

DOI:10.3969/j.issn.1001-4551.2018.01.010

应用于高速永磁同步电机的改进最大转矩 电流比控制研究*

袁庆庆, 李龙吟, 杨 娜

(上海理工大学 光电信息与计算机工程学院, 上海 200093)

摘要:针对高转速永磁同步电机转子转动惯量小、定子电感小且易受运行环境干扰的问题,在考虑其电机电感等参数影响的情况下,对最大转矩电流比控制进行了研究,提出了一种在电流矢量角度中注入高频小信号、基于滑动离散傅里叶提取最大转矩电流比工作点的改进方法。首先,对注入高频小信号角度的输出电磁转矩进行了泰勒公式展开。然后,基于滑动傅里叶方法对其进行了信号处理,并结合常规 PI 调节后得到了改进最大转矩电流比控制时的电流矢量角。最后,通过 Matlab 仿真软件建模仿真对其结果进行了验证。研究表明:该改进最大转矩电流比控制能在电机参数的扰动下,具有良好的抗扰性能,提高了系统的控制性能和运行效率。

关键词:高速永磁同步电机;最大转矩电流比;高频小信号;滑动傅里叶

中图分类号:TH39;TM341

文献标志码:A

文章编号:1001-4551(2018)01-0052-05

Improved maximum torque per ampere control for HS-PMSM

YUAN Qing-qing, LI Long-yin, YANG Na

(School of Optical-Electrical and Computer Engineering, University of Shanghai for Science and Technology,
Shanghai 200093, China)

Abstract: Aiming at the problem that the rotational inertia of the high speed permanent magnet synchronous motor is small, the stator inductance is small and it is easy to be disturbed by operating environment, the maximum torque current ratio control considering the influence of the motor inductance and other parameters was studied. An improved method of injecting a high-frequency small signal into a current vector angle based on a sliding discrete Fourier extraction maximum torque-to-current operating point was proposed. Firstly, the output electromagnetic torque of the input high frequency small signal angle was extended by Taylor formula. Then signal processing was carried out based on the sliding Fourier method, and combined with conventional PI regulation, the current vector angle was obtained when improving the maximum torque current ratio control. Finally, the simulation results were verified by Matlab simulation software. The results indicate that the improved perturbation and maximum torque in the motor parameters, which has good anti disturbance performance, so as to improve the control performance and the efficiency of the system.

Key words: high speed permanent magnet synchronous motors (HS-PMSM); maximum torque per ampere (MTPA); high frequency small signal; sliding discrete fourier transform (sDFT)

0 引 言

相较于普通电机而言,高转速永磁同步电机具

有功率密度高、传动效率高以及低噪声的优点,广泛应用于高档数控机床、飞轮储能以及航空舰载驱动等系列工业生产领域^[1]。高转速永磁同步电机的定

收稿日期:2017-05-10

基金项目:安徽省高节能电机及控制技术国家地方联合工程实验室基金资助项目(KFK201509)

作者简介:袁庆庆(1987-),女,江苏启东人,博士,讲师,主要从事永磁同步电机高性能控制方面的研究。E-mail: cumttxz1215@163.com

子电感较小,在由电力电子变流器驱动供电时,上述低电感特性能保证定子电流的动态响应速度,但易受运行环境影响出现较大参数波动问题、影响系统控制效果^[2-4]。

当高速永磁同步电机应用于电动汽车等领域时,电机控制系统的设计不仅要满足实际路况要求,还需在最大程度上提高电机运行效率,因此常采用最大转矩电流比方式^[5-6]。传统的 MTPA 控制由于受电机电感参数等干扰,存在最大转矩电流控制点计算出现偏差、计算复杂等问题。

本研究设计以内插式高速永磁同步电机为对象,对其开展考虑电机定子电感等参数影响时的 MTPA 控制研究。

1 内插式永磁同步电机电磁关系

1.1 电机模型

两相旋转坐标系的内插式永磁同步电机的定子电压方程与磁链方程分别为^[7]:

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_d & 0 \\ 0 & R_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} p & -\omega_e \\ \omega_e & p \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} \quad (1)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_d \\ \psi_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \psi_f \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2)$$

电磁转矩方程为:

$$T_e = \frac{3}{2} P_n [\psi_f i_q - (L_q - L_d) i_d i_q] \quad (3)$$

式中: $i_d, i_q, u_d, u_q, \psi_d, \psi_q$ —电机的定子电流、定子电压和磁链在 d, q 轴上的分量; L_d, L_q —电机的直轴同步电感和交轴同步电感; ω_e —电机电角速度, $\omega_e = P_n \Omega$; P_n —电机极对数; Ω —电机机械角速度; p —微分算子; R_d, R_q —电机定子 d, q 轴电阻; ψ_f —电机转子磁通。

1.2 电磁关系

实际运行中的电机定子相电流极限值 $i_{\max}$ 和相电压极限值 $u_{\max}$ 会受到逆变器输入电压和输出电流限制^[8-11]。假设电机稳定运行,则其定子相电压满足:

$$|u| = \sqrt{u_d^2 + u_q^2} \quad (4)$$

将式(1)中的电压关系代入式(4),同时忽略电阻压降,得到稳态运行时的定子电压极限最大值 $u_{\max}$ 为:

$$(L_q i_q)^2 + (L_d i_d + \psi_f)^2 = \left(\frac{u_{\max}}{\omega_e} \right)^2 \quad (5)$$

同样,定子相电流的极限方程可表示为:

$$i_d^2 + i_q^2 = i_{\max}^2 \quad (6)$$

电机输出电磁转矩的运行轨迹,可通过对转矩表达式进行标幺值转换获取。对式(3)进行标幺值变换后的转矩标幺值为:

$$T_e^* = \frac{3}{2} i_q^* (1 - i_d^*) \quad (7)$$

其中: $T_e^* = T_e / T_{\text{base}}$, $i_q^* = i_q / i_{\text{base}}$, $i_d^* = i_d / i_{\text{base}}$, $T_{\text{base}} = p_n \psi_f i_{\text{base}}$, $i_{\text{base}} = \psi_f / (L_q - L_d)$ 。

结合式(5-7),电流矢量关系图如图1所示。

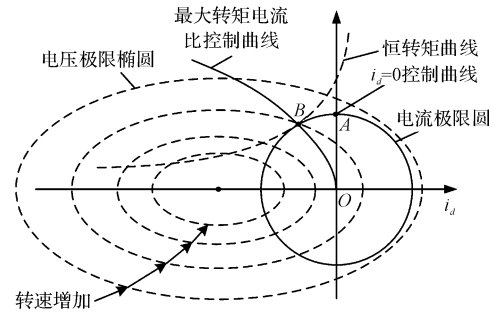


图1 矢量控制策略的电流矢量关系

其中的最大转矩电流比曲线由将恒转矩轨迹上距离原点最近的点相连接而成。

2 改进 MTPA 控制

2.1 传统 MTPA 存在问题分析

恒转矩轨迹与电流矢量关系如图2所示。

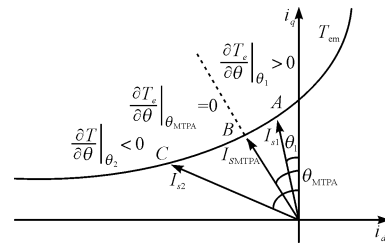


图2 恒转矩轨迹与电流矢量

同时,由图2中的转矩、电流关系将式(3)改写成如下形式:

$$T_{\text{em}} = \frac{3p_n}{2} I_s \cos\theta [\psi_f - (L_d - L_q) I_s \sin\theta] \quad (8)$$

所谓的 MTPA 工作点为 $\partial T_{\text{em}} / \partial \theta = 0$ 所对应的 θ 点,将式(8)对角度求偏导得:

$$\frac{\partial T_{\text{em}}}{\partial \theta} = -\frac{3p_n}{2} I_s \sin\theta \psi_f - \frac{3p_n}{2} (L_d - L_q) I_s^2 \cos 2\theta \quad (9)$$

令式(9) = 0,即可得到 MTPA 工作点为:

$$\theta_{\text{MTPA}} = \sin^{-1} \frac{\psi_f - \sqrt{\psi_f^2 + 8(L_d - L_q)^2 I_s^2}}{4(L_d - L_q) I_s} \quad (10)$$

此时,对应的电流取值为:

$$\begin{cases} i_d = \frac{-\psi_f + \sqrt{\psi_f^2 + 8(L_d - L_q)^2 i_{\text{lim}}^2}}{4(L_d - L_q)} \\ i_q = \sqrt{i_{\text{lim}}^2 - i_d^2} \end{cases} \quad (11)$$

由式(11)可知,求取得到 θ_{MTPA} 中含有 d, q 轴电感和磁链参数,易受实际运行环境的影响而出现较大偏差,无法满足高性能控制要求。

2.2 改进 MTPA 控制

2.2.1 控制思想

在图 2 的电流矢量角 θ 中注入一个高频小信号 $\Delta\theta$,并对其进行泰勒级数展开得到:

$$T_{\text{em}}(\theta + \Delta\theta) = T_{\text{em}}(\theta) + \frac{\partial T_{\text{em}}}{\partial \theta} A \sin(\omega_h t) + \frac{1}{2} \frac{\partial}{\partial \theta} \left(\frac{\partial T_{\text{em}}}{\partial \theta} \right) A^2 \sin^2(\omega_h t) + \dots \quad (12)$$

注入的小信号角度分量可表示为 $\Delta\theta = A \sin(\omega_h t)$,其中: A —较小的幅值; ω_h —高频角频率。

由于注入信号的幅值较小,可忽略其对电流和转速的影响,此时在 MTPA 工作点附近有以下几种情况:

(1) A 点,即 $\theta < \theta_{\text{MTPA}}$,此时 T_e 的变化方向同注入信号的大小变化方向一致,即 $\partial T_{\text{em}}/\partial \theta > 0$ 。根据式(12)可知,此时由 $\Delta\theta$ 引起的电磁转矩变化主要由 $\partial T_{\text{em}}/\partial \theta$ 决定,且其变化频率同注入信号频率一致,变化方向也一致;

(2) B 点,即 $\theta = \theta_{\text{MTPA}}$,此时正好 $\partial T_{\text{em}}/\partial \theta = 0$,根据式(12)可知,此时由 $\Delta\theta$ 引起的电磁转矩变化主要由二阶偏导项决定;

(3) C 点,即 $\theta > \theta_{\text{MTPA}}$, T_e 的变化方向同注入信号的大小变化方向相反,即 $\partial T_{\text{em}}/\partial \theta < 0$,此时由 $\Delta\theta$ 引起的电磁转矩变化主要由 $\partial T_{\text{em}}/\partial \theta$ 决定,其变化频率同注入信号频率一致,但变化方向相反。

通过上述分析可知,高频信号注入提取 θ_{MTPA} 原理可总结为:注入高频小信号后,提取出转矩信号中的一阶偏导项,分离出正比于 $\partial T_{\text{em}}/\partial \theta$ 的部分,最后控制其为零,即可实现 MTPA 控制。

忽略漏感,电机输出电磁功率 P_{em} 可表述为:

$$P_{\text{em}} = \frac{3}{2} [(u_d - R_s i_d) i_d + (u_q - R_s i_q) i_q] \quad (13)$$

而 P_{em} 与输出电磁转矩 T_{em} 、电机转速 ω_e 之间的关系可表述为:

$$\frac{P_{\text{em}}}{\omega_e} = T_{\text{em}} = \frac{3}{2} i_q \left[\frac{(u_q - R_s i_q)}{\omega_e} + \frac{(u_d - R_s i_d)}{\omega_e i_q} i_d \right] \quad (14)$$

结合式(8)和式(14)可得到如下关系:

$$\begin{cases} \frac{(u_d - R_s i_d)}{\omega_e i_q} = (L_d - L_q) p_n \\ \frac{(u_q - R_s i_q)}{\omega_e} = \psi_f p_n \end{cases} \quad (15)$$

其中, $i_d = -I_s \sin(\theta)$; $i_q = I_s \cos(\theta)$ 。

由于注入信号的频率较高,在每个高频信号周期可以将 ψ_f, L_d 和 L_q 视为定值,可利用 $(u_d - R_s i_d)/\omega_e i_q$ 和 $(u_q - R_s i_q)/\omega_e$ 分别代替 $(L_d - L_q) p_n$ 和 $\psi_f p_n$,从而避免了电感和磁通的参数变化对 MTPA 工作点选取的影响,由此得到含有注入信号的电磁转矩计算式为:

$$T_{\text{em}}^h = \frac{3}{2} i_q^h \left[\frac{(u_d - R_s i_d)}{\omega_e i_q} i_d^h + \frac{(u_q - R_s i_q)}{\omega_e} \right] \quad (16)$$

其中, $i_d^h = -I_s \sin(\theta + \Delta\theta)$; $i_q^h = I_s \cos(\theta + \Delta\theta)$ 。

由式(16)可知,此时的电磁转矩值的精度只与子 d, q 轴电压 u_d, u_q 和电流反馈信号 i_d, i_q 以及电机转速信号 ω_e 的测量精度有关。对计算所得电磁转矩信号 T_{em}^h 进行信号处理,提取含有 $\partial T_{\text{em}}/\partial \theta$ 的部分,控制其为零从而得到工作点,实现 MTPA 控制。

2.2.2 sDFT 提取

采用离散滑动傅里叶算法对 T_{em}^h 进行信号处理,提取含有 $\partial T_{\text{em}}/\partial \theta$ 的部分。sDFT 是对离散傅里叶变换的一种改进,其工作原理是通过前一时刻采样点数据得到新采样序列的傅里叶变换式,从而大大减少运算次数,提高了处理效率^[12]。

sDFT 算法具体过程可表述为:

$$X_1(k) = [X_0(k) - x(0)] e^{\frac{2\pi k}{M}} + x(M) e^{-\frac{2\pi k(M-1)}{M}} = [X_0(k) - x(0) + x(M)] e^{\frac{2\pi k}{M}} \quad (17)$$

式中: $x(m)$ —有限长序列,数据长度为 M ; x_0 —前一时刻采样点数据; x_1 —新的采样数据; $X_0(k), X_1(k)$ —对应的傅里叶变换值。

由式(17)可知,sDFT 的整个处理过程只需要针对前一时刻采样序列傅里叶变换式进行简单的加减法和一次复数乘法即可,这种数据处理方法的运算效率要远高于 FFT,非常适合使用数字处理器对高频信号进行处理。

利用 sDFT 算法提取 k 次谐波时在 z 域内的传递函数表达式为:

$$H_{\text{SDFT}}(z) = \frac{(1 - z^{-M}) e^{\frac{j2\pi k}{M}}}{1 - e^{\frac{j2\pi k}{M}} z^{-1}} \quad (18)$$

根据式(17 ~ 18),可知 sDFT 的实现结构如图 3 所示。

电流矢量角随负载的变化关系如图 6(a) 所示。在不同的负载条件下, 电流矢量角都能快速的达到新的稳定值, 即达到对应转矩下的 MTPA 工作点, 电流矢量角的增大实质作用是增加 i_d 分量比重, 使 i_d 、 i_q 合成电流矢量 I_s 达到最小。

电流矢量的整体波形如图 6(b) 所示。其中 i_d 为负值, 且随着负载增大而幅值增加, 即充分利用磁阻转矩和电磁转矩的组合, 较之仅由 i_q 提供转矩电流的 $i_d=0$ 控制要更加有效地利用定子电流, 同时也验证了该法能够实现 MTPA 控制。

输出电磁转矩波形如图 6(c) 所示。

sDFT 提取一节偏导值波形如图 6(d) 所示。

系统转速响应波形及其局部放大图如图 6(e~f) 所示。从中可以看出: 转速控制响应快, 稳态无静差, 且在每个负载突增时刻, 转速掉落小, 调节时间短, 验证了该控制结构调速性能良好。

定子 A 相电流波形及其局部放大图如图 6(g~h) 所示。可以看出: 电流在负载转矩变化时, 经过不到一个电流周期就可以达到新的稳定状态。

以上仿真结果验证了基于 sDFT 解调注入信号的 MTPA 控制方法的可行性和有效性。同时也说明了 MTPA 控制较之 $i_d=0$ 控制能提高电机运行效率。

4 结束语

本研究针对内插式永磁同步电机常规 MTPA 控制易受电机电感等参数干扰的问题, 提出了一种基于高频小信号电流矢量角注入的改进 MTPA 控制, 首先, 对注入高频小信号角度的输出电磁转矩进行泰勒公式展开, 然后基于离散滑动傅里叶计算实现了 MTPA 控制角的有效提取。通过建模仿真对结果进行验证, 实验结果表明: 此改进算法可以在电机电感等参数的扰动下具有良好的抗扰性能, 从而实现电机的有效控制, 提高电机运行效率。

在下一阶段, 本研究将改进 MTPA 控制与电机弱磁升速控制相结合, 进一步拓宽永磁同步电机的调速范围。

参考文献(References):

- [1] 李雪恺, 陈 勇, 张 彬, 等. 自适应滑模观测器的永磁同步电机无位置传感器控制[J]. 兵工自动化, 2016, 35(9): 73-77.
- [2] IWASAKI M, SEKI K, MAEDA Y. High-precision motion control techniques: a promising approach to improving motion performance[J]. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 2012, 6(1): 32-40.
- [3] 莫会成, 闵 琳. 现代高性能永磁交流伺服系统综述[J]. 电工技术学报, 2015, 30(6): 10-21.
- [4] 杨 娜, 袁庆庆, 宋 斌. 基于 Matlab 和 LabVIEW 的永磁同步电机控制系统设计[J]. 机电工程, 2017, 34(3): 2-4.
- [5] 金宁治, 王旭东, 李文娟. 电动汽车 PMSM MTPA 控制系统滑模速度控制[J]. 电机与控制学报, 2011, 15(8): 52-58.
- [6] 尹 霞. 基于高频信号注入的永磁同步电动机 MTPA 优化[J]. 微特电机, 2015, 43(5): 4-8.
- [7] 李 宏, 张 勇, 王晓娟, 等. 永磁同步电机 SVPWM 控制策略仿真研究[J]. 微电机, 2009, 42(1): 86-88.
- [8] 刘 微. 永磁同步电机弱磁控制策略研究[D]. 北京: 北京交通大学机械与电子控制工程学院, 2014.
- [9] 毛亮亮, 王旭东. 一种新颖的分段式优化最大转矩电流算法[J]. 中国电机工程学报, 2016, 36(5): 1404-1412.
- [10] 谭建明, 刘 华, 张治平. 永磁同步变频离心式冷水机组的研制及性能分析[J]. 流体机械, 2015(7): 82-87.
- [11] 于慎波, 殷 维, 钟双双. 永磁同步电主轴电磁振动研究[J]. 机械, 2015(4): 5-8.
- [12] JACOBSEN E, LYONS R. An update to the sliding DFT[J]. *IEEE Signal Processing Magazine*, 2004, 21(1): 110-111.

[编辑: 李 辉]

本文引用格式:

袁庆庆, 李龙吟, 杨 娜. 应用于高速永磁同步电机的改进最大转矩电流比控制研究[J]. 机电工程, 2017, 35(1): 52-56.

YUAN Qing-qing, LI Long-yin, YANG Na. Improved maximum torque per ampere control for HS-PMSM[J]. *Journal of Mechanical & Electrical Engineering*, 2017, 35(1): 52-56.

《机电工程》杂志: <http://www.meem.com.cn>