

牵引逆变器直流电压二次脉动导致的 永磁电机输出转矩脉动的抑制策略

周明磊¹, 王震¹, 董士帆¹, 王琛琛¹, 游小杰²

(1. 北京交通大学电气工程学院, 北京市 海淀区 100044;
2. 北京交通大学轨道交通协同创新中心, 北京市 海淀区 100044)

Elimination Strategy of Torque Ripple of PMSM Caused by Secondary Pulsation of DC Voltage in Traction Inverter

ZHOU Minglei¹, WANG Zhen¹, DONG Shifan¹, WANG Chenchen¹, YOU Xiaojie²

(1. School of Electrical Engineering, Beijing Jiaotong University, Haidian District, Beijing 100044, China;

2. Collaborative Innovation Center of Railway Traffic Safety, Beijing Jiaotong University, Haidian District, Beijing 100044, China)

ABSTRACT: Permanent magnet synchronous motor (PMSM) have received more and more attention in the field of rail transportation due to its many advantages. The front end of rail transit traction converter usually uses single-phase PWM rectifier, which caused the DC-link voltage to have a pulsating component of twice the grid frequency, when the traction motor runs around the pulsating frequency, the torque and current will produce obvious pulsating components. Aiming at the problem that the traditional frequency compensation strategy could only suppress the torque ripple component but couldn't eliminate the torque ripple component, we analyzed the relationship between the torque ripple component and the d , q axis current ripple component in this paper, and proposed an improved closed-loop frequency compensation strategy to eliminate the pulsation component in the torque. Simulation and experimental results showed that the strategy proposed in this paper could eliminate the pulsation component in the torque, which further proved the effectiveness of the strategy proposed in this paper.

KEY WORDS: permanent magnet synchronous motor (PMSM); DC voltage ripple; torque ripple; frequency compensation

摘要: 永磁同步电机由于其多方面的优点在轨道交通领域得到越来越多的应用。轨道交通牵引变流器前端通常采用单相

四象限整流器, 导致直流侧电压会存在二倍电网频率脉动分量, 牵引电机运行于该脉动频率附近时转矩和电流会产生明显的脉动分量。针对传统的频率补偿策略以抑制电流脉动为目标, 无法消除转矩脉动分量这一问题, 通过分析转矩中脉动分量与永磁同步电机 d 、 q 轴电流脉动分量的关系, 提出一种改进的闭环频率补偿策略来消除转矩中的脉动分量。仿真和实验结果证明所提方法的有效性。

关键词: 永磁同步电机; 直流电压脉动; 转矩脉动; 频率补偿

0 引言

永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)具有高功率密度, 高效率等优点, 在轨道交通领域得到越来越广泛的应用。在轨道交通牵引传动系统中, 牵引变流器通常由单相四象限整流器、中间直流环节和三相脉宽调制(pulse width modulation, PWM)逆变器 3 部分组成。单相四象限整流器的输入功率与输出功率都存在二倍电网频率的脉动分量, 导致牵引变流器的中间直流侧电压会存在二倍电网频率(100Hz)的脉动电压。在直流侧脉动电压的影响下, 电机定子电压和定子电流中会出现严重的拍频现象, 电机的输出转矩也会出现很大的脉动分量, 对电机的控制性能造成巨大影响, 特别是当电机运行在二倍电网频率附近时, 对电机控制性能造成的影响最为严重^[1-2]。

为抑制定子电流和转矩中的脉动分量, 目前常用的方法可以分为硬件方法和软件方法 2 类。硬件方法是通过硬件电路来直接抑制直流侧脉动电压

基金项目: 国家自然科学基金项目(51977006); 中央高校基本科研业务费专项资金项目(科技领军人才团队项目)(2022JBXT006)。

Project Supported by National Natural Science Foundation of China (51977006); Fundamental Research Funds for the Central Universities (Science and technology leading talent team project) (2022JBXT006).

的一类方法，轨道交通中一般通过在单相四象限整流器的直流侧并联 LC 谐振电路来抑制电压脉动，这样不仅会增大列车的重量和体积，而且如果电感电容参数存在误差，会导致直流侧脉动电压的抑制效果下降^[3]。而有源滤波的方法^[4]，对于开关频率很低，且安装空间严重受限的大功率系统并不适用。

软件方法是通过相应的控制算法来抑制电机侧定子电流拍频分量和输出转矩中脉动分量的一类方法，目前常用的软件方法有前馈补偿^[5-7]，反馈补偿^[8-9]，单周期控制^[10-11]和频率补偿^[12-15]等几类。文献[5-7]通过精确测量直流母线电压的瞬时值来在线修正调制比，文献[8-9]通过实时采集电机电流和指令电流作为反馈来修正调制比，但这类方法对开关频率或者电流环带宽要求较高。对于大功率牵引电机而言，逆变器开关频率很低，无法对调制比进行实时调节，特别是电机运行于方波调制区时，电压幅值无法调节，该方法完全失效。文献[10-11]提出一种单周期控制算法用于抑制异步调制和方波调制的拍频现象，但在分段同步调制下该方法不再适用；文献[12-13]通过推导逆变器的输出电压得到频率补偿函数，是目前应用较为广泛的一类方法，但该方法主要目标为抑制电机电流中的低频脉动成分，对于电机输出转矩中的脉动分量无法完全消除，只能进行一定的抑制。文献[14-15]提出通过改进的闭环频率补偿策略消除磁场定向控制系统中的 q 轴电流脉动分量来抑制转矩脉动分量，但该方法只针对于异步电机，对于凸极式同步电机而言，由于 d 轴和 q 轴电流脉动都会引起转矩脉动，因此效果并不理想。

从研究对象看，当前文献中针对该问题的研究主要针对异步牵引电机，针对当前应用越来越广泛的永磁牵引电机的研究相对比较少。

为消除直流电压二次脉动所造成的永磁同步电机转矩中的脉动分量，本文通过分析直流侧脉动电压对永磁电机输出转矩的影响，提出一种采用闭环控制的改进的频率补偿策略，相较于传统的以消除定子电流中的低频分量为目标的频率补偿方法，所提方法以提高电机转矩的控制性能为目标，理论上可以完全消除转矩中的脉动分量。最后，对本文所提转矩脉动消除策略的有效性进行验证。

1 直流母线脉动电压对电机侧的影响

大功率电力机车/动车组的牵引变流器一般拓

扑结构如图 1 所示，其整流器为单相 PWM 整流器。假设电网电压和电流为正弦波，单相整流器的输入功率存在频率为二倍电网频率的脉动分量。根据功率守恒定律可知，单相整流器的输出功率也存在频率为二倍电网频率的脉动分量，导致直流母线电压存在 1 个 2 倍频脉动分量^[16]，可表示为

$$u_{dc} = U_{dc} + \Delta U_{dc} \sin(2\omega_s t - \phi) \quad (1)$$

式中： U_{dc} 为直流母线电压的直流分量； ΔU_{dc} 为直流母线电压脉动分量的幅值； ω_s 为电网电压角频率； ϕ 为直流母线电压脉动分量的相位。

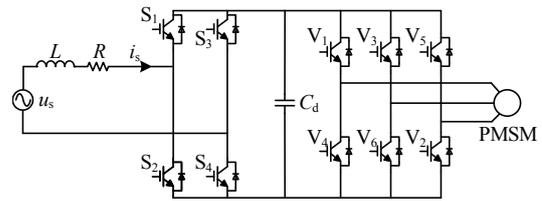


图 1 交直交牵引变流器

Fig. 1 AC-DC AC Traction Converter

对于开关频率较高的小功率系统，由于采样频率远高于直流电压脉动频率，可以在控制中根据直流电压采样值实时调整输出电压脉冲占空比来抑制直流电压脉动对电机输出电流和转矩的影响。

而对于大功率牵引传动系统，受到散热等条件的限制，逆变器最高开关频率通常只有几百赫兹，如表 1 所示。因此，牵引逆变器在整个速度范围内通常采用图 2 所示的多模式调制策略。随着电机频率上升，每个基波周期输出电压脉冲数逐渐减少，占空比更新频率越来越低。特别是电机进入弱磁区之后逆变器通常运行于方波工况，以最大程度利用

表 1 电力机车牵引逆变器最高开关频率和最高输出频率

Table 1 The highest switching frequency and fundamental frequency of locomotives

机车型号	HXD1	HXD2	HXD3
最高开关频率/Hz	250	800	450
最高输出频率/Hz	116	220	120

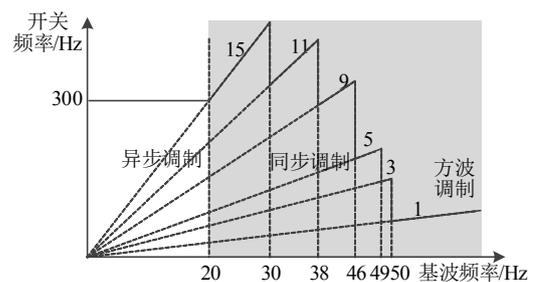


图 2 多模式调制策略示意图

Fig. 2 Sketch map of multi-mode modulation strategy

直流电压,此时脉宽完全无法调整,直流侧脉动电压对电机定子电流和转矩的影响最大。鉴于大部分机车牵引电机运行于两倍频电网电压频率(100Hz)时已进入方波工况,本文将以方波工况为例分析直流侧脉动对电机控制性能的影响和补偿策略。

方波工况下 A 相电压的开关函数可表示为

$$S_a = \begin{cases} \frac{1}{2}, & 0 < t < \frac{T}{4} \text{ 或 } \frac{3T}{4} < t < T \\ -\frac{1}{2}, & \frac{T}{4} \leq t \leq \frac{3T}{4} \end{cases} \quad (2)$$

式中 T 为基波周期,将其傅里叶分解可得:

$$S_a = \frac{2}{\pi} \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{(-1)^{\frac{n-1}{2}}}{n} \cos(n\omega_r t) \quad (3)$$

式中 ω_r 为逆变器输出电压的基波角频率。忽略电压中的谐波分量,仅考虑 $n=1$ 基波分量时, A 相电压可表示为

$$u_a = u_{dc} * S_a = \frac{2U_{dc}}{\pi} \cos(\omega_r t) + \frac{\Delta U_{dc}}{\pi} \cdot \{\sin[(2\omega_s - \omega_r)t - \phi] + \sin[(2\omega_s + \omega_r)t - \phi]\} \quad (4)$$

由式(4)可知,在直流侧脉动电压的作用下,逆变器的三相输出电压中会产生角频率为 $2\omega_s \pm \omega_r$ 的拍频分量,该分量的幅值与直流侧脉动电压分量的幅值成正比关系。当电机运行在两倍频电网频率时,角频率为 $2\omega_s - \omega_r$ 次的拍频分量将变为直流偏置,此时,该分量对应的牵引电机等效阻抗值最小,对电机定子电流和转矩造成的影响最大。

直流母线电压波动下电机运行于方波工况时定子电流波形的仿真结果如图3所示。仿真所使用的电机参数如表2所示,直流母线电压波动分量幅值为20V,频率为100Hz,当逆变器输出电压基波频率为98Hz时,在较小的直流电压二次脉动分量下,定子电流中仍然会产生非常明显的 $100 - 98 = 2(\text{Hz})$ 的脉动分量,对于 $100 + 98 = 198(\text{Hz})$ 的高频分

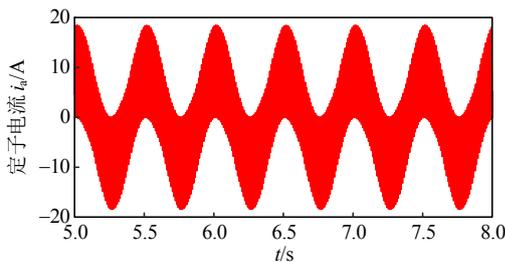


图3 电机定子电流波形

Fig. 3 Waves of stator current of motor

表2 仿真与实验所用电机参数

Table 2 Motor parameters in simulation and experiment

PMSM 参数	数值	PMSM 参数	数值
定子电阻/ Ω	0.85	额定转速/(r/min)	2000
d 轴电感/mH	6.6	额定电流/A	15.8
q 轴电感/mH	7.5	额定转矩/(N·m)	10
永磁体磁链/Wb	0.13	极对数	3

量一般将其忽略。

对于大功率牵引电机而言,首要的控制目标是提高电机转矩的控制性能。为分析直流母线电压脉动对转矩的影响,将三相电压转换到两相同步旋转坐标系,可得:

$$\begin{cases} u_d = \frac{2U_{dc}}{\pi} \cos \theta + \frac{2\Delta U_{dc}}{\pi} [\cos \theta \sin(2\omega_s t - \phi)] \\ u_q = \frac{2U_{dc}}{\pi} \sin \theta - \frac{2\Delta U_{dc}}{\pi} [\sin \theta \sin(2\omega_s t - \phi)] \end{cases} \quad (5)$$

式中: u_d 、 u_q 为 d 、 q 轴电压; θ 为电机电压矢量角,即电压矢量与 d 轴电压之间的夹角,如图4所示。

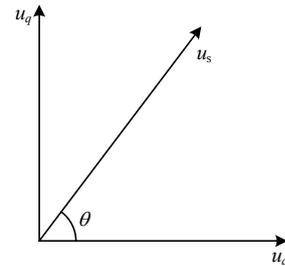


图4 电压矢量角的定义

Fig. 4 Definition of voltage vector angle

由式(4)可知,在两相同步旋转坐标系下,直流电压二次脉动分量对电机电压所产生的影响表现为 d 、 q 轴电压上的两倍电网电压频率的脉动成分,即100Hz脉动分量。

为便于分析,将 d 、 q 轴电压表示为

$$\begin{cases} u_d = u_{d0} + u_{d2} \\ u_q = u_{q0} + u_{q2} \end{cases} \quad (6)$$

其中:

$$\begin{cases} u_{d0} = 2U_{dc} \cos\left(\frac{\theta}{\pi}\right) \\ u_{d2} = \frac{2\Delta U_{dc}}{\pi} [\cos \theta \sin(2\omega_s t - \phi)] \\ u_{q0} = \frac{2U_{dc}}{\pi} \sin \theta \\ u_{q2} = -\frac{2\Delta U_{dc}}{\pi} [\sin \theta \sin(2\omega_s t - \phi)] \end{cases}$$

PMSM 在两相同步旋转坐标系下的电压方程为

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega_r L_q i_q \\ u_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega_r (L_d i_d + \psi_r) \end{cases} \quad (7)$$

式中： R_s 为定子电阻； i_d 、 i_q 为直轴和交轴分量； L_d 、 L_q 为直轴和交轴电感； ψ_r 为电机转子磁链。

根据式(7)可知， d 、 q 轴电压中的 $2\omega_s$ 频率分量也将 在 d 、 q 轴电流中产生相应的频率分量， d 、 q 轴电流同样可表示为

$$\begin{cases} i_d = i_{d0} + i_{d2} \\ i_q = i_{q0} + i_{q2} \end{cases} \quad (8)$$

式中： i_{d0} 、 i_{q0} 为 d 、 q 轴电流中的直流分量； i_{d2} 、 i_{q2} 为频率为二倍电网频率的脉动分量，可表示为

$$\begin{cases} i_{d0} = \frac{2U_{dc} \sin \theta}{\pi \omega_r L_q} - \frac{\psi_r}{L_d} \\ i_{d2} = \frac{2\Delta U_{dc} |B| \sin(2\omega_s t + \phi + \phi_1)}{|A| \pi} \\ i_{q0} = -\frac{2U_{dc} \cos \theta}{\pi \omega_r L_q} \\ i_{q2} = -\frac{2\Delta U_{dc} |C| \sin(2\omega_s t + \phi + \phi_2)}{|A| \pi} \end{cases}$$

其中：

$$\begin{cases} |A| = \sqrt{[R_s^2 + (\omega_r^2 - 4\omega_s^2)L_d L_q]^2 + [2R_s \omega_s (L_d + L_q)]^2} \\ |B| = \sqrt{(R_s \cos \theta - \omega_r L_q \sin \theta)^2 + (2\omega_s L_q \cos \theta)^2} \\ |C| = \sqrt{(R_s \sin \theta + \omega_r L_d \cos \theta)^2 + 2\omega_r L_d \sin^2 \theta} \\ \phi_1 = \frac{\arctan(2\omega_s L_q) \cos \theta}{R_s \cos \theta - \omega_r L_q \sin \theta} \\ \phi_2 = \frac{\arctan(2\omega_r L_d) \sin \theta}{R_s \sin \theta + \omega_r L_d \cos \theta} \end{cases}$$

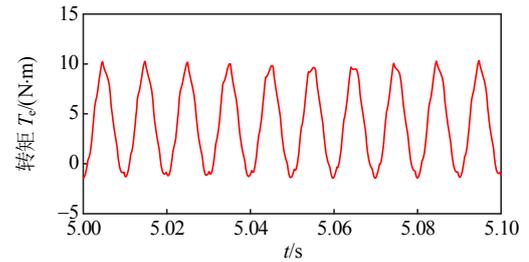
将式(8)代入 PMSM 的转矩方程，可得：

$$\begin{aligned} T_e &= \frac{3}{2} N_p [\psi_r + (L_d - L_q)(i_{d0} + i_{d2})](i_{q0} + i_{q2}) = \\ & \frac{3}{2} N_p [\psi_r + (L_d - L_q)i_{d0}]i_{q0} + \frac{3}{2} N_p \cdot \\ & \{[\psi_r + (L_d - L_q)i_{d0}]i_{q2} + (L_d - L_q)i_{d2}i_{q0}\} + \\ & \frac{3}{2} N_p (L_d - L_q)i_{d2}i_{q2} \end{aligned} \quad (9)$$

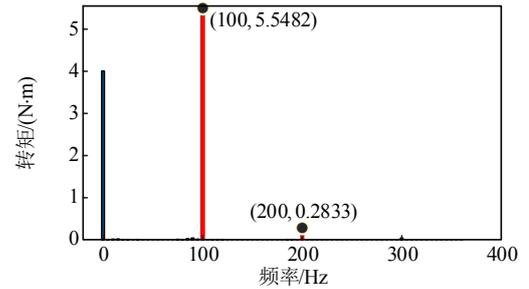
可以看出，由于直流电压二次脉动分量的存在，电机输出转矩中除期望产生的平均转矩 T_{e0} 外，还包含二倍频电网频率和四倍频电网频率的转矩脉动分量 T_{e2} 和 T_{e4} ，可表示为

$$\begin{cases} T_{e0} = \frac{3}{2} N_p [\psi_r + (L_d - L_q)i_{d0}]i_{q0} \\ T_{e2} = \frac{3}{2} N_p \{[\psi_r + (L_d - L_q)i_{d0}]i_{q2} + (L_d - L_q)i_{d2}i_{q0}\} \\ T_{e4} = \frac{3}{2} N_p (L_d - L_q)i_{d2}i_{q2} \end{cases}$$

设置与图 3 仿真相同的工况，转矩波形与频谱分析仿真结果如图 5 所示，相较于转矩中二倍电网频率的脉动，四倍电网频率的脉动分量小得多，一般可以忽略。



(a) 电磁转矩波形



(b) 电磁转矩的频谱分析

图 5 电磁转矩波形及频谱分析

Fig. 5 Electromagnetic torque waveform and spectrum analysis

2 基于频率补偿的转矩脉动消除策略

2.1 传统频率补偿策略存在的问题

针对直流侧电压波动导致永磁电机侧出现拍频现象的问题，目前通常采用和异步牵引电机相同的方法，即如下式所示对电机同步频率进行补偿的方法来抑制二次脉动电压的影响：

$$f_r' = f_r + \Delta f \sin(2\omega_s t - \phi) \quad (10)$$

式中： f_r 为逆变器输出电压的基波频率； Δf 为根据直流电压二次脉动分量得到的补偿频率的幅值。

此时，A 相电压可化简为

$$\begin{aligned} u_a &= \frac{2U_{dc}}{\pi} \cos(2\pi f_r' t) + \left(\frac{\Delta U_{dc}}{\pi} - \frac{\Delta f U_{dc}}{\omega_s}\right) \sin[(2\omega_s - \\ & \omega_r) t - \phi] + \left(\frac{\Delta U_{dc}}{\pi} + \frac{\Delta f U_{dc}}{\omega_s}\right) \sin[(2\omega_s + \omega_r) t - \phi] \end{aligned} \quad (11)$$

由式(11)可知,无法通过补偿频率实现对频率为 $2\omega_s - \omega_r$ 和 $2\omega_s + \omega_r$ 分量的同时消除,但由于前者的电机等效阻抗远小于后者,同等幅值下其对电机控制性能造成的影响要大得多。基于此,一般通过开环计算的方式来消除频率为 $2\omega_s - \omega_r$ 的拍频分量^[4],可得补偿频率幅值:

$$\Delta f = \frac{\omega_s \Delta U_{dc}}{\pi U_{dc}} \quad (12)$$

传统补偿策略的补偿框图如图6所示。

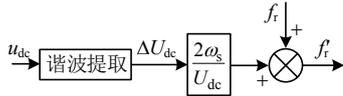


图6 传统频率补偿策略的控制框图

Fig. 6 Block diagram of traditional compensation strategy

对于大功率牵引电机而言,首要的控制目标为提高输出转矩的控制性能,但传统的频率补偿策略以消除定子电流中的主要低频分量为目标,因此需要进一步分析该方法对转矩脉动的抑制效果。

由(11)可知,在加入传统的频率补偿策略后,A相电压可以化简为

$$u_a = \frac{2U_{dc}}{\pi} \cos(\omega_r t) + \frac{2\Delta U_{dc}}{\pi} \sin[(2\omega_s + \omega_r)t - \phi] \quad (13)$$

可以发现,传统的频率补偿策略虽然可以消除定子电压中频率为 $2\omega_s - \omega_r$ 的分量,但同时会导致定子电压中频率为 $2\omega_s + \omega_r$ 的分量增大。为便于分析该分量对转矩的影响,将该分量由三相静止坐标系变换到两相同步旋转坐标系可得:

$$\begin{cases} u_d = \frac{2U_{dc}}{\pi} \cos \theta + \frac{2\Delta U_{dc}}{\pi} \sin(2\omega_s t - \phi - \theta) \\ u_q = \frac{2U_{dc}}{\pi} \sin \theta + \frac{2\Delta U_{dc}}{\pi} \sin(2\omega_s t - \phi - \theta) \end{cases} \quad (14)$$

联立式(14)和(7)可求得 d 、 q 轴电流中的二倍电网频率脉动分量为

$$\begin{cases} i_{d2} = \frac{2\Delta U_{dc} |D| \sin(2\omega_s t - \phi - \theta + \varphi_3)}{|A| \pi} \\ i_{q2} = \frac{2\Delta U_{dc} |E| \sin(2\omega_s t - \phi - \theta + \varphi_4)}{|A| \pi} \end{cases} \quad (15)$$

其中:

$$\begin{cases} |D| = \sqrt{R_s^2 + [(2\omega_s - \omega_r)L_q]^2} \\ |E| = \sqrt{R_s^2 + [(2\omega_s - \omega_r)L_d]^2} \\ \varphi_3 = \arctan(2\omega_s - \omega_r) \frac{L_q}{R_s} \\ \varphi_4 = \arctan(2\omega_s - \omega_r) \frac{L_d}{R_s} \end{cases}$$

由式(15)可知,定子电压中频率为 $2\omega_s + \omega_r$ 的分量同样会导致 d 、 q 轴电流中产生二倍电网频率的脉动分量,进一步导致转矩中也会产生二倍电网频率的脉动分量,因此该方法无法完全消除转矩中的脉动分量。

对于隐极式永磁电机, d 、 q 轴电感基本相等,转矩中磁阻转矩很小,此时加入传统的频率补偿策略后的转矩脉动幅值与补偿之前转矩脉动幅值的比值 η 近似可以等效为加入补偿策略前后 q 轴电流脉动分量幅值之比,根据式(8)及(15),经过推导可得比值 η :

$$\eta = \frac{\sqrt{R_s^2 + [(2\omega_s - \omega_r)L_d]^2}}{\sqrt{(R_s \sin \theta + \omega_r L_d \cos \theta)^2 + 2\omega_r L_d \sin \theta^2}} \quad (16)$$

对于凸极式电机,由于 d 、 q 轴电感不相等,采用传统补偿方法前后转矩脉动幅值之比很难得到准确的表达式,可以通过仿真等手段进行比较。

如表2所示的电机参数为例,绘制式(16)所示的曲线,如图7所示,图中曲线为加入传统的频率补偿策略前后转矩脉动幅值的比值。可以看出,当电机的运行频率在直流侧电压脉动频率附近时,该方法最多只能抑制80%左右的转矩脉动。

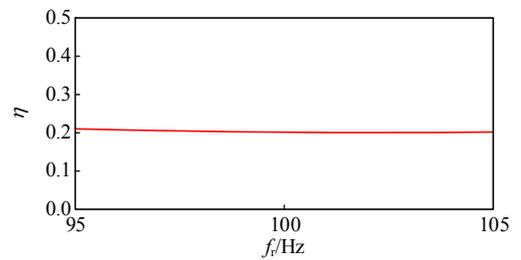


图7 转矩脉动的抑制效果

Fig. 7 Suppression effect of torque ripple

2.2 改进闭环频率补偿策略

由上述分析可知,传统的频率补偿策略无法完全消除二倍频电网频率的转矩脉动。而由式(9)中转矩脉动分量表达式可知,为完全消除该频率的转矩脉动, d 、 q 轴电流脉动分量 i_{d2} 、 i_{q2} 需满足:

$$\frac{i_{q2}}{i_{d2}} = \frac{(L_q - L_d)i_{q0}}{\psi_r + (L_q - L_d)i_{d0}} = k \quad (17)$$

可以看出,如果能够控制电机 d 、 q 轴电流的二次脉动分量的比值为系数 k ,即可消除由于直流电压二次脉动导致的电机输出转矩脉动。该系数随电机负载大小变化,实际应用时可以根据电机 d 、 q 轴电流指令值或经过滤波后的反馈值计算得到。为

准确得到不同工况下的频率补偿函数，可通过对 $i_{q2} - ki_{d2}$ 进行闭环控制来实现。由于 $i_{q2} - ki_{d2}$ 为交流信号，故本文采用准谐振控制器来实现对该信号的稳态跟踪，控制器可表示为

$$G(s) = \frac{K_r \omega_0 s}{s^2 + 2\omega_0 s + (2\omega_s)^2} \quad (18)$$

式中： K_r 为准谐振控制器的增益； ω_s 为电网侧的角频率； ω_0 为准谐振控制器的带宽。取 K_r 参数为 10， $\omega_s = 100\pi$ ，假设电网频率波动范围为 $\pm 0.5\text{Hz}$ ，可选取谐振控制器带宽 $\omega_0 = \pi$ 。控制器的波德图如图 8 所示，准谐振控制器在频率为 $(100 \pm 1)\text{Hz}$ 处的幅值增益接近于 20dB，相较于其他频率点的幅值增益，可以视为无穷增益，能够实现对交流信号的快速跟踪。

根据上述理论分析可得闭环频率补偿策略的控制框图，如图 9 所示。图 9 上半部分为大功率永

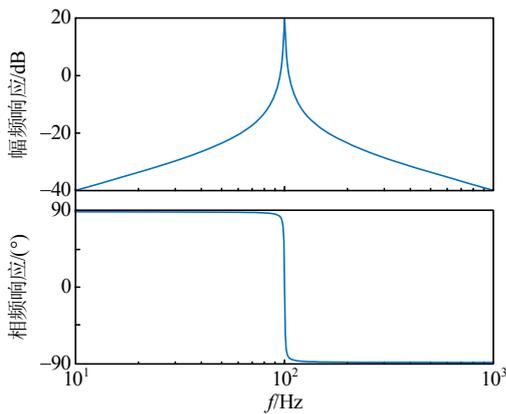
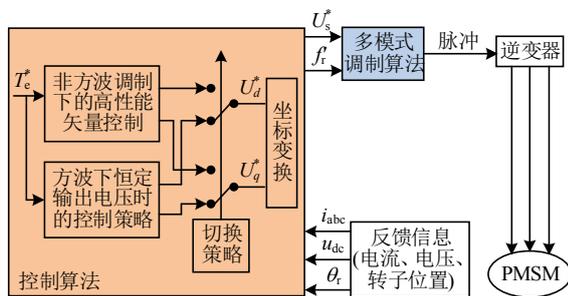
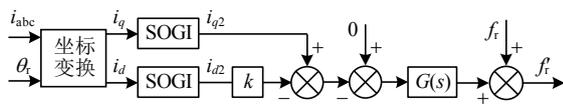


图 8 准谐振控制器的波德图

Fig. 8 Bode diagram of improved resonant controller



(a) 大功率永磁同步电机控制框图



(b) 闭环频率补偿策略算法

图 9 闭环频率补偿策略框图

Fig. 9 Block diagram of closed-loop frequency compensation strategy

磁同步电机控制框图。由于轨道交通牵引电机在高速下逆变器运行于方波工况，输出电压幅值失去调节能力，因此高速方波工况下无法采用和非弱磁区相同的基于双电流控制器的传统矢量控制方式，很多文献中对此已经有专门的研究^[16-17]。一方面限于篇幅，另一方面，直流侧二次电压脉动对电机输出转矩和电流的影响本质上是由于低开关频率下，逆变器输出电压脉冲占空比无法根据直流电压采样值进行实时调整而产生的，和牵引电机在低开关频率(包含方波工况)下采用的控制方式是没有关系的，因此对该部分内容不再赘述。

图 9 下半部分为闭环频率补偿策略的控制框图。为了消除转矩中的脉动分量，需要提取 d 、 q 轴电流中的二倍电网频率分量 i_{d2} 、 i_{q2} ，为保证 i_{d2} 、 i_{q2} 的提取精度，本文采用文献[18]所提广义积分器(second-order general integrator, SOGI)锁频环提取 i_{d2} 、 i_{q2} ，通过将谐振控制器输入的参考值设置为零，反馈值设置为 $i_{q2} - ki_{d2}$ 来实现对电流中 $i_{q2} - ki_{d2}$ 分量的无静差跟踪。当电流中 $i_{q2} - ki_{d2}$ 分量为零时，即可消除转矩中由于直流电压二次脉动所造成的转矩脉动成分。虽然式(17)中参数 k 的计算过程需要参考电机参数，但在轨道交通牵引电机的高性能控制中，一般都具有电机参数的在线辨识或者校正功能^[17,19]，因此，本文所提控制策略并未考虑参数变化的影响。

与传统方法相比，本文所提频率补偿策略可以完全消除转矩中最主要的二倍频电网频率脉动分量，提高转矩控制性能，但是电机定子电流中仍然会含有一定分量的 $2\omega_s - \omega_r$ 次低频脉动成分。

3 仿真与实验结果

本文仿真和实验均采用电机参数如表 2 所示。仿真和实验中系统的控制框图如图 9 上半部分所示，其中，控制频率为 5kHz，电流、转子位置的采样频率和控制频率相同牵引电机在方波下采用单 q 轴电流环调节电压相角的方式^[16]。全速度范围内逆变器采用的调制策略如图 2 所示。

3.1 仿真结果

当电机运行在二倍电网频率附近时，对电机的控制性能造成的影响最大，因此本文选取的仿真工况为：电机转速恒定运行在 98Hz，此时电机运行在方波工况，电机负载转矩为 4N·m，直流侧电压的直流分量为 110V，二倍电网频率脉动分量幅

值在 20V 左右。

仿真对比结果如图 10 所示，未加入补偿措施时，定子电流中会出现很大的频率为 2Hz 的低频脉动分量；同时转矩中会出现很大的频率为二倍电网频率的脉动分量。在 8s 时，加入传统的频率补偿策略，定子电流中频率为 2Hz 的脉动分量基本被消除，转矩中二倍电网频率的脉动分量虽然得到一定的抑制，但无法完全消除；在 12s 时，改为本文所提闭环频率补偿策略，虽然定子电流中频率为 2Hz 的脉动分量有所增大，但转矩中的二倍频电网频率的脉动分量明显小于传统补偿方法。

为更直观地比较 2 种频率补偿策略对转矩脉动分量的抑制效果，对转矩波形进行频谱分析，结果如图 11 所示。可以看出，未加入频率补偿算法时，转矩中的脉动分量幅值为 5.5N·m；在加入传统的频率补偿算法后，转矩中的脉动分量幅值为 1.05N·m，仍有 20%左右的脉动分量存在，与图 6 所示理论分

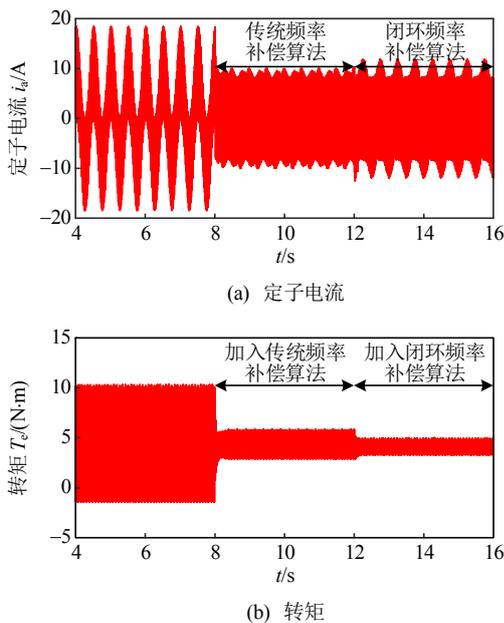


图 10 两种频率补偿策略的仿真对比
Fig. 10 Simulation comparison of two frequency compensation strategies

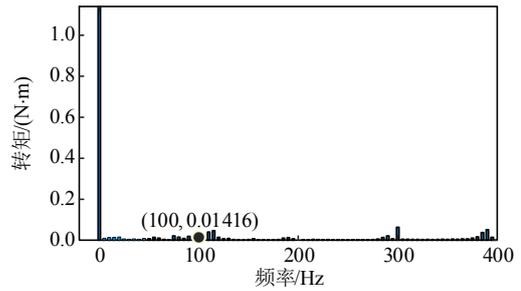
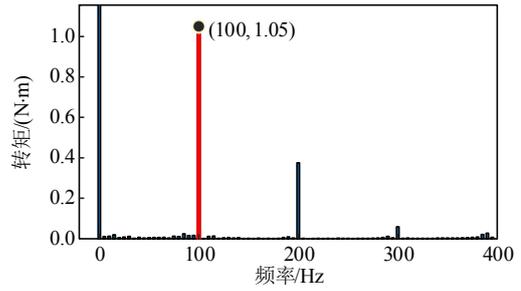
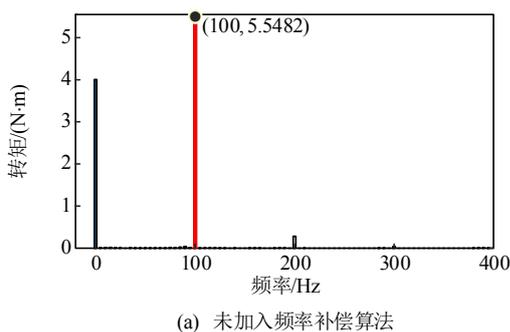


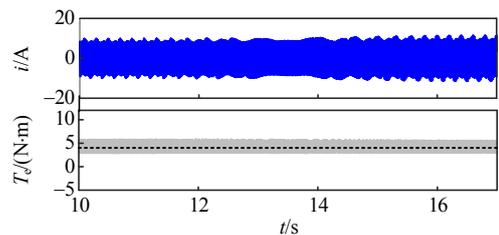
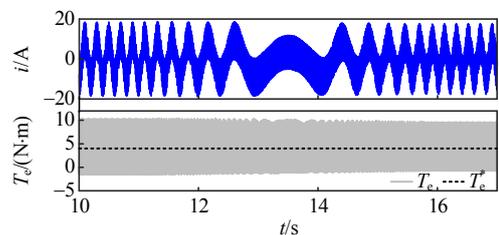
图 11 转矩的频谱分析结果

Fig. 11 Spectrum analysis result of the torque

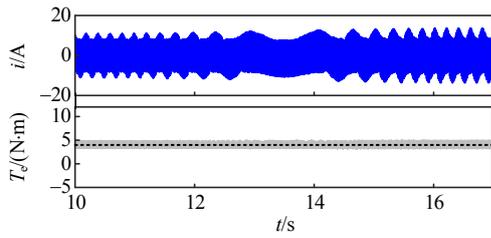
析结果基本一致；在加入本文提出的闭环频率补偿算法后，转矩中的脉动分量幅值仅为 0.014N·m，基本被完全消除。

本文所提方法电机定子电流脉动比传统控制方法稍大，但相对于加入补偿策略之前已经有显著的减小，而对于电机控制来说，更关注的是对输出转矩的控制性能，因为电机转矩脉动成分的减小对于减小转速脉动，提高列车运行的舒适性极为重要。

动态过程中不同频率补偿策略的仿真结果如图 12 所示。虽然前面的分析主要基本稳态工况，但在频率变化过程中本文所提频率补偿策略仍然



(b) 加入开环频率补偿策略



(c) 加入闭环频率补偿策略

图 12 动态过程仿真结果

Fig. 12 Simulation results of dynamic process

具有良好的转矩脉动抑制效果。

3.2 实验结果

为进一步验证上述理论分析的正确性，搭建如图 13 所示的永磁同步电机对拖实验平台，实验电机为转矩控制，陪试电机为转速控制，实验电机参数如表 2 所示。由于实验条件的限制，本文实验所用牵引变流器的前级采用单相不控整流器，二次电压脉动幅值与仿真基本一致。

实验对比结果如图 14 所示，未加入补偿措施时，定子电流中会出现频率为 2Hz 左右的脉动分量，转矩中会出现频率为二倍电网频率的转矩脉动分量；加入传统的频率补偿算法后，定子电流中频率为 2Hz 左右的脉动分量基本被消除，转矩中的脉动分量得到抑制；加入闭环频率补偿策略后虽然定

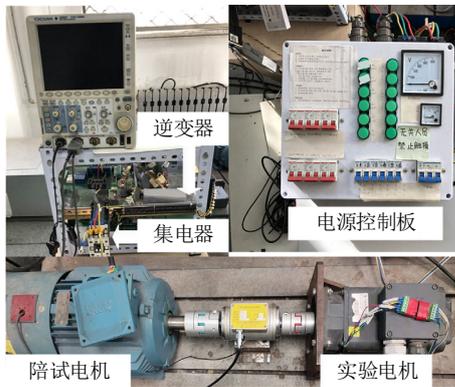
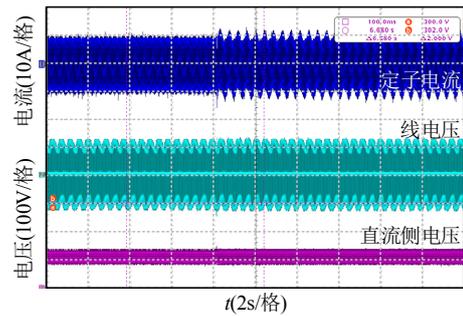
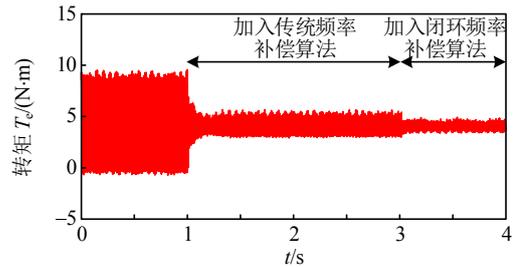


图 13 实验平台

Fig. 13 Experiment platform



(b) 加入闭环频率补偿策略后的示波器波形



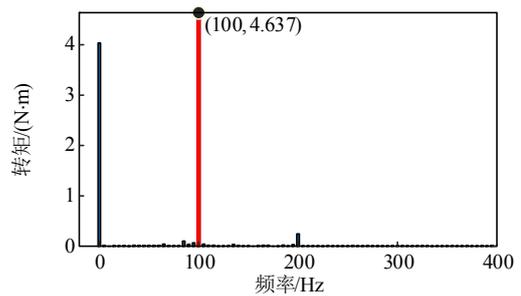
(c) 转矩实验波形

图 14 2 种频率补偿策略的实验对比

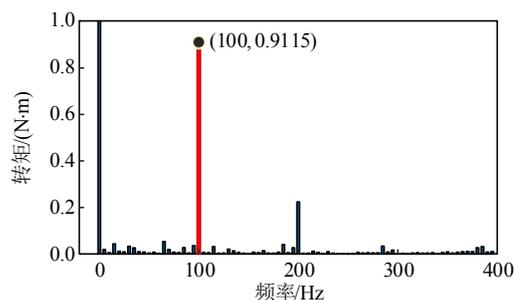
Fig. 14 Experimental comparison of two frequency compensation strategies

子电流中频率为 2Hz 左右的脉动分量有所增大，但转矩中的脉动分量得到进一步抑制，与理论分析结果基本一致。

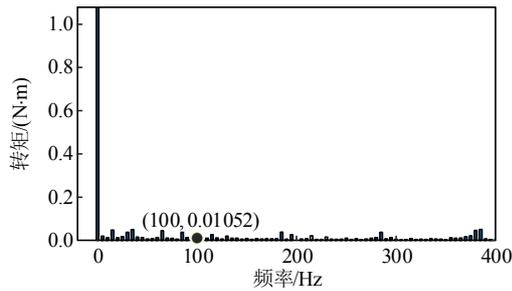
为更直观的比较 2 种频率补偿策略对转矩脉动分量的抑制效果，对转矩波形进行频谱分析，结果如图 15 所示。可以看出，未加入频率补偿算法时，转矩中的脉动分量幅值为 4.6N·m；在加入传统的频率补偿算法后，转矩中的脉动分量幅值为 0.91N·m，



(a) 未加入频率补偿算法



(b) 加入传统的频率补偿算法



(c) 加入闭环频率补偿算法

图15 转矩的频谱分析结果

Fig. 15 Spectrum analysis result of the torque

虽然得到一定抑制, 但仍有较明显的脉动成分, 与图6中的理论分析结果基本一致; 在加入本文提出的闭环频率补偿算法后, 转矩中的脉动分量幅值仅为0.01N·m, 基本被完全消除。实验结果与仿真结果基本一致, 进一步证明本文所提方法的有效性。

4 结论

本文通过分析直流侧二次电压脉动所造成的电机转矩脉动分量与 d 、 q 轴电流脉动分量之间的关系, 针对永磁电机提出一种消除二倍频电网频率转矩脉动的闭环频率补偿策略, 得到结论如下:

1) 相较于传统的以消除定子电流中拍频分量为目标的频率补偿策略, 本文所提出的闭环频率补偿策略以消除转矩中的脉动分量为目标, 可以实现对电机输出转矩中二倍频电网频率脉动分量的完全消除, 进一步提升了转矩的控制性能。

2) 虽然本文所提方法下电机电流的脉动幅值相较传统方法有所增大, 但是一方面增大幅度有限, 更重要的是对于传动系统来说, 首要目标是优化电机转矩控制性能, 从而降低转矩脉动对电机转速等所造成的影响。

3) 通过搭建仿真模型和小功率实验平台对本文控制策略进行了验证, 仿真和实验结果证明本文所提方法的有效性。

参考文献

[1] NAKATA K, NAKAMACHI T, NAKAMURA K. A beatless control of inverter-induction motor system driven by a rippled DC power source[J]. *Electrical Engineering in Japan*, 1989, 109(5): 122-131.

[2] KLIMA J, CHOMAT M, SCHREIER L. Analytical closed-form investigation of PWM inverter induction motor drive performance under DC bus voltage pulsation[J]. *IET Electric Power Applications*, 2008, 2(6): 341-352.

[3] DAHLER P, KNAPP G, NOLD A. New generation of compact low voltage IGBT converter for traction applications[C]//*Proceedings of 2005 European Conference on Power Electronics and Applications*. Dresden: IEEE, 2005: 1-9.

[4] LI Hongbo, ZHANG Kai, ZHAO Hui, et al. Active power decoupling for high-power single-phase PWM rectifiers[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2013, 28(3): 1308-1319.

[5] SALAM Z, GOODMAN C. Compensation of fluctuating DC link voltage for traction inverter drive[C]//*Proceedings of the 1996 Sixth International Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives*. Nottingham: IEEE, 1996: 390-395.

[6] KOURO S, LEZANA P, ANGULO M, et al. Multicarrier PWM with DC-link ripple feedforward compensation for multilevel inverters[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2008, 23(1): 52-59.

[7] 徐龙. 高速列车牵引传动系统直流电压脉动抑制方法的研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2011.

XU Long. Research on the DC-link voltage ripple rejection of high speed train traction system[D]. Beijing: Beijing Jiaotong University, 2011(in Chinese).

[8] OUYANG Hui, ZHANG Kai, ZHANG Pengju, et al. Repetitive compensation of fluctuating DC link voltage for railway traction drives[J]. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2011, 26(8): 2160-2171.

[9] 李红波. 大功率交直交牵引变流器相关问题研究[D]. 武汉: 华中科技大学, 2012.

LI Hongbo. Study of high power AC-DC-AC traction converter[D]. Wuhan: Huazhong University of Science and Technology, 2012(in Chinese).

[10] SONG Wensheng, SMEDLEY K, FENG Xiaoyun, et al. One-cycle control of induction machine traction drive for high speed railway part I: multi-pulse width modulation region[C]//*Proceedings of the 36th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. Glendale: IEEE, 2010: 2346-2351.

[11] SONG Wensheng, SMEDLEY K, FENG Xiaoyun. One-cycle control of induction machine traction drive for high speed railway part II: square wave modulation region[C]//*Proceedings of the 2011 26th Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition*. Fort Worth: IEEE, 2011: 1003-1009.

[12] JUNG H S, CHEE S J, SUL S K, et al. Control of three-phase inverter for AC motor drive with small DC-link capacitor fed by single-phase AC source[J]. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 2014, 50(2): 1074-1081.

[13] KIMURA A. Frequency domain analysis of beat-less

- control method for converter-inverter driving systems applied to AC electric cars[J]. IEEJ Transactions on Industry Applications, 2008, 128(11): 1269-1274.
- [14] PARK J H, LEE C H, KO A Y, et al. Control method of propulsion control device for AC railway vehicle[C]// Proceedings of 2016 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific). Busan: IEEE, 2016: 848-853.
- [15] LEI Yanxiao, WANG Ke, ZHAO Lu, et al. An improved torque and current pulsation suppression method for railway traction drives under fluctuating DC-link voltage [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(10): 8565-8577.
- [16] 张梓绥, 王琛琛, 游小杰, 等. 基于单 Q 轴电流调节器的永磁同步电机电流轨迹控制[J]. 电工技术学报, 2018, 33(24): 5779-5788.
ZHANG Zisui, WANG Chenchen, YOU Xiaojie, et al. Current locus control of permanent magnet synchronous motor based on single Q-axis current regulator flux-weakening method[J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2018, 33(24): 5779-5788(in Chinese).
- [17] 张梓绥. 轨道交通中永磁同步电机控制关键技术研究[D]. 北京: 北京交通大学, 2020.
- ZHANG Zisui. Research on key technologies of PMSM control in rail transit[D]. Beijing: Beijing Jiaotong University, 2020(in Chinese).
- [18] RODRÍGUEZ P, LUNA A, MUÑOZ-AGUILAR R S, et al. A stationary reference frame grid synchronization system for three-phase grid-connected power converters under adverse grid conditions[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2012, 27(1): 99-112.
- [19] ZHOU Minglei, JIANG Long, WANG Chenchen. Real-time multiparameter identification of a salient-pole PMSM based on two steady states[J]. Energies, 2020, 13(22): 6109.



周明磊

在线出版日期: 2022-09-19。

收稿日期: 2022-05-11。

作者简介:

周明磊(1985), 男, 博士, 副教授, 研究方向为交流电机高性能控制, zhouml@bjtu.edu.cn;

王震(1996), 男, 硕士研究生, 研究方向为永磁同步电机及其控制。

(编辑 刘雪莹)