

基于最大转矩电流比控制的永磁同步电机模型预测控制

刘雪松, 刘文生

(大连交通大学 电气信息学院, 辽宁 大连 116028)

摘要: 由于永磁同步电机(PMSM)具有诸多优点,提出了一种基于最大转矩电流比(MTPA)控制的永磁同步电机模型预测控制方法,使磁阻转矩利用率最大化。利用离散化的数字处理技术,深入研究了多个优化目标的典型问题,其中包括:开关状态约束、MTPA 优化、最大电流限制及延时补偿策略等。MATLAB/Simulink 仿真数据证明:该控制系统实现了 MTPA 控制并且动态响应过程十分迅速,而且显著提升了 PMSM 模型预测控制系统的工作效率,对电机参数产生的波动显示出较强的鲁棒性。

关键词: 永磁同步电机; 模型预测控制; 最大转矩电流比控制

中图分类号: TM 301.2 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2017)08-0038-05

Model Predictive Control Method of Permanent Magnet Synchronous Motor Based on Maximum Torque Per Ampere

LIU Xuesong, LIU Wensheng

(School of Electrical and Information Engineering, Dalian Jiaotong University, Dalian 116028, China)

Abstract: Because of the many advantages of PMSM, a model predictive control method of PMSM based on maximum torque current ratio (MTPA) control to maximize the utilization of reluctance torque was presented. The typical problems of several optimization targets were studied in detail, including switch state constraints, MTPA optimization, maximum current limit and delay compensation strategy, using discrete digital processing techniques. The simulation results of MATLAB/Simulink showed that the control system achieved the maximum torque-current ratio control and the dynamic response process was very fast, and the working efficiency of the PMSM model predictive control system was improved remarkably, and the fluctuation of the motor parameter showed strong robustness.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); model predictive control (MPC); maximum torque per ampere (MTPA)

0 引言

近些年,随着永磁体的耐热性、抗腐蚀性不断提高,价格却日益低廉,这些优势使得永磁同步电机(Permanent Magnet Synchronous Motor, PMSM)相对于其他电机的结构更简单、效率更高,逐渐成为了国内外研究的热点,并且在诸多场合得到了广泛的应用^[1-4]。模型预测控制(Model Predictive Control, MPC)是一种非线性计算机控制理论^[5-7],相比于其他控制方式有着动态响应快、多目标优

化能力强以及灵活的实现方式等优势,具有很强的工业应用背景。MPC 计算了所控制量对未来时刻的影响并加以反馈校正、减小误差。为了使 PMSM 的磁阻转矩利用率最大化,将以最小的定子电流来获取最大的电磁转矩输出,实现了最大转矩电流比控制(Maximum Torque Per Ampere, MTPA)^[8-9]。鉴于 MTPA 控制的诸多优势,国内外学者对其进行了很多的研究,主要包括直接公式计算法^[10]、查表控制法^[11]及定子电流矢量角自校正控制法^[12]等。

作者简介: 刘雪松(1992—),男,硕士研究生,研究方向为电力传动及控制技术。

本文提出了一种基于 MTPA 控制的 PMSM MPC 方法,利用离散化的数字处理技术,深入研究并逐一分析了多个优化目标的典型问题,其中包括:开关状态约束、MTPA 优化、最大电流限制及延时补偿策略等。MATLAB/Simulink 仿真数据证明:本文设计的控制系统不仅实现了 MTPA 控制并且动态响应过程十分迅速,而且显著提升了 PMSM MPC 系统的工作效率,对电机参数产生的波动显示出较强的鲁棒性。

1 PMSM 的数学模型

在 dq 坐标系下, PMSM 的数学模型如下:

$$\frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L_d}i_d + \omega \frac{L_q}{L_d}i_q + \frac{1}{L_d}u_d \quad (1)$$

$$\frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L_q}i_q - \omega \frac{L_d}{L_q}i_d + \frac{1}{L_q}u_q - \omega \frac{\psi_f}{L_q} \quad (2)$$

电磁转矩方程为

$$T_e = 1.5p[\psi_f i_q + (L_d - L_q)i_d i_q] \quad (3)$$

采用欧拉算法可对其进行离散化,其原理如下,其中 T_s 为采样周期。

$$\frac{di}{dt} \approx \frac{i(k+1) - i(k)}{T_s} \quad (4)$$

PMSM 的离散数学模型为

$$i_d(k+1) = \left(1 - \frac{RT_s}{L_d}\right)i_d(k) + \omega T_s \frac{L_q}{L_d}i_q(k) + \frac{T_s}{L_d}u_d(k) \quad (5)$$

$$i_q(k+1) = \left(1 - \frac{RT_s}{L_q}\right)i_q(k) - \omega T_s \frac{L_d}{L_q}i_d(k) + \frac{T_s}{L_q}u_q(k) - \omega T_s \frac{\psi_f}{L_q} \quad (6)$$

2 优化目标分析

2.1 开关状态约束

对于三相逆变系统,每相桥臂都可以输出两种不同的开关状态,因此系统可提供 8 种电压矢量,包括 6 个非零电压矢量和 2 个零电压矢量^[13]。假设上一个采样周期第 $k-1$ 周期被使用的电压矢量为 101,那么当前周期第 k 周期可选用的电压矢量为 111、100、001 或者保持 101 不变,不允许被选取电压矢量为 000、010、011 与

110。对其进行分析,可知对于任意电压矢量,本采样周期只允许选取 4 个电压矢量,如图 1 所示。

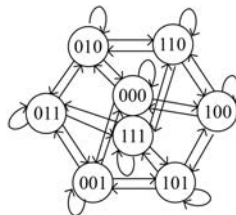


图 1 开关状态约束

这种方法的开关状态约束能够避免在上一个周期选取错误的电压矢量,从而保证不会引起较大的电流纹波。此外,在当前采样周期第 k 周期则只需预测 4 个可行电压矢量,这样大大减小了在线运算量过大的问题。

2.2 电磁转矩控制

MPC 的控制思路就是利用离散数学模型式(5)与式(6),并且根据式(7)对转矩进行预测。

$$T_e(k+1) =$$

$$\frac{3}{2}p[\psi_f i_q(k+1) + (L_d - L_q)i_d(k+1)i_q(k+1)] \quad (7)$$

本文的转速环使用了 PI 控制并且输出了电磁转矩的参考值 T_e^{ref} 。模型预测控制的控制重点就是跟踪转矩参考值 T_e^{ref} ,并使产生的转矩误差最小化。模型预测的原理是在每个采样周期结束时使预测值与参考值之间的差最小,即目标函数最小原则^[14-15]。

电磁转矩控制的目标函数可设计如下:

$$C_T(k) = |T_e(k) - T_e^{\text{ref}}(k)| \quad (8)$$

在控制系统的动态过程中,电磁转矩的控制目标函数将在系统之中起到关键性作用,能够迅速将转矩跟踪的误差最小化。

2.3 MTPA 优化

PMSM 不同的工作状态会对本身的多项控制性能产生诸多不利的影响。为了更好地优化 PMSM 调速系统的运行效率,本文将一个优化项加入到系统中。

定子电流矢量 i_{dq} 与 dq 坐标系下的 q 轴呈 β 角,此时坐标系下的电流分量为

$$i_d = -|i|\sin(\beta) \quad (9)$$

$$i_q = |i|\cos(\beta) \quad (10)$$

将式(9)与式(10)代入电磁转矩方程式(3), 可得式(11), 其中 $\Delta L = L_d - L_q$:

$$T_e = \frac{3}{2} p [\psi_f |i| \cos \beta + \Delta L |i|^2 \cos(\beta) \sin(\beta)] \quad (11)$$

得 MTPA 轨迹方程:

$$\psi_f i_d i_q \sqrt{1 + (i_d^2/i_q^2)} + \Delta L (i_d^2 - i_q^2) \sqrt{i_d^2 + i_q^2} = 0 \quad (12)$$

进一步可得 MTPA 工况下 d, q 轴电流之间的关系:

$$i_d + \frac{\Delta L}{\psi_f} (i_d^2 - i_q^2) = 0 \quad (13)$$

本文需要利用目标函数使 PMSM 运行在 MTPA 曲线上, 以充分利用磁阻转矩并提高运行效率。MTPA 的目标函数为式(14):

$$C_M(k) = |i_d + \frac{L_d - L_q}{\psi_f} (i_d^2 - i_q^2)| \quad (14)$$

对 MTPA 的轨迹进行分析, 当 i_d 与 i_q 处于 MTPA 曲线上时, 目标函数值为 0。

2.4 最大电流限制

本文为了保证功率器件和 PMSM 的运行安全稳定, 使用了最大电流限制。为此设计了目标函数式(15)。

$$C_{Li}(k) = \begin{cases} (i_{lim} - \sqrt{i_d^2 + i_q^2})^2 & i_{lim} - \sqrt{i_d^2 + i_q^2} < 0 \\ 0 & i_{lim} - \sqrt{i_d^2 + i_q^2} \geq 0 \end{cases} \quad (15)$$

假如预测得到的电流幅值大于安全值, 则使目标函数为一正值, 否则其值为 0。这样能够避免产生电机与功率器件的损伤。

3 多目标函数权值法设计

MPC 的多目标函数可以使用权值法进行设计, 即每个目标函数加权求和。如式(16)所示, 其中 λ_T, λ_M 与 λ_L 为权重系数。

$$C(k) = \lambda_T C_T(k) + \lambda_M C_M(k) + \lambda_L [C_L(k) + C_{Li}(k)] \quad (16)$$

为了实现最大电流限制, 本文将 λ_L 设置为一个较大的值, 并避免控制变量收敛于错误的 MTPA 曲线。

3.1 延时补偿策略

在实际的系统工作过程中, 控制算法与采样

都不能瞬间完成, 不能忽略不计。这造成了时差为一个周期的延迟, 即在当前采样周期 k 时刻的电压矢量被应用在了下一个采样周期 $k+1$ 时刻上。所以必须对系统的延时进行补偿, 否则将使电机转矩波纹增大并对系统的控制效果产生不利的影响。针对这种问题, 系统产生的延时应该通过计算下一个采样周期 $k+1$ 时刻结束时的目标函数来进行补偿, 如图 2 所示。

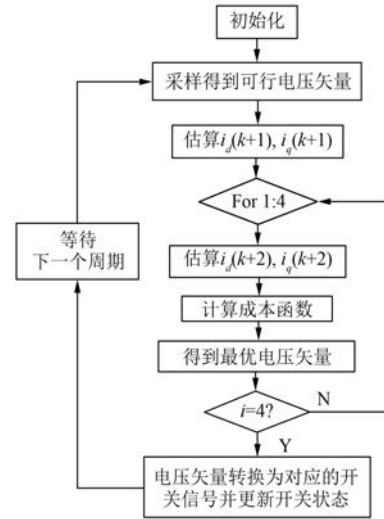


图2 有延时补偿的 MPC 流程图

本文采用的延时补偿算法^[16]将式(5)与式(6)中的离散数学模型延后一个采样周期可得式(17)和式(18), 其中 $\hat{i}_d(k+1)$ 与 $\hat{i}_q(k+1)$ 分别为采用式(5)与式(6)计算得到的 d, q 轴电流值。

$$i_d(k+2) = \left(1 - \frac{RT_s}{L_d}\right) \hat{i}_d(k+1) + \omega T_s \frac{L_q}{L_d} \hat{i}_q(k+1) + \frac{T_s}{L_d} u_d(k+1) \quad (17)$$

$$i_q(k+2) = \left(1 - \frac{RT_s}{L_q}\right) \hat{i}_q(k+1) - \omega T_s \frac{L_d}{L_q} \hat{i}_d(k+1) + \frac{T_s}{L_q} u_q(k+1) - \omega T_s \frac{\psi_f}{L_q} \quad (18)$$

$$T_e(k+2) = \frac{3}{2} p [\psi_f i_q(k+2) + (L_d - L_q) i_d(k+2) i_q(k+2)] \quad (19)$$

式(7)中的预测转矩公式延后一个时刻得到

式(19),最终将式(17)~式(19)计算得到的控制量代入目标函数的计算中,并获取使得目标函数最小化的电压矢量。

因为计算延时的存在,本文在 k 时刻开始预测 $k+2$ 时刻的最优电压矢量,再经过计算,可以立刻将选定的最优电压矢量应用在 $k+2$ 时刻。补偿算法能够保证实现对参考转矩的跟踪,并且减小电机转矩纹波,使最优电压矢量在 $k+2$ 周期起始时立刻被使用。

4 基于 MPC 的 MTPA 控制仿真

为了验证本文控制算法的可行性与有效性,本文搭建了PMSM的MPC仿真模型,并对稳态和动态仿真结果进行了详细分析。

在稳态情况下,图3给出了电磁转矩的纹波示意图。MPC控制方案下的转矩纹波幅值不超过 $0.6 \text{ N}\cdot\text{m}$,电磁转矩纹波较幅值只占据参考值的 0.38% ,优于传统MPC方法。

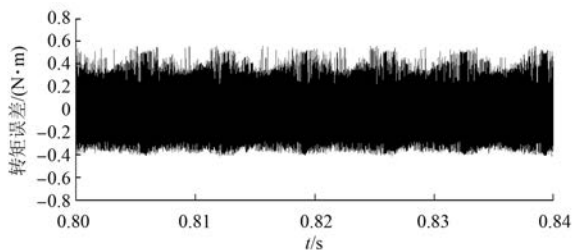


图3 稳态情况下的转矩误差图

为了验证本文的算法在转矩突变情况下的控制效果,系统在两个时刻设立了负载转矩突变。

图4为系统控制过程中检测的电机转速与电磁转矩曲线,其中电机转速控制良好。图5与图6分别给出了 0.4 s 时刻与 0.6 s 时刻的电磁转矩局部放大图。在两次转矩突变的过程中,电磁转

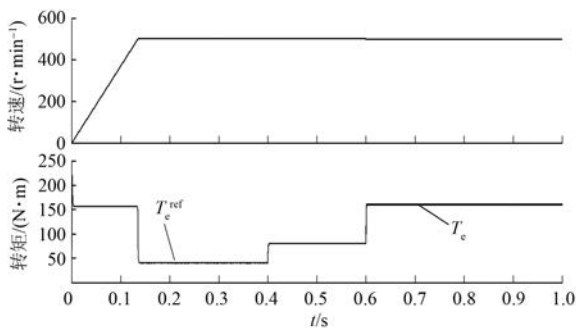


图4 转速与转矩曲线

矩的实际值 T_e 与参考值 T_e^{ref} 几乎重合,说明本文提出的控制算法具有优良的动态性能,且控制过程中转矩并无超调出现。

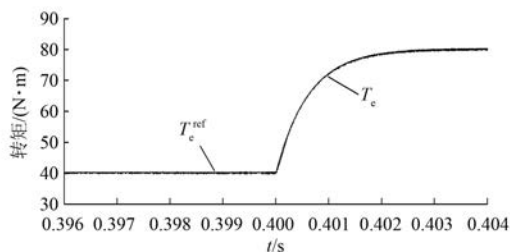


图5 转矩曲线局部放大图($t=0.4 \text{ s}$)

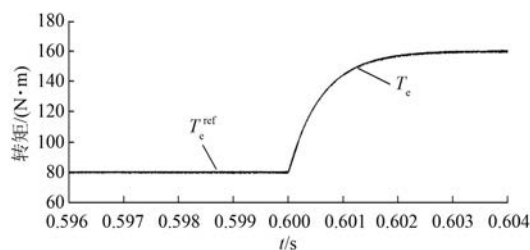


图6 转矩曲线局部放大图($t=0.6 \text{ s}$)

PMSM调速系统电流轨迹图如图7所示。在稳态状态下的系统产生的电流始终运行在MTPA最优轨迹上,并且系统电流也未超出其最大限制电流圆环。在本文算法设置的动态切换过程中,系统产生的电流轨迹极为稀疏,由此也可知本文设计的控制系统的动态响应过程十分迅速,整个系统更多地处于稳态运行阶段。综上所述,本文设计的PMSM调速系统拥有十分优异的稳态、动态性能。

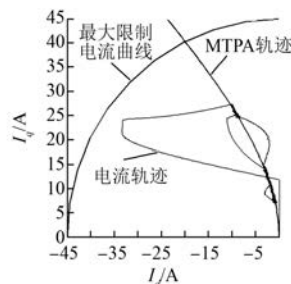


图7 PMSM调速系统电流轨迹图

5 结 语

本文在建立PMSM离散预测模型的基础上,逐一分析了系统多个优化目标的原理,并构建了多目标优化函数。仿真结果表明:该方法实现了

对 PMSM MPC 的 MTPA 控制,并验证了该控制方法具有优良的特性。

【参考文献】

- [1] 董苏,赵烨,戴鹏.一种新型 IPMSM 无位置传感器矢量控制系统研究[J].电气传动,2013,43(5): 11-15.
- [2] 王新,胡路东,徐娟.PMSM 矢量控制在高端波轮洗衣机中应用的研究[J].电气传动,2012,42(12): 10-13.
- [3] 朱磊,温旭,辉赵峰,等.永磁同步电机弱磁失控机制及其应对策略研究[J].中国电机工程学报,2011,31(18): 67-71.
- [4] 朱伟巨,黄海,张华熊.一种改进的永磁同步电机无传感器滑模控制[J].电气传动,2013,43(7): 8-11.
- [5] MAYNE D Q, RAWLINGS J B, RAO C V, et al. Constrained model predictive control [J]. Stability and Optimality, 2007(36): 789-814.
- [6] 席裕庚,李德伟,林姝.模型预测控制-现状与挑战[J].自动化学报,2013,39(3): 222-236.
- [7] 孔小兵,刘向杰.永磁同步电机高效非线性模型预测控制[J].自动化学报,2014,40(9): 1958-1966.
- [8] 王伟光,李伟.基于 MTPA 的永磁同步电机模型预测转矩控制[J].电气传动,2014,44(11): 3-6.
- [9] 闭业宾,罗显光,阮灵通,等.永磁同步电机 MTPA 预测控制方法研究[J].计算机工程与应用,2014,50(11): 256-260.
- [10] 李长红,陈明俊,吴小役.PMSM 调速系统中最大转矩电流比控制方法的研究[J].中国电机工程学报,2005,25(21): 169-174.
- [11] CHENG B, TOD R T. Torque feed forward control technique for permanent magnet synchronous motors [C] // The 33rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IECON), 2007: 1055-1060.
- [12] ANTON D, KIM Y K, LEE S J, et al. Robust self-tuning MTPA algorithm for IPMSM drives [C] // IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008: 1355-1360.
- [13] 李璇.永磁交流伺服系统的智能 PID 控制[D].武汉: 武汉理工大学,2006.
- [14] MATTAVELLI P, SPIAZZI G, TENTI P. Predictive digital control of power factor preregulators using disturbance observer for input voltage estimation [C] // PESC Record-IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference, 2003: 1703-1708.
- [15] ZHANG W, FENG G, LIU Y F, et al. Analysis and implementation of a new PFC digital control method [C] // Power Electronics Specialist Conference, 2003 IEEE 34th Annual IEEE, 2003: 335-340.
- [16] 朱晓雨,王丹,彭周华,等.三相电压型逆变器的延时补偿模型预测控制[J].电机与控制应用,2015,42(9): 1-7.

收稿日期: 2016 -08 -15

(上接第 31 页)

- [18] CHI S, ZHANG Z, XU L. Sliding-mode sensorless control of direct-drive PM synchronous motors for washing machine applications[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2009, 45(2): 582-590.
- [19] YUAN Y L. Sensorless control of high-power interior permanent magnet synchronous motor drives at very low speed[J]. IET Electr Power Appl, 2013, 7(3): 199-206.
- [20] 尚喆,赵荣祥,窦汝振.基于自适应滑模观测器的永磁同步电机无位置传感器控制研究[J].中国电机工程学报,2007,27(1): 23-27.
- [21] 陆斌泉,林鹤云,冯弈,等.永磁同步电机无传感器控制的软开关滑模观测器[J].电工技术学报,2015,30(2): 106-113.
- [22] RODRIGUEZ P, POUL J, BERGAS J, et al. Double synchronous reference frame PLL for power converters control [C] // IEEE Power Electronics Specialists Conference Recife, Brazil: IEEE, 2005: 1415-1421.
- [23] 刘杰.表贴式永磁同步电机无位置传感器驱动技术研究[D].哈尔滨: 哈尔滨工业大学,2014.
- [24] 汪兆栋,文小琴.IPMSM 宽速域范围无位置传感器高性能控制[J].华南理工大学学报,2015,43(9): 60-67.

收稿日期: 2016 -10 -21