DOI：10.13234/j.issn.2095-2805.2026.6.328 **中图分类号**：TM351 **文献标志码**：A

适用于高速永磁同步电机的变母线电流逆变器及其控制策略

黄 进，秦浩浜，高星冉，胡文山，梅远腾
(武汉大学电气与自动化学院，武汉 430072)

摘要：高速永磁同步电机具有定子电感小、基频高的特性，使用传统电压型逆变器驱动会导致定子电流纹波大、转矩脉动高，可采用变母线电压型逆变器来降低电流纹波，但传统变母线电压控制策略参数多，运算较为复杂。针对此问题，提出一种较为简单的变母线电流控制策略，通过直接调节前级输出的直流母线电流，实现电机转速的控制，并降低定子绕组电流纹波；通过磁场矢量幅度控制及相角分配实现零 *d* 轴电流控制。首先，介绍了所使用的变母线电流型逆变器拓扑结构及其工作模式，并分析了该拓扑降低定子绕组电流纹波的机理。然后，基于该拓扑，提出了一种较为简单的变母线电流控制策略，并与传统变母线电压控制策略进行了运算复杂度对比，所提控制策略将磁场矢量幅度与角度分离控制，并建立了系统的控制模型。其中，幅度控制用以调节电机输出转矩，角度控制用以实现电机转子牵引与转矩角控制。最后，通过仿真和实验验证了所提拓扑及控制策略的有效性。特别地，实验中实现了对1款高速电机80 000 r/min的稳定控制，实现了零 *d* 轴电流控制，并有效降低了定子绕组电流纹波。

关键词：高速永磁同步电机；变母线电流型逆变器；零 *d* 轴电流控制；磁场矢量控制

Variable Bus Current-type Inverter for High-speed Permanent Magnet Synchronous Motors and Its Control Strategy

HUANG Jin, QIN Haobang, GAO Xingran, HU Wenshan, MEI Yuanteng
(School of Electrical Engineering and Automation, Wuhan University, Wuhan 430072, China)

Abstract: High-speed permanent magnet synchronous motors have characteristics of small stator inductance and high fundamental frequency, and using traditional voltage source inverters to drive them may lead to large stator current ripple and high torque ripple. Variable bus voltage-type inverters can be used to reduce the current ripple, but the traditional variable bus voltage control strategies have numerous parameters and complex calculations. In response to this issue, a relatively simple variable bus current control strategy is proposed, which directly adjusts the DC bus current output from the previous stage to achieve the motor speed control and reduce the stator winding current ripple. Zero *d*-axis current control is achieved through magnetic field vector amplitude control and phase angle allocation. First, the topology and working mode of a variable bus current-type inverter used were introduced, and the mechanism of reducing the stator winding current ripple by this topology was analyzed. Then, based on this topology, a relatively simple variable bus current control strategy was put forward, and its computational complexity was compared with that under the traditional variable bus voltage control strategy. Under the proposed control strategy, the amplitude and angle of the magnetic field vector were separated, and a control model for the system was established, in which the amplitude control was used to adjust the motor output torque and the angle control was used to achieve motor rotor traction and torque angle control. Finally, the effectiveness of the proposed topology and its control strategy was verified through simulation and experimental results. Specifically, the stable control of a high-speed motor at 80 000 r/min was achieved in the experiment, achieving zero *d*-axis current control and effectively reducing the stator winding current ripple.

收稿日期：2024-03-29；**修回日期**：2024-07-29；**录用日期**：2024-09-02；**网络首发日期**：2024-10-11
基金项目：国家自然科学基金资助项目(62073247)
This work is supported by National Natural Science Foundation of China under the grant 62073247

Keywords: High-speed permanent magnet synchronous motor; variable bus current-type inverter; zero *d*-axis current control; magnetic field vector control

高速永磁同步电机由于其高功率密度、高效率等特性，目前在燃料电池空压机、工业鼓风机等领域有着广泛应用[1-4]。然而，高速永磁同步电机通常具有定子绕组电感小、基频高等特点，若使用传统电压型逆变器，会导致定子绕组电流纹波大、转矩脉动高，进而导致系统损耗高、运行噪声大等问题[5-12]。

针对定子电流纹波大及电磁转矩脉动高的问题，主要有 3 类解决方案：第 1 类方案是提高控制频率，但由于高速永磁同步电机基频高，控制策略每周期的运算时长限制了控制频率的提高，采用较为简单的控制策略可缩短运算时间，从而提高驱动系统载波比，有利于降低电流纹波[13]；第 2 类方案是在输出端增加无源滤波电路，但缺点是控制器体积增大、系统结构复杂[14]；第 3 类方案是对逆变器拓扑进行优化。文献[15-16]提出了 2 种新型的多电平逆变器拓扑，有效降低了逆变器系统的输出电流纹波，但多开关多电平逆变器拓扑结构复杂，控制难度大；传统电流源型逆变器系统会有谐振风险，文献[17]提出了一种级联闭环电流控制器，可以抑制由低阶电流谐波激发的 LC 谐振；文献[18]通过对系统进行零极点配置，避免了系统谐振，增强了系统稳定性；文献[19]使用双有源 DC-DC 变换器动态调节系统直流母线电压，提升了电机驱动系统的能量变换效率；文献[20]采用 Buck-Boost 变换器来改变电机系统的母线电压，提高了电机系统在全工况范围内的效率，但是传统变母线电压控制策略较为复杂，运算时间较长，不适合驱动高速永磁同步电机。

为降低高速永磁同步电机定子绕组上的电流纹波，本文提出了一种较为简单的变母线电流控制策略，采用一种两级式电路拓扑，在降低绕组电流纹波的同时，实现零 *d* 轴电流的控制效果。本文的主要创新点如下：①针对高速永磁同步电机电感小的特性，采用了一种两级式变母线电流型逆变器拓扑，分析了该拓扑的工作模式及绕组电流纹波的产生机理，并论证了该拓扑对于降低电流纹波的有效性；②针对高速永磁同步电机基频高的特性，提出了一种较为简单的变母线电流控制策略，将磁场矢量幅度与角度分离控制，并建立了系统的控制模型，能够实现气隙合成磁场的方向和幅度的独立调节；③针对磁场角度的控制，提出了一种基于矢量角锁相环的零 *d* 轴电流控制策略，能够在实现电机转子牵引的同时，实现最大转矩输出。

1　变母线电流型逆变器拓扑及其工作模式

1.1　变母线电流型逆变器系统拓扑

基于变母线电流型逆变器的高速永磁同步电机驱动系统拓扑如图 1 所示。图中：S_1 为前级开关

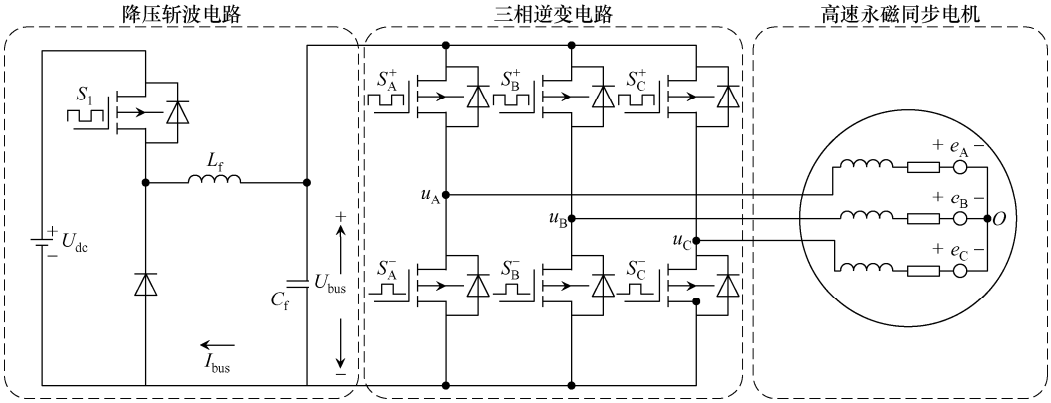


图 1　变母线电流型电机驱动系统拓扑

Fig. 1 Topology of variable bus current-type motor drive system

管驱动信号；U_{dc} 为直流输入电压；L_f 为前级电感；C_f 为直流母线电容；I_{bus} 为直流母线电流；U_{bus} 为直流母线电压；S_A^+、S_B^+、S_C^+ 为后级三相上管驱动信号；S_A^-、S_B^-、S_C^- 为后级三相下管驱动信号；u_A、u_B、u_C 为三相电压；e_A、e_B、e_C 为三相反电动势。驱动拓扑的前级为降压斩波电路，通过控制器和高频开关实现母线电流的平稳输出，其母线电压随负载变化，间接实现变母线电压控制。后级为三相逆变电路，通过控制器和开关管的作用，对电压矢量角度进行精确控制，将前级输出的电压矢量幅值分配到目标角度方向。

1.2 绕组电流纹波分析

空间矢量脉宽调制 SVPWM(space vector pulse width modulation)技术是当前应用最为广泛的调制方法之一。SVPWM 采用电压矢量合成的方法，不同电压矢量之间的高频切换导致了高频电流纹波的产生。接下来对绕组电流纹波的形成机理进行深入分析。

首先，自然坐标系下永磁同步电机的 A 相电压方程为

$$u_A = R_s i_A + L_s \frac{\mathrm{d}i_A}{\mathrm{d}t} + e_A \tag{1}$$

式中：R_s、L_s 分别为定子绕组的电阻和电感；i_A 为 A 相电流。

其中 A 相瞬态电压 u_A 可表示为由基波电压 U_A^* 与高频纹波电压 $u_{A,ripple}$ 组成，即

$$u_A = U_A^* + u_{A,ripple} \tag{2}$$

忽略反电动势在 1 个开关周期内的变化，由式(1)及式(2)可得

$$u_{A,ripple} = u_A - U_A^* = R_s(i_A - I_A^*) + L_s\left(\frac{\mathrm{d}i_A}{\mathrm{d}t} - \frac{\mathrm{d}I_A^*}{\mathrm{d}t}\right) \tag{3}$$

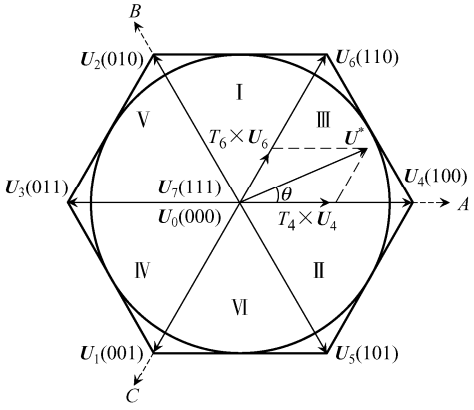
式中，I_A^* 为 A 相基波电流。

考虑到电阻上电流纹波占比较小，简化式(3)可得

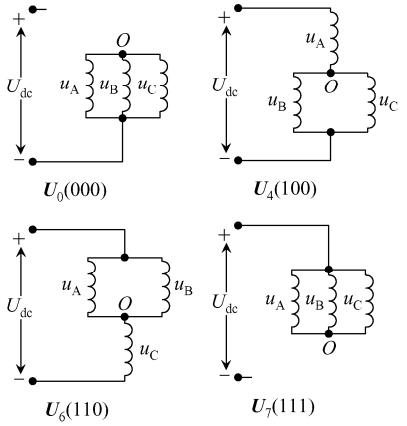
$$\Delta i_{A,ripple} = \Delta i_A - \Delta I_A^* \approx \frac{\Delta T}{L_s}(u_A - U_A^*) \tag{4}$$

式中：$\Delta i_{A,ripple}$ 为 A 相纹波电流增量；Δi_A 为 A 相电流增量；ΔI_A^* 为 A 相基波电流增量；ΔT 为作用时间增量。

7 段式 SVPWM 调制方式中逆变器的开关状态用函数 S_A、S_B 及 S_C 表示。当 $S_A=1$ 时，A 相上桥臂导通、下桥臂关断；当 $S_A=0$ 时，A 相上桥臂关断、下桥臂导通，B、C 两相同理。电压矢量包括 $\boldsymbol{U}_0 \sim \boldsymbol{U}_7$ 8 种基本电压矢量，如基本电压矢量 $\boldsymbol{U}_4$ 表示开关状态 $S_A=1$、$S_B=0$、$S_C=0$。参考电压矢量角度 θ 处于 0~60° 时如图 2 所示。



(a) 矢量合成示意



(b) 三相开关状态示意

图 2 空间矢量调制原理

Fig. 2 Principle of space vector modulation

由图 2(a)可见，第Ⅲ扇区的参考电压矢量 $\boldsymbol{U}^*$ 由 2 个非零基本矢量 $\boldsymbol{U}_4$、$\boldsymbol{U}_6$ 及 2 个零矢量 $\boldsymbol{U}_0$、$\boldsymbol{U}_7$ 合成得到，即

$$\boldsymbol{U}^* = (T_0\boldsymbol{U}_0 + T_4\boldsymbol{U}_4 + T_6\boldsymbol{U}_6 + T_7\boldsymbol{U}_7)/T_s \tag{5}$$

式中：$\boldsymbol{U}^*$ 为参考电压矢量；$\boldsymbol{U}_0$、$\boldsymbol{U}_4$、$\boldsymbol{U}_6$、$\boldsymbol{U}_7$ 均为 7 段式 SVPWM 基本电压矢量；T_0、T_4、T_6、T_7

为各基本矢量作用时间；T_s 为 1 个周期时长。

以第Ⅲ扇区为例，分析不同电压基本矢量作用时，A 相电压 u_A 与输入电压 U_{dc} 的数值关系，以三相绕组中性点 O 点电压为参考零电位，由图 2(b)可见：零电压矢量 $\boldsymbol{U}_0$ 、$\boldsymbol{U}_7$ 作用时，A 相电压 $u_{A0}=0$ 、$u_{A7}=0$；$\boldsymbol{U}_4$ 作用时，A 相电压 $u_{A4}=2U_{dc}/3$；$\boldsymbol{U}_6$ 作用时，A 相电压 $u_{A6}=U_{dc}/3$。其余扇区同理。根据 7 段式 SVPWM 调制原理，可得第Ⅲ扇区的各基本电压矢量作用时间，再结合式(4)及式(5)，分析第Ⅲ扇区的 A 相绕组电流纹波，可得

$$\begin{cases} U_A^*=(T_0u_{A0}+T_4u_{A4}+T_6u_{A6}+T_7u_{A7})/T_s \\ i_{A1}=\dfrac{T_0}{2L_s}(u_{A0}-U_A^*)=\dfrac{[U_{dc}-\sqrt{3}U_A^*\sin(60^\circ+\theta)]T_s}{4U_{dc}L_s}\cdot \\ \qquad (0-U_A^*) \\ i_{A2}=i_{A1}+\dfrac{T_4}{2L_s}(u_{A4}-U_A^*)=i_{A1}+\dfrac{\sqrt{3}U_A^*\sin(60^\circ-\theta)T_s}{2U_{dc}L_s}\cdot \\ \qquad \left(\dfrac{2U_{dc}}{3}-U_A^*\right) \\ i_{A3}=i_{A2}+\dfrac{T_6}{2L_s}(u_{A6}-U_A^*)=i_{A2}+\dfrac{\sqrt{3}U_A^*\sin\theta\cdot T_s}{2U_{dc}L_s}\cdot \\ \qquad \left(\dfrac{U_{dc}}{3}-U_A^*\right) \\ i_{A4}=i_{A3}+\dfrac{T_7}{2L_s}(u_{A7}-U_A^*)=i_{A3}+ \\ \qquad \dfrac{[U_{dc}-\sqrt{3}U_A^*\sin(60^\circ+\theta)]T_s}{4U_{dc}L_s}(0-U_A^*) \\ \Delta i_{max}=\max(|i_{A1}|,|i_{A2}|,|i_{A3}|,|i_{A4}|) \end{cases} \tag{6}$$

式中：i_{A1}、i_{A2}、i_{A3}、i_{A4} 为各段电流纹波；Δi_{max} 为电流纹波最大值。

由式(6)可知第Ⅲ扇区中，在 2 种逆变器的输出基波电压 U_A^* 及电压矢量角度 θ 相同的情况下，i_{A1} 与 i_{A4} 段的电流纹波变化量仅与零矢量作用时间 T_0 、T_7 有关，随时间延长，电流纹波变化量增大；i_{A2} 与 i_{A3} 段的电流纹波变化量与基本矢量作用时间 T_4 、T_6 及 A 相电压 u_{A4} 、u_{A6} 有关。简化分析过程，电流基波可近似为直线，各段高频电流纹波变化量之和为 0，即 $i_{A4}=0$，且 i_{A1} 与 i_{A4} 段的电流纹波斜率为负数，i_{A2} 与 i_{A3} 段的电流纹波斜率为正数。因此，仅需缩短零矢量的作用时间 T_0 、T_7 即可降低绕组电流纹波。本文采用的变母线电流型逆变器通过降低输入电压，从 U_{dc} 降至 U_{bus} (其中 $U_{bus}\approx\sqrt{3}U_A^*$)，来缩短零矢量的作用时间，实现了绕组电流纹波的降低，如图 3 所示。

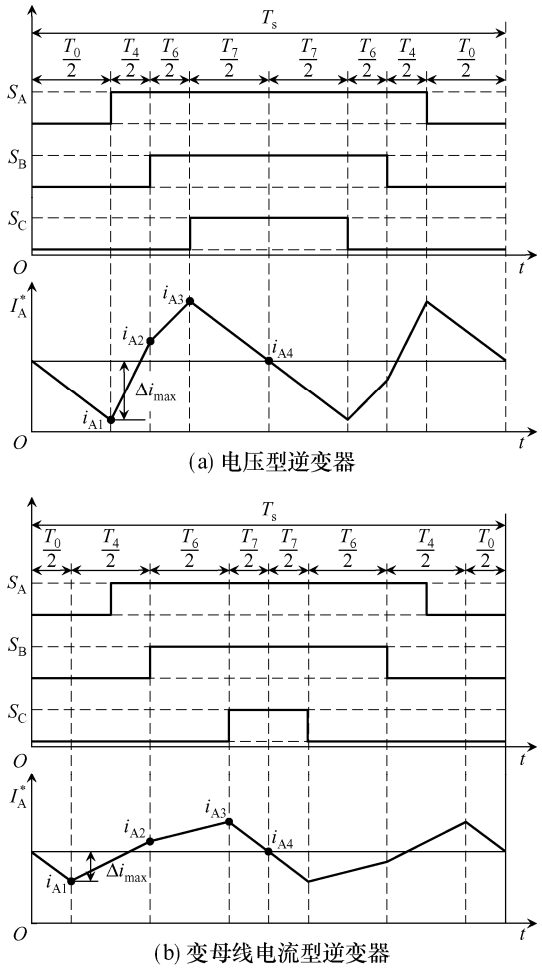


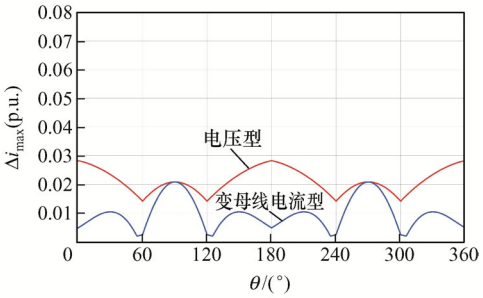
图 3　A 相绕组电流纹波

Fig. 3 Phase-A winding current ripple

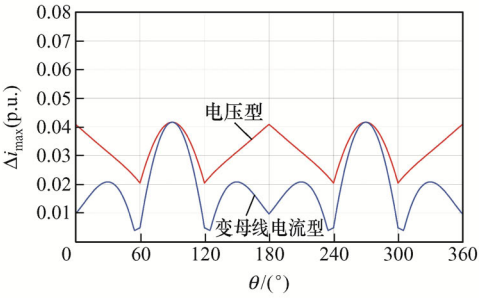
再对输出基波电压 U_A^* 及电压矢量角度 θ 变化的情况进行分析，以调制系数 m 表示输出基波电压 U_A^* 与输入电压 U_{dc} 的关系，即

$$m=\frac{\sqrt{3}\,|U_A^*|}{U_{dc}} \tag{7}$$

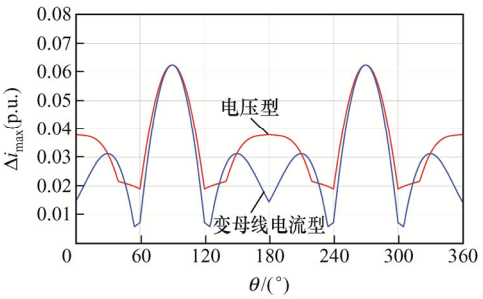
根据式(6)、式(7)及各扇区电压调制矢量关系，可得基波电压 U_A^* 、电压矢量角度 θ 变化下的变母线电流型和电压型逆变器的最大电流纹波，标幺化处理后的最大电流纹波波形如图 4 所示。



(a) m=0.25



(b) m=0.50



(c) m=0.75

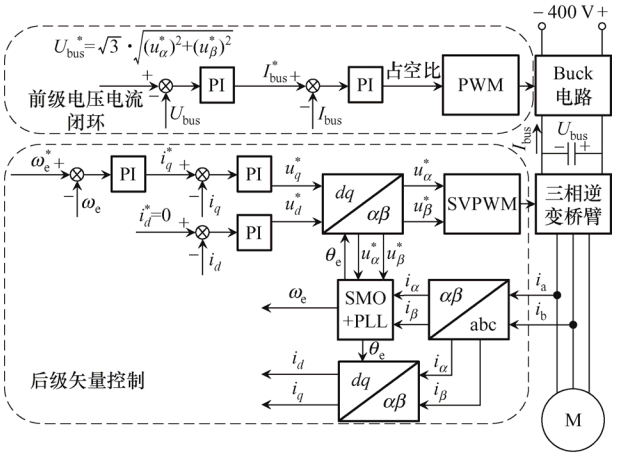
图 4 不同输出电压及矢量角度下的 A 相绕组电流纹波

Fig. 4 Phase-A winding current ripple under different output voltages and vector angles

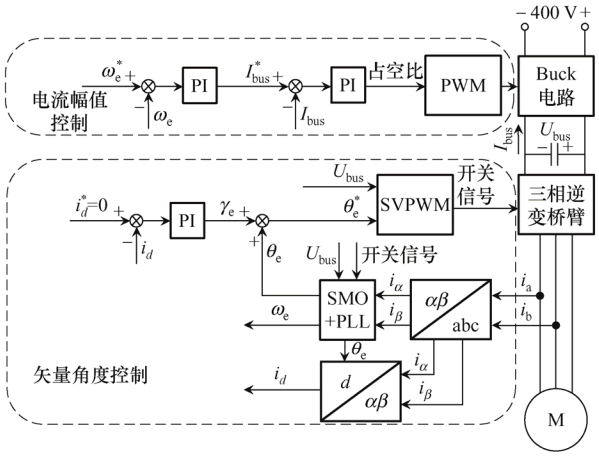
由图 4 可见，不同θ下，当$m=0.25$时，变母线电流型逆变器Δi_{max}的平均值为 0.009 8，小于电压型逆变器Δi_{max}的平均值 0.021 3；当$m=0.50$时，变母线电流型逆变器Δi_{max}的平均值为 0.019 6，电压型逆变器Δi_{max}的平均值为 0.032 2；当$m=0.75$时，变母线电流型逆变器Δi_{max}的平均值为 0.029 3，电压型逆变器Δi_{max}的平均值为 0.035 4。可知，调制系数m较小，即输出基波电压U_A^*较小时，变母线电流型逆变器降低电流纹波的效果较好。随着m的增大，即输出基波电压U_A^*增大时，变母线电流型逆变器的电流纹波逐渐趋近于电压型逆变器。

2 变母线电流控制策略

控制策略对比如图 5 所示。图中：U_{bus}^*为直流母线电压参考值；u_α^*、u_β^*分别为 α、β 轴电压分量参考值；I_{bus}^*为直流母线电流参考值；ω_e为电角速度实际值；ω_e^*为电角速度参考值；i_d、i_q分别为 d、q 轴电流分量实际值；i_d^*、i_q^*分别为 d、q 轴电流分量参考值；u_d^*、u_q^*分别为 d、q 轴电压分量参考值；θ_e为转子角度实际值；θ_e^*为转子角度参考值；i_α、i_β分别为 α、β 轴电流分量实际值；i_a为 A 相电流实际值；i_b为 B 相电流实际值；γ_e为矢量控制角。图 5(a)为传统变母线电压控制策略，后级采用矢量控制来控制 d 轴电流与 q 轴电流，得到母线电压参考值，



(a) 传统变母线电压控制策略



(b) 变母线电流控制策略

图 5 控制策略对比

Fig. 5 Comparison between control strategies

前级降压电路采用电压电流双闭环来实现变母线电压控制。本文提出的变母线电流控制策略如图 5(b)所示，后级通过矢量角锁相环实现了矢量角度分配，前级通过控制母线电流实现矢量幅值控制。

由图 5 可见，本文提出的变母线电流控制策略仅需计算 d 轴电流，无需计算 q 轴电流，也无需对 d 轴电压及 q 轴电压进行反 Park 运算，同时还省去了计算 q 轴电压及母线电压环的 2 个比例积分 PI (proportional integral)控制器。所提控制策略不仅减少了所需整定的参数，且运算过程较为简单，有利于提高控制频率，从而提高驱动系统载波比，进一步降低高速永磁同步电机的电流纹波。下文将对所提变母线电流控制策略进行深入探究与阐述。

2.1 转速控制与磁场矢量幅值控制

高速永磁同步电机具有宽速域、轻负载的工作特性，电机负载转矩仅与转速有关，因此转速环是必要的一部分，转速外环及电流内环均由前级降压斩波电路控制，设定转速 ω_{e}^{*} 与滑模观测器得到的实际转速 ω_{e} 作差得到转速环的输入，转速环输出为前级电流设定值 I_{bus}^{*}。

对磁场矢量幅值的分离控制进行深入分析。表贴式永磁同步电机电流矢量方程及电磁转矩方程分别为

$$\begin{cases} \boldsymbol{i}_{\mathrm{bus}} = i_d + \mathrm{j}i_q \\ t_{\mathrm{e}} = p_0 \boldsymbol{\psi}_{\mathrm{f}} \cdot \boldsymbol{i}_{\mathrm{bus}} = p_0 \psi_{\mathrm{f}} I_{\mathrm{bus}} \sin \beta_{\mathrm{e}} \end{cases} \tag{8}$$

式中：$\boldsymbol{i}_{\mathrm{bus}}$ 为电机电流矢量；t_{e} 为电磁转矩；p_0 为电机极对数；$\boldsymbol{\psi}_{\mathrm{f}}$ 为转子磁场矢量；ψ_{f} 为转子磁场幅值；I_{bus} 为电机电流矢量幅值；β_{e} 为电机定子电流矢量与转子磁场矢量间的角度。

由式(8)可知，电磁转矩仅由电流矢量幅值 I_{bus} 及电流矢量角度 β_{e} 决定。考虑稳态工况，已控制矢量角 β_{e}=90°，即实现 $i_d = 0$ 控制时，此时电流矢量全部施加在 q 轴方向，即稳态磁场矢量幅值仅由电流矢量幅值 I_{bus} 决定。

再对逆变器的电流矢量幅值控制部分进行系统稳定性分析，简化控制框图如图 6 所示。图中：U_L 为电感两端电压；e 为定子绕组反电动势。

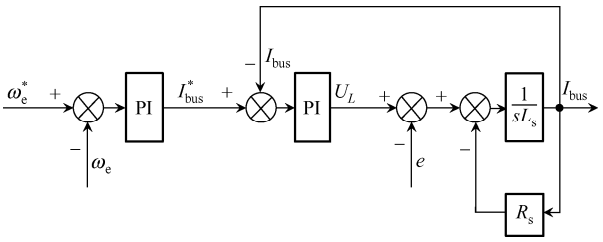


图 6　电流矢量幅值控制框图

Fig. 6 Block diagram of current vector amplitude control

可得闭环传递函数为

$$\frac{I_{\mathrm{bus}}}{I_{\mathrm{bus}}^{*}} = \frac{s(k_{\mathrm{p}} - e) + k_{\mathrm{i}}}{s^2(L_{\mathrm{s}} + R_{\mathrm{s}}) + s(k_{\mathrm{p}} - e) + k_{\mathrm{i}}} \tag{9}$$

式中，k_{p}、k_{i} 分别为比例、积分增益。

由闭环传递函数可知，该系统为一个二阶系统，仅需调节比例、积分增益即可实现系统稳定。

2.2 磁场矢量角度控制

对磁场矢量角度分离控制的可行性进行分析，首先，由永磁同步电机自然坐标系下的三相电压方程可得矢量坐标系下的电压方程为

$$\boldsymbol{u}_{\mathrm{bus}} = R_{\mathrm{s}} \boldsymbol{i}_{\mathrm{bus}} + \mathrm{j}\omega_{\mathrm{s}} L_{\mathrm{s}} \boldsymbol{i}_{\mathrm{bus}} + \boldsymbol{e} \tag{10}$$

式中：$\boldsymbol{u}_{\mathrm{bus}}$ 为电机电压矢量；ω_{s} 为电机角频率；$\boldsymbol{e}$ 为电机反电动势矢量。

根据式(10)的矢量方程，可得表贴式永磁电机的矢量图如图 7 所示。图中：φ_{e} 为电压矢量与电流矢量之间的矢量角。

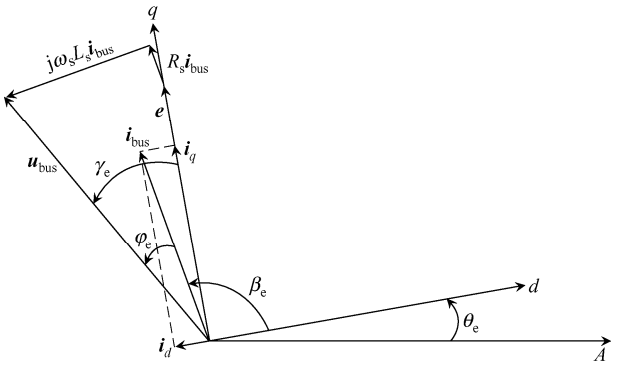


图 7　表贴式永磁同步电机矢量

Fig. 7 Vector of surface-mounted permanent magnet synchronous motor

由 2.1 节可知，电磁转矩与电流矢量角度 β_{e} 有关，要实现最大转矩控制，即要控制电流矢量角度 β_{e}=90°。由图 7 可见，电流矢量角度 β_{e} 为电流矢量

$\boldsymbol{i}_{\text{bus}}$ 与 d 轴间的夹角，因此要控制角度 β_{e}=90°，即要实现电流矢量完全处于 q 轴方向，d 轴方向电流为 0。

图 7 中矢量角 γ_{e} 为电压矢量与 q 轴间的夹角，该角度可直接由后级三相逆变电路矢量合成得到。当 d 轴方向电流为 0 时，电压矢量与电流矢量之间的矢量角 φ_{e} 与矢量角 γ_{e} 重合。先对稳态时 φ_{e} 的大小进行分析。当系统处于稳态时，电流矢量方向与 q 轴方向重合，定子绕组上等效电阻的电压矢量方向也与 q 轴重合，等效电感的电压矢量超前于 q 轴 90°。矢量角 φ_{e} 可表示为

$$\begin{cases}\varphi_{\text{e}}=\arctan\left(\dfrac{\omega_{\text{s}}L_{\text{s}}\boldsymbol{i}_{\text{bus}}}{R_{\text{s}}\boldsymbol{i}_{\text{bus}}+\omega_{\text{s}}\psi_{\text{f}}}\right)\\ \boldsymbol{i}_{\text{bus}}=C_{\text{e}}\omega_{\text{s}}^2\end{cases}\tag{11}$$

式中，C_{e} 为电磁常数。

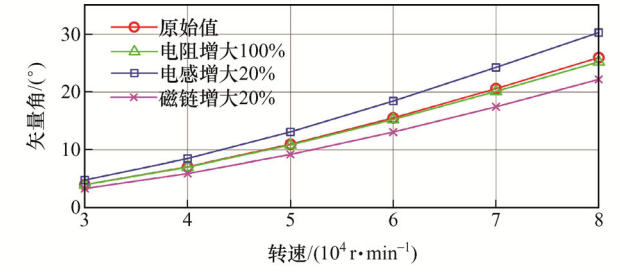
针对本文的高速永磁同步电机，负载转矩与电机转速的平方成正比，即电机电流矢量 $\boldsymbol{i}_{\text{bus}}$ 与电机角频率 ω_{s} 的平方成正比。根据式(11)及表 1 中的电机参数，绘制不同转速及参数变化下的矢量角 φ_{e} 波形如图 8(a)所示。由图 8(a)可见，矢量角 φ_{e} 随转速升高而迅速增大，电机处于 30 000 r/min 时，矢量角 φ_{e}=4.03°；电机处于 80 000 r/min 时，矢量角 φ_{e} 增加至 25.96°；电阻、电感及磁链的变化均会对矢量角 φ_{e} 造成一定影响，当电机处于 80 000 r/min 时，电感增大 20%会导致矢量角 φ_{e} 增加 4.33°。

表 1 高速永磁同步电机参数

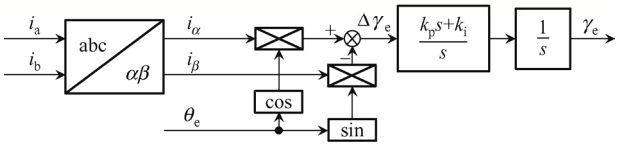
Tab. 1 Parameters of high-speed permanent magnet synchronous motor

参数	数值
功率/W	3 000
最高转速/(r·min^{-1})	80 000
极对数	1
相电阻 R_{s} /Ω	0.15
相电感 L_{s} /mH	0.262
转子磁链 ψ_{f} /Wb	0.010 406

为降低电机参数及负载变化对零 d 轴电流闭环控制的影响，本文针对相角分配提出一种矢量角锁相环控制策略，控制框图如图 8(b)及图 5(b)所示。矢量角锁相环控制策略的设计思路如下：由前文分析可知，随着电机转速增加，满足零 d 轴电流的矢量角 γ_{e} 是单调递增的。因此选择 d 轴电流作为反馈，与参考值做差后，经过 1 个 PI 控制器，输出即为矢量角 γ_{e}。即 d 轴电流大于 0 时，需要增大矢量角 γ_{e}；d 轴电流小于 0 时，需要减小矢量角 γ_{e}；d 轴电流等于 0 时，稳定矢量角 γ_{e} 不变。因此，仅需调节比例增益 k_{p}、积分增益 k_{i}，即可实现零 d 轴电流下的矢量角 γ_{e} 稳定。



(a) 不同参数下的矢量角波形



(b) 矢量角锁相环控制框图

图 8 矢量角数值及控制策略

Fig. 8 Vector angle value and control strategy

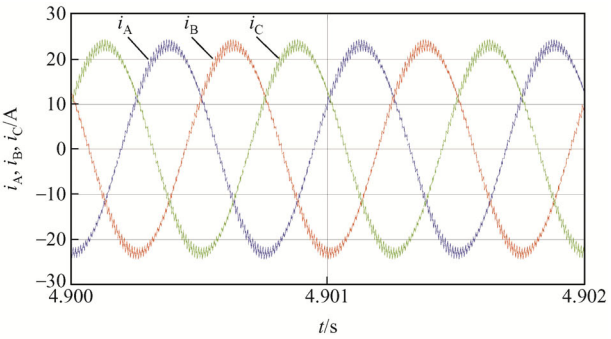
3 仿真和实验结果

3.1 仿真结果分析

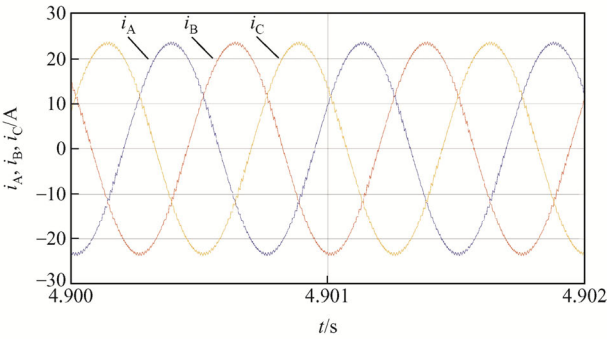
为验证本文所采用拓扑及控制策略的正确性，首先搭建了高速永磁同步电机的仿真模型，仿真和实验中所采用的高速永磁同步电机参数见表 1。

为验证本文所采用拓扑降低绕组电流纹波的正确性，首先在 MATLAB/Simulink 环境中，分别搭建了传统电压型逆变器及变母线电流型逆变器 2 种仿真模型，然后分别控制高速永磁同步电机至 80 000 r/min。图 9 为 2 种逆变器电路稳态输出的三相电流仿真波形，图中变母线电流型逆变器输出的三相电流纹波明显小于传统电压型逆变器，证明了本文所采用变母线电流型逆变器拓扑可有

效降低高速永磁同步电机的绕组电流纹波，从而降低转矩脉动。



(a) 电压型逆变器



(b) 变母线电流型逆变器

图 9　转速 80 000 r/min 三相电流波形

Fig. 9 Waveforms of three-phase current at speed of 80 000 r/min

为验证本文提出的变母线电流及矢量角锁相环控制策略，在仿真中进行动态性能对比分析。在 3 s 时刻设置转速设定值阶跃，控制高速永磁同步电机从 30 000 r/min 加速至 80 000 r/min，电机转速及电流波形如图 10 所示。

由图 10 可见，2 种控制策略下电机转速的动态性能无明显差异，由于本文所提控制策略涉及到母线电压动态调整及相角分配，因此相比传统电压型逆变器，本文所提控制策略的三相电流、d 轴电流及 q 轴电流调节速度较慢。高速永磁同步电机对电流动态性能要求较低，对转速动态性能、运算复杂度要求较高，同时需降低电机电流纹波，因此相比传统电压型逆变器，本文所提控制策略更适用于高速永磁同步电机。

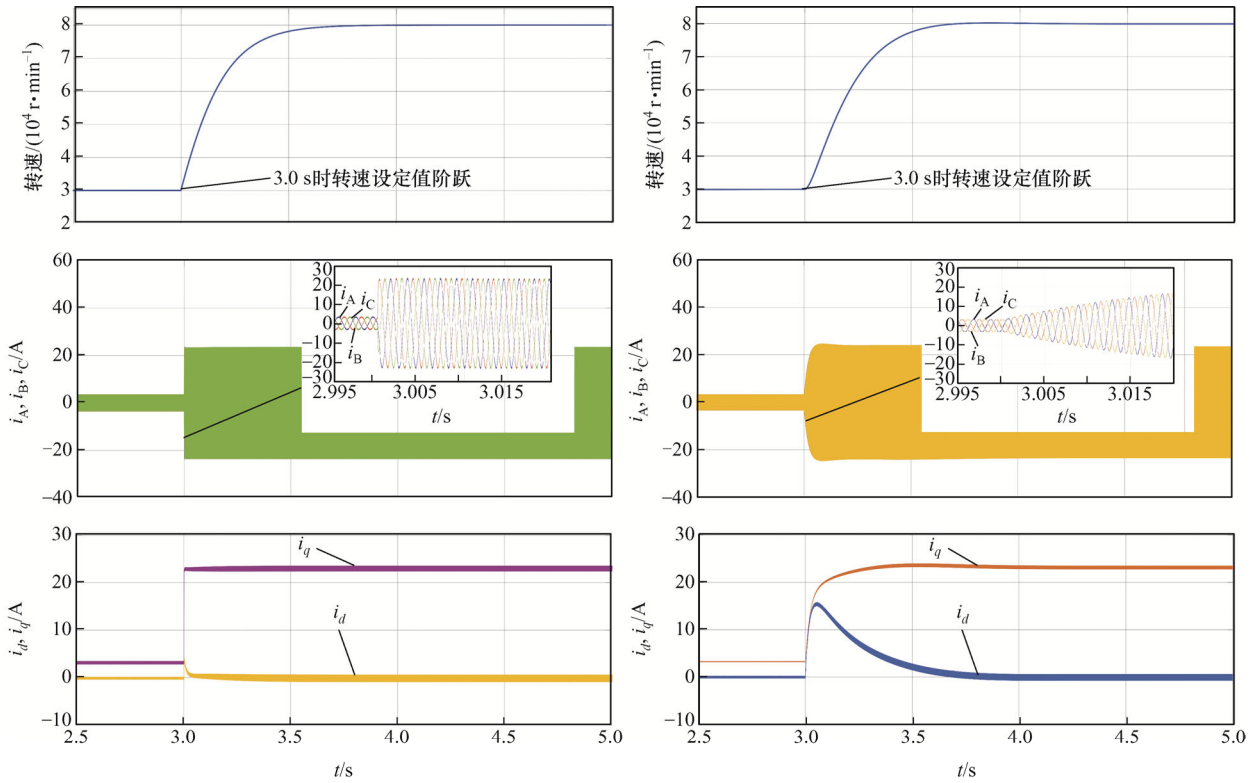
3.2　实验结果分析

为进一步验证本文所采用拓扑及控制策略的有效性，搭建了如图 11 所示的样机实验平台，样机参数规格与仿真参数一致，见表 1。电机为 1 台 3 000 W、80 000 r/min 的表贴式高速永磁同步电机，变母线电流型逆变器前级电路采用 3 个 28 μH 的电感串联作为母线电感，电容为 200 μF 的贴片电容，功率器件采用上海稼未来公司的氮化镓型功率管，数字控制芯片采用 ST 公司的 STM32H750VBT6 芯片，注入采样中断频率及逆变器开关频率均为 50 kHz，脉宽调制 PWM(pulse width modulation)输出采用中心对齐模式，主要控制参数与仿真保持一致。

首先，为验证所采用拓扑降低电机电流纹波的有效性，分别使用电压型逆变器与变母线电流型逆变器来驱动实验样机，各转速稳态下的 A 相电流波形如图 12 所示。

其中，逆变器系统输入电压均为直流 400 V，30 000 r/min 转速下输出基波电压约为 42.7 V，计算可得调制系数 $m=0.185$，同理 60 000 r/min 转速下调制系数 $m=0.315$，80 000 r/min 转速下调制系数 $m=0.435$。由图 12 可见，不同转速下，即不同调制系数下，变母线电流型逆变器的输出相电流波形均较为平滑、波动小，可有效改善电机转矩脉动。当电机转速较低，即调制系数 m 较小时，变母线电流型逆变器相对于电压型逆变器的电流纹波降低效果明显。随着电机转速上升，即调制系数 m 增大，变母线电流型逆变器的输出电流纹波逐渐趋近于电压型逆变器，验证了本文所采用变母线电流型逆变器拓扑的正确性及优越性。

为验证本文所提变母线电流控制策略的正确性，通过设置转速阶跃，来观察系统的动态性能。图 13(a)所示为实验样机从 30 000 r/min 加速至 80 000 r/min 的相电流波形，图 13(b)为滑模观测器得到的转速估计值，通过串口通信，以 100 ms 的周期发送至上位机的转速波形。由图 13 可见，电机相电流逐步增大，与仿真波形相符，同时耗时 5.8 s 转速达到稳定，验证了本文所提变母线电流控制策略的正确性。



(a) 电压型逆变器 (b) 变母线电流型逆变器

图 10 动态性能对比

Fig. 10 Comparison of dynamic performance

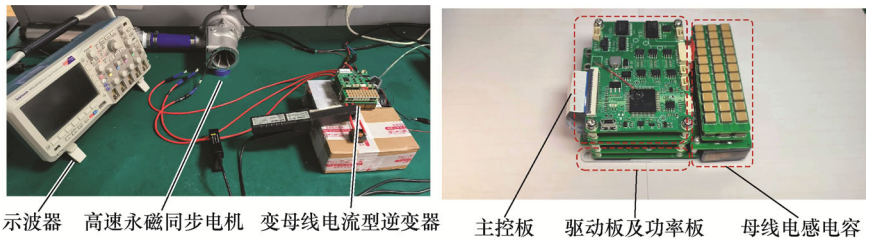
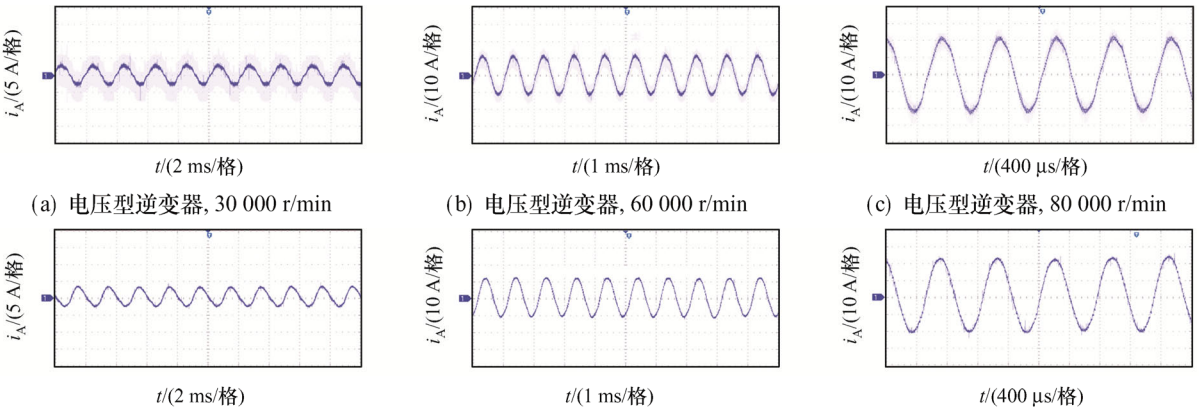


图 11 实验平台

Fig. 11 Experimental platform

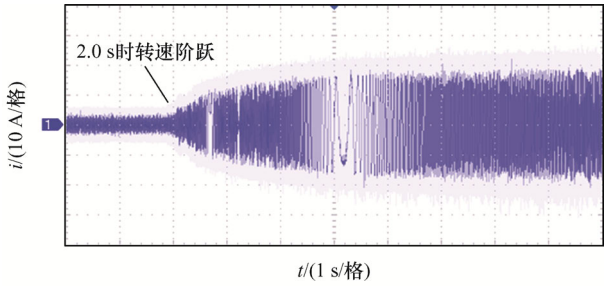


(a) 电压型逆变器, 30 000 r/min (b) 电压型逆变器, 60 000 r/min (c) 电压型逆变器, 80 000 r/min

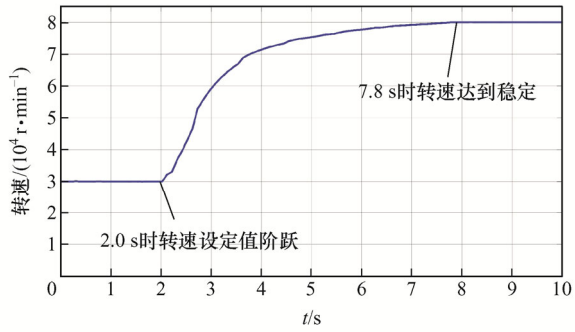
(d) 变母线电流型逆变器, 30 000 r/min (e) 变母线电流型逆变器, 60 000 r/min (f) 变母线电流型逆变器, 80 000 r/min

图 12 定子电流波形

Fig. 12 Waveforms of stator current



(a) 相电流



(b) 上位机转速波形

图 13　系统动态性能

Fig. 13 Dynamic performance of system

4　结语

针对高速永磁同步电机电感小、基频高的特点，本文提出了一种较为简单的变母线电流控制策略。首先对电机绕组电流纹波的产生机理进行了分析，得出变母线电流型逆变器拓扑可有效降低电流纹波。然后与传统变母线电压控制策略进行了对比，得出所提控制策略参数较少、运算较为简单，有利于提高控制频率，从而提高驱动系统载波比，进一步降低电机电流纹波。再对磁场矢量幅值与磁场角度分离控制进行了深入探究与分析，通过前级的电流幅值控制可实现对电机的磁场矢量幅值控制，最终实现电机转速的稳定控制。对于磁场角度控制，通过分析矢量方程、矢量图及矢量角数值关系，提出了一种矢量角锁相环控制策略，可实现电机的零 d 轴电流闭环控制。最后通过 1 台 80 000 r/min 高速永磁同步电机进行了仿真及实验验证，证实了拓扑及控制策略的有效性和正确性，变母线电流控制策略的输出电流纹波小、运算简单，可实现零 d 轴电流控制，转速调节动态性能较好，实现了高速永磁同步电机的稳定运行。

参考文献：

[1] 鲍旭聪，王晓琳，彭旭衡，等. 高速电机驱动关键技术研究综述[J]. 中国电机工程学报，2022，42(18)：6856-6870.
Bao Xucong, Wang Xiaolin, Peng Xuheng, et al. Review of key technologies of high-speed motor drive [J]. Proceedings of the CSEE, 2022, 42(18): 6856-6870. (in Chinese)

[2] 张凤阁，杜光辉，王天煜，等. 高速电机发展与设计综述[J]. 电工技术学报，2016，31(7)：1-18.
Zhang Fengge, Du Guanghui, Wang Tianyu, et al. Review on development and design of high speed machines [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2016, 31(7): 1-18. (in Chinese)

[3] Huang Ziyuan, Fang Jiancheng. Multiphysics design and optimization of high-speed permanent-magnet electrical machines for air blower applications [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2016, 63(5): 2766-2774.

[4] Song Xinda, Fang Jiancheng, Han Bangcheng, et al. Adaptive compensation method for high-speed surface PMSM sensorless drives of EMF-based position estimation error [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2016, 31(2): 1438-1449.

[5] 王硕，康劲松，钟再敏，等. 电动汽车用永磁同步电机转矩脉动抑制方法综述[J]. 电源学报，2016，14(5)：24-32.
Wang Shuo, Kang Jinsong, Zhong Zaimin, et al. Overviews of torque ripple suppression method with permanent magnet synchronous motor used in electric vehicles [J]. Journal of Power Supply, 2016, 14(5): 24-32. (in Chinese)

[6] 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)

[7] 刘忠永, 范涛, 何国林, 等. 基于高斯过程回归的永磁同步电机非线性磁链辨识[J]. 电源学报, 2024, 22(3): 172-181.
Liu Zhongyong, Fan Tao, He Guolin, et al. Nonlinear magnetic flux identification of permanent magnet synchronous motors based on gaussian process regression [J]. Journal of Power Supply, 2024, 22(3): 172-181. (in Chinese)

[8] 刘忠永, 范涛, 何国林, 等. 高性能永磁同步电机显式模型预测控制算法研究[J]. 电工技术学报, 2023, 38(22): 6039-6058.
Liu Zhongyong, Fan Tao, He Guolin, et al. Research on high-performance explicit model predictive control algorithm for permanent magnet synchronous motors [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(22): 6039-6058. (in Chinese)

[9] 郑长明, 董萱萱, 肖子语, 等. 基于虚拟电阻有源阻尼的 LC 滤波型永磁同步电机系统预测电流控制[J]. 电工技术学报, 2023, 38(22): 6059-6069.
Zheng Changming, Dong Xuanxuan, Xiao Ziyu, et al. Virtual resistance active damping based predictive current control of LC-filtered permanent magnet synchronous motor system [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(22): 6059-6069. (in Chinese)

[10] 张彦平, 尹忠刚, 苏明, 等. 基于共振扩张状态观测器的内置式永磁同步电机统一全速域无位置传感器控制[J]. 电工技术学报, 2023, 38(22): 6070-6081.
Zhang Yanping, Yin Zhonggang, Su Ming, et al. Unified full speed sensorless control of interior permanent magnet synchronous motor based on resonance extended state observer [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(22): 6070-6081. (in Chinese)

[11] 李昊岩, 许海平, 陈曦. 定子无铁心永磁无刷直流电机驱动拓扑设计方案及对比[J]. 电工技术学报, 2023, 38(24): 6619-6631.
Li Haoyan, Xu Haiping, Chen Xi. Design and comparison of drive topologies for stator-ironless permanent magnet brushless DC motor [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(24): 6619-6631. (in Chinese)

[12] 杜鹏程. 高速永磁同步电机电流谐波抑制技术[D]. 哈尔滨: 哈尔滨工业大学, 2020.
Du Pengcheng. Current harmonic suppression technology of high speed permanent magnet synchronous motor [D]. Harbin: Harbin Institute of Technology, 2020. (in Chinese)

[13] 吉敬华, 钱渊方, 赵文祥, 等. 低载波比下的双三相永磁电机低电流纹波变开关序列调制策略[J]. 中国电机工程学报, 2024, 44(23): 9422-9430.
Ji Jinghua, Qian Yuanfang, Zhao Wenxiang, et al. Variable switching sequence modulation strategy with low current ripple for dual three-phase PMSM operating at low switching-to-fundamental ratio [J]. Proceedings of the Chinese Society for Electrical Engineering, 2024, 44(23): 9422-9430. (in Chinese)

[14] 于赫洋. 带LC滤波器的高速永磁同步电机驱动控制研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2022.
Yu Heyang. Research on drive control system of permanent magnet synchronous motor with LC filter [D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2022. (in Chinese)

[15] Li Chushan, Lu Rui, Li Chengmin, et al. Space vector modulation for SiC and Si hybrid ANPC converter in medium-voltage high-speed drive system [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2020, 35(4): 3390-3401.

[16] Wang Weiqi, Gao Feng, Yang Yongheng, et al. An eight-switch five-level current source inverter [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2019, 34(9): 8389-8404.

[17] Xu Yang, Wang Zheng, Shen Yinzhen, et al. A CSI-fed PMSM drive system with single-stage operation for extended constant-torque range [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2024, 71(9): 10389-10401.

[18] Zhang Jindong, Huang Yunkai, Peng Fei, et al. Pole placement-based current control method for CSI-fed PMSM drive with eliminating capacitor voltage sampling [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(8):

9409-9420.

[19] 关维德, 李涛, 钟健, 等. 电机控制器直流侧前置双有源桥 DC-DC 变换器的模型预测与应力优化混合控制[J]. 电工技术学报, 2024, 39(12): 3787-3801.
Guan Weide, Li Tao, Zhong Jian, et al. Hybrid control of model prediction and current stress optimization for dual active bridge DC-DC converter in motor drive systems [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(12): 3787-3801. (in Chinese)

[20] 张明远. 可变母线电压电机系统设计与降耗研究[D]. 上海: 上海交通大学, 2020.
Zhang Mingyuan. Design and loss reduction reasearch of motor syetem with variable bus voltage [D]. Shanghai: Shanghai Jiao Tong University, 2020. (in Chinese)



黄进

作者简介：

黄进(2000—)，男，硕士研究生。研究方向：高速电机驱动控制技术。E-mail：jin.huang@whu.edu.cn。

秦浩浜(1999—)，男，硕士研究生。研究方向：高速电机驱动控制技术。E-mail：qinhaobang@whu.edu.cn。

高星冉(1992—)，男，通信作者，博士。研究方向：电力电子，无线输电技术，高速电机驱动控制技术。E-mail：gaoxran@whu.edu.cn。

胡文山(1980—)，男，博士，教授。研究方向：高速电机驱动控制技术，网络化控制。E-mail：wenshan.hu@whu.edu.cn。

梅远腾(1996—)，男，硕士，研究助理。研究方向：电力电子，无线输电技术，高速电机驱动控制技术。E-mail：ht006763@whu.edu.cn。

(责任编辑：耿越)



公益广告来源：中国文明网