

基于永磁同步电机定子磁链轨迹跟踪的 中间 60° 同步调制动态性能优化

方晓春 原佳亮 赵冬林 飞 杨中平
(北京交通大学电气工程学院 北京 100044)

摘要 传统中间 60° 同步调制, 开关序列依据稳态电压波形傅里叶分析得到, 动态性能不良。基于基本原理研究与仿真, 该文指出特殊脉宽调制动态调节问题的关键是电机目标与实际定子谐波电流能否保持连续。比较现有相关解决方案, 提出一种基于永磁同步电机定子磁链轨迹跟踪的中间 60° 同步调制。该方法以永磁同步电机定子磁链为观测和控制对象, 根据磁链计算值与观测值的误差修正传统方法的开关序列, 保证定子磁链轨迹与电流轨迹连续, 优化系统动态性能。该文给出了详细的控制信号传递流程图, 明确了定子磁链轨迹的计算与观测方法。通过关键变量定义与公式推导, 提出了开关序列修正基本规则。所提方法得到了仿真与实验验证。

关键词: 中间 60° 同步调制 永磁同步电机 定子磁链 轨迹跟踪 动态性能优化

中图分类号: TM315

The Central 60° Synchronous Modulation Based on Permanent Magnet Synchronous Motor Stator Flux Trajectory Control

Fang Xiaochun Yuan Jialiang Zhao Dong Lin Fei Yang Zhongping
(Beijing Jiaotong University Beijing 100044 China)

Abstract The traditional central 60° synchronous modulation has poor dynamic performance, because its switching sequence is based on Fourier analysis of the steady-state voltage. Based on basic principles research and simulation, this paper points out the key question of special pulse-width modulation dynamic performance is that stator harmonic currents is consecutive or not. Comparison of existing related solutions, a central 60° synchronous modulation based on PMSM (permanent magnet synchronous motor) stator flux trajectory control is proposed. In this method, the PMSM stator flux is the object for observation and control. Switching sequences of conventional method is modified based on the error value between calculated flux and observed flux. Then, continuity of the current trajectory and the stator flux trajectory is guaranteed, the system dynamic performance will be better. A detailed flow chart of the control signal transmission is given. Calculated and observed method of flux is determined. Based on the definition and formula of key variables, basic rules of the switching sequence amendment are proposed. The method is verified by simulation and experiment.

Keywords: The central 60° synchronous modulation, PMSM, stator flux, trajectory control, dynamic performance improvement

1 引言

列车牵引领域广泛采用了中压大功率电传动系

统。为减小开关损耗, 增大输出电压, 实现更高输出功率, 要求降低牵引变流器的开关频率; 其最高开关频率通常只有几百赫兹^[1-2]。为减小开关频率降低带来的低次谐波, 牵引逆变器通常采用混合脉宽调制策略。混合脉宽调制策略在调制波低频段采用

国家重点基础研究发展计划(973计划)资助项目(2011CB711106)。
收稿日期 2014-09-10

异步调制；在中频段采用同步调制，其分为规则采样同步调制和特殊同步调制方式；高频段采用方波调制。当载波比逐渐减小到10以下为7、5等时，规则采样同步调制会使输出波形含有3的倍数次谐波，特殊同步调制得以应用^[3]。根据是否针对电流谐波进行优化，常用的特殊同步调制方法可分为两类。中间60°同步调制是不针对电流谐波进行优化计算的。与规则采样同步调制方式相比，特殊同步调制通过计算开关角度来确定输出的PWM波。常用的中间60°同步调制包括7分频、5分频、3分频等情况，他们在计算过程中都只有一个开关角需要求解^[4-5]；因此相较于谐波电流有效值最小脉宽调制（CHM-PWM）等电流谐波优化的特殊脉宽调制更为简单且易于实现。中间60°同步调制在对电流谐波限制并不特别严格的场合，具有实用价值。

中间60°同步调制，作为特殊同步调制方式的一种，它是通过对期望输出的稳态电压波形进行傅里叶分析得到开关角，从而构建出需要输出的PWM波的；这就决定了其求解的开关角并不适用于动态运行。另外，不同调制方式间的切换是中间60°同步调制实现过程中的一大难点。切换过程中无过大的电流冲击，是调制方式间平滑过渡的象征。针对这一问题，目前常用的解决方案是保证切换前后基波电压相位以及谐波电流的连续性^[6-7]；但保证基波电压相位连续的方法同样是针对稳态运行工况进行分析得到的，而保证谐波电流的连续在实际应用中也较难实现。

针对CHM-PWM等电流谐波优化的特殊脉宽调制动态性能不良的问题，文献[8-10]提出一种基于定子电流轨迹跟踪的解决方法。该方法以定子电流谐波为控制对象，通过微调稳态开关序列，保证动态过程中电流谐波矢量连续，从改进电机控制效果。该方法对电机参数变化敏感，控制对象不易观测，难以实用。针对定子电流轨迹跟踪特殊脉宽调制的不足，文献[11-13]提出了定子磁链轨迹跟踪控制，依旧以微调稳态开关序列为手段，变为保证动态过程中定子磁链轨迹连续。改进的方法对电机参数敏感度下降，且磁链易于观测，控制方法得到简化，具有较强的实用性。而且动态定子磁链的连续意味着动态谐波电流的连续。

文献[11-13]的控制对象为三电平逆变器驱动异步电机系统。本文针对两电平逆变器驱动永磁同步电机平台，采用混合脉宽调制进行驱动；将定子磁链控制引入中间60°同步调制，使中间60°同步调

制适用于动态运行，且不同调制方式间能够平滑过渡。文章克服了永磁同步电机相对于异步电机的控制模型、磁链观测模型等差异；提出在 $\alpha\beta$ 静止坐标系下进行磁链轨迹跟踪；完成了所提方法的理论分析与仿真、实验验证。

2 中间60°同步调制动态调节问题

2.1 中间60°同步调制原理

为便于计算和数字控制实现，通常假设一个稳态电周期内，中间60°同步调制的中间60°各脉冲宽度相等；即针对脉冲数为7、5、3，中间60°只有一个相应脉冲宽度 β_7 、 β_5 、 β_3 。其调制波、载波以及PWM脉冲相对关系示意如图1所示。

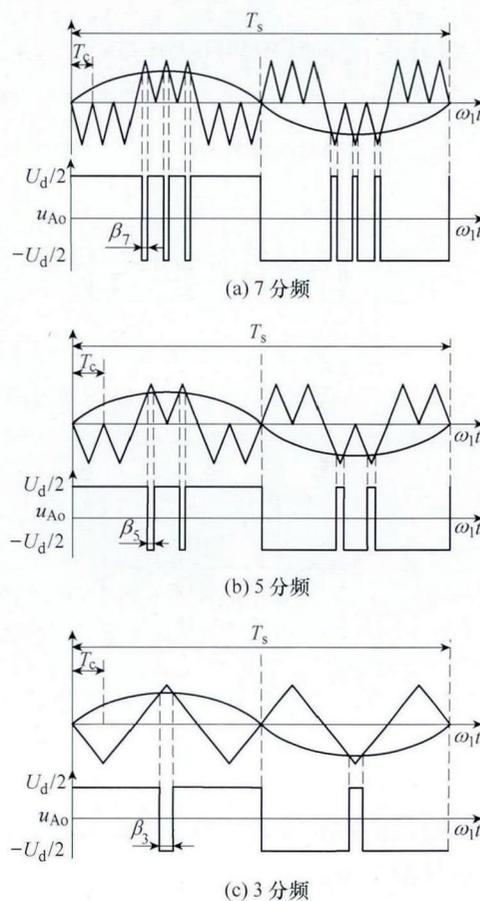


图1 中间60°同步调制输出电压波形

Fig.1 The output voltage waveform of central 60° PWM

中间60°同步调制的稳态基波电压幅值与脉冲宽度的关系可以根据傅里叶分析得到。中间60°同步调制PWM波形具有半波奇对称性和1/4周期对称，以7分频为例，其傅里叶分析表达式为

$$u_{A0} = \sum_{n=1}^{\infty} [b_n \sin(n\omega_1 t)] \quad (1)$$

$$b_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} u_{A0}(t) \sin(n\omega_1 t) d(\omega_1 t) \quad (2)$$

式中 n ——谐波次数;
 b_n —— n 次谐波幅值;
 ω_1 ——基波角频率。

设 7 分频脉冲宽度为 β_7 , 则根据式 (2) 可以推导出基波电压幅值 b_1 与脉冲宽度 β_7 的关系为

$$b_1 = \frac{4}{\pi} \left[\int_0^{\frac{7\pi}{18} - \frac{\beta_7}{2}} \frac{U_d}{2} \sin(\omega_1 t) d(\omega_1 t) - \int_{\frac{7\pi}{18} - \frac{\beta_7}{2}}^{\frac{7\pi}{18} + \frac{\beta_7}{2}} \frac{U_d}{2} \sin(\omega_1 t) d(\omega_1 t) + \int_{\frac{7\pi}{18} + \frac{\beta_7}{2}}^{\frac{\pi}{2} - \frac{\beta_7}{2}} \frac{U_d}{2} \sin(\omega_1 t) d(\omega_1 t) - \int_{\frac{\pi}{2} - \frac{\beta_7}{2}}^{\frac{\pi}{2} + \frac{\beta_7}{2}} \frac{U_d}{2} \sin(\omega_1 t) d(\omega_1 t) \right]$$

$$= \frac{2U_d}{\pi} \left[1 - \left(4 \sin\left(\frac{7\pi}{18}\right) + 2 \right) \sin\frac{\beta_7}{2} \right] \quad (3)$$

电机控制中, 基波电压幅值指令为 U_{1s}^* 由矢量控制环节给出; 从而根据式 (3) 可以计算出 7 分频中间 60° 同步调制所需脉冲宽度 β_7 为

$$\beta_7 = 2 \arcsin \left(\frac{1 - \frac{U_{1s}^*}{2U_{dc}/\pi}}{4 \sin\left(\frac{7\pi}{18}\right) + 2} \right) \quad (4)$$

相同方式可以计算得到 5 分频和 3 分频的脉冲宽度 β_5 和 β_3 。根据矢量控制输出基波电压幅值与相位指令, 依托傅里叶分析计算得到 PWM 脉冲, 从而驱动电机的控制策略, 将在电机动态调节中出现明显的性能衰退。

2.2 动态调节问题本质与解决方案

牵引传动系统加减速过程中, 需面对负载突变、调制方式切换等较为严峻的动态调节过程。动态调节前后, 电压调制度 m 与载波比 N 发生改变, 对应两组不同的稳态 PWM 序列 $P_1(m_1, N_1)$ 与 $P_2(m_2, N_2)$; $P_1(m_1, N_1)$ 与 $P_2(m_2, N_2)$ 对应不同的稳态定子电流矢量轨迹。若 PWM 序列 $P_1(m_1, N_1)$ 突变至 $P_2(m_2, N_2)$, 稳态电流轨迹的不连续将造成较大的电流冲击。实际控制中, 若无特殊处理, 两个稳态间的切换需经过电压

基波、电压相位指令剧烈变化, PWM 序列快速调节的过程。此过程中, 电机定子电流轨迹紊乱, 电机控制性能下降。图 2 所示, 为无特殊处理时电机动态调节定子电流轨迹图。图 2a、2b 分别对应调制方式切换和负载突变两种工况。

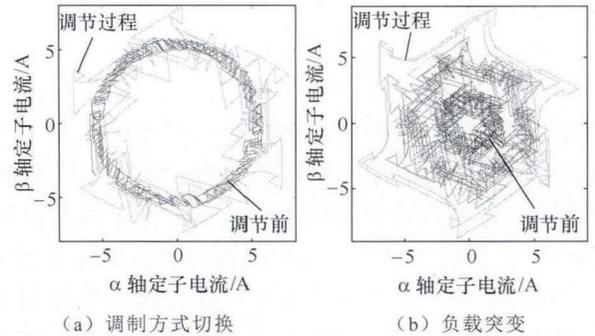


图 2 动态调节定子电流轨迹示意图

Fig.2 Current trajectories when operation condition changes

传统的保证电压基波相位连续或者电流谐波连续只针对调制方式或者载波比的切换, 并不涉及负载突变等动态调节情况; 且由于数字控制延时等因素, 相关理论分析难以针对实际情况进行应用。定子电流轨迹跟踪控制, 直接针对动态调节问题的本质, 追求目标与当前谐波电流连续, 理论上是为完美的。其控制信框图如图 3 所示。谐波电流与基波电流的观测与分离是该方法的重点, 多次用到电机状态方程, 需要微分计算, 算法复杂且对电机参数敏感, 实用性并不强。

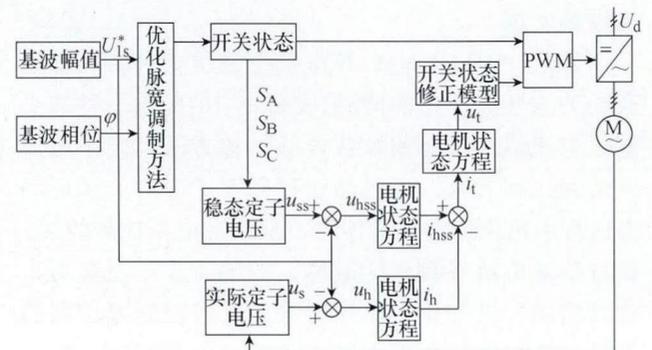


图 3 定子电流轨迹跟踪控制信号流程图

Fig.3 Stator current trajectory control, signal flow graph

将观测与控制对象换做定子磁链, 构建定子磁链轨迹跟踪可以解决定子电流轨迹跟踪控制的问题。磁链可以通过对电压进行积分得到, 简化了算法。并且, 定子磁链和电流之间为线性关系, 磁链跟踪能够保证动态变化前后的谐波电流连续, 理论上能够根本解决牵引传动系统中频段的动态调节性能下降问题。

3 定子磁链轨迹跟踪修正 PWM 调制

一组稳态定子电压序列对应固定的定子磁链轨迹，其与当前电机定子磁链存在的差值称为动态调制磁链误差量。根据动态调制磁链误差量修正稳态开关序列，消除动态调制磁链误差量，为定子磁链轨迹跟踪控制改进系统动态调节性能的手段。其控制框图如图 4 所示。根据稳态电压序列计算定子磁链、依据电机状态观测定子磁链以及动态调制磁链误差修正是该方法与传统特殊脉宽调制方法的区别部分，也是关键模块。

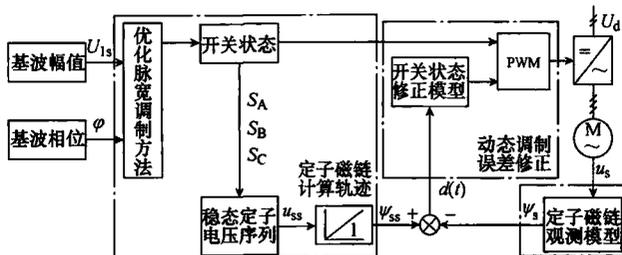


图 4 定子磁链轨迹跟踪控制信号流程图

Fig.4 Stator flux trajectory control, signal flow graph

3.1 定子磁链计算轨迹

定子磁链计算轨迹 ψ_{ss} 的求解是通过稳态电压 u_{ss} 进行积分得到的。假设开关序列在 t_1 发生切换，之前为 $P_1(m_1, N_1)$ ，对应电压 u_{ss1} ；之后为 $P_2(m_2, N_2)$ ，对应电压 u_{ss2} 。 t_1 时刻后，定子磁链为

$$\psi_{ss2}(t) = \int_{t_1}^t u_{ss2}(t) dt + \psi_{ss2}(t_1) \quad (5)$$

式中， $\psi_{ss2}(t_1)$ 为 t_1 时刻稳态磁链，为式 (5) 积分初始值，其可根据下式求得

$$\psi_{ss2}(t_1) = -\psi_{ss2}(\varphi = 0) + \int_0^{t_1} u_{ss2}(t) dt \quad (6)$$

式 (6) 前半部分的作用是对后半部分积分结果进行修正，使稳态磁链平均值为 0，计算公式为

$$\psi_{ss2}(\varphi = 0) = \int_0^{2\pi} \frac{\psi_{ss2}(\varphi) d\varphi}{2\pi} \quad (7)$$

3.2 定子磁链观测轨迹

本文根据永磁同步电机状态方程，得到定子磁链观测轨迹 ψ_s 。dq 旋转坐标系下，永磁同步电机的磁链方程为

$$\begin{cases} \psi_d = \psi_f + L_d i_d \\ \psi_q = L_q i_q \end{cases} \quad (8)$$

式中 ψ_d, ψ_q ——电机交直轴磁链；

ψ_f ——永磁体磁链；

L_q, L_d ——电机交直轴电感；

i_d, i_q ——定子电流的直轴与交轴分量。

根据坐标变换， $\alpha\beta$ 静止坐标系下的磁链表达式为

$$\begin{cases} \psi_\alpha = \cos \theta_r \psi_d - \sin \theta_r \psi_q \\ \psi_\beta = \sin \theta_r \psi_d + \cos \theta_r \psi_q \end{cases} \quad (9)$$

式中， θ_r 转子矢量角。

定子磁链观测值由两相磁链合成得到

$$\psi_s = \psi_\alpha + j\psi_\beta \quad (10)$$

3.3 动态调制磁链误差修正

依据前文定义，动态调制磁链误差值 $d(t)$ 为

$$d(t) = \psi_{ss} - \psi_s \quad (11)$$

根据 $d(t)$ 改变原始开关组合 $P(m, N)$ ，逐渐缩小减小 $d(t)$ ，最后为 0。 $d(t)$ 的物理意义为电压关于时间的积分，从而微调开关序列，使得开关时刻前后移动，即可消除该误差。以两电平逆变器为研究对象，相关变量与物理过程定义如下：

(1) 以 S 标记三相桥臂导通状态，导通上桥臂， $S=1$ ；导通下桥臂， $S=0$ 。

(2) 以 s 标记三相输出电压电平变化，若从 $-u_d/2$ 变为 $u_d/2$ ， $s=1$ ；若从 $u_d/2$ 变为 $-u_d/2$ ， $s=-1$ ；无电平变化， $s=0$ 。

(3) 以 Δt 标记对各开关状态需要进行的修正时间。若 $s=1$ ，将相应开关状态提前 Δt 发生；当 $s=-1$ ，将相应开关状态推后 Δt 。

$\alpha\beta$ 静止坐标系下，两相电压与两电平逆变器输出各桥臂导通状态的关系为

$$\begin{cases} U_\alpha = \frac{1}{3} U_d (2S_A - S_B - S_C) \\ U_\beta = \frac{\sqrt{3}}{3} U_d (S_B - S_C) \end{cases} \quad (12)$$

根据上述定义，修正的动态调制磁链误差值 $\Delta d(t)$ 与各相修正时间 Δt 的关系为

$$\Delta d(t) = \frac{1}{3} U_d \sum_{i=1}^n [(2s_{Ai} \Delta t_{Ai} - s_{Bi} \Delta t_{Bi} - s_{Ci} \Delta t_{Ci}) + j\sqrt{3}(s_{Bi} \Delta t_{Bi} - s_{Ci} \Delta t_{Ci})] \quad (13)$$

式中 U_d ——变流器直流侧电压；

i —— n 开关序列中的第 i 个。

$\alpha\beta$ 静止坐标系下, $d(t)$ 分解为 $d_\alpha(t)$ 、 $d_\beta(t)$, 依据式 (13), 可以设定基本的修正规则:

(1) Δt_A 只影响 $d_\alpha(t)$ 而不影响 $d_\beta(t)$, 因此首先考虑通过 Δt_A 进行修正 $d_\alpha(t)$; 若有不足, 再需要考虑 $d_\alpha(t)$ 、 $d_\beta(t)$ 的耦合项 Δt_B 、 Δt_C 。

(2) 若 $d_\alpha(t)$ 、 $d_\beta(t)$ 同时为正值或者为负值, 则可以通过 Δt_C 完成两者的修正。

(3) 若 $d_\alpha(t)$ 、 $d_\beta(t)$ 异号, 则可以通过 Δt_B 完成两者的修正。

(4) 一个 PWM 周期往往不能完成对 $d(t)$ 的彻底修正, 需要反复进行, 直到 $d(t)=0$ 。

4 仿真

为验证基于永磁同步电机定子磁链轨迹跟踪的中间 60° 同步调制的动态性能优势, 本文搭建了永磁同步电机对拖, 平台控制器采用 TMS320F28335。平台部分参数见下表。

表 PMSM 实验平台参数

Tab. Parameters of PMSM experimental platform

参数	数值
额定功率/kW	5.5
额定电压/V	380
额定电流/A	13
额定转速/(r/min)	1 500
极对数	2
绕组电阻/ Ω	1.3
交轴电感/mH	100
直轴电感/mH	50
转子磁链/Wb	0.98

利用 Matlab/Simulink, 采用表 1 所示参数, 搭建仿真模型。针对调制方式切换和负载突变两种常见的较为严峻的动态过程, 设计了如下仿真工况: 仿真电机以每秒 1000r/min 的加速度持续加速; 在第 0.5s 突然增加 5N·m 负载转矩; 在第 0.84s 由 SVPWM 调制切换至中间 60° 同步调制; 在第 0.97s 停止加速, 变为匀速运行, 负载转矩突然下降。分别采用定子磁链轨迹跟踪与传统中间 60° 同步调制, 进行仿真对比。

图 5 所示为 0.7~1.1s 定子磁链轨迹; 左侧与右侧图形分别对应定子磁链轨迹跟踪与传统中间 60° 同步调制。外侧多边形磁链对应 SVPWM 调制, 内侧六边形磁链对应停止加速后运行稳定, 中间磁链对应 0.84s 后调制方式切换、后续加速以及加速结束至稳定运行。采用定子磁链轨迹跟踪中间 60°

同步调制, 磁链变化温和; 采用传统中间 60° 同步调制, 调制方式切换、负载突变调节过程中磁链变化较为剧烈。

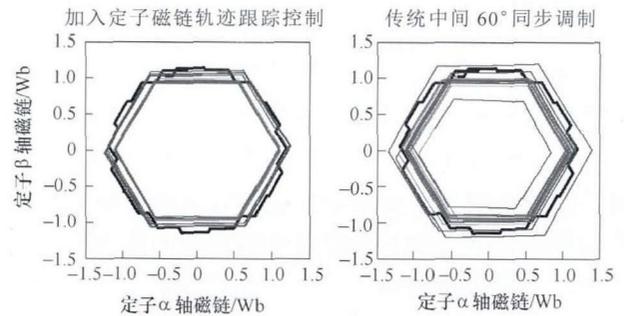


图 5 仿真定子磁链轨迹对比

Fig.5 Comparison of simulated stator flux trajectories

图 6 所示为第 0.84s 调制方式切换前后 PWM 脉冲, 上下两部分分别对应定子磁链轨迹跟踪与传统中间 60° 同步调制。加入磁链轨迹跟踪控制, 对 PWM 脉冲的修正在图 6 中可以明显观察到。

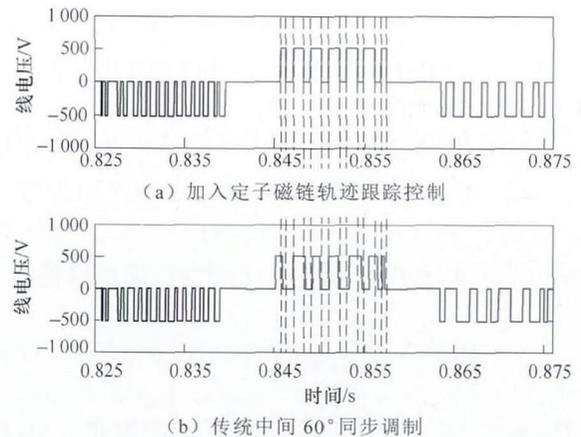
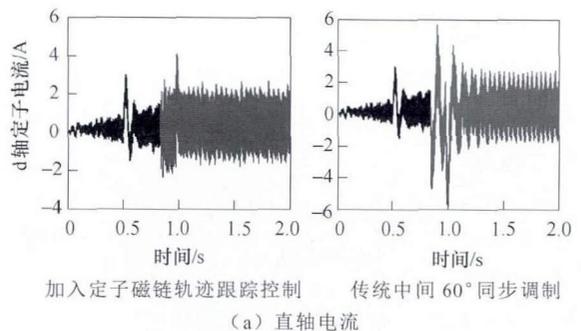


图 6 仿真 PWM 脉冲对比

Fig.6 Comparison of simulated PWM pulses

图 7 所示为全仿真过程电机直轴电流与交轴电流; 图 8 所示为全仿真过程电机输出转矩。左侧与右侧波形分别对应定子磁链轨迹跟踪与传统中间 60° 同步调制。可以观察到, 在第 0.84s 切换调制方式与第 0.97s 负载突变时, 采用定子磁链轨迹跟踪中间 60° 同步调制, 电流与转矩冲击明显更小。



(a) 直轴电流

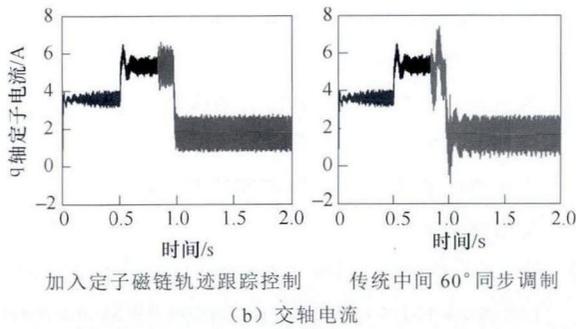


图 7 仿真电流对比

Fig.7 Comparison of simulated currents

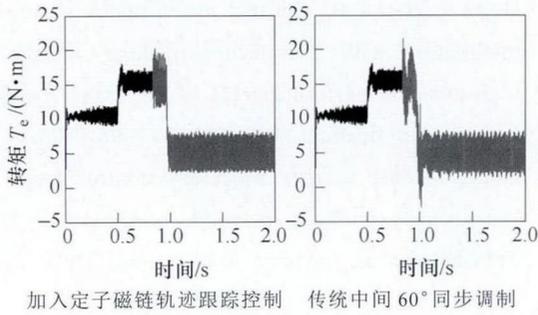
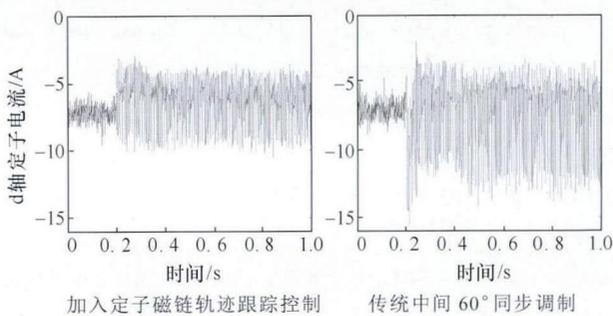


图 8 仿真转矩对比

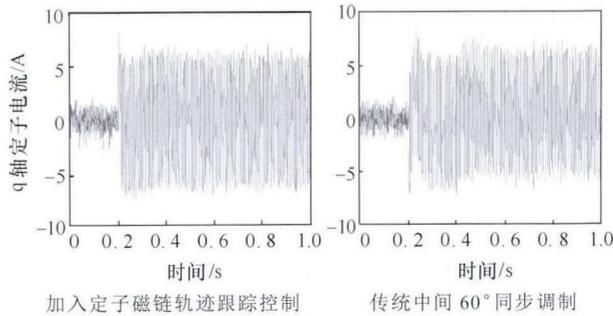
Fig.8 Comparison of simulated torques

5 实验

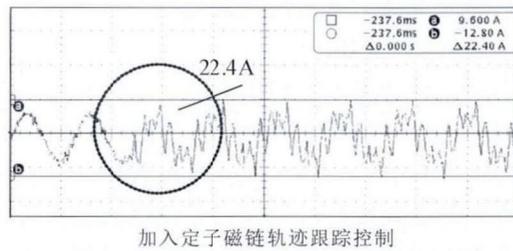
设计动态调节实验：电机加速运行，在定子频率 20Hz 时，从异步 SVPWM 调制切换至中间 60° 同步调制，之后继续加速运行。分别采用定子磁链轨迹跟踪与传统中间 60° 同步调制，进行实验对比。定子频率 20Hz 对应图 9a、9b 中的 0.2s 时刻。



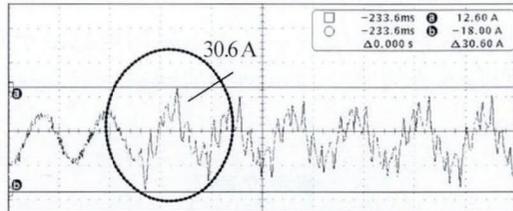
(a) 直轴电流



(b) 交轴电流



加入定子磁链轨迹跟踪控制



传统中间 60° 同步调制

图 9 实验电流对比

Fig.9 Comparison of experimental currents

图 9a~9c 为实验过程中，电机直轴电流、交轴电流以及 A 相电流。图 9a、9b 左侧与右侧波形以及图 9c、9b 的上下两部分分别对应定子磁链轨迹跟踪与传统中间 60° 同步调制。采用定子磁链轨迹跟踪中间 60° 同步调制，切换更加平滑，直轴与交轴电流冲击更小；A 相电流无明显冲击，切换点附近最大峰峰值为 22.4A，明显小于采用传统中间 60° 同步调制时的 30.6A。

实验的不足之处在于，略过了 7、5 分频，直接采用 3 分频中间 60° 同步调制。原因是定子磁链轨迹跟踪 7、5 分频中间 60° 同步调制计算过程相对复杂，DSP 实现困难。然而，并不意味着此方法缺少实用价值。受限于程序实现方式以及内存空间等问题，在 DSP 上实现特殊同步调制本身就较为复杂；很多文献采用现场可编程门阵列 FPGA 发生特殊同步调制脉冲，这也是本文后续研究重点。

6 结论

传统中间 60° 同步调制动态性能不良的根本原因是开关角的求解依托稳态傅里叶分析。经研究发现，动态调节问题的本质是目标与当前定子电流轨迹是否连续。现有特殊脉宽调制动态性能优化方法，可分为三大类：

- (1) 传统电压相位连续、谐波电流连续法，只针对调制方式切换，且依托稳态模型，实用性差。
- (2) 电子电流轨迹跟踪法，计算复杂，对电机参数敏感，难以实现。
- (3) 定子磁链轨迹法，计算相对简单，对电机

参数敏感度较低,且磁链轨迹连续意味至电流轨迹连续,具有较强实用性。

本文完成了基于永磁同电机定子磁链轨迹跟踪的中间 60° 同步调制的理论分析与仿真、实验验证。理论分析包含了明确的控制信号流程图,各控制量计算方法与公式推导,以及定子磁链轨迹跟踪控制对稳态PWM序列的修正规则。仿真结果、实验结果与理论预期结果吻合。基于永磁同电机定子磁链轨迹跟踪的中间 60° 同步调制的动态性能优化效果明显。

参考文献

- [1] 马小亮. 低开关频率中压传动的定子磁链轨迹跟踪控制综述[J]. 变频器世界, 2009(12): 45-51.
Ma Xiaoliang. Stator flux trajectory tracking control synthesis of low switching frequency medium voltage drive[J]. The World of Inverters, 2009(12): 45-51.
- [2] 马小亮. 概述低开关频率 PWM 变频的问题及解决办法[J]. 电气传动, 2009, 39(5): 3-9.
Ma Xiaoliang. Problem and solutions of low frequency PWM inverters-an overview[J]. The world of inverters, 2009, 39(5): 3-9.
- [3] 原佳亮. 用于永磁同步牵引电机的优化脉宽调制方法研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2014.
- [4] 王琛琛, 周明磊, 游小杰. 大功率交流电力机车脉宽调制方法[J]. 电工技术学报, 2012, 27(2): 173-178.
Wang Chenchen, Zhou Minglei, You Xiaojie. PWM method for high power AC electric locomotive[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2012, 27(2): 173-178.
- [5] 韦克康, 郑琼林, 周明磊, 等. 低开关频率下混合脉宽调制方法研究[J]. 北京交通大学学报, 2011, 35(5): 106-112.
Wei Kekang, Trillion Q Zheng, Zhou Minglei, et al. Study on a hybrid PWM method under low switching frequency[J]. Journal of Beijing Jiaotong University, 2011, 35(5): 106-112.
- [6] 周明磊. 电力机车牵引传动系统在全速度范围的矢量控制[D]. 北京: 北京交通大学, 2012.
- [7] 韦克康. 轨道牵引逆变器数字控制研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2012.
- [8] Holtz J, Bernd B. The trajectory tracking approach-a new method for minimum distortion PWM in dynamic high-power drives[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1994, 30(4): 1048-1057.
- [9] Holtz J, Bernd B. Optimal synchronous pulsewidth modulation with a trajectory-tracking scheme for high-dynamic performance[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1993, 29(6): 1098-1105.
- [10] Holtz J. Fast current trajectory control based on synchronous optimal pulsewidth modulation[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1995, 31(5): 1110-1120.
- [11] Holtz J, Qi X. Optimal control of medium-voltage drives-an overview[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2013, 60(12): 5472-5481.
- [12] Holtz J. Fast dynamic control of medium voltage drives operating at very low switching frequency-an overview[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(3): 1005-1013.
- [13] 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): 600-608.

作者简介

方晓春 男, 1987年生, 博士研究生, 研究方向为电力电子与电气传动。

原佳亮 女, 1989年生, 硕士研究生, 研究方向为电力电子与电气传动。