

零序分量注入型三电平感应电动机矢量控制系统

王明渝,李玉军,刘述喜,向涛峰

(重庆大学 高电压与电工新技术教育部重点实验室,重庆 400044)

摘要: 提出一种基于三电平中点箝位(NPC)逆变器的零序分量注入型感应电动机矢量控制方案。系统中使用快速电流控制的直接转子磁链定向矢量控制模式,由于定子电流是由快速电流环控制,因此系统中不使用定子电压方程,并且不需要解耦电路。转子磁链位置角由磁通模型计算得到。感应电动机由三电平 NPC 逆变器供电,三电平 NPC 逆变器由于开关器件的电压应力是传统两电平逆变器开关器件上电压应力的一半,所以适合用于中压调速系统。逆变器控制采用开关优化 PWM 算法,通过注入零序分量,不但优化功率器件的开关频率,而且可以稳定中点电位。仿真结果表明,该方法在三电平逆变器供电的感应电动机上有效地实现了矢量控制,并且具有很好的性能。

关键词: 三电平逆变器; 矢量控制; 感应电动机; 零序分量

中图分类号: TM 301.2; TM 346 **文献标识码:** A **文章编号:** 1006-6047(2007)10-0034-04

0 引言

矢量控制技术理论在 20 世纪 70 年代提出,随着电力电子技术和微电子技术的发展,采用矢量控制技术的感应电机调速系统在以往只有直流调速系统的高性能调速领域中获得越来越广泛的应用。直接型转子磁场定向矢量控制系统结构简单,而且动态性能基本可达到直流双闭环控制系统的水平,是目前应用最广泛、最成熟的一种高性能矢量控制方案^[1]。然而,在低开关频率条件下,通常的 PWM 逆变器输出谐波很大,这使得它不适用于中高压大容量的场合,如轧钢机主传动等。日本长冈科技大学的 A.Nabae 等人于 1980 年在 IAS 年会上首次提出三电平逆变器,又称中点箝位式(NPC)逆变器^[2]。它的出现为中高压大容量电压型逆变器的研制开辟了一条新思路,也为矢量控制技术往中高压大容量发展、研制高压大容量矢量控制装置提供了新的方向。在相同的开关频率下,多电平 NPC 逆变器可以提高逆变器的容量并降低高次谐波。消除同样谐波,双电平采用 PWM 控制法,开关频率高、损耗大,而多电平逆变器可用较低频率进行开关动作,开关频率低、损耗小,因而效率提高^[2-5]。IGBT 等复合型开关器件的应用使得 PWM 载波频率可提高到 15 kHz,同时,死区时间的减小也降低了逆变器输出电压的畸变,从而减小电流纹波和畸变率,有利于提高电流检测的精度^[6-8]。

在高压大功率变频器技术中,调速系统的控制方案、变换器的主电路拓扑以及变换器的 PWM 控制

方法,都要有机地组合起来。与国外相比,国内对多电平变换器调速系统的研究还有很大差距^[9-11]。

这里首先基于三电平 NPC 电压型逆变器,提出了一种新颖的感应电动机多电平矢量控制实现方案。考虑到三电平 NPC 逆变器存在直流电压利用率低、中点电压波动、开关频率高等问题,将开关频率优化 PWM(SFOPWM)方法引入到感应电机多电平矢量控制系统中,矢量控制方案选择快速电流控制电压源型逆变器供电的感应电机转子磁场定向控制^[12-14]。控制算法简便易行,有利于数字控制实现。最后选用 4 kW 感应电动机作为控制对象对所提出的控制算法进行了仿真试验研究,研究结果表明系统可以获得良好的稳态和动态性能。

1 系统总体结构

图 1 给出了基于三电平逆变器的矢量控制系统的结构框图,其中电机使用 4 kW 的笼型感应电动机,电机的参数如下所示:额定功率 $P_N=4\text{ kW}$,输出线电压 $U_N=380\text{ V}$,额定功频率 $f_N=50\text{ Hz}$,定子电阻 $R_s=1.405\ \Omega$,定子电感 $L_s=0.005\ 839\text{ H}$,转子电阻 $R'_r=1.395\ \Omega$,

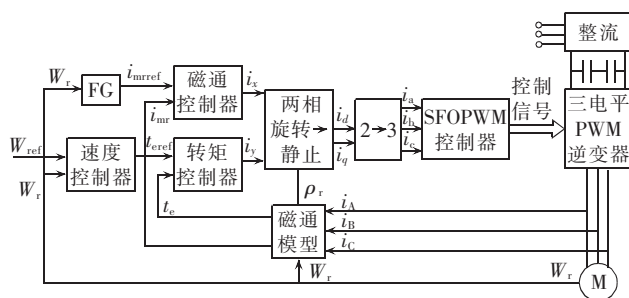


图 1 矢量控制系统结构图

Fig.1 Structure of vector control system

收稿日期:2007-01-09;修回日期:2007-04-24

基金项目:重庆市自然科学基金重点资助项目(CSTC2005 BA6017);重庆大学研究生科技创新基金(2007 06A1B0080228)

转子电感 $L_r' = 0.05839 \text{ H}$, 互感 $L_m = 0.1722 \text{ H}$, 转动惯量 $J = 0.0131 \text{ kg} \cdot \text{m}^2$, 摩擦系数 $F = 0.002985 \text{ N} \cdot \text{m} \cdot \text{s}$, 极对数 $p = 2$ 。三电平 NPC 逆变器直接与感应电动机相连, 而不用加输出变压器或整流器。快速电流控制转子磁场定向的矢量控制输出是期望的三相电流信号, 把这个三相电流信号作为 SFOPWM 控制器的输入信号, SFOPWM 控制器输出三电平 NPC 逆变器需要的 PWM 控制信号最终来驱动电机。

2 快速电流控制的转子磁通定向矢量控制

根据转子磁通空间角度获得方式不同, 快速电流控制的转子磁通定向矢量控制分为直接型和间接型 2 种方法。本系统中使用的是直接的方法, 转子磁通的空间角是通过磁通模型的计算得到的。这种控制方法比电压控制型逆变器的结构要简单, 因为不需要使用定子电压方程, 所以在系统中就不用加解耦电路。

系统中磁通模型如图 2 所示, 其中 τ_r 为转子时间常数。磁通模型的输出是转子磁化电流 i_{mr} 、产生转矩的定子电流 i_y 和转子磁通空间角 ρ_r 。

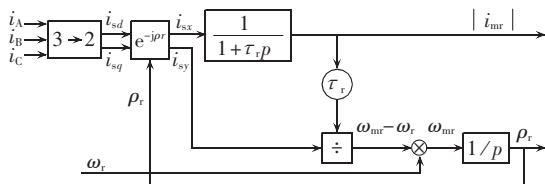


图 2 转子磁场定向参考坐标系中的磁通模型

Fig.2 Flux model in rotor-flux-oriented reference frame

磁通模型是通过电机的转子电压方程得到的, 在转子磁通定向参考坐标系中:

$$0 = R_r i_{r\psi_r} + \frac{d\psi_{r\psi_r}}{dt} + j(\omega_{mr} - \omega_r) \psi_{r\psi_r} \quad (1)$$

$$\psi_{r\psi_r} = L_m |i_{mr}| \quad (2)$$

其中, R_r 为转子电阻, $i_{r\psi_r}$ 为转子电流, $\psi_{r\psi_r}$ 为转子磁通速度, ω_r 为转子速度, L_m 为励磁电感。

由式(1)(2)得:

$$0 = R_r i_{r\psi_r} + L_m \frac{d|i_{mr}|}{dt} + j(\omega_{mr} - \omega_r) L_m |i_{mr}| \quad (3)$$

令 σ_r 为转子漏磁系数, $i_{s\psi_r}$ 为定子电流, 有

$$i_{r\psi_r} = \frac{|i_{mr}| - i_{s\psi_r}}{1 + \sigma_r} \quad (4)$$

$$i_{mr} = i_{s\psi_r} + (1 + \sigma_r) i_{r\psi_r} \quad (5)$$

把式(4)(5)代入式(3), 并且等式两边除以 R_r , 可以得到:

$$\tau_r \frac{d|i_{mr}|}{dt} + |i_{mr}| = i_{s\psi_r} - j(\omega_{mr} - \omega_r) \tau_r |i_{mr}| \quad (6)$$

转换成实数和虚数分量的 2 个方程就得到:

$$\begin{aligned} \tau_r \frac{d|i_{mr}|}{dt} + |i_{mr}| &= i_{sx} \\ \omega_{mr} &= \omega_r + \frac{i_{sy}}{\tau_r |i_{mr}|} \end{aligned} \quad (7)$$

系统中速度控制器的输出是参考转矩, 与磁通模型计算出的转矩进行比较后经过转矩控制器就得到了在转子磁通定向参考坐标系下的定子电流交轴分量 i_y 。FG 是一个函数发生器, 它的作用是在额定转速以下输出恒定转子磁通电流(恒磁通运行), 超过额定转速再进行弱磁控制(恒定功率运行)。FG 输出的转子磁通电流与磁通模型来的励磁电流进行比较再经过磁通控制器后, 得到了在转子磁通定向参考坐标系下的定子电流直轴分量 i_x 。

使用两相旋转到两相静止的坐标变换(ρ_r 为转子磁通空间角):

$$\begin{aligned} i_{sd} &= \cos \rho_r i_x - \sin \rho_r i_y \\ i_{sq} &= \sin \rho_r i_x + \cos \rho_r i_y \end{aligned} \quad (8)$$

可以得到两相静止坐标系下的直轴与交轴分量, 再经过两相到三相的变换:

$$\begin{aligned} i_a &= i_{sd} \\ i_b &= -\frac{1}{2} i_{sd} + \frac{\sqrt{3}}{2} i_{sq} \\ i_c &= -\frac{1}{2} i_{sd} - \frac{\sqrt{3}}{2} i_{sq} \end{aligned} \quad (9)$$

得到了 SFOPWM 控制器参考三相电流。

3 三电平 NPC 逆变器的 SFOPWM 控制

三电平 NPC 逆变器主电路如图 3 所示。

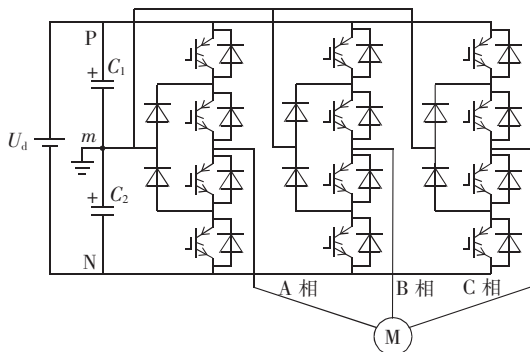


图 3 三电平中点箱位式逆变器主电路

Fig.3 Main circuit of three-level NPC

三电平逆变器相对于传统两电平逆变器具有许多优点, 使得电压型逆变器的功率等级提高了一倍, 这种功率等级的提高不需要增加额外的硬件设备, 同时也改善了输出波形。但三电平逆变器需要更多数量的器件, 控制复杂性增加以及需要中点电压波动控制。

电压型逆变器的输出性能主要取决于调制算法, SFOPWM 控制算法可以优化功率器件的开关频率, 而且控制方法简单, 可以加入中点电压控制策略, 获得较好的控制性能, 而且 SFOPWM 控制是一种基于载波的 PWM 技术, 可以很容易地扩展到五电平、七电平等多电平控制中。图 4 给出了三电平 SFOPWM 方法的原理示意图。

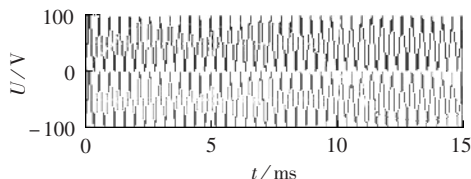


图 4 三电平 SFOPWM 法原理

Fig.4 Principle of three-level SFOPWM

由 Steinke 提出的开关频率优化 PWM 法也是一种三角载波 PWM 方法,这种方法与 SHPWM 法类似,它们的载波要求相同,但 SFOPWM 控制的正弦调制波形中注入了零序分量,对于一个三相系统,这个零序分量是三相正弦波瞬态最大、最小值的平均值,所以 SFOPWM 法的调制波是通常的三相正弦波分别减去零序分量后所得到的波形,该方法的优点是可以优化器件的开关频率,提高电压利用率。

在稳态运行中,使用 SFOPWM 控制不会出现中点电位波动,在动态变化时才会造成中点电位波动。而且在逆变器的实际运行中由于开关器件非理想特性也会造成中点电位波动。中点电位控制对于正常运行状态使用三相控制信号,相控信号送入相输出信号控制单元。具体控制方法见文献[4]。

4 仿真实验研究

为验证该方法的可行性,在 Matlab/Simulink 下进行了仿真研究。仿真模型由整流器、逆变器、感应电机以及矢量控制模块和 SFOPWM 控制模块构成,其中电机的参数同前。

电机在稳态运行时,三电平逆变器的输出线电压波形如图 5 所示,输出电压跳变减少,所含的谐波从图 6 的频谱分析中可以看出比两电平大为减少,这有利于电机的稳定运行。

电机在暂态过程即感应电机启动、加减负载的过程响应如图 7、图 8 所示。图 7 是转矩变化波形,图 8 是电机空载启动阶跃到 800 r/min,然后突加负载和突减负载时的速度响应。电机启动很快,并且超调量很小,在突加、突减负载后很短时间内就恢复到 800 r/min。

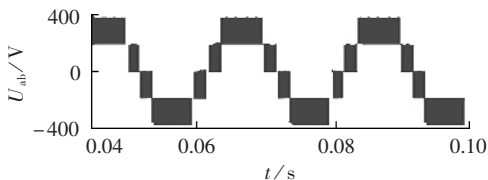


图 5 三电平逆变器输出线电压

Fig.5 Output line voltage of three-level inverter

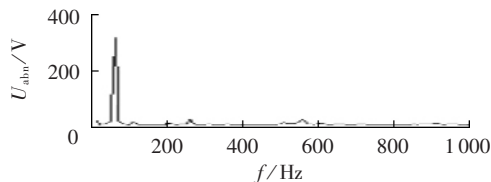


图 6 三电平逆变器输出线电压频谱分析

Fig.6 Spectrum analysis of three-level inverter

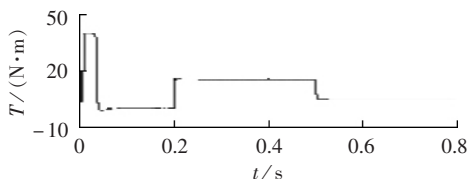


图 7 电机转矩响应

Fig.7 Response of motor torque

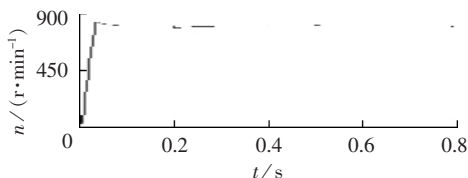


图 8 电机负载变化时速度响应

Fig.8 Response of rotor speed to motor load change

5 结语

提出了一种零序分量注入型三电平 NPC 逆变器的感应电动机矢量控制系统。矢量控制方案选取的是快速电流控制的直接型转子磁场定向的方法,该方案结构简单,控制效果好。逆变器控制采用 SFOPWM 算法,这种开关优化 PWM 控制算法,优化了开关频率,提高直流母线电压利用率,算法中可以加入中点电位平衡策略,而且该算法还可以很容易地扩展到更高电平的控制中去。仿真实验中用 4 kW 的感应电机作为负载,构建三电平矢量控制系统,实验结果证实所提出的控制系统是正确有效的,并且控制软件便于实现,具有实际应用价值。

参考文献:

- [1] VAS P. Sensorless vector and direct torque control[M]. New York:Oxford University Press,1998.
- [2] NABAE A,TAKAHASHI I,AKAGI H. A new neutral point clamped PWM inverter[J]. IEEE Trans on IA,1981,17(5): 518-523.
- [3] OGASAWARA S,AKAGI H. A vector control system using a neutral-point-clamped voltage source PWM inverter[C]//IEEE IAS Annual Meeting Conference Record. Dearborn,MI,USA: IEEE,1991:422-427.
- [4] STEINKE J K. Switching frequency optimal PWM control of a three-level inverter[J]. IEEE Trans on Power Electronics, 1992,7(3):487-496.
- [5] LEE Y H,SUH B S,HYUN D S. A novel PWM scheme for a three-level voltage source inverter with GTO thyristors[J]. IEEE Trans Ind Application,1996,32(2):260-268.
- [6] OGASAWARA S,AKAGI H. Analysis of variation of neutral point potential in neutral-point-clamped voltage source PWM inverters[C]//Conference Record of the IEEE Industry Applications Society. Toronto,Ont,Canada;IEEE,1993:965-970.
- [7] TOLBERT L M. Multilevel converters for large electric drives [J]. IEEE Trans on Industry Application,1999,35(1):36-42.
- [8] HALASZ S. Optimal control of three level PWM inverter[J]. IEEE Trans on Industrial Electronics,1997,44(1):96-106.
- [9] 缪波涛. 多电平变频调速系统的仿真软件[J]. 清华大学学报:自然科学版,2003,43(3):373-376.
- MIAO Bo-tao. Simulation software for variable speed systems

- with multi-level converter [J]. Journal of Tsinghua Univ;Sci & Tech,2003,43(3):373-376.
- [10] 李永东. 高性能大容量交流电机调速技术的现状及展望[J]. 电工技术学报,2005,20(2):1-10.
- LI Yong-dong. High performance and high power AC motor variable speed drives—status and trends[J]. Transactions of China Electrotechnical Society,2005,20(2):1-10.
- [11] BAI Hua,ZHAO Zheng-ming,YUAN Li-qiang,et al. A high voltage and high power adjustable speed drive system using the integrated LC and step-up transforming filter[J]. IEEE Trans on Power Electronics,2006,21(5):1336-1346.
- [12] KIM Hee-jung,LEE Hyeoun-dong,SUL Seung-ki. A new PWM strategy for common-mode voltage reduction in neutral-point-clamped inverter-fed AC motor drives [J]. IEEE Trans on Industry Applications,2001,37(6):1840-1845.
- [13] LOUBNA,YACOUBI,AL-HADDAD K,et al. A DSP-based implementation of a nonlinear model reference adaptive control

for a three-phase three-level NPC boost rectifier prototype[J]. IEEE Trans on Power Electronics,2005,20(5):1084-1092.

- [14] CELANOVIC N,BOROYEVIC D. A comprehensive study of neutral-point voltage balancing problem in three-level neutral-point-clamped voltage source PWM inverters[J]. IEEE Trans on Power Electronics,2000,15(2):242-249.

(责任编辑:李玲)

作者简介:



王明渝

王明渝(1960-),男,重庆人,教授,博士研究生导师,从事电力电子、电力传动等方面的研究(E-mail:eeemwang@tom.com);

李玉军(1982-),男,河南郑州人,硕士研究生,从事多电平逆变器、电力传动等方面的研究(E-mail:songhe115@163.com)。

Zero-sequence component imposed three-level vector control system of induction machine

WANG Ming-yu,LI Yu-jun,LIU Shu-xi,XIANG Tao-feng

(The Key Laboratory of High Voltage Engineering and Electrical New Technology in Ministry of Education,Chongqing University,Chongqing 400044,China)

Abstract: A zero-sequence component imposed vector control system of induction machine based on three-level NPC(Neutral Point Clamped) inverter is proposed,which adopts direct rotor-flux-oriented vector control mode. Since the stator current is controlled by fast current loop,the stator equations are not applied and the decoupling circuit is not necessary. The space angle of the rotor flux-linkage is calculated on flux model. The induction machine is supplied by three-level NPC inverter,which is suitable for medium-voltage drive applications because the voltage stress on its switching devices is half the voltage stress on those of conventional two-level inverter. The switching frequency optimal PWM algorithm is used for the control of three-level inverter with the zero-sequence component imposed,which not only optimizes the switching frequency of power devices,but also stabilizes the potential of neutral point. Simulation results show its effectiveness in vector control with excellent performance.

This project is supported by the Key Project of Chongqing Natural Science Foundation of China (CSTC2005BA6017) and Chongqing University Postgraduate's Science and Innovation Fund(200706A1B0080228).

Key words: three-level inverter; vector control; induction motor; zero-sequence component