

本文全文线上首发由
上海电机系统节能工程技术
研究中心有限公司
支持

许龙飞,马艳秋,胡利民.
永磁同步电机注入谐波电流减小
振动噪声的设计研究.
电机与控制应用,2021,48(9):36.

MTST系列 电机型式试验系统



MTST系列 电机型式试验系统①



MTST系列 电机型式试验系统②



MTST系列 电机型式试验系统③



MTST系列 电机型式试验系统④



MTST系列 电机型式试验系统⑤

CS-XY型电机出厂试验测试系统



DZC系列电机定子性能综合测试仪



TZ型电机堵转转矩测试仪



RZJ系列绕组匝间冲击耐电压测试仪



SEARI
上电科



地址: 上海市武宁路505号 传真: 021-62163904

电话: 021-62574990-436、18918357509

邮编: 200063

邮箱: wangcj@seari.com.cn

上海电机系统节能工程技术研究中心有限公司 www.seari.com.cn

永磁同步电机注入谐波电流减小振动噪声的设计研究

许龙飞, 马艳秋, 胡利民

(中国船舶重工集团公司 第 705 研究所昆明分部, 云南 昆明 650101)

摘要: 永磁同步电机(PMSM)及其逆变器、控制器属于装备动力系统关重件,其振动噪声指标对装备质量目标的实现有较大影响。由于极槽数配合、气隙磁密正弦度不佳等因素会使其绕组电流中包含 5、7 次等谐波,从而导致电机产生谐波转矩脉动,并使电机产生振动和噪声。为了减小 PMSM 在运转过程中的振动和噪声,探讨一种新颖的谐波抑制策略,即在 PMSM 系统的相电流中注入谐波电流产生谐波转矩,从而抵消已有的低次谐波转矩脉动。通过仿真及试验验证了该策略的有效性。

关键词: 永磁同步电机; 谐波电流注入; 转矩脉动

中图分类号: TM 351 文献标志码: A 文章编号: 1673-6540(2021)09-0036-07

doi: 10.12177/emca.2021.091

Design and Research on Reducing Vibration Noise by Injecting Harmonic Current into Permanent Magnet Synchronous Motor

XU Longfei, MA Yanqiu, HU Limin

(Kunming Branch, The 705 Research Institute, China Shipbuilding Industry Corporation, Kunming 650101, China)

Abstract: Permanent magnet synchronous motor (PMSM) and the inverters and controllers are important parts of the platform's power system, and the vibration and noise indicators have a great impact on the realization of the platform's quality goals. Due to factors such as the non-ideal pole-slot combination and the poor sinusoidal degree of the air gap flux density, the winding current will contain the 5th and 7th harmonics, which will cause the motor to produce harmonic torque pulsation as well as vibration and noise. In order to reduce the vibration and noise of PMSM during the operation, a novel harmonic suppression strategy is discussed, in which the harmonic current is injected into the phase current of the PMSM system to generate harmonic torque, thereby canceling the existing low-order harmonic torque ripple. The effectiveness of this strategy is verified by simulation and experiment.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); harmonic current injection; torque ripple

0 引言

永磁同步电机(PMSM)具有控制简单、价格低廉、功率密度大等优点,在船舶动力推进、交通运输、航空航天、国防等伺服控制系统以及家用电

器领域应用越来越广泛,但特有的电磁转矩脉动以及位置检测误差限制了其在高精度位置、速度控制系统的使用。装备动力系统用 PMSM 及其逆变控制器属关重件,其振动噪声指标对装备质量目标的实现有较大影响。

收稿日期: 2021-05-21; 收到修改稿日期: 2021-08-21

作者简介: 许龙飞(1997—),男,硕士研究生,研究方向为特种电机控制技术。

马艳秋(1979—),女,工程师,研究方向为电力系统质量管理。

胡利民(1971—),男,硕士,研究员,研究方向为水下特种能源与电力技术。

国内外学者对如何抑制谐波电流,改善电机电流波形,抑制转矩脉动开展了大量研究工作。针对电机本体设计,抑制谐波电流的研究主要以优化电机本体设计,改善气隙磁场分布的正弦度为主^[1-3]。针对逆变器开关器件的固有特性和死区时间引起的谐波电流,一般采用无死区开关控制模式^[4-5]、时间补偿法和电流反馈型电压补偿法^[6-7]等方法来抑制,但这些方法存在电流过零点检测不准确,导致误补偿的问题,且需要增加新的硬件,算法过于复杂,适用性差。

PMSM 电流谐波分为 5、7、11、13 低次谐波和开关频率及其倍数的高次谐波。对于脉冲宽度调制(PWM)斩波导致的高次电流谐波,通常采用改变逆变器拓扑、优化 PWM 策略、增加滤波器等方式降低逆变器输出的高次电压谐波^[8]。对于水下辐射噪声来说,低频振动产生的噪声比高频振动产生的噪声传播得更远,因此,低次谐波电流的抑制更为重要。

对于低次谐波电流产生的转矩脉动,本文选择采用注入一定幅值和相位的低次谐波电流,产生谐波转矩与之抵消。本文将分别从谐波电流的提取、控制、注入系统等方面展开,并进行仿真和试验验证。

1 低次谐波电流幅值和相位提取

谐波电流的次数固定,负序分量和正序分量分别为 $6n-1$ 和 $6n+1$,在已知电机转速的前提下谐波电流频率则为已知量,因此本节的目的是在电机三相电流中提取出需要抑制频率的谐波电流的幅值和相位信息,本节以 5、7 次谐波电流为例,给出一种谐波电流提取技术即二阶广义积分滤波器。

谐波电流的提取本质上是滤除三相电流中其他频率的分量,得到所需要频率的变量并且保证所得到的信号没有幅值失真和相位失真,二阶广义积分器(SOGI)用于提取谐波电流较为合适。SOGI 作为一种针对特定频率的滤波器其原理框图如图 1 所示。

图 1 中, k 为阻尼系数; ω_0 为目标频率; SOGI 的输入为 v ; v' 为经过滤波后的输出信号,即 v' 表示输入 v 信号中频率为 ω_0 的分量;输出信号 qv' 滞后信号 v' 相位 0.5π ; 输出信号 qv'' 超前信号 v' 相

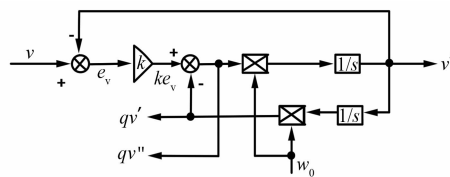


图 1 二阶广义积分器原理图

位 0.5π ; 一般用于计算所提取正弦信号的幅值和相位。由图 1 可以推导得到 SOGI 的传递函数如下:

$$G(s) = \frac{v'(s)}{v(s)} = \frac{k\omega_0 s}{s^2 + k\omega_0 s + \omega_0^2} \quad (1)$$

式中: $\omega_0 = 2\pi f_0$, f_0 表示电机基波频率。

若电机基波频率为 10 Hz, 则 5、7 次谐波电流频率分别为 50 Hz 和 70 Hz。令 $k=0.1$, 制作 f_0 分别为 10、50、70 Hz 时 SOGI 传递函数的系统频率响应图(Bode 图), 如图 2(a) 所示。由图 2(a) 可以发现, SOGI 在中心频率 ω_0 附近的幅值增益为 0 dB, 相位衰减为 0° , 而对其他频率的交流信号均有幅值衰减和相位衰减, 这种特性决定了 SOGI 适用于特定频率交流信号的提取。

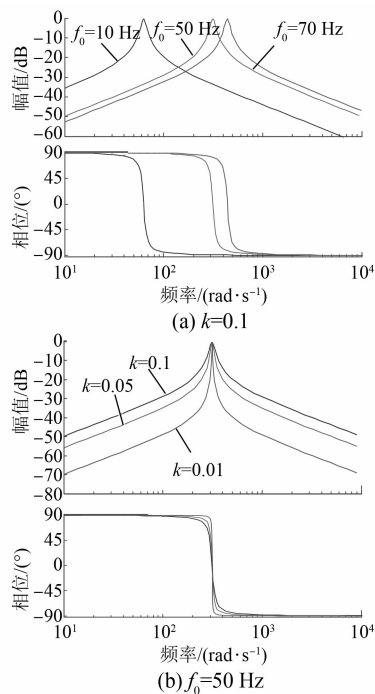


图 2 SOGI 传递函数的 Bode 图

图 2(b) 为 $f_0 = 50$ Hz, k 分别为 0.1、0.05、0.01 时的 Bode 图, 当系数 k 减小时, SOGI 的幅频特性

曲线变尖,相频特性曲线曲折处接近 90° ,这表明 k 值越小, SOGI 对非中心频率的交流信号衰减越大,滤波效果越好,但是由滤波所带来的信号提取延迟则越大。若按照图 3 中正方向的规定,令中心频率 ω_0 为 5 倍的电机基波频率,对于 5 次谐波电流 $i_{\alpha 5}$ 滞后 $i_{\beta 5}$ 的相位为 0.5π ,则在使用 SOGI 对 α 轴信号滤波时, v' 为 $i_{\alpha 5}$, qv'' 为 $i_{\beta 5}$ 。对于 7 次谐波电流,令中心频率 ω_0 为 7 倍的电机基波频率, $i_{\alpha 7}$ 超前 $i_{\beta 7}$ 的相位为 0.5π ,则在使用 SOGI 对 α 轴信号滤波时, v' 为 $i_{\alpha 7}$, qv'' 为 $i_{\beta 7}$ 。所用到的基于 SOGI 的 5、7 次谐波电流检测算法如图 3 所示。

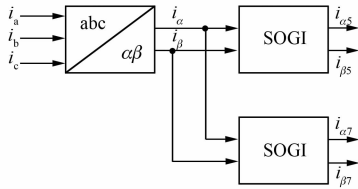


图 3 基于 SOGI 的 5、7 次谐波电流检测框图

2 谐波电流控制

在传统的矢量控制中,实时采样得到的三相电流需要坐标变换至同步旋转轴系下,稳态时三相电流中的基波分量在同步旋转轴系下为直流量^[9-10]。基于同样的坐标变换原理,稳态时 5、7 次谐波电流在对应的谐波同步旋转轴系下同样为直流量。本文中谐波旋转轴系定义如图 4 所示。

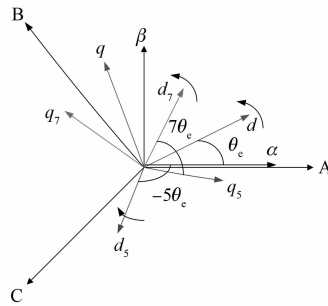


图 4 谐波旋转坐标轴系定义图

在图 4 中, ABC 代表静止坐标轴, 分别对应三相绕组轴线, dq 为同步旋转坐标轴; d_5 、 q_5 为 5 次谐波同步旋转坐标轴, 其转速为 5 倍同步电角速度, 方向与同步旋转轴系转向相反; d_7 、 q_7 为 7 次谐波同步旋转坐标轴, 其转速为 7 倍同步电角

速度, 方向与同步旋转轴系转向相同。对于 5、7 次谐波电流的幅值和相位, 分别用 I_{d5} 、 I_{q5} 、 I_{d7} 、 I_{q7} 来表示。

基于坐标变换的原理, 同步旋转轴系下的 6 次谐波电流幅值、相位满足如下等式:

$$I_{d6} = \sqrt{(I_{d7} + I_{d5})^2 + (-I_{q7} + I_{q5})^2} \quad (2)$$

$$I_{q6} = \sqrt{(I_{d7} - I_{d5})^2 + (I_{q7} + I_{q5})^2} \quad (3)$$

$$\theta_{d6} = -\arctan[(-I_{q7} + I_{q5}) / (I_{d7} + I_{d5})] \quad (4)$$

$$\theta_{q6} = -\arctan[(I_{d7} - I_{d5}) / (I_{q7} + I_{q5})] \quad (5)$$

由式(2)~式(5)可得转矩脉动幅值的大小与 I_{d5} 、 I_{q5} 、 I_{d7} 、 I_{q7} 之间所满足的关系为

$$T_{e6} = [(C_1 I_{q7} + C_1 I_{q5} + C_2 I_{d7} + C_2 I_{d5} + T_{e6,h} \cos \theta_{e6,h})^2 + (-C_2 I_{q7} + C_2 I_{q5} + C_1 I_{d7} - C_1 I_{d5} + T_{e6,h} \sin \theta_{e6,h})^2]^{-1/2} \quad (6)$$

式中: C_1 、 C_2 为常系数, $C_1 = P(L_d I_d + \psi_{id0} - L_q I_q)$, $C_2 = P(L_d I_q - L_q I_d)$ 。

由式(6)可以发现, PMSM 带恒定负载而工作于某一工况时, 转矩脉动中的齿槽转矩不随电流大小而变化, 其基波电流与谐波磁场产生的转矩脉动幅值和相位也为恒定值, 因此可以通过控制谐波电流的幅值、相位来抑制总的转矩脉动。

在传统的矢量控制系统中, 电流环采用同步旋转 dq 轴系下的 PI 控制器^[5-9], 这种控制器可以实现基波电流对直流指令无静差跟随, 但是 PI 控制器对交流信号的控制能力有限, 不能完全抑制谐波电流或无静差跟随交流指令。本节在以往研究的基础上, 改进了谐波电流控制方法。

在图 4 的 5、7 次谐波旋转坐标轴系下, 若不考虑逆变器谐波电压、永磁体谐波电动势, 则 PMSM 系统的稳态电压方程为

$$\begin{cases} U_{d5} = r_s I_{d5} + 5\omega_e L_q I_{q5} \\ U_{q5} = r_s I_{q5} - 5\omega_e L_d I_{d5} \end{cases} \quad (7)$$

$$\begin{cases} U_{d7} = r_s I_{d7} - 7\omega_e L_q I_{q7} \\ U_{q7} = r_s I_{q7} + 7\omega_e L_d I_{d7} \end{cases} \quad (8)$$

若考虑逆变器谐波电压、永磁体谐波电动势, 则 PMSM 系统的稳态谐波电压方程可以写为

$$\begin{cases} U_{d5} = r_s I_{d5} + 5\omega_e L_q I_{q5} + V_{d5} + E_{d5} \\ U_{q5} = r_s I_{q5} - 5\omega_e L_d I_{d5} + V_{q5} + E_{q5} \end{cases} \quad (9)$$

$$\begin{cases} U_{d7} = r_s I_{d7} - 7\omega_e L_q I_{q7} + V_{d7} + E_{d7} \\ U_{q7} = r_s I_{q7} + 7\omega_e L_d I_{d7} + V_{q7} + E_{q7} \end{cases} \quad (10)$$

式中: V_{d5} 、 V_{q5} 为逆变器 5 次谐波电压在 5 次同步旋转轴系下的直流量; V_{d7} 、 V_{q7} 为逆变器 7 次谐波电压在 7 次同步旋转轴系下的直流量; E_{d5} 、 E_{q5} 为永磁体所产生的 5 次谐波反电动势在 5 次同步旋转轴系下的直流量; E_{d7} 、 E_{q7} 为永磁体所产生的 7 次谐波反电动势在 7 次同步旋转轴系下的直流量; U_{d5} 、 U_{q5} 、 U_{d7} 、 U_{q7} 为 5、7 次谐波电流控制器输出的参考电压。

式(8)与式(9)中所有变量均为直流量, 逆变器谐波电压 V 与永磁体产生的谐波反电动势 E 可以作为直流扰动, 通过在控制器末端加入直流补偿电压, 提升谐波电流控制器在电机加减速过程中对谐波电流的控制能力。

在 PMSM 系统中加入一个谐波电流环是传统的谐波电流抑制或控制方法之一^[11-12]。一般谐波电流环分为谐波电流提取和谐波电压控制 2 个部分, 其中谐波电流提取原理就是将三相电流经过坐标变换至 5、7 次同步旋转坐标轴系下, 经过低通滤波器滤除交流量, 得到直流量 I_{d5} 、 I_{q5} 、 I_{d7} 、 I_{q7} 作为传统谐波电流控制部分的反馈信号。

谐波电流控制器中所设计的含有交叉乘积项和与谐波电压方程补偿项的 PI 控制器, 能够在不同转速工况下得到准确的谐波电压, 并且还能无静差跟随谐波电流指令 I_{d5}^* 、 I_{q5}^* 、 I_{d7}^* 、 I_{q7}^* , 比传统 PI 控制器具有更快的响应速度。

基波电流控制器中, 实时采集得到的三相电流经过坐标变换至同步旋转轴系下, 其与基波电流指令的误差信号需经过 PI 控制器、电感解耦、基波反电动势补偿项, 得到同步旋转轴系下的输出电压。同理, 5、7 次谐波电流控制器中, 三相电流需要经过坐标变换至 5、7 次谐波同步旋转轴系下, 但得到的信号与 5、7 次谐波电流指令的误差信号不能直接经过 PI 控制器, 由于在 5、7 次谐波同步旋转轴系下的电流信号 I_{d5} 、 I_{q5} 、 I_{d7} 、 I_{q7} 中, 基波电流为幅值较大的 6 次交流量, 而传统的谐波电流控制器中所使用的反馈信号为经过低通滤波后的信号, 6 次交流量所代表的基波电流已被滤除, 因此 PI 控制器输出电压中不含 6 次交流电压, 对基波电流控制并没影响。然而改进型是在谐波电流控制器中移除低通滤

波器, 坐标变换后的电流信号 I_{d5} 、 I_{q5} 、 I_{d7} 、 I_{q7} 中含有幅值较大的 6 次交流量, 此时若用 PI 控制器抑制误差信号, 控制器输出电压中会含有 6 次交流电压, 这会在基波电流控制器中引入扰动, 影响基波电流控制器的响应速度^[13]。由于 PI 控制器中的比例环节对动态性能起决定性作用, 改进型谐波电流控制器中使用纯积分环节保证控制器稳态时对直流谐波电流指令 I_{d5}^* 、 I_{q5}^* 、 I_{d7}^* 、 I_{q7}^* 的无静差跟随。为了加快谐波电流控制器的响应速度, 改进型谐波电流控制器还加入了前馈环节, 其前馈系数由基波控制器比例系数决定, 基波电流控制器中的比例环节与谐波电流控制器的前馈环节的共同作用与被移除的比例环节作用类似, 不同的是这种前馈式的方式能够降低基波控制器、谐波控制器之间的耦合作用。改进型谐波控制器如图 5 所示。

在 5、7 次谐波电流控制器中加入谐波电压和谐波反电动势补偿项, 能够较好地补偿逆变器谐波电压和永磁体所产生的谐波电动势, 提升控制器在电机加减速过程中的控制性能。此外, 改进型的谐波电流控制器中舍弃了低通滤波器, 这很好地解决了由于滤波器造成的控制延时, 并极大地加快了谐波电流对指令的跟随速度。

3 转矩脉动抑制策略

循环迭代法是智能控制系统中一种基础的方法, 其本质上属于迭代学习算法, 还可以用于求解非线性问题, 因此适合用于 PMSM 这样一种非线性多输入多输出的系统^[11-13]。循环迭代法的原理图如图 6 所示。

图 6 中, 在 n 时刻已知自变量 $x(n)$ 和函数 $y(n)$ 的值, 以及函数 y 在 n 时刻对自变量 x 的梯度 ∇_n , 若在 $n+1$ 时刻自变量沿着 n 时刻梯度的反方向变化一个值, 即:

$$x(n+1) = x(n) - \eta \nabla_n \quad (11)$$

式中: $\eta \nabla_n$ 为步长。

在 $n+1$ 时刻, 函数值 $y(n+1)$ 比 $y(n)$ 会减小, 若在 $n+1$ 时刻重复式(11)的过程, 函数 y 会继续减小, 通过迭代, 函数值 y 最终会下降到最低点。

基于循环迭代法原理, 以 6 次转矩脉动为例, 本文在转矩脉动抑制策略中选取 6 次转矩脉动幅值 $T_{\omega 6}$ 最小值为初级目标函数。由文献[8]可知 6

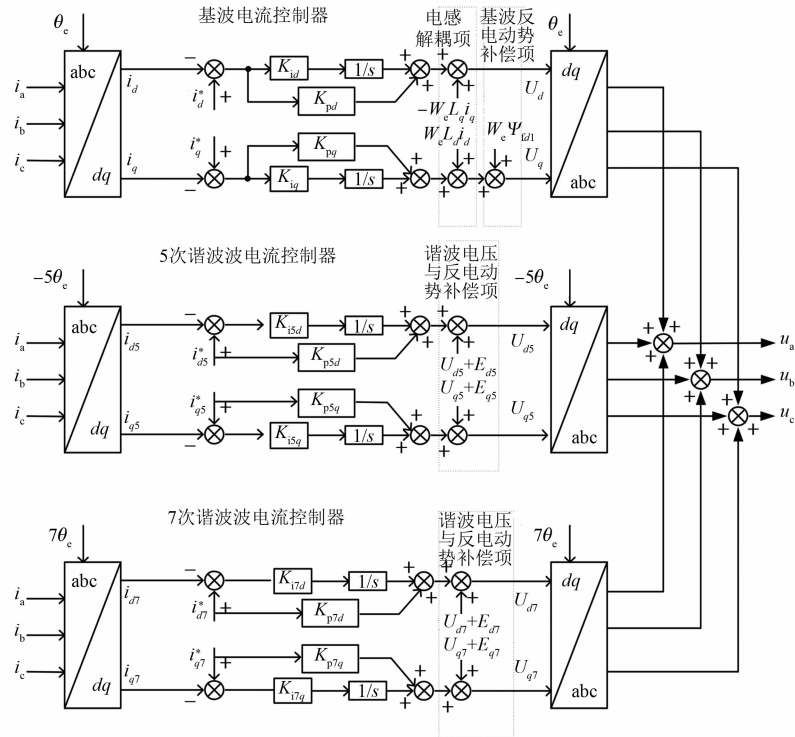


图5 改进型5、7次谐波电流控制框图

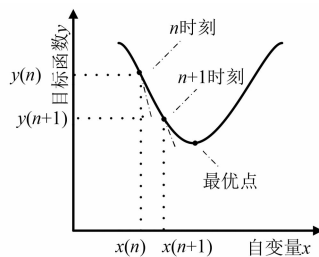


图6 循环迭代法原理图

次转矩脉动幅值与5、7次谐波电流之间满足如式(6)所示的表达关系。

若要完全抑制6次转矩脉动,5、7次谐波电流必须满足:

$$\begin{cases} C_1 I_{q7} + C_1 I_{q5} + C_2 I_{d7} + C_2 I_{d5} + T_{e6,h} \cos \theta_{e6,h} = 0 \\ -C_2 I_{q7} + C_2 I_{q5} + C_1 I_{d7} - C_1 I_{d5} + T_{e6,h} \sin \theta_{e6,h} = 0 \end{cases} \quad (12)$$

理论上,式(12)有无穷解组,因此在其他变量不变时,2个自变量便足以实现6次转矩脉动完全抑制,本文中选取5次谐波电流对应的2个变量 I_{d5} 、 I_{q5} 作为循环迭代法的自变量,同时利用谐波电流控制器保证其余变量 I_{d7} 、 I_{q7} 为恒定值。

目标函数表达式如下:

$$\min f(I_{d5}, I_{q5}) = T_{e6} \quad (13)$$

根据图6,若要实现目标函数调整至最优点,必须根据当前 i 时刻的梯度,更新下一时刻谐波电流指令,梯度计算方法如下:

$$\begin{aligned} \nabla_{i1} &= \frac{\partial f}{\partial I_{d5}} = \frac{T_{e6}(i) - T_{e6}(i-1)}{I_{d5}(i) - I_{d5}(i-1)} \\ \nabla_{i2} &= \frac{\partial f}{\partial I_{q5}} = \frac{T_{e6}(i) - T_{e6}(i-1)}{I_{q5}(i) - I_{q5}(i-1)} \end{aligned} \quad (14)$$

在 $(i+1)$ 时刻,5次谐波电流指令更新为

$$\begin{aligned} I_{d5}^*(i+1) &= I_{d5}(i) - \eta_1 \nabla_{i1} \\ I_{q5}^*(i+1) &= I_{q5}(i) - \eta_2 \nabla_{i2} \end{aligned} \quad (15)$$

式中: η_1 和 η_2 为步长或学习率;“-”代表梯度的反方向。

若保证7次谐波电流为恒定值,则由以上方法,经过多次迭代后,6次转矩脉动必定会下降至最小值。

这种基于循环迭代的转矩脉动抑制方法本质上是注入特点幅值和相位的谐波电流,使其所产生的谐波转矩与原有对应次数的转矩脉动抵消。

6次转矩脉动抑制算法总的控制框图如图7

所示,该算法不仅适用于 6 次转矩脉动抑制,还可以扩展至高次如 12 次、18 次转矩脉动的抑制中。

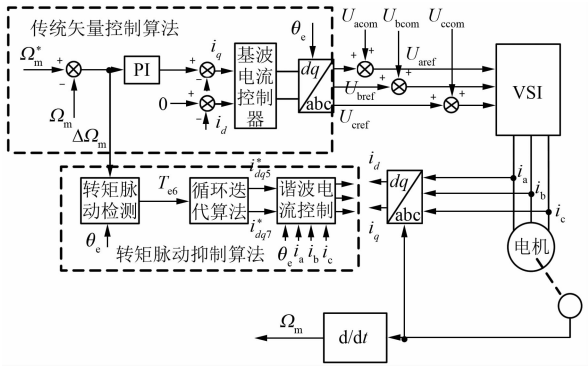


图 7 转矩脉动抑制算法整体控制框图

在传统转速-电流环双闭环矢量控制调速系统基础上,加入了转矩脉动抑制算法。基于转速波动检测建立转矩脉动观测器得到转矩脉动幅值大小。利用循环迭代找到最优的谐波电流指令,再通过谐波电流控制器实现对最优谐波电流指令的准确、快速跟踪。

4 谐波电流注入仿真和试验

4.1 仿真验证

此处 在 MATLAB/Simulink 下进行了对比仿真分析,为了模拟电机产生的空间谐波磁场,电机仿真模型中引入了谐波磁链。

仿真中所用 PMSM 参数如表 1 所示。图 8 为电机带负载运行于 200 r·min⁻¹,电机定子电流基波频率为 4 Hz 时,加入谐波电磁转矩抑制算法前后仿真结果波形对比图。

表 1 永磁同步电机参数			
参数名称	参数值	参数名称	参数值
负载转矩 $T_m/(N \cdot m)$	0	R_s/Ω	0.048 5
L_d/mH	1.4	转动惯量 $J/(kg \cdot m^2)$	0.008
L_q/mH	1.4	极对数 p	1

如图 8(a) 所示,在加入谐波电流抑制算法之前,电机电流波形谐波分量较重,出现严重的波形畸变。如图 8(b) 所示,加入谐波电流后,电机电流的波形有明显的改善,正弦度明显提高。而图 8(c)、图 8(d) 是将电机转速波形经傅里叶变换得

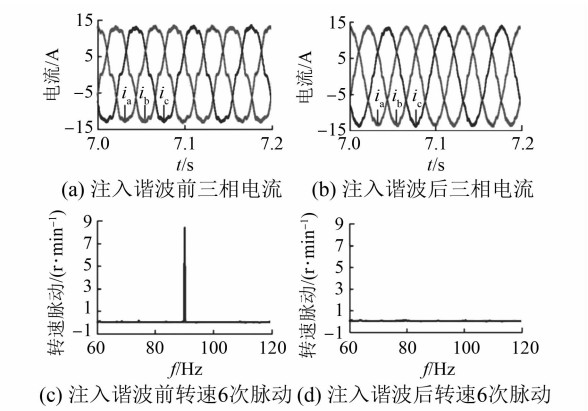


图 8 仿真结果

到的电机转速的 6 次脉动幅值对比图,注入谐波电流前后,电机转速的 6 次脉动幅值由 8.8 r·min⁻¹下降到 0.01 r·min⁻¹以下。

经过对比分析可知,采用注入谐波电流的方法后,5、7 次谐波电流均得到了很好的抑制,对三相电流进行傅里叶分析后可知,其中 A 相电流中的 5、7 次谐波电流分量的占比分别从 7.29%、4.00% 下降到 0.08%、0.06%。

4.2 试验验证

为了验证所提出算法的有效性,将该算法应用于一套基于 DSP28335 平台的内置式 PMSM 系统。

图 9 为电机转速为 60 r·min⁻¹,定子电流频率为 20 Hz 时,注入谐波电流前后的试验结果对比波形。加入算法前,电机反电动势波形较为正弦,振动噪声最大值达到了 110 dB 左右,在加入算法后,在电机绕组中注入了幅值为 47.5 A、相位 160° 的 5 次谐波电流,电机反电动势波形明显畸变,虽然正弦度小了,但电机的振动噪声测试结果却表明电机在运行过程中产生的振动噪声明显减小,振动幅值大幅度下降了 10 dB。经试验验证后的注入谐波电流方法在满足平台可靠性等质量通用特性管理及电磁兼容要求前提下,实现搭载平台对此测试并取得较好结果。

在本次试验中,采用 B&K PULSE 振动噪声测试系统来监测试验过程中电机的振动噪声,该系统基于 PULSE Lab shop 分析软件和 LAN-XI 数据采集硬件。

由表 2 可知,在注入谐波电流前后,振动噪声下降了 10 dB,在输入电压值不变、电流值稍微增大的前提下,电机的输出功率没有变化。电机的

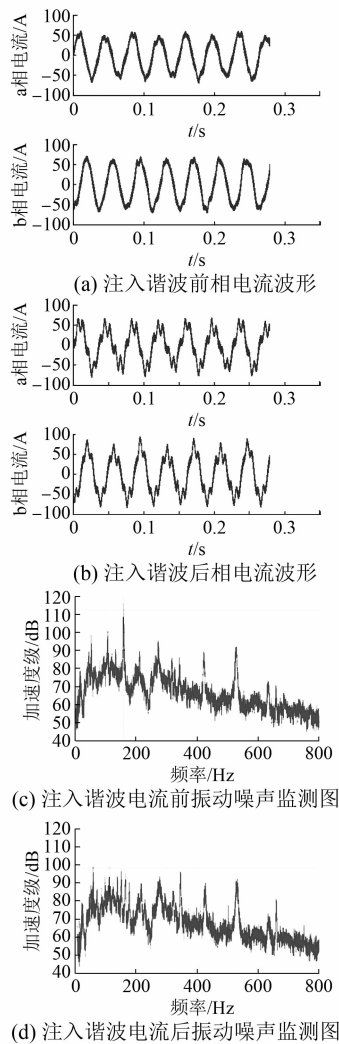


图9 试验结果

效率下降了 0.07,虽略有下降,但达到了减小电机振动噪声的目的。

表 2 注入谐波前后输出功率、效率对比表

参数名称	电压/V	电流/A	输出功率/kW	效率/%
注入谐波前	380	10	3.344	88
注入谐波后	380	10.86	3.344	81

5 结 语

本文提出了一种通过向相电流中注入低次谐波电流产生谐波转矩来抵消原 PMSM 中谐波电流引起的转矩脉动的策略,可对装备动力系统质量目标的实现提供一种减振降噪技术支持,仿真和试验结果表明所提出的策略对永磁无刷电机的转矩脉动、转速波动以及机械振动(谐波注入只

对对应次数的谐波引起的振动有削弱作用,对其他原因引起的振动无效)均有明显的削弱作用。但注入谐波电流后不仅会使电机电流波形畸变,还会产生铜耗和铁耗,降低系统的效率,在此策略的基础上如何提高效率是进一步的研究方向。

【参 考 文 献】

[1] 蔡士添,赵国新. 内置式永磁同步电动机齿槽转矩分析[J]. 电机技术,2019(6): 28.

[2] 何强. 无刷直流永磁电机磁场分析与齿槽转矩研究[D]. 合肥: 合肥工业大学,2016.

[3] 张昌锦,陈志辉,梅庆泉,等. 基于转子齿偏移的四相横向磁通永磁电机齿槽转矩削弱方法[J]. 中国电机工程学报,2018,38(12): 3680.

[4] 刘栋良,贺益康. 交流伺服系统逆变器死区效应分析与补偿新方法[J]. 中国电机工程学报,2008,28(21): 46.

[5] 王高林,于泳,杨荣峰,等. 感应电机空间矢量 PWM 控制逆变器死区效应补偿[J]. 中国电机工程学报,2008,28(15): 79.

[6] 陈吉清,冼浩岚,兰凤崇,等. 开关磁阻电机结构性转矩脉动抑制方法[J]. 机械工程学报,2020,56(20): 106.

[7] 党选举,潘登. 基于电流注入法的开关磁阻电机转矩脉动抑制[J]. 组合机床与自动化加工技术,2021(5): 115.

[8] 廖勇,姚骏,杨顺昌. 交流励磁发电机励磁电源管压降引起的谐波及其消除方法的研究[J]. 中国电机工程学报,2004,24(4): 151.

[9] 龙泰旭. 永磁同步电机直接转矩控制抑制转矩脉动策略的研究[D]. 大连: 大连交通大学,2020.

[10] 唐任远. 现代永磁电机理论与设计[M]. 北京: 机械工业出版社,1997: 244-248.

[11] 吕德刚,张辰光,侯征东. 无刷直流电机基于电流预测控制的转矩脉动抑制[J]. 哈尔滨理工大学学报,2020,25(5): 1.

[12] LIN Y K, LAI Y S. Dead-time elimination of PWM-controlled inverter converter without separate power sources for current polarity detection circuit[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2009, 56(6): 2121.

[13] KIM S Y, LEE W, RHO M S, et al. Effective dead-time compensation using a simple vectorial disturbance estimator in PMSM drives[J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2010, 57(5): 1609.