

永磁同步电机功率因数特性分析与研究

何俊鹏^{1,2}, 巩凤珺^{1,2}, 孟慧彬^{1,2}, 张守良^{1,2}, 裴志远^{1,2}

(1. 潍柴动力股份有限公司, 山东 潍坊 261000;

2. 内燃机与动力系统全国重点实验室, 山东 潍坊 261000)

摘要: 永磁同步电机(PMSM)变频调速驱动系统中,电机的高功率因数(PF)运行可以降低系统的无功损耗,以充分利用逆变器的容量。通过建立 d, q 轴电流分量和功率因数之间的特征方程,求解出任意功率因数下的 d, q 轴电流集合以及 $d-q$ 坐标系下的等功率因数曲线,进而分析出永磁同步电机在不同运行工况下的功率因数特性规律。基于此,提出了永磁同步电机最优功率因数工作点的选取方法。最后采用Matlab/Simulink软件搭建仿真模型,仿真结果验证了理论分析的正确性。

关键词: 永磁同步电机;功率因数;特性分析;最优工作点

中图分类号: TM921 **文献标识码:** A **DOI:** 10.19457/j.1001-2095.dqcd26569

Analysis and Research on Power Factor Characteristics of Permanent Magnet Synchronous Motor

HE Junpeng^{1,2}, GONG Fengjun^{1,2}, MENG Huibin^{1,2}, ZHANG Shouliang^{1,2}, PEI Zhiyuan^{1,2}

(1. Weichai Power Co., Ltd., Weifang 261000, Shandong, China;

2. State Key Laboratory of Engine and Powertrain System, Weifang 261000, Shandong, China)

Abstract: In variable frequency speed control drive system of permanent magnet synchronous motor (PMSM), high power factor (PF) operation of the motor can reduce the reactive power loss of the system, thereby fully utilizing the capacity of inverter. A characteristic equation between d, q -axis current and power factor was established, and the d, q -axis current set and equal power factor curve with any power factor were solved, so that the power factor characteristics of PMSM under different operating conditions were analyzed clearly. Additionally, the optimal power factor operating points for permanent magnet synchronous motor was provided based on these characteristics. Finally, a simulation model was built by Matlab/Simulink software, and the correctness of the theoretical analysis was verified through simulation results.

Key words: permanent magnet synchronous motor (PMSM); power factor (PF); characteristic analysis; optimal operating point

在现代工业和自动化领域,高效、节能的电机技术一直是研究与发展的重点。永磁同步电机(permanent magnet synchronous motor, PMSM)凭借其高效率、高功率密度以及良好的动态性能,在工业自动化、新能源汽车、航空航天、家用电器等众多领域得到了日益广泛的应用^[1-6]。例如在新能源汽车中,PMSM作为动力源,其性能直接影响车辆续航里程、动力性能和能源利用效率;在工业自动化生产线中,PMSM为各类机械设备提供精准动力驱动,保障生产的高效运行。

功率因数(power factor, PF)是衡量PMSM性能的关键指标之一。电机的高功率因数运行,可

以减少能量在传输和转换过程中的损耗,提高能量利用效率,同时也充分利用了逆变器的容量^[7]。PMSM运行的功率因数与电机本体参数(如定子电阻, d, q 轴电感,永磁体磁链)、电机输出转矩以及运行转速密切相关。目前,国内外学者针对PMSM单位功率因数控制方面开展了大量研究,但对其功率因数特性规律及分布的研究却鲜有提及。

文献[7]通过控制定子电压和电流的 d 轴分量为零的方式实现单位功率因数,但是该方法仅适用于表贴式PMSM,对于内置式PMSM而言,该方法未能实现对磁阻转矩分量的充分利用。文献

[8]分析了PMSM单位功率因数发电运行状态下的电流、电压特性,基于电压功率角前馈思想,通过预测功率因数角来实现单位功率因数运行控制,该方法不依赖于电机及变流器参数,且效果较好。文献[9]提出了一种永磁同步风力发电机单位功率因数控制策略,采用比例积分谐振电流内环控制无功为零时的 d, q 轴电流,实现了较好的效果。文献[10]推导了单位功率因数控制的电机功角表达式,通过控制定子电流矢量与定子电压矢量相位相同,以保证电机按照单位功率因数运行。文献[11]提出了一种PMSM无位置传感器单位功率因数矢量控制方法,该方法在额定转速范围内可实现PMSM单位功率因数运行。综上,目前如文献[7-9]等大部分文献均围绕PMSM发电运行的功率因数进行分析讨论,而未阐述其在驱动运行时的功率因数特性。文献[10-11]虽分析了单位功率因数的相关控制方法,但未系统研究功率因数特性规律及分布。此外,受电压极限椭圆的影响,PMSM在某些工况下无法实现单位功率因数,现有文献对此亦未进行深入探讨。

因此,本文通过推导PMSM任意功率因数下的 d, q 轴电流特征方程,揭示了PMSM运行时功率因数的特性分布规律,并给出了PMSM的最优功率因数工作点。本文阐述的理论分析及相关结论,对PMSM的功率因数控制策略研究具有重要的工程指导意义。

本文第1节分析了PMSM功率因数的特性规律。第2节基于前文分析,给出了PMSM在不同运行工况下的最优功率因数工作点。第3节通过搭建仿真平台,验证理论分析的正确性。最后对全文做出总结。

1 PMSM 功率因数特性分析

1.1 任意功率因数下的 d, q 轴电流理论推导

永磁同步电机在旋转坐标系 d, q 轴下的电压数学模型为

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d + L_d \frac{di_d}{dt} - \omega L_q i_q \\ u_q = R_s i_q + L_q \frac{di_q}{dt} + \omega L_d i_d + \omega \Psi_f \end{cases} \quad (1)$$

式中: u_d, u_q 分别为 d, q 轴电压; i_d, i_q 分别为 d, q 轴电流; R_s, L_d, L_q 分别为电机定子电阻, d, q 轴电感; ω 为电机角速度; Ψ_f 为永磁体磁链。

在正弦稳态情况下,忽略电流微分项,则有:

$$\begin{cases} u_d = R_s i_d - \omega L_q i_q \\ u_q = R_s i_q + \omega L_d i_d + \omega \Psi_f \end{cases} \quad (2)$$

$d-q$ 坐标系下的定子电压电流矢量图如图1所示,图1a为驱动工况下矢量图,图1b为馈电工况下的矢量图。图中, I_s 为电流矢量, i_d, i_q 为 I_s 的 d, q 轴分量; U_s 为电压矢量, u_d, u_q 为 U_s 的 d, q 轴分量; θ_i 为电流矢量 I_s 相对 d 轴的夹角, θ_u 为电压矢量 U_s 相对 d 轴的夹角, $\Delta\theta = \theta_u - \theta_i$ 为电压矢量与电流矢量的角度差值。当电流矢量和功率因数恒定时,根据三角函数 $\cos$ 正负角度值相同的特性,可能出现另一个电压矢量 U_s^* 满足相同的功率因数。

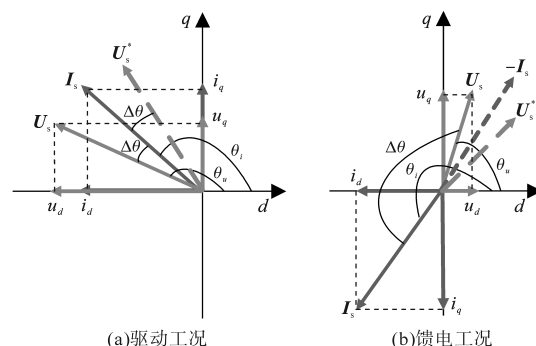


图1 PMSM $d-q$ 坐标系下的定子电压电流矢量图

Fig.1 Vector diagram of stator voltage and current in $d-q$ coordinate for PMSM

一般来说,功率因数 PF 的计算可以通过下式得到:

$$PF = \cos(\Delta\theta) = \frac{u_d i_d + u_q i_q}{\sqrt{(i_d^2 + i_q^2)(u_d^2 + u_q^2)}} \quad (3)$$

将式(2)代入式(3)中可以发现方程中含有电流4次方,难以对某一功率因数下的 d, q 轴电流进行精确求解。针对此问题,本文将采用如下方法进行计算分析。

由图1和式(2)可知,定子电流、电压矢量的角度正切值可以表示为

$$\begin{cases} \tan(\theta_u) = \frac{u_q}{u_d} = \frac{R_s i_q + \omega L_d i_d + \omega \Psi_f}{R_s i_d - \omega L_q i_q} \\ \tan(\theta_i) = \frac{i_q}{i_d} \end{cases} \quad (4)$$

当系统的功率因数绝对值为1时,即驱动工况功率因数为1或馈电工况功率因数为-1,电流电压的角度正切值相同,具体如下:

$$\tan(\theta_u) = \tan(\theta_i) = \frac{R_s i_q + \omega L_d i_d + \omega \Psi_f}{R_s i_d - \omega L_q i_q} = \frac{i_q}{i_d} \quad (5)$$

对式(5)进行化简,可以得到:

$$L_q i_q^2 + L_d (i_d + \frac{\Psi_f}{2L_d})^2 = \frac{\Psi_f^2}{4L_d} \quad (6)$$

式(6)即为理论上PMSM单位功率因数运行时的 d, q 轴电流集合。由式(6)可知,PMSM单位功率因数运行模式下,其 d, q 轴电流运行轨迹呈现椭圆形式,椭圆过原点 $(0, 0)$ 和电压极限椭圆圆心点 $(-\Psi_f/(2L_d), 0)$ 。

当功率因数为任意值 PF 时,根据三角函数变换公式,则有:

$$\begin{cases} PF = \cos(\Delta\theta) = \pm \frac{1}{\sqrt{1 + \tan^2(\Delta\theta)}} \\ \tan(\Delta\theta) = \tan(\theta_u - \theta_i) = \frac{\tan(\theta_u) - \tan(\theta_i)}{1 + \tan(\theta_u)\tan(\theta_i)} \end{cases} \quad (7)$$

将式(4)代入式(7),且忽略定子电阻 R_s ,通过化简方程,则有:

$$i_q^2 \pm \sqrt{\frac{1}{PF^2} - 1} \cdot \frac{\Psi_f + (L_d - L_q)i_d}{L_q} \cdot i_q + \frac{(\Psi_f + L_d i_d)i_d}{L_q} = 0 \quad (8)$$

式(8)则为PMSM以某一恒定 PF 运行时的 d, q 轴电流通用特征方程。由式(8)可知,当PMSM以恒定 PF 运行时,如果 i_d 为常数,则 i_q 为一元二次方程函数的实数根;当 PF 绝对值为1时, i_q 的一次项系数为零,电机以单位功率因数运行,则方程通过变换将与式(6)等效,式(6)可以认为是式(8)的一种特殊情况。

对式(7)中 i_q 进行求解可得:

$$\begin{cases} i_q = (-b \pm \sqrt{b^2 - 4c})/2 \\ b = \pm \sqrt{\frac{1}{PF^2} - 1} \cdot \frac{\Psi_f + (L_d - L_q)i_d}{L_q} \\ c = \frac{(\Psi_f + L_d i_d)i_d}{L_q} \end{cases} \quad (9)$$

其中, i_d 的取值要保证 $b^2 - 4c \geq 0$ 。

为了便于分析,给定PMSM参数如表1所示。

表1 PMSM参数表

Tab.1 PMSM parameters

变量名称	变量代号	变量数值
额定直流电压	U_{dc}	540 V
最大电流幅值	I_{max}	500 A
电机极对数	p_n	4
电机定子电阻	R_s	0.031 Ω
电机 d 轴电感	L_d	0.377 mH
电机 q 轴电感	L_q	0.986 mH
电机磁链	Ψ_f	0.124 9 Wb

根据式(9)和表1数据,绘制出PMSM等功率

因数 d, q 轴电流运行曲线分布图,如图2所示。

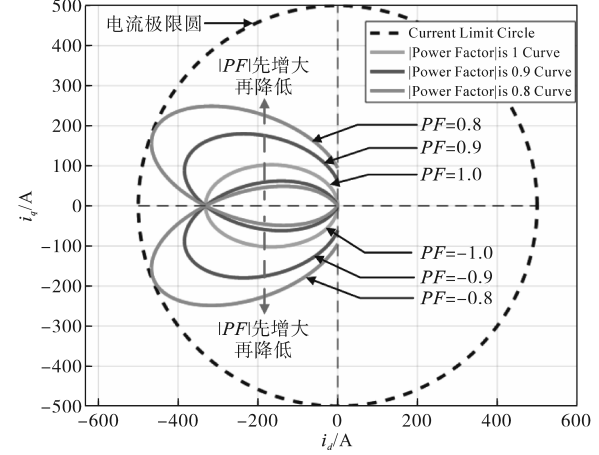


图2 PMSM等功率因数 d, q 轴电流运行曲线分布图

Fig.2 Distribution diagram of d, q -axis current operating curves for PMSM under constant PF

通过图2对PMSM的功率因数特性进行分析,可得出如下结论:

1)等功率因数曲线呈现以 d 轴为中心线的镜像对称状态,当功率因数绝对值和 i_d 相同时,驱动和馈电状态下的 i_q 互为相反数。

2)单位功率因数点的分布是一个标准椭圆;该椭圆过原点 $(0, 0)$ 和电压极限椭圆的圆心点 $(-\Psi_f/(2L_d), 0)$ 。

3)驱动或馈电状态下,一个 i_d 仅对应一个 i_q 以实现单位功率因数;其他功率因数则存在两个 i_q ,馈电同理;这是由于 $\cos$ 函数正负角度值相同的特性导致。

4)在某一 i_d 下,随着 i_q 绝对值增大, PF 呈现先增大、再减小的变化趋势。

1.2 MTPA/MTPV运行工况下的功率因数分布

根据PMSM的电压及转矩方程可知:

1)MTPA下 d, q 轴电流方程可以表示为

$$i_d = \frac{-\Psi_f + \sqrt{\Psi_f^2 + 4(L_d - L_q)^2 i_q^2}}{2(L_d - L_q)} \quad (10)$$

2)电压极限椭圆方程可以表示为

$$(\frac{L_q}{L_d} i_q)^2 + (i_d + \frac{\Psi_f}{L_d})^2 = (\frac{U_{dc}}{\sqrt{3} \omega_e L_d})^2 \quad (11)$$

3)转矩 T_e 方程可以表示为

$$T_e = \frac{3}{2} p_n [\Psi_f i_q + (L_d - L_q) i_d i_q] \quad (12)$$

4)MTPV下等转矩线与电压极限椭圆切点轨迹方程可以表示为

$$i_d = -\frac{\Psi_f}{L_d} + \frac{-L_q \Psi_f + L_q \sqrt{\Psi_f^2 + 4(L_d - L_q)^2 i_q^2}}{2L_d(L_d - L_q)} \quad (13)$$

根据式(10)~式(13)绘制电机 MTPA/MTPV 的电流运行轨迹,如图3所示。

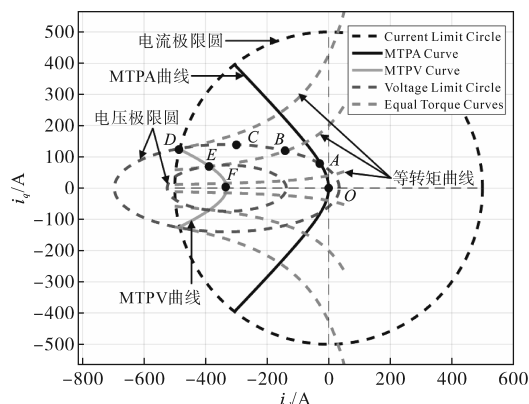


图3 永磁同步电机MTPA/MTPV的电流运行轨迹图

Fig.3 Current trajectory diagram for MTPA/MTPV in PMSM

这里以某一转速下,转矩增大至最大值,再继续增加转速的运行方式为例进行永磁同步电机运行轨迹的分析。

当等转矩线与 MTPA 曲线的交点在电压极限椭圆内时,随着转矩的增加,电机工作点将沿 MTPA 曲线移动,即 $O \rightarrow A$ 。

随着转矩增加,当等转矩线与 MTPA 曲线交点在电压极限椭圆外时,电机工作点将沿电压极限椭圆上从右至左移动,即 $A \rightarrow B \rightarrow C \rightarrow D$; D 点为当前工况下,系统能够输出的最大转矩点;轨迹为满足电压极限椭圆方程和当前转矩需求的最小电流轨迹,即 MTPV 轨迹。

此时若增加转速,电压极限椭圆逐渐缩小,电机转矩被迫下降, MTPV 点将沿不同转速的电压极限椭圆与其对应的等转矩线切点轨迹移动,即 $D \rightarrow E \rightarrow F$ 。

将 MTPV/MTPA 的运行轨迹与等功率因数曲线绘制在同一坐标系下,如图4所示。

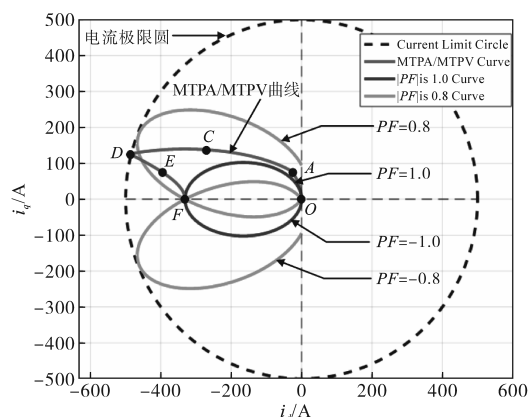


图4 永磁同步电机MTPA/MTPV的功率因数变化趋势图

Fig.4 PF trend diagram for MTPA/MTPV in PMSM

对图4进行分析,可以得到如下结论:

1) 由于 MTPA 的曲线初始斜率绝对值大于 1, 因此沿 MTPA 轨迹(即 $O \rightarrow A$)运行时的 PMSM 与单位功率因数椭圆不存在交点, 即无法实现单位功率因数; 此外随着转矩的增大, 功率因数呈逐渐减小的趋势;

2) 随着转矩的增大, MTPV 点沿电压极限椭圆上从右往左移动(即 $A \rightarrow C \rightarrow D$), 轨迹呈现先靠近单位功率因数椭圆再远离的特点, 功率因数则表现为先增大, 再减小; 在高转速下其轨迹会穿越单位功率因数椭圆, 此时系统存在单位功率因数运行工作点;

3) 随着转速的增大, MTPV 点沿等转矩线与电压极限椭圆切点轨迹移动(即 $D \rightarrow E \rightarrow F$), 工作点逐渐靠近椭圆圆心, 功率因数在此过程中逐渐增大, 但始终无法达到单位功率因数。

综上所述, 本小节揭示了 MTPA/MTPV 运行时的功率因数特性分布规律。下文将基于此特性, 寻找 PMSM 的最优功率因数工作点。

2 PMSM 最优功率因数工作点

本文所述的最优工作点指的是在某一个转矩指令下, 根据当前电机转速, 找到最优功率因数点; 该点是既满足转矩需求, 又满足当前转速下的电压极限圆、电流极限圆的限制条件的最高功率因数运行点。

为便于分析 PMSM 的功率因数, 需要解析或标定出几个特征点的坐标位置。

2.1 关键特征点的解析与标定

特征点 H: 等转矩线与 MTPA 曲线交点。

特征点 I: 等转矩线与电压极限椭圆的交点, 即 MTPV 点。

在传统控制方法中, 特征点 H/I 均已通过计算或标定获得, 本文认为特征点 H/I 集合为已知量。根据特征点 H/I, 可以使电机运行在 MTPA/MTPV 轨迹, 但其功率因数并非最佳。

特征点 J: 等转矩线与单位功率因数椭圆交点。该交点可以通过联立式(6)和式(12)求得, 但考虑解析法计算量大, 可以采用离线标定。标定方法为: 将 i_d 从 0 反向增大到 N , 根据式(5)计算出 i_q , 再代入式(11)得到当前的转矩值, N 可以表示为 $-\Psi_f/L_d$ 。在此过程中, 转矩表现为先增大后降低, 当转矩达到最大值 $T_{\max PF=1}$ 时, 当前工作点为等转矩线与单位功率因数椭圆的切点。至此, 得

到不同转矩输入下的特征点 J 集合。

特征点 K :等转矩线与等功率因数曲线切点。该切点可以根据式(8)和式(12)构建拉格朗日函数,并令所有变量的偏微分为零进行求解,具体如下:

$$\begin{cases} L(i_d, i_q, \lambda) = f(i_d, i_q) - \lambda g(i_d, i_q) \\ \frac{\partial L}{\partial i_d} = \frac{\partial L}{\partial i_q} = \frac{\partial L}{\partial \lambda} = 0 \end{cases} \quad (14)$$

其中, $f(i_d, i_q)$ 为式(12)等号右侧, $g(i_d, i_q)$ 为式(8)等式左侧。此方法计算量大,同样可以采用离线标定。标定方法为:从单位功率因数椭圆切点转矩 $T_{\max PF=1}$ 开始标定,使 i_d, i_q 从MTPA点开始,沿等转矩线右移,根据式(3)计算 PF 为极大值时,记录当前工作点为转矩切点,其他转矩处理类似。至此,得到不同转矩输入下的特征点 K 集合。

2.2 PMSM最优功率因数工作点

本小节通过讨论几种工况,在传统MTPA/MTPV控制模式基础上,分析讨论PMSM高功率因数的运行区间。

如图5a所示,MTPA运行轨迹为 $H_1 \rightarrow H_2 \rightarrow H_3$,其功率因数逐渐减小,为了提高功率因数,分析如下两种情况:

工况1:当需求转矩从较小值逐渐增大到满足单位功率因数的最大转矩 $T_{\max PF=1}$ 时,功率因数随着工作点沿等转矩线左移呈现先增大到1,再减小的特性;因此提高功率因数可以将原工作点 H_1, H_2 移至 J_1, J_2 ,使电机运行轨迹变更为 J_1 沿单位功率因数椭圆上移动至 J_2 。 J_1, J_2 为当前工况下最优功率因数工作点。

工况2:当需求转矩大于满足单位功率因数的最大转矩 $T_{\max PF=1}$ 时,此过程功率因数恒小于1,提高功率因数可以将原工作点 H_3 移至 K_1 ,即当前等转矩线与其等功率因数曲线的切点,使电机运行轨迹变更为 J_2 沿等转矩线与等功率因数曲线切点移动至 K_1 。 K_1 为当前工况下的最优功率因数工作点。

如图5b所示,MTPV运行时需要考虑电压极限椭圆对运行点的影响,分析如下五种情况:

工况3:当MTPV点在等转矩线与单位功率因数椭圆交点的右侧时,如转速 ω_2 与转矩 T_1 的交点 I_1 ,功率因数随着工作点沿转矩线左移呈现先增大到1,再减小,再增大到1,再减小的特性;此工况下的最优功率因数工作点为 J_3 。

工况4:当MTPV点在等转矩线与单位功率

因数椭圆两个交点中间时,如转速 ω_3 与转矩 T_1 的交点 I_2 ,如果工作点沿等转矩线移动,功率因数朝向单位功率因数点 J_4 移动,之后再减小;此工况的最优功率因数工作点为 J_4 。

工况5:当MTPV点在等转矩线与单位功率因数椭圆交点左侧时,如转速 ω_3 与转矩 T_2 的交点 I_3 ,功率因数随着工作点沿等转矩线左移逐渐降低;此工况下的最优功率因数工作点为原MTPV点 I_3 。

工况6:当需求转矩大于满足单位功率因数的最大转矩 $T_{\max PF=1}$,且MTPV点在等转矩线与等功率因数曲线切点的右侧时,如转速 ω_1 与转矩 T_3 的交点 I_4 ,如果工作点沿等转矩线移动,功率因数在移动到切点时达到最大,随后将减小;因此该工况下的最优功率因数工作点为转矩 T_3 的等功率因数切点 K_2 。

工况7:当需求转矩大于满足单位功率因数的最大转矩 $T_{\max PF=1}$,且MTPV点在等转矩线与等功率因数曲线切点的左侧时,如转速 ω_2 与转矩 T_3 的交点 I_5 ,功率因数随着工作点沿等转矩线左移

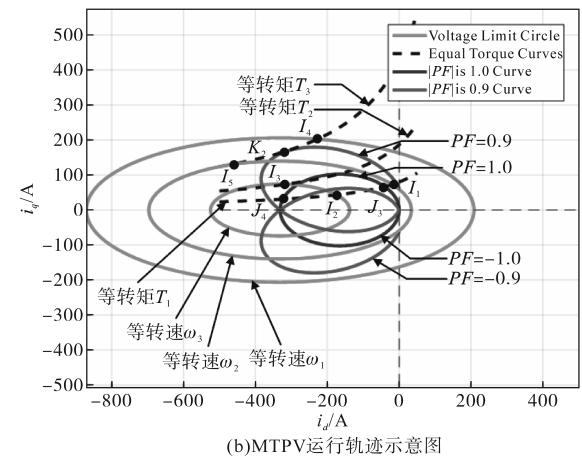
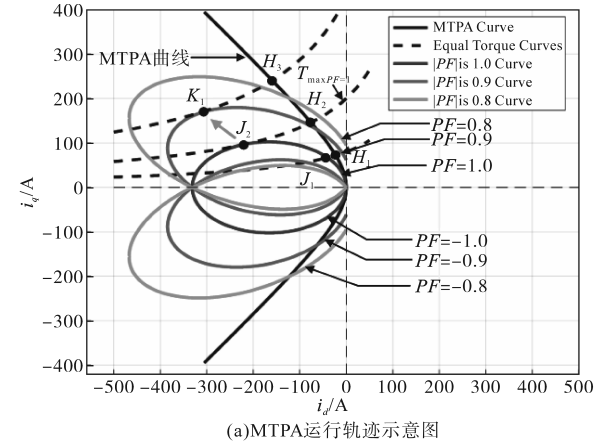


图5 永磁同步电机最优功率因数工作点示意图

Fig.5 Schematic diagram of optimal PF operating point for PMSM

逐渐减小;此工况下的最优功率因数工作点为原MTPV点 I_5 。

综上分析,假设2.1小节关键特征点已经通过计算或标定方法得到,则根据特征点的相对位置,给出最优功率因数点的输出控制框图,如图6所示。

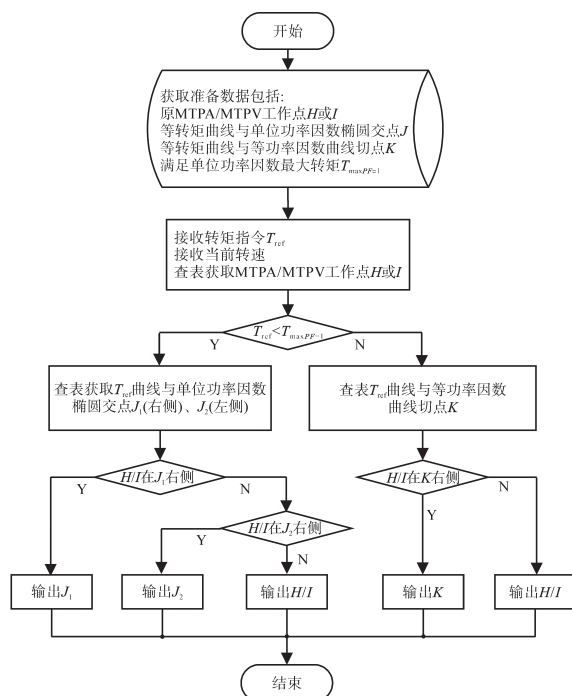


图6 PMSM最优功率因数点的输出控制框图

Fig.6 Output control diagram of optimal power factor point for PMSM

3 仿真结果与分析

根据前文的理论分析,本节将通过搭建仿真平台,验证其正确性。针对电机运行的不同工况,对比MTPA/MTPV工作点和本文提出的最优工作点。

3.1 测试结果

工况1:转速为1 000 r/min;MTPA参数为 $i_d=-22$ A, $i_q=72$ A;本文参数为 $i_d=-39$ A, $i_q=66$ A;仿真得到的电压电流矢量图如图7所示。

由图7可知,传统工作点的电压电流矢量夹角为 15.3° ,本文工作点的夹角为 0.7° ,近似为单位功率因数,与理论分析一致。

工况2:转速为1 000 r/min;MTPA参数为 $i_d=-159$ A, $i_q=240$ A;本文参数为 $i_d=-309$ A, $i_q=170$ A;仿真得到的电压电流矢量图如图8所示。

由图8可知,传统工作点的电压电流矢量夹角为 38.9° ,本文工作点的夹角为 24.5° ,功率因数近似为0.9,与理论分析一致。

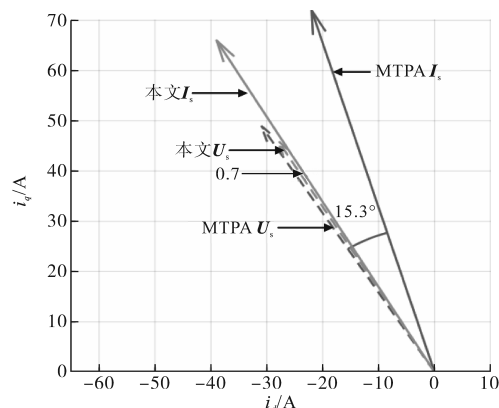


图7 工况1传统工作点和本文提出工作点的电压电流矢量对比图

Fig.7 Diagram of voltage and current vector comparison under operating condition 1 for both traditional and proposed operating point

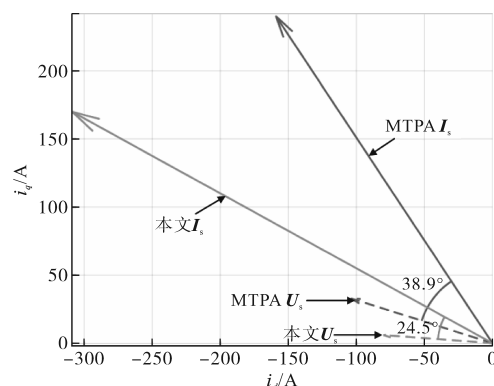


图8 工况2传统工作点和本文提出工作点的电压电流矢量对比图

Fig.8 Diagram of voltage and current vector comparison under operating condition 2 for both traditional and proposed operating point

工况3:转速为5 400 r/min;MTPV参数为 $i_d=-21$ A, $i_q=74$ A;本文参数为 $i_d=-40$ A, $i_q=67$ A;仿真得到的电压电流矢量图如图9所示。

由图9可知,传统工作点的电压电流矢量夹角为 17.4° ,本文工作点的夹角为 1.5° ,近似为单位功率因数,与理论分析一致。

工况4:转速为10 200 r/min;MTPV参数为 $i_d=-176$ A, $i_q=44$ A;本文参数为 $i_d=-324$ A, $i_q=31$ A;仿真得到的电压电流矢量图如图10所示。

由图10可知,传统工作点的电压电流矢量夹角为 39.5° ,本文工作点的夹角为 0.2° ,近似为单位功率因数,与理论分析一致。

工况6:转速为3 700 r/min;MTPV参数为 $i_d=-227$ A, $i_q=203$ A;本文参数为 $i_d=-309$ A, $i_q=170$ A;仿真得到的电压电流矢量图如图11所示。

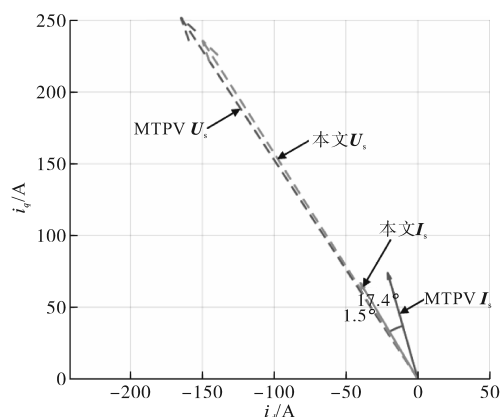


图9 工况3传统工作点和本文提出工作点的电压电流矢量对比图

Fig.9 Diagram of voltage and current vector comparison under operating condition 3 for both traditional and proposed operating point

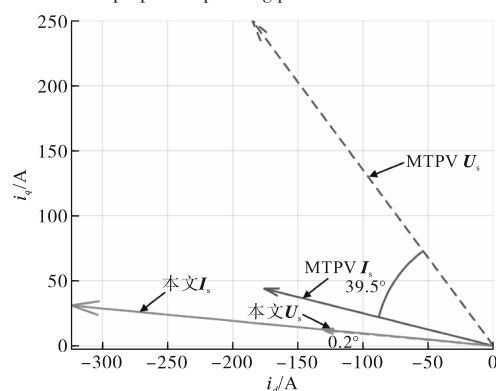


图10 工况4传统工作点和本文提出工作点的电压电流矢量对比图

Fig.10 Diagram of voltage and current vector comparison under operating condition 4 for both traditional and proposed operating point

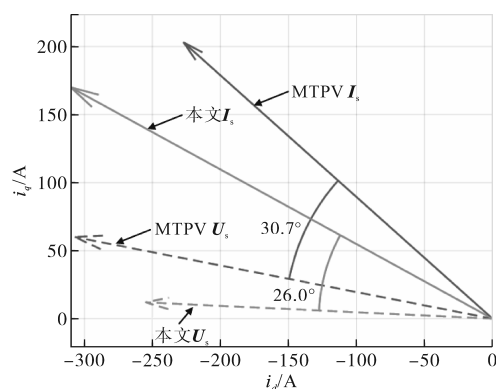


图11 工况6传统工作点和本文提出工作点的电压电流矢量对比图

Fig.11 Diagram of voltage and current vector comparison under operating condition 6 for both traditional and proposed operating point

由图11可知,传统工作点的电压电流矢量夹角为 30.7° ,本文工作点的夹角为 26.0° ,单功率因

数近似为0.9,与理论分析一致。

3.2 测试小结

将3.1小节的测试数据整理成表2。由表2可知,在PMSM运行的五种工况下,本文所提出工作点的功率因数始终大于传统MTPA/MTPV的工作点;电压矢量幅值始终小于传统的工作点,使得电压更不容易发生饱和。但其电流矢量幅值相比于传统工作点却有所增大,原因为传统MTPA/MTPV的工作点,无论是通过计算还是标定,都是满足当前转矩需求和电压、电流极限圆条件下的最小定子电流幅值的工作点;而本文提出的最优功率因数工作点,是在传统MTPA/MTPV的基础上,通过修改电机的运行轨迹得到的最优功率因数运行点,这必然会一定程度牺牲MTPA/MTPV最小电流的优势,但从功率因数点角度分析,本文提出的工作点必然是最优工作点。

表2 测试数据统计表

Tab.2 Test data statistics table

工况	i_d/A	i_q/A	I_s/A	U_s/V	PF
1- H_1	-22	72	75	58	0.964
1- J_1	-39	66	77	54	0.999
2- H_3	-159	240	288	109	0.778
2- K_1	-310	170	353	80	0.910
3- I_1	-21	74	78	301	0.991
3- J_3	-40	67	78	280	0.999
4- I_2	-176	44	181	311	0.772
4- J_4	-324	31	325	132	0.999
6- I_4	-227	203	305	313	0.857
6- K_2	-310	170	353	256	0.899

4 结论

本文针对PMSM的功率因数特性进行了系统的分析与讨论。通过构建 d, q 轴电流和功率因数的特征方程,分析得出不同运行工况的功率因数分布及最优功率因数工作点。仿真结果表明,电机运行在本文提出的最优工作点时,其功率因数显著高于MTPA/MTPV的运行工况。因此,本文阐述的理论分析及相关结论,对PMSM的功率因数控制策略研究具有重要的工程指导意义。

参考文献

- [1] 孟钊,李好文,孙朋朋. 永磁同步电机电流环改进内模解耦控制的研究[J]. 电气传动, 2016, 46(2): 11-16.
Meng Zhao, Li Haowen, Sun Pengpeng. Research on the improved internal model decoupling control of current loop for

- permanent magnet synchronous motor[J]. Electric Drive, 2016, 46(2):11-16.
- [2] 朱利东,王鑫,朱焜秋.一种免失控的IPMSM参数可计算深度弱磁算法[J].中国电机工程学报,2020,40(10):3328-3336.
- Zhu Lidong, Wang Xin, Zhu Huangqiu. An IPMSM deep flux weakening algorithm with calculable parameters to avoid out-of-control[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(10):3328-3336.
- [3] Yamamoto S, Hirahara H, Tanaka A, et al. Universal sensorless vector control of induction and permanent-magnet synchronous motors considering equivalent iron loss resistance[J]. IEEE Transactions on Industry Applications, 2015, 51(2):1259-1267.
- [4] 扶文树,储建华,王刚.永磁同步电机新型无差拍直接转矩控制[J].电气传动,2021,51(2):9-14.
- Fu Wenshu, Chu Jianhua, Wang Gang. New deadbeat direct torque control of permanent magnet synchronous motor[J]. Electric Drive, 2021, 51(2):9-14.
- [5] Rafiq M S, Mwasilu F, Kim J, et al. Online parameter identification for model-based sensorless control of interior permanent magnet synchronous machine[J]. IEEE Transactions on Power Electronics, 2017, 32(6):4631-4643.
- [6] 郭新华,温旭辉,赵峰,等.基于电磁转矩反馈补偿的永磁同步电机新型IP速度控制器[J].中国电机工程学报,2010,30(27):7-13.
- Guo Xinhua, Wen Xuhui, Zhao Feng, et al. A novel IP speed controller of PMSM based on electromagnet torque feedback compensation[J]. Proceedings of the CSEE, 2010, 30(27):7-13.
- [7] 姚骏,廖勇,李辉,等.直驱永磁同步风力发电机单位功率因数控制[J].电机与控制学报,2010,14(6):13-20.
- Yao J, Liao Y, Li H, et al. Unity power factor control of a direct-driven permanent magnet synchronous wind-power generator[J]. Electric Machines and Control, 2010, 14(6):13-20.
- [8] 张剑,李文善,温旭辉,等.基于电压功率角前馈的永磁同步电机单位功率因数控制策略研究[J].中国电机工程学报,2020,40(S1):281-293.
- Zhang Jian, Li Wenshan, Wen Xuhui, et al. Research of unit power factor control scheme for permanent magnet synchronous machine based on voltage power angle feedforward method[J]. Proceedings of the CSEE, 2020, 40(S1):281-293.
- [9] 张思清,罗振鹏,石多峰,等.离网型同步风力发电机单位功率因数新型控制策略[J].电气传动,2022,52(3):3-16.
- Zhang Siqing, Luo Zhenpeng, Shi Duofeng, et al. New control strategy for unit power factor stand-alone synchronous wind turbine[J]. Electric Drive, 2022, 52(3):3-16.
- [10] 刘文良,张国政.永磁同步电机单位功率因数控制[J].微电机,2012,45(2):63-67.
- Liu Wenliang, Zhang Guozheng. Unity power factor control of permanent magnet synchronous motor[J]. Micromotors, 2012, 45(2):63-67.
- [11] 吴芳,万山明,黄声华.永磁同步电动机无位置传感器单位功率因数矢量控制方法研究[J].微电机,2009,42(4):1-4.
- Wu Fang, Wan Shanming, Huang Shenghua. Research of position sensorless vector control method for PMSM with unity power factor[J]. Micromotors, 2009, 42(4):1-4.

收稿日期:2025-04-13

修改稿日期:2025-06-16