

DOI: 10.19650/j.cnki.cjsi.J2514581

电流源型感应电机驱动系统的 MTPA 控制策略研究*

高龙将,徐奇伟,苗轶如,张雪锋,张 伟
(重庆大学电气工程学院 重庆 400044)

摘 要:相较于电压源型逆变器(VSI),电流源型逆变器(CSI)在升压运行、短路与过电流保护、输出电流谐波抑制以及系统运行可靠性等方面具有一定优势。然而,CSI的直流(DC)母线电流通常通过直流电压源对直流侧电感充放电而形成,因此并不具备理想的恒流源特性。此外,CSI不具备降压运行与能量双向流动的能力,导致其在电机驱动场合的应用受限。针对以上CSI的固有缺陷,以基于双向斩波器的两级式CSI感应电机驱动系统为研究对象,对其最大转矩电流比(MTPA)控制策略展开研究。首先,在建立电机与交流(AC)滤波电容稳态数学模型的基础上,推导了MTPA目标下直流母线电流最小给定值与定子励磁电流最优给定值的计算表达式。然后,根据双向斩波器的工作模式,提出一种直流母线滞环控制策略,实现不同运行工况下直流母线电流对给定值的快速响应与精确跟随。最后,搭建MATLAB/Simulink仿真模型与基于数字控制器的实验平台,对所提CSI感应电机驱动系统的MTPA控制策略进行验证,并分析MTPA计算精度对电机与电容参数变化的敏感程度。结果表明,引入基于双向斩波器的直流母线电流滞环控制后,CSI的直流侧具备了受控电流源的特性。同时,在所提MTPA控制策略作用下,感应电机的转矩脉动和电流谐波含量均得到有效降低,从而改善了电机的动态和稳态运行性能。

关键词: 电流源型逆变器;感应电机;最大转矩电流比;电机控制

中图分类号: TM464 TH-39 **文献标识码:** A **国家标准学科分类代码:** 510.80

MTPA control strategy for induction motor drive system fed by current source inverter

Gao Longjiang, Xu Qiwei, Miao Yiru, Zhang Xuefeng, Zhang Wei

(College of Electrical Engineering, Chongqing University, Chongqing 400044, China)

Abstract: Compared with voltage source inverters (VSI), current source inverter (CSI) has several advantages, including voltage boosting capability, short-circuit and overcurrent protection, lower output current harmonic distortion, and higher operational reliability. However, the direct-current (DC) bus current in a CSI is generated by charging and discharging an inductor from a DC voltage source, and therefore does not exhibit the characteristics of an ideal constant current source. Furthermore, the inability of the CSI to operate in a step-down mode and to facilitate bidirectional power flow significantly limits its applicability in motor drive systems. To overcome the inherent limitations of the conventional CSI, this paper focuses on a two-stage CSI induction motor drive system incorporating a bidirectional chopper and investigates its maximum torque per ampere (MTPA) control strategy. Firstly, by establishing the steady-state mathematical model of the motor and the alternating-current (AC) filter capacitor, expressions are derived for the minimum DC bus current reference and the optimal stator excitation current reference under the MTPA criterion. Subsequently, based on the operating mode of the bidirectional chopper, a hysteresis control strategy for the DC bus is proposed to enable rapid and precise tracking of the DC bus current to its reference under varying operating conditions. Finally, a MATLAB/Simulink simulation model and a digitally controlled experimental platform are established to validate the proposed MTPA control strategy for the CSI driven motor system. The sensitivity of the MTPA calculation accuracy to variations in the motor and capacitor parameters is also analyzed. The results demonstrate that the implementation of a DC bus current hysteresis control based on a bidirectional chopper, the DC side of the CSI exhibits characteristics of a controlled current source. Furthermore, the proposed MTPA control strategy effectively reduces the torque ripple and current harmonic

收稿日期:2025-10-14 Received Date: 2025-10-14

* 基金项目:湖南省自然科学基金(2023JJ40148)项目资助

distortion of the induction motor, leading to improved dynamic and steady-state performance.

Keywords: current source inverter; induction motor; maximum torque per ampere; motor control

0 引 言

根据直流侧的能量特性,逆变器可分为电压源型逆变器(voltage source inverters, VSI)与电流源型逆变器(current source inverter, CSI)^[1-2]。其中,VSI结构简单,调制与控制技术发展成熟,是当前电机领域普遍采用的驱动拓扑^[3]。但是,VSI只能降压运行,为防止桥臂直通,需要加入死区时间,导致电机定子电流出现低次谐波畸变^[4]。此外,电机的定子电压为矩形波,存在较大的 du/dt 与电磁干扰问题^[5]。相比之下,CSI则存在的优势为:

1) CSI的线电压高于直流输入电压,因此可以降低直流侧的电压等级,比VSI更加适用于升压场合^[6];

2) CSI具有过电流与短路保护特性^[7];

3) 由于交流侧电容的滤波作用,CSI的定子电压为正弦状, du/dt 与电磁干扰均显著小于VSI,CSI也体现出更加优异的稳态性能^[8]。

尽管CSI具有上述优势,但其在电机驱动领域的应用并不广泛。主要原因是传统CSI的直流母线电流由直流输入电压源通过电感充电形成,难以具备理想恒流源特性^[9],且逆变器的开关状态对直流母线电感具有充电和放电效应^[10]。当直流母线电流较低时,调制过程中零矢量的占空比则很小,导致一个载波周期内 L_{dc} 的充电时间进一步减小,引起直流母线电流降低,且难以满足电机对电流的需求,因此电磁转矩也相应减小。当 i_{dc} 较大时,零矢量占空比则同样较大, L_{dc} 的充电时间会进一步增加,导致 i_{dc} 持续增加。此时,尽管直流母线电流能够满足电机的电流需求,但是转矩脉动会显著增加。

基于以上分析,传统CSI的直流母线电流与具有充电作用的零矢量占空比成正反馈过程,致使直流母线电流难以保持恒定^[11]。同时,传统CSI无法运行于降压与能量回馈模式。为了实现CSI直流母线电流的恒定输出,国内外学者针对CSI的直流侧提出了一些改进方案。文献[12]以背靠背电流源型变换器为研究对象,对其调制与控制策略展开研究。前级的整流器用于调节直流母线电流,但是该拓扑仅适用于以交流电网为输入的场合。文献[13]引入开关管和二极管与直流母线电感并联,通过增加一条续流回路,实现对直流母线电流的调节,但是该拓扑不能在降压与能量回馈模式运行。文献[14]在每一相桥臂中点均增加一条续流路径,通过开关管与二极管与直流母线电感的输入端连接。该拓扑增加了降压工作模式,但是直流母线电流存在显著的二倍频谐波,影

响了交流负载电流的电能质量。美国能源部提出了一种准Z源CSI拓扑结构^[15],能够实现能量的双向流动与升降压运行,但是过多无源器件的引入,增加了控制难度以及无功功率。文献[16]则在CSI直流侧增加了双向斩波电路,能够实现对直流母线电流的控制,还能够扩大CSI的电压输出范围,并实现能量回馈,与其他4种改进拓扑相比,成本差异较小。

电机的最大转矩电流比(maximum torque per ampere, MTPA)控制能够实现单位定子电流下输出最大的转矩,进而提高电机的运行效率。当前针对VSI电机驱动系统的MTPA控制方法已十分成熟,包括公式法、查表法、搜索法、高频信号注入法等^[17],目前面向CSI电机驱动系统的研究主要集中在调制与交流侧的控制方面,加之CSI的应用场景低于VSI,导致目前其MTPA控制策略还鲜有研究。但根据文献[18]对CSI开关损耗、导通损耗以及输出电流谐波的数学模型,以上3个指标均与直流母线电流成正相关,因此对CSI电机驱动系统开展MTPA研究,是提升其效率与动力性能的必要手段。

本文以基于双向斩波器的CSI感应电机驱动系统为研究对象。首先,推导了直流母线电流与定子励磁电流分量之间的数学关系,并提出了MTPA目标下给定值的计算方法。即在满足电磁转矩需求的条件下,得到了直流母线电流最小给定值与定子励磁电流最优给定值计算表达式。由于直流母线电流的减小,相同工况下CSI系统的损耗会随之降低。然后,分析了双向斩波器不同开关状态对直流母线电流的影响,分别针对电动模式与回馈模式设计了两种滞环控制方法,用于实现直流母线电流对最小给定值快速精确地跟随,在不增加计算复杂度的前提下,消除了CSI直流侧与交流侧的耦合。最后,建立仿真模型并搭建实验平台,对所提方法的有效性进行验证。

1 CSI 感应电机驱动系统的数学模型

基于双向斩波器的CSI感应电机驱动系统如图1所示。其中,开关管 S_a 、 S_b 以及二极管 D_a 、 D_b 共同构成了双向斩波器,开关管 $S_1 \sim S_6$ 以及二极管 $D_1 \sim D_6$ 构成了三相逆变桥电路, i_{at} 、 i_{bt} 、 i_{ct} 分别表示逆变桥的三相输出电流, i_{as} 、 i_{bs} 、 i_{cs} 分别表示感应电机的三相定子电流, u_{as} 、 u_{bs} 、 u_{cs} 分别表示三相滤波电容电压,由于电容与电机并联, u_{as} 、 u_{bs} 、 u_{cs} 也可用于表示感应电机的三相定子电压。

根据文献[19],基于转子磁链定向的两相旋转($d-q$)坐标系下的感应电机电流状态方程为:

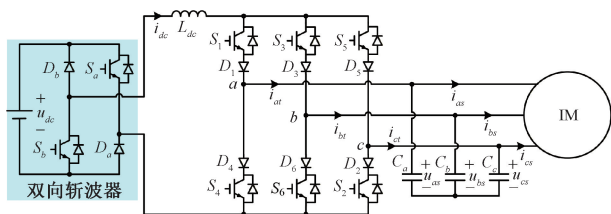


图1 基于双向斩波器的 CSI 感应电机驱动拓扑

Fig.1 Topology of CSI-fed IM drive system with bidirectional DC chopper

$$\begin{cases} \sigma L_s \frac{di_{ds}}{dt} = u_{ds} - i_{ds} R_s + \omega_s \sigma L_s i_{qs} - e_{ds} \\ \sigma L_s \frac{di_{qs}}{dt} = u_{qs} - i_{qs} R_s - \omega_s \sigma L_s i_{ds} - e_{qs} \end{cases} \quad (1)$$

式中: i_{ds} 与 i_{qs} 分别表示定子励磁电流与转矩电流; u_{ds} 与 u_{qs} 分别表示 d - q 坐标系下的定子电压; R_s 、 L_s 、 ω_s 与 σ 分别表示定子电阻、定子电感、同步角频率和漏磁系数; e_{ds} 与 e_{qs} 分别表示 d - q 坐标系下反电动势, 其具体形式为:

$$\begin{cases} e_{ds} = (1 - \sigma) L_s \frac{di_{dr}}{dt} \\ e_{qs} = (1 - \sigma) L_s \omega_s i_{dr} \end{cases} \quad (2)$$

式中: i_{dr} 表示 d 轴转子电流。

d - q 坐标系下的定子电压状态方程为:

$$\begin{cases} C \frac{du_{ds}}{dt} = i_{dt} - i_{ds} + \omega_s C u_{qs} \\ C \frac{du_{qs}}{dt} = i_{qt} - i_{qs} - \omega_s C u_{ds} \end{cases} \quad (3)$$

式中: i_{dt} 与 i_{qt} 表示 d - q 坐标系逆变器输出电流; C 表示滤波电容的电容值。

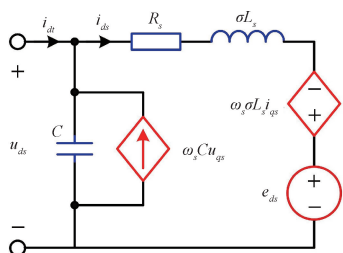
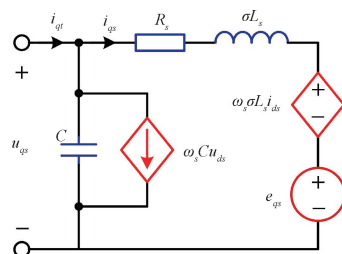
根据式(1)~(3), 可以构建得到 d - q 坐标系下 CSI 交流侧的等效电路模型, 如图2所示。

当感应电机稳态运行时, 图2的稳态方程为:

$$\begin{cases} i_{dt} = (1 - \sigma L_s C \omega_s^2) i_{ds} - R_s C \omega_s i_{qs} \\ i_{qt} = R_s C \omega_s i_{ds} + (1 - L_s C \omega_s^2) i_{qs} \end{cases} \quad (4)$$

感应电机的电磁转矩可表示为:

$$T_e = \frac{3n_p L_m^2 i_{ds} i_{qs}}{2L_r} \quad (5)$$

(a) d -axis equivalent circuit(b) q -axis equivalent circuit图2 d - q 坐标系下 CSI 交流侧的等效电路模型Fig.2 Equivalent circuit of CSI AC-side in d - q axis

式中: n_p 表示极对数; T_e 表示电磁转矩; L_m 与 L_r 分别表示感应电机的励磁电感与转子电感。

已知直流母线电流 i_{dc} 与 i_{dt} 、 i_{qt} 的数学关系为:

$$i_{dc} = \sqrt{i_{dt}^2 + i_{qt}^2} / m_{inv} \quad (6)$$

式中: m_{inv} 表示调制系数。

将式(4)与(5)代入式(6), 建立直流母线电流与电磁转矩以及励磁电流之间的数学关系, 如式(7)所示。

$$i_{dc} = \sqrt{\frac{i_{ds}^2 (k_1^2 + k_2^2)}{m_{inv}^2} + \frac{4L_r^2 T_e^2 (k_1^2 + k_3^2)}{9m_{inv}^2 n_p^2 L_m^4 i_{ds}^2} - \frac{2k_4 T_e}{3n_p L_m^2 m_{inv}^2}} \quad (7)$$

其中, k_1 、 k_2 、 k_3 、 k_4 的具体形式为:

$$\begin{cases} k_1 = R_s C \omega_s \\ k_2 = 1 - \sigma L_s C \omega_s^2 \\ k_3 = 1 - L_s C \omega_s^2 \\ k_4 = (1 - \sigma) L_s L_r R_s C^2 \omega_s^3 \end{cases} \quad (8)$$

由式(8)可知, i_{dc} 与 m_{inv} 、 T_e 、 i_{ds} 相关。其中, i_{dc} 与 m_{inv} 成反比例关系。根据文献[20]阐述的脉冲宽度调制 (pulse width modulation, PWM) 理论, 增加 m_{inv} 还能够降低逆变器输出电流的谐波畸变率。但是 m_{inv} 设置过大会降低零矢量的占空比, 难以维持 L_{dc} 的伏秒平衡, 因此本文将设置为 0.85。

2 MTPA 目标下直流母线电流与励磁电流给定值的计算方法

式(7)建立了 i_{dc} 与 T_e 、 i_{ds} 之间的数学关系式。在保证电机输出为 T_e 的前提下, 接下来以直流母线电流最小为目标, 推导 i_{dc} 的最小值 i_{dc_min} 与 i_{ds} 的最优值 i_{ds_opt} 计算表达式。对式(7)的极值进行求解, 当 $di_{dc}/di_{ds} = 0$ 时, i_{dc_min} 与 i_{ds_opt} 的表达式为:

$$i_{ds_opt} = \sqrt[4]{\frac{4T_e^2}{9n_p^2 L_m^4} \times \frac{k_1^2 + k_3^2}{k_1^2 + k_2^2}} \quad (9)$$

$$i_{dc_min} = \frac{\sqrt{2L_r T_e}}{\sqrt{3n_p m_{inv} L_m}} \times \sqrt{2\sqrt{(k_1^2 + k_2^2)(k_1^2 + k_3^2)} - k_4}$$

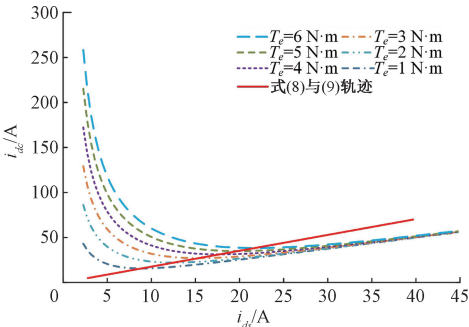
(10)

本文所采用的电机参数如表 1 所示,将参数代入式(7)可得到不同转矩与转速下 i_{dc} 与 i_{ds} 之间的函数关系。

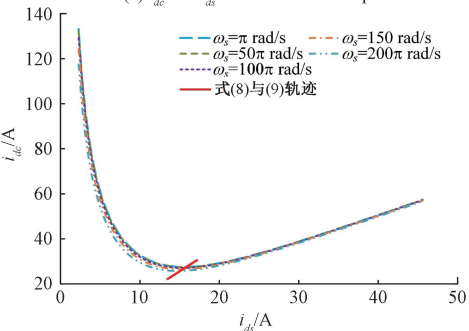
表 1 感应电机参数

感应电机参数	参数值
定子电阻 R_s/Ω	0.070 7
定子电感 L_s/mH	4.513 6
转子电阻 R_r/Ω	0.049 2
转子电感 L_r/mH	4.670 5
励磁电感 L_m/mH	4.386 0
漏磁系数 σ	0.087 5
额定功率/W	1 200
额定电压/V	48
额定频率/Hz	50
转动惯量/ $(\text{kg}\cdot\text{m}^2)$	0.01
极对数 n_p	2

在 ω_s 为 100π rad/s 条件下,绘制不同转矩下 i_{dc} 与 i_{ds} 之间的函数曲线,如图 3(a)所示。图 3(b)给出了 T_e 为 $3\text{ N}\cdot\text{m}$,在不同转速下 i_{dc} 与 i_{ds} 之间的函数曲线。



(a) 不同转矩下的 i_{dc} 和 i_{ds} 曲线
(a) i_{dc} and i_{ds} under different torque



(b) 不同转速下的 i_{dc} 和 i_{ds} 曲线
(b) i_{dc} and i_{ds} under different speed

图 3 直流母线电流与励磁电流以及极小值点的数学曲线
Fig. 3 Curves of i_{dc} and i_{ds} under different conditions

从图 3(a)可以看出,在每条曲线上均存在一个极小值点,将电机参数分别代入式(8)与(9),绘制 (i_{ds_opt}, i_{dc_min}) 随转矩变化的轨迹,同样在图 3(a)中显示,可看出该轨迹与各条曲线的极小值点是重合的。与 $i_{ds} > i_{ds_opt}$ 的区间相比,当 $i_{ds} < i_{ds_opt}$ 时, i_{dc} 对 i_{ds} 的变化更为敏感,且 i_{ds_opt} 与 i_{dc_min} 均随着 T_e 增加而增大。

从图 3(b)可以看出, (i_{ds_opt}, i_{dc_min}) 随转速变化的轨迹同样与各条曲线的极小值点重合, i_{ds_opt} 与 i_{dc_min} 对 ω_s 的变化并不敏感。式(8)所示的励磁电流极小值计算方法并不能直接作为其最优给定值,还应在考虑磁链饱和以及空载工况下励磁电流不能为 0 的约束条件。因此励磁电流的给定值 i_{dc_ref} 还需要进行限幅处理,即:

$$i_{ds_ref} = \begin{cases} i_{ds_min}, & i_{ds_opt} < i_{ds_min} \\ i_{ds_max}, & i_{ds_opt} > i_{ds_max} \\ i_{ds_opt}, & i_{ds_min} \leq i_{ds_opt} \leq i_{ds_max} \end{cases}$$

(11)

式中: i_{ds_max} 表示临界磁路饱和状态下的最大励磁电流; i_{ds_min} 表示空载状态下规定的最小定子励磁电流。

3 基于双向斩波器的直流母线电流控制

本章将提出一种基于双向斩波器的直流母线电流控制策略,实现不同运行工况下直流母线电流对给定值的快速响应与精确跟随。

3.1 双向斩波器的工作模式

双向斩波器共存在 3 种工作模式,分别为电源供电模式、电感供电模式以及能量回馈模式,各工作模式对应的开关状态为:

- 1) 电源供电模式:等效电路如图 4(a)所示, S_a 与 S_b 同时开通。在零矢量状态下,直流电压源为 L_{dc} 充电。在有效矢量状态下,直流电压源与 L_{dc} 共同为电机供电;
- 2) 电感供电模式:等效电路如图 4(b)所示,仅 S_a 开通,直流电压源输出功率为零, L_{dc} 独立向电机供电;
- 3) 能量回馈模式:等效电路如图 4(c)所示, S_a 与 S_b 均保持关断状态,在不改变 i_{dc} 流向的前提下,电机的能量反馈至直流电压源。

3.2 直流母线电流的滞环控制策略

本文基于双向斩波器提出了一种滞环控制方法实现对直流母线电流的调节。当感应电机工作于电动状态时,双向直流斩波器在电源供电模式与电感供电模式之间切换。 S_a 保持开通状态,在每个采样周期检测 i_{dc} ,并与直流母线电流给定值 i_{dc_ref} 进行比较,以确定 S_b 的开关状态。具体控制规则为:

$$S_b = \begin{cases} 0, & i_{dc} \geq i_{dc_ref} + \Delta i_{dc} \\ 1, & i_{dc} \leq i_{dc_ref} - \Delta i_{dc} \\ \text{不变}, & i_{dc_ref} - \Delta i_{dc} \leq i_{dc} \leq i_{dc_ref} + \Delta i_{dc} \end{cases}$$

(12)

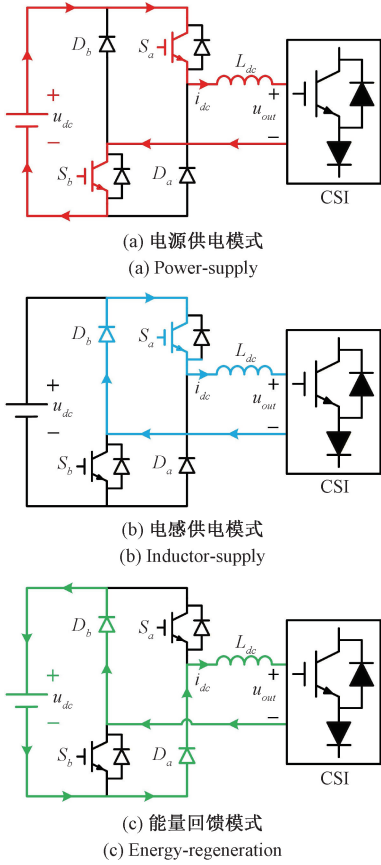


图 4 双向斩波器 3 种工作模式的等效电路

Fig. 4 Equivalent circuits of three operating modes of bidirectional chopper

式中: Δi_{dc} 表示滞环的宽度。

当 i_{dc} 大于滞环控制器的上限设定值, S_b 关断, 双向斩波器工作于电感供电模式, 对 i_{dc} 具有减小作用。当 i_{dc} 小于滞环控制器的下限设定值, S_b 开通, 双向斩波器工作于电源供电模式, 利用零矢量阶段对 L_{dc} 的充电作用, i_{dc} 能够增加。而当 i_{dc} 在滞环范围内时, S_b 的开关状态与前一个控制周期相同。

当感应电机减速运行时, 双向直流斩波器在电感供电模式与能量回馈模式之间切换。 S_b 保持关断状态, 在每个采样周期检测 i_{dc} , 并与直流母线电流给定值 i_{dc_ref} 进行比较, 以确定 S_a 的开关状态。具体控制规则为:

$$S_a = \begin{cases} 0, & i_{dc} \geq i_{dc_ref} + \Delta i_{dc} \\ 1, & i_{dc} \leq i_{dc_ref} - \Delta i_{dc} \\ \text{不变}, & i_{dc_ref} - \Delta i_{dc} \leq i_{dc} \leq i_{dc_ref} + \Delta i_{dc} \end{cases} \quad (13)$$

当 i_{dc} 大于滞环控制器的上限设定值, S_a 关断。 L_{dc} 与电机共同为直流电压源充电, i_{dc} 减小。当 i_{dc} 小于滞环控制器的下限设定值, S_a 开通, 电机释放的机械能转移至 L_{dc} 上, i_{dc} 增加。而当 i_{dc} 在滞环范围内时, S_a 的开关状态与前一个控制周期相同。

根据图 4(a), i_{dc} 的状态方程可以表示为:

$$L_{dc} \frac{di_{dc}}{dt} = u_{dc} - u_{out} \quad (14)$$

式中: u_{out} 表示 CSI 输出电压。

当 CSI 运行于零矢量状态, u_{dc} 为 L_{dc} 充电, 在一个控制周期 T_s 内, L_{dc} 的电流增量为:

$$\Delta i_{dc} = \frac{u_{dc} T_s}{L_{dc}} \quad (15)$$

当 CSI 运行于有效矢量状态, 由于本文的升压比最大为 2, 在一个控制周期 T_s 内, L_{dc} 的电流减小量为也同样可以由式 (15) 表示。因此, 直流母线滞环控制中滞环宽度 Δi_{dc} 为 $u_{dc} T_s / L_{dc}$ 。

4 仿真结果与分析

本文在 MATLAB/Simulink 仿真环境搭建了如图 1 所示基于双向斩波器的 CSI 感应电机驱动拓扑, 以及本文所提 MTPA 目标下, 直流母线电流与励磁电流给定值的计算模型。基于三闭环磁场定向控制 (field-oriented control, FOC) 的总体控制结构如图 5 所示, 采用基于双向斩波器的滞环控制后, 在设计电机控制系统时可将直

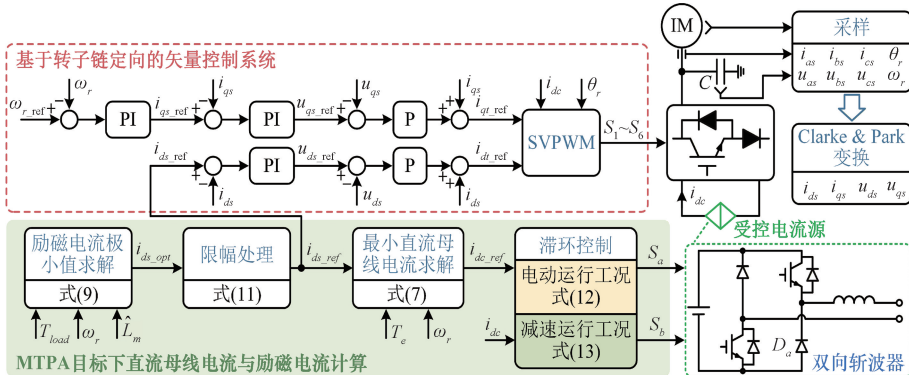


图 5 基于三闭环 FOC 的总体控制结构

Fig. 5 Control structure diagram based on three-loop FOC

流母线电流视为受控电流源处理。本文采用文献[21]提出的电流外环 PI 控制与电压内环比例控制结构。得到 d - q 坐标系下 CSI 逆变器输出电流给定值后,利用空间矢量脉宽调制(space vector pulse width modulation, SVPWM)调制策略产生逆变桥的开关信号。

4.1 MTPA 电流给定值计算方法的正确性验证

在转速 1 500 r/min、负载 2 N·m 的工况下进行仿真验证。将电机参数代入式(9)与(10),得到直流母线电流的最小给定值为 19.8 A,励磁电流的最优给定值为

12.5 A。此时的仿真波形与快速傅里叶变换(fast Fourier transform, FFT)分析结果如图 6 所示,电机具有良好的稳态性能,转矩脉动范围小于 ± 0.02 N·m,总谐波失真(total harmonic distortion, THD)仅为 0.4%。然后将直流母线电流的给定值降低为 18.8 A,此时的仿真波形与 FFT 分析结果如图 7 所示。可以看出电磁转矩的平均值略低于 2 N·m,定子电流的幅值减小 0.2 A,THD 增加至 1.31%。说明在相同励磁电流下,式(10)计算得到的直流母线电流给定值满足 MTPA 条件的最小值。

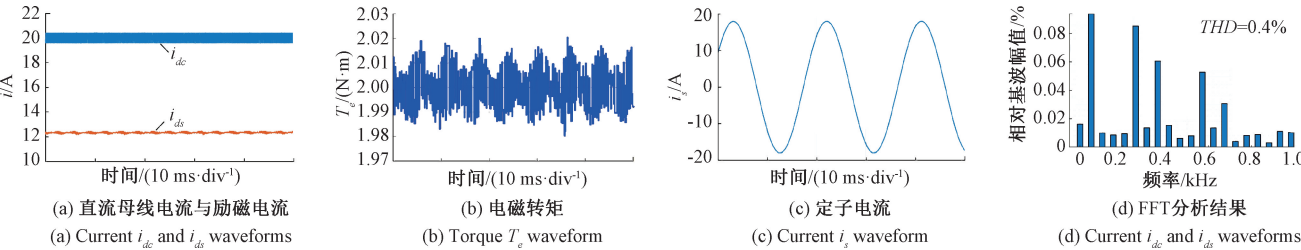


图 6 $i_{dc} = 19.8$ A, $i_{ds} = 12.5$ A 工作点下的仿真波形与 FFT 分析结果

Fig. 6 Simulation waveforms and FFT analysis results under $i_{dc} = 19.8$ A and $i_{ds} = 12.5$ A

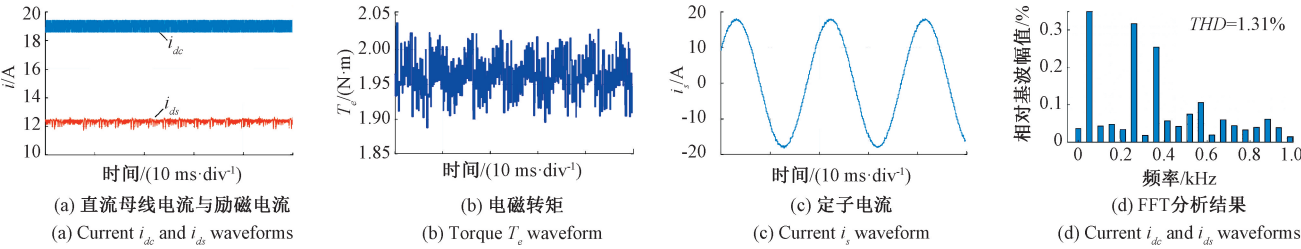


图 7 $i_{dc} = 18.8$ A, $i_{ds} = 12.5$ A 工作点下的仿真波形与 FFT 分析结果

Fig. 7 Simulation waveforms and FFT analysis results under $i_{dc} = 18.8$ A and $i_{ds} = 12.5$ A

接下来设定直流母线电流的给定值保持 19.8 A 不变,分别调整励磁电流给定值为 11.5 与 13.5 A,

对应的仿真波形与 FFT 分析结果分别如图 8 与 9 所示。

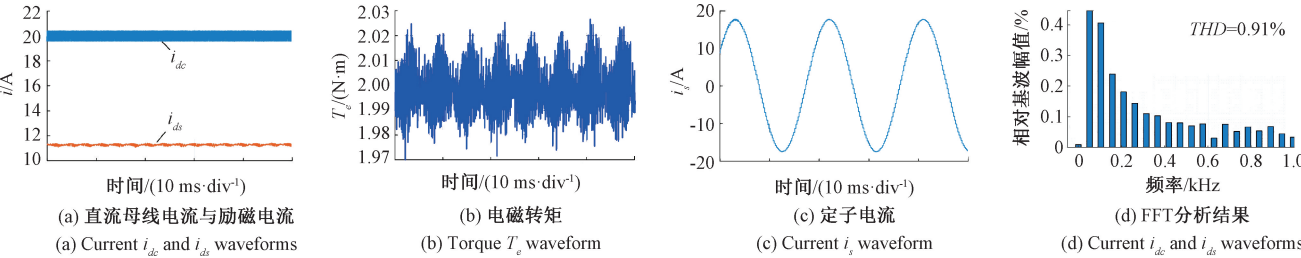


图 8 $i_{dc} = 19.8$ A, $i_{ds} = 11.5$ A 工作点下的仿真波形与 FFT 分析结果

Fig. 8 Simulation waveforms and FFT analysis results under $i_{dc} = 19.8$ A and $i_{ds} = 11.5$ A

图 8(b)所示的电磁转矩平均值低于 2 N·m,说明在输出相同转矩条件下,直流母线电流计算值对励磁电流减小较为敏感。而在图 9 中,尽管励磁电流增加,电磁转矩依然为 2 N·m,但 THD 与转矩脉动均高于励

磁电流为 12.5 A 的工作点。以上 4 组仿真结果证明了本文所提直流母线电流与励磁电流给定值计算方法是满足 MTPA 条件的最优工作点,即具有最小转矩脉动与电流 THD。

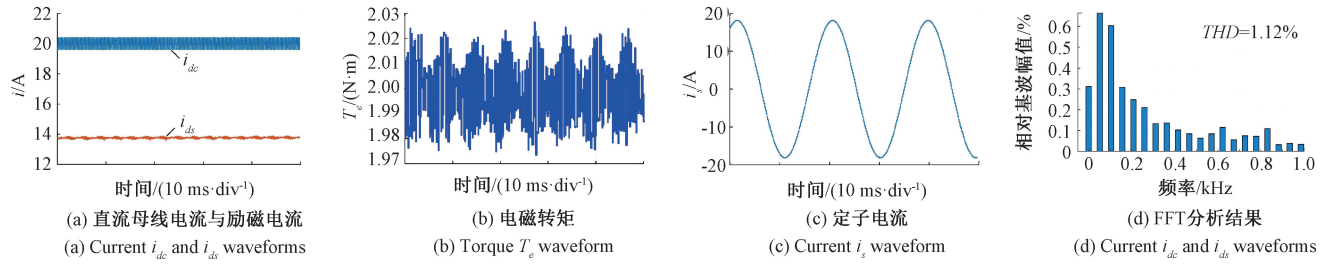


图 9 $i_{dc} = 19.8 \text{ A}$, $i_{ds} = 13.5 \text{ A}$ 工作点下的仿真波形与 FFT 分析结果

Fig. 9 Simulation waveforms and FFT analysis results under $i_{dc} = 19.8 \text{ A}$ and $i_{ds} = 13.5 \text{ A}$

4.2 MTPA 电流给定值计算方法的参数敏感度分析

本文所提出 MTPA 给定值计算方法包括多个电机参数与电容参数,当参数出现失配时,可能导致式(9)与(10)的电流给定值计算结果不再满足 MTPA 条件。令励磁电感 L_m 、定子电阻 R_s 与滤波电容 C 在 $[-50\%, 50\%]$ 范围变化,并将各参数分别代入式(9)与(10),励磁电流与直流母线电流的计算误差随参数变化的曲线如图 10 所示。可以看出,电流计算结果对定子电阻 R_s 与滤波电容 C 的敏感度很低,其参数失配对给定值计算精度的影响可以忽略。然而,励磁电感 L_m 失配会引起较大的计算误差。

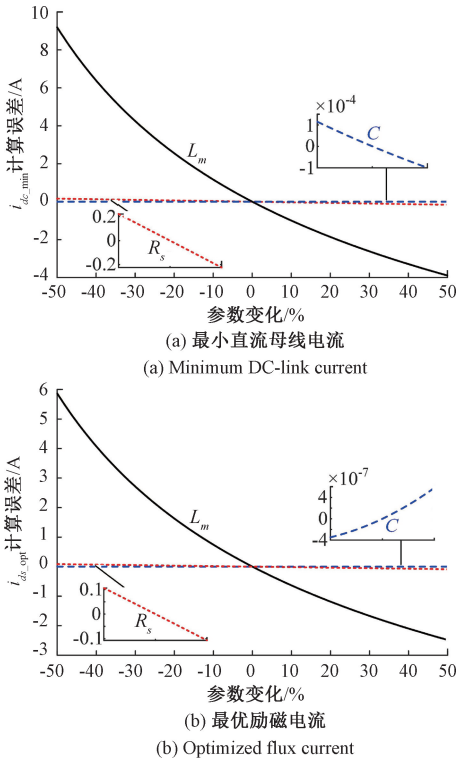


图 10 参数失配下 i_{dc_min} 与 i_{ds_opt} 的计算误差

Fig. 10 Calculation deviation of i_{dc_min} and i_{ds_opt}

under different parameter variations

在转速 1500 r/min 、负载 $2 \text{ N}\cdot\text{m}$ 的工况下, $i_{dc} = 19.8 \text{ A}$ 、 $i_{ds} = 12.5 \text{ A}$ 是满足 MTPA 条件的最优工作点。而当 L_m 减小 20% 时,电磁转矩仿真波形如图 11(a) 所示,此工作点仅能使电机输出 $1.7 \text{ N}\cdot\text{m}$ 的电磁转矩。而将实际的 L_m 重新代入式(8)与(9),得到的 MTPA 工作点为 $i_{dc} = 22.3 \text{ A}$ 、 $i_{ds} = 14.5 \text{ A}$ 。此时的电磁转矩仿真波形如图 11(b) 所示,此时电磁转矩为 $2 \text{ N}\cdot\text{m}$,转矩脉动仅为 $\pm 0.02 \text{ N}\cdot\text{m}$ 。

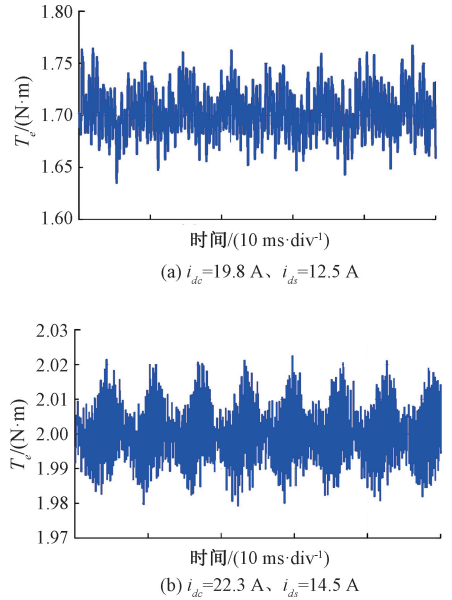


图 11 励磁电感减小 20% 工况下的电磁转矩

Fig. 11 Simulation results of torque under the mutual inductance with a 20% decrease

当 L_m 增加 20% 时, $i_{dc} = 19.8 \text{ A}$ 、 $i_{ds} = 12.5 \text{ A}$ 工作点下的电磁转矩仿真波形如图 12(a) 所示,不同于 L_m 减小的情况,电磁转矩为 $2 \text{ N}\cdot\text{m}$,转矩脉动仅为 $\pm 0.03 \text{ N}\cdot\text{m}$ 。而将实际的 L_m 重新代入式(8)与(9),得到的 MTPA 工作点为 $i_{dc} = 17.9 \text{ A}$ 、 $i_{ds} = 11.5 \text{ A}$ 。此时的电磁转矩仿真波形如图 12(b) 所示,转矩脉动为 $\pm 0.02 \text{ N}\cdot\text{m}$,小于图 12(a)。

以上仿真结果表明,当励磁电感减小时,原 MTPA 工作点不能满足转矩需求,而当励磁电感增大时,原最优工

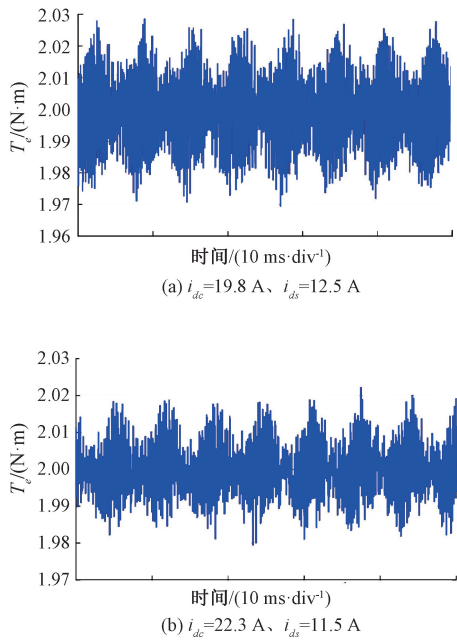


图 12 励磁电感增加 20% 工况下的电磁转矩
Fig. 12 Simulation results of torque under the mutual inductance with a 20% increase

作点则能够满足转矩需求,但并不是 MTPA 目标下的最优工作点。

5 实验结果与分析

为了进一步验证本文针对基于双向斩波器 CSI 感应电机驱动系统提出 MTPA 控制策略的可行性与有效性,搭建了如图 13 所示的 CSI 感应电机驱动系统的实验平台。

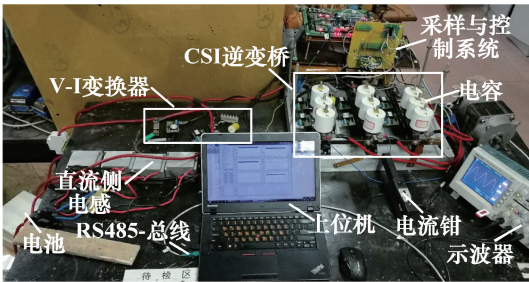


图 13 CSI 感应电机驱动系统实验平台
Fig. 13 Experimental bench of CSI-fed IM drive system

控制与调制算法均由数字信号处理器 TMS320F28335 实现。基于 MATLAB 的 GUI 平台开发了上位机软件,用于接收、显示并存储数字信号处理器 (digital signal processor, DSP) 发送的转速、转矩、 $d-q$ 坐标定子电流等无法用示波器直接测量的物理量,实验平台所采用器件的型号与参数如表 2 所示。

表 2 实验平台元器件的型号与参数
Table 2 Part number and parameters of experimental bench

元器件名称	型号	参数值
直流电感/ L_{dc}	自制	4 mH
滤波电容/ C	MKP1847610354P4	66 μ F
直流电压源	锂电池包	25 V
电流传感器	LEM LA28-P	/
电压传感器	LEM LV28-P	/
IGBT	PM400HSA120	400 V/120 A
二极管	RM300HA-24F	240 V/300 A
DSP	TMS320F28335	/
编码器	OIH	2 500 C/T

5.1 负载突变工况

首先在不同负载下验证所提 MTPA 直流母线电流与励磁电流给定值计算方法的正确性,以及基于双向斩波器的直流母线电流滞环控制的有效性。电机的给定转速设置为 1 500 r/min,启动阶段,磁粉制动器输出 2 N·m 的负载转矩,然后负载转矩增加至 4 N·m。最后,负载被移除,电机仅承受 0.5 N·m 左右的摩擦扭矩。在启动过程中,为了能够输出更大的电磁转矩,直流母线电流的给定值设置为 50 A,这也是 L_{dc} 的最大工作电流。在稳态下,根据式(9)和(10),在 2 和 4 N·m 的负载下,直流母线电流的给定值分别设置为 19.8 和 28 A,励磁电流的给定值分别设置为 12.5 和 18.2 A。当负载被移除时,采用式(11)所示的限幅处理,直流储能电感电流与励磁电流的给定值分别设置为 10 和 8 A。

实验结果如图 14 所示。在基于双向斩波器的直流母线电流滞环控制以及电机的矢量控制下,直流母线电流与励磁电流可以快速跟踪给定值,且均不存在稳态误差与较大的电流纹波。转矩呈现响应快、脉动低的特性,转速在不同负载条件下始终保持在 1 500 r/min。如图 14(e)所示,在 4 N·m 的负载转矩下,电容线电压的幅值为 32.27 V,大于直流输入电压。而当电机空载运行时,如图 14(g)所示,电容线电压的幅值为 18.92 V,小于直流输入电压。以上实验结果表明,本文所提出的 MTPA 控制策略不仅解决了 CSI 直流母线电流的控制问题,有效拓展了 CSI 的电压输出范围,使其表现出良好的升降压调节特性。

5.2 转速突变工况

在转速突变工况下对本文所提方法进行进一步实验验证。负载转矩保持 3 N·m,转速给定值从 1 500 r/min 增加到 2 000 r/min,然后降低至 1 000 r/min。在加速过程中,为了使电机尽量输出较大的电磁转矩,

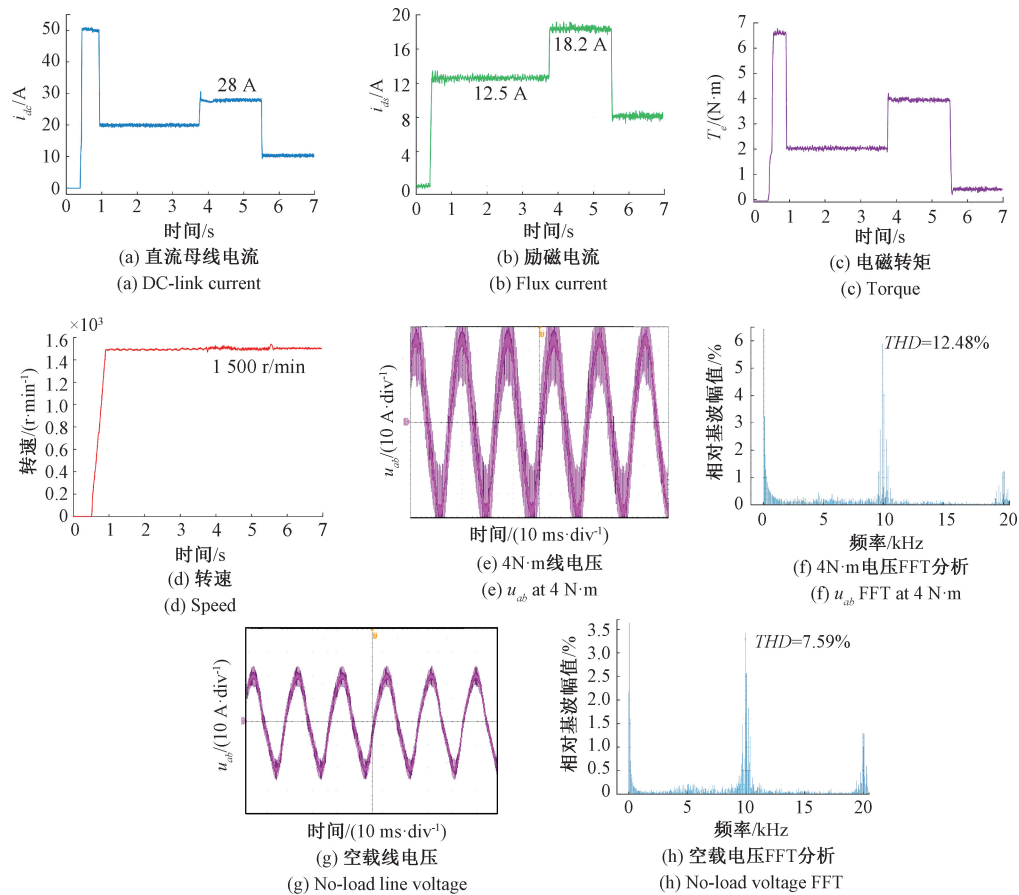


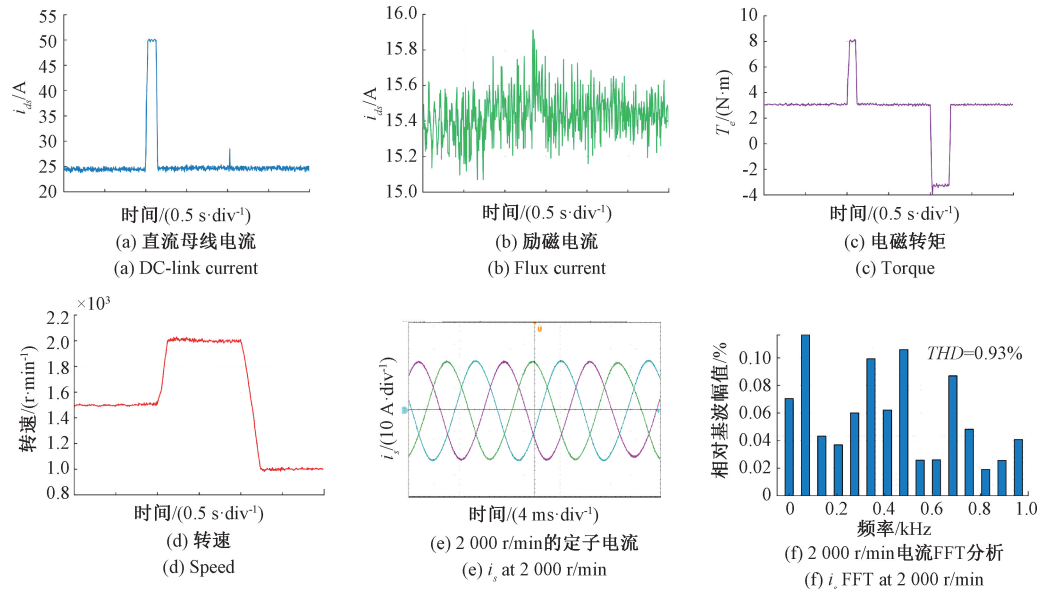
图 14 负载突变工况的实验结果

Fig. 14 Experimental results of the load change operation

直流母线电流给定值设置为 50 A。而在其他稳态阶段,直流母线电流与励磁电流的给定值根据式(9)与(10)计算,分别设置为 24.8 与 15.6 A。实验结果如图 15 所示。

与图 14 相同,直流母线电流与励磁电流均可以快速

跟踪给定值,且不存在稳态误差和较大的纹波。在 2 000 和 1 000 r/min 下,定子电流的 THD 分别为 0.93% 和 0.81%,说明在本文所提 MTPA 控制下,电机展现出了良好的稳态性能。当电机减速时,执行式(13)所示的滞环



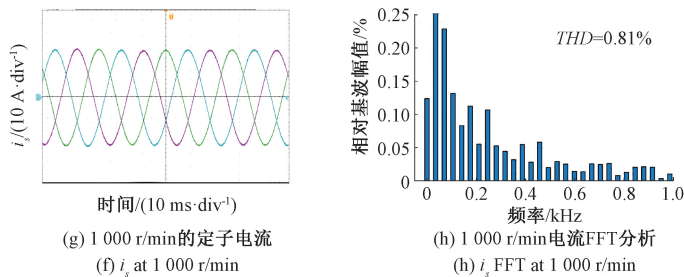


图 15 转速突变工况的实验结果

Fig. 15 Experimental results of the speed change operation

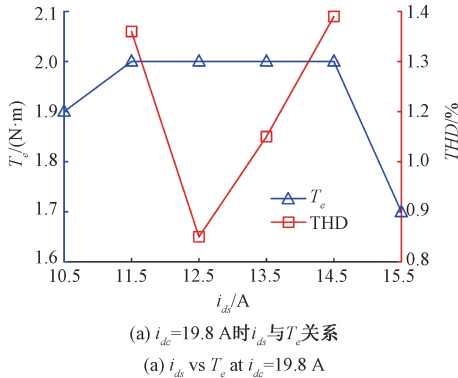
控制算法,如图 15(a)所示,直流母线电流始终保持在 24.8 A,说明来自电机减速所产生的机械能被直流电压源回馈。这表明引入基于双向斩波器的直流母线电流控制能够解决传统 CSI 无法实现能量双向流动的固有问题。

5.3 不同工作点的稳态性能比较

为了验证本文所提直流母线电流与励磁电流给定值计算方法为 MTPA 目标下的最优工作点,在相同的电机运行工况下,与其他工作点电磁转矩以及 THD 进行比较。在转速 1 500 r/min、负载 2 N·m 的工况下, $i_{dc} = 19.8$ A、 $i_{ds} = 12.5$ A 是满足 MTPA 条件的最优工作点。首先通过双向斩波器将 i_{dc} 稳定在 19.8 A, i_{ds} 在 [10.5 A, 15.5 A] 范围变化。稳态下各工作点输出转矩与定子电流 THD 如图 16(a)所示。当 i_{ds} 在 [11.5 A, 14.5 A] 范围时,电机能够输出 2 N·m 的电磁转矩,但当 i_{ds} 等于本文所提 MTPA 方法计算的 12.5 A 时,电流具有最小的 THD。

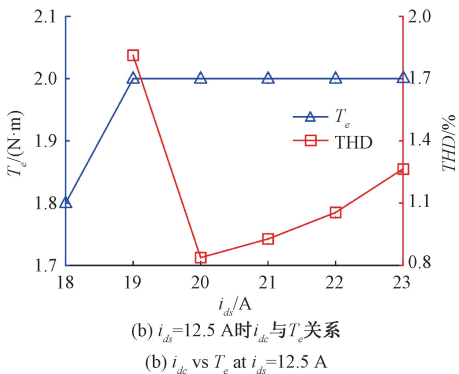
接下来 i_{ds} 的给定值保持 12.5 A 不变,并且 i_{dc} 在 [18 A, 23 A] 范围变化。不同 i_{dc} 下的输出转矩与定子电流 THD 如图 16(b)所示。可以看出,当 i_{dc} 等于本文所提 MTPA 方法计算的 19.8 A 时,输出转矩为 2 N·m,且电流具有最小的 THD。

然后将电机的运行工况改为转速 1 000 r/min、负载 4 N·m,将转速、转矩与电机参数代入式(9)与(10),得到 MTPA 工作点为 $i_{dc} = 28$ A、 $i_{ds} = 19.2$ A。采用与图 16 相同的方法与其他工作点进行比较,如图 17 所示。



(a) $i_{dc}=19.8$ A 时 i_{ds} 与 T_e 关系

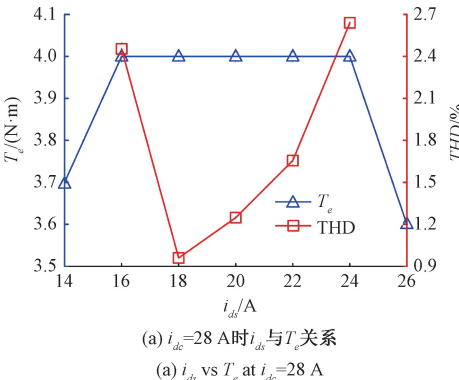
(a) i_{ds} vs T_e at $i_{dc}=19.8$ A



(b) $i_{ds}=12.5$ A 时 i_{dc} 与 T_e 关系

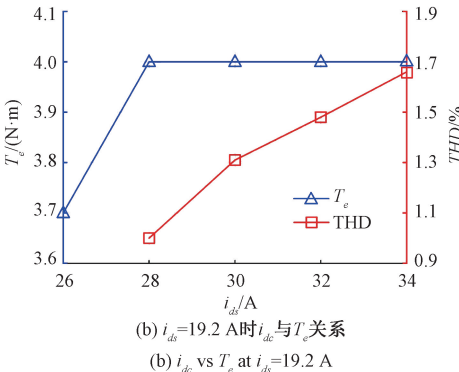
(b) i_{dc} vs T_e at $i_{ds}=12.5$ A

图 16 转速 1 500 r/min、负载 2 N·m 工况下转矩与电流 THD
Fig. 16 Torque and current THD at 1 500 r/min and 2 N·m load



(a) $i_{dc}=28$ A 时 i_{ds} 与 T_e 关系

(a) i_{ds} vs T_e at $i_{dc}=28$ A



(b) $i_{ds}=19.2$ A 时 i_{dc} 与 T_e 关系

(b) i_{dc} vs T_e at $i_{ds}=19.2$ A

图 17 转速 1 000 r/min、负载 4 N·m 工况下转矩与电流 THD
Fig. 17 Torque and current THD at 1 000 r/min and 4 N·m load

可以看出,在保证 $4\text{ N}\cdot\text{m}$ 转矩输出的前提下,本文所提方法计算得到的工作点具有最小的电流 THD。

6 结 论

本文以基于双向斩波器的两级式电流源型感应电机驱动系统为研究对象,提出一种最大转矩电流比的控制策略。共包括最小直流母线电流与最优励磁电流给定值的计算方法,以及基于双向斩波器的直流母线电流控制方法。最后完成仿真与实验验证,形成两点结论:

1) 建立了直流母线电流与励磁电流的数学关系,推导了最小直流母线电流与励磁电流极小值的数学解析式,提出了参考最小直流母线电流和定子最佳励磁电流的计算方法,在多组稳态工况下证明了所提方法计算得到的给定值是最大转矩电流比目标下的最优工作点;

2) 所提基于双向斩波器的直流母线电流控制策略实现了对给定值快速精确地跟随,不仅使电流源型逆变器的直流侧具备了受控电流源的特性,同时解决了电流源型逆变器无法在降压运行与双向流动的固有缺陷。

参考文献

- [1] 张雪锋,徐奇伟,苗轶如,等. 双三相永磁同步电机电流谐波抑制的扩张状态观测器优化策略[J]. 中国电机工程学报, 2026, 46(6): 2554-2565.
ZHANG X F, XU Q W, MIAO Y R, et al. Improved extended state observer for current harmonic compensation in dual three-phase PMSMs [J]. Proceedings of the CSEE, 2026, 46(6): 2554-2565.
- [2] GUO X Q, DU S Y, DIAO N ZH, et al. Three-dimensional space vector modulation for four-leg current-source inverters [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2023, 38(10): 13122-13132.
- [3] 王震,杨明,孙抗. 弱电网下基于电流环与锁相环耦合效应的并网逆变器阻抗重塑控制策略[J]. 电子测量技术, 2026, 49(5): 9-18.
WANG ZH, YANG M, SUN K. Grid-connected inverter impedance reshaping control strategy based on the coupling effect of current loop and phase-locked loop in the power grid[J]. Electronic Measurement Technology, 2026, 49(5): 9-18.
- [4] 孙源,陈杰,卫梦龙,等. 非线性负载下的三相逆变器开路和电流传感器同时故障的诊断[J]. 仪器仪表学报, 2024, 45(11): 52-64.
SUN Y, CHEN J, WEI M L, et al. Simultaneous fault diagnosis of three-phase inverter open-circuits and current sensors under nonlinear load [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2024, 45(11): 52-64.
- [5] 郑伟杰,周扬忠,钟天云,等. 基于扩充虚拟矢量的

永磁同步电动机模型预测直接转矩控制[J]. 仪器仪表学报, 2023, 44(7): 296-304.

- ZHENG W J, ZHOU Y ZH, ZHONG T Y, et al. Model predictive instantaneous torque control of permanent magnet synchronous motor based on finite voltage vector set optimization [J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2023, 44(7): 296-304.
- [6] GENG Y W, SONG X F, ZHANG X, et al. Stability analysis and key parameters design for grid-connected current-source inverter with capacitor-voltage feedback active damping [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(6): 7097-7111.
- [7] GUO X Q, SUI S, WANG B CH, et al. A current-based approach for short-circuit fault diagnosis in closed-loop current source inverter [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(9): 7941-7950.
- [8] 黄勇军,郭强,李海啸. 基于直流电流二倍频分量抑制的电流源型 PWM 整流器控制策略[J]. 仪器仪表学报, 2022, 43(12): 228-237.
HUANG Y J, GUO Q, LI H X. A control strategy for current source PWM rectifier with suppressing double frequency component of DC current[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2022, 43(12): 228-237.
- [9] 苗轶如,刘和平,华泽玺,等. 基于直流侧储能电感电流最优给定的三相电流源型逆变器控制策略[J]. 电工技术学报, 2019, 34(2): 349-362.
MIAO Y R, LIU H P, HUA Z X, et al. Control strategy for three-phase current source inverter based on optimal given value of DC storage inductance current [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2019, 34(2): 349-362.
- [10] 赵文祥,周书文,宋世昌,等. 电流源型逆变器电机驱动系统的直流链电流控制[J]. 电工技术学报, 2023, 38(19): 5185-5193.
ZHAO W X, ZHOU SH W, SONG SH CH, et al. DC-link current control of current source inverter motor drive system [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2023, 38(19): 5185-5193.
- [11] MIGLIAZZA G, BUTICCHI G, CARFAGNA E, et al. DC current control for a single-stage current source inverter in motor drive application [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(3): 3367-3376.
- [12] LI Y W, PANDE M, ZARGARI N R, et al. DC-link current minimization for high-power current-source motor drives [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2008, 24(1): 232-240.
- [13] SONG P Y, MIAO Y R, LIU T, et al. Modulation and

- control scheme for DC-link current minimization of an improved current source inverter[J]. Energy Reports, 2024, 12: 3982-3994.
- [14] SI Y B, WANG H L, ZHU X N, et al. A single-phase single-stage current source inverter with buck-boost capability and reduced inductor[J]. IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics, 2024, 12(4): 3505-3515.
- [15] HONG D, CHA H. LED current balancing scheme using current-fed quasi-Z-source converter[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2021, 36(12): 14187-14194.
- [16] 赵文祥, 宋世昌, 周书文, 等. 改进滑模观测器的电流源逆变器驱动 PMSM 无位置传感器控制[J]. 电工技术学报, 2024, 39(4): 987-995.
- ZHAO W X, SONG SH CH, ZHOU SH W, et al. Sensorless control of current source inverter driven PMSM with improved sliding mode observer[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2024, 39(4): 987-995.
- [17] LIU G H, CHEN ZH Y, XU L, et al. MTPA control for DC-biased hybrid excitation machine using MTPA control law and virtual signal injection[J]. IEEE Transactions on Transportation Electrification, 2024, 10(1): 1571-1582.
- [18] 苗轶如. 电流源型低压电驱动系统的控制策略研究[D]. 重庆: 重庆大学, 2019.
- MIAO Y R. Study on control strategy of current source low voltage electric drive system[D]. Chongqing: Chongqing University, 2019.
- [19] 赵凯辉, 涂麟轩, 贾林, 等. 数据驱动扩展滑模观测器的 PMSM 无模型自适应高阶滑模控制[J]. 电子测量与仪器学报, 2026, 40(1): 143-155.
- ZHAO K H, TU L X, JIA L, et al. Model free adaptive high-order sliding mode control for PMSM based on data-driven extended sliding mode observer[J]. Journal of Electronic Measurement and Instrumentation, 2026, 40(1): 143-155.
- [20] 张缘, 樊春玲, 张春堂. 基于快速终端动态滑模的三

相电压型 PWM 整流器控制[J]. 电子测量技术, 2026, 49(2): 37-44.

ZHANG Y, FAN CH L, ZHANG CH T. Fast terminal dynamic sliding mode control-based three-phase voltage-source PWM rectifiers[J]. Electronic Measurement Technology, 2026, 49(2): 37-44.

- [21] 郭强, 何黎鹏, 肖蕙蕙, 等. 一种实现电流型 PWM 整流器直流侧电压波动抑制的控制方法[J]. 仪器仪表学报, 2023, 44(6): 313-324.

GUO Q, HE L P, XIAO H H, et al. Control method for suppressing DC side voltage fluctuation of current-source PWM rectifier[J]. Chinese Journal of Scientific Instrument, 2023, 44(6): 313-324.

作者简介



高龙将, 2015 年于安阳师范学院获得学士学位, 2019 年于河南理工大学获得硕士学位, 现为重庆大学博士研究生, 主要研究方向为电力电子与电机控制技术。

E-mail: gaolongjiang7@cqu.edu.cn

Gao Longjiang received his B.Sc. degree from Anyang Normal University in 2015, and his M.Sc. degree from Henan Polytechnic University in 2019. He is currently a Ph.D. student at Chongqing University. His main research interests include power electronics and motor control technology.



徐奇伟 (通信作者), 分别于 2006 年、2008 年和 2013 年于哈尔滨工业大学获得学士、硕士和博士学位, 现为重庆大学副教授, 主要研究方向为特种电机设计与控制、电动汽车驱动系统以及混合动力电动汽车控制与仿真。

E-mail: xuqw@cqu.edu.cn

Xu Qiwei (Corresponding author) received his B.Sc., M.Sc., and Ph.D. degrees all from Harbin Institute of Technology in 2006, 2008, and 2013, respectively. He is currently an associate professor at Chongqing University. His main research interests include design and control of special electric machines, electric drive systems of electric vehicles, and control and simulation of hybrid electric vehicles.