

H 桥级联变频器在笼型异步电机上的应用

吴伟亮^{1,2}, 侯凯^{1,2}, 杨合民^{1,2}, 程谦^{1,2}, 胡静^{1,2}

[1. 南瑞集团(国网电力科学研究院)有限公司, 江苏 南京 211106;

2. 国电南瑞科技股份有限公司, 江苏 南京 211106]

摘要: 中高压变频器在工业变频领域应用广泛。H 桥级联多电平变频器具有模块化特点, 可利用低压器件实现电压和功率的扩展。为此, 介绍了一种 3 级 H 桥级联变频器拖动笼型异步电机的主回路结构, 载波移相正弦波脉宽调制, 功率单元直流电压均衡控制, 以及基于电压电流混合磁链观测器的无速度传感器矢量控制等核心控制技术。MATLAB 仿真结果验证了该变频器采用所提出的控制技术控制笼型异步电机, 具有良好的起动和运行性能, 为中高压大功率传动应用领域提供了技术保障。

关键词: 笼型异步电机; H 桥级联; 载波移相; 混合磁链观测器; 无速度传感器

中图分类号: TM 301.2 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2020)07-0022-07

doi: 10.12177/emca.2020.052

Application of H-Bridge Cascaded Converter to Squirrel Cage Asynchronous Motor

WU Weiliang^{1,2}, HOU Kai^{1,2}, YANG Hemin^{1,2}, CHENG Qian^{1,2}, HU Jing^{1,2}

[1. NARI Group Corporation (State Grid Electric Power Research Institute), Nanjing 211106, China;

2. NARI Technology Co., Ltd., Nanjing 211106, China]

Abstract: Medium and high voltage frequency converters has wide applications in the field of industrial frequency conversion. H-bridge cascaded multilevel frequency converter has the characteristics of modularization and can realize the expansion of voltage and power by using low voltage devices. The main circuit structure of a three-stage H-bridge cascaded converter driving squirrel cage asynchronous motor is introduced. Then, the key control technologies, such as the carrier phase-shifting sine wave pulse width modulation (PWM), the DC voltage equalization control of power unit, and speed sensorless vector control based on the voltage and current hybrid flux observer are introduced. The MATLAB simulation results show that the converter has good start-up and operation performance by using the proposed control technologies to control squirrel cage asynchronous motor. It provides technical support for medium and high voltage and high power transmission applications.

Key words: squirrel cage asynchronous motor; H-bridge cascaded; carrier phase-shifting; hybrid flux observer; speed sensorless

0 引言

高压电机具有大功率、大惯性等特点, 广泛应用于工业变频领域, 而 H 桥级联变频器为高压电机的变频控制装置, 具有模块化特点^[1-3], 可利用低压器件实现电压和功率的扩展, 而且具有良好

的变频调速控制性能, 应用前景广泛。

在笼型异步电机高动态性能传动系统中, 转速和位置信息是能够成功变频起动和调速的关键因素。通常需要安装位置、速度传感器, 但传感设备成本高, 安装精度无法保证, 并且存在恶劣环境会影响测量精确性等原因, 因此需要研究一种可

收稿日期: 2020-03-28; 收到修改稿日期: 2020-05-06

作者简介: 吴伟亮(1987—), 男, 硕士, 高级工程师, 研究方向为电力电子与电机控制。

可靠的、实用性强的无位置传感器控制技术^[4-6],用于异步电机变频调速场合。文献[7]介绍了级联 H 桥静止同步补偿器,采用调制波反向的单极倍频载波移相脉宽调制(PWM)技术,具有等效载波频率高特性,且能够使逆变器的输出电压波形趋近正弦波。文献[8]分析了变流器直流电容充放电状态和功率器件开关状态之间的关系,提出了一种级联 H 桥型变流器直流电压均衡控制方法,适用于整流、无功补偿和谐波补偿等场合。文献[9]提出的基于电压电流混合磁链模型的磁链观测器,应用于永磁同步电机(PMSM)直接转矩控制中,可以在全速范围内观测到精确的定子磁链。文献[10]采用异步电机速度自适应磁链观测器解决了弱磁条件下速度估计环节增益下降的问题,保证了磁链位置的准确观测,但是控制方法实现起来较复杂。文献[11]介绍了一种改进电压模型的异步电机无速度传感器控制方法,只有在中高转速运行时才能准确估算转速和转子磁链

位置。

本文设计的 H 桥级联变频器,采用载波移相正弦波 PWM、功率单元直流电压均衡控制以及基于电压电流混合磁链观测器的无速度传感器矢量控制等核心控制技术,控制笼型异步电机变频启动和运行。

1 主回路拓扑结构

图 1 为 H 桥级联变频器拖动笼型异步电机的主回路结构,包括 3 300 V/50 Hz 大电网、输入断路器、预充电接触器、预充电电阻、3 300 V/1 000 V 多抽头移相变压器、功率单元、输出断路器、笼型异步电机等部分。其中,每个功率单元由三相不控整流器、直流支撑电容、H 桥逆变器等组成。每相的逆变侧 H 桥首尾相连。三相的第一级功率单元首端相互连接,形成输出三相电压的中性点;三相的第三级尾端连接至异步电机的三相定子绕组。

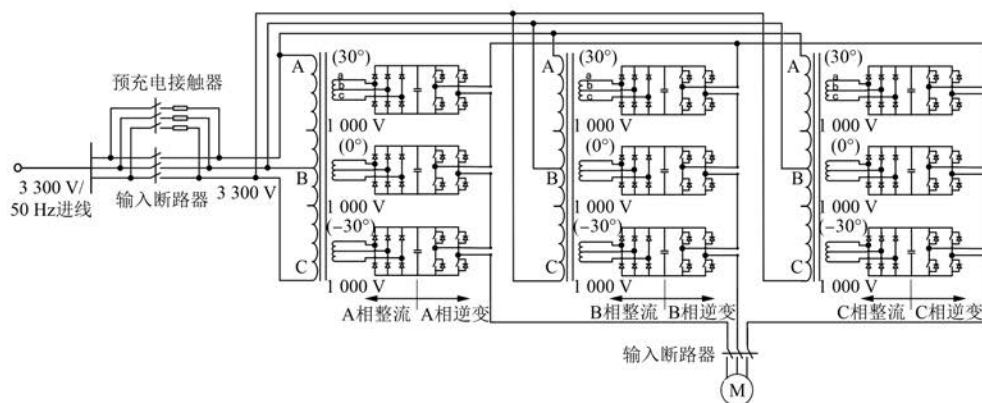


图 1 H 桥级联变频器拖动笼型异步电机的主回路结构

2 控制原理

2.1 载波移相正弦波 PWM 技术

本文提出的 H 桥级联变频器中每相由三级功率单元组成,其中整流侧的输入为 3 组独立的三相交流电源,通过三相不控整流器变换成直流,然后通过三组 H 桥逆变器将直流变换成交流,并按照级联方式产生多电平电压给异步电机供电。其中,H 桥逆变器采用载波移相正弦波 PWM 技术。图 2 为 A 相 3 级 H 桥的载波移相正弦波 PWM。

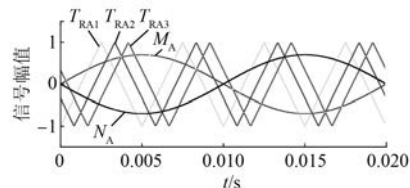


图 2 A 相 3 级 H 桥的载波移相正弦波 PWM

图 2 中, M_A 、 N_A 为 A 相三组 H 桥的公共调制信号,且 M_A 与 N_A 互为相反数; T_{RA1} 、 T_{RA2} 、 T_{RA3} 分别为第一级、第二级、第三级 H 桥的载波信号,相邻两级相位相差 60° ; M_A 和 T_{RA1} 产生第一级 H 桥

左侧上下管触发信号, N_A 和 T_{RA1} 产生第一级 H 桥右侧上下管触发信号; M_A 和 T_{RA2} 产生第二级 H 桥左侧上下管触发信号, N_A 和 T_{RA2} 产生第二级 H 桥右侧上下管触发信号; M_A 和 T_{RA3} 产生第三级 H 桥左侧上下管触发信号, N_A 和 T_{RA3} 产生第三级 H 桥右侧上下管触发信号。B 相和 C 相的 3 级 H 桥的载波移相正弦波 PWM 信号按照同理产生。

2.2 功率单元直流电压均衡控制

本文在单相 3 级 H 桥级联变换器上分析各功率单元直流电压均衡问题, 单相 3 级 H 桥级联变换器拓扑图如图 3 所示。其中, u_s 为电源电压; L 为交流侧等效电感; C_1 、 C_2 、 C_3 分别为第一、第二、第三级功率单元的直流电容; VTi_j ($i=1, 2, 3; j=1, 2, 3, 4$) 为功率开关器件; i_o 为变换器输入电流, 以流入变频器为正; u_{ab} 为变换器交流侧电压。

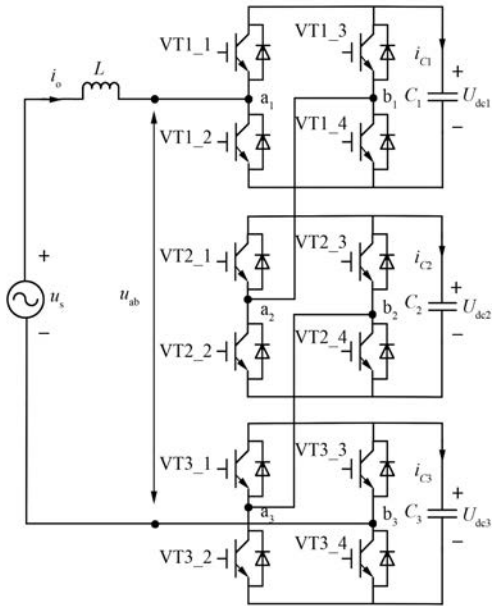


图 3 单相 3 级 H 桥级联变换器拓扑图

变换器交流侧电压 u_{ab} 可表示为

$$u_{ab} = u_s - L \frac{di_o}{dt} \quad (1)$$

$$u_{ab} = \sum_{x=1}^3 u_{axbx} = \sum_{x=1}^3 S_x U_{dcx} \quad (2)$$

式中: U_{dcx} 为第 x 级 H 桥的直流电压; S_x 为第 x 级 H 桥的开关函数,

$$\begin{cases} S_x = 1, & u_{axbx} = U_{dcx} \\ S_x = -1, & u_{axbx} = -U_{dcx} \end{cases} \quad (3)$$

当 $S_x = 0$ 时, $u_{axbx} = 0$, 电容 C_x 既不充电也不放电, U_{dcx} 保持不变。

当 $i_o < 0$ 时, 若 $S_x = 1$, 则 VTx_1 、 VTx_4 导通, $u_{axbx} > 0$, $u_{axbx} i_o < 0$, 电容 C_x 放电, 直流电压 U_{dcx} 逐渐降低; 若 $S_x = -1$, 则 VTx_2 、 VTx_3 导通, $u_{axbx} < 0$, $u_{axbx} i_o > 0$, 电容 C_x 充电, 直流电压 U_{dcx} 逐渐升高。

当 $i_o > 0$ 时, 若 $S_x = 1$, 则 VTx_1 、 VTx_4 导通, $u_{axbx} > 0$, $u_{axbx} i_o > 0$, 电容 C_x 充电, 直流电压 U_{dcx} 逐渐升高; 若 $S_x = -1$, 则 VTx_2 、 VTx_3 导通, $u_{axbx} < 0$, $u_{axbx} i_o < 0$, 电容 C_x 放电, 直流电压 U_{dcx} 逐渐降低。

因此, 可以通过检测变换器输入电流 i_o 、配置各级功率开关器件的导通或关断来控制各级直流电容充电或放电, 使得各级功率单元的直流电压保持均衡, 从而保证电机在变频启动、调速、加载、减载等工况下, 各级直流电压能保持均衡, 变频器能正常工作。

2.3 笼型异步电机无速度传感器矢量控制

转子磁链旋转矢量 ψ_r 在 $\alpha\beta$ 轴静止坐标系中可表示为

$$\psi_r = \psi_{rx} + j\psi_{ry} = \psi_r e^{j\theta_e} \quad (4)$$

式中: θ_e 为转子磁链旋转位置角。

本文采用转子磁链定向控制, 将转子磁链定向 d 轴, 即:

$$\begin{cases} \psi_{rd} = \psi_r \\ \psi_{rq} = 0 \end{cases} \quad (5)$$

图 4 为 $\alpha\beta$ 轴静止坐标系与转子磁链定向的 dq 轴同步坐标系。

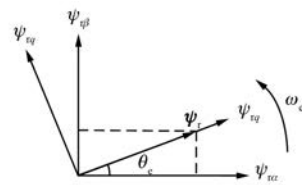


图 4 $\alpha\beta$ 轴静止坐标系与转子磁链定向的 dq 轴同步坐标系

笼型异步电机的转子短路, $u_{rd} = u_{rq} = 0$ 。采用转子磁链定向控制后, 异步电机在 dq 轴同步坐标系下的电压方程为

$$\begin{cases} u_{sd} = R_s i_{sd} + \frac{d\psi_{sd}}{dt} - \omega_e \psi_{sq} \\ u_{sq} = R_s i_{sq} + \frac{d\psi_{sq}}{dt} + \omega_e \psi_{sd} \\ R_r i_{rd} + \frac{d\psi_{rd}}{dt} - (\omega_e - \omega_r) \psi_{rq} = 0 \\ R_r i_{rq} + \frac{d\psi_{rq}}{dt} + (\omega_e - \omega_r) \psi_{rd} = 0 \end{cases} \quad (6)$$

磁链方程为

$$\begin{cases} \psi_{sd} = L_s i_{sd} + L_m i_{rd} \\ \psi_{sq} = L_s i_{sq} + L_m i_{rq} \\ \psi_{rd} = L_m i_{sd} + L_r i_{rd} \\ \psi_{rq} = L_m i_{sq} + L_r i_{rq} \end{cases} \quad (7)$$

转矩方程:

$$T_e = p L_m (i_{sq} i_{rd} - i_{sd} i_{rq}) \quad (8)$$

式中: u_{sd} 、 u_{sq} 为定子电压 d 、 q 轴分量; R_s 、 R_r 、 L_s 、 L_r 、 L_m 分别为定子电阻、转子电阻、定子电感、转子电感、定转子互感; i_{sd} 、 i_{sq} 、 i_{rd} 、 i_{rq} 分别为定子、转子电流 d 、 q 轴分量; ψ_{sd} 、 ψ_{sq} 、 ψ_{rd} 、 ψ_{rq} 分别为定子、转子磁链 d 、 q 轴分量; T_e 为电磁转矩; p 为电机极对数; ω_e 为转子磁链旋转角速度, $\omega_e = d\theta_e/dt$; ω_r 为电机转子角速度。 ω_s 为转差角速度, $\omega_s = \omega_e - \omega_r$ 。

由式(5)、式(7)、式(8)可推导出:

$$\psi_r = \frac{L_m}{T_r p + 1} i_{sd} \quad (9)$$

$$T_e = \frac{p L_m}{L_r} (i_{sq} \psi_{rd} - i_{sd} \psi_{rq}) = \frac{p L_m}{L_r} i_{sq} \psi_r \quad (10)$$

式中: T_r 为转子电磁时间常数, $T_r = L_r/R_r$ 。

2.3.1 电流型磁链观测器

笼型异步电机 $\alpha\beta$ 轴坐标系中电压方程为

$$\begin{cases} u_{s\alpha} = R_s i_{s\alpha} + \frac{d\psi_{s\alpha}}{dt} \\ u_{s\beta} = R_s i_{s\beta} + \frac{d\psi_{s\beta}}{dt} \\ R_r i_{r\alpha} + \frac{d\psi_{r\alpha}}{dt} + \omega_r \psi_{r\beta} = 0 \\ R_r i_{r\beta} + \frac{d\psi_{r\beta}}{dt} - \omega_r \psi_{r\alpha} = 0 \end{cases} \quad (11)$$

$\alpha\beta$ 坐标系中磁链方程为

$$\begin{cases} \psi_{s\alpha} = L_s i_{s\alpha} + L_m i_{r\alpha} \\ \psi_{s\beta} = L_s i_{s\beta} + L_m i_{r\beta} \\ \psi_{r\alpha} = L_m i_{s\alpha} + L_r i_{r\alpha} \\ \psi_{r\beta} = L_m i_{s\beta} + L_r i_{r\beta} \end{cases} \quad (12)$$

式中: $u_{s\alpha}$ 、 $u_{s\beta}$ 为定子电压 α 、 β 轴分量; $\psi_{r\alpha}$ 、 $\psi_{r\beta}$ 为转子磁链 α 、 β 轴分量; $i_{s\alpha}$ 、 $i_{s\beta}$ 为定子电流 α 、 β 轴分量。

由式(11)和式(12)的第三、四行可计算转子磁链在 α 、 β 轴上的分量和转子磁链位置角:

$$\begin{cases} \psi_{r\alpha} = \frac{1}{T_r s + 1} (L_m i_{s\alpha} - \omega_r T_r \psi_{r\beta}) \\ \psi_{r\beta} = \frac{1}{T_r s + 1} (L_m i_{s\beta} - \omega_r T_r \psi_{r\alpha}) \\ \theta_e = \arctan(\psi_{r\beta}/\psi_{r\alpha}) \end{cases} \quad (13)$$

2.3.2 电压型磁链观测器

由式(11)的第一、二行和式(12)可推导出转子磁链在 α 、 β 轴上的分量和转子磁链位置角:

$$\begin{cases} \psi_{r\alpha} = \frac{L_r}{L_m} \left[\int (u_{s\alpha} - R_s i_{s\alpha}) dt - \sigma L_s i_{s\alpha} \right] \\ \psi_{r\beta} = \frac{L_r}{L_m} \left[\int (u_{s\beta} - R_s i_{s\beta}) dt - \sigma L_s i_{s\beta} \right] \\ \theta_e = \arctan(\psi_{r\beta}/\psi_{r\alpha}) \end{cases} \quad (14)$$

式中: σ 为电机漏磁系数, $\sigma = 1 - (L_m L_m)/(L_s L_r)$ 。

2.3.3 混合磁链观测器

电流型磁链观测器适用于低速,电压型磁链观测器适用于中、高速。为了提高磁链观测器的准确性和宽速范围,采用电压电流混合磁链观测器,即零速和低速主要通过电流型磁链观测器估算转速、磁链位置等信息,中高速主要通过电压型磁链观测器估算转速、磁链位置等信息,另外采用调节器调整电流型与电压型磁链观测器的磁链误差值。电压电流混合磁链观测器控制框图如图5所示。

2.3.4 无位置传感器矢量控制策略

由式(5)~式(7)可以推导出笼型异步电机的定子电压方程为

$$\begin{cases} u_{sd} = R_s i_{sd} + \sigma L_s \frac{di_{sd}}{dt} - \sigma L_s \omega_e i_{sq} \\ u_{sq} = R_s i_{sq} + \sigma L_s \frac{di_{sq}}{dt} + \sigma L_s \omega_e i_{sd} + \frac{L_m}{L_r} \omega_e \psi_r \end{cases} \quad (15)$$

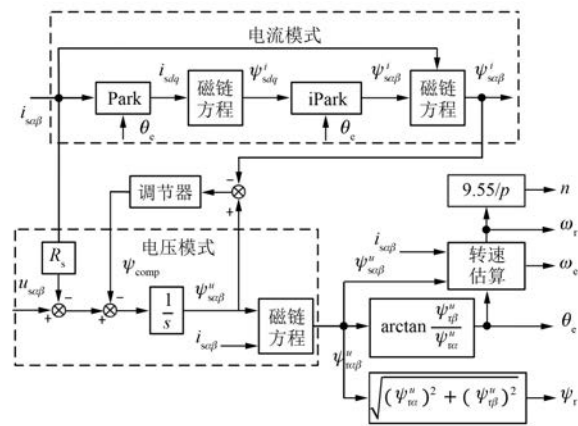


图5 电压电流混合磁链观测器框图

笼型异步电机无速度传感器矢量控制框图如图6所示。包括转速环、转子磁链环、转矩环三闭环控制,其中转速环中转速反馈信号、转子磁链环中转子磁链反馈信号,坐标变换需要用到的转子磁链位置角等数据均来源于电压电流混合磁链观测器所估算的转速、转子磁链和转子磁链旋转位置角度。转矩环中转矩反馈信号可以根据式(10)计算得出。

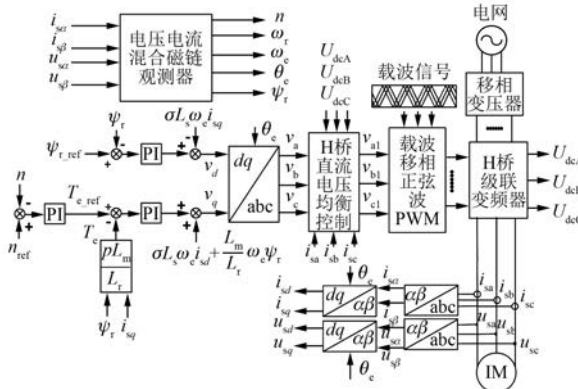


图6 笼型异步电机无位置传感器矢量控制框图

由式(15)可知定子电流的磁链分量 i_{sd} 和转矩分量 i_{sq} 存在交叉耦合,而耦合项是随着电机转速和负载改变而改变的。可以通过在电机给定电压指令值上增加一个前馈去耦项,解耦项根据估算的转子磁链 ψ_r 和转子磁链旋转角速度 ω_e 计算得到。

3 仿真结果与分析

在 MATLAB 环境中搭建了 H 桥级联变频器

带笼型异步电机变频运行仿真模型。H 桥级联变频器参数如表 1 所示。

表 1 H 桥级联变频器参数

参数名称	参数值
相数	3
每相功率单元级联数	3
每相三组电源输入电压/V	1 000
相邻两组电源相位差/(°)	30
每组功率单元直流电容/ μF	21 000

笼型异步电机参数如表 2 所示。

表 2 笼型异步电机参数

参数名称	参数值
电机相数	3
电机极对数	2
额定功率/kW	200
额定电压/V	3 300
额定电流/A	35
额定转速/($\text{r}\cdot\text{min}^{-1}$)	1 500
定子电阻/ Ω	0.629
转子电阻/ Ω	0.33
定转子互感/H	0.041 5
转动惯量/($\text{kg}\cdot\text{m}^2$)	8.9
负载转矩/($\text{N}\cdot\text{m}$)	500
给定转子磁链/Wb	1.85

图7为H桥级联变频器拖动笼型异步电机时,直流电压均衡控制使用前后比较。其中,10.6 s之前未采用直流电压均衡控制,A相三级直流电压偏差较大;10.6 s之后采用直流电压均衡控制,A相三级直流电压偏差较小。由仿真结果可知,采用直流电压均衡控制后,A相三级直流电压偏差明显减小,证明该控制策略有效。

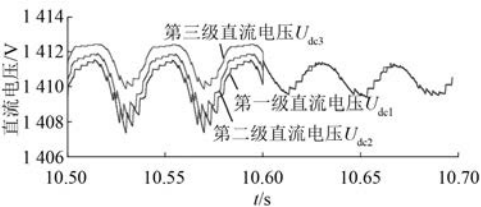


图7 H 桥级联变频器直流电压均衡控制

图8、图9分别为H桥级联变频器拖动笼型异步电机至100 r/min低速运行、1 500 r/min高速运行时,采用电压电流混合磁链观测器估算的电机转速、转子磁链、转子磁链旋转位置角,以及

转矩式计算的电磁转矩进行无速度传感器矢量控制的性能测试情况。其中,负载转矩为 $500 \text{ N}\cdot\text{m}$, 给定转子磁链为 1.85 Wb 。

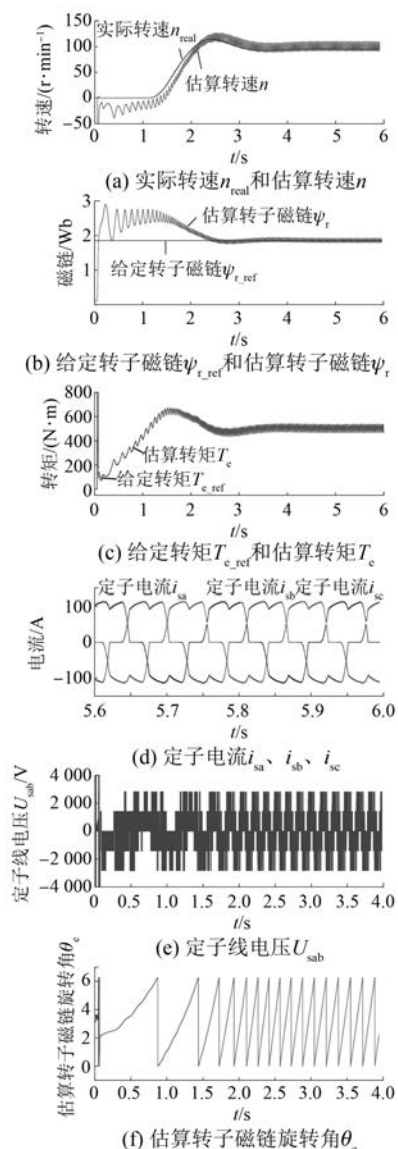


图8 变频器拖动笼型异步电机到 100 r/min

由图8和图9可知,H桥级联变频器采用载波移相正弦波PWM,功率单元直流电压均衡控制策略,以及基于电压电流混合磁链观测器的无速度传感器矢量控制等核心控制技术,能够控制笼型异步电机宽速范围运行,在低速和高速下转速环、磁链环、转矩环均能很好地控制,表明低速、高速下直流电压均衡控制策略有效,从而保证了变频器正常工作。同时,基于电压电流混合磁链观测器的无速度传感器矢量控制估算的电机转速、

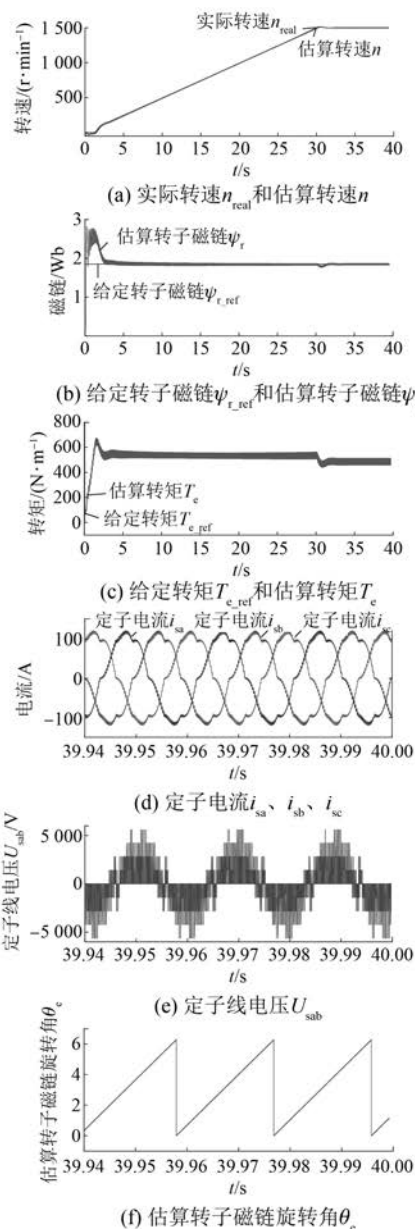


图9 变频器拖动笼型异步电机到 1500 r/min

转子磁链、转子磁链旋转位置角等信息比较准确。该控制可以应用于电机无速度编码器的变频调速场合。

4 结 语

本文介绍了一种3级H桥级联变频器拖动笼型异步电机的主回路结构,以及载波移相正弦波PWM、功率单元直流电压均衡控制、基于电压电流混合磁链观测器的无速度传感器矢量控制等核心控制技术。通过仿真验证了功率单元的直流

电压均衡控制策略有效性,电压电流混合磁链观测器估算的转速、转子磁链、转子磁链位置角的准确性,以及无速度传感器矢量控制的有效性,为高压大功率传动应用领域提供技术保障。后续研究工作围绕实际 H 桥级联变频器样机拖动笼型异步电机进行变频启动和调速控制展开,验证了文中所采用的核心控制技术的有效性和可靠性。研究了其他拓扑结构的多电平变频器与 H 桥级联变频器的性能差别,以及分别应用在笼型异步电机变频启动、调速场合下的优缺点,为相关技术人员提供借鉴。

【参考文献】

- [1] 李新元,马俊,高鹏,等. 基于级联型逆变器的感应电机无速度传感器矢量控制[J]. 电机与控制应用,2019,46(7):26.
- [2] 钱诗宝,杨奇,张裕峰,等. 级联逆变器异步电机无速度传感器矢量控制[J]. 大电机技术,2013(5):34.
- [3] 高志刚,冬雷,李永东,等. 基于高频变压器的背靠背级联 H 桥型变换器[J]. 电工技术学报,2013,28(6):133.
- [4] 杨景明,王亚超,杨波,等. 基于模糊自适应扩展卡尔曼滤波器的异步电机无速度传感器控制[J]. 电机与控制应用,2019,46(6):44.
- [5] 张家明,张利军. 异步电机旋转高频电压注入无传感器矢量控制[J]. 电力电子技术,2019,53(3):1.
- [6] 刘婷,黄守道,邓秋玲,等. 双馈风力发电机无速度传感器控制研究[J]. 控制工程,2013,20(5):844.
- [7] 杨有涛,彭国平,张普雷,等. 载波移相调制技术在级联 H 桥 STATCOM 中应用[J]. 电力电子技术,2016,50(6):4.
- [8] 吴丽然,吴命利. 级联 H 桥型变频器直流电压均衡控制[J]. 电力自动化设备,2017,37(10):100.
- [9] 时维国,桑尧尧. 基于电压电流混合模型的新型磁链观测器[J]. 电机与控制应用,2019,46(7):14.
- [10] 欧阳羿. 异步电机速度自适应磁链观测器的研究[J]. 电气传动,2012,42(10):9.
- [11] 钟建强,游林儒,徐芹文. 一种改进电压模型的异步电机无速度传感器矢量控制方法[J]. 微电机,2009,42(5):16.
- [11] ROMERAL L, ARIAS A, ALDABAS E, et al. Novel direct torque control (DTC) scheme with fuzzy adaptive torque-ripple reduction[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2003, 50(3): 487.
- [12] 刘军,刘丁,吴浦升,等. 基于模糊控制调节电压矢量作用时间策略的永磁同步电机直接转矩控制仿真研究[J]. 中国电机工程学报,2004,24(10):148.
- [13] 李耀华,曲亚飞,师浩浩,等. 一种基于开关次数最小的含零电压矢量永磁同步电机直接转矩控制开关表[J]. 电机与控制应用,2018,45(2):34.
- [14] 李耀华,杨启东,曲亚飞,等. 自适应变电压矢量 PMSM 直接转矩控制开关表[J]. 电机与控制学报,2019,23(9):75.
- [15] ZHONG L, RAHMAN M F, HU W Y, et al. Analysis of direct torque control in permanent magnet synchronous motor drives[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 1997, 12(3): 528.
- [16] ZHONG L, RAHMAN M F, HU W Y, et al. A direct torque controller for permanent magnet synchronous motor drives[J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 1999, 14(3): 637.
- [17] 李耀华,徐淑萍,刘卫国. 一种新颖的永磁同步电动机直接转矩控制策略[J]. 电气传动,2007,37(6):20.
- [18] 李耀华,刘卫国. 零电压矢量在 PMSM 直接转矩控制系统中的应用[J]. 电力电子技术,2010,44(9):50.

(上接第 16 页)