

高压变频器在电励磁同步电机上的应用

吴伟亮^{1,2}, 刘 竞^{1,2}, 杨海英^{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: 电励磁同步电机具有调速范围宽、过载能力强、功率因数可调等优点, 广泛应用于大功率传动领域。为此, 介绍了一种中性点钳位型(NPC)三电平高压变频器的系统结构及中性点电压平衡控制策略。采用电流频率(IF)控制和滑模观测器(SMO)相结合的无速度传感器矢量控制策略, 控制电励磁同步电机变频启动与运行。MATLAB 仿真结果验证了采用所提控制策略的变频器具有良好的启动和运行性能, 为高压大功率传动应用领域提供了技术保障。

关键词: 电励磁同步电机; 高压变频器; 中性点钳位; 滑模观测器; 无速度传感器控制

中图分类号: TM 301.2 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2020)02-0042-07

doi: 10.12177/emca.2019.096

Application of High Voltage Converter in Electrically Excited Synchronous Motor

WU Weiliang^{1,2}, LIU Jing^{1,2}, YANG Haiying^{1,2}

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

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

Abstract: Electrically excited synchronous motor has the advantages of wide speed range, strong overload capability and adjustable power factor. It is widely used in the field of high power transmission. The system structure and the neutral point voltage balance control strategy of a neutral point clamped (NPC) three-level high voltage converter are introduced for this purpose. Speed sensorless vector control strategy based on current frequency (IF) control and sliding mode observer (SMO) is used to control the variable frequency starting and speed regulating of electrically excited synchronous motor. The MATLAB simulation results show that the converter has good startup and operation performance due to the adoption of the proposed control strategy. It provides technical support for high voltage and high power transmission applications.

Key words: electrically excited synchronous motor; high voltage converter; neutral point clamping; sliding mode observer (SMO); speed sensorless control

0 引 言

电励磁同步电机具有调速范围宽, 过载能力强, 功率因数可调等优点^[1-2], 在轧钢机、提升机、风机、火电、水电、船舶推进器等大功率场合应用广泛。目前电励磁同步电机变频调速时广泛采用的中高压变频器结构主要有二极管钳位(NPC)型

三电平变频器^[3-5]和级联 H 桥型多电平变频器。其中, 级联 H 桥型多电平变频器采用多个功率单元级联方式实现高压输出, 所用功率器件较多, 输入侧需要移相变压器进行移相多重化整流, 增加了系统控制的复杂度^[6-8]。

本文设计的高压变频器为 NPC 型三电平变频器, 整流侧和逆变侧均采用 NPC 型三电平拓扑

收稿日期: 2019-08-12; 收到修改稿日期: 2019-09-21

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

结构,采用小矢量控制策略控制中性点电压平衡,采用电流频率(IF)控制和滑模观测器(SMO)相结合的无速度传感器矢量控制策略,控制电励磁同步电机变频启动与运行^[9-11]。

1 主回路拓扑结构

图1所示为电励磁同步电机高压变频器的主回路结构。包括输入高压开关、10 kV/3.3 kV 变压器、输入中压开关、网侧 LCL 滤波器、NPC 型三电平整流器、Chopper 泄放电路、直流母线、NPC 型三电平逆变器、du/dt 滤波器、输出中压开关等。其中网侧 LCL 滤波器用于滤除脉宽调制

(PWM)策略产生的高次电流谐波。电网侧电感选用 0.6 mH,整流器侧电感选用 1.4 mH,电容选用 38 μ F。Chopper 泄放电路用于电网低电压穿越或变频器停机时泄放直流支撑电容上的能量,确保系统安全,按照斩波单元吸收的瞬时最大功率为 4 MW,计算出斩波电阻为 3 Ω 。直流支撑电容用来缓冲整流器与逆变器之间的能量交换,稳定直流母线电压,防止因负载的突变造成直流母线电压大幅度波动,并抑制直流侧谐波电压,支撑电容为 7.5 mF。du/dt 滤波器用于减小高频共模和差模电压对电机的影响,du/dt 滤波电感选用 33 μ H。

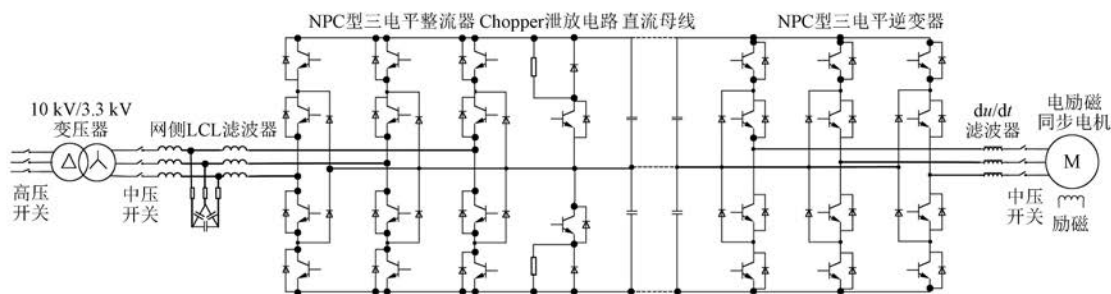


图1 电励磁同步电机高压变频器的主回路结构

2 控制原理

2.1 中性点电压平衡控制原理

NPC 型三电平逆变器主电路如图2所示。图2中, C_1 、 C_2 分别为直流侧上、下桥臂支撑电容; U_{dc1} 、 U_{dc2} 分别为直流侧上、下桥臂支撑电容电压,VD1、VD2分别为a相上、下桥臂钳位二极管; G_{a1} 、 G_{a2} 、 G_{a3} 、 G_{a4} 为a相上、下桥臂功率开关管; U_{sa} 、 U_{sb} 、 U_{sc} 分别为a、b、c相输出端对中性点的相电压; i_{sa} 、 i_{sb} 、 i_{sc} 分别为a、b、c相输出电流; i_{dc1} 、 i_{dc2}

分别为直流侧上、下桥臂支撑电容电流; i_{np} 为中性点电流。

定义三相开关函数:

$$S_x = \begin{cases} 1(P), & G_{x1}、G_{x2} \text{ 导通}, G_{x3}、G_{x4} \text{ 关断} \\ 0(O), & G_{x2}、G_{x3} \text{ 导通}, G_{x1}、G_{x4} \text{ 关断} \\ -1(N), & G_{x3}、G_{x4} \text{ 导通}, G_{x1}、G_{x2} \text{ 关断} \end{cases} \quad (1)$$

其中: $x=a,b,c$ 。

当 $S_a = 1$ 时, $U_a = U_{dc1}$;当 $S_a = 0$ 时, $U_a = 0$;当 $S_a = -1$ 时, $U_a = -U_{dc2}$ 。三相三电平共有27种基本电压矢量,如图3所示。

中性点电流 i_{np} 不为零是导致直流侧电容电压不平衡的根本原因,不同的开关状态 S_x 会向中性点引入不同的负载电流,而大矢量和零矢量对应的 $i_{np} = 0$ 。根据图2, i_{np} 与三相输出电流 i_{sa} 、 i_{sb} 、 i_{sc} 的参考方向,中小矢量对应的中性点电流关系如表1所示。

定义中性点电压 U_{np} 为上下电容电压差:

$$U_{np} = U_{dc1} - U_{dc2} = \int \left(\frac{i_{dc1}}{C_1} \right) dt - \int \left(\frac{i_{dc2}}{C_2} \right) dt \quad (2)$$

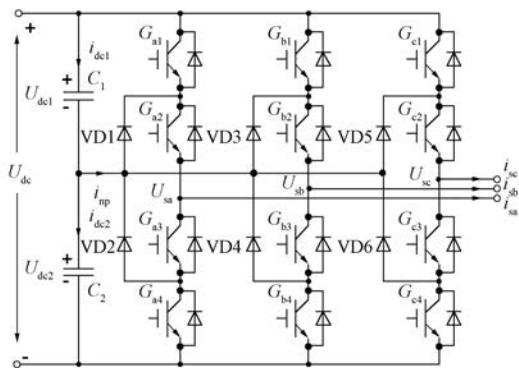


图2 NPC型三电平逆变器拓扑结构图

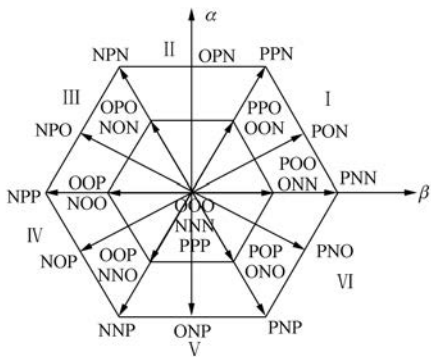


图3 NPC型三电平逆变器基本电压矢量分布图

表1 中矢量和小矢量作用时的中性点电流

正小 矢量	中性点 电流	负小 矢量	中性点 电流	中 矢量	中性点 电流
ONN	i_{sa}	POO	$-i_{sa}$	PON	i_{sb}
PPO	i_{sc}	OON	$-i_{sc}$	OPN	i_{sa}
NON	i_{sb}	OPO	$-i_{sb}$	NPO	i_{sc}
OPP	i_{sa}	NOO	$-i_{sa}$	NOP	i_{sb}
NNO	i_{sc}	OOP	$-i_{sc}$	ONP	i_{sa}
POP	i_{sb}	ONO	$-i_{sb}$	PNO	i_{sc}

如果 $C_1 = C_2 = C_d$ ，则式(2)可简化为

$$U_{np} = \frac{i_{dc1} - i_{dc2}}{C_d} \Delta t = \frac{i_{np}}{C_d} \Delta t \tag{3}$$

式中： Δt 为中性点电流的持续作用时间。

由式(3)可知，改变 i_{np} 、 Δt 、 C_d 的值，可以调整中性点电压 U_{np} 。

表2所示为不同矢量对中性点电压的影响。本文通过合理分配冗余小矢量的作用时间，实现了中性点电位平衡控制。

表2 不同矢量对中性点电压的影响

正小 矢量	中性点 电压	负小 矢量	中性点 电压	中 矢量	中性点 电压
ONN	↓	POO	↑	PON	↓
PPO	↓	OON	↑	OPN	↓
NON	↓	OPO	↑	NPO	↓
OPP	↓	NOO	↑	NOP	↓
NNO	↓	OOP	↑	ONP	↓
POP	↓	ONO	↑	PNO	↓

由表2可知，正小矢量和中矢量使中性点电

压减小，负小矢量使中性点电压增加。成对的正、负小矢量对中性点电压的影响相反，因此可以通过控制正、负小矢量的作用时间来控制中性点电压平衡。

2.2 整流器控制原理

整流器用于控制直流母线电压 U_{dc} ，主要采用锁相环技术将电网电压矢量定向到 d - q 旋转坐标系的 d 轴上。

根据整流器数学模型可推导出实际的控制电压为

$$\begin{cases} v_d = -\left(K_{pi} + \frac{K_{li}}{S}\right)(i_d^* - i_d) + \omega L i_q + u_d \\ v_q = -\left(K_{pi} + \frac{K_{li}}{S}\right)(i_q^* - i_q) - \omega L i_d + u_q \end{cases} \tag{4}$$

式中： v_d 、 v_q 为整流器的控制电压 d 、 q 轴分量； K_{pi} 为电流内环比例系数； K_{li} 为积分系数； i_d^* 、 i_q^* 为整流器的输入三相电流的 d 、 q 轴分量参考值； i_d 、 i_q 为整流器的输入三相电流的 d 、 q 轴分量； $\omega = 314 \text{ rad/s}$ ； L 为输入滤波电感； u_d 、 u_q 为整流器的输入三相电网电压的 d 、 q 轴分量。

整流器 d - q 同步坐标系中的双闭环 PI 控制系统原理图如图4所示。

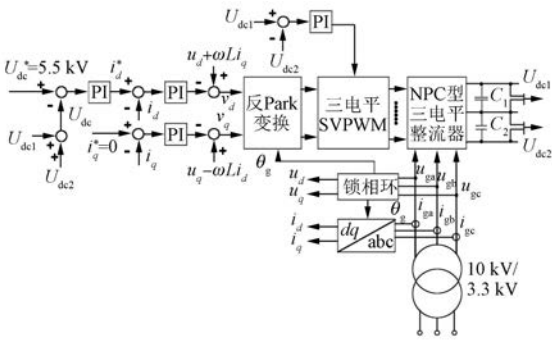


图4 整流器 d - q 轴双闭环 PI 控制系统图

图4中， u_{ga} 、 u_{gb} 、 u_{gc} 为整流器的输入三相电网电压， i_{ga} 、 i_{gb} 、 i_{gc} 为整流器的输入三相电流， θ_g 为电网电压锁相环角度。 d 电压经过外环 PI 调节器后输出 i_d^* ，作为交流电流 d 轴分量参考值，而交流电流 q 轴分量参考值 i_q^* 设为零。 i_d^* 、 i_q^* 分别与实际采样电流 i_{ga} 、 i_{gb} 、 i_{gc} 坐标变换得到的 i_d 、 i_q 一同输入到电流内环 PI 调节器中，内环 PI 调节器的输出量与解耦量、电网电压前馈量 u_d 、 u_q 构成控制电压 v_d 、 v_q ，再经过反 Park 变换和三电

$$\theta_1 = \theta_0 + \int \omega_1 dt \quad (12)$$

2.3.2 SMO

SMO 是通过获取的反电动势计算出电机的转速和位置信息。为了便于应用 SMO 来观测扩展反电动势,推导出电机电流状态方程的形式:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} i_{s\alpha} \\ i_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} E_{s\alpha} \\ E_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (13)$$

$$A = \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} -R & -(L_d - L_q)\omega_2 \\ (L_d - L_q)\omega_2 & -R \end{bmatrix} \quad (14)$$

式中: $i_{s\alpha}$ 、 $i_{s\beta}$ 为定子电流; L_d 、 L_q 为定子绕组 d 、 q 轴电感; $u_{s\alpha}$ 、 $u_{s\beta}$ 为定子电压; $E_{s\alpha}$ 、 $E_{s\beta}$ 为扩展反电动势; ω_2 ——转子电角速度。

为了获得扩展反电动势的估计值,设计传统 SMO:

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} \hat{i}_{s\alpha} \\ \hat{i}_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{bmatrix} - \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (15)$$

式中: $\hat{i}_{s\alpha}$ 、 $\hat{i}_{s\beta}$ 为定子电流的观测值; $u_{s\alpha}$ 、 $u_{s\beta}$ 为观测器的控制输入; $v_{s\alpha}$ 、 $v_{s\beta}$ 为扩展反电动势的估计值。

将式(13)和式(15)作差,可得定子电流的误差方程为

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \tilde{i}_{s\alpha} \\ \tilde{i}_{s\beta} \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} \tilde{i}_{s\alpha} \\ \tilde{i}_{s\beta} \end{bmatrix} + \frac{1}{L_d} \begin{bmatrix} E_{s\alpha} - v_{s\alpha} \\ E_{s\beta} - v_{s\beta} \end{bmatrix} \quad (16)$$

式中: $\tilde{i}_{s\alpha}$ 、 $\tilde{i}_{s\beta}$ 为电流观测误差。

当观测器的状态变量达到滑模面 $\tilde{i}_{s\alpha} = 0$ 、 $\tilde{i}_{s\beta} = 0$ 之后,观测器状态将一直保持在滑模面上。根据滑模控制的等效控制原理,可得:

$$\begin{bmatrix} E_{s\alpha} \\ E_{s\beta} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{s\alpha} \\ v_{s\beta} \end{bmatrix}_{eq} = \begin{bmatrix} ksat(\tilde{i}_{s\alpha})_{eq} \\ ksat(\tilde{i}_{s\beta})_{eq} \end{bmatrix} \quad (17)$$

由于滑模控制伴随着高频抖振,所以估算反电动势存在高频抖振现象。基于反正切函数的转子位置估算方法会将抖振直接引入运算中,就会导致高频抖振的误差被放大,进而造成较大的角度误差。本文采用锁相环系统来提取转子位置信息,如图6所示。

$$\Delta e = -\hat{E}_{s\alpha} \cos(\hat{\theta}_2) - \hat{E}_{s\beta} \sin(\hat{\theta}_2) = k \sin(\hat{\theta} - \hat{\theta}_2) \quad (18)$$

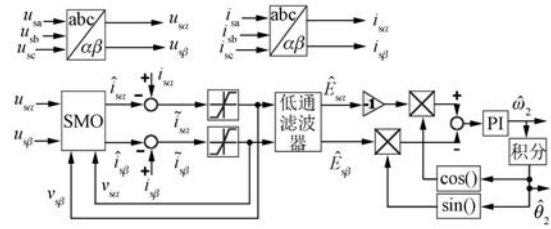


图6 SMO与锁相环估算转子位置角

式中: $\hat{\theta}_2$ 为估算反电动势的相位角; k 为反电动势系数; $\hat{E}_{s\alpha}$ 、 $\hat{E}_{s\beta}$ 为估算反电动势。

当角度误差满足 $|\hat{\theta} - \hat{\theta}_2| < \frac{\pi}{8}$ 时, $\sin(\hat{\theta} - \hat{\theta}_2) \approx \hat{\theta} - \hat{\theta}_2$, $\Delta e = k(\hat{\theta} - \hat{\theta}_2) = k\Delta\theta$, 则 Δe 经过 PI 调节器可得到估算转速。

2.3.3 IF 控制切换到转速闭环控制

IF 控制切换到转速闭环控制过程为当转速达到切换门限值,通过减小定子电流的 q 轴分量 i_{sq} ,使得估算的转子位置角与自生成的开环转子位置角之间的角度差 $\Delta\theta$ 在功角调整过程中会不断减小。当 $\Delta\theta$ 缩小到零时,可以将 IF 控制切换至转速闭环控制,切换后转子位置角采用 SMO 和锁相环估算的转子位置角。

3 仿真结果与分析

在 MATLAB 环境中搭建了 NPC 型三电平变频器带电励磁同步电机变频运行仿真模型。变频器参数:交流输入电压 3 300 V,开关频率 1 kHz,电网侧电感选用 0.6 mH,整流器侧电感选用 1.4 mH,电容选用 38 μ F。直流支撑电容 7.5 mF,直流母线电压控制在 5 500 V,机侧 du/dt 滤波电感为 33 μ H。

电励磁同步电机参数:电机相数为 3,极对数为 2,额定转速为 1 500 r/min,额定电压为 3 300 V,额定功率 5 000 kW,定子绕组电阻为 0.425 Ω ,转子绕组电阻为 0.395 Ω , d 轴定子电感为 0.006 50 H, q 轴定子电感为 0.006 25 H,定转子互感为 0.006 13 H,转子绕组电感为 1.388 00 H,转动惯量为 990 $\text{kg}\cdot\text{m}^2$,初始阻力矩为 6 367 $\text{N}\cdot\text{m}$ 。

图7为 NPC 三电平变频器中性点电压平衡控制策略使用前后比较。其中,0~0.5 s 中性点电压平衡控制策略使用前,上下支撑电容电压的偏差值越来越大,呈现发散趋势;0.5~3 s 中性点电

压平衡控制策略使用后,上下支撑电容电压差值在不断调整,达到平衡后,偏差值较小。

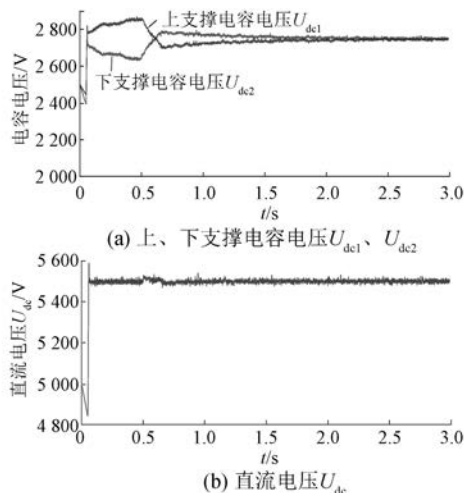


图7 NPC三电平变频器中性点电压平衡控制性能

图8、图9所示分别为实际转子初始位置角度为0.698、5.236 rad时的定子磁链、转子初始位置角度波形。

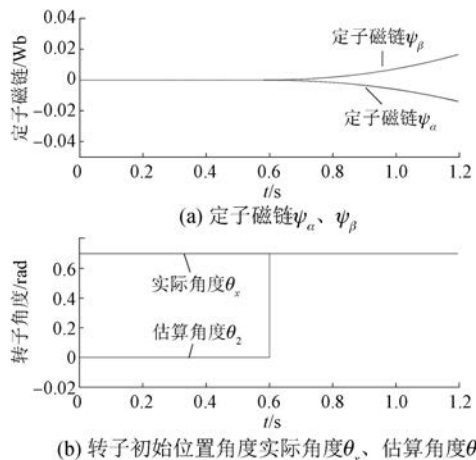


图8 实际转子初始位置角度为0.698 rad时的波形

图10所示为IF控制切换到转速闭环控制的切换过程波形。转速达到150 r/min时,先减小定子电流的 q 轴分量 i_{sq} ,估算的转子位置角与自生成的开环转子位置角之间的角度差 $\Delta\theta$ 在功角调整过程中会不断减小;当 $\Delta\theta$ 将缩小到零时,IF控制切换至转速闭环控制,切换后采用SMO与锁相环估算的转子位置角。

图11所示为高压变频器拖动励磁同步电机从静止状态变频起动至1500 r/min,在该转速

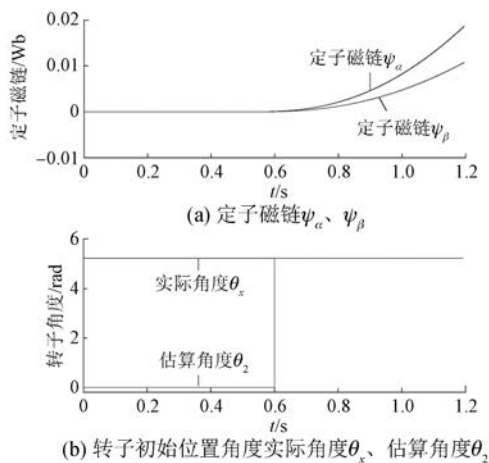


图9 实际转子初始位置角度为5.236 rad时的波形

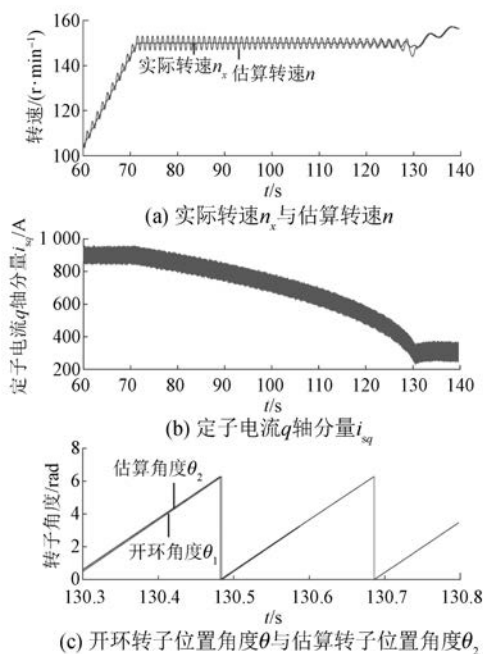


图10 IF控制切换至转速闭环控制的波形

下稳定一段时间后,在550 s时刻负载转矩由6367 N·m突增至9556 N·m,650 s时控制转速逐渐下降到1000 r/min的全过程波形。图11(a)为上下支撑电容电压 U_{dc1} 、 U_{dc2} ;图11(b)为直流电压;图11(c)为全程实际转速与估算转速;图11(d)、图11(e)分别为转速稳定在1500 r/min时实际转速与估算转速、定子线电压 u_{sab} ;图11(f)为负载转矩由6367 N·m突增至9556 N·m时的实际转速与估算转速;图11(g)为定子电流 d 、 q 轴分量;图11(h)为电磁转矩。

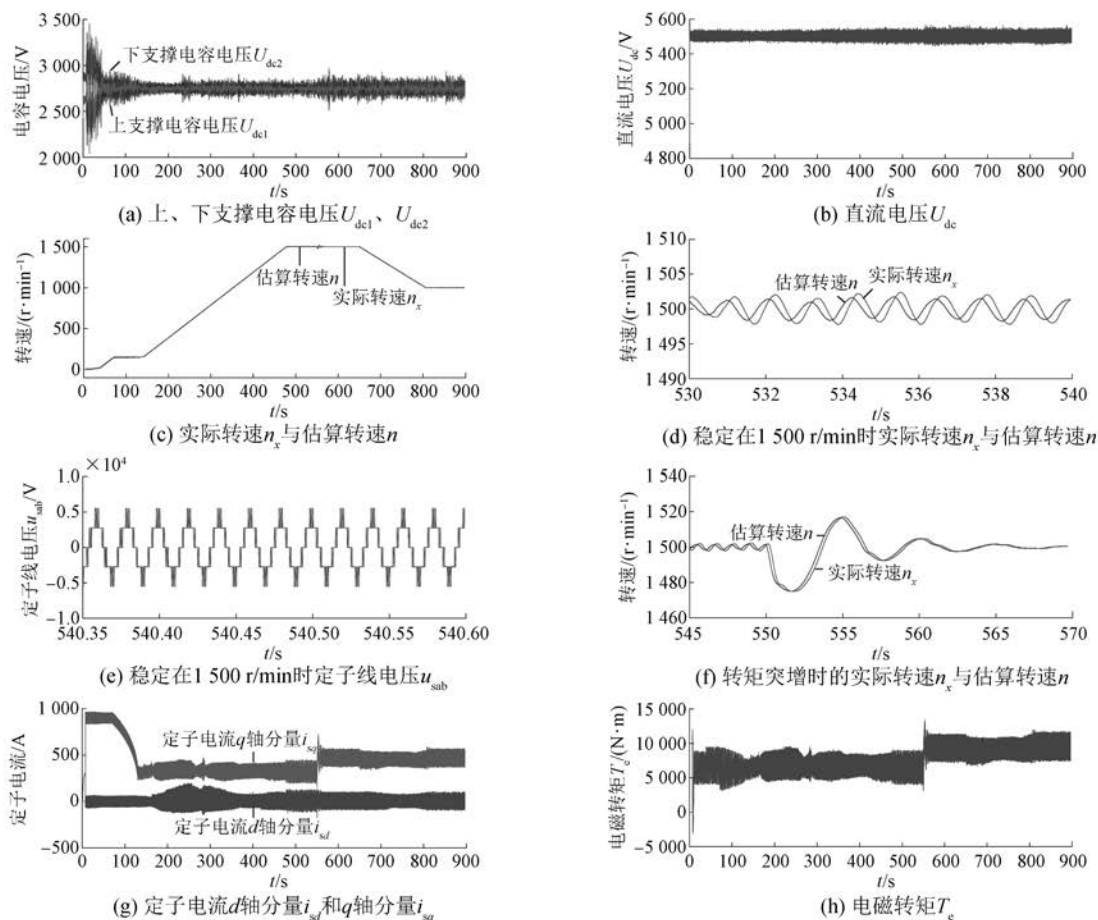


图 11 高压变频器拖动电励磁同步电机全过程的波形

由图 11 可知,当负载转矩变化时,直流侧上、下支撑电容电压波动较小,偏差值基本保持不变,电机转速会相应地变化,但最终仍然能够稳定在参考转速值;当转速参考值变化时,直流侧上、下支撑电容电压波动较小,偏差值基本保持不变,电机转速会很好地跟踪参考转速值。可以看出,该高压变频器采用文中提出的 IF 控制和 SMO 相结合的无速度传感器矢量控制策略拖动电励磁同步电机具有较好的速度跟踪性能和转矩响应性能。

4 结 语

本文介绍了 NPC 三电平高压变频器主回路拓扑结构、中性点电压平衡控制策略、整流器控制策略、逆变器控制策略。通过仿真验证了中性点电压平衡控制策略能够控制直流侧上、下支撑电容电压偏差值在合理范围内,估算转子初始位置

角度算法能够保证转子初始位置角度的实际值与估算值基本一致。验证了采用 IF 控制和 SMO 相结合的无速度传感器矢量控制策略,能够控制电励磁同步电机全速范围变频调速。该高压变频器拖动电励磁同步电机具有较好的速度跟踪性能和转矩响应性能,对高压大功率变频调速场合起到促进作用。

【参考文献】

- [1] 霍现旭,胡书举,许洪华.电励磁风力发电系统机侧控制策略研究[J].电机与控制应用,2012,39(3): 48.
- [2] 刘向昕,曹晓冬,谭国俊,等.电励磁同步电机全速域自适应模型预测控制[J].电工技术学报,2017, 32(4): 112.
- [3] 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.

(下转第 59 页)