DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2025.5.216 **中图分类号**：TM351 **文献标志码**：A

一种无电解电容永磁同步电机有源阻尼控制策略

谢仕宏，陈劲帆，杨智浩，陈景文
(陕西科技大学电气与控制工程学院，西安 710021)

摘要：针对电解电容在永磁同步电机PMSM(permanent magnet synchronous motor)驱动系统中体积大、成本高和易损坏的缺点，提出1种带有RD阻尼电路的无电解电容PMSM有源阻尼控制策略。首先分析直流母线侧薄膜电容大小的选取与网侧输入功率之间的关系，推导得到直流母线电压与电容的动态方程。然后，提出1种基于d轴重复控制的有源阻尼功率解耦控制方法，以提高网侧电流功率因数。同时，对q轴采用功率变换的控制策略，改善电机的动态负阻抗特性。利用RD阻尼电路简化控制指令，吸收过冲电压。最后，仿真与实验结果表明，在采用小容值薄膜电容后，有源阻尼控制可有效改善电流畸变，抑制转矩脉动。

关键词：无电解电容；永磁同步电机；有源阻尼控制；转矩脉动抑制

Active Damping Control Strategy for Permanent Magnet Synchronous Motor without Electrolytic Capacitors

XIE Shihong, CHEN Jinfan, YANG Zhihao, CHEN Jingwen
(College of Electrical & Control Engineering, Shaanxi University of Science & Technology, Xi'an 710021, China)

Abstract: Aimed at the shortcomings of large size, susceptibility to damage and high cost associated with electrolytic capacitors in permanent magnet synchronous motor (PMSM) drive systems, an active damping control strategy for PMSM without electrolytic capacitors is proposed by incorporating an RD damping circuit. First, the relationship between the selection of the film capacitor on the DC-bus side and the grid-side input power is analyzed, and the dynamic equations for the DC-bus voltage and capacitance are derived. Then, an active damping power decoupling method based on *d*-axis repetitive control is put forward to enhance the grid-side current power factor. Meanwhile, a control strategy based on *q*-axis power transformation is introduced to improve the motor's dynamic negative-impedance characteristics. The RD damping circuit is utilized to simplify control commands and absorb the overshoot voltage. Finally, simulation and experimental results indicate that with the use of small-capacity film capacitors, the active damping control effectively reduces the current distortion and suppresses the torque ripple.

Keywords: Electrolytic capacitor-less; permanent magnet synchronous motor (PMSM); active damping control; torque ripple suppression

传统交流变频调速系统为了稳定直流母线电压，直流母线需要并联大容量电解电容[1]。如何减小直流母线电容尺寸并省去功率因数校正装置是永磁同步电机PMSM(permanent magnet synchronous motor)变频调速的研究难点[2-6]。薄膜电容的使用寿命长、性能好，成为近年来永磁同步电机驱动系统研究的热点，可使用薄膜电容以延长系统的使用寿命，提高可靠性[7-10]。

目前，无电解电容PMSM的研究主要集中在

收稿日期：2024-05-20；**修回日期**：2024-06-27，2024-07-31；
录用日期：2024-08-13；**网络首发日期**：2024-09-05
基金项目：陕西省重点研发计划资助项目(2023-YBGY-304)；陕西科技大学自然科学基金资助项目(2020BJ-11)
This work is supported by Shaanxi Province Key R&D Plan under the grant 2023-YBGY-304; Natural Science Foundation of Shaanxi University of Science and Technology under the grant 2020BJ-11

提高直流母线电压的利用率及实现逆变侧高功率因数控制[11-13]。为提高系统的稳定性，有源阻尼方法被提出。文献[14]提出了 1 种无源阻尼和新型功率解耦的方法，思路新颖，但在主电路中增加了电路元件，功率损耗大，成本增加；文献[15]提出增加虚拟阻抗的方法，改变电压指令以降低谐波的影响，但对谐波的抑制效果有限；文献[16-17]使用有源阻尼控制从母线电压中提取谐振信息，但在系统设计上难度增大。

本文提出 1 种简化的有源阻尼控制的无电解电容 PMSM 控制方法，结合 RD 阻尼电路，提高了系统的稳定性。首先对无电解电容驱动系统进行分析，确定了系统的稳定条件，并提出 1 种带有 RD 阻尼电路的有源阻尼功率解耦控制方法，以改善系统的动态负阻抗特性。与现有方法相比，本方法降低了电路设计的难度和设备成本，提高了系统的可靠性和稳定性。

1　系统分析

带有 RD 阻尼电路的无电解电容 PMSM 变频调速系统的结构如图 1 所示。图中：C 为小容量薄膜电容；R 为电阻，D 为二极管，共同构成阻尼电路；u_Z 为网侧电压；L_g 为网侧滤波电感；D_1~D_4 为整流二极管；VT_1~VT_6 为逆变器开关管；VD_1~VD_6 为续流二极管。

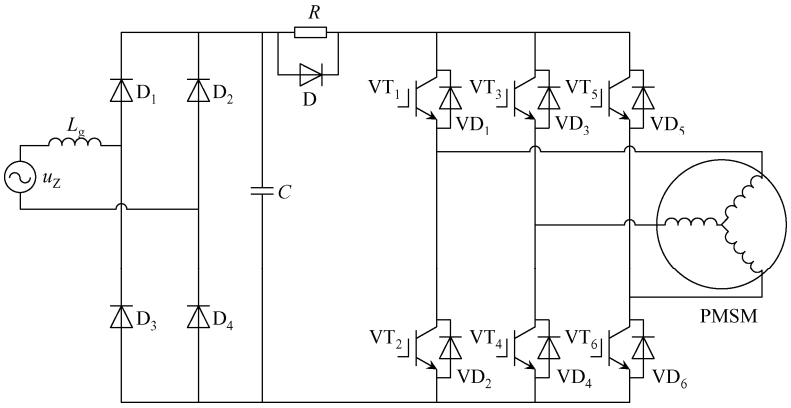


图 1　无电解电容变频系统主电路

Fig. 1 Main circuit of variable-frequency system without electrolytic capacitors

假设输入为单位功率因数，则变换器瞬时功率关系可表示为

$$\begin{cases} u_Z = U_m \sin(\omega_g t) \\ i_Z = I_m \sin(\omega_g t) \\ P_Z = P_{ave}[1-\cos(2\omega_g t)] \\ P_{ave} = \dfrac{1}{T}\int_0^T P_Z \mathrm{d}t = \dfrac{U_m I_m}{2} \end{cases} \tag{1}$$

式中：U_m 为网侧电压的幅值，V；ω_g 为电网电压角频率，rad/s；t 为时间变量；i_Z 为网侧输入电流；I_m 为网侧输入电流的幅值，A；P_Z 为输入瞬时功率，W；P_{ave} 为网侧输入功率平均值，W；T 为信号周期。

当恒功率控制下的逆变器输出功率 P_{CPL} 为正时，电机消耗功率、逆变器输入功率 P_{inv} 也为正，此时电流流向电机，二极管 D 导通，忽略二极管导通电压，则逆流电阻 R 不工作。由输入瞬时功率 P_Z、直流母线薄膜电容瞬时功率 P_c 和负载瞬时功率 P_M 守恒可知：P_Z=P_c+P_M。若 P_M=P_{ave}，则

$$P_c = P_{ave}\cos(2\omega_g t) = C\frac{\mathrm{d}u_{dc}}{\mathrm{d}t}u_{dc} \tag{2}$$

式中：u_{dc} 为直流母线电压，V。

对式(2)两边积分后进行泰勒级数展开可得直流母线电压为

$$u_{dc} \approx U_{ave} + \frac{P_M}{2U_{ave}\omega_g C}\sin(2\omega_g t) \tag{3}$$

式中，U_{ave} 为平均电压。

由(3)式可知，当 P_M 不变时，直流母线电容降低会导致电压纹波增大。由式(2)可知，当直流母

线电压恒定时，电容降低，电容吸收的瞬时功率降低，即 $P_{\mathrm{M}} \neq P_{\mathrm{ave}}$，负载受输入功率中无功分量的影响而失去平衡。因此，在无电解电容 PMSM 调速系统中，应跟随输入瞬时功率来调节负载功率，以实现系统的稳定控制。

2 控制算法分析

2.1 系统稳定性分析

对图 1 所示无电解电容交-直-交变频系统进行稳定性分析时，因机械惯性远大于系统电磁惯性，逆变器可近似为恒功率 CPL(constant power load)，此时图 1 可以简化为图 2 所示的等效电路。图中：I_{s} 为等效输入电流；L_{s} 为滤波电感；R_{s} 为线路电阻；I_{CPL} 为等效负载电流。

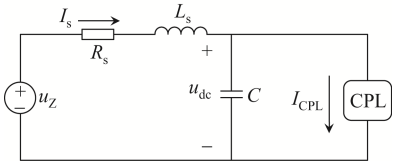


图 2 系统等效电路

Fig. 2 Equivalent circuit of system

将系统整流侧等效为 1 个电压源和阻抗，其中线路阻抗与整流二极管阻抗分别等效为 R_{s} 和 L_{s}。在恒功率控制系统下由于负阻抗特性的存在，负载电流 I_{CPL} 与母线电压 u_{dc} 成反比。

为简化分析过程，暂不考虑 RD 逆流电路。根据图 2 中的等效电路，在零初始条件下进行拉普拉斯变换可以求得

$$U_{\mathrm{Z}}(s) = sL_{\mathrm{s}}I_{\mathrm{s}}(s) + R_{\mathrm{s}}I_{\mathrm{s}}(s) + U_{\mathrm{dc}}(s) \tag{4}$$

$$I_{\mathrm{s}}(s) = sCU_{\mathrm{dc}}(s) + I_{\mathrm{CPL}}(s) \tag{5}$$

$$P_{\mathrm{CPL}}(s) = I_{\mathrm{CPL}}(s)U_{\mathrm{dc}}(s) \tag{6}$$

式中：U_{Z} 为网侧电压的频域形式；U_{dc} 为母线电压的频域形式。

联立式(4)~式(6)可得系统的传递函数为

$$s^2 + \left(\frac{R_{\mathrm{s}}}{L_{\mathrm{s}}} + \frac{P_{\mathrm{CPL}}}{Cu_{\mathrm{dc}}^2}\right)s - \frac{u_Z u_{\mathrm{dc}} - R_{\mathrm{s}}P_{\mathrm{CPL}} - u_{\mathrm{dc}}^2}{L_{\mathrm{s}}Cu_{\mathrm{dc}}^2} = 0 \tag{7}$$

根据赫尔维茨稳定判据，若要使所有根实部均为负，则系统的稳定性条件为

$$\frac{R_{\mathrm{s}}}{L_{\mathrm{s}}} > -\frac{P_{\mathrm{CPL}}}{Cu_{\mathrm{dc}}^2} \tag{8}$$

当电机稳定进入电动状态时，P_{CPL} 为正，等式恒成立。在无电解电容 PMSM 驱动系统中，母线电压以 2 倍工频的半波脉动，在 2 个脉动周期之间存在小范围的能量空隙无法给电机供电，这个时间范围内依靠电动机的机械惯性会产生 1 个反向电动势使得 P_{CPL} 为负，而驱动系统的线路阻抗远低于负载功率，式(8)不成立，此时系统不能稳定运行，且产生过冲电压对电容造成损害。

引入 RD 逆流电路后，当 P_{CPL} 为正时，二极管 D 导通，系统稳定条件不变。当电机能量回馈 P_{CPL} 为负时，二极管 D 截止，电流经逆流电阻 R 被消耗，等效直流母线电阻增加 R，回馈能量被消耗，式(8)赫尔维茨稳定判据修改为

$$\frac{R_{\mathrm{s}} + R}{L_{\mathrm{s}}} > -\frac{P_{\mathrm{CPL}}}{Cu_{\mathrm{dc}}^2} \tag{9}$$

由式(9)可知，增加逆流电阻 R，母线电压可防冲击，有效改善了系统的稳定性能。

2.2 基于重复控制的 *d* 轴电流控制策略

PMSM 电动工况当中，设 γ 为定子电压空间矢量与 d 轴的夹角，δ 为定子电流空间矢量与 d 轴的夹角，则有

$$\begin{cases} i_d = i_{\mathrm{s}}\cos\delta \\ i_q = i_{\mathrm{s}}\sin\delta \\ u_d = u_{\mathrm{s}}\cos\gamma \\ u_q = u_{\mathrm{s}}\sin\gamma \end{cases} \tag{10}$$

式中：i_d 和 u_d 分别为电机电流和电压的 d 轴分量；i_q 和 u_q 分别为电机电流和电压的 q 轴分量；i_{s} 和 u_{s} 分别为电机的定子电流和电压。

电机的功率因数 $\cos\varphi$ 可以表示为

$$\cos\varphi = \cos(\gamma - \delta) = \frac{u_d i_d + u_q i_q}{u_{\mathrm{s}} i_{\mathrm{s}}} \tag{11}$$

此时忽略定子电阻，电机的功率因数可以表示为

$$\cos\varphi = \frac{i_q[\psi_{\mathrm{f}} + (L_d - L_q)i_d]}{i_{\mathrm{s}}\sqrt{(\psi_{\mathrm{f}} + L_d i_d)^2 + (L_q i_q)^2}} \tag{12}$$

式中：ψ_f 为转子磁链的幅值；L_d 和 L_q 分别为电机在 d 轴和 q 轴的电感，H。

由式(12)可以看出，电动机的功率因数与 d 轴和 q 轴的电流分量密切相关。在传统矢量控制中，一般采用 i_d=0 控制，则式(10)可以改写为

$$\cos\varphi=\psi_f\Big/\sqrt{\psi_f^2+\left(L_d\frac{2T_e}{3n\psi_f}\right)^2} \tag{13}$$

式中：T_e 为电机的转矩，N·m；n 为电机转速，r/min。

由式(13)可以看出，在传统矢量控制方式下，随着转矩的不断增大，电机的功率因数会明显下降。因此，在无电解电容 PMSM 驱动系统中，为了提升系统的功率因数，应采用 d 轴弱磁控制[17]。

稳态工况下 PMSM 的定子电压为

$$u_s=\sqrt{u_d^2+u_q^2}=\sqrt{(Ri_d-\omega\psi_q)^2+(Ri_q+\omega\psi_d)^2}=\sqrt{(Ri_d-\omega L_q i_q)^2+(Ri_q+\omega\psi_f+\omega L_d i_d)^2} \tag{14}$$

式中：ω 为电机转子角速度，rad/s；ψ_d、ψ_q 分别为定子 d、q 轴磁链。

在电机高速运行时，忽略定子电阻及感抗压降可得

$$u_s\approx\omega\sqrt{(L_q i_q)^2+(\psi_f+L_d i_d)^2} \tag{15}$$

在无电解电容 PMSM 驱动系统中，供电系统多采用电压型逆变器，因此电机的定子相电压峰值应满足

$$u_s\leqslant\frac{u_{dc}}{\sqrt{3}} \tag{16}$$

可得 d 轴电流的约束条件为

$$\frac{(i_d+\psi_f/L_d)^2}{L_q L_d}+i_q^2\leqslant\frac{u_{dc}}{3\omega^2 L_q^2} \tag{17}$$

由式(17)可得 d 轴弱磁控制框图如图 3 所示，由于母线电压 u_{dc} 存在 2 倍工频的波动，利用传统 PI 控制难以实现脉动信号的无静差跟踪，故采用重复控制解决上述问题。

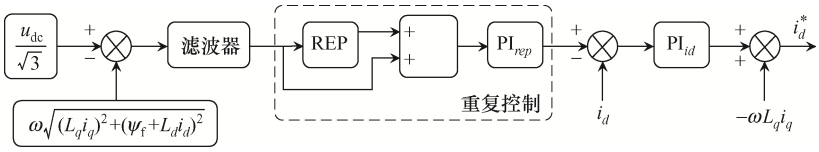


图 3　d 轴电流控制框图

Fig. 3 Block diagram of *d*-axis current control

重复控制器的补偿环节可以表示为 $k_s z^{-N+k}$，其中 k_s 为重复控制器的增益，z^{-1} 为离散单位延迟因子，N 为每个周期的采样次数，k 为补偿系数。选用 k=4 的重复控制器，电机的驱动频率为 10 kHz，直流母线电压脉动频率为 100 Hz，因此取重复控制器的采样周期为 100，此时控制器的稳定条件为

$$\left|Q(z)(1-k_s)\right|<1\qquad\forall z=e^{j\omega} \tag{18}$$

式中，$Q(z)$为常数型低通滤波器，取 $Q(z)$=0.95。

由式(18)可计算出重复控制器的增益范围为 −0.05~2.05，取 0.85。

重复控制器采用嵌入式结构，将其输出作为 PI 控制器的给定值，当输出无静差时，PI 控制器输出为负，电机进入弱磁调速状态。同时，在控制算法中加入解耦参数，实现 d 轴和 q 轴分量的充分解耦。

2.3 基于 q 轴功率变换的有源阻尼控制法

采用不可控整流得到的直流母线电压含有 2 倍工频的扰动电压分量，将导致电机电磁转矩脉动。为进一步增强系统的稳定性，抑制电机的转矩脉动，本文在图 1 中的直流环节引入有源阻尼控制，实现对系统动态负阻抗特性的改变，其等效电路如图 4 所示。图中：I_Z 为有源阻尼环节的输入电

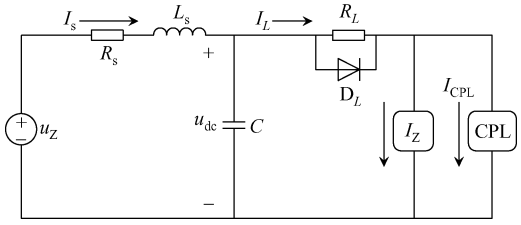


图 4　有源阻尼系统等效电路

Fig. 4 Equivalent circuit of active damping system

流，其大小受直流母线电压控制；I_L 为电感电流；R_L 为逆流电阻；D_L 为逆流二极管。有源阻尼控制方法及系统稳定性分析如下。

在图 1 所示的电路中，输入功率、直流母线电容功率和逆变器输出功率的关系可以表示为

$$P_{\mathrm{Z}} = P_{\mathrm{c}} + P_{\mathrm{CPL}} \tag{19}$$

P_{CPL} 可以用 d、q 轴电流、电压表示为

$$P_{\mathrm{CPL}} = u_d^* i_d + u_q^* i_q \tag{20}$$

式中：u_d^*、u_q^* 为 dq 坐标系下的电压参考值，V。

有源阻尼仅注入 q 轴，可以视为电机在 q 轴的 1 个扰动，因此，电机的动态方程可以表示为

$$\begin{cases} u_d = u_{d0} + \Delta u_d \\ u_q = u_{q0} + \Delta u_q \\ i_d = i_{d0} + \Delta i_d \\ i_q = i_{q0} + \Delta i_q \end{cases} \tag{21}$$

式中：u_{d0} 和 u_{q0}、i_{d0} 和 i_{q0} 分别为稳态时电机 d 轴和 q 轴的电压、电流；Δu_d 和 Δu_q、Δi_d 和 Δi_q 分别为电机 d 轴和 q 轴的电压、电流增量。

由于 d 轴扰动为 0，即 Δi_d=0，忽略增量乘积可得

$$\begin{cases} \Delta u_d \approx R_d \Delta i_d + L_d \dfrac{\mathrm{d}\Delta i_d}{\mathrm{d}t} - \omega_0 L_q \Delta i_q - \Delta\omega L_q i_{q0} \\ \Delta u_q \approx R_q \Delta i_q + L_q \dfrac{\mathrm{d}\Delta i_q}{\mathrm{d}t} + \Delta\omega \psi_{\mathrm{f}} + \Delta\omega L_d i_{d0} \end{cases} \tag{22}$$

式中：R_d 和 R_q 分别为 d 轴和 q 轴定子电阻；ω_0 为电机电角度稳态值；$\Delta\omega$ 为电机电角度增量。

化简式(22)并代入电机转矩方程，得到 q 轴扰动系数与转矩增量 ΔT_{e} 的关系为

$$\Delta T_{\mathrm{e}} = 1.5 n \psi_{\mathrm{f}} \Delta i_q \tag{23}$$

由式(23)可知，合理控制 Δi_q 可以消除由于瞬时变化引起的转矩波动，有效抑制电机转矩脉动。在引入有源阻尼后 Δi_d=0，由式(3)、式(21)、式(22)可推导出有源阻尼电路吸收的扰动功率 ΔP_q，进而可得 I_{Z} 为

$$I_{\mathrm{Z}} = \Delta P_q / U_{\mathrm{dc}} = \frac{R_q \Delta i_q^2 + L_q \Delta i_q (\mathrm{d}\Delta i_q / \mathrm{d}t) + \Delta\omega \psi_{\mathrm{f}} \Delta i_q + \Delta\omega L_d i_d \Delta i_q}{U_{\mathrm{ave}} + P_{\mathrm{CPL}} / (2 U_{\mathrm{ave}} \omega_{\mathrm{g}} C) \cdot \sin(2\omega_{\mathrm{g}} t)} \approx k_{\mathrm{d}} P_{\mathrm{CPL}} \tag{24}$$

式中，k_{d} 为阻尼比例系数。

由于加入逆流电阻，可控制 k_{d} 恒为正数，此时系统的状态方程为

$$as^2 + bs + c = 0 \tag{25}$$

$$\begin{cases} a = 1 \\ b = \dfrac{R_{\mathrm{s}}}{L_{\mathrm{s}}} + \dfrac{P_{\mathrm{CPL}} (L_{\mathrm{s}} + k_{\mathrm{d}} L_{\mathrm{s}} u_{\mathrm{dc}} + R_{\mathrm{s}})}{L_{\mathrm{s}} C u_{\mathrm{dc}}^2} \\ c = \dfrac{k_{\mathrm{d}} R_{\mathrm{s}} P_{\mathrm{CPL}} u_{\mathrm{dc}} + u_{\mathrm{dc}}^2 - u_{\mathrm{Z}} u_{\mathrm{dc}}}{L_{\mathrm{s}} C u_{\mathrm{dc}}^2} \end{cases} \tag{26}$$

根据赫尔维茨稳定判据，加入 RD 阻尼电路后的系统的稳定性条件为

$$\frac{R_{\mathrm{s}} + R_L}{L_{\mathrm{s}}} > -\frac{k_{\mathrm{d}} P_{\mathrm{CPL}}}{P_{\mathrm{CPL}} + C u_{\mathrm{dc}}^2} \tag{27}$$

此时的有源阻尼电流只要跟随负载功率变化就能始终满足系统稳定性判据，加入 RD 阻尼电路后，阻尼系数与逆流电阻 R_L 可以达到动态平衡，因此仅需 1 个固定系数就能改善系统的动态特性。图 5 为基于 q 轴功率控制的有源阻尼控制策略的控制系统框图，图中：ω_{n}^* 为转子磁链角速度参考值；$\hat{\omega}_{\mathrm{n}}$ 为转子磁链角速度估计值；i_{q}^* 为 q 轴电流给定值。转速调节器的输出作为功率控制的输入 P_{in}。由于存在功率扰动，需要乘以电网的扰动频率来对转速脉动进行跟踪。根据系统的功率关系，输出的功率减去母线电容功率 P_{c} 和逆变器的输出功率 P_{CPL} 可得到 q 轴电流调节器输入量。在 d 轴励磁电流恒定的情况下，P_{CPL} 扰动体现在 q 轴电流变化上，在 q 轴给定电流中加入有源阻尼系数，引入有源阻尼进行补偿，实现系统的稳定控制。

由(1)式可知直流母线电容电压存在扰动分量，经过整流电路后，负载侧瞬时功率变化为电网功率的 2 倍进行扰动[18]。

当系统工作在稳定状态时，直流母线电压与电网电压近似，u_{dc} 可以表示为

$$u_{\mathrm{dc}} = \left| U_{\mathrm{m}} \sin(\omega_{\mathrm{g}} t) \right| \tag{28}$$

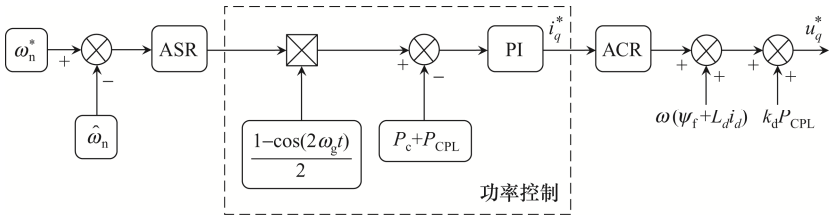


图 5　功率控制系统框图

Fig. 5 Block diagram of power control system

结合式(2)可以推导出母线电容的功率为

$$P_{\mathrm{c}}=P_{\mathrm{ave}}\cos(2\omega_{\mathrm{g}}t)=\omega_{\mathrm{g}}CU_{\mathrm{m}}^{2}\sin(\omega_{\mathrm{g}}t)\cos(\omega_{\mathrm{g}}t) \tag{29}$$

3　仿真分析与实验

为了验证本文提出的有源阻尼方法的可行性，基于 MATLAB/Simulink 对系统进行仿真建模，仿真参数见表 1。

表 1　仿真参数

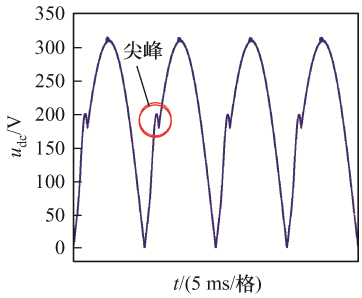
Tab. 1 Simulation parameters

参数	数值
极对数 n_{p}	4
转矩常数 K_{t}/[(N·m)·A^{-1}]	0.372
定子电阻 R/Ω	0.025
母线电压 u_{dc}/V	220
转动惯量 J/(kg·m^2)	0.01
d 轴电感 L_d/mH	0.2
q 轴电感 L_q/mH	0.47
给定转速 n_{ref}/(r·min^{-1})	1 000
给定转矩 T_{e}/(N·m)	5
开关频率/kHz	10
永磁磁链 ψ_{f}/Wb	0.062
电容参数 C/μF	10
电感参数 L_{g}/mH	0.5

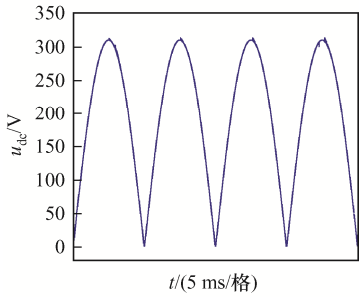
3.1　仿真分析

基于所提方案对无电解电容 PMSM 驱动系统的稳定性改善情况，给出采用 RD 有源阻尼控制下的电机运行情况并与改进前的控制结果进行对比。

直流母线电压仿真波形如图 6 所示。由图 6(a)可见，未采用阻尼电路控制策略时，直流母线电压呈现 100 Hz 半波脉动，同时在半波中间存在 1 个电压尖峰，此暂态过程中电机进入发电状态，电机瞬时功率为负，对直流母线电容产生冲击；由图 6(b)可见，采用阻尼电路控制策略时，直流母线电压的回馈能量被阻尼电路吸收，电压波形平滑。



(a) 未采用阻尼电路控制策略



(b) 采用阻尼电路控制策略

图 6　直流母线电压仿真波形

Fig. 6 Simulation waveforms of DC-bus voltage

图 7 为电机侧转速、转矩、三相电流及三相电流展开仿真波形。由图 7(a)可见，电机三相电流不对称，导致电机转速超调量达 20%，转矩大范围脉动。图 7(b)和(c)为采用阻尼电路控制策略后的电机仿真波形，分别取 k_{d}=0.5 和 k_{d}=0.2 进行仿真，可以看出，转速平滑上升，超调量减小，小范围波动，转矩脉动控制在 2 N·m。本文提出的控制策略在 k_{d}=0.2 时，系统的稳定性更好，电机三相电流接近正弦波形，网侧电流总谐波畸变率降低，改善效果明显。

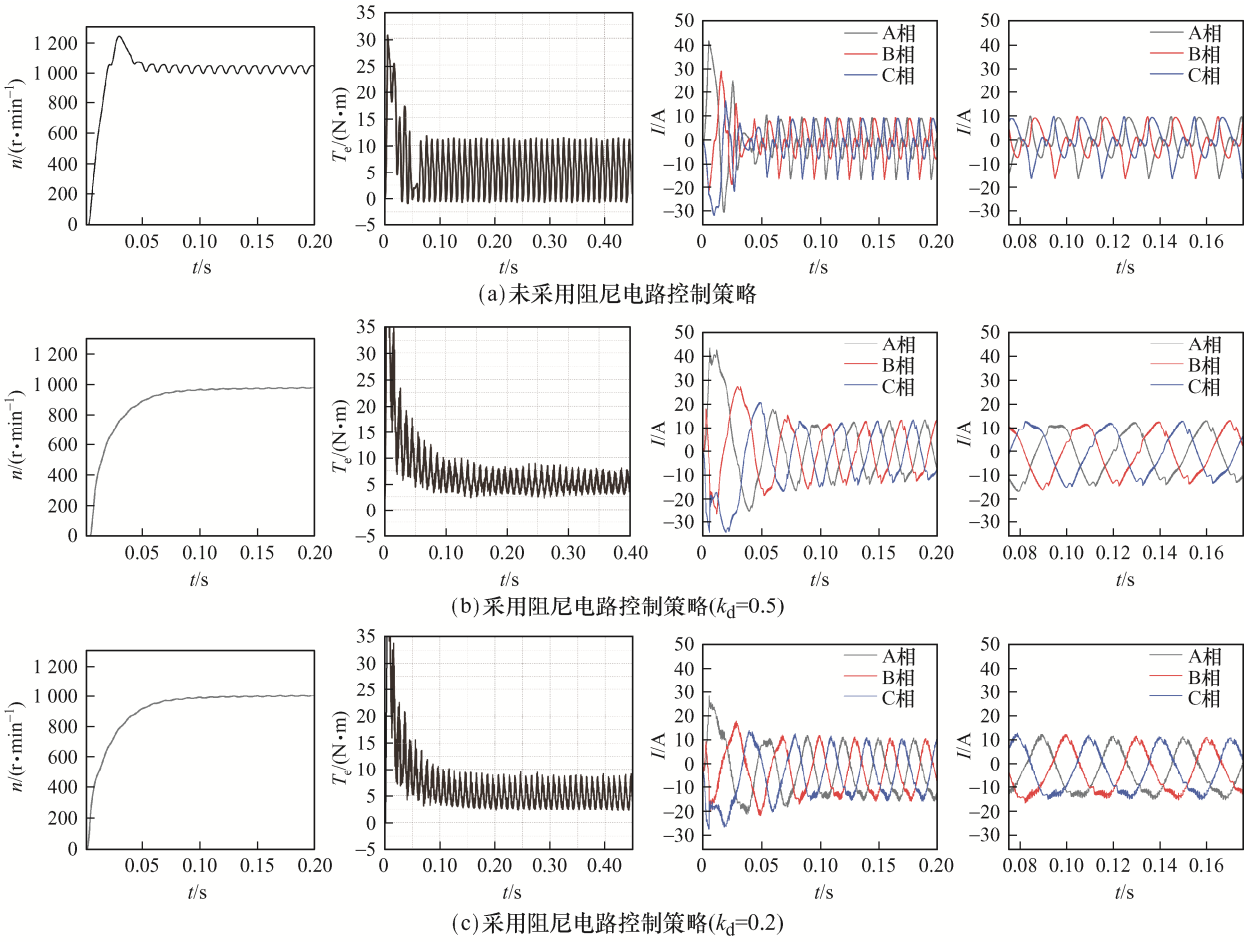


图 7 电机仿真波形

Fig. 7 Simulation waveforms of motor

3.2 实验验证

基于所提有源阻尼方案对无电解电容 PMSM 驱动系统的稳定性改善情况，搭建基于 STM32F407 控制芯片的实验平台，如图 8 所示。开关频率为 10 kHz，使用 200 W 的永磁同步电机-无刷直流电机 BLDC(brushless direct current motor)对拖平台，BLDC 三相定子绕组接三相电阻负载，母线电容选用 10 μF 薄膜电容。

图 9 为无电解电容 PMSM 母线电压实验波形。由图 9(a)可见，由于电机发生能量回馈，直流母线电压在每个半波周期出现电压尖峰，对驱动系统的使用寿命造成影响；由图 9(b)可见，电机运行过程中产生的回馈能量经过 RD 电路作用后，每个半波周期的尖峰电压被功率电阻吸收，提高了系统的稳定性。

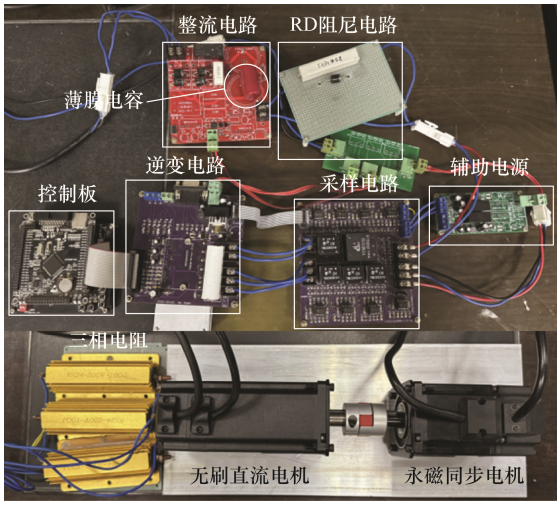
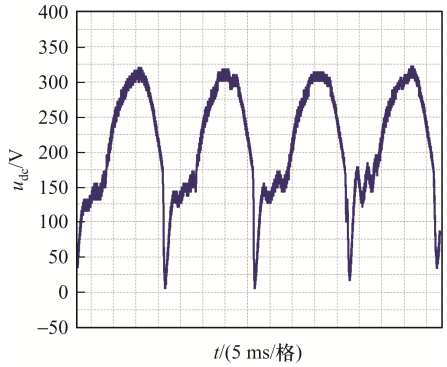


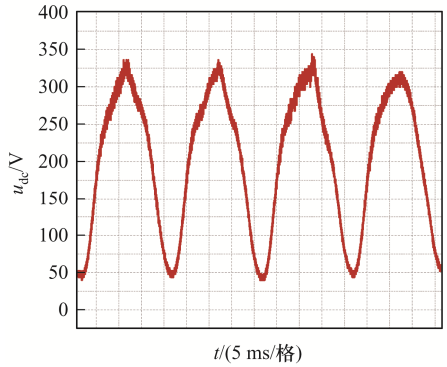
图 8 无电解电容电机实验平台

Fig. 8 Experimental platform of motor without electrolytic capacitors

无电解电容 PMSM 转速实验波形如图 10 所示。PMSM 参数为额定电压 220 V，额定转速 3 000 r/min，



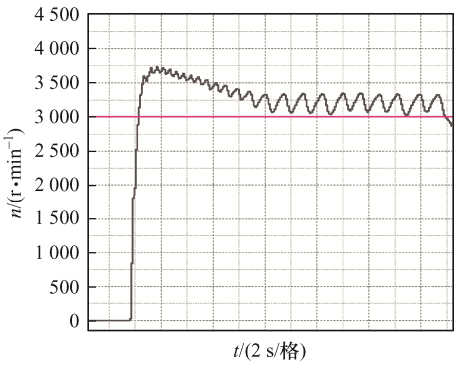
(a)未采用阻尼电路控制策略



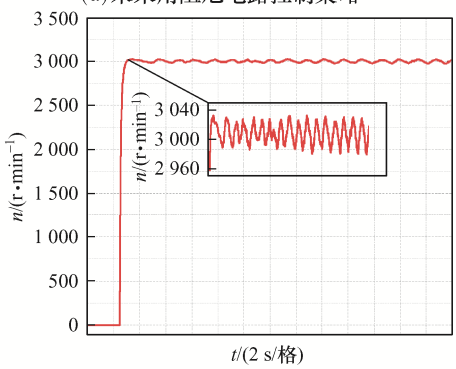
(b)采用阻尼电路控制策略

图 9　无电解电容 PMSM 母线电压实验波形

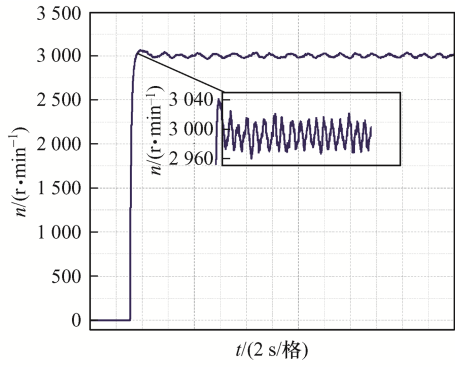
Fig. 9 Experimental waveforms of bus voltage of PMSM without electrolytic capacitors



(a)未采用阻尼电路控制策略



(b)采用阻尼电路控制策略(空载)



(c)采用阻尼电路控制策略(带载)

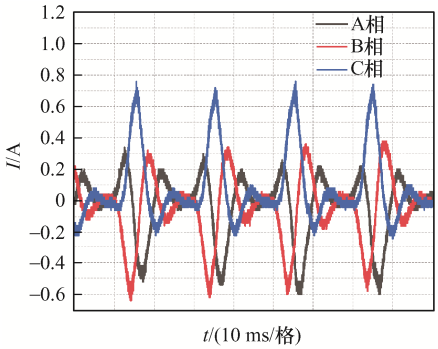
图 10　无电解电容 PMSM 转速实验波形

Fig. 10 Experimental waveforms of speed of PMSM without electrolytic capacitors

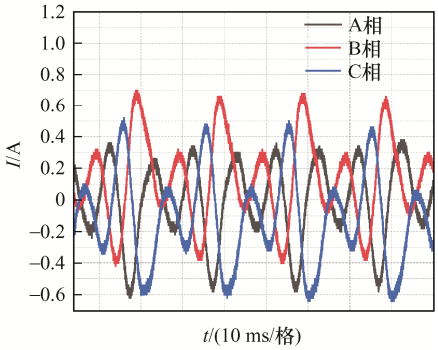
极对数 4，阻尼比例系数 k_d=0.2。由图 10(a)可见，未采用阻尼电路控制策略的电机在启动阶段转速超调达到 25%，超过了额定转速。采用阻尼电路控制策略后，转速超调小于 2%，转速波动从 300 r/min 降低到 50 r/min 以内。为了验证加入有源阻尼控制策略的有效性，在空载和带载时分别对转速进行测量，如图 10(b)和(c)所示。由图10(b)可见，空载状态下，电机转速脉动范围控制在 40 r/min，转速误差率为 1.3%；由图 10(c)可见，带载状态下，负载的加入使转速脉动控制在 55 r/min，转速误差率约为 1.8%，符合控制精度要求，改善了系统的动态负阻抗特性。

图 11 为无电解电容 PMSM 驱动系统电流实验波形。图 11(a)和(b)为电机的三相电流加入控制前后的波形，可以看出，未采用阻尼电路控制策略时，三相电流不对称，采用阻尼电路控制策略后，三相电流基本对称，相邻周期间电流最大值偏差由 7.7%下降至 2.8%，改善效果较好，与仿真结果一致。图 11(c)为电机驱动系统的 d 轴电流实验波形，通过重复控制器与 PI 控制器的共同作用，电机进入弱磁调速状态。图 11(d)为电机驱动系统的 q 轴电流实验波形，有源阻尼系数能够不断跟踪母线电压的波动情况，持续改善系统动态负阻抗特性，调速系统的转速波动被有效抑制。

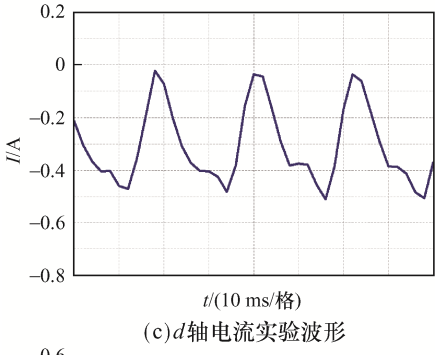
图 12 为无电解电容 PMSM 在有源阻尼控制下的功率因数实验波形。加入 RD 阻尼电路前，整流



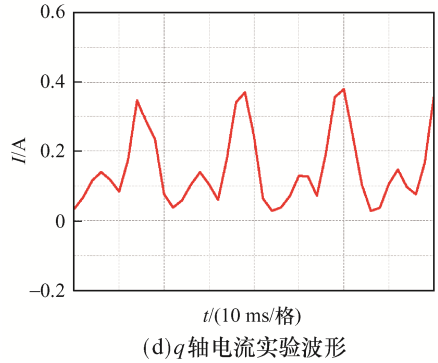
(a)未采用阻尼电路控制策略



(b)采用阻尼电路控制策略



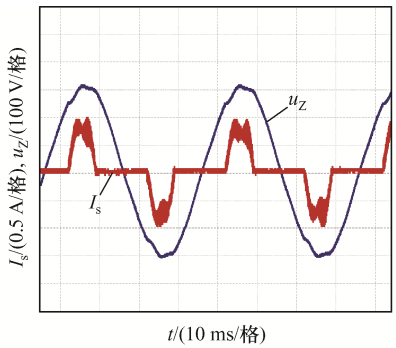
(c)d轴电流实验波形



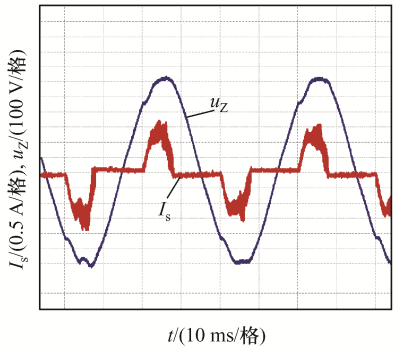
(d)q轴电流实验波形

图 11 无电解电容 PMSM 驱动系统电流实验波形

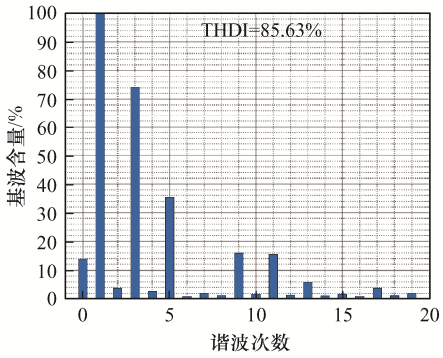
Fig. 11 Experimental waveforms of current of PMSM drive system without electrolytic capacitors



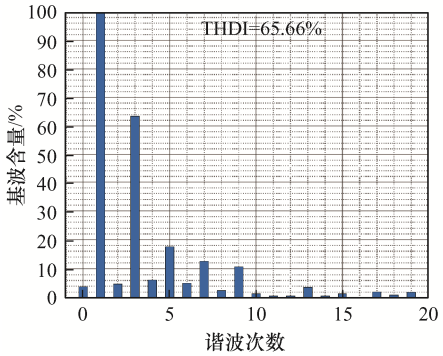
(a)无阻尼电路网侧电压、电流



(b)采用阻尼电路网侧电压、电流



(c)无阻尼电路网侧电流THDI



(d)采用阻尼电路网侧电流THDI

图 12 无电解电容 PMSM 驱动系统网侧电压电流实验波形及 THDI 分析

Fig. 12 Experimental waveforms of grid-side input voltage and current of PMSM drive system without electrolytic capacitors

电路和逆变器电路能量耦合严重，导致逆变产生的谐波电流影响网侧输入电流；加入 RD 阻尼电路后，通过图 12(c)和(d)网侧电流傅里叶分析可以看出，谐波电流畸变率由 85.63%降低至 65.66%，实现了

输入与输出侧能量解耦，网侧谐波电流有所改善。

4　结论

本文针对无电解电容 PMSM 系统提出 1 种有源阻尼控制策略，有效改善了电机调速系统的动态负阻抗特性，提高了系统的稳定性。通过理论研究和仿真、实验验证，可以得到以下结论。

(1)利用 RD 阻尼电路实现功率回路的能量解耦，进一步提高了驱动系统网侧电流的功率因数。

(2)在控制策略上，在 d 轴上通过重复控制与 PI 控制相结合的控制策略实现电机弱磁控制，在 q 轴上通过注入有源阻尼并引入功率前馈，改善系统的动态负阻抗特性，实现无电解电容 PMSM 驱动系统的稳定运行。

(3)与未加入 RD 阻尼电路的传统策略相比，本文所提控制策略可降低网侧电流 THDI，改善驱动系统网侧电流质量。

参考文献：

[1] Shao Shiyi, Abdi E, McMahon R. Low-cost variable speed drive based on a brushless doubly-fed motor and a fractional unidirectional converter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2012, 59(1): 317-325.

[2] 章回炫, 范涛, 宁圃奇, 等. 车用永磁同步电机高性能弱磁控制策略[J]. 电源学报, 2024, 22(2): 378-385.
Zhang Huixuan, Fan Tao, Ning Puqi, et al. Flux-weakening control strategy for permanent magnet synchronous motor used in electric vehicles with high performance [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(2): 378-385. (in Chinese)

[3] 夏衍, 孙立鹏, 李军伟, 等. 基于三状态 PWM 的电动汽车电机驱动系统多模式调制策略研究[J]. 电工技术学报, 2024, 39(4): 1010-1021.
Xia Yan, Sun Lipeng, Li Junwei, et al. Research on multi-mode modulation strategy of motor drive system based on tri-state PWM in EV [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(4): 1010-1021. (in Chinese)

[4] 张国柱, 徐殿国, 朱良红, 等. 高功率因数无电解电容电机驱动系统电流控制策略[J]. 电机与控制学报, 2018, 22(1): 100-106.
Zhang Guozhu, Xu Dianguo, Zhu Lianghong, et al. Current control strategy of high power factor electrolytic capacitor-less motor drive [J]. Electric Machines and Control, 2018, 22(1): 100-106. (in Chinese)

[5] Nishio M, Haga H. Single-phase to three-phase electrolytic capacitor-less dual inverter-fed IPMSM for suppress torque pulsation [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 68(8): 6537-6546.

[6] 刘蔚, 李万铨, 王明峤, 等. 复杂工况下的永磁同步电机典型绕组故障在线诊断[J]. 电工技术学报, 2024, 39(6): 1764-1776.
Liu Wei, Li Wanquan, Wang Mingqiao, et al. Online diagnosis of typical winding faults in permanent magnet synchronous motors under complex working conditions [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(6): 1764-1776. (in Chinese)

[7] Tan Qingyang, He Liangzong. Improved modulation strategy based on minimum energy storage principle for electrolytic-capacitor-less six-switch converter [J]. Applied Sciences, 2021, 11(13): 5901.

[8] 陈会鸽, 王双岭. 五相感应电机变采样周期模型预测控制策略[J]. 电源学报, 2024, 22(4): 318-326.
Chen Huige, Wang Shuangling. Model predictive control strategy for five-phase induction motor with variable sampling period [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(4): 318-326. (in Chinese)

[9] 毛永乐, 杨家强, 赵寿华, 等. 带负载转矩估算的非线性观测器内嵌式永磁同步电机无位置传感器控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(8): 2252-2259.
Mao Yongle, Yang Jiaqiang, Zhao Shouhua, et al. Nonlinear observer with load-torque estimation for sensorless control strategy of interior permanent magnet synchronous motor [J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(8): 2252-2259. (in Chinese)

[10] 康劲松, 蒋飞, 钟再敏, 等. 电动汽车用永磁同步电机弱磁控制策略综述[J]. 电源学报, 2017, 15(1): 15-22.
Kang Jinsong, Jiang Fei, Zhong Zaimin, et al. Overviews of flux weakening control schemes with permanent magnet synchronous motor used in electric vehicles [J].

Journal of Power Supply, 2017, 15(1): 15-22. (in Chinese)

[11] 周祎豪, 周扬忠, 张竞, 等. 悬浮绕组直流励磁型无轴承磁通切换电机转矩与悬浮力直接控制[J]. 电源学报, 2024, 22(6): 269-279.
Zhou Yihao, Zhou Yangzhong, Zhang Jing, et al. Direct control of torque and suspension force of DC excitation bearingless flux switching motor with suspension winding [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(6): 269-279. (in Chinese)

[12] Jung J H, Heo H J, Kim J M, et al. DC-link voltage stabilization and source THD improvement using *d*-axis current injection in reduced DC-link capacitor system [C]// IECON 2016-42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Florence, Italy, 2016: 2737-2742.

[13] 黄万奔, 杨家强, 邓镕峰, 等. 高功率因数无电解电容永磁电机变频系统逆变器电流控制策略[J]. 电机与控制学报, 2022, 26(8): 1-10.
Huang Wanben, Yang Jiaqiang, Deng Rongfeng, et al. Inverter current control strategy for high power factor electrolytic capacitor-less permanent magnet motor drive system [J]. Electric Machines and Control, 2022, 26(8): 1-10. (in Chinese)

[14] 张超, 胡鑫, 朱孝勇, 等. 基于预测控制的无电解电容功率变换器电机驱动系统[J]. 电工技术学报, 2018, 33(24): 5649-5658.
Zhang Chao, Hu Xin, Zhu Xiaoyong, et al. Electrolytic capacitor-less motor drive system based on predictive control [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(24): 5649-5658. (in Chinese)

[15] Wang Dong, Lu Kaiyuan, Rasmussen P O, et al. Voltage modulation using virtual positive impedance concept for active damping of small DC-link drive system [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(12): 10611-10621.

[16] Li Haichun, Yin Quan, Wang Qingyi, et al. A torque control method based on *I-MR* controller for IPMSM drive with small DC-link capacitor [J]. IEEE Access, 2020, 9: 44558-44568.

[17] 赵楠楠, 王高林, 朱良红, 等. 基于逆变器功率调节的永磁电机无电解电容控制策略[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(S1): 193-199.
Zhao Nannan, Wang Gaolin, Zhu Lianghong, et al. Control strategy of permanent magnet motor without electrolytic capacitor based on inverter power regulation [J]. Proceedings of the CSEE, 2016, 36(S1): 193-199. (in Chinese)

[18] 梁晨, 章玮. 高功率因数无电解电容 IPMSM 驱动系统电流跟踪控制策略[J]. 电机与控制学报, 2021, 25(10): 1-8.
Liang Chen, Zhang Wei. Current tracking control strategy for high power factor electrolytic capacitor-less IPMSM drive system [J]. Electric Machines and Control, 2021, 25(10): 1-8. (in Chinese)



谢仕宏

作者简介：

谢仕宏(1977—)，男，博士。研究方向：现代电机控制，新能源与并网逆变器技术。E-mail：xiesh@sust.edu.cn。

陈劲帆(2001—)，女，通信作者，硕士研究生。研究方向：无电解电容永磁同步电机控制。E-mail：1256993744@qq.com。

杨智浩(1999—)，男，硕士研究生。研究方向：无电解电容永磁同步电机控制，电力电子与并网逆变器控制。E-mail：15829145612@163.com。

陈景文(1978—)，男，博士，教授。研究方向：电力电子与电力传动技术。E-mail：chenjw@sust.edu.cn。

(责任编辑：耿越)