

基于优化 PWM 的定子磁链轨迹跟踪控制研究^{*}

李 杰¹, 肖宇松², 宋文祥²

(1. 上海开放大学 理工学院, 上海 200433;

2. 上海大学 机电工程与自动化学院, 上海 200444)

摘 要: 在异步电机的高性能控制方案中, 为了降低开关损耗, 采用优化脉宽调制 (PWM) 实现低开关频率下较小的电流谐波畸变。但在调制模式频繁切换时, 优化 PWM 会产生电流和转矩冲击。因此, 研究了将优化脉冲在线移位的闭环定子磁链轨迹跟踪控制方法, 提出了由基于自控电机的降阶观测器与电机电流模型观测器组成的双观测器模型, 实现了基波分量观测。结合电流谐波最小脉宽调制 (CHMPWM) 开关角, 利用其重构参考磁链与实际磁链的差值, 实现定子磁链轨迹跟踪。提出了无差拍下修正开关角小于 2 时的脉冲模式调整方案, 消除了系统的动态调制误差, 实现了低开关频率下异步电机的高性能控制。在开关频率为 300 Hz 以下的 NPC 型三电平逆变器上的仿真和试验证明了定子磁链轨迹跟踪控制策略的有效性。

关键词: 低开关频率; 优化 PWM; 定子磁链; 轨迹跟踪控制; 动态性能优化

中图分类号: TM301.2 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2023)06-0008-07

doi: 10.12177/emca.2023.061

Research on Stator Flux Trajectory Tracking Control Based on Optimized PWM^{*}

LI Jie¹, XIAO Yusong², SONG Wenxiang²

(1. School of Science and Technology, Shanghai Open University, Shanghai 200433, China;

2. School of Mechatronic Engineering and Automation, Shanghai University, Shanghai 200444, China)

Abstract: In the high-performance control scheme of the asynchronous motor, in order to reduce the switching loss, the optimized pulse width modulation (PWM) is used to achieve lower current harmonic distortion at low switching frequency. However, the optimized PWM will lead to current and torque shocks when the modulation mode is frequently switched. Therefore, a closed-loop stator flux trajectory tracking control method that shifts optimized pulses online is studied, and a dual observer model consisting of a reduced-order observer based on a self-controlled motor and a motor current model observer is proposed to achieve fundamental component observation. By combining the current harmonic minimum pulse width modulation (CHMPWM) switching angle, the difference between the reference flux and the real flux is reconstructed to achieve stator flux trajectory tracking. A pulse mode switching scheme is proposed when the corrected switching angle is less than 2 under the deadbeat, which eliminates the dynamic modulation error and realizes the high-performance control of the asynchronous motor at low switching frequency. The simulation and experiment on NPC type three-level inverter with switching frequency below 300 Hz prove the effectiveness of the stator flux trajectory tracking control strategy.

Key words: low switching frequency; optimized PWM; stator flux; trajectory tracking control; dynamic performance optimization

收稿日期: 2023-01-10; 收到修改稿日期: 2023-03-08

^{*} 基金项目: 国家自然科学基金(51377102); 上海开放大学科研创新项目(XK2006); 上海开放大学科研创新团队项目

作者简介: 李 杰(1973—), 男, 博士, 副教授, 研究方向为电力电子变换技术与电机控制技术。

0 引言

在中高压驱动系统中,大容量变频器装置的功率开关器件的开关损耗与其产生的热量具有不可忽视的影响^[1-3]。降低变频器开关频率不但能降低开关损耗,而且能增大最大负载电流,进而提高变频器出力。然而在传统的矢量调制模式下,将开关频率降低至 500 Hz 以下必然导致较大的电流谐波畸变与转矩脉动。为了解决这一问题,许多学者提出优化开关模式、延时补偿、电流调节器等方法^[4-6]。其中,优化脉宽调制(PWM)是一个最佳选择。特定谐波消去法、电流谐波最小法等同步优化 PWM 模式能够有效地减少低开关频率下的电流谐波^[7-9]。但基于稳态离线计算的优化开关角仅适用于 V/F 控制,动态性能较差,在随时可能切换频率、相位、幅值的高性能控制系统中,更换开关角可能带来 PWM 波形紊乱、系统过流等问题^[10]。

为了将优化 PWM 方法应用在高性能控制的闭环系统中,需要在控制算法中实时优化切换过程中的调制误差。文献[10]提出定子磁链轨迹跟踪控制方法,替代电流轨迹跟踪方法以获得高动态性能^[11-13],该方案既不同于矢量控制方法,也不同于直接转矩控制方法。定子磁链轨迹跟踪控制方案的核心在于实现磁链闭环与基波观测,一方面,通过稳态下优化 PWM 方法得到的开关角搭建参考磁链,并将参考磁链与观测器磁链进行比较,强制电机跟踪参考磁链;另一方面,通过速度调节器和磁链调节器两个 PI 调节器引入系统工作状态变化的调节量,最终通过修正三相导通时间实现磁链修正。

在深入研究了定子磁链轨迹跟踪控制的优化 PWM 方法后,本文提出了利用电流谐波最小脉宽调制(CHMPWM)的无差拍下的窗口脉冲实时修正策略,结合提出的双观测器搭建异步电机磁链跟踪控制方案。该方法既对电机参数变化不敏感,又能在 200~300 Hz 的低开关频率下实现较小的电流谐波畸变,同时具有快速的动态性能。NPC 型三电平系统下的仿真与试验证明了该方法的有效性。

1 优化 PWM 动态调制误差

本文采用的优化 PWM 方法基于 CHMPWM。

优化 PWM 的基本原理是采用傅里叶级数展开相电压,考虑 1/4 周期偶对称和 1/2 周期奇对称以消除谐波。相电压波形不包含偶次谐波和直流分量,仅包含奇次正弦分量。定义调制系数 m 如下:

$$m = \frac{\pi u_1}{2V_{dc}} \quad (1)$$

式中: u_1 为参考电压矢量幅值,大小为逆变器输出的 PWM 相电压基波幅值; V_{dc} 为直流母线电压; $2V_{dc}/\pi$ 为六拍工作模式下的相电压基波幅值。

根据不同的调制系数对开关角分段调制,结果如图 1 所示,图 1(a)显示了三电平逆变器的理想输出相电压,图中 α 为相应调制系数下的开关角。

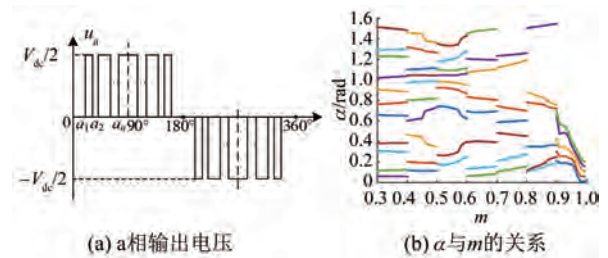


图 1 优化脉宽调制模式

假设系统调制系数 m 在 $t=t_c$ 时刻发生切换,不同的调制系数将发送不同的开关角至逆变器,会产生不同的电流轨迹。在切换之前 $t=t_c^-$ 时,稳态谐波电流为 $i_{hss}(t_c^-)$ 。本文中的下标 h 表示谐波量,下标 ss 表示稳态数值, t_c^- 表示切换之前的稳态时刻。在切换之后 $t=t_c^+$ 时,选取了新的调制系数 m ,产生了新的优化电流轨迹与对应的谐波电流 $i_{hss}(t_c^+)$,在 $t=t_c$ 前后的谐波电流不连续,认为切换前的实际定子电流谐波为瞬态值 $i_h(t_c)$,定义电流调制误差:

$$d = i_{hss}(t_c^+) - i_h(t_c^-) = i_{hss} - i_h \quad (2)$$

代入电压电流关系,将式(2)改写为

$$d = (i_{hss} - i_h) \times L_\sigma = \int (u_{hss} - u_h) dt \quad (3)$$

而磁链又可以表示为 $\psi_h = \int u_h dt$, 则:

$$d = (\psi_{hss} + \psi_1) - (\psi_h + \psi_1) = \psi_{ss} - \hat{\psi}_s \quad (4)$$

式中: ψ_{hss} 为稳态谐波磁链; ψ_1 为基波磁链; ψ_h 为谐波磁链; ψ_{ss} 为稳态优化 PWM 定子磁链,即参考磁链; $\hat{\psi}_s$ 为观测器得到的定子磁链估计值,上标 $\wedge$ 表示估计值。

参考磁链由基于稳态计算的开关角计算得

到。在不同工作状态下对应的开关角是确定的,因此在特定工作点的优化定子磁链也是确定的,可以提前计算。实际磁链由电机的定子三相电压、三相电流关系估算得到,可以采用异步电机的磁链观测模型求得。观测器对电机参数不敏感,且采用电流闭环状态观测能进一步提高估算磁链的准确性。求出参考磁链与电机实际定子磁链后,通过式(4)即可得动态调制误差。

2 定子磁链轨迹跟踪控制方案

定子磁链轨迹跟踪原理如图2所示,该框图可以分为五个部分:双闭环控制器、同步优化PWM、轨迹跟踪控制模块、磁链观测器、主电路部分。该系统以优化PWM控制部分为核心,并通过磁链轨迹跟踪部分生成三相角度的修正信号,对 $P(m, N)$ 开关模式表中的当前选中组开关角进行实时修正,使实际磁链等于期望的优化磁链,进而消除动态调制误差,避免过流冲击。其中,开关角的调整借助于脉冲模式修正,其实质上是对离线计算的优化PWM开关角的左右位移,相应的电压伏秒积也随之变化,而电压伏秒积对应磁链,即通过位移实现磁链修正,实现轨迹跟踪。

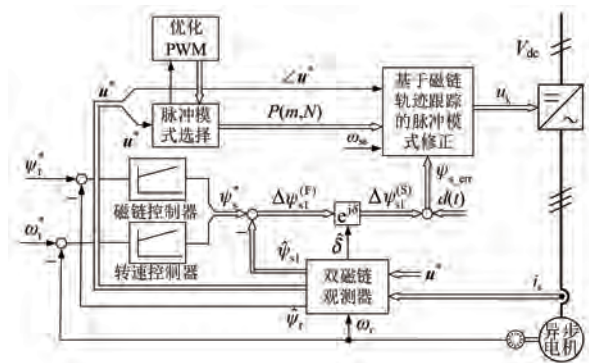


图2 定子磁链轨迹跟踪双闭环控制系统

2.1 双闭环控制系统

定子磁链轨迹跟踪系统需要通过外环给定扰动改变其的工作状态点。与传统的矢量控制和直接转矩控制系统不同,其不存在电流调节器,由一个磁链控制器和一个转速控制器构成系统外环:

$$\tau_r \frac{d\psi_r}{dt} + \psi_r = k_s \psi_{sd} \quad (5)$$

式中: $\tau_r = L_r/R_r$ 为转子时间常数; L_r 为转子电感;

R_r 为转子电阻; $k_s = L_m/L_s$ 为定子耦合系数; L_m 为互感; L_s 为定子电感。

电机转矩为

$$T_e = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \psi_{rd} \psi_{sq} \quad (6)$$

式中: $\sigma = 1 - L_m^2/(L_s L_r)$ 为漏感系数; p 为极对数。

式(5)和式(6)说明了系统扰动控制调整的具体策略,通过控制 d 轴定子磁链来控制转子磁链以及通过控制 q 轴定子磁链来控制电机转矩,进而控制转速。两个控制器输出得到给定的定子磁链矢量。

2.2 双观测器模型设计

为实现定子磁链轨迹跟踪控制,需要对异步电机实际定子磁链与基波定子磁链分别进行观测。因此,本文建立了基于自控电机的降阶观测器与电机电流模型观测器组成的双观测器模型。

电机的实际磁链观测采用电机电流模型,根据采样电流与转速可以得到:

$$\begin{cases} \tau_r \frac{d\psi_r}{d\tau} + \psi_r = j\omega\tau_r \psi_r + L_m i_s \\ \psi_s = k_r \psi_r + \sigma L_s i_s \end{cases} \quad (7)$$

式中: $k_r = L_m/L_r$ 为转子耦合系数。

该观测器模型简单可行,且无需输入电压信号,避免了低开关频率下电压难以获取的问题。为了获得平滑纯净的电压矢量,需要建立自控电机模型。自控电机的电压矢量 u^* 来自电机定子电压的基波重构方法:

$$u^* = j\omega_{ss} \hat{\psi}_{s1} + R_s i_{s1} \quad (8)$$

式中: $\hat{\psi}_{s1}$ 为估计定子基波磁链; R_s 为定子电阻; i_{s1} 为定子基波电流。

当调制系数 $m > 0.3$ 时,可以忽略定子电阻变化带来的影响。由式(7)可以得到电机的转子磁链,又由电机定转子磁链关系可以将定子基波磁链表示为

$$\hat{\psi}_{s1} = k_r \hat{\psi}_r + \sigma L_s i_{s1} \quad (9)$$

根据式(8)与式(9),可以通过定子基波磁链与转子磁链重构出参考电压矢量如下:

$$u^* = j\omega_{ss} \hat{\psi}_{s1} + R_s \frac{\hat{\psi}_{s1} - k_r \hat{\psi}_r}{\sigma L_s} \quad (10)$$

将参考电压矢量与转子磁链作为输入,简化异步电机数学模型,搭建降阶基波观测器如下:

$$\tau_s \frac{d\psi_{s1}}{d\tau} + \psi_{s1} = k_t \psi_r + \tau_s u_s + G_s(\omega)(i_s - \hat{i}_s) \quad (11)$$

图3为基于自控电机模型的降阶基波观测器的信号流程图。该模型包含自控电机,其输出的参考电压矢量即为输入电压,实现了定子基波磁链、电流观测。

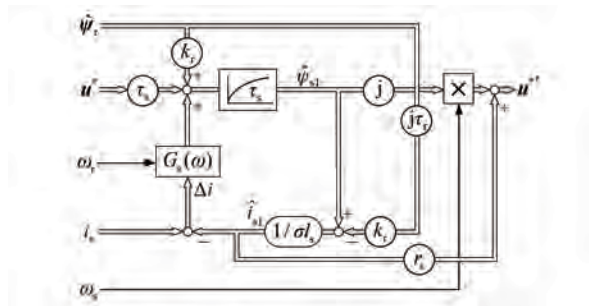


图3 基于自控电机模型的降阶基波观测器

双观测器模型包含异步电机电流模型、降阶基波观测器模型与参考电压矢量计算,其结构框图如图4所示。基波观测器通过参考电压矢量闭环组成了自控电机模型。双观测器模型实现了基波磁链与实际磁链的同时追踪。

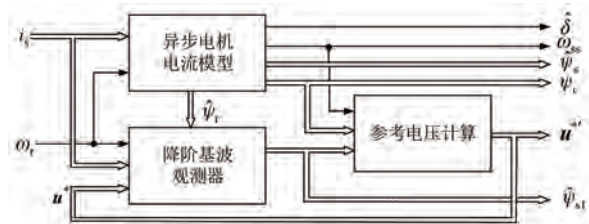


图4 双观测器模型结构框图

2.3 无差拍脉冲模式修正策略

脉冲模式修正实质是通过开关角的左右移位实现磁链补偿。脉冲模式修正策略的基本原理在文献[14]已有介绍,将其规律总结如下:

$$\Delta\psi_{sx} = -\frac{V_{dc}}{3} \text{sign}(\Delta u_{xi}) \Delta t_{xi} \quad (12)$$

本文采用了无差拍控制策略,计算当前周期内的磁链误差量,将下一拍作为移位窗口,对窗口内的开关角进行修正。当窗口内的开关角个数 $\Delta k=1$ 时,具体移位策略如图5所示。图中的正、负号代表磁链增加与减少。开关角的当前位置、奇偶性均会影响移位。例如图5(a),在开关角为

正周期且开关角编号为奇数的情况下,磁链增大时,开关角向左移位,反之向右移位。

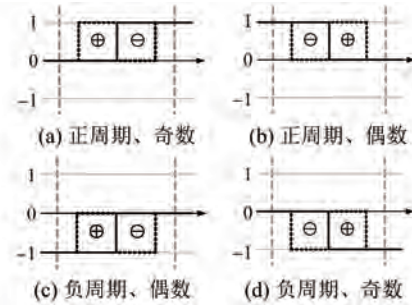


图5 开关角移位策略($\Delta k=1$)

图6和图7总结了窗口内的开关角个数 $\Delta k=2$ 时的移位策略。若两个开关角同在正或负周期内,则判断其在正负周期的位置与首个开关角奇偶性后,根据磁链误差将其分配至两个开关角上。图6包含了大部分两个开关角的移位情况,其移位特性具体表现为两个开关角向外扩充或者向内缩进。在移位时必须满足开关角约束条件。

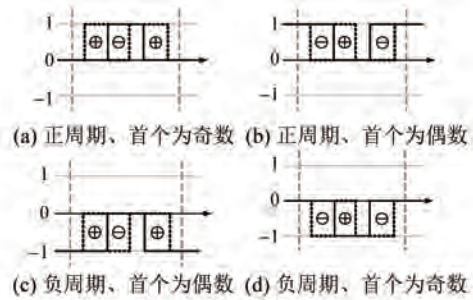


图6 开关角移位策略($\Delta k=2$)

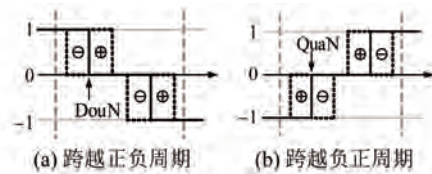


图7 开关角移位特例($\Delta k=2$)

若窗口内的两个开关角同时跨越正负周期或负正周期,那么对两个开关角修正所产生的磁链修正将完全相反,因此将其作为特例,如图7所示。当窗口内的开关角个数大于2时,仅对前两个开关角移位。若窗口大小选择合适,则窗口内开关角个数小于等于2。窗口大小的选择与控制策略相关。当窗口内开关角个数增大时,其移位修正策略的复杂度也同时增加。

3 仿真与试验研究

为验证定子磁链轨迹跟踪控制方案的可行性,本文在 MATLAB/Simulink 平台上搭建仿真模型,设计了各类调制切换过程考察所提方案的动态性能,并进行试验验证。电机仿真参数如表 1 所示。

表 1 电机仿真参数

参数名称	参数值
额定功率/kW	5.5
额定电压/V	380
额定电流/A	11
额定转速/(r·min ⁻¹)	1 460
定子电阻/Ω	0.817
转子电阻/Ω	0.669
互感/mH	132
定转子漏感/mH	5
极对数	2

3.1 仿真结果

本文首先搭建了定子磁链内部闭环,对优化 PWM 脉冲模式切换的动态调制误差实现跟踪。图 8 为未进行任何控制时动态切换过程的波形,包含电机 a 相电压、a 相电流和转矩波形。在动态切换时,在 0.7 s 将电流谐波最小法的开关角 $N=11$ 切换至 $N=7$ 。电机 a 相电压波形表明了其的同步对称特性,观察出脉冲个数减少了 4 个;a 相电流在切

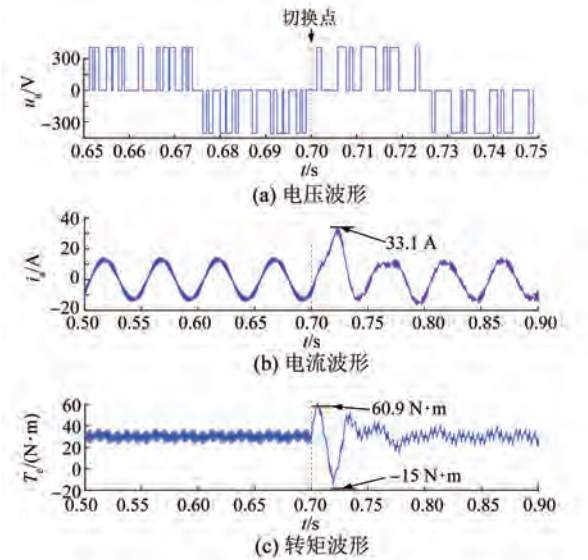


图 8 未进行控制时 $N=11$ 切换至 $N=7$ (CHMPWM)

换前正弦度好,切换后出现 2 倍电流冲击,最大值为 33.1 A;同时产生了巨大的电机转矩脉动,最大值为 60.9 N·m,最小值为-15 N·m。

图 9 为定子磁链跟踪轨迹控制下,电流谐波最小法的开关角由 $N=11$ 切换至 $N=7$ 的仿真结果。由图 9 可知,a 相电流稳定、正弦谐波较小,过渡迅速。负载转矩为 30 N·m,转矩脉动切换振幅小,稳态过程稳定。a 相电压波形说明了采用修正策略后,脉冲信号存在一定不对称性。a 相电流脉动最大值为 19.8 A,比未控制时降低了 13.3 A,转矩脉动最大值为 52.4 N·m,最小值为 15.2 N·m,分别降低了 8.5 N·m 与 30.2 N·m,证明了所提算法的有效性,很大程度上降低了电流与转矩波动,提高了动态性能。

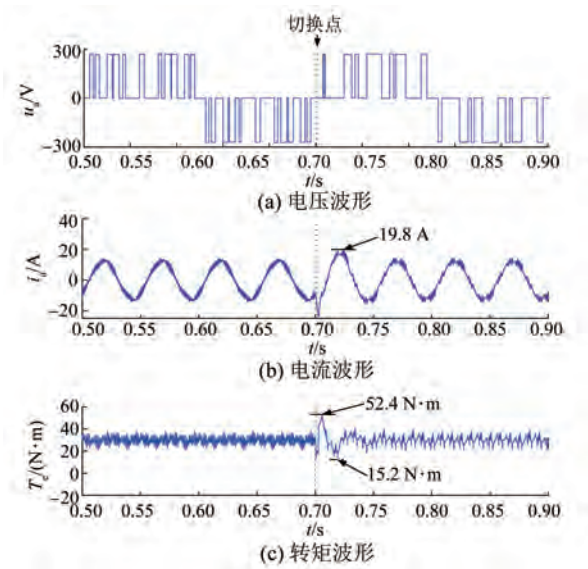


图 9 磁链轨迹跟踪控制时 $N=11$ 切换至 $N=7$ (CHMPWM)

图 10 为闭环定子磁链轨迹跟踪控制下的突加负载波形。在 0.65 s 时给工作在空载 1 200 r/min 工况下的稳态系统增加额定负载 30 N·m。转速跌落 25 r/min 后逐渐恢复,稳态时的转速误差为 1 r/min。从图中看出 a 相电流谐波较小、对称性好,加载后上升。转矩在加负载后快速上升至 30 N·m,说明控制系统具有较好的动态响应性能。

图 11 为调制系数、参考电压相位、a 相脉冲信号修正后的仿真结果。调制系数与参考电压相位两者波形平稳无较大波动,反映了参考电压矢量幅值与相位的稳定可靠。参考电压矢量角度在

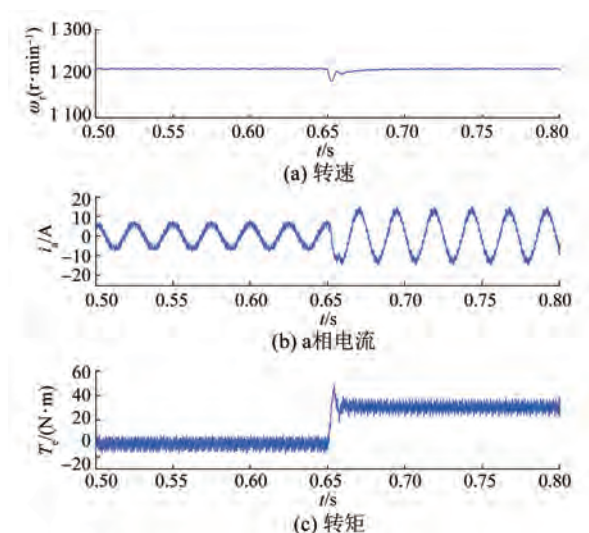


图10 突加负载仿真波形

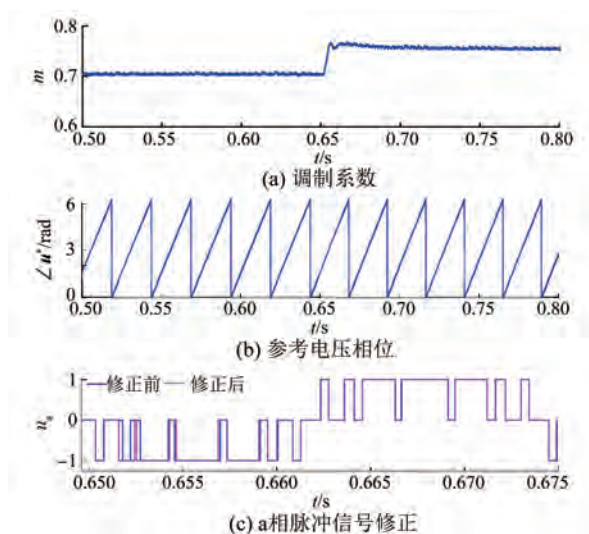


图11 调制系数、参考电压相位、a相脉冲信号修正的仿真结果

0 至 2π 之间重复地规律性变化,实现开关信号发送。a 相脉冲信号修正情况直观地说明了脉冲修正过程,其中深色为修正前脉冲,浅色为修正后脉冲,该过程验证了脉冲修正策略的正确性。图 12 给出了观测器基波电流与实际电流的对比,基波电流的正弦性十分优越。上述参考电压矢量与基波电流参数均由基于自控电机模型的基波观测器得到,充分说明了其可靠性高。

3.2 试验结果

本文试验用电机参数与表 1 所示的仿真参数一致,控制器采用了 TMS320F2812 的 DSP 芯片与

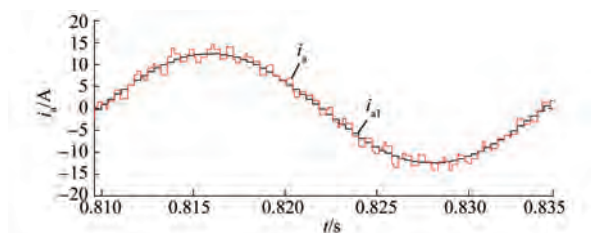


图12 观测器基波电流与实际电流仿真对比

EP3C25Q0C 的 FPGA 芯片,主电路为 NPC 型三电平逆变器拓扑,采用 3 只 F3L100R07 三电平模块搭建,相关的试验结果如下。

系统未加入控制时,空载调制系数切换波形如图 13(a) 所示,切换时系统剧烈振荡,电流最大、最小值分别为 10 A、-18 A。图 13(b) 为加入定子磁链轨迹跟踪后的波形,切换后系统迅速平稳,磁链轨迹平滑,磁链误差在 3% 左右,电流最大、最小值分别为 5 A、-8 A,电流冲击最大减小 10 A,仅有小幅度波动。图 13(c) 为切换过程开关角变化,即从 11 切换至 9。图 13(d) 给出了具体切换过程中的脉冲修正情况,验证了磁链轨迹跟踪控制对抑制动态调制误差的优越性。

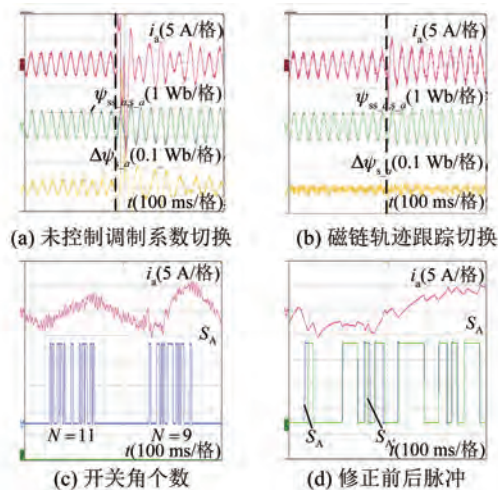


图13 磁链轨迹修正结果

电机的负载变化也影响其动态调制系数的变化。图 14 给出了电机在 525 r/min 时的突加负载波形。图 14(a) 为电流、转速波形,电机调制系数快速上升,调制误差引起电流波动,调整后电流继续增大,转速跌落后恢复,系统达到稳态。图 14(b) 为加载过程的具体脉冲修正。系统的基波分量观测将决定控制效果,图 15 是基于自控电机模

型的观测器基波稳态输出。图 15(a) 中参考电压矢量幅值整体平稳,仅存在小幅调整;电压矢量相位均匀连续。图 15(b) 为基波电流与实际电流对比,可以看出基波电流纯净对称。

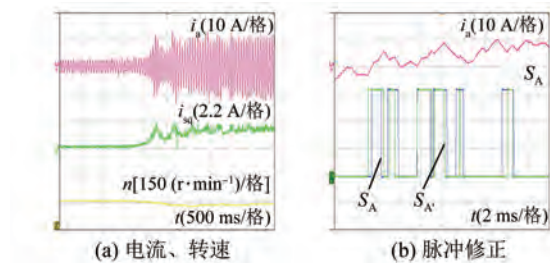


图 14 突加负载试验波形

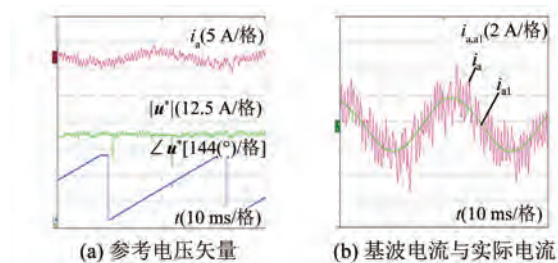


图 15 基于自控电机模型的观测器稳态输出波形

根据上文分析可知,通过定子磁链轨迹跟踪控制方法能够实现电流平滑过渡,改善动态性能。基波观测器的平滑信号也证明了本文方案的有效性。

4 结 语

本文研究了基于定子磁链轨迹跟踪的优化 PWM 闭环控制方法,提出了包含电机电流模型观测器与降阶基波观测器的双观测器模型。在离线计算的 CHMPWM 开关角的基础上,设计了无差拍窗口修正策略,从而消除暂态过程产生的动态调制误差,实现了低开关频率下的稳定运行。仿真与试验结果表明,在开关频率低于 300 Hz 时,采用本文控制方法后,异步电机驱动系统取得了较好的动态响应性能与较小的电流谐波畸变。

【参考文献】

[1] ABU-RUB H, HOLTZ J, RODRIGUEZ J, et al. Medium-voltage multilevel converters—state of the art, challenges, and requirements in industrial applications [J]. IEEE Transactions on Industrial

Electronics, 2010, 57(8): 2581.

- [2] HOLTZ J, OIKONOMOU N. Fast dynamic control of medium voltage drives operating at very low switching frequency—an overview [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(3): 1005.
- [3] QI X, HOLTZ J. Modeling and control of low switching frequency high-performance induction motor drives [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2020, 67(6): 4402.
- [4] 齐昕,周珂,王长松,等.中高功率交流电机逆变器的低开关频率控制策略综述[J].中国电机工程学报,2015,35(24): 6445.
- [5] GNANASAMBANDAM K, RATHORE A K, EDPUGANTI A, et al. Hybrid SVM-SOPWM modulation of current-fed three-level inverter for high power application[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2019, 55(4): 4344.
- [6] 周明磊,游小杰,王琛琛.低开关频率下 PWM 调制方法研究[J].北京交通大学学报,2010,34(5): 53.
- [7] 周明磊,王琛琛,游小杰.基于交流电机定子磁链的 CHMPWM 切换策略[J].中国电机工程学报,2016,36(14): 3955.
- [8] 王乐,傅琪,吴悦.基于三电平拓扑电路的五电平逆变器电流谐波最小 PWM 方法研究[J].电机与控制应用,2016,43(3): 68.
- [9] 李登魁,顾军,张东.一种低开关频率运行的模块化多电平变换器混合调制策略[J].电机与控制应用,2021,48(1): 83.
- [10] HOLTZ J, OIKONOMOU N. Synchronous optimal pulsewidth modulation and stator flux trajectory control for medium-voltage drives [J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2007, 43(2): 600.
- [11] FU X, DAI P, YUAN Q, et al. Overview of low switching frequency control of high power three-level converters[C]//The 2011 International Conference on Electric and Electronics (EEIC 2011), 2011.
- [12] OIKONOMOU N, HOLTZ J. Closed-loop control of medium-voltage drives operated with synchronous optimal pulsewidth modulation[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2008, 44(1): 115.
- [13] 宋文祥,姜书豪,阮智勇,等.基于定子磁链轨迹跟踪的优化 PWM 高性能闭环控制[J].上海大学学报(自然科学版),2015,21(1): 128.