

考虑定子电阻的永磁电机单电流环弱磁控制

胡太元 林飞 杨中平

(北京交通大学电气工程学院 北京 100044)

摘要: 永磁同步电机单电流环弱磁控制方法直接给定电机交轴电压指令值, 通过直轴电流调节器得到直轴电压指令值。具有结构简单, 动态响应快, 参数鲁棒性好等优点。本文研究考虑定子电阻影响时永磁同步电机的运行范围, 分析了电机定子电阻对单电流环弱磁控制性能的影响, 并通过 MATLAB/Simulink 仿真对分析结果进行验证。

关键词: 永磁同步电机 弱磁控制 单电流环 定子电阻

1 引言

永磁同步电机 (PMSM) 因具有结构简单, 功率密度高, 动态响应快等优点而获得广泛的应用^[1]。对于永磁同步电机要求具有较好的弱磁控制性能, 在电机输入电压达到最大值时, 电机能够继续升速, 使电机能够在较宽的速度范围运行。

永磁同步电机转子为永磁体, 可利用电机直轴电枢反应弱磁。现有的弱磁控制方法主要有公式计算法弱磁控制^[2], 查表法弱磁控制^[3], 梯度下降法弱磁控制^[4], 负直轴电流补偿法弱磁控制^[5]等。以上弱磁控制方法中均包括直轴和交轴两个电流环。由于电机运行于弱磁区时, 逆变器输出电压达到最大值, 两个电流环之间的耦合影响变强, 因此动态响应不佳。

有文献提出了单电流环弱磁控制方法^[6-8]。单电流环弱磁控制直接给定电机交轴电压指令值, 只有一个直轴电流环。单电流环弱磁控制方法具有结构简单, 动态响应快和鲁棒性好等优点。当弱磁电流随着转速的升高而增大时, 某些情况下, 定子电阻的影响不宜忽略^[9-10]。为此, 本文重点分析了永磁同步电机单电流环弱磁控制策略在考虑定子电阻时的性能。

2 永磁同步电机弱磁控制分析

永磁同步电机在两相旋转坐标系下的稳态电压方程为:

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d - \omega_r L_q i_q \\ u_q = R_s i_q + \omega_r (L_d i_d + \psi_f) \end{cases} \quad (1)$$

式中, u_q, u_d 为电机在交直轴电压; i_q, i_d 为交直轴电流; R_s, ω_r 为电机定子电阻和电机电角速度; L_q, L_d 为电机交直轴电感; ψ_f 为永磁体磁链^[11]。

PMSM 转矩方程如下

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

P_n 为电机极对数。

考虑到电机输入最大电流和最大电压的限制, 电机交直轴电流和电压应满足:

$$i_d^2 + i_q^2 \leq i_{s,max}^2 \quad (3)$$

$$u_d^2 + u_q^2 \leq u_{s,max}^2 \quad (4)$$

$i_{s,max}, u_{s,max}$ 为电机电流和电压空间矢量最大值。

电机在高速区运行时, 若忽略定子电阻, 方程 (1) 可表示为

$$\begin{cases} u_d = -\omega_r L_q i_q \\ u_q = \omega_r (L_d i_d + \psi_f) \end{cases} \quad (5)$$

将式 (5) 代入式 (4) 得

$$(L_q i_q)^2 + (L_d i_d + \psi_f)^2 \leq \left(\frac{u_{s,max}}{\omega_r}\right)^2 \quad (6)$$

将关系式 (2), (3), (6) 表示在直轴电流为横轴, 交轴电流为纵轴的电流平面中如图 1 示。

由于电流极限圆与电压极限椭圆限制, 电机的弱磁区域为其相交的区域。由式 (6) 可知, 电压极限椭圆随着电机转速的升高而变小, 电机的弱磁区域相应的变小。

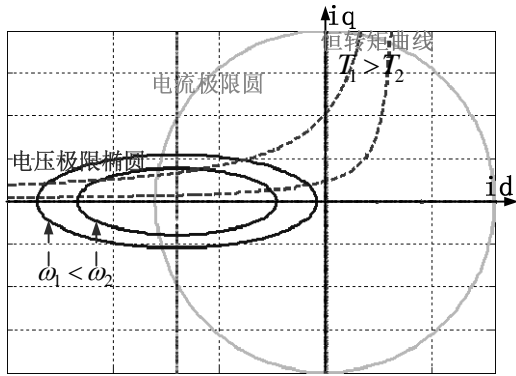


图1 永磁同步电机运行限制图

考虑电机定子电阻 R_s 时, 公式 (6) 变为

$$(R_s i_d - \omega_r L_q i_q)^2 + (R_s i_q + \omega_r L_d i_d + \omega_r \psi_f)^2 \leq u_{s,max}^2 \quad (7)$$

此时, 永磁同步电机的运行限制图如图 2 所示。

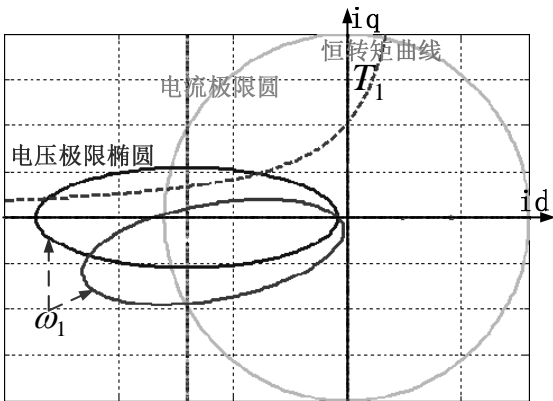


图2 考虑定子电阻时永磁同步电机运行限制图

由图 2 可知, 增加 R_s 后, 电机电压极限椭圆如图 2 中红色曲线表示的椭圆示。当电机电压方程忽略 R_s 时, 转矩值为 T_1 的恒转矩曲线与由电流极限圆和转速为 ω_1 对应的电压极限椭圆相交的弱磁区域有重合部分, 即不考虑 R_s 时, 电机在转速为 ω_1 时能够输出转矩值 T_1 。而考虑 R_s 时, 转矩值为 T_1 的恒转矩曲线位于由电流极限圆和转速为 ω_1 对应的电压极限椭圆相交的弱磁区域外, 即考虑 R_s 时, 电机在转速为 ω_1 时不能够输出转矩值 T_1 。所以, 考虑定子电阻影响时, 永磁同步电机在给定转速下实际输出的最大转矩会有所下降。而当给定转矩时, 考虑定子电阻时电机实际能够达到的转速也会下降。电机转速越高, 电阻的影响越小。

3 单电流环弱磁控制分析

永磁同步电机单电流环弱磁控制中直接给定电机交轴电压指令值, 通过直轴电流环得到直轴电压

指令值。控制框图如图 3 示

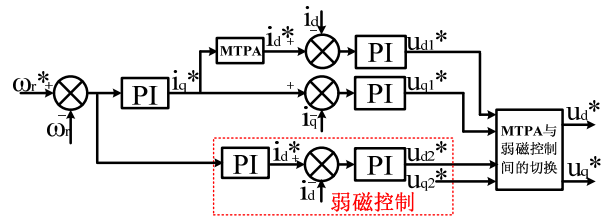


图3 永磁同步电机控制框图

电机在恒转矩区, 通过增加电机输入电压使电机转速升高。此时, 电机采用最大转矩/电流 (MTPA) 控制^[12]。当电机输入电压达到最大时, 电机采用单电流环弱磁控制。

当交轴电压确定时, 公式 (1) 中交轴电压方程可表示为

$$i_q = -\frac{\omega_r L_d}{R_s} i_d + \frac{u_q - \omega_r \psi_f}{R_s} \quad (8)$$

公式 (8) 在永磁同步电机运行限制图中表示如图 4 所示,

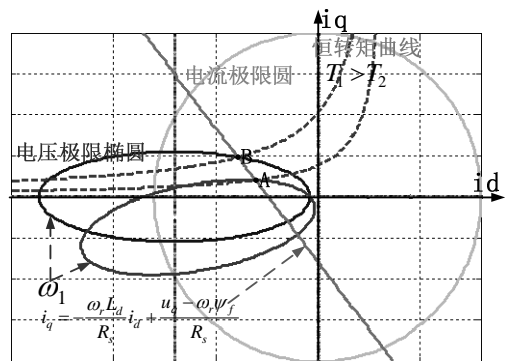


图4 单电流环弱磁控制电流轨迹图

公式 (8) 在图 4 中为 AB 所在直线。AB 所在直线由转速 ω_1 对应的交轴电压方程确定。电机稳定运行时, 电机转速和负载转矩确定, 则电机电流轨迹应满足电机转矩公式 (2) 和交轴电压公式 (8) 且位于电机弱磁区域内。如图 4 所示, 当负载转矩为 T_2 且电机角速度为 ω_1 时, 电机稳态工作点为公式 (2) 和 (8) 确定的两曲线的交点 A。A 点同时位于考虑 R_s 下的电压极限椭圆上, 其对应的转矩 T_2 为电机在转速为 ω_1 时, 实际输出的最大转矩。负载转矩增加到 T_1 时, 电机稳态工作点为公式 (2) 和 (8) 确定的两曲线的交点 B。B 点同时位于不考虑 R_s 下的电压极限椭圆上, 但在考虑 R_s 的电压极限椭圆之外。也就是说, 考虑到定子电阻的影响, 单电流环弱磁控制的实际带载能力有所下降。所以,

单电流环弱磁控制时，给定转速下，考虑电机定子电阻时电机实际能够输出的最大转矩比忽略电机定子电阻时电机能够输出的最大转矩小。即给定转矩下，考虑电机定子电阻时电机实际能够达到的转速比忽略电机定子电阻时电机能够达到的转速小。

4 单电流环弱磁控制仿真结果及分析

根据图 3 中弱磁控制框图建立系统仿真模型。其中，永磁同步电机参数如表 1 示

参数	数值
直流端电压	300V
极对数 Pn	4
直轴电感	2.5mH
交轴电感	7.5mH
永磁体磁链	0.175Wb
电机内阻	2 Ω

仿真结果如下图示

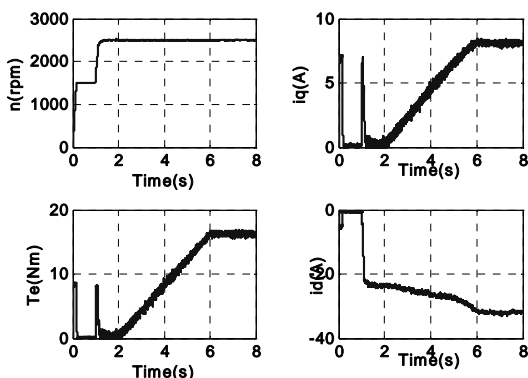


图 6 单电流环弱磁控制仿真输出波形

由图 6 可知，电机空载以最大转矩/电流（MPA）控制升速 1500rpm 后加速到 2500rpm。此时，电机工作在弱磁区。在 $t=2s$ 时开始以 $4Nm/s$ 的速度增加负载，负载增加到 $16Nm$ 。根据第 3 节中对弱磁区域的分析，将单电流环弱磁控制中电机的交直流电流表示在电机电流轨迹图中如图 7 示。

如图 7 所示，电机输出电流轨迹为 OCA 所在曲线所示。在恒转矩区，电机根据 MTPA 控制加速后根据交轴电压方程确定的直线变化。电机输出转矩达到最大值时，对应图中 A 点所在恒转矩曲线对应的转矩值 $T_2 = 16Nm$ 。仿真结果与第 3 节中分析情况一致。

5 结论

本文讨论了考虑定子电阻影响时，永磁同步电机单电流环弱磁控制方法的性能。给定转速下，考

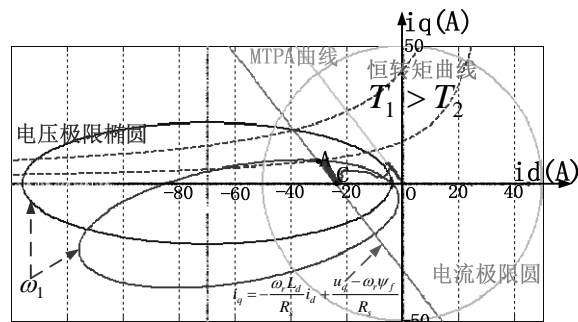


图 7 单电流环弱磁控制仿真输出电流轨迹

考虑电机定子电阻时电机实际能够输出的最大转矩比忽略电机定子电阻时电机能够输出的最大转矩小。而给定转矩下，考虑电机定子电阻时电机实际能够达到的转速比忽略电机定子电阻时电机能够达到的转速小。仿真结果与分析结果一致。

参考文献

- [1] 唐任远等. 现代永磁电机理论与设计[M].北京:机械工业出版社,1997.
- [2] Morimoto S, Sanada M, Takeda Y. Wide-speed operation of interior permanent magnet synchronous motors with high-performance current regulator[J]. IEEE Trans on Industry Applications, 1994, 30(4): 920-926.
- [3] Bon-Ho B, Patel N, Schulz S, Seung-Ki S. New field weakening technique for high saliency interior permanent magnet motor[J]. Industry Applications Conference. 2003: 898-905.
- [4] Young-Doo Y, Wook-Jin L, Seung-Ki S. New flux weakening control for high saliency interior permanent magnet synchronous machine without any table. Power Electronics and Applications European Conference on. 2007: 1-7.
- [5] Jang-Mok K, Seung-Ki S. Speed control of interior permanent magnet synchronous motor drive for the flux weakening operation. IEEE Trans on Industry Applications, 1997, 33(1): 43-48.
- [6] Song Chi, Zheng Zhang, Longya Xu. A robust, efficiency optimized flux-weakening control algorithm for PM Synchronous Machines. Industry Applications Conference, 2007: 1308-1314.
- [7] Longya Xu, Yuan Zhang, M. K. Guven. Synthesis of dimensionless indexes and design procedures for IPM

- machine in variable speed operations. International Conference on Machines and Systems. 2008 : 2750-2754.
- [8] Yuan Zhang, Longya Xu, M. K. Guven, Song Chi, M. S. Illindala. Experimental verification of deep flux-weakening operation of a 50 kw IPM machine by using single current regulator. IEEE Trans. on Industry Applications, 2010, 47(1): 128-133.
- [9] Shinn-Ming Sue, Ching-Tsai Pan. Voltage-constraint-tracking-based field-weakening control of IPM synchronous motor drives. IEEE Trans. on Industrial Electronics, 2008, 55(1): 340-347.
- [10] Cheol Jo, Ji-Yun Seol, In-Joong Ha. Flux-weakening control of IPM motors with significant effect of magnetic saturation and stator resistance. IEEE Transactions on Industrial Electronics, 2008, 55(3): 1330-1340.
- [11] 王成元, 夏加宽, 杨俊友等. 电机现代控制技术 [M].北京: 机械工业出版社, 2006.
- [12] M. Jahns T, B. Kliman G, W. Neumann T. Interior permanent-magnet synchronous motor for adjustable-speed drives[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 1986, 22(4): 738-747.