有可能造成中点电压的偏移,因此必须实现中点电压的闭环控制。中点电压控制方法可分为主动控制、被动控制和滞环控制。其中滞环控制最为简单,只需检测中点电压和相电流的方向,通过分配冗余小矢量的作用时间对中点电压加以控制,实际应用最为广泛。

笔者利用虚拟大矢量组成序列中的一对冗余小矢量的作用时间,为了控制中点电压平衡,引入平衡因子 f ,对冗余小矢量作用时间进行分配。以参考电压矢量位于 S_1 扇区为例,虚拟大矢量 VL_1 对应的一对冗余小矢量为 100 和 211,引入的中点电流分别为 i_a 和 $-i_a$, VL_1 的总作用时间 t_2 由式(13)求得,冗余小矢量总作用时间为 $t_2/2$,令 100 作用时间为 $t_2(2+f)/8$,211 作用时间为 $t_2(2-f)/8$ 。通过检测中点电压偏移 ΔV_0 方向和三相负载电流 i_a 、 i_b 、 i_c 方向,当 $\Delta V_0 \cdot i_a \geq 0$ 时,令 $f=1$,增加小矢量 100 的作用时间;当 $\Delta V_0 \cdot i_a < 0$ 时,令 $f=-1$,增加小矢量 211 的作用时间,从而保证关系式 $\Delta V_0 \cdot i_0 > 0$ 始终成立,总体上对中点电压的偏移进行补偿。同理,可分析其余扇区的时间分配方案。

4 仿真研究

为验证提出的基于电压预测和快速虚拟矢量调

制算法的三电平直接转矩控制方案的正确性,根据图1所示原理框图,在二极管钳位式三电平逆变器上针对一台面贴式永磁同步电机进行了仿真研究,直流母线电压为200V,电容为1000μF,采样周期为100μs。永磁同步电机参数为:定子电阻 $R_s=2.875\Omega$,交直流电感 $L_d=L_q=8.5\text{mH}$,极对数 $n_p=4$,永磁磁链矢量 $\Psi_f=0.175\text{Wb}$,转动惯量 $J=0.0008\text{kg}\cdot\text{m}^2$ 。

图8给出了控制系统在负载启动和转矩突变条件下的电机响应波形。图8(a)所示为定子磁链幅值,给定值为0.175Wb,磁链脉动非常小。图8(b)所示为永磁同步电机在负载启动和转矩突变条件下的转速响应。 $t=0$ 时,系统给定转速为100rad/s,带负载转矩4N·m启动,速度调节器迅速达到饱和,输出最大转矩,电机转速以最大加速度上升, $t=$

0.1s左右电机转速达到给定转速,速度调节器迅速退饱和,输出转矩平衡负载转矩,转速超调很小,电机迅速进入稳态运行。 $t=0.4\text{s}$ 时负载转矩由4N·m突增至8N·m, $t=0.7\text{s}$ 时负载转矩由8N·m突然减至4N·m,电机转矩响应曲线如图8(c)所示,电机转矩响应迅速,稳态时转矩脉动小,图8(a)可以看出电机在负载转矩突变时,转速变化很小,可以忽略。这证明了基于本文算法的直接转矩控制系统具有良好的动态和稳态性能。电机定子AB相线电压和定子三相电流分别如图8(d)-(f)所示,可以看出输出电压不存在过大幅值跳变,波形近似于正弦波,谐波含量小,降低了谐波污染,有利于电机稳态运行。图8(g)给出了逆变器直流侧电容中点电压波形,由于采用了滞后补偿控制方法,中点电压波动被有效地控制在允许范围内。

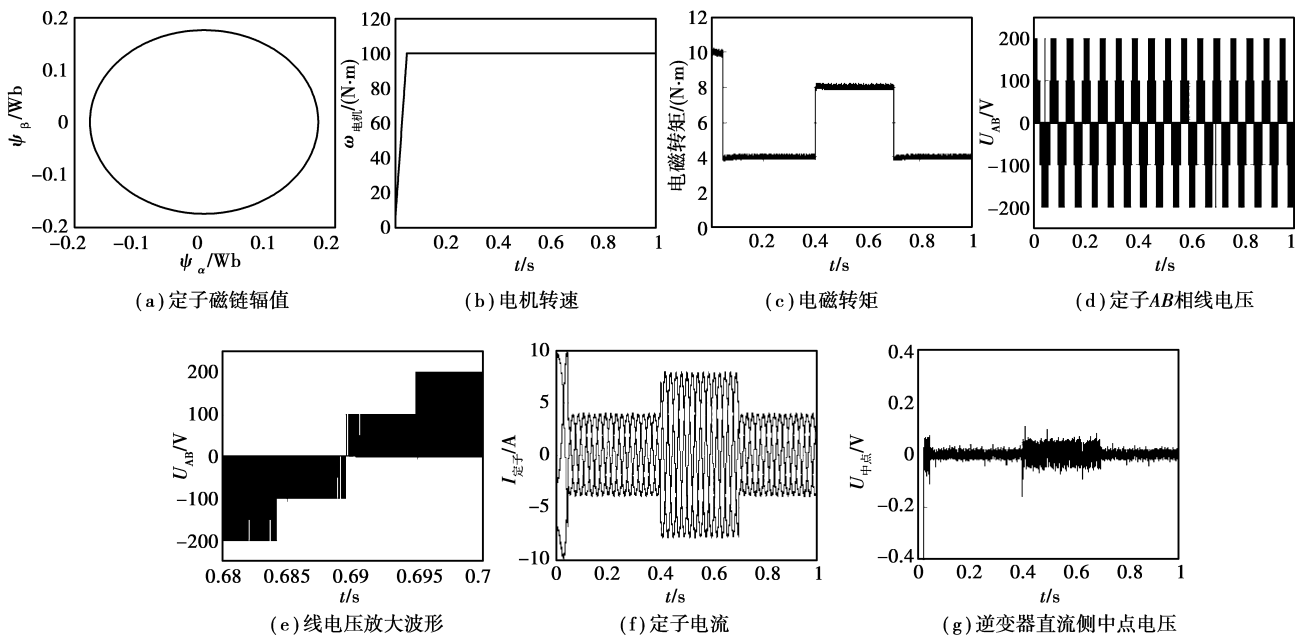


图8 电机响应曲线

5 结 语

提出了一种新颖的基于电压预测和快速虚拟矢量调制算法的三电平永磁同步电机直接转矩控制策略,通过电压预测获得参考电压矢量,利用虚拟矢量基于60°坐标系进行快速空间矢量调制,大大简化各合成矢量作用时间的计算,解决了三电平逆变器自身的电压幅值跳变和中点电压平衡问题,在DCMLI上较好地实现了永磁同步电机的直接转矩预测控制。仿真结果表明,电机转矩响应迅速,脉动小,转速波动小,有效地抑制了输出电压幅值跳变和中点

电压波动,具有良好的动态和稳态性能,且易于数字实现,具有很强的实用价值。

参考文献:

[1] SOMMERS R, MERTENS A, GRIGGS M, et al. New medium voltage drive systems using three-level neutral point clamped inverter with high voltage IGBT [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1999 (3): 1513-1519.
 [2] TULBERT L M, PENG F Z. Multilevel converters for large electric drives[J]. IEEE Transactions on Industry

- Applications, 1999, 35(1): 36-42.
- [3] PENG F Z, LAI J S, MCKEEVER J W, et al. A multilevel voltage-source inverter with separate dc sources for static var generation [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1996, 32(5): 1130-1138.
- [4] MESHAM P M, HANOTE D, RENGE M M. A simplified space-vector PWM for three level inverters applied to passive and motor load [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009(5): 3388-3393.
- [5] POU J, BOOROYEVICH D, PINDADO R. Effects of imbalances and nonlinear loads on the voltage balance of a neutral-point-clamped inverter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2006, 20(1): 123-130.
- [6] VARSAMIS G A, MITRONIKAS E D, SAFACAS A N. Field oriented control with space vector modulation for induction machine fed by diode clamped three level inverter [J]. Proceedings of the 2008 International Conference on Electrical Machines, October 17-20, 2008, Wuhan, China. [S. l.]: IEEE, 2008: 1-6.
- [7] 林磊, 邹云屏, 王展, 等. 一种具有中点平衡功能的三电平异步电机直接转矩控制方法 [J]. 中国电机工程学报, 2007, 27(3): 46-50.
LIN LEI, ZOU YUN-PING, WANG ZHAN, et al. A dtc algorithm of induction motors fed by three-level inverter with neutral-point balancing control [J]. Proceedings of the CSEE, 2007, 27(3): 46-50.
- [8] CRRINCIONE M, PUCCI M, VITALE G. A novel direct torque control of an induction motor drive with a three-level inverter [J]. IEEE Power Tech Conference Proceedings, 2003(3): 23-26.
- [9] LEE K B, SONG J H, CHOY I, et al. Torque ripple reduction in dtc of induction motor driven by three-level inverter with low switching frequency [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2005, 20(3): 893-897.
- [10] DEL TORO X, JAYNE M G, WITTING P A, et al. New dtc control scheme for the induction motor fed with a three-level inverter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2002, 17(2): 255-264.
- [11] 李永东, 侯轩, 谭卓辉. 三电平逆变器异步电动机直接转矩控制 (I) — 单一矢量法 [J]. 电工技术学报, 2004, 19(4): 34-39.
LI YONG-DONG, HOU XUAN, TAN ZHUO-HUI. Direct torque control of induction motor fed by three-level inverter (I) — single vector method [J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 19(4): 34-39.
- [12] 李永东, 侯轩, 谭卓辉. 三电平逆变器异步电动机直接转矩控制 (II) — 合成矢量法 [J]. 电工技术学报, 2004, 19(5): 31-35.
LI YONG-DONG, HOU XUAN, TANZHOU-HUI. Direct torque control of induction motor fed by three-level inverter (II) — method of synthesizing vectors [J]. Proceedings of the CSEE, 2004, 19(5): 31-35.
- [13] DEL TORO X, CALLS S, JAYNE M G, et al. Direct torque control of an induction motor using a three-level inverter and fuzzy logic [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2004(2): 923-927.
- [14] 金孟加, 邱建琪, 史涔激, 等. 基于磁链误差矢量预测的 PMSM 直接转矩控制 [J]. 浙江大学学报 (工学版), 2005, 39(10): 1644-1647.
JIN MENG-JIA, QIU JIAN-QI, SHI CEN-WEI, et al. Direct torque control of permanent magnet synchronous motor based on flux error vector estimation [J]. Journal of Zhejiang University (Engineering Science), 2005, 39(10): 1644-1647.
- [15] CELANOVIC N, BORROYEVICH D. A fast-vector modulation algorithm for multilevel three-phase converters [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2001, 37(2): 637-641.
- [16] 张永昌, 赵争鸣. 基于快速空间矢量调制算法的多电平逆变器电容电压平衡问题的研究 [J]. 中国电机工程学报, 2006, 26(18): 71-76.
ZHANG YONG-CHANG, ZHAO ZHENG-MING. Study on capacitor voltage balance for multi-level inverter base on fast SVM algorithm [J]. Proceedings of the CSEE, 2006, 26(18): 71-76.

(编辑 王维朗)