

本文全文线上首发由
上海电机系统节能工程技术
研究中心有限公司
支持

吴伟亮,黄朝志,刘细平,叶景贞,梁玲.
基于级联H桥变频器的极相调制感应电机
驱动系统.
电机与控制应用,2022,49(3):7.



SEARI
上电科

NCMS
上科电机

www.nems.com.cn

掌握电机行业制造核心技术,
辐射智能制造产业发展



科技改变未来
智慧创造价值

· 业务范围 ·



异步电机装配线



永磁电机装配线



悬挂链电机喷漆线

上海电机系统节能工程技术研究中心有限公司 www.nems.com.cn

地址: 上海市武宁路505号 手机: 18918357509 电话: 021-62574990-436

传真: 021-62163904 邮箱: wangcj@seari.com.cn

基于级联 H 桥变频器的极相调制 感应电机驱动系统*

吴伟亮, 黄朝志, 刘细平, 叶景贞, 梁 玲
(江西理工大学 电气工程与自动化学院, 江西 赣州 341000)

摘要: 高压电机配用高压变频器具有较大的节能性和高效性, 已有广泛应用。级联 H 桥多电平变频器采用模块化设计理念, 通过多个相同的低压变换单元级联起来实现高压及大功率的功能, 且变频器输出电流谐波较小。极相调制感应电机可以将传统三相电机的控制方法和极相调制模式结合起来, 使电机转矩和转速范围得到扩展。为此介绍一种级联 H 桥多电平变频器拖动极相调制感应电机变频启动和调速, 该电机的定子绕组可配置为 9 相 4 极和 3 相 12 极。通过仿真验证了级联 H 桥多电平变频器能够满足极相调制感应电机的变频调速性能和极相调制矢量控制性能, 可为新能源发电、船舶推进、工业传动等高压大功率领域提供技术保障。

关键词: 级联 H 桥; 变频器; 极相调制感应电机; 变频控制; 矢量控制

中图分类号: TM346 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2022)03-0007-11

doi: 10.12177/emca.2021.206

Pole-Phase Modulation Induction Motor Drive System Based on Cascaded H-Bridge Converter*

WU Weiliang, HUANG Chaozhi, LIU Xiping, YE Jingzhen, LIANG Ling
(School of Electrical Engineering and Automation, Jiangxi University of Science and Technology,
Ganzhou 341000, China)

Abstract: High voltage inverter for high voltage motor has great energy saving and high efficiency, and has been widely used. The cascaded H-bridge multilevel converter adopts the modular design concept. The functions of high voltage and high power are realized by cascading multiple identical low voltage conversion units, and the output current harmonic of the converter is small. Pole-phase modulation induction motor can combine the control method of traditional three-phase motor with pole-phase modulation mode to expand the ranges of motor torque and speed. A cascaded H-bridge multilevel frequency converter is introduced to drive a pole-phase modulation induction motor with 9-phase 4-pole and 3-phase 12-pole stator windings. The simulation results show that the cascaded H-bridge multilevel converter can meet the performance of the variable frequency speed regulation and pole-phase modulation vector control of pole-phase modulation induction motor, providing technical support for high-voltage and high-power fields such as new energy power generation, ship propulsion and industrial transmission.

Key words: cascaded H-bridge; frequency converter; pole-phase modulation induction motor; frequency conversion control; vector control

收稿日期: 2021-12-10; 收到修改稿日期: 2022-02-22

* 基金项目: 江西省教育厅科学技术研究项目(GJJ210823)

作者简介: 吴伟亮(1987—), 男, 硕士, 高级工程师, 研究方向为新能源发电技术、电力电子变流技术、电机及其控制技术。

0 引言

高压电机具有大惯性、大功率的优点,已广泛用在新能源发电系统、工业传动领域、船舶推进系统中^[1],比如新能源发电系统中的抽水蓄能水轮机组、风力发电机组,工业领域中的轧钢机、鼓风机、石油压裂撬机,其他发电站的燃气轮机组、火力发电机组、大型调相机组,船舶推进电动机等均是高压电机。采用高压变频器对高压大功率电机进行变频调速控制,既可以节约电能,又可以延长电机寿命,还可以降低生产成本^[2-3]。

目前高压变频器的类型有晶闸管电流型变频器、二极管箝位型多电平变频器、飞跨电容型多电平变频器、级联H桥型多电平变频器、模块化多电平变频器等^[4]。文献[5-6]中介绍了抽水蓄能电站和高压换流站采用电流源型变频器进行同步电机的静止变频起动控制,电流源型变频器中晶闸管为半控型开关器件,存在晶闸管性能下降引起关断角的余量不足而导致换相失败发生的风险,另外电流源型变频器产生的谐波较大,对输入侧电网电能质量产生影响。文献[7-8]中介绍了二极管箝位型多电平变频器及中性点电位平衡控制,随着输出电压等级提高,二极管箝位型多电平变频器的电平数也要相应地增加,导致其拓扑结构和控制策略更加复杂,实现难度更大。飞跨电容型多电平变频器悬浮电容过多,合理地选择开关状态非常困难。文献[9-10]介绍了模块化多电平变频器,该拓扑结构的变频器具有模块化、易于拓展的优点,且输出波形正弦度较高,在高压直流输电中应用广泛,但是在高压变频领域中,面临着低速下电容电压波动过大的问题,尤其是电机重负载静止起动时,电容电压波动非常大,容易造成电容器损坏。文献[11-12]介绍了级联H桥型多电平变频器,该拓扑结构的变频器具有输出容量大、易于模块化、易于拓展且输出波形正弦度较高的特点,应用于风力发电系统、抽水蓄能发电系统、工业变频、静止无功发生器、大功率有源电力滤波场合。

多相电机由于大功率、高可靠性、高转矩密度等优点,在船舶推进、新能源发电、新能源汽车驱动、航空航天器驱动等领域被广泛应用。文献[13-14]介绍了具有极相调制定子绕组结构的多相感应电机,通过给定子绕组注入特殊规则的交

流电源,可以实现不同极相调制模式,从而扩展电机的转矩和转速范围。

本文在文献[11-12]的研究基础上,介绍一种每相由6个功率变换单元级联的多电平变频器以及一种定子绕组可配置为9相4极和3相12极的极相调制感应电机(PPMIM),并介绍了级联H桥变频器的拓扑结构、载波移相正弦波脉宽调制技术,以及极相调制感应电机的数学模型、转子磁场定向控制、极相调制矢量控制等。最后通过仿真验证了级联H桥多电平变频器拖动极相调制感应电机的变频调速性能和极相调制矢量控制性能,为新能源发电、船舶推进、工业传动等高压大功率领域提供技术保障。

1 主回路拓扑结构及分析

图1为每相由6个功率变换单元级联构成的多电平变频器拖动具有极相调制绕组结构的感应电机的主回路结构。主要包括10 kV交流电网,预充电接触器(Q2),预充电电阻($R_1 \sim R_3$),输入断路器(Q1),10 kV/0.65 kV多抽头移相变压器(T1),功率单元(A1~A6、B1~B6、C1~C6、D1~D6、E1~E6、F1~F6、G1~G6、H1~H6、I1~I6),极相调制感应电机等。

从图1中可以看出极相调制感应电机有9相定子绕组;多抽头移相变压器副边总共有54组独立的三相交流电源,因此每相定子绕组需要分配6组独立的三相交流电源,且相邻序号的两组三相交流电源之间的相移差为 30° ;每个功率单元由三相不控整流器、H桥逆变器、直流支撑电容等组成,其中三相不控整流器输入源为移相变压器的副边输出的三相交流0.65 kV电压。每相的第一级功率单元H桥逆变器首端相互连接,形成输出多相电压的中性点,其他各级功率单元H桥逆变器首尾相连,最后第六级的尾端连接至极相调制感应电机的定子绕组。当输出电压幅值越大,要求级联的数量也越多。

当变频器产生相位差为 40° 的9相交流电源施加在极相调制感应电机定子绕组上时,电机中产生4极磁场,电机就运行在9相4极工况;当变频器产生相位差为 120° 的3组3相交流电源施加在极相调制感应电机定子绕组上时,电机中产生12极磁场,电机就运行在3相12极工况;当变频

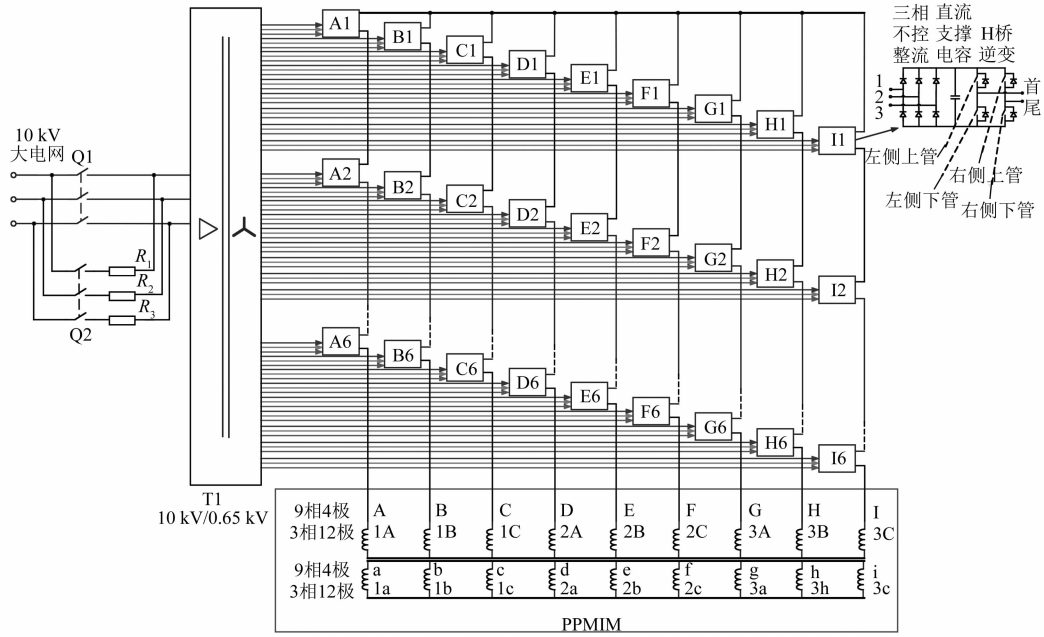


图1 级联 H 桥多电平变频器拖动极相调制感应电机的主回路结构

器产生 9 相和 3 相叠加的混合交流电源施加在极相调制感应电机定子绕组上时,电机中 4 极磁场和 12 极磁场共存,电机运行在过渡过程。

2 控制原理

2.1 级联 H 桥逆变器载波移相正弦波脉宽调制技术

级联 H 桥多电平变频器中每相由 6 个功率单元级联而成,其中每个功率单元整流侧为三相不控整流器,用于产生独立的直流电压,而逆变侧为 H 桥,采用载波移相正弦波脉宽调制技术,产生交流电压,然后 6 个功率变换单元的逆变侧首尾相连,产生多电平电压。图 2 为每相采用的载

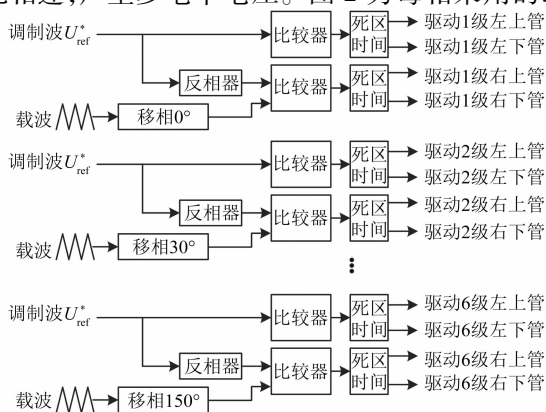


图2 载波移相正弦波脉宽调制控制策略

波移相正弦波脉宽调制技术的控制框图。

图 3 为 A 相 6 个功率变换单元级联结构的载波移相正弦波脉宽调制。图 3 中 P_A 、 N_A 为 A 相 6 级 H 桥的公共调制信号,且 P_A 与 N_A 互为相反数; $C_{A1} \sim C_{A6}$ 为第一级至第六级 H 桥的载波信号,相邻两级相位相差 30° ; P_A 和 C_{A1} 产生第一级 H 桥左侧上下管触发信号,由图 1 可知,当 $P_A \geq C_{A1}$ 时左侧上管导通,左侧下管关断,当 $P_A < C_{A1}$ 时左侧上管关断,左侧下管导通; N_A 和 C_{A1} 产生第一级 H 桥右侧上下管触发信号,当 $N_A \geq C_{A1}$ 时右侧上管导通,右侧下管关断,当 $N_A < C_{A1}$ 时右侧上管关断,右侧下管导通;同理 P_A 和 C_{A6} 产生第六级 H 桥左侧上下管触发信号, N_A 和 C_{A6} 产生第六级 H 桥右侧上下管触发信号。B 相和 C 相的 6 级 H 桥的载波移相正弦波脉宽调制信号按照同样的原理产生。

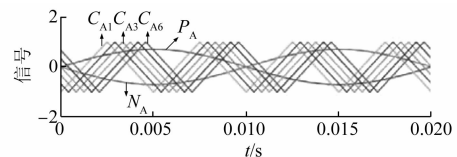


图3 A 相 6 级 H 桥的载波移相正弦波脉宽调制波形

2.2 极相调制感应电机的数学模型

多极数电机适宜工作在低速大转矩场合,少

极数电机适宜工作在高速小转矩场合。极相调制感应电机在变极绕组设计后,在不改变绕组连接方式的条件下,通过给电机绕组提供不同的电源产生不同极数的磁场,从而实现电机的变极运行。本文介绍的极相电机既可以工作在3相12极,又可以工作在9相4极,是一个9绕组结构的感应电机。为了能更准确研究极相调制感应电机的特性,需要分析电机自然坐标系下的数学模型,并准确搭建该电机自然坐标系下的仿真模型。定义定子电压、电流、磁链如下:

$$\begin{cases} \mathbf{U}_s = [u_{1s} \ u_{2s} \ u_{3s} \ u_{4s} \ u_{5s} \ u_{6s} \ u_{7s} \ u_{8s} \ u_{9s}]^T \\ \mathbf{U}_r = [u_{1r} \ u_{2r} \ u_{3r} \ u_{4r} \ u_{5r} \ u_{6r} \ u_{7r} \ u_{8r} \ u_{9r}]^T \\ \mathbf{I}_s = [i_{1s} \ i_{2s} \ i_{3s} \ i_{4s} \ i_{5s} \ i_{6s} \ i_{7s} \ i_{8s} \ i_{9s}]^T \\ \mathbf{I}_r = [i_{1r} \ i_{2r} \ i_{3r} \ i_{4r} \ i_{5r} \ i_{6r} \ i_{7r} \ i_{8r} \ i_{9r}]^T \\ \boldsymbol{\psi}_s = [\psi_{1s} \ \psi_{2s} \ \psi_{3s} \ \psi_{4s} \ \psi_{5s} \ \psi_{6s} \ \psi_{7s} \ \psi_{8s} \ \psi_{9s}]^T \\ \boldsymbol{\psi}_r = [\psi_{1r} \ \psi_{2r} \ \psi_{3r} \ \psi_{4r} \ \psi_{5r} \ \psi_{6r} \ \psi_{7r} \ \psi_{8r} \ \psi_{9r}]^T \end{cases} \quad (1)$$

式中: \mathbf{U}_s 、 \mathbf{U}_r 分别为定子电压矩阵、转子电压矩阵; \mathbf{I}_s 、 \mathbf{I}_r 分别为定子电流矩阵、转子电流矩阵,电流方向分别以流入定子、转子为正方向; $\boldsymbol{\psi}_s$ 、 $\boldsymbol{\psi}_r$ 分别为定子磁链矩阵、转子磁链矩阵。

定、转子绕组的电阻矩阵为

$$\mathbf{L}_m = L_{1m} \begin{bmatrix} \cos 0 & \cos \frac{2\pi}{9} & \cos \frac{4\pi}{9} & \cdots & \cos \frac{16\pi}{9} \\ \cos \frac{2\pi}{9} & \cos 0 & \cos \frac{2\pi}{9} & \cdots & \cos \frac{14\pi}{9} \\ \cos \frac{4\pi}{9} & \cos \frac{2\pi}{9} & \cos 0 & \cdots & \cos \frac{12\pi}{9} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \cos \frac{16\pi}{9} & \cos \frac{14\pi}{9} & \cos \frac{12\pi}{9} & \cdots & \cos 0 \end{bmatrix}_{9 \times 9} +$$

$$L_{3m} \begin{bmatrix} \cos 0 & \cos \frac{2\pi}{3} & \cos \frac{4\pi}{3} & \cdots & \cos \frac{16\pi}{3} \\ \cos \frac{2\pi}{3} & \cos 0 & \cos \frac{2\pi}{3} & \cdots & \cos \frac{14\pi}{3} \\ \cos \frac{4\pi}{3} & \cos \frac{2\pi}{3} & \cos 0 & \cdots & \cos \frac{12\pi}{3} \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \cos \frac{16\pi}{3} & \cos \frac{14\pi}{3} & \cos \frac{12\pi}{3} & \cdots & \cos 0 \end{bmatrix}_{9 \times 9} \quad (5)$$

$$\begin{cases} \mathbf{R}_s = \text{diag}[r_s \ r_s \ r_s \ r_s \ r_s \ r_s \ r_s \ r_s \ r_s] \\ \mathbf{R}_r = \text{diag}[r_r \ r_r \ r_r \ r_r \ r_r \ r_r \ r_r \ r_r \ r_r] \end{cases} \quad (2)$$

式中: r_s 为定子绕组的电阻; r_r 为转子绕组的电阻。

定、转子电感矩阵为

$$\begin{cases} \mathbf{L}_s = \mathbf{L}_{\sigma s} + \mathbf{L}_m \\ \mathbf{L}_r = \mathbf{L}_{\sigma r} + \mathbf{L}_m \end{cases} \quad (3)$$

定转子的漏感矩阵

$$\begin{cases} \mathbf{L}_{\sigma s} = \text{diag}[l_{\sigma s} \ l_{\sigma s} \ l_{\sigma s} \ l_{\sigma s} \ l_{\sigma s} \ l_{\sigma s} \ l_{\sigma s} \ l_{\sigma s} \ l_{\sigma s}] \\ \mathbf{L}_{\sigma r} = \text{diag}[l_{\sigma r} \ l_{\sigma r} \ l_{\sigma r} \ l_{\sigma r} \ l_{\sigma r} \ l_{\sigma r} \ l_{\sigma r} \ l_{\sigma r} \ l_{\sigma r}] \end{cases} \quad (4)$$

式中: $l_{\sigma s}$ 为定子绕组的漏感; $l_{\sigma r}$ 为转子绕组的漏感。

根据绕组函数法得到定子或转子的激磁电感矩阵 \mathbf{L}_m ,根据绕组函数法得到定子侧对转子侧的互感矩阵 \mathbf{L}_{sr} ,转子侧对定子侧的互感矩阵为 $\mathbf{L}_{rs} = \mathbf{L}_{sr}^T$ 。设定 θ_m 为定、转子对应相绕组之间的机械角度差, L_{1m} 、 L_{3m} 分别为定子和转子激磁电感的基波分量、3次谐波分量,则 \mathbf{L}_m 、 \mathbf{L}_{sr} 表达式如下:

$$\begin{aligned}
 L_{sr} = L_{1m} & \begin{bmatrix} \cos 2\theta_m & \cos\left(2\theta_m + \frac{2\pi}{9}\right) & \cos\left(2\theta_m + \frac{4\pi}{9}\right) & \cdots & \cos\left(2\theta_m + \frac{16\pi}{9}\right) \\ \cos\left(2\theta_m - \frac{2\pi}{9}\right) & \cos 2\theta_m & \cos\left(2\theta_m + \frac{2\pi}{9}\right) & \cdots & \cos\left(2\theta_m + \frac{14\pi}{9}\right) \\ \cos\left(2\theta_m - \frac{4\pi}{9}\right) & \cos\left(2\theta_m - \frac{2\pi}{9}\right) & \cos 2\theta_m & \cdots & \cos\left(2\theta_m + \frac{12\pi}{9}\right) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \cos\left(2\theta_m - \frac{16\pi}{9}\right) & \cos\left(2\theta_m - \frac{14\pi}{9}\right) & \cos\left(2\theta_m - \frac{12\pi}{9}\right) & \cdots & \cos 2\theta_m \end{bmatrix}_{9 \times 9} + \\
 L_{3m} & \begin{bmatrix} \cos 6\theta_m & \cos\left(6\theta_m + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(6\theta_m + \frac{4\pi}{3}\right) & \cdots & \cos\left(6\theta_m + \frac{16\pi}{3}\right) \\ \cos\left(6\theta_m - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos 6\theta_m & \cos\left(6\theta_m + \frac{2\pi}{3}\right) & \cdots & \cos\left(6\theta_m + \frac{14\pi}{3}\right) \\ \cos\left(6\theta_m - \frac{4\pi}{3}\right) & \cos\left(6\theta_m - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos 6\theta_m & \cdots & \cos\left(6\theta_m + \frac{12\pi}{3}\right) \\ \vdots & \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \cos\left(6\theta_m - \frac{16\pi}{3}\right) & \cos\left(6\theta_m - \frac{14\pi}{3}\right) & \cos\left(6\theta_m - \frac{12\pi}{3}\right) & \cdots & \cos 6\theta_m \end{bmatrix}_{9 \times 9} \quad (6)
 \end{aligned}$$

电压方程为

$$\begin{cases} U_s = R_s I_s + d\psi_s/dt \\ U_r = R_r I_r + d\psi_r/dt \end{cases} \quad (7)$$

磁链方程为

$$\begin{cases} \psi_s = L_s I_s + L_{sr} I_r \\ \psi_r = L_r I_r + L_{rs} I_s \end{cases} \quad (8)$$

转矩方程为

$$T_e = \frac{1}{2} I^T \frac{dL(\theta_m)}{d\theta_m} I \quad (9)$$

式中: T_e 为电磁转矩; I 为电流矩阵。

运动方程为

$$T_e = T_L + J \frac{d\omega_m}{dt} \quad (10)$$

式中: T_L 为负载转矩; ω_m 为电机机械角速度; J 为转动惯量。

极相调制感应电机在自然坐标系下的数学模型是多变量强耦合模型, 控制非常复杂。本文采用

$$C = \sqrt{\frac{2}{9}} \begin{bmatrix} \cos \varphi_1 & \cos(\varphi_1 - 2\pi/9) & \cos(\varphi_1 - 4\pi/9) & \cdots & \cos(\varphi_1 - 16\pi/9) \\ \sin \varphi_1 & \sin(\varphi_1 - 2\pi/9) & \sin(\varphi_1 - 4\pi/9) & \cdots & \sin(\varphi_1 - 16\pi/9) \\ \cos \varphi_3 & \cos(\varphi_3 - 6\pi/9) & \cos(\varphi_3 - 12\pi/9) & \cdots & \cos(\varphi_3 - 48\pi/9) \\ \sin \varphi_3 & \sin(\varphi_3 - 6\pi/9) & \sin(\varphi_3 - 12\pi/9) & \cdots & \sin(\varphi_3 - 48\pi/9) \end{bmatrix}_{4 \times 9} \quad (11)$$

式(11)中变换矩阵 C 的前两行对应 q_1 - d_1 平面, 后两行对应 q_3 - d_3 平面。

一种合适的等效变换将极相调制感应电机的多相交流磁场系统转换为两个旋转体上的直流磁场系统。其中一个旋转体上两个互相垂直的直流分量 X_{1d} 、 X_{1q} 对应于交流系统的 9 相 4 极, 另一个旋转体上两个互相垂直的直流分量 X_{3d} 、 X_{3q} 对应于交流系统的 3 相 12 极, X_{1d} 、 X_{1q} 与 X_{3d} 、 X_{3q} 无耦合关系, 可以独立控制这些直流量。图 4 为坐标变换示意图。

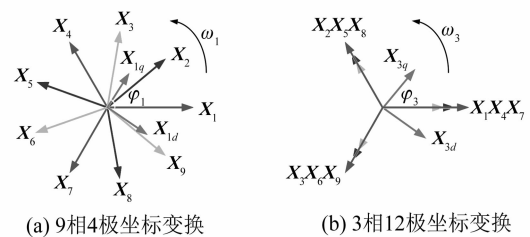


图 4 坐标变换示意图

9 绕组极相调制感应电机自然坐标系下变换到同步坐标系下的变换矩阵 C 为

X_{q1} 、 X_{d1} 、 X_{q3} 、 X_{d3} 分别为

$$\begin{bmatrix} X_{q1} \\ X_{d1} \\ X_{q3} \\ X_{d3} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{9}} \begin{bmatrix} \cos \varphi_1 & \cos(\varphi_1 - 2\pi/9) & \cos(\varphi_1 - 4\pi/9) & \cdots & \cos(\varphi_1 - 16\pi/9) \\ \sin \varphi_1 & \sin(\varphi_1 - 2\pi/9) & \sin(\varphi_1 - 4\pi/9) & \cdots & \sin(\varphi_1 - 16\pi/9) \\ \cos \varphi_3 & \cos(\varphi_3 - 6\pi/9) & \cos(\varphi_3 - 12\pi/9) & \cdots & \cos(\varphi_3 - 48\pi/9) \\ \sin \varphi_3 & \sin(\varphi_3 - 6\pi/9) & \sin(\varphi_3 - 12\pi/9) & \cdots & \sin(\varphi_3 - 48\pi/9) \end{bmatrix}_{4 \times 9} \begin{bmatrix} X_1 \\ X_2 \\ \vdots \\ X_9 \end{bmatrix}_{9 \times 1} \quad (12)$$

通过变换矩阵 C 可以将自然坐标系下的电压方程式(7)、磁链方程式(8)、转矩方程式(9)都转换成 q_1-d_1 和 q_3-d_3 两个独立平面的同步坐标系

$$\begin{bmatrix} u_{q1s} \\ u_{d1s} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_{1s}p & \omega_1 L_{1s} & L_{1m}p & \omega_1 L_{1m} \\ -\omega_1 L_{1s} & R_s + L_{1s}p & -\omega_1 L_{1m} & L_{1m}p \\ L_{1m}p & (\omega_1 - \omega_{1r})L_{1m} & R_r + L_{1r}p & (\omega_1 - \omega_{1r})L_{1r} \\ -(\omega_1 - \omega_{1r})L_{1m} & L_{1m}p & -(\omega_1 - \omega_{1r})L_{1r} & R_r + L_{1r}p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{q1s} \\ i_{d1s} \\ i_{q1r} \\ i_{d1r} \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$\begin{bmatrix} u_{q3s} \\ u_{d3s} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_{3s}p & \omega_3 L_{3s} & L_{3m}p & \omega_3 L_{3m} \\ -\omega_3 L_{3s} & R_s + L_{3s}p & -\omega_3 L_{3m} & L_{3m}p \\ L_{3m}p & (\omega_3 - \omega_{3r})L_{3m} & R_r + L_{3r}p & (\omega_3 - \omega_{3r})L_{3r} \\ -(\omega_3 - \omega_{3r})L_{3m} & L_{3m}p & -(\omega_3 - \omega_{3r})L_{3r} & R_r + L_{3r}p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{q3s} \\ i_{d3s} \\ i_{q3r} \\ i_{d3r} \end{bmatrix} \quad (14)$$

式中: u_{d1s} 、 u_{q1s} 、 i_{d1s} 、 i_{q1s} 、 i_{d1r} 、 i_{q1r} 、 L_{1s} 、 L_{1r} 、 L_{1m} 、 ω_1 、 ω_{1r} 依次为 q_1-d_1 平面下的定子电压 d 轴分量、定子电压 q 轴分量、定子电流 d 轴分量、定子电流 q 轴分量、转子电流 d 轴分量、转子电流 q 轴分量、定子绕组电感值、转子绕组电感值、定子与转子之间的激磁电感值、定子电角速度、转子电角速度; u_{d3s} 、 u_{q3s} 、 i_{d3s} 、 i_{q3s} 、 i_{d3r} 、 i_{q3r} 、 L_{3s} 、 L_{3r} 、 L_{3m} 、 ω_3 、 ω_{3r} 依次为 q_3-d_3 平面下的定子电压 d 轴分量、定子电压 q 轴分量、定子电流 d 轴分量、定子电流 q 轴分量、转子电流 d 轴分量、转子电流 q 轴分量、定子绕组电感值、转子绕组电感值、定子与转子之间的激磁电感值、定子电角速度、转子电角速度; p 为微分因子。

同步坐标系下磁链方程为

$$\begin{bmatrix} \psi_{q1s} \\ \psi_{d1s} \\ \psi_{q1r} \\ \psi_{d1r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{1s} & 0 & L_{1m} & 0 \\ 0 & L_{1s} & 0 & L_{1m} \\ L_{1m} & 0 & L_{1r} & 0 \\ 0 & L_{1m} & 0 & L_{1r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{q1s} \\ i_{d1s} \\ i_{q1r} \\ i_{d1r} \end{bmatrix} \quad (15)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_{q3s} \\ \psi_{d3s} \\ \psi_{q3r} \\ \psi_{d3r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{3s} & 0 & L_{3m} & 0 \\ 0 & L_{3s} & 0 & L_{3m} \\ L_{3m} & 0 & L_{3r} & 0 \\ 0 & L_{3m} & 0 & L_{3r} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{q3s} \\ i_{d3s} \\ i_{q3r} \\ i_{d3r} \end{bmatrix} \quad (16)$$

下的方程。

鼠笼型极相调制感应电机同步坐标系下电压方程:

$$\begin{bmatrix} L_{1m}p & \omega_1 L_{1m} \\ L_{1m}p & L_{1m}p \\ R_r + L_{1r}p & (\omega_1 - \omega_{1r})L_{1r} \\ -(\omega_1 - \omega_{1r})L_{1r} & R_r + L_{1r}p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{q1s} \\ i_{d1s} \\ i_{q1r} \\ i_{d1r} \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$\begin{bmatrix} L_{3m}p & \omega_3 L_{3m} \\ -\omega_3 L_{3m} & L_{3m}p \\ R_r + L_{3r}p & (\omega_3 - \omega_{3r})L_{3r} \\ -(\omega_3 - \omega_{3r})L_{3r} & R_r + L_{3r}p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{q3s} \\ i_{d3s} \\ i_{q3r} \\ i_{d3r} \end{bmatrix} \quad (14)$$

式中: ψ_{d1s} 、 ψ_{q1s} 和 ψ_{d1r} 、 ψ_{q1r} 分别为 q_1-d_1 平面下定子磁链 d 轴分量、 q 轴分量和转子磁链 d 轴分量、 q 轴分量; ψ_{d3s} 、 ψ_{q3s} 和 ψ_{d3r} 、 ψ_{q3r} 分别为 q_3-d_3 平面下定子磁链 d 轴分量、 q 轴分量和转子磁链 d 轴分量、 q 轴分量。

同步坐标系下的转矩方程为

$$T_e = p [L_{1m}(i_{q1s}i_{d1r} - i_{d1s}i_{q1r}) + 3L_{3m}(i_{q3s}i_{d3r} - i_{d3s}i_{q3r})] \quad (17)$$

式中: p 为电机极对数。

2.3 转子磁链定向控制

本文采用转子磁链定向控制方法来控制极相调制感应电机,就是将转子磁链定向于 d 轴。由式(15)、式(16)可以得到定向后的转子磁链式:

$$\begin{cases} \psi_{d1r} = \psi_{1r} = L_{1m}i_{d1s} + L_{1r}i_{d1r} \\ \psi_{q1r} = 0 = L_{1m}i_{q1s} + L_{1r}i_{q1r} \\ \psi_{d3r} = \psi_{3r} = L_{3m}i_{d3s} + L_{3r}i_{d3r} \\ \psi_{q3r} = 0 = L_{3m}i_{q3s} + L_{3r}i_{q3r} \end{cases} \quad (18)$$

由式(13)、式(14)、式(18)可以得到转子磁链定向后的同步坐标系下的电压方程:

$$\begin{bmatrix} u_{q1s} \\ u_{d1s} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_{1s}p & \omega_1 L_{1s} & L_{1m}p & \omega_1 L_{1m} \\ -\omega_1 L_{1s} & R_s + L_{1s}p & -\omega_1 L_{1m} & L_{1m}p \\ 0 & (\omega_1 - \omega_{1r})L_{1m} & R_r & (\omega_1 - \omega_{1r})L_{1r} \\ 0 & L_{1m}p & 0 & R_r + L_{1r}p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{q1s} \\ i_{d1s} \\ i_{q1r} \\ i_{d1r} \end{bmatrix} \quad (19)$$

$$\begin{bmatrix} u_{q3s} \\ u_{d3s} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + L_{3s}p & \omega_3 L_{3s} & L_{3m}p & \omega_3 L_{3m} \\ -\omega_3 L_{3s} & R_s + L_{3s}p & -\omega_3 L_{3m} & L_{3m}p \\ 0 & (\omega_3 - \omega_{3r})L_{3m} & R_r & (\omega_3 - \omega_{3r})L_{3r} \\ 0 & L_{3m}p & 0 & R_r + L_{3r}p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{q3s} \\ i_{d3s} \\ i_{q3r} \\ i_{d3r} \end{bmatrix} \quad (20)$$

由式(18)的第1行和式(19)的第4行可以得到:

$$\begin{cases} i_{d1r} = -\frac{p\psi_{1r}}{R_r} \\ i_{d1s} = \frac{T_{1r}p + 1}{L_{1m}}\psi_{1r} \\ \psi_{1r} = \frac{L_{1m}}{T_{1r}p + 1}i_{d1s} \end{cases} \quad (21)$$

由式(18)的第3行和式(20)的第4行可以得到:

$$\begin{cases} i_{d3r} = -\frac{p\psi_{3r}}{R_r} \\ i_{d3s} = \frac{T_{3r}p + 1}{L_{3m}}\psi_{3r} \\ \psi_{3r} = \frac{L_{3m}}{T_{3r}p + 1}i_{d3s} \end{cases} \quad (22)$$

式中: ψ_{1r} 、 T_{1r} 为 q_1 - d_1 平面下的转子磁链值、转子电路时间常数, $T_{1r} = L_{1r}/R_r$; ψ_{3r} 、 T_{3r} 为 q_3 - d_3 平面下的转子磁链值、转子电路时间常数, $T_{3r} = L_{3r}/R_r$ 。

由式(15)、式(16)可以看出, 转子磁链仅由定子电流的 d 轴分量(励磁分量)产生, 与定子电流的 q 轴分量(转矩分量)无关。

由式(18)的第2行和式(19)的第3行可以得到:

$$\begin{cases} i_{q1r} = -\frac{\omega_{1s}\psi_{1r}}{R_r} \\ i_{q1s} = \frac{T_{1r}}{L_{1m}}\omega_{1s}\psi_{1r} \end{cases} \quad (23)$$

由式(18)的第4行和式(20)的第3行可以得到:

$$\begin{cases} i_{q3r} = -\frac{\omega_{3s}\psi_{3r}}{R_r} \\ i_{q3s} = \frac{T_{3r}}{L_{3m}}\omega_{3s}\psi_{3r} \end{cases} \quad (24)$$

式中: ω_{1s} 、 ω_{3s} 分别为 q_1 - d_1 、 q_3 - d_3 平面下的转差电角速度。

由式(17)和式(18)可以得到转子磁场定向后的同步坐标系下的转矩方程:

$$T_e = p \frac{L_{1m}}{L_{1r}} i_{q1s} \psi_{1r} + 3p \frac{L_{3m}}{L_{3r}} i_{q3s} \psi_{3r} \quad (25)$$

由式(23)可得 q_1 - d_1 平面下的转差方程:

$$\omega_{1s} = \frac{L_{1m} i_{q1s}}{\psi_{1r} T_{1r}} \quad (26)$$

由式(24)可得 q_3 - d_3 平面下的转差方程:

$$\omega_{3s} = \frac{L_{3m} i_{q3s}}{\psi_{3r} T_{3r}} \quad (27)$$

q_1 - d_1 平面下转子磁链的相位信号 φ_1 观测方程为

$$\varphi_1 = \int (\omega_{1r} + \omega_{1s}) dt \quad (28)$$

q_3 - d_3 平面下转子磁链的相位信号 φ_3 观测方程为

$$\varphi_3 = \int (\omega_{3r} + \omega_{3s}) dt \quad (29)$$

2.4 极相调制矢量控制

本文通过转速外环和定子电流内环双环控制, 结合转子磁链定向矢量控制策略来控制级联 H 桥多电平变频器产生电机所需的目标电源, 使极相调制感应电机可运行于 3 相 12 极工况、9 相 4 极工况、过渡过程工况, 从而扩展电机的转矩和转速范围。

当电机需要工作在 9 相 4 极工况时, 首先要建立 9 相 4 极磁场, 对应于 q_1 - d_1 平面的磁场,

同时需要控制 q_1-d_1 平面的定子电流 $d、q$ 轴分量,产生足够的电磁转矩。

当电机需要工作在 3 相 12 极工况时,首先需要建立 3 相 12 极磁场,对应于 q_3-d_3 平面的磁场,同时需要控制 q_3-d_3 平面的定子电流 $d、q$ 轴分量,产生足够的电磁转矩。

当电机需要从 3 相 12 极工况切换到 9 相 4 极工况时,如果直接切换的话,会出现转矩突然大幅度降低的现象,导致转速下降,这是因为切换前没有建立 9 相 4 极磁场,导致切换后,3 相 12 极磁场迅速消失后难以控稳电磁转矩。本文提出的方法为:切换前,控制稳定 3 相 12 极对应的励磁电流分量和转矩电流分量来保持 3 相 12 极的磁场和转矩稳定,同时给电机注入 9 相 4 极对应的励磁电流分量,从而使电机中建立 9 相 4 极磁场;然后,将 3 相 12 极的转矩电流分量逐渐减小,同时将 9 相 4 极的转矩电流分量逐渐增大,直至 3 相 12 极的转矩电流分量减小至 0,此时 9 相 4 极

的转矩分量足够大;最后,将 3 相 12 极的励磁电流分量逐渐减小,9 相 4 极的励磁电流分量小幅度增大,直至 3 相 12 极的励磁电流分量减小至 0,此时电机中只有 9 相 4 极磁场,而没有 3 相 12 极磁场,完成整个过渡过程。过渡过程的磁链和转矩分配如图 5 所示。同理,可以用这种过渡方法从 9 相 4 极工况切换至 3 相 12 极工况。转矩和磁链分配函数如图 5 所示。

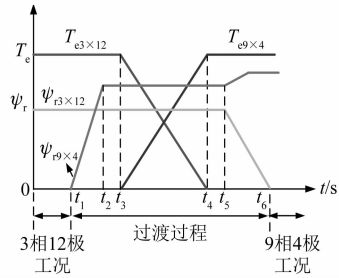


图 5 转矩和磁链分配函数

极相调制感应电机的控制框图如图 6 所示。

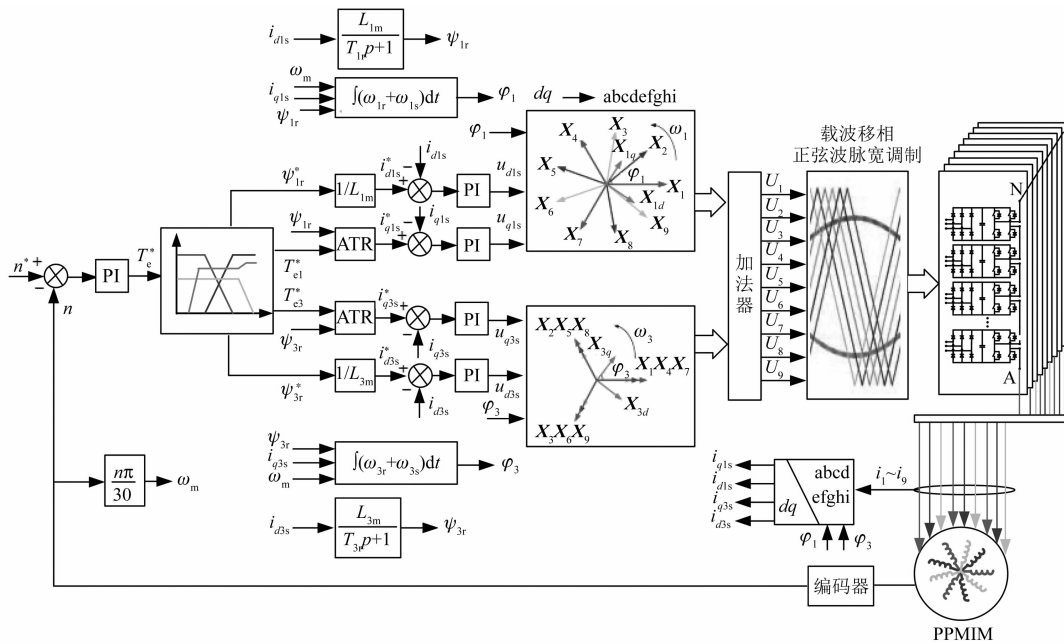


图 6 极相调制感应电机的控制系统框图

3 仿真与结果分析

为了验证级联 H 桥多电平变频器拖动极相调制感应电机的变频调速性能,以及极相调制感应电机运行在 3 相 12 极工况、9 相 4 极工况、3 相

12 极与 9 相 4 极之间的过渡过程的性能,在 MATLAB 环境中搭建了移相变压器、级联 H 桥多电平变频器、极相调制感应电机、系统控制等模型。级联 H 桥多电平变频器参数如表 1 所示,极相调制感应电机参数如表 2 所示。

表 1 级联 H 桥多电平变频器参数

参数名称	参数值
相数	9
每相的功率单元级数	6
相邻两组电源相位差/(°)	30
输入电源电压值/V	650
每组功率单元直流电容/ μF	38 250
变频器输出电压范围/V	0~6000

表 2 极相调制感应电机参数

参数名称	参数值 1	参数值 2
电机相数	3	9
电机极数	12	4
额定功率/kW	6 000	6 000
额定电压/V	6 000	6 000
额定电流/A	576	192
额定转速/($\text{r}\cdot\text{min}^{-1}$)	495	1 492
定子电阻/ Ω	0.672	0.672
转子电阻/ Ω	1.281	1.281
定转子激磁电感幅值/H	0.029 73	0.011 5
转动惯量/($\text{kg}\cdot\text{m}^2$)	18	18
初始负载转矩/($\text{N}\cdot\text{m}$)	8 000	8 000
给定转子磁链/Wb	4.9	8.5

图 7 为初始转矩为 $8\ 000\ \text{N}\cdot\text{m}$, $0\sim 2\ \text{s}$ 极相调制感应电机运行在 3 相 12 极工况, $2\ \text{s}$ 时刻直接切换至 9 相 4 极工况的仿真波形。

图 8 为初始转矩为 $8\ 000\ \text{N}\cdot\text{m}$, 极相调制感应电机运行在 3 相 12 极, 采用转矩、磁链分配过渡切换至 9 相 4 极的仿真波形, 转矩、磁链分配控制原理如图 5 所示。过程为: $0\sim 2\ \text{s}$ 运行在 3 相 12 极工况, $2\ \text{s}$ 开始给电机施加 9 相 4 极磁链, $3\ \text{s}$ 开始将 3 相 12 极的转矩电流分量逐渐减小, 同时将 9 相 4 极的转矩电流分量逐渐增大, $7\ \text{s}$ 时小幅度增大 9 相 4 极的励磁电流分量, $7.5\ \text{s}$ 时开始将 3 相 12 极的励磁电流分量逐渐减小。

图 9 为初始转矩为 $8\ 000\ \text{N}\cdot\text{m}$, 极相调制感应电机运行在 9 相 4 极, 采用转矩、磁链分配过渡切换至 3 相 12 极的仿真波形, 转矩、磁链分配控制原理与图 5 同理。过程为: $0\sim 2\ \text{s}$ 运行在 9 相 4 极工况, $2\ \text{s}$ 开始给电机施加 3 相 12 极磁链, $3\ \text{s}$ 开始将 9 相 4 极的转矩电流分量逐渐减小, 同时

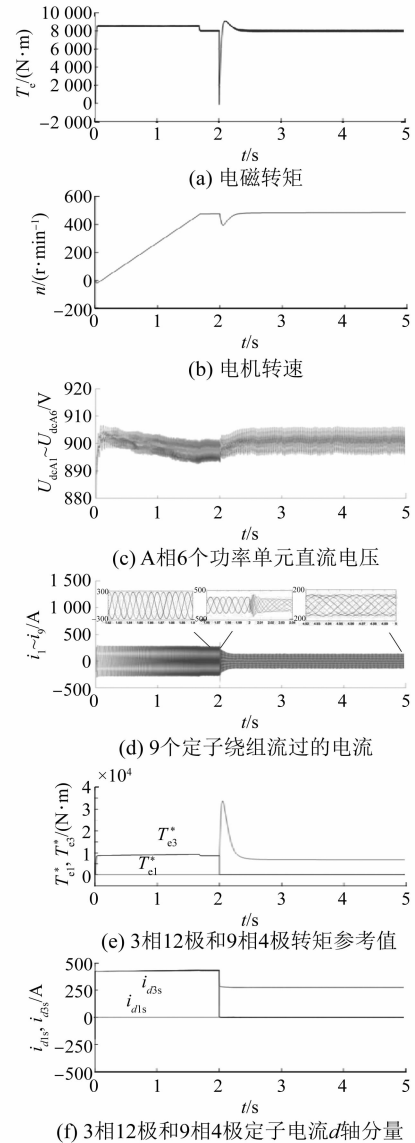


图 7 3 相 12 极工况直接切换至 9 相 4 极工况的仿真波形

将 3 相 12 极的转矩电流分量逐渐增大, $7\ \text{s}$ 时小幅度增大 3 相 12 极的励磁电流分量, $7.5\ \text{s}$ 时开始将 9 相 4 极的励磁电流分量逐渐减小。

由图 7(a) 可知, 3 相 12 极工况直接切换至 9 相 4 极工况时, 电磁转矩会降低至 0 左右, 造成定子电流的冲击和转速的降低, 如图 7(d) 所示, 这样会给电机造成一定的影响。由图 8 和图 9 可知, 采用转矩和磁链分配的过渡过程切换方式[图 8(e) 和图 8(f) 的控制反馈波形与图 5 控制一致, 图 9(e) 和图 9(f) 的控制反馈波形与图 5 控制同理], 无论是 3 相 12 极工况过渡至 9 相 4 极工况, 还是 9 相 4 极工况过渡至 3 相 12 极

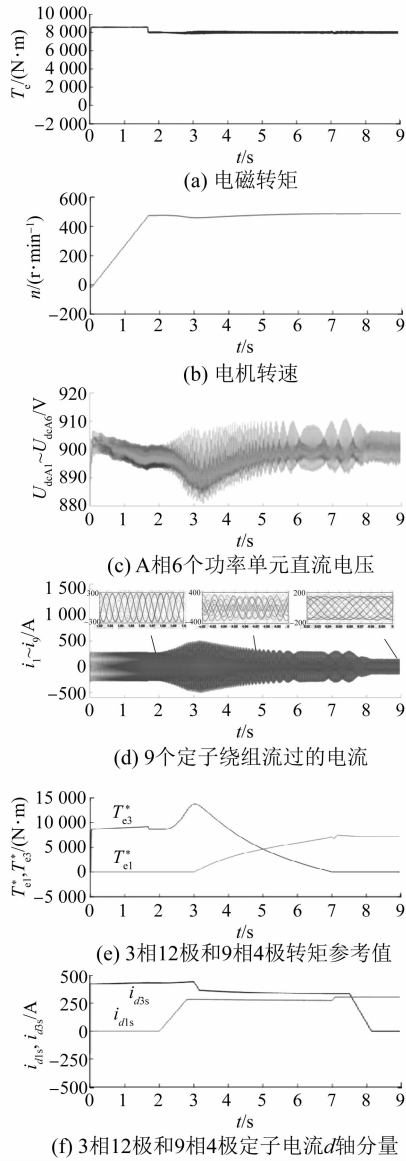


图8 3相12极工况过渡切换至9相4极
工况的仿真波形

工况,转矩均没有较大的降低现象,如图8(a)和图9(a)所示,转速比较平稳,如图8(b)和图9(b)所示,定子电流冲击也较小,如图8(d)和图9(d)所示。可以看出过渡过程切换比直接切换方式对电机更加有利。由图8(d)和图9(d)可以看出采用级联H桥多电平变频器拖动电机时,定子电流谐波含量较小,正弦度较高。另外,仿真结果也表明了文中提出的级联H桥多电平变频器采用转子磁链定向控制和极相调制矢量控制策略能够拖动极相调制感应电机进行变频调速和极相调制运行。

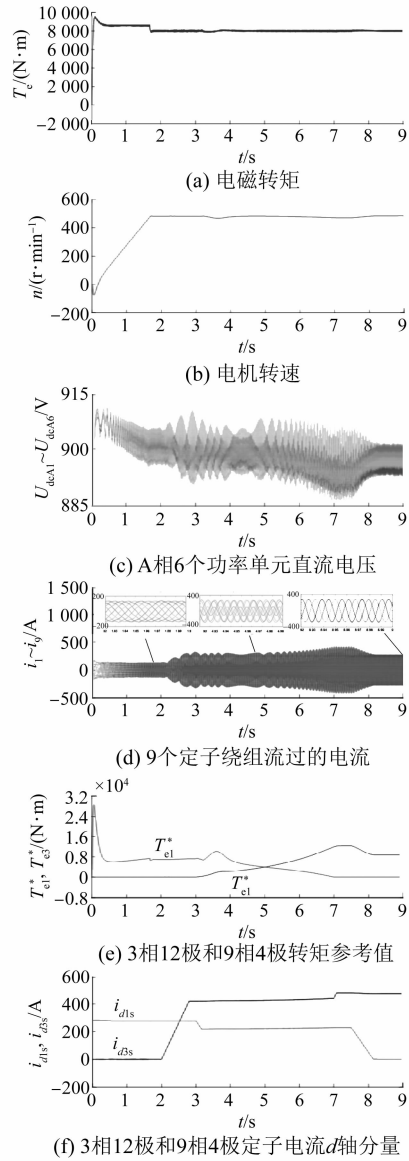


图9 9相4极工况过渡切换至3相12极工况的仿真波形

4 结 语

本文介绍了一种级联H桥多电平变频器以及一种定子绕组可配置为9相4极和3相12极的极相调制感应电机,并介绍了级联H桥多电平变频器的载波移相正弦波脉宽调制技术,以及极相调制感应电机的数学模型、转子磁场定向控制、极相调制矢量控制等。通过仿真验证了级联H桥多电平变频器能够满足极相调制感应电机的变频调速性能和极相调制矢量控制性能,可为新能源发电、船舶推进、工业传动等高压大功率领域提供技术保障。

【参考文献】

- [1] 高巧玲. 兆瓦级高压电励磁同步电机无速度传感器矢量控制应用研究[J]. 电子测量技术, 2018, 41(10): 97.
- [2] 徐殿国, 李彬彬, 周少泽. 模块化多电平高压变频技术研究综述[J]. 电工技术学报, 2017, 32(20): 104.
- [3] 陈伟, 金辛海, 胡志涛. 高压永磁同步电机开环矢量控制系统研究[J]. 电气传动, 2016, 46(4): 8.
- [4] 李永东, 徐杰彦, 杨涵棣, 等. 多电平变换器拓扑结构综述及展望[J]. 电机与控制学报, 2020, 24(9): 1.
- [5] 李志坚, 吴崇昊, 万洛飞, 等. 大型同步调相机的启动过程分析与启机保护实现[J]. 电力系统保护与控制, 2020, 48(20): 148.
- [6] 李子龙, 泰荣, 余向阳, 等. 基于关断时间的静止变频器换相失败抑制技术[J]. 水电能源科学, 2021, 39(4): 178.
- [7] 段志刚, 姜一达, 张策, 等. NPC 三电平中压大功率变频器设计[J]. 电气传动, 2018, 48(3): 13.
- [8] 王奎, 郑泽东, 许烈, 等. 二极管箝位型四电平逆变器的中点电压平衡控制方法[J]. 电机与控制学报, 2021, 25(3): 1.
- [9] 花雅文, 李庚, 韩国栋, 等. 混合背靠背模块化多电平变换器设计[J]. 智慧电力, 2021, 49(8): 70.
- [10] 白雪, 高瑞雪, 闻福岳, 等. 特定次谐波注入抑制模块化多电平换流器电容电压波动[J]. 电网与清洁能源, 2020, 36(9): 8.
- [11] 蔡信健, 吴振兴, 孙乐, 等. 直流电压不平衡的级联 H 桥多电平变频器载波移相 PWM 调制策略的设计[J]. 电工技术学报, 2016, 31(1): 119.
- [12] 胡志涛, 李兴鹤. 级联型高压变频器输出电压观测器研究与实现[J]. 电源学报, 2016, 14(5): 137.
- [13] REDDY B P, IQBAL A, REHAMAN S, et al. Dynamic modelling and control of pole-phase modulation based multiphase induction motor drives [J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2021. doi: 10. 1109/JESTPE. 2021. 3062216.
- [14] RAMAIAH V J, KEERTHIPATI S. Hybrid PWM scheme for pole-phase modulation induction motor drive using carrier-based hexagonal and octadecagonal SVPWM [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(9): 7312.
- (上接第 6 页)
- [8] JIANG J, ZHOU X, ZHAO W, et al. A model reference adaptive sliding mode control for the position control of permanent magnet synchronous motor [J]. Proceedings of the Institution of Mechanical Engineers, Part I: Journal of Systems and Control Engineering, 2021, 235(3): 389.
- [9] 鲁文其, 胡育文, 梁骄雁. 永磁同步电机伺服系统抗扰动自适应控制[J]. 中国电机工程学报, 2011, 31(3): 75.
- [10] 王宾, 张坤, 石晓艳. 基于滑模变结构的永磁同步电机直接转矩控制[J]. 安徽理工大学学报: 自然科学版, 2019, 39(5): 19.
- [11] 罗志伟, 谷爱昱, 洪俊杰, 等. 基于一种改进型滑模变结构控制的永磁同步电机伺服系统研究[J]. 机床与液压, 2017, 45(19): 18.
- [12] 林城美, 杨静. 基于变指数趋近律的永磁同步电机滑模控制[J]. 电机与控制应用, 2020, 47(5): 18.
- [13] 黄灿, 张远来, 李京鸿, 等. 永磁同步电机变指数快速幂次趋近律滑模控制[J]. 微特电机, 2019, 47(3): 44.
- [14] 苗敬利, 周重霞, 郑大伟. 永磁同步电机调速系统变指数趋近律控制[J]. 电气传动, 2019, 49(11): 18.
- [15] 王毅波, 曹宽, 李彪. 一种改进型指数趋近律的永磁同步电机滑模控制[J]. 微电机, 2019, 52(12): 81.
- [16] 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.
- [17] LASCU C, BOLDEA I, BLAABJERG F. Super-twisting sliding mode control of torque and flux in permanent magnet synchronous machine drives [C] // IECON 2013-39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, 2013.