

DOI:10.3969/j.issn.1003-5060.2023.02.001

考虑铁损的永磁同步电机谐波抑制策略

林巨广, 陈聪, 王登峰

(合肥工业大学 机械工程学院, 安徽 合肥 230009)

摘要:针对永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)中谐波电流引起的转矩脉动问题, 文章提出一种考虑铁损的谐波抑制算法。首先建立考虑铁损电阻的凸极式 PMSM 等效电路模型, 得到状态空间方程以及电压方程表达式; 然后引入模型参考自适应系统(model reference adaptive system, MRAS)来辨识铁损电阻, 并在此基础上加入反馈校正环节; 最后将辨识得到的铁损电阻引入到谐波抑制算法中, 以抑制铁损对控制系统的影响, 增强谐波抑制效果。仿真和实验结果表明, 加入反馈校正环节的 MRAS 可以快速准确地辨识铁损阻值, 所提算法可以有效地减少谐波含量。

关键词:永磁同步电机(PMSM); 铁损电阻; 模型参考自适应系统(MRAS); 转矩脉动; 电流谐波抑制

中图分类号: TM351 **文献标志码:** A **文章编号:** 1003-5060(2023)02-0145-07

Harmonic suppression strategy of permanent magnet synchronous motor considering iron loss

LIN Juguang, CHEN Cong, WANG Dengfeng

(School of Mechanical Engineering, Hefei University of Technology, Hefei 230009, China)

Abstract: Aiming at the problem of torque ripple caused by harmonic current in permanent magnet synchronous motor(PMSM), a harmonic suppression algorithm considering iron loss is proposed. The equivalent circuit model considering iron loss resistance for salient pole PMSM was established, the expressions of state space equation and voltage equation were derived, and then a corrective feedback loop was added to the model reference adaptive system(MRAS) to identify the iron loss resistance. Finally, the identified iron loss resistance was taken into the harmonic suppression algorithm to eliminate the influence of the iron loss on the control system and enhance the effect of harmonic suppression. Simulation and experimental results show that MRAS with a corrective feedback loop can quickly and accurately identify the iron loss resistance, greatly reducing the high harmonic content.

Key words: permanent magnet synchronous motor(PMSM); iron loss resistance; model reference adaptive system(MRAS); torque ripple; current harmonic suppression

0 引言

永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)因具有较强的过载能力、高效率、结构紧凑等优势在新能源汽车行业中得到广泛应用。电机在工作过程中会受齿槽效应、磁路饱和效应、转子磁极结构、死区时间、管压降等

因素的影响而产生高次谐波, 导致输出电压畸变^[1]。这些因素会造成电机输出转矩脉动, 进而影响电机的性能、应用精度和准确性^[2]。

目前, 国内外学者对谐波抑制方法的研究可分为 2 类: ① 优化电机的本体结构和逆变器, 以降低反电动势中的谐波分量; ② 优化控制策略, 通过谐波补偿来抑制电机电流谐波^[3]。文献[4-

收稿日期: 2021-09-20; 修回日期: 2021-11-11

基金项目: 安徽省科技重大专项资助项目(17030901062)

作者简介: 林巨广(1963—), 男, 安徽六安人, 博士, 合肥工业大学教授, 博士生导师。

5]基于电压注入的方式来抑制高速永磁电机运行时相电流中的谐波分量,但主要针对隐极电动机,对于凸极电动机并不适用;文献[6]基于谐波电压补偿的方式,将5次、7次谐波电压作为前馈并联电流环,提高闭环系统的灵敏性,但使用传统的低通滤波器提取5次、7次谐波电流,动态响应时间长,稳态误差大;文献[7]根据测试信号和测量的速度谐波实现最佳谐波电流设计,以实现转矩脉动最小化;文献[8]设计了谐波电流调节器,通过与电流内环的基波电流调节器的并联,实现对电流的基波分量和谐波分量的解耦控制;文献[9]使用自抗扰控制器取代传统PI控制器在电机电流环中的作用,通过补偿系统扰动的方式抑制谐波的产生。但上述谐波抑制策略的研究均是基于简化的PMSM等效电路模型,该模型以定子铜损作为电机运行中的唯一损耗而忽略铁芯损耗。铁损不仅影响到矢量控制定向的准确性,降低系统的动态性能,而且还会影响到转矩和磁链的控制精度,降低系统的稳态性能。因此,建立包含铁损的电机数学模型并基于此设计相应的控制算法,以抑制铁损对控制系统的影响,对进一步提高PMSM电驱动系统的性能具有重要的意义^[10]。文献[11]建立了考虑铁损的电机数学模型,并利用模型参考自适应系统(model reference adaptive system, MRAS)方法对铁损电阻进行实时辨识,但动态响应时间长,稳态误差大;文献[12]设计卡尔曼观测器对定子电流铁耗分量进行观测,并将定子电流铁耗分量的观测结果引入最小损耗电流预测过程中;文献[13]利用自适应神经模糊推理系统,通过大量的训练,得到期望的训练本来辨识铁损电阻,并将辨识得到的铁损电阻引入最小损耗反推控制中。

针对三相电流畸变所引起的转矩脉动问题,本文根据考虑铁损的PMSM等效电路模型,得到状态空间方程以及电压方程表达式;考虑到电机在运行过程中铁损电阻不断变化的问题,采用引入误差校正环节的MRAS在线辨识铁损电阻,避免参数整定误差对谐波抑制效果的影响,以完善PMSM系统的数学模型;根据辨识得到的铁损电阻,提出一种考虑铁损电阻的谐波抑制策略;最后,通过仿真和实验验证该算法的有效性,该算法能有效抑制电机相电流中的谐波。

1 PMSM 铁损模型

将铁芯损耗等效成在一铁芯内阻上产生的损

耗^[14],这个等效内阻即为铁损电阻,得到考虑铁损电阻的PMSM在 d 轴、 q 轴上的等效电路模型,如图1所示。

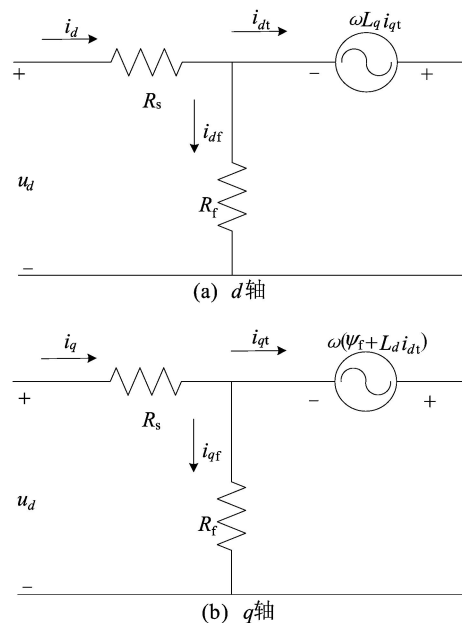


图1 同时考虑铁损和铜损的电机等效电路

图1中: u_d 、 u_q 为 d 轴、 q 轴上定子电压的分量; i_d 、 i_q 为 d 轴、 q 轴上定子电流的分量; L_d 、 L_q 为 d 轴、 q 轴上电子电感的分量; R_s 为每项绕组的等效电阻; R_f 为铁损等效电阻; ω 为转子电角速度; i_{dt} 、 i_{qt} 为 d 轴、 q 轴上等效铁损电流的分量; i_{dt} 、 i_{qt} 为 d 轴、 q 轴上扭矩电流的分量。

根据图1分别写出 d 轴、 q 轴下的电压方程和电流方程为:

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + L_d \frac{di_{dt}}{dt} - \omega L_q i_{qt} = \\ R_s i_d + i_{dt} R_f, \\ u_q = R_s i_q + L_q \frac{di_{qt}}{dt} - \omega (L_d i_{dt} + \psi_f) = \\ R_s i_q + i_{qt} R_f \end{cases} \quad (1)$$

$$\begin{cases} i_d = i_{dt} + i_{qt}, & i_q = i_{qt} + i_{qt} \end{cases} \quad (2)$$

d 轴、 q 轴下的磁链方程为:

$$\psi_d = L_d i_{dt} + \psi_f, \quad \psi_q = L_q i_{qt} \quad (3)$$

其中, ψ_d 、 ψ_q 分别为 d 轴、 q 轴磁链。

由(1)~(3)式得到的考虑铁损的扭矩电流的微分方程及电压方程为:

$$\begin{cases} \frac{di_{dt}}{dt} = \frac{1}{L_d} a u_d - \frac{1}{L_d} a R_s i_{dt} + \frac{L_q}{L_d} \omega i_{qt}, \\ \frac{di_{qt}}{dt} = \frac{1}{L_q} a u_q - \frac{1}{L_q} a R_s i_{qt} - \frac{L_d}{L_q} \omega i_{dt} - \frac{1}{L_q} \omega \psi_f \end{cases} \quad (4)$$

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + \frac{1}{a} \left(\frac{d\psi_d}{dt} - \omega \psi_q \right), \\ u_q = R_s i_q + \frac{1}{a} \left(\frac{d\psi_q}{dt} - \omega \psi_d \right) \end{cases} \quad (5)$$

其中, a 为 $R_f / (R_s + R_f)$ 。

2 基于 MRAS 的铁损电阻辨识

铁耗的大小主要取决于电机运行频率的大小以及磁感应强度的幅值。在 PMSM 运行过程中,系统的运行状态不同,铁损电阻也会发生变化。因此,如何准确地辨识铁损电阻,对于完善 PMSM 数学模型以及避免参数整定误差对谐波抑制策略效果的影响具有重要意义。为了实现快速准确地辨识铁损电阻,提出用引入了反馈校正环节的 MRAS 来辨识铁损电阻的方法。

MRAS 在控制系统的参数辨识方面应用广泛,本文将铁损电阻 R_f 看作电机的状态空间方程系数矩阵中的未知参数,根据 Popov 超稳定理论,设计自适应控制律,使可调模型快速逼近真实的电机模型,从而实时获取 R_f 值。传统 MRAS 结构框图如图 2 所示。

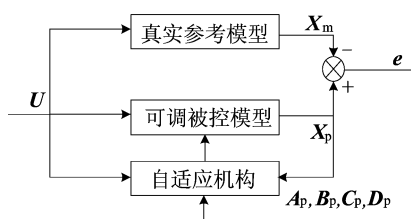


图 2 传统 MRAS 结构框图

为了进一步提高传统 MRAS 中 2 个模型之间误差的收敛速度,本文在传统 MRAS 的基础上引入了误差校正环节,以反馈的方式连续校正可调模型的输出,进一步加快 2 个模型之间误差的收敛速度,改进后的 MRAS 结构框图如图 3 所示。

在(4)式的基础上构建可调模型,并改写为状态方程的形式,即

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{I}}_p &= \mathbf{A}\mathbf{I} + \mathbf{B}\mathbf{U} + \mathbf{S} \quad (6) \\ \mathbf{I} &= \begin{bmatrix} i_{dt} \\ i_{qt} \end{bmatrix}, \quad \mathbf{U} = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix}, \\ \mathbf{A} &= \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_d}aR_s & \omega \\ -\omega & -\frac{1}{L_q}aR_s \end{bmatrix}, \end{aligned}$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d}a & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q}a \end{bmatrix}, \quad \mathbf{S} = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{L_q}\omega\psi_f \end{bmatrix} \quad (7)$$

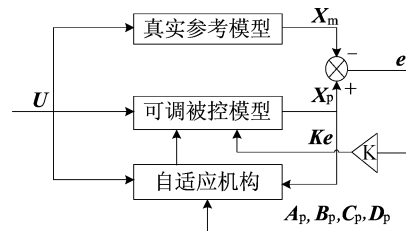


图 3 改进后的 MRAS 结构框图

此时,对铁损电阻 R_f 的辨识转换为对系数矩阵中未知参数 a 的辨识。之后,将(7)式中相应的变量用估计值代替,加入反馈校正环节,可以得到以状态观测器形式表示的可调模型为:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{I}}_p &= \mathbf{A}_p\mathbf{I}_p + \mathbf{B}_p\mathbf{U} + \mathbf{S} + \mathbf{K}(\mathbf{I}_p - \mathbf{I}), \\ \mathbf{I}_p &= \begin{bmatrix} i_{dt-p} \\ i_{qt-p} \end{bmatrix}, \mathbf{A}_p = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_d}a_pR_s & \omega \\ -\omega & -\frac{1}{L_q}a_pR_s \end{bmatrix}, \\ \mathbf{B}_p &= \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d}a_p & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q}a_p \end{bmatrix} \quad (8) \end{aligned}$$

其中: \mathbf{I}_p 为可调模型估计的状态变量; \mathbf{A}_p 、 \mathbf{B}_p 为待辨识的系数矩阵; $\mathbf{K}(\mathbf{I}_p - \mathbf{I})$ 为加入的反馈校正环节; \mathbf{K} 为反馈校正增益矩阵, \mathbf{K} 的选择要满足 MRAS 的稳定性要求。

将(6)式与(8)式相减得到:

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{e}} &= (\mathbf{A} + \mathbf{K})\mathbf{e} + \Delta\mathbf{A}\mathbf{I}_p + \Delta\mathbf{B}\mathbf{U}, \\ \mathbf{e} &= \begin{bmatrix} \Delta i_{dt} \\ \Delta i_{qt} \end{bmatrix} \quad (9) \end{aligned}$$

其中, $\Delta\mathbf{A} = \mathbf{A}_p - \mathbf{A}$ 、 $\Delta\mathbf{B} = \mathbf{B}_p - \mathbf{B}$ 表示待辨识矩阵的估计误差。

根据 Popov 超稳定理论,结合极点配置原则并满足 MRAS 的稳定性要求,可以设置反馈校正增益矩阵 \mathbf{K} 为:

$$\mathbf{K} = \begin{bmatrix} -\frac{(k-1)}{L_d}a_pR_s & (k-1)\omega \\ -(k-1)\omega & -\frac{(k-1)}{L_q}a_pR_s \end{bmatrix} \quad (10)$$

其中, k 为大于等于 1 的常数。此时可得:

$$\mathbf{A} + \mathbf{K} = \begin{bmatrix} -\frac{k}{L_d}a_pR_s & k\omega \\ -k\omega & -\frac{k}{L_q}a_pR_s \end{bmatrix} \quad (11)$$

由(11)式可知,矩阵的主对角线元素皆为负值,满足 MRAS 的稳定性要求。由于改进后的 MRAS 加入了反馈校正项,形成了闭环状态估计,故而加快了 2 个模型之间误差的收敛速度。根据 Popov 超稳定理论, a_p 的自适应律可表示为:

$$a_p = - \left(K_p + \frac{K_i}{s} \right) [\Delta i_{dt}(u_d - R_s i_{dt-p}) + \Delta i_{qt}(u_q - R_s i_{qt-p})] \quad (12)$$

3 考虑铁损的谐波电压补偿策略

3.1 考虑铁阻的谐波抑制数学模型

PMSM 控制系统中,各变量之间会有很强的耦合性,使得控制系统较为复杂。通过 Park、Clark 坐标变换可以将 PMSM 数学模型极大地简化。

结合 Park 变换思路,推导出旋转坐标系下由 1 次谐波 $d-q$ 系转换到 k 次谐波 $d-q$ 系的坐标变换矩阵为:

$$P_{d-q1}^{d-qk} = \begin{bmatrix} \cos[(k-1)\theta] & \sin[(k-1)\theta] \\ -\sin[(k-1)\theta] & \cos[(k-1)\theta] \end{bmatrix} \quad (13)$$

其中, θ 为电机转子位置。

对(13)式求逆运算,即可得到由 k 次谐波 $d-q$ 系到 1 次谐波 $d-q$ 系的坐标变换。

为方便表达变量,本文统一定义 X_{dk}^a 为变量 X 在 a 次旋转坐标系下 d 轴的 k 次谐波分量。取 $k=-5$ 并代入(13)式的逆矩阵,可得 5 次负向电流谐波为:

$$\begin{bmatrix} i_{d5}^1 \\ i_{q5}^1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(6\theta) & \sin(6\theta) \\ -\sin(6\theta) & \cos(6\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d5}^5 \\ i_{q5}^5 \end{bmatrix} \quad (14)$$

将(14)式两边同时对时间 t 求导,由于 i_{d5}^5 、 i_{q5}^5 均为常数,对 t 求导后为 0,再将(14)式代入可以得到:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_{d5}^1}{dt} \\ \frac{di_{q5}^1}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -6\omega \sin(6\theta) & 6\omega \cos(6\theta) \\ -6\omega \cos(6\theta) & -6\omega \sin(6\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d5}^5 \\ i_{q5}^5 \end{bmatrix} = 6\omega \begin{bmatrix} i_{q5}^1 \\ -i_{d5}^1 \end{bmatrix} \quad (15)$$

将(15)式代入(6)式,计算后可得 5 次电压谐波 $d1-q1$ 轴分量为:

$$\begin{bmatrix} u_{d5}^1 \\ u_{q5}^1 \end{bmatrix} =$$

$$\begin{bmatrix} R_s & \frac{1}{a}(6\omega L_d - \omega L_q) \\ \frac{1}{a}(-6\omega L_q + \omega L_d) & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d5}^1 \\ i_{q5}^1 \end{bmatrix} \quad (16)$$

同理可得 7 次电压谐波 $d1-q1$ 轴分量为:

$$\begin{bmatrix} R_s & \frac{1}{a}(-6\omega L_d - \omega L_q) \\ \frac{1}{a}(6\omega L_q + \omega L_d) & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{d7}^1 \\ i_{q7}^1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} u_{d7}^1 \\ u_{q7}^1 \end{bmatrix} \quad (17)$$

考虑到凸极式 PMSM(凸极率 $\rho > 1$) 的 5 次、7 次谐波电压之间有较强的耦合性,将(16)式和(17)式相加,结合(14)式进行坐标变换矩阵计算,提取出与电机转子位置无关的直流量,可得:

$$\begin{cases} u_{d5}^5 = R_s i_{d5}^5 + \frac{1}{a} [5\omega(L_d + L_q) i_{q5}^5 / 2 + 5\omega(L_q - L_d) i_{q7}^7 / 2], \\ u_{q5}^5 = R_s i_{q5}^5 + \frac{1}{a} [-5\omega(L_d + L_q) i_{d5}^5 / 2 + 5\omega(L_q - L_d) i_{d7}^7 / 2], \\ u_{d7}^7 = R_s i_{d7}^7 + \frac{1}{a} [-7\omega(L_d + L_q) i_{q7}^7 / 2 + 7\omega(L_d - L_q) i_{q5}^5 / 2], \\ u_{q7}^7 = R_s i_{q7}^7 + \frac{1}{a} [7\omega(L_d + L_q) i_{d7}^7 / 2 + 7\omega(L_d - L_q) i_{d5}^5 / 2] \end{cases} \quad (18)$$

3.2 谐波电压补偿策略

本文的控制策略利用考虑铁损的谐波电压补偿,并联 5 次谐波电流抑制环,采用 PI 控制方法,同理可得 7 次谐波电流抑制环。5 次、7 次谐波电压控制如图 4 所示。

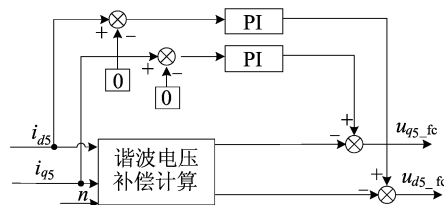


图 4 5 次、7 次谐波电压控制

谐波电压补偿计算模块利用提取得到 5 次、7 次谐波电压 d 轴、 q 轴补偿量,分别并联 2 个 PI 控制器,以 5 次、7 次谐波电流的 d 、 q 分量为 0 作为控制目标,将 PI 控制输出的附加补偿电压与谐

波电压补偿计算模块算出的电压补偿量结合得到 5 次、7 次谐波电压 u_{d5_fc} 和 u_{q5_fc} 、 u_{d7_fc} 和 u_{q7_fc} ，最后经过谐波电压坐标变换得到 u_{d_fc} 和 u_{q_fc} 。

综上所述,带有考虑铁损的谐波抑制环节的凸极式 PMSM 控制系统框图如图 5 所示。

由图 5 可知,利用 MRAS 对铁损电阻进行实

时辨识,并将辨识得到的铁损电阻引入到抑制相电流畸变的谐波电压注入模块中,并基于最大转矩电流比(maximum torque per Ampere, MT-PA)进行弱磁控制,最后将谐波电压 u_{d_fc} 和 u_{q_fc} 注入相应的 d 轴、 q 轴,完成整个谐波电压注入系统的构建。

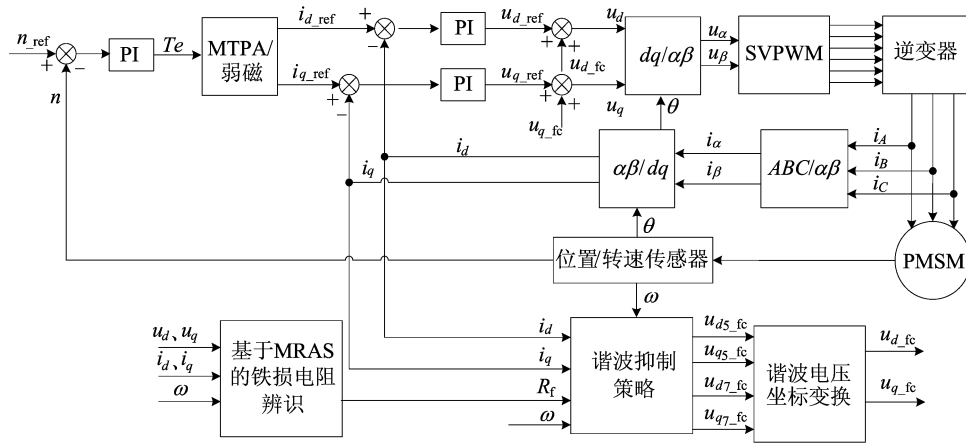


图 5 基于考虑铁损的电压补偿的凸极式 PMSM 控制系统框

4 仿真及实验验证

4.1 仿真分析

为了验证以上提出的控制算法的可行性与有效性,本文通过 MATLAB/Simulink 软件平台进行仿真分析,通过设定逆变器死区时间 t_{dead} 、IGBT 正向导通压降 V_{on} 、续流二极管导通压降 V_d 产生高次谐波电流。

仿真所用的参数见表 1 所列,其中铁耗等效电阻采用文献[15]提出的方法通过实验得到。由于 MATLAB/Simulink 中的 PMSM 模型为简化模型,未考虑铁阻损耗,需要按照上文中建立的考虑铁阻的数学模型进行修改^[11]。

表 1 PMSM 参数

参数	数值	参数	数值
$t_{dead}/\mu s$	5	R_s/Ω	0.05
V_{on}/V	1.1	R_t/Ω	$50 + 0.06\omega$
V_d/V	1.1	L_d/mH	0.603 3
f_s/kHz	10	L_q/mH	0.666 8
p	4	U_{dc}/V	310

首先采用仿真分析的方法验证引入了反馈校正环节的 MRAS 辨识铁阻的效果。在仿真实验中,将参考给定值与传统 MRAS 以及本文加入反馈校正环节的 MRAS 辨识铁阻方法进行对比。

启动时,设置电机转速为 1 000 r/min,负载转矩为 50 N·m;0.1 s 时转速上升到 2 000 r/min,负载转矩为 50 N·m;0.2 s 时转速保持不变,负载转矩为 100 N·m。2 种方法对应的仿真结果如图 6 所示。

由图 6 的仿真结果可知,利用 MRAS 算法对铁损阻值进行实时辨识,辨识值可以快速准确地逼近实际值,并且具有良好的动态性能。在加入了反馈校正环节后,铁损阻值的收敛速度明显加快,可以更快地逼近给定值。

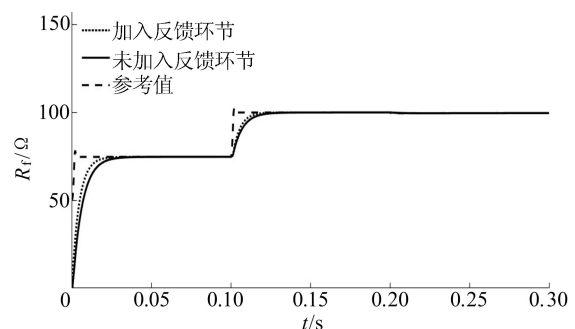


图 6 铁损电阻辨识效果

本文构建了考虑铁损的谐波抑制数学模型,在传统谐波电压补偿策略的基础上,引入了铁损这一概念。改进的谐波电压补偿模型仿真主要对电流谐波抑制的效果与转矩波动抑制进行对比分析。在谐波抑制的效果对比仿真中,选择转速为

1 000 r/min、转矩为 50 N·m 工况,考虑铁损前、后的三相电流波形如图 7 所示,对高次谐波抑制效果的具体数据见表 2 所列。

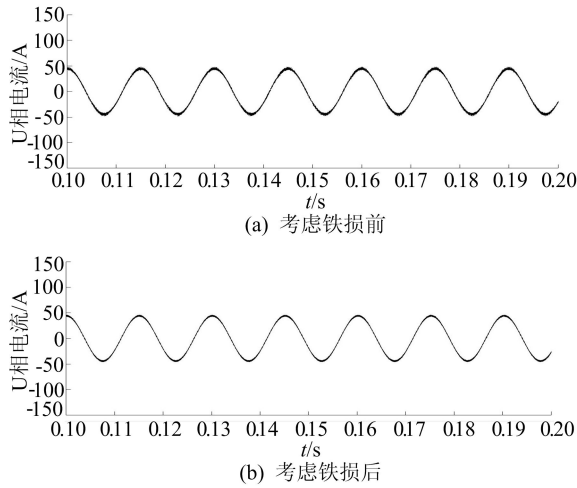


图 7 谐波抑制效果三相电流仿真波形的对比

表 2 U 相电流谐波抑制效果对比

5 次谐波含量/%		7 次谐波含量/%	
考虑铁损前	考虑铁损后	考虑铁损前	考虑铁损后
1.224	0.295	1.117	0.416

在转矩波动抑制对比仿真中,选择转速为 1 000 r/min、初始负载转矩为 50 N·m 且在 0.1 s 时突变为 100 N·m 的工况,算法改进前、后转矩波动抑制的对比如图 8 所示。

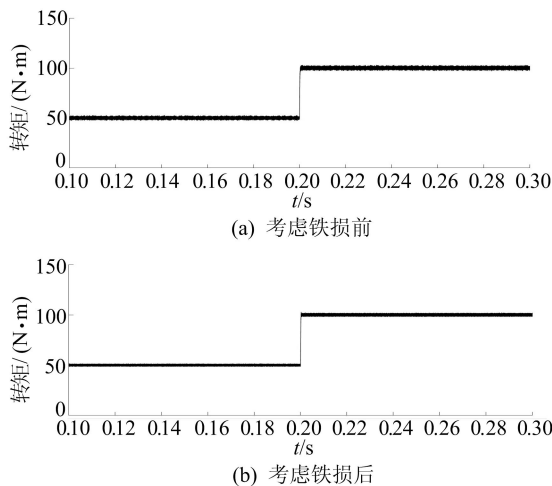


图 8 转矩波动抑制仿真结果的对比

对比图 7a 与图 7b 可以看出,在考虑铁损之后,谐波电流的抑制效果更好,趋于理想正弦波。对相电流做快速傅里叶变换,算法改进后 5 次谐波含量从 1.224% 降到 0.295%,7 次谐波含量从 1.117% 降到 0.416%。对比图 8a 与图 8b 可知,

算法改进后,在加入负载后转矩脉动小、更平稳。

4.2 实验验证

为了进一步验证本文提出的考虑铁损的谐波抑制策略的可行性及有效性,基于 DSP 芯片 TMS320F28335 搭建实验平台。PMSM 和逆变器实验参数为:电机额定功率为 60 kW,直流母线电压为 340 V,定子电阻为 0.80 Ω, d 轴、q 轴电感分别为 0.079 8 mH、0.243 7 mH,极对数为 4, IGBT 正向导通压降为 0.8 V,续流二极管导通压降为 1.1 V,死区时间设为 2 μs。

不同转速下辨识得到的铁损电阻见表 3 所列。由表 3 可知,利用加入了反馈校正环节的 MRAS 算法可以快速准确地辨识电机的铁损阻值,根据现有实验经验,铁损阻值与转速可以拟合得到一次函数关系。

表 3 铁损电阻实验数据

转速 $\omega_m/(r \cdot \text{min}^{-1})$	铁损电阻 R_f/Ω
500	56
1 000	65
1 500	77
2 000	96
2 500	113

分别在 3 种不同工况下验证策略的可行性:工况 1 为转速 1 000 r/min、转矩 50 N·m;工况 2 为转速 1 000 r/min、转矩 100 N·m;工况 3 为转速 2 000 r/min、转矩 100 N·m。

工况 1 条件下,算法中考虑铁损电阻前、后 U 相电流波形的对比如图 9 所示。

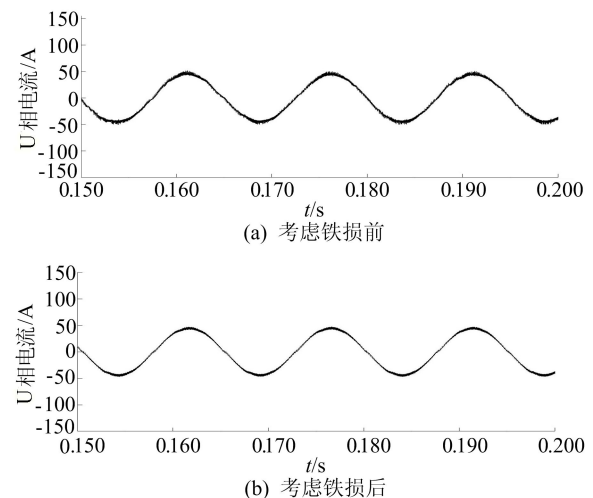


图 9 谐波抑制效果 U 相电流实验波形的对比

工况 1 条件下,考虑铁损前、后转矩波动抑制

效果的对比如图 10 所示。不同转速和转矩工况下的谐波抑制效果的对比见表 4 所列。

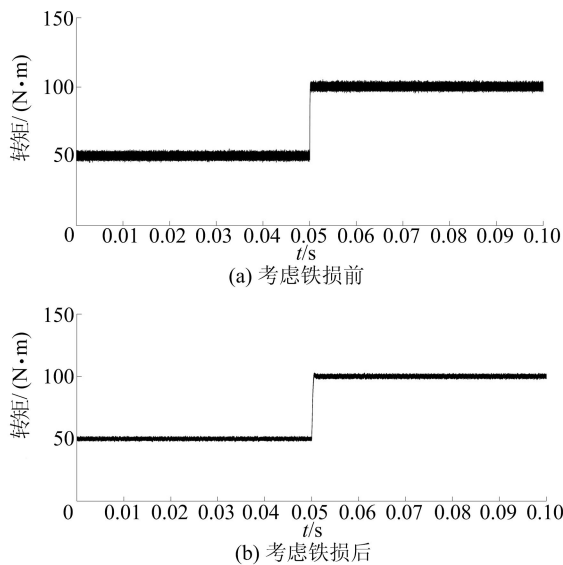


图 10 转矩波动抑制实验结果的对比

表 4 3 种工况下 U 相电流谐波抑制效果的对比

工况	5 次谐波含量/%		7 次谐波含量/%	
	考虑前	考虑后	考虑前	考虑后
工况 1	1.814	0.743	1.277	0.856
工况 2	1.621	0.623	1.175	0.657
工况 3	1.043	0.778	1.126	0.633

从实验结果可以看出,在谐波抑制算法中考虑铁损之后,相电流的正弦度得到了提高,转矩输出更平稳。转矩波动明显下降,不同工况下 5 次、7 次谐波含量更小,相电流谐波和转矩波动抑制效果更好,验证了考虑铁损的谐波电压注入法可以有效降低相电流的 5 次、7 次谐波含量和抑制转矩波动。

5 结 论

本文提出了一种考虑铁损的谐波抑制策略。首先利用 MRAS 算法对电机运行过程中的铁损阻值进行实时辨识,并进一步引入反馈校正增益环节来提高误差收敛速度;然后构建考虑铁损的谐波抑制数学模型,改进现有的谐波电压补偿策略;最后基于 MATLAB/Simulink 和实验平台,验证了辨识方法和考虑了铁损的谐波抑制策略的可行性与优越性。仿真和实验结果表明:加入了反馈校正环节的 MRAS 可以快速准确地辨识 PMSM 铁损阻值,具有良好的动态性能;将辨识的铁损电阻引入到谐波抑制数学模型中,避免了

参数误差对谐波抑制效果的影响,考虑了铁损的谐波电压补偿能够有效降低相电流中的 5 次、7 次谐波,从而达到改善电机转矩输出品质和提高电机运行稳定性的目的。

参 考 文 献

- [1] MURAI Y, WATANABE T, IWASKI H. Waveform distortion and correction circuit for PWM inverters with switching lag-times[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1987(5):881-886.
- [2] 陈静怡. 基于谐波电流注入的永磁同步电机转矩脉动抑制策略研究[D]. 重庆:重庆大学,2019.
- [3] 李帅,孙立志,刘兴亚,等. 永磁同步电机电流谐波抑制策略[J]. 电工技术学报,2019,34(1):87-96.
- [4] 刘刚,张强,毛琨,等. 基于电压注入的高速永磁电机谐波电流抑制方法[J]. 电机与控制学报,2016,20(7):8-16.
- [5] 钟再敏,江尚,康劲松,等. 永磁同步电机谐波电压与电流的耦合模型及前馈控制[J]. 电工技术学报,2017,32(18):131-142.
- [6] 林巨广,吴仕统. 电动汽车永磁同步电机电流谐波抑制研究[J]. 汽车技术,2019(8):22-26.
- [7] FENG G D, LAI C Y, KAR N C. Practical testing solutions to optimal stator harmonic current design for PMSM torque ripple minimization using speed harmonics[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2018, 33(6):5181-5191.
- [8] 张剑,温旭辉,李文善,等. 基于谐波观测器的永磁同步电机谐波电流抑制策略研究[J]. 中国电机工程学报,2020,40(10):3336-3349.
- [9] 夏麒麟. 基于自抗扰的永磁同步电机谐波抑制策略[J]. 汽车技术,2020(9):21-26.
- [10] 杨澍. 考虑铁损的异步电机矢量控制算法研究[D]. 合肥:合肥工业大学,2018.
- [11] 崔臣. 考虑铁损的永磁同步电机及其无位置传感器算法研究[D]. 长春:吉林大学,2020.
- [12] 夏长亮,李帆,王慧敏,等. 基于铁耗在线计算的最小损耗预测电流控制方法[J]. 中国电机工程学报,2018,38(1):266-274.
- [13] 郝娜,马永光,詹志坤. 基于铁损电阻辨识的 PMSM 最小损耗反推控制方法[J]. 电气传动,2019,49(10):3-8.
- [14] PAIRO H, SHOULAIE A. Effective and simplified method in maximum efficiency control of interior permanent magnet synchronous motors[J]. IET Electric Power Applications, 2017,11(3):447-459.
- [15] URASAK N, SENJYU T, UEZATO K. Investigation of influences of various losses on electromagnetic torque for surface-mounted Permanent Magnet Synchronous Motors [J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2003, 18(1):131-139.

(责任编辑 胡亚敏)