

光储直柔背景下直流空调电机控制策略研究

王劭中¹, 俞国新^{2,3}, 常云雪², 邵立伟², 由 蕤^{1*}

(1. 青岛大学 电气工程学院, 山东 青岛 266071;

2. 青岛海尔智能技术研发有限公司, 山东 青岛 266101;

3. 数字化国家重点实验室, 山东 青岛 266101)

Research on Control Strategy of DC Air Conditioning Motor in the PEDF System

WANG Shaozhong¹, YU Guoxin², CHANG Yunxue², SHAO Liwei², YOU Rui^{1*}

(1. College of Electric Engineering, Qingdao University, Qingdao 266071, China;

2. Qingdao Haier Smart Technology R&D Co., Ltd., Qingdao 266101, China;

3. State Key Laboratory of Digital Household Appliances, Qingdao 266101, China)

Abstract: The DC bus voltage will fluctuate after the disturbance of the new energy output and load change of photovoltaics, energy storage, direct current and flexibility (PEDF), which poses a challenge to the stable operation of the DC air conditioning motor. The topology, advantages and disadvantages of DC air conditioning drive system and AC air conditioning drive system are analyzed, and the control strategy combining sliding-mode observer, maximum torque per ampere and leading angle flux weakening is researched, which can quickly adjust the control parameters of the motor by identifying the fluctuation of DC bus voltage. The simulation model of air-conditioning motor using the above control strategy is built in Matlab/Simulink software, and the simulation verification is carried out according to the actual operation conditions of the air-conditioning. The results show that the control strategy can realize the stable operation of the air-conditioning motor in the full speed range under the DC bus voltage fluctuation.

Key words: photovoltaics, energy storage, direct current and flexibility (PEDF); DC air conditioner; DC bus voltage fluctuation; air-conditioning motor

摘 要: 光储直柔系统出现新能源出力 and 负荷变化等扰动后, 直流母线电压将发生波动, 这对直流空调电机的稳

定运行提出了挑战。分析了直流空调驱动系统与交流空调驱动系统的拓扑结构及优缺点, 研究了滑模观测器、最大转矩电流比和超前角弱磁相结合的控制策略, 通过识别直流母线电压的波动, 可以快速调节电机的控制参数。在 Matlab/Simulink 软件中搭建了采用上述控制策略的空调电机仿真模型, 并依据空调的实际运行工况进行了仿真验证。结果表明, 该控制策略实现了直流母线电压波动下空调电机的全速域稳定运行。

关键词: 光储直柔 (PEDF); 直流空调; 直流母线电压波动; 空调电机

0 引言

随着经济的发展和人们生活水平的提高, 空调已经成为改善人们生活、居住条件的重要家电。在中国, 空调每年的耗电量占总发电量的 20% 以上^[1], 空调正常工作需将交流电经过整流和滤波转换为直流电, 多级能量变换导致效率降低。利用直流电直接给空调供电, 省掉了整流和滤波环节, 具有降低成本和提高能源利用效率等优势。随着光储直柔 (Photovoltaics, Energy Storage, Direct Current and Flexibility, PEDF) 新型电力系统的提出, 我国光伏发电技术快速发展, 光伏组件成本逐年下降, 为光伏直流空调的研究奠定了基础^[2-3]。为了解决空调大能耗问题, 我国推出了多项节能政策和新的空调标准^[4], 推动了空调产业与光伏发电产业相结合。因此, 直流空调的研究对实现“双碳”目标和可持续发展具有重要的现

基金项目: 直流家电关键技术研究与产品开发 (青岛市新兴产业培育计划) (23-1-4-xxgg-5-gx)

Key Technology Research and Product Development of DC Home Appliances (Qingdao Emerging Industry Cultivation Plan) (23-1-4-xxgg-5-gx)

实意义。

在光伏空调研究方面,文献[5]提出了一种能提高光伏利用效率的控制策略,通过太阳辐照强度的变化,对 4 个空调压缩机的联合运行及转速进行实时调节,实现了太阳能转换效率的提高。文献[6]提出了一种光伏空调结构的优化方案,采用加入了纳米流体的盘管式换热器作为中间冷却器,提高了光伏空调的最高能效比,并使光伏空调的耗电量降低了 12.24%。文献[7]提出了一种光伏空调能量转化控制策略,实现了光伏空调部件间的能量匹配优化及其制冰效率的提高。文献[8]提出了一种提高直流空调制冷效率的控制策略,实现了制冰蓄冷的同时进行融冰供冷,光伏空调的最高能效比达到了 0.36,较优化前提升了 56%。

光储直柔系统虽具有节能、低碳以及削峰填谷等优点^[9-11],但当系统内出现新能源出力变化等扰动时,其功率平衡被打破,从而导致直流母线电压出现较大的波动^[12-13],对直流空调电机的安全稳定运行提出了挑战。然而,现有的直流空调文献大多集中于提高运行效率、降低能耗,但对直流母线电压发生波动后如何保证直流空调电机稳定运行这一问题还未进行深入研究。由于无速度传感器和弱磁控制是目前变频空调电机的主流控制方式,因此,针对直流供电电压波动这一问题,本文采用了一种滑模观测器、最大转矩电流比和超前角弱磁相结合的控制策略,通过识别直流母线电压的波动,对电机控制参数进行快速调节,实现了空调电机全速域的安全稳定运行。

本文首先分析了交流空调驱动系统和直流空调驱动系统的拓扑结构及优缺点。其次,介绍了一种无速度传感器和弱磁控制相结合的空调电机控制策略。最后,通过 Matlab/Simulink 仿真软件对所采用控制策略的有效性进行仿真验证。

1 空调电机驱动系统拓扑

1.1 交流系统拓扑

交流空调电机驱动系统拓扑结构如图 1 所示,该系统采用 220 V 交流供电,经整流滤波和功率因数校正 (Power Factor Correction, PFC) 环

节^[14],为控制空调电机的逆变器提供稳定的直流电。然而,能量的多级变换造成了整个系统电能利用效率的降低。

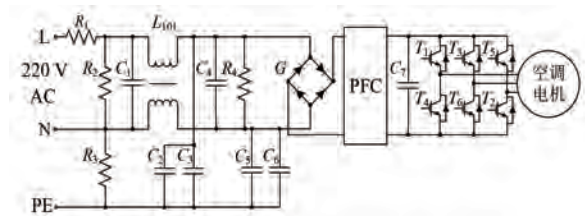


图 1 交流空调电机驱动系统

Fig. 1 AC air conditioning motor drive system

1.2 直流系统拓扑

光储直柔系统拓扑结构如图 2 所示^[15],直流母线可直接为空调电机逆变器供电,省掉了 PFC 等电路,提高了电能利用效率。然而,光储直柔系统中出现新能源出力变化、负荷投切等扰动后易造成直流母线电压的波动,对空调电机的安全稳定运行提出了挑战。

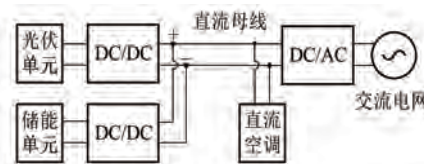


图 2 光储直柔系统拓扑结构

Fig. 2 Topology of PEDF system

直流空调电机驱动系统如图 3 所示,与常规交流空调电机驱动系统相比,该系统省掉了整流滤波电路和 PFC 电路,降低了空调成本,提高了电能利用效率。通过保留二极管整流电路,防止直流供电电源正负极反接,保证了驱动系统的安全性。

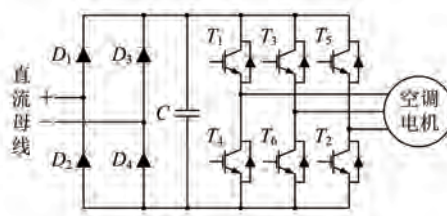


图 3 直流空调电机驱动系统

Fig. 3 DC air conditioning motor drive system

交流空调供电电压发生波动时,PFC 电路在改善功率因数同时保证了电机逆变器供电电压的稳定。由于光储直柔系统直流母线直接为直流空调供电,直流母线电压波动造成了逆变器供电电

压的改变,对直流空调高效运行提出了更高的要求。为了应对直流空调供电电压波动问题,本文采用了一种无速度传感器和弱磁控制相结合的电机控制策略,使直流空调电机能够在不同直流母线电压波动下保持全速域稳定运行。

2 电机控制策略

空调领域中永磁同步电机(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)凭借高效率、高功率因数和可控性好等优点得到了广泛应用^[16-17]。本文采用的 PMSM 控制策略包括滑模观测器(Sliding Mode Observer, SMO)、最大转矩电流比(Maximum Torque Per Ampere, MTPA)控制和超前角弱磁控制。

2.1 滑模观测器

本文 PMSM 定子采用三相对称绕组;转子为永磁体结构,忽略铁心饱和,且转子上没有阻尼绕组;不计涡流和磁滞损耗;永磁材料的电导率为 0。根据上述假设可以得到 PMSM 在 $d-q$ 坐标系下的数学模型:

$$\begin{cases} \frac{di_d}{dt} = \frac{1}{L_d}(-Ri_d + u_d + L_q\omega_e i_q - E_d) \\ \frac{di_q}{dt} = \frac{1}{L_q}(-Ri_q + u_q + L_d\omega_e i_d - E_q) \\ E_d = 0 \\ E_q = \omega_e \psi_f \end{cases} \quad (1)$$

式中: i_d 、 i_q 、 u_d 、 u_q 、 E_d 和 E_q 分别为 $d-q$ 坐标系下的定子电流、定子电压和感应电动势; R 为定子电阻; L_d 和 L_q 为 $d-q$ 坐标系下的定子电感; ω_e 为电角速度; ψ_f 为永磁体产生的磁链。

为了获取式(1)中的感应电动势,SMO 可设计为

$$\begin{cases} \frac{d\hat{i}_d}{dt} = \frac{1}{L_d}[-R\hat{i}_d + u_d + L_q\omega_e \hat{i}_q - Ksgn(\hat{i}_d - i_d)] \\ \frac{d\hat{i}_q}{dt} = \frac{1}{L_q}[-R\hat{i}_q + u_q + L_d\omega_e \hat{i}_d - Ksgn(\hat{i}_q - i_q)] \end{cases} \quad (2)$$

式中: $\hat{i}_d$ 和 $\hat{i}_q$ 为 $d-q$ 坐标系下的定子电流观测值; K 为滑模增益; $sgn()$ 为符号函数。

将式(2)与式(1)相减,可得定子电流误差的状态方程,即:

$$\begin{cases} \frac{di'_d}{dt} = \frac{1}{L_d}[-Ri'_d + E_d + L_q\omega_e i'_q - Ksgn(i'_d)] \\ \frac{di'_q}{dt} = \frac{1}{L_q}[-Ri'_q + E_q + L_d\omega_e i'_d - Ksgn(i'_q)] \end{cases} \quad (3)$$

式中: i'_d 和 i'_q 为 $d-q$ 坐标系下定子电流的观测误差。

将式(3)改写成向量形式为

$$\dot{\mathbf{i}'} = \mathbf{A}\mathbf{i}' + \mathbf{B}[-Ksgn(\mathbf{i}') + \mathbf{E}] \quad (4)$$

式中: $\mathbf{i}' = [i'_d \ i'_q]^T$; $\mathbf{E} = [E_d \ E_q]^T$; $\mathbf{A} =$

$$\begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & \frac{L_q}{L_d}\omega_e \\ \frac{L_d}{L_q}\omega_e & -\frac{R}{L_q} \end{bmatrix}; \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} \end{bmatrix}。$$

采用 SMO 对电流进行估计,其滑模面函数定义为

$$\mathbf{i}' = [i'_d \ i'_q]^T = 0 \quad (5)$$

当滑模增益足够大,即式(6)成立时,系统进入滑动模态,可得式(7):

$$\dot{\mathbf{i}'} \cdot \mathbf{i}'^T < 0 \quad (6)$$

$$\dot{\mathbf{i}'} = \mathbf{i}' = 0 \quad (7)$$

将式(4)代入式(7),可得:

$$\mathbf{E} = [Ksgn(\dot{\hat{i}}_d - i_d) \ Ksgn(\dot{\hat{i}}_q - i_q)]^T \quad (8)$$

可以看出, $\mathbf{E}$ 中包含不连续高频信号,将其经低通滤波器后可得等价控制量,即:

$$\mathbf{E} = \begin{bmatrix} [Ksgn(\dot{\hat{i}}_d - i_d)]_{eq} \\ [Ksgn(\dot{\hat{i}}_q - i_q)]_{eq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e \psi_f \end{bmatrix} \quad (9)$$

可以看出,利用 q 轴的感应电动势可以求出转子的速度和位置角。然而,电机实际运行过程中,由于受到温度等因素的影响,永磁体的磁链不是一个固定值^[18]。因此,通过 q 轴感应电动势计算出的转子速度和位置角并不准确。低通滤波器产生的幅值衰减和相位滞后也会影响转子位置的估算效果,因此,本文根据锁相环(Phase-Locked Loop, PLL)系统对频率和相位的跟踪特性,提取转子的位置信息^[19]。PLL 是一种自适应闭环系统,具有优良的实时跟踪和估算实际转子位置信息的能力^[20],即使在电压相角不平衡、谐波较大等情况下,也具有较好的跟踪性能。

PMSM 在 $d-q$ 坐标系下估计的感应电动势为

$$\begin{cases} E_d = e \sin(\hat{\theta}_e - \theta_e) \\ E_q = e \cos(\hat{\theta}_e - \theta_e) \end{cases} \quad (10)$$

式中: e 为端电压幅值; $\hat{\theta}_e$ 为 PLL 输出的转子位置角; θ_e 为实际的转子位置角。

当 PLL 输出的 $\hat{\theta}_e$ 与实际值一致时, d 轴感应电动势为 0。根据 d 轴感应电动势的估算值与其目标值 0 的差值, 经过 PLL 得到估算位置角。如果估算位置角滞后于 θ_e , 则误差信号增大, PLL 输出的转速 $\hat{\omega}_e$ 增大, 进而调节估算位置角, 使其逐渐接近 θ_e , 从而实现了转子位置信息的准确估算。SMO 实现流程如图 4 所示。

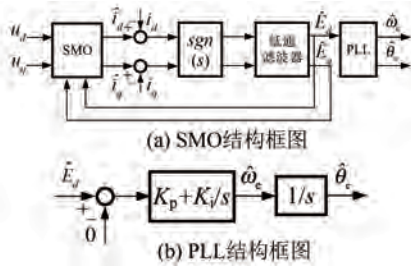


图 4 SMO 实现流程

Fig. 4 SMO implementation process

2.2 最大转矩电流比控制

MTPA 控制通过合理分配电机定子电流中的 d - q 轴分量, 用最小的定子电流得到最大的电磁转矩^[21]。PMSM 电磁转矩 T_e 的表达式为

$$T_e = \frac{3}{2} n_p [\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (11)$$

式中: n_p 为极对数。

当 i_d 小于 0 时, 电磁转矩增大, 电机的输出转矩增大。即当给定转矩值一定时, 通过求取 i_d 和 i_q 的最佳匹配关系, 可得到定子电流的最小幅值, 从而实现 MTPA 控制。

可以将 PMSM 的 MTPA 控制问题转化为求解极值问题, 以转矩为约束, 以最小定子电流幅值为目标, 建立数学模型:

$$\begin{cases} \min i_s = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \\ \text{s. t. } T_e = \frac{3}{2} n_p [\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \end{cases} \quad (12)$$

根据拉格朗日乘数法, 拉格朗日乘子 λ 为转矩变化时最小幅值的定子电流矢量 (i_d , i_q) 变化的系数。因此, 将拉格朗日乘子 λ 引入式 (12), 建立辅助函数:

$$F = \sqrt{i_d^2 + i_q^2} + \lambda \left\{ T_e - \frac{3}{2} n_p [\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \right\} \quad (13)$$

分别对 i_d 、 i_q 、 λ 求偏导数, 可得:

$$\begin{cases} \frac{\partial F}{\partial i_d} = \frac{i_d}{\sqrt{i_d^2 + i_q^2}} - \frac{3}{2} \lambda n_p (L_d - L_q) i_q \\ \frac{\partial F}{\partial i_q} = \frac{i_q}{\sqrt{i_d^2 + i_q^2}} - \frac{3}{2} \lambda n_p [\psi_f + (L_d - L_q) i_d] \\ \frac{\partial F}{\partial \lambda} = T_e - \frac{3}{2} n_p [\psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \end{cases} \quad (14)$$

令偏导数等于零, 进一步求得 i_d 和 i_q 满足关系式:

$$i_d = -\frac{\psi_f}{2(L_d - L_q)} + \frac{\sqrt{\psi_f^2 + 4(L_d - L_q)^2 i_q^2}}{2(L_d - L_q)} \quad (15)$$

2.3 超前角弱磁控制

d - q 坐标系下 PMSM 定子电压方程为

$$\begin{cases} u_d = R i_d + L_d \frac{d}{dt} i_d - L_q \omega_e i_q \\ u_q = R i_q + L_q \frac{d}{dt} i_q + L_d \omega_e i_d + \omega_e \psi_f \end{cases} \quad (16)$$

电机高速运行时, 忽略定子压降, 电压方程可简化为

$$\begin{cases} u_d = -L_q \omega_e i_q \\ u_q = L_d \omega_e i_d + \omega_e \psi_f \end{cases} \quad (17)$$

PMSM 电流和电压满足:

$$\begin{cases} u_s^2 = u_d^2 + u_q^2 \leq u_{s\max}^2 \\ i_s^2 = i_d^2 + i_q^2 \leq i_{s\max}^2 \end{cases} \quad (18)$$

式中: $u_{s\max}$ 和 $i_{s\max}$ 分别为定子电压和电流最大值。

将式 (18) 代入式 (17) 可得:

$$u_s = \omega_e \sqrt{(L_q i_q)^2 + (L_d i_d + \psi_f)^2} \quad (19)$$

可以看出, 当电机定子电压达到最大值时, 弱磁控制通过增加直轴电流分量 i_d 和减小交轴电流分量 i_q , 维持电压平衡, 达到弱磁升速的目的。传统弱磁控制利用 d - q 坐标系下的输出电压与 $u_{s\max}$ 之差, 通过比例积分 (Proportional Integral, PI) 调节器输出 i_d 的修正量。在电机重载运行时, 由于 d 轴电流从初始值跟踪到目标值需要一定时间, d 轴电流会超前 q 轴电流变化, 此时 q 轴电流不根据定子电流幅值进行调节, 而是随着转

电流矢量轨迹如图 5 所示,其中超前角 β 为 $d-q$ 坐标系下定子电流矢量 $\mathbf{i}_s$ 与 q 轴的夹角^[22]。

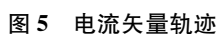


Fig. 5 Current trajectories

i_d 和 i_q 满足关系式:

$$\begin{cases} i_d = -i_s \sin\beta \\ i_q = i_s \cos\beta \end{cases} \quad (20)$$

可以看出,当 PMSM 的转速进一步提高时,电压极限椭圆的包络面积变小,使得 MTPA 控制输出的电流矢量从 B 点移动到 C 点。此时,超前

超前角弱磁控制流程如图 6 所示,将 $d-q$ 坐标系下的输出电压与 u_{smax} 作差,通过 PI 调节器求取超前角 β 。当电机未处于弱磁阶段时,PI 调节器处于正向饱和,经限幅后将输出超前角 β 置为零;当电机处于弱磁阶段时,PI 调节器退出饱和,输出的超前角 β 为负值($-\pi/2 \leq \beta < 0$),此时的超前角 β 与 MTPA 控制输出的直轴电流 i_{dm} 和交轴电流 i_{qm} 相结合实现了弱磁升速控制^[23]。

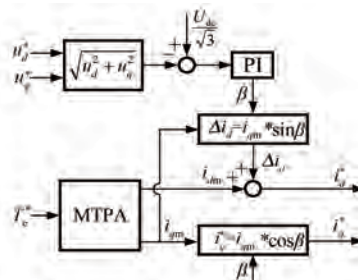


图 6 超前角弱磁控制流程框图

Fig. 6 Flow chart of leading angle flux weakening control

综上所述,整个直流空调 PMSM 的控制系统流程如图 7 所示。

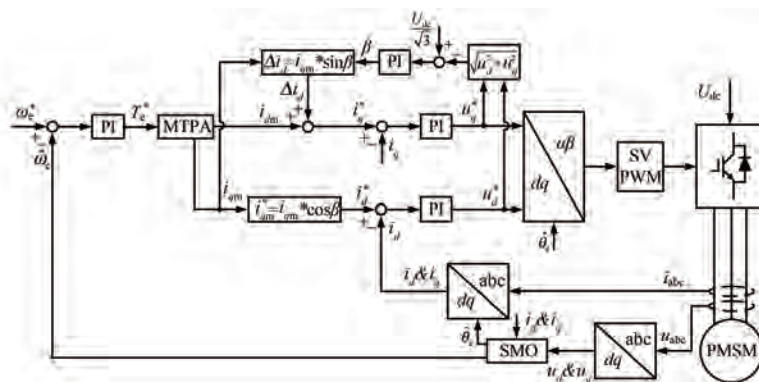


图 7 PMSM 控制系统流程框图

Fig. 7 Flow chart of PMSM control system

3 仿真验证

在 Matlab/Simulink 仿真软件中搭建模型,对上述控制策略进行仿真研究。空调 PMSM 参数如表 1 所示。

实际空调产品中 PMSM 启动过程运行工况如图 8 所示, PMSM 以 $0.25 \text{ N}\cdot\text{m}$ 的负载转矩启动后, 空调回油运行, 经 25 s 匀加速至

3 000 r/min, 保持恒定转速运行 35 s。然后, 进入升频带载运行阶段, 经 20 s 负载转矩匀速增加至 $2.5 \text{ N} \cdot \text{m}$, 同时电机匀加速至最高转速 7 200 r/min, 空调进入制冷模式。初始直流母线电压为额定电压 375 V, 35 s 和 85 s 时分别设定电压在 10 ms 内突降至 300 V, 持续 1 s 后快速恢复至额定电压。

表 1 空调 PMSM 参数

Tab. 1 Parameters of the air conditioner PMSM

参数名称	参数值
额定功率/W	940
额定电压/V	375
额定转速/(r·min ⁻¹)	3 600
额定转矩/(N·m)	2.5
极对数	4
定子电阻/Ω	2.93
直轴电感/mH	7.38
交轴电感/mH	12.21
转子磁链/Wb	0.106 8

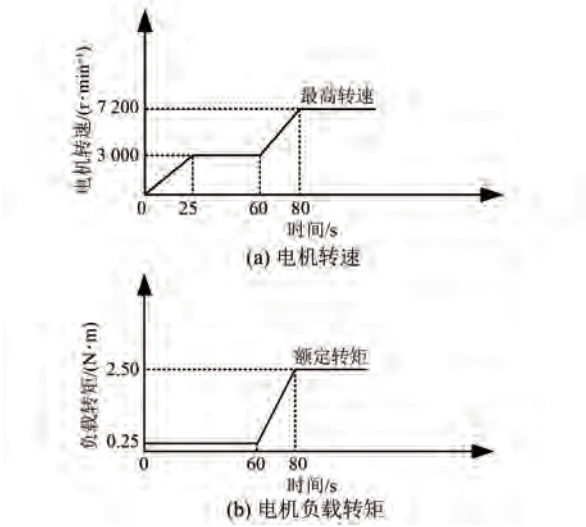


图 8 实际空调产品中 PMSM 运行工况

Fig. 8 Operating conditions of PMSM in actual air conditioning products

电机转速和电磁转矩分别如图 9 和图 10 所示。可以看出,仅采用 MTPA 控制时,电机最高转速为 4 300 r/min,不能满足空调运行最高转速要求,且直流母线电压第二次发生跌落后,电机转速波动过大。采用 MTPA 和超前角弱磁相结合的控制策略,通过图 10 所示电磁转矩的施加,实现了 PMSM 全速域的闭环稳定运行。

直流母线电压发生两次跌落后,电机转速实际值和观测值如图 11 所示。可以看出,在电机低速轻载运行阶段,SMO 能够迅速跟踪电机的实际转子位置,具有较好的转速跟踪性能;在电机高速重载运行阶段,SMO 仍能实现电机转子位置的准确估计,具有较高的可靠性和强鲁棒性。

直流母线电压发生两次跌落后,电机交轴和直轴电流如图 12 所示。可以看出,在电机低速轻载运行阶段,由于逆变器电压容量充裕,因此,当

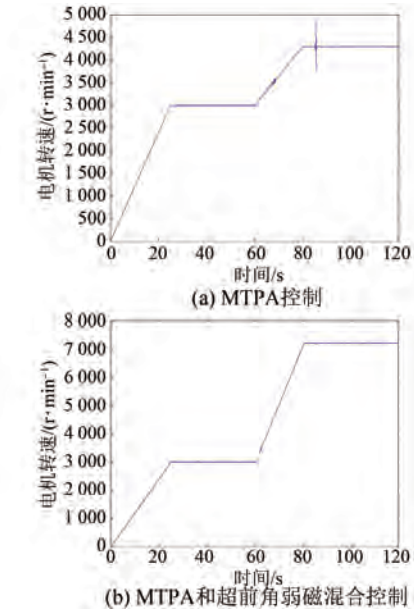


图 9 电机实际转速

Fig. 9 Actual rotation speed of the motor

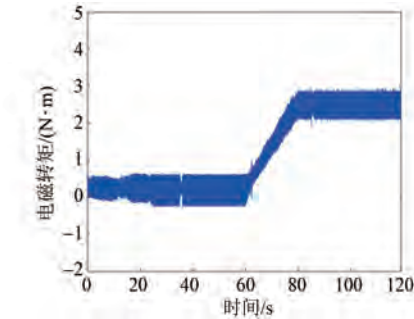


图 10 电磁转矩

Fig. 10 Electromagnetic torque

直流母线电压发生快速跌落时,电机仍能通过 MTPA 控制快速调节交轴和直轴电流,实现了电机转速的稳定。在电机高速重载运行阶段,由于图 6 中直流母线电压直接作为超前角弱磁控制的输入,因此,当直流母线电压发生快速跌落时,超前角弱磁控制通过增大超前角 β ,迅速增大直轴电流、减小交轴电流,从而保证了对目标转速的跟踪,稳定了电机转速。

4 结语

直流空调可直接接入光储直柔系统直流母线,省掉了整流滤波和 PFC 环节,具有低碳节能、降低成本和提高能源利用效率等优点,但直流母线电压的波动对直流空调电机的稳定运行提出了挑战。本文采用了一种 SMO、MTPA 和超前角弱

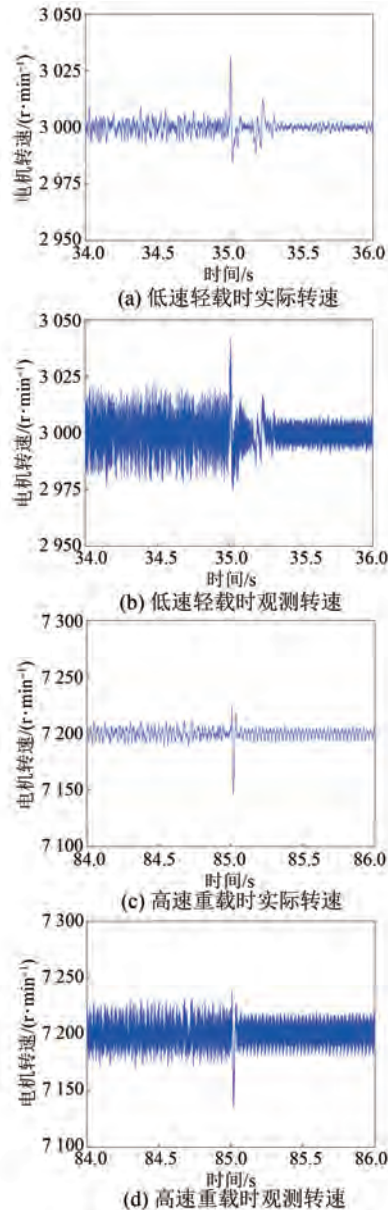


图 11 电压跌落的电机转速

Fig. 11 Motor speed of the first voltage drop

磁相结合的控制策略,SMO 实现了不同工况下对电机转速的快速跟踪,MPPT 和超前角弱磁的混合控制策略实现了直流母线电压波动后对交轴和直轴电流的快速调节,从而保证了直流空调电机的全速域稳定运行。

温度、工况和饱和等因素会导致电机磁链和参数出现偏差,从而对直流空调电机的稳定运行带来挑战。由于试验平台正在搭建,因此,对考虑参数出现偏差的直流空调电机控制策略研究和试验验证将作为下一阶段的研究课题。

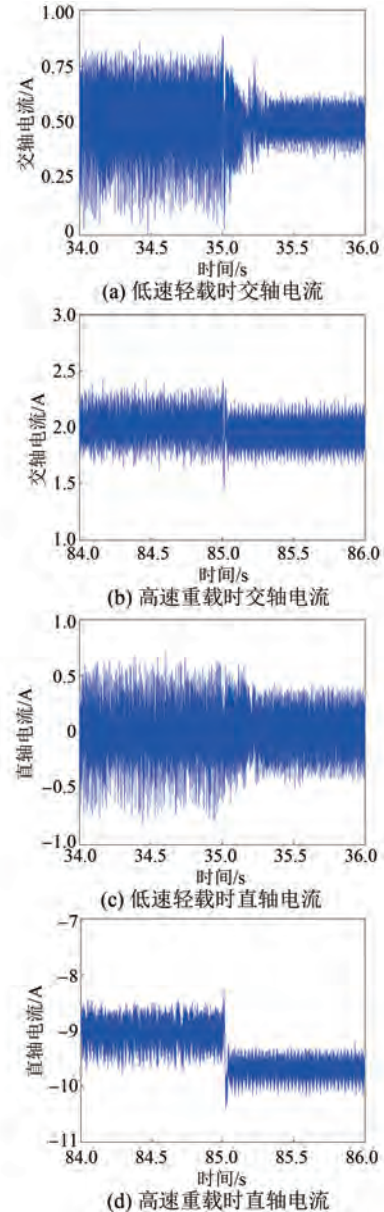


图 12 交轴和直轴电流变化情况

Fig. 12 Quadrature and direct axis current variation

参考文献

- [1] 施泽京. 变频空调单转子式压缩机无刷直流电机控制技术研究[D]. 成都: 电子科技大学, 2023.
SHI Z J. Research on control technology of brushless DC motor for single rotor compressor in inverter air conditioning [D]. Chengdu: University of Electronic Science and Technology of China, 2023.
- [2] WILLEKE G P. Thin crystalline silicon solar cells [J]. Solar Energy Materials & Solar Cells, 2002, 72 (1-4): 191-200.

- [3] 闪锦淮. 光伏直驱空调系统性能的理论及试验研究[D]. 重庆: 重庆大学, 2021.
- SHAN J H. Theoretical and experimental research on the performance of photovoltaic direct drive air conditioning system [D]. Chongqing: Chongqing University, 2021.
- [4] 部冬霞. 史上最严空调能效标准实施将给行业带来怎样的变局[J]. 中国质量监管, 2020, 9: 50-53.
- BU D X. What changes will be brought to the industry by the implementation of the strictest air conditioning energy efficiency standard in history [J]. Chinese Quality Supervision, 2020, 9: 50-53.
- [5] AXAPOULOS P, THEODORIDIS M. Design and experimental performance of a PV ice-maker without battery [J]. Solar Energy, 2009, 83: 1360-1369.
- [6] BALAJI N. Experimental investigations on the improvement of an air conditioning system with a nanofluid-based intercooler [J]. Arabian Journal for Science and Engineering, 2015, 40(6): 1681-1693.
- [7] 苏坤烨. 分布式独立光伏空调系统性能及部件匹配特性研究[D]. 昆明: 云南师范大学, 2016.
- [8] 王瑞, 李明, 王云峰, 等. 光伏直驱冰蓄冷空调系统性能分析[J]. 太阳能学报, 2020, 41(4): 30-36.
- WANG R, LI M, WANG Y F, et al. Performance analysis of photovoltaic direct-driven ice cool storage air conditioning system [J]. Acta Energiæ Solaris Sinica, 2020, 41(4): 30-36.
- [9] 王炳铮. 基于光储直柔的建筑配电系统及调度策略研究[D]. 北京: 北京建筑大学, 2023.
- WANG B Z. Research on building power distribution system and scheduling strategy based on PEDF [D]. Beijing: Beijing University of Civil Engineering and Architecture, 2023.
- [10] 王朝亮, 肖涛, 李少杰, 等. 农村住宅建筑光储直柔系统性能研究[J/OL]. 中国电力, 2023-1-10. <https://link.cnki.net/urlid/11.3265.TM.20230808.1058.004>.
- WANG C L, XIAO T, LI S J, et al. Performance investigation of PEDF system applied in rural areas [J/OL]. Electric Power, 2023-1-10. <https://link.cnki.net/urlid/11.3265.TM.20230808.1058.004>.
- [11] 邱燕超. “光储直柔”打造新型零碳电力[N]. 中国电力报, 2021-09-23(008).
- [12] 曹帅, 吴鑫, 刘锦玉, 等. 光储联合发电系统调度优化控制策略[J]. 电机与控制应用, 2023, 50(7): 89-94.
- CAO S, WU X, LIU J Y, et al. Scheduling optimization control strategy of PV-and-storage combined power generation system [J]. Electric Machines & Control Application, 2023, 50(7): 89-94.
- [13] 曹飞, 钱晶, 邹屹东, 等. 光伏功率扰动下的水电机组海鸥优化模糊 PID 控制研究[J]. 电机与控制应用, 2022, 49(7): 70-76.
- CAO F, QIAN J, ZOU Y D, et al. Research on Seagull optimal fuzzy PID control of hydropower unit under photovoltaic power disturbance [J]. Electric Machines & Control Application, 2022, 49(7): 70-76.
- [14] 李琴. 变频空调控制系统的设计与实现[D]. 武汉: 武汉邮电科学研究院, 2015.
- LI Q. Design and realization of control system of variable frequency air conditioner [D]. Wuhan: Wuhan Research Institute of Posts and Telecommunications, 2015.
- [15] 史梁. 光储直柔系统虚拟惯性和辅助调频控制策略[D]. 秦皇岛: 燕山大学, 2022.
- SHI L. Virtual inertia and auxiliary frequency modulation control strategy for PEDF system [D]. Qinhuangdao: Yanshan University, 2022.
- [16] 郝正强. 内置式永磁同步电机单转子压缩机优化调速控制[D]. 长春: 吉林大学, 2023.
- HAO Z Q. Optimal speed control for interior permanent magnet synchronous motor single rotor compressors [D]. Changchun: Jilin University, 2023.
- [17] 朱红庆, 钟思恒, 陈祥林, 等. 基于高频电压注入的带辅助齿 SPMSM 转子机械角度无传感器辨识策略[J]. 电机与控制应用, 2023, 50(7): 35-42+50.
- ZHU H Q, ZHONG S H, CHEN X L, et al. Sensorless identification strategy of SPMSM rotor mechanical angle with auxiliary teeth based on high-frequency voltage injection [J]. Electric Machines & Control Application, 2023, 50(7): 35-42+50.
- [18] 王高林, 杨荣峰, 于泳, 等. 内置式永磁同步电机无位置传感器控制[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(30): 93-98.
- WANG G L, YANG R F, YU Y, et al. Position sensorless control for interior permanent magnet

- synchronous motor [J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(30): 93-98.
- [19] 鲁文其, 胡育文, 杜栩杨, 等. 永磁同步电机新型滑模观测器无传感器矢量控制调速系统[J]. 中国电机工程学报, 2010, 30(33): 78-83.
- LU W Q, HU Y W, DU X Y, et al. Sensorless vector control using a novel sliding mode observer for PMSM speed control system [J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(33): 78-83.
- [20] 孙庆国, 朱晓磊, 牛峰, 等. 基于改进型积分滑模观测器的PMSM无位置传感器控制[J/OL]. 中国电机工程学报, 2023-1-10. <https://link.cnki.net/doi/10.13334/j.0258-8013.pcsee.230215>.
- SUN Q G, ZHU X L, NIU F, et al. Sensorless control of permanent magnet synchronous motor based on improved integral sliding mode observer [J/OL]. Proceedings of the CSEE, 2023-1-10. <https://link.cnki.net/doi/10.13334/j.0258-8013.pcsee.230215>.
- [21] 张旭隆, 王峰, 张晓, 等. 基于MTPA的内置式永磁同步电机转矩预测控制[J]. 电机与控制应用, 2018, 45(3): 46-50.
- ZHANG X L, WANG F, ZHANG X, et al. Torque predictive control of interior permanent magnet synchronous motor based on MTPA [J]. Electric Machines & Control Application, 2018, 45(3): 46-50.
- [22] 于家斌, 秦晓飞, 郑军, 等. 一种改进型超前角弱磁控制算法[J]. 电机与控制学报, 2012, 16(3): 101-106.
- YU J B, QIN X F, ZHENG J, et al. Improved leading angle flux weakening control algorithm [J]. Electric Machines and Control, 2012, 16(3): 101-106.
- [23] 刘雨石, 乔鸣忠, 朱鹏. 基于SVPWM过调制的超前角弱磁控制永磁同步电机的策略研究[J]. 电机与控制应用, 2018, 45(2): 28-33.
- LIU Y S, QIAO M Z, ZHU P. Research on over-angle weakening control strategy based on SVPWM overmodulation [J]. Electric Machines & Control Application, 2018, 45(2): 28-33.

收稿日期:2023-11-02

收到修改稿日期:2024-01-14

作者简介:

王劭中(2000-),男,硕士研究生,研究方向为直流家电与永磁同步电机控制,1030490040@qq.com;

*通信作者:由 蕤(1984-),男,博士,教授,研究方向为分布式发电与微电网,yourui1984@163.com。

