DOI:10.12177/emca.2024.065　　文章编号:1673-6540(2024)07-0053-11　　中图分类号:TM 351　　文献标志码:A

基于高功率因数的游标电机设计思路

任永康, 谷爱昱*, 乐　敏
(广东工业大学 自动化学院,广东 广州　510006)

Design Concept of Vernier Motor Based on High Power Factor

REN Yongkang, GU Aiyu*, LE Min
(School of Automation, Guangdong University of Technology, Guangzhou 510006, China)

Abstract: In order to solve the problem of low power factor of vernier motor, a motor design optimization concept to improve the power factor is proposed. Firstly, the winding function approach is used to calculate the inductance of fractional slot centralized double-layer windings, to derive the expression for the power factor of the vernier motor, and to analyze the main design parameters affecting the power factor. Secondly, combined with the finite element method to study the change rule of motor performance when each design parameter is changed, and then summarize the design concept. Then, a cleft tooth vernier motor is taken as the benchmark prototype, a motor with high power factor is redesigned according to the proposed concept, and a genetic algorithm is used for multi-objective optimization of the main design parameters of the motor. Finally, the performance comparison with the benchmark prototype motor shows that the power factor of the designed motor is higher, which verifies the validity of the theoretical analysis and the proposed design concept.

Key words: vernier motor; power factor; winding function approach; multi-objective optimization

摘　要: 为解决游标电机功率因数偏低的问题,提出了一种提高功率因数的电机设计优化思路。首先,使用绕组函数法计算出分数槽集中双层绕组的电感,推导出游标电机的功率因数表达式,分析影响功率因数的主要设计参数;其次,结合有限元法研究各设计参数改变时电机性能的变化规律,进而总结出设计思路;然后,以一台裂齿式游标电机为基准样机,按照所提思路重新设计一台高功率因数的电机,并采用遗传算法对电机主要设计参数进行多目标优化;最后,与基准样机进行性能对比,结果表明所设计电机的功率因数更高,验证了理论分析和所提设计思路的有效性。

关键词: 游标电机; 功率因数; 绕组函数法; 多目标优化

0　引言

在直驱技术领域,磁场调制型永磁电机以其高转矩密度和低振动噪声而受到了广泛的研究和应用。在众多磁场调制型电机中,永磁游标电机(Permanent Magnet Vernier Motor, PMVM)是这类电机中最简单的一种,与传统永磁电机类似,可设计成单气隙结构,方便生产。然而,PMVM 的功率因数普遍偏低,限制了 PMVM 在工业中的应用[1]。

相关研究认为,导致 PMVM 功率因数偏低有几个原因,主要是转子磁铁极数增多、漏磁增加[2-3]以及气隙磁密过低[4]。为了解决这一问题,一些学者设计出各种复杂结构,如 Halbach 磁阵[5]、模块化定子[6]、双定子[7]和改良的绕组连接方式[8]等。虽然这些方案提高了 PMVM 的功率因数,但使电机结构复杂化。以往的研究[9-10]以气隙谐波为桥梁,探讨了磁场调制电机功率因数的本质原理,通过分层优化等方法提高了电机的功率因数,但效果较为有限。文献[11]采用的极槽配合表现出了高功率因数特性。此外,文献[12]为六相表贴式电机建立了功率因数方程,基于该方程通过优化结构实现了高功率因数设计。这表明,在不增加结构复杂性的前提下,从设计上实现高功率因数是有可能的。

基于此,本文从设计角度寻求改进方案。首

基金项目: 2021 年广东省线下一流本科课程(粤教高函[2022]10 号-二 122);国家自然基金青年科学基金项目(62103109);广州市开发区科技计划项目(2018GH13)

2021 Guangdong Provincial First-class Offline Undergraduate Course (Yuejiao Gaohan [2022] No. 10-2nd Category, No. 122); Young Scientists Fund of the National Natural Science Foundation of China (62103109); Guangzhou Science and Technology Planning Project (2018GH13)

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

先,推导了电机结构与功率因数的关系;其次,基于有限元法分析了关键结构参数;然后,提出高功率因数的设计思路,并以一台电机为例进行改良设计,实现功率因数的提升;最后,采用遗传算法对电机结构参数进行了多目标优化。通过性能对比验证了设计方案的有效性。

1 功率因数表达式推导

仅针对分数槽集中双层绕组,并联支路数取1,且永磁体为表贴式的游标电机,在传统 $I_d=0$ 控制方式下的情况作推导。绕组电阻压降很小,可忽略不计,功率因数角由图1所示的电压相量图来解释。功率因数表达式如式(1)所示:

$$\cos\varphi=\frac{1}{\sqrt{1+\left(\dfrac{\omega L_q I_q}{E_0}\right)^2}} \tag{1}$$

式中:φ 为功率因数角;I_q 为交轴电流;E_0 为空载反电动势;L_q 为交轴电感;ω 为转子角频率。

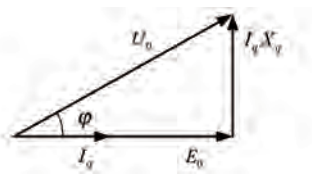

图1 电压相量图

Fig. 1 Voltage phasor diagram

式(1)中无法体现出与具体结构参数间的联系,因此需对 L_q 和 E_0 作进一步解析。

1.1 空载反电动势

三相磁场调制电机的空反电动势 E_{0_ph} 表达式可参考文献[13]推导出:

$$E_{0_ph}=\frac{1}{\sqrt{2}}k_\sigma k_{w1}N_{ph}D_g l_{ef}\omega B_m=\frac{1}{3\sqrt{2}}k_\sigma k_{w1}NZD_g l_{ef}\omega B_m \tag{2}$$

式中:k_σ 为漏磁系数;k_{w1} 为基波绕组因数;N_{ph} 为每相绕组串联匝数;N 为线圈串联匝数;Z 为电机总槽数;D_g 为气隙直径;l_{ef} 为铁心轴向长度;B_m 为气隙磁密基本分量的幅值。

1.2 交轴电感

永磁体采用表贴式时,磁导与转子位置无关,经 d-q 变换后得出交轴电感 L_q 与相自感 L_A、互感 L_M(以A相为例)之间的关系:

$$L_q=t(L_A-L_M)=t(L_{AA}-L_{AM}+L_\sigma-L_{\sigma M}) \tag{3}$$

式中:L_{AA}、L_{AM} 分别为电枢反应自感、互感;L_σ、$L_{\sigma M}$ 分别为泄漏自感、互感;t 为电机所含的单元电机数量,其值为总槽数 Z 与总极对数 p 的最大公约数。

为简化计算,后续针对单元电机进行分析。单元电机的槽数 Z_t、极对数 p_t 满足以下关系:

$$Z_t=\frac{Z}{t} \tag{4}$$

$$p_t=\frac{p}{t} \tag{5}$$

1.2.1 电枢反应电感

电枢反应电感可以使用绕组函数法计算,结果中也将包含谐波漏感分量。利用匝数函数和绕组函数对绕组的电感进行计算[14],具体计算如式(6)和式(7)所示(以A相为例):

$$L_{AA}=\mu_0 r_g l_{ef}\int_0^{2\pi}\frac{1}{g_e}n_A(\theta)N_A(\theta)\mathrm{d}\theta \tag{6}$$

$$L_{AB}=\mu_0 r_g l_{ef}\int_0^{2\pi}\frac{1}{g_e}n_A(\theta)N_B(\theta)\mathrm{d}\theta \tag{7}$$

式中:μ_0 为真空磁导率;r_g 为气隙半径;g_e 为等效气隙长度;$n_A(\theta)$ 为A相匝数函数;$N_A(\theta)$ 为A相绕组函数;L_{AB} 为AB两相之间的互感;$N_B(\theta)$ 为B相绕组函数。

$n_A(\theta)$ 和 $N_A(\theta)$ 是分别反映A相绕组在圆周空间上匝数和磁动势波形分布的函数。具体计算过程可参照文献[15-16]。

(1) 电枢反应自感

当 Z_t 为偶数时,各相绕组的磁动势波形与匝数在分布上重合,即绕组函数等于匝数函数。自感计算式为

$$L_{AA}=\mu_0 r_g l_{ef}\int_0^{\frac{2\pi}{t}}\frac{1}{g_e}N_A^2(\theta)\mathrm{d}\theta=\mu_0 r_g l_{ef}\frac{Z_t}{m}\int_0^{\frac{2\pi}{tZ_t}}\frac{1}{g_e}N^2\mathrm{d}\theta=\frac{2\pi}{3t}N^2\frac{\mu_0 r_g l_{ef}}{g_e} \tag{8}$$

式中:m 为相数。

当 Z_t 为奇数时,绕组函数的空间分布与匝数函数不同,其正负半波幅值相差 $2N/Z_t$。自感计算式为

$$L_{AA}=\mu_0 r_g l_{ef}\left(\frac{Z_t+m}{2m}\int_0^{\frac{2\pi}{Z}}\frac{1}{g_e}\frac{Z_t-1}{Z_t}N^2\mathrm{d}\theta+\right.$$

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

$$\frac{Z_t - m}{2m}\int_0^{\frac{2\pi}{Z}} \frac{1}{g_e}\frac{Z_t + 1}{Z_t}N^2 \mathrm{d}\theta \Bigg) = \frac{2\pi(Z_t^2 - 3)}{3tZ_t^2}N^2\frac{\mu_0 r_g l_{ef}}{g_e} \tag{9}$$

（2）电枢反应互感

当 Z_t 为偶数时，绕组函数与匝数函数相同，且每相绕组的绕组函数与其他相的匝数函数不交叠，则两者的乘积为 0，所以任意两相绕组互感 $L_M = 0$。

当 Z_t 为奇数时，每相绕组匝数函数的平均值不为 0。也就是说，在某一相绕组所占据的空间位置上，其余两相绕组的绕组函数均为 $-\overline{n(\theta)}$。因此以 A 相为例，根据式(7)可得互感计算式为

$$L_{AM} = \mu_0 r_g l_{ef}\int_0^{\frac{2\pi}{t}} \frac{1}{g_e}n(\theta)[-\overline{n(\theta)}]\mathrm{d}\theta = -\frac{2\pi}{tZ_t^2}N^2\frac{\mu_0 r_g l_{ef}}{g_e} \tag{10}$$

1.2.2 绕组漏电感

绕组漏电感主要包括谐波漏感、槽漏感、端部漏感[17]和齿尖漏感。以上计算电枢反应电感的过程已包含谐波漏感分量，接下来考虑其余分量。

（1）槽漏感

单层绕组时，所有槽内均只有一相绕组，各相绕组间几乎不存在槽漏互感。但采用双层绕组时，部分槽内会有某两相的绕组线圈边，则两相之间会产生槽漏互感。且不同槽极配合下绕组的拓扑结果各不相同，则各相槽自漏感和互漏感的结果相应改变[18]。下面对自感与互感进行分别计算。

所分析的定子槽采用如图 2 所示的平底槽结构。则一个槽的槽比漏磁导计算式为

$$\lambda_{ss} = \frac{h_{s0}}{b_{s0}} + \frac{2h_{s2}}{3(b_{s0} + b_{s2})} \tag{11}$$

式中：h_{s0} 和 h_{s2} 分别为定子槽口高度和槽身高度；b_{s0} 和 b_{s2} 分别为定子槽口宽度和定子槽底宽度。

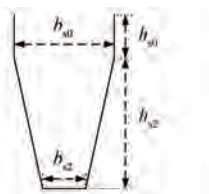

图 2 定子槽结构

Fig. 2 Stator slot structure

单元电机中，每相绕组各占 $Z_t/3$ 个槽。其中有 x_t 个槽里面只有 A 相绕组，那么就有 $Z_t/3 - x_t$ 个槽里面同时有 A 相与另一相绕组的组合。则 A 相绕组的磁链为

$$\begin{aligned}\psi_{s_AA} &= \mu_0 l_{ef}\left(\frac{N_s}{2}\right)^2\Bigg[(\lambda_1 i_A + \lambda_{12} i_A)x_t + (\lambda_2 i_A + \lambda_{21} i_A)x_t + \lambda_1 i_A\left(\frac{Z_t}{3} - x_t\right) + \lambda_2 i_A\left(\frac{Z_t}{3} - x_t\right)\Bigg]\\ \psi_{s_AB} &= \mu_0 l_{ef}\left(\frac{N_s}{2}\right)^2\lambda_{12} i_B\left(\frac{Z_t}{3} - x_t\right)\\ \psi_{s_AC} &= \mu_0 l_{ef}\left(\frac{N_s}{2}\right)^2\lambda_{21} i_C\left(\frac{Z_t}{3} - x_t\right)\end{aligned} \tag{12}$$

式中：ψ_{s_AA}、ψ_{s_AB}、ψ_{s_AC} 分别为 A 相绕组与 A、B、C 相绕组交链的槽漏磁链；i_A、i_B、i_C 分别为 A、B、C 相电流；λ_1、λ_2 为槽内两层绕组的自感槽比漏磁导；λ_{12}、λ_{21} 为两层绕组之间的互感槽比漏磁导；N_s 为每槽导体数。

理论上可近似认为：

$$\lambda_1 = \lambda_2 \approx \lambda_{12} = \lambda_{21} \approx \lambda_{ss} \tag{13}$$

则每相槽漏自感和槽漏互感的计算式为

$$\begin{aligned}L_{s_AA} &= \mu_0 l_{ef}N^2[(\lambda_1 + \lambda_2 + \lambda_{12} + \lambda_{21})x_t + (\lambda_1 + \lambda_2)\left(\frac{Z_t}{3} - x_t\right)] \approx \mu_0 l_{ef}N^2\lambda_{ss}\left(\frac{2}{3}Z_t + 2x_t\right)\\ L_{s_M} &= -\mu_0 l_{ef}N^2\lambda_{12}\left(\frac{Z_t}{3} - x_t\right) \approx -\mu_0 l_{ef}N^2\lambda_{ss}\left(\frac{Z_t}{3} - x_t\right)\end{aligned} \tag{14}$$

采用双层绕组的单元电机中，常见极槽配合的 x_t 值可以参考表 1。

表 1 不同极槽配合下单元电机中只含某一相绕组的槽数

Tab. 1 Number of slots in a unit motor containing only a certain phase winding under different pole-slot combinations

$Z_t/2p$	x_t
3/2；3/4	0
9/8；9/10；12/10；12/14；18/14；18/22	2
15/14；15/16	4
21/16；21/26	2
21/20；21/22；24/22；24/26	6

（2）端部漏感

集中绕组采用齿绕方式，其端部很短，且绕组

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

间几乎不存在互感。若铁心轴向长度相对于径向尺寸较大时,端部漏感比其他各项电感值小很多,此时可将其忽略。一般来说,集中绕组的端部漏感(一相自感)可按照经验公式计算[18]:

$$L_{\mathrm{end}} = 2n_{\mathrm{ph_}t}N^2k_{\mathrm{w1}}^2 l_{\mathrm{e_av}}\mu_0\mu_{\mathrm{e}} \tag{15}$$

式中:$n_{\mathrm{ph_}t}$ 为单元电机一相绕组串联线圈数(双层绕组时 $n_{\mathrm{ph_}t}=Z_t/3$);μ_{e} 为端部环境的相对磁导率,可取 1.1~2;$l_{\mathrm{e_av}}$ 为端部平均长度。

对于双层绕组,端部结构如图 3 所示。端部平均长度计算如式(16)所示:

$$l_{\mathrm{e_av}} = \frac{\pi(w_{\mathrm{t}} + w_{\mathrm{s}}/2)}{2} \tag{16}$$

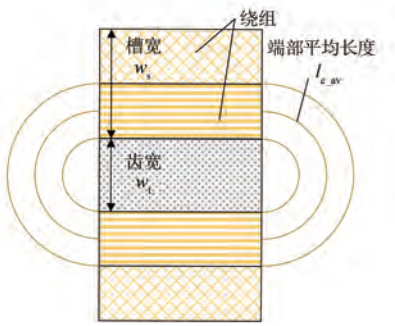

图 3 双层绕组端部结构

Fig. 3 End structure of double-layer winding

(3) 齿尖漏感

齿尖漏感是由于小部分泄露磁通不经过转子铁心,由气隙从一个齿尖出发到相邻的齿尖上闭合所产生,齿尖漏感的大小受气隙长度影响。在游标电机中,由于调制需要,其定子齿宽占空比通常接近 50%,故齿尖漏磁通很少,可认为齿尖漏感对功率因数的影响很小,为便于分析将其忽略。

1.2.3 交轴电感

根据式(9)和式(10)可知,在不同极槽配合、不同绕组层数下,电枢反应自感与互感相减后结果与式(8)相同,所以交轴电感的表达式形式也是统一的。

综上,将式(8)、式(14)和式(15)代入到式(1)中,可得电机的交轴电感表达式为

$$L_q = \mu_0 N^2\left[\frac{2\pi}{3}\frac{r_{\mathrm{g}}l_{\mathrm{ef}}}{g_{\mathrm{e}}} + \lambda_{\mathrm{ss}}(Z + t\cdot x_t)l_{\mathrm{ef}} + \frac{2}{3}Zk_{\mathrm{w1}}^2 l_{\mathrm{e_av}}\mu_{\mathrm{e}}\right] \tag{17}$$

等效气隙长度 g_{e} 与永磁体厚度 h_{m}、实际气隙长度 g 之间关系为

$$g_{\mathrm{e}} = g + h_{\mathrm{m}} \tag{18}$$

1.3 功率因数表达式

最后,综合式(1)、式(2)和式(17),并整理可得功率因数与电机各结构参数的关系如式(19)所示:

$$\cos\varphi = \left\langle 1 + \left\{\frac{\sqrt{2}NI\mu_0}{Zk_\sigma k_{\mathrm{w1}}D_{\mathrm{g}}B_{\mathrm{m}}}\left[\frac{\pi D_{\mathrm{g}}}{g + h_{\mathrm{m}}} + 3\lambda_{\mathrm{ss}}(Z + t\cdot x_t) + 2Zk_{\mathrm{w1}}^2\frac{l_{\mathrm{e_av}}}{l_{\mathrm{ef}}}\mu_{\mathrm{e}}\right]\right\}^2\right\rangle^{-\frac{1}{2}} \tag{19}$$

考虑到端部漏感相较于其他电感值较小,为便于分析,可将式(19)进一步简化为

$$\cos\varphi = \left\{1 + \left(\frac{\sqrt{2}NI\mu_0}{Zk_\sigma k_{\mathrm{w1}}D_{\mathrm{g}}B_{\mathrm{m}}}\right)^2 \times \left[\frac{\pi D_{\mathrm{g}}}{g + h_{\mathrm{m}}} + 3\lambda_{\mathrm{ss}}(Z + t\cdot x_t)\right]^2\right\}^{-\frac{1}{2}} \tag{20}$$

2 主要结构参数及其影响

由式(1)可知游标电机的功率因数受空载反电动势 E_0、交轴电感 L_q 影响。式(20)将影响功率因数大小的参数由 E_0、L_q 进一步转化为游标电机设计过程中涉及的极槽配合、永磁体厚度、极弧系数、气隙长度以及定子齿槽等结构参数。

2.1 极槽配合

从式(20)可知,功率因数与匝数、绕组系数、定子槽数以及槽比漏磁导有关。而这几项参数又与极槽配合在设计上相互制约,且极槽配合对空载反电动势、齿槽转矩等性能也有较大影响。可见极槽配合的选择尤为重要。

首先,绕组系数 k_{w1} 与功率因数之间存在着正相关性,k_{w1} 更高意味着反电动势 E_0 更大,这与式(1)增大 E_0 可以优化功率因数统一。而集中绕组的节距为 1,k_{w1} 可以根据极槽配合加以确定。为了提高功率因数和绕组性能,应采用绕组系数较大的极槽配合。

由式(2)可知,在绕组系数及其他参数一致时,槽数 Z 越多,感应出相同 E_0 所需的线圈匝数 N 越少,功率因数就越高。槽比漏磁导 λ_{ss} 与槽结构有关,在定子尺寸和槽型不变时,Z 越多,槽内空间就越小,相应 λ_{ss} 就越大。虽然从式(20)看,N 和 λ_{ss} 的减小都有助于提高功率因数,但由于受

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

限于 Z，N 和 λ_{ss} 的变化趋势是相反的。当 Z 较少时，λ_{ss} 很小，在忽略 λ_{ss} 的情况下可简单认为 Z 越多，越有利于提高功率因数；但当 Z 增加到一定数量后，λ_{ss} 会越来越大，且极数增多也使转子漏磁加重，气隙中由永磁体激发的磁通量减少，此时反而会使功率因数下降。

为了合理比较不同极槽配合对功率因数的影响，在电机设计上均采用了统一标准，电机尺寸、电密度、额定功率、额定转速、永磁体用量、绕组结构、气隙长度以及调制齿占空比均一致。同时确保电机的空载反电动势、输出转矩值和绕组系数等性能指标非常接近，如图 4 所示。不同极槽配合的游标电机的二维有限元模型如图 5 所示。

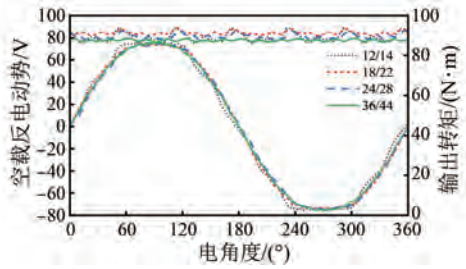

图 4　不同极槽配合的电机性能

Fig. 4　Motor performance under different pole-slot combinations

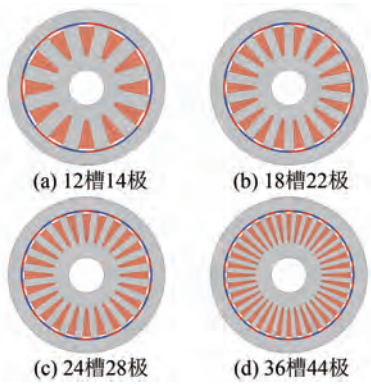

图 5　游标电机二维模型

Fig. 5　Two-dimensional models of vernier motors

图 6 为额定功率因数随槽数的变化关系。由图 6 可知，随槽数的增加，功率因数呈先增大后减小的趋势，与上述分析一致，可见槽数设计过少会严重影响游标电机的功率因数。由于极槽配合只能在设计初期选取，一旦确定，无法在后续优化中改动，此外其对于功率因数具有无法忽视的影响，所以在设计前期就应该重视对极槽配合的选择。

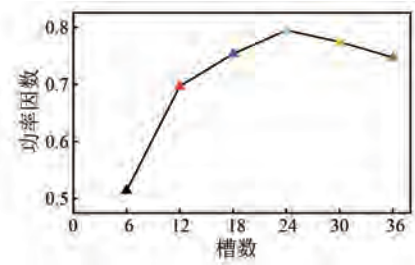

图 6　不同槽数下电机的额定功率因数

Fig. 6　Rated power factor of motor with different slot numbers

2.2　永磁体及气隙结构

游标电机功率因数偏低的另一个重要原因是永磁体激发的气隙磁通密度相对较低。而永磁磁动势和磁导是决定气隙磁密的关键因素，所以通过调整相关的结构参数来提高功率因数是合理且可行的。在表贴式电机中，影响气隙磁密的结构主要为永磁体径向厚度、气隙长度以及极弧系数。

从式(20)可以直观地看到，永磁体厚度与功率因数有明显的正相关性。同样地，增大永磁体极弧系数也能有效提高永磁磁动势，从而增大气隙磁密及空载反电动势。图 7 为功率因数随永磁体厚度和极弧系数变化的曲线，可见增加永磁体厚度和极弧系数均能有效提高功率因数，但提高的速度会越来越慢，最终趋向于一个定值。以上措施可以简单归结为增大永磁体用量，牺牲造价来换取性能。

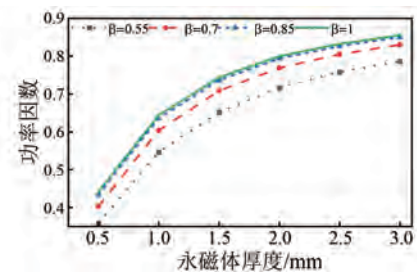

图 7　永磁体厚度、极弧系数与功率因数的关系

Fig. 7　Relationships between permanent magnet thickness，pole arc coefficient and power factor

另一方面，调整气隙长度可以改变磁路磁导，从而影响气隙磁密的大小。图 8 为气隙长度与电机性能的关系。由图 8 可知，单独改变气隙长度时，功率因数和输出转矩平均值都发生显著变化，说明适当缩短气隙长度可以在增大输出转矩的同时，有效提高电机的功率因数。

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

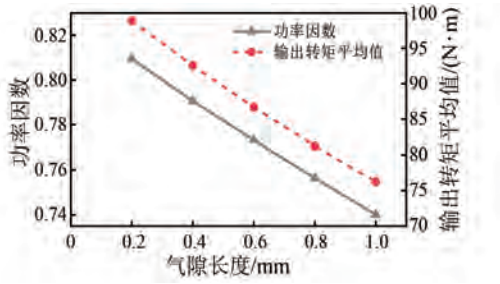

图 8 气隙长度与电机性能的关系

Fig. 8 Relationship between air gap length and motor performance

2.3 定子齿槽结构

由式(20)可知,各种漏感对功率因数也存在一定影响,其中槽漏感的影响最大。而槽漏感主要由槽内空间大小以及齿槽结构决定,因此有必要对定子槽结构进行简要分析。

图 9 为定子槽口宽度与功率因数及平均转矩值的关系图。随着槽口宽度增大,调制齿宽相应减小,从而增大槽内空间,式(11)中的槽比漏磁导相应减小,功率因数得以提高,但同时也会减小定子齿宽度,使磁路变窄,从而输出转矩相应减小。一般而言,在调制单元的设计中,需谨慎选择调制块的宽度,调制块宽度过大或过小都不利于同时优化转矩和功率因数两项性能。在开槽式结构中,尤其需要注意将调制齿宽与槽口宽度的设计控制在合适的范围内,避免两者之间的差异过大。因此开槽式结构中,应相应使调制齿宽与槽口宽度成近 1∶1的关系。

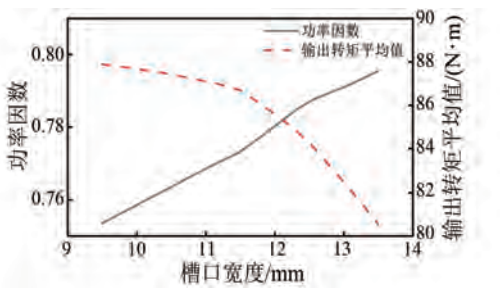

图 9 定子槽口宽度与电机性能的关系

Fig. 9 Relationship between stator slot width and motor performance

3 设计实例

综上,提高游标电机功率因数的具体设计思路为:首先,在设计初期对游标电机的极槽配比和绕组结构进行深入研究与对比分析,从中优选出最理想的极槽配比方案;然后,依据所选极槽配比,明确永磁体布置方式、定子槽形状等电机核心配置参数;最后,对气隙大小、永磁体用量和定子槽面积等细微尺寸进行精细优化调整,以最大程度地提升游标电机的功率因数性能。

应注意的是,调整相关结构参数也会影响电机的其他性能指标,如改变气隙长度同样会使输出转矩、齿槽转矩发生变化;改变永磁体厚度和极弧系数也关系到永磁体用量,即成本问题。因此优化过程需综合其他问题进行考虑。

以一台 12 槽 38 极集中绕组裂齿式 PMVM 为基准,在不改变功率、电机尺寸以及电密度等前提下,重新设计出一台高功率因数的游标电机。具体设计参数如表 2 所示。

表 2 PMVM 设计参数

Tab. 2 PMVM design parameters

参数名称	参数值
额定功率/kW	2.5
相数	3
相电流峰值/A	25
额定转速/(r·min^{-1})	300
额定转矩/(N·m)	78
转矩波动/%	≤5

3.1 初始设计

所设计的电机结构如图 10(b)所示,初始设计中转子永磁体同样采用内置“V”型聚磁结构。在此基础上,因裂齿结构会增大漏磁通路,所以将调制单元设计为开槽式结构。在极槽配合的选择上,由图 6 可知在当前电机尺寸下,槽数为 24 能实现最优的功率因数,而槽数在 18 以上也可使功率因数相对较好。以上结论尽管是以表贴式电机为例所推出的,其对于内置式电机来说仍具有参考意义。此外,若所选槽数过多,会导致永磁体数相应增多,转子的机械强度也难以得到保证。因此在综合考虑绕组系数、转子机械强度以及齿槽转矩等因素后,最终选用 18 槽 22 极的方案,其中绕组极数为 14 极。

为尽可能地降低电机的转矩波动,对转子硅钢片近气隙一侧的外形进行改良。具体而言,从“V”形永磁体的中轴线与转子内径的交点出发,沿两侧向外延伸出精确的切线,随后针对铁心中处于这些切线向电机中轴区域的部分进行精确地切除处理,以形成不等厚气隙的改进结构。此改

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

动在一定程度上可以提升永磁体所激发磁通的正弦度，但同时也等效于增大气隙长度，因此会使转矩性能发生变化。

图 11 为改良前后游标电机的输出转矩性能对比图。由图 11 可知，采用此改良结构能有效降低电机的转矩波动，且转矩均值牺牲较小。

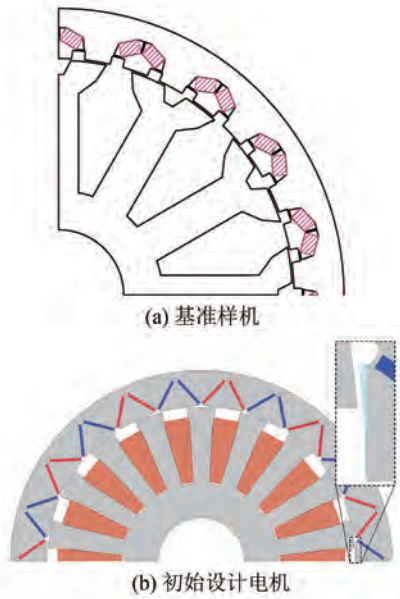

图 10　PMVM 结构

Fig. 10　Structure of PMVM

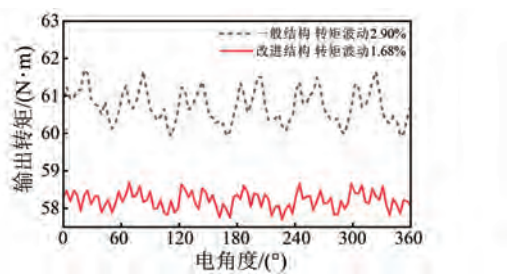

图 11　改良前后转矩对比

Fig. 11　Comparison of torque before and after optimization

3.2　初步对比

图 12 为额定运行时，初始设计电机与基准样机的主要性能对比。初始电机的功率因数为 0.82，高于基准样机的 0.71。在转矩性能对比上，初始电机平均转矩值为 57 N·m，低于基准样机的 83 N·m，这是由于初步设计时永磁体用量仅有 71 280 mm^3，比基准样机的用量 91 600 mm^3 减少了 22%。这显然导致转矩值不能满足设计要求，需在后续优化中增加永磁体用量。

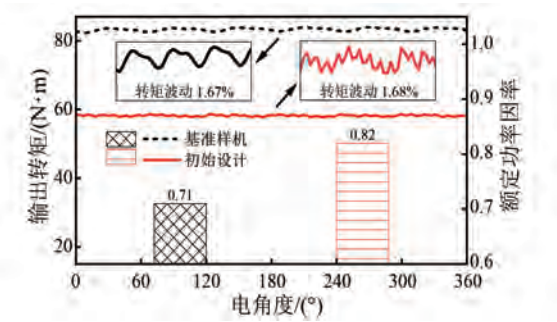

图 12　初始设计电机与基准样机的性能对比

Fig. 12　Performance comparison between initial design motor and benchmark prototype motor

4　电机优化及性能分析

根据上述分析，初始设计电机的性能还具有提升空间，为此在额定运行工况下作进一步优化。

4.1　灵敏度分析

对设计变量进行灵敏度分析是最常见的降维方法[19]。通过剔除灵敏度低的变量，可以降低优化过程中设计空间的维度，减少所需样本，提高优化速度和精度。

因此首先进行确定性试验数据采集和灵敏度分析，结果如图 13 所示。以输出转矩平均值、转矩波动以及功率因数作为输出响应，选取定子槽口宽度 b_{s0}、槽底宽度 b_{s2}、转子内径 D_r、转子槽深 H_r、永磁体长度 L_m、永磁体厚度 h_m、永磁体夹角 θ_m、隔磁桥宽 W_b 和气隙长度 g 这九个结构参数作为输入变量。由图 13 可知，L_m、h_m、g 和 b_{s2} 对功率因数有较高的灵敏度，与前一节的分析结论具有一致性。

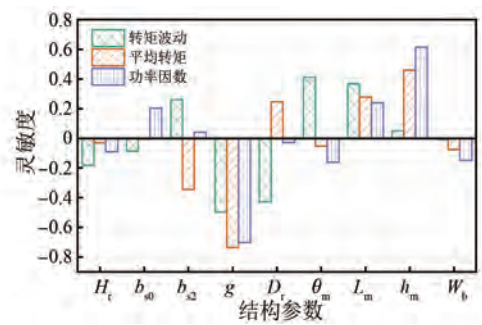

图 13　灵敏度分析

Fig. 13　Sensitivity analysis

4.2　多目标优化

选取 L_m、h_m、g 和 b_{s2} 四个灵敏度较高的电机参数作为优化变量，并以输出转矩、转矩波动和功

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

率因数为优化目标,具体的目标函数定义如式(21)所示:

$$\begin{cases} \text{Pareto Optional Solution } s.t. \left[\max: T_{avg},\right. \\ \left.\max: \cos\varphi, \min: T_{rip}\right] \\ s.t.: T_{avg} \geqslant 78\ \text{N}\cdot\text{m} \\ \cos\varphi \geqslant 85\% \\ T_{rip} \leqslant 5\% \\ g \geqslant 0.5\ \text{mm} \end{cases} \tag{21}$$

根据确定性试验数据生成反映输入和输出之间关系的响应面模型,并基于此模型采用遗传算法进行优化。经寻优可得到代表三个性能指标之间最优解集的 3D Pareto 前沿,如图 14 所示。权衡三个指标后,从中选出一个最优设计,后续对此结果进行有限元验证及对比分析。

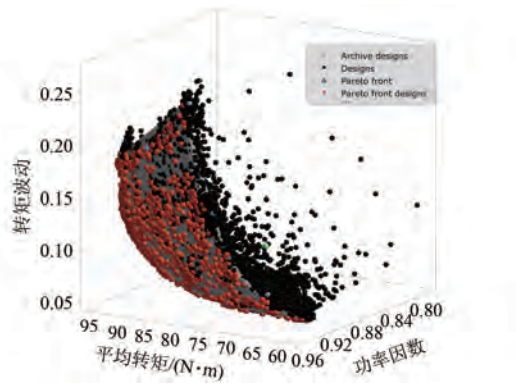

图 14 多目标优化的 3D Pareto 前沿

Fig. 14 3D Pareto front for multi-objective optimization

4.3 性能对比

表 3 为优化后电机与基准样机的主要结构参数对比。所研究的电机主要针对极槽配比、气隙长度、转子永磁体和定子槽等结构参数进行设计与优化。

表 3 电机主要参数对比

Tab. 3 Comparison of main parameters of motors

参数名称	参数值	
	基准 PMVM	优化 PMVM
额定功率/kW	2.5	2.5
额定电流峰值/A	25	25
额定转速/(r·min^{-1})	300	300
电机轴长/mm	60	60
电机外径/mm	220	220
槽极配比	12/38	18/22
调制齿数	24	18
绕组匝数	40	27
永磁体量/mm^3	91 600	87 120
气隙长度/mm	0.6	0.5

图 15 为优化后游标电机在额定运行条件下的相电压电流关系图。由图 15 可知,相电压波形的正弦度较好;电压与电流之间的相位差很小,由此可知优化后电机具有较高的额定功率因数。

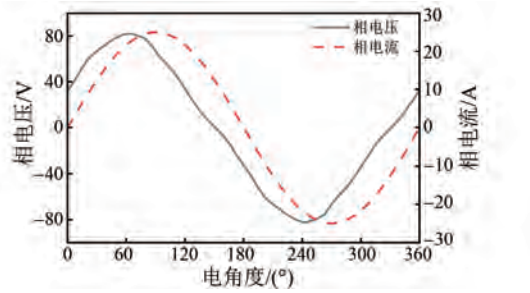

图 15 额定运行条件下电压电流关系

Fig. 15 Voltage-current relationship under rated operating conditions

图 16 为优化后电机与基准样机的性能对比图。经多目标优化后,功率因数从初始设计电机的 0.82 提升至 0.87,远高于基准样机的 0.71;转矩波动为 1.6%,比基准样机小;此外,优化中增加了永磁体用量,平均转矩提高至 80.4 N·m。

转矩值相较于基准样机的 83 N·m 虽略有不足,但也能满足基本设计要求。导致转矩值低的原因,主要是采用了不等厚气隙设计,增大了齿部两端的气隙长度,其平均气隙长度实际上比基准样机要大得多。使得在降低转矩波动的同时,对转矩均值稍有牺牲。尽管如此,通过上述对比分析,仍可验证所提优化设计思路对提高游标电机的功率因数是合理有效的。

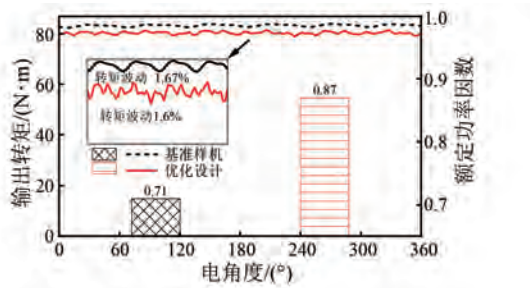

图 16 优化后电机与基准样机性能对比

Fig. 16 Performance comparison between optimized motor and benchmark prototype motor

5 结语

本文研究了游标电机的主要设计参数对功率因数的影响,设计了一台具有高功率因数的游标

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

电机，并对其进行性能优化和对比分析。具体结论如下：

（1）以分数槽集中绕组三相表贴式游标电机为例，推导功率因数的表达式，从而得到功率因数与各项设计参数间的关系。在此基础上，结合有限元法研究了影响功率因数的主要设计参数，由此提出优化设计思路，为电机的进一步优化提供理论支撑。

（2）以一台裂齿式电机为基准样机，设计了一台 18 槽 22 极游标电机。选取电机的部分设计参数作灵敏度分析，对电机进行多目标优化，并将优化后电机与基准样机进行性能比较。结果表明，优化后电机的功率因数为 0.87，相较于基准样机，功率因数提高了 22.5%，验证了所提优化方法的合理性和有效性。

参 考 文 献

[1] FANG L，LI D，REN X，et al. A novel permanent magnet vernier machine with coding-shaped tooth [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics，2022，69(6)：6058-6068.

[2] KIM B，LIPO T A. Operation and design principles of a PM vernier motor [J]. IEEE Transactions on Industry Applications，2014，50(6)：3656-3663.

[3] 石玉君，程子活，蹇林旎. 两种典型的场调制型永磁电机的对比分析[J]. 电工技术学报，2021，36(1)：120-130.
SHI Y J，CHENG Z H，JIAN L N. Comparative analysis of two typical field modulated permanent-magnet machines [J]. Transactions of China Electrotechnical Society，2021，36(1)：120-130.

[4] LIN Q，NIU S，FU W N. Design and optimization of a dual-permanent-magnet vernier machine with a novel optimization model [J]. IEEE Transactions on Magnetics，2020，56(3)：1-5.

[5] FU W N，HO S L. A quantitative comparative analysis of a novel flux-modulated permanent-magnet motor for low-speed drive [J]. IEEE Transactions on Magnetics，2010，46(1)：127-134.

[6] ZHAO Y，REN X，FAN X，et al. A high power factor permanent magnet vernier machine with modular stator and yokeless rotor [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics，2023，70(7)：7141-7152.

[7] LI D，QU R，LIPO T A. High-power-factor vernier permanent-magnet machines [J]. IEEE Transactions on Industry Applications，2014，50(6)：3664-3674.

[8] LIU Y，LI H Y，ZHU Z Q. A high-power factor vernier machine with coil pitch of two slot pitches [J]. IEEE Transactions on Magnetics，2018，54(11)：1-5.

[9] WU D，XIANG Z，ZHU X，et al. Optimization design of power factor for an in-wheel vernier PM machine from the perspective of air-gap harmonic modulation [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics，2021，68(10)：9265-9276.

[10] 周健荣，樊德阳，项子旋，等. V 型游标永磁电机功率因数内在机理及其提升方法[J]. 电工技术学报，2023，38(14)：3789-3799.
ZHOU J R，FAN D Y，XIANG Z X，et al. Investigation on the production mechanism of power factor of V-type vernier permanent magnet machine and improvement method [J]. Transactions of China Electrotechnical Society，2023，38(14)：3789-3799.

[11] LI X，CHAU K T，CHENG M. Comparative analysis and experimental verification of an effective permanent-magnet vernier machine [J]. IEEE Transactions on Magnetics，2015，51(7)：1-9.

[12] LI X，WEI Z，ZHAO Y，et al. Design and analysis of surface-mounted permanent-magnet field-modulation machine for achieving high power factor [J]. IEEE Transactions on Industrial Electronics，2024，71(5)：4375-4386.

[13] 徐亮，刘国海，赵文祥，等. 容错式永磁游标电机关键参数分析及实验研究[J]. 中国电机工程学报，2016，36(18)：5035-5042+5128.
XU L，LIU G H，ZHAO W X，et al. Leading design parameter analysis and experimental validation of a fault tolerant permanent magnet vernier machine [J]. Proceedings of the CSEE，2016，36(18)：5035-5042+5128.

[14] NOVOTNY D W，LIPO T A. Vector Control and Dynamics of AC Drives [M]. Clarendon：Oxford University Press，1996.

[15] EL-REFAIE A M，ZHU Z Q，JAHNS T M，et al. Winding inductances of fractional slot surface-mounted permanent magnet brushless machines [C]//2008 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting，Edmonton，2008.

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

[16] 佟文明, 吴胜男, 安忠良. 基于绕组函数法的分数槽集中绕组永磁同步电机电感参数研究[J]. 电工技术学报, 2015, 30(13): 150-157.
TONG W M, WU S N, AN Z L. Study on the inductance of permanent magnet synchronous machines with fractional slot concentrated winding based on the winding function method [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2015, 30(13): 150-157.

[17] 陈益广. 分数槽集中绕组永磁同步电机的电感计算[J]. 电工技术学报, 2014, 29(3): 119-124.
CHEN Y G. Inductance calculation of permanent magnet synchronous machines with fractional-slot concentrated winding [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2014, 29(3): 119-124.

[18] 周晨曦. 电动汽车分数槽集中绕组内置式永磁同步电机的分析与设计[D]. 杭州: 浙江大学, 2022.
ZHOU C X. Design and analysis of fractional slot concentrated winding interior permanent magnet synchronous motor for electric vehicle applications [D]. Hangzhou: Zhejiang University, 2022.

[19] 谢冰川, 张岳, 徐振耀, 等. 基于代理模型的电机多学科优化关键技术综述[J]. 电工技术学报, 2022, 37(20): 5117-5143.
XIE B C, ZHANG Y, XU Z Y, et al. Review on multidisciplinary optimization key technology of electrical machine based on surrogate models [J]. Transactions of China Electrotechnical Society, 2022, 37(20): 5117-5143.

收稿日期:2024-01-23
收到修改稿日期:2024-04-22

作者简介:

任永康(1996-),男,硕士研究生,研究方向为磁场调制型永磁电机的设计与优化,408853769@qq.com;

*通信作者:谷爱昱(1970-),女,博士,副教授,研究方向为电机及其系统、特种电磁装置,guay@gdut.edu.cn。

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.

 DOI: 10.12177/emca.2024.065

Design Concept of Vernier Motor Based on High Power Factor

REN Yongkang, GU Aiyu*, LE Min

School of Automation, Guangdong University of Technology, Guangzhou 510006, China

Key words: vernier motor; power factor; winding function approach; multi-objective optimization

Vernier motors in magnetic field modulated permanent magnet motors are well-regarded for their simple structure and excellent performance. However, the power factor of vernier motors is generally low, limiting its application in industry. This is mainly due to the increase in the number of rotor magnet poles, intensification of magnetic leakage, and low air-gap magnetic density. To improve power factor, it is recommended to reduce the number of rotor magnet poles and increase air-gap magnetic density.

To address this issue, researchers both domestically and internationally have explored various methods and developed advanced structures. While some progress has been made, these solutions often increase the complexity of the motor and are not conducive to efficient manufacturing. Other studies have analyzed the issue from new theoretical perspectives and improved the original motor structure, but with limited success.

In order to improve the power factor of the three-phase vernier motor, an optimization scheme from the design perspective is proposed in this paper. The expression reflecting the relationship between motor structure and power factor is derived according to relevant theories, and the influence of main structural parameters on power factor is deeply analyzed by using finite element method. Based on this, a design concept for high power factor is proposed, to provide guidance for the improvement process of the motor. The design and optimization process is shown as Fig.1.

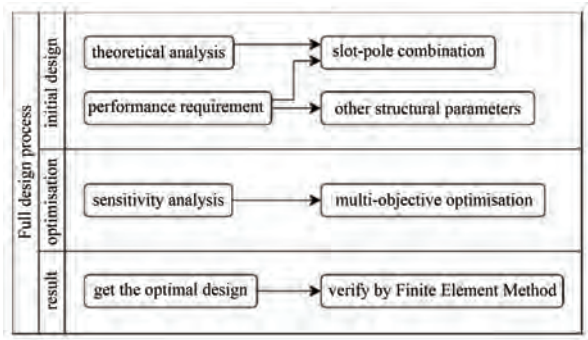

Fig. 1 The design and optimization process

Firstly, the main structural parameters of the motor are preliminarily designed according to the theoretical analysis results and performance requirements. Then, the degree of influence of each structural parameter on the power factor is determined through sensitivity analysis, parameters with lower sensitivity are eliminated, and a genetic algorithm is used to perform multi-objective optimization of the remaining parameters. Finally, the optimal result is selected from the 3D Pareto front to complete the design process of the motor. The main design parameters and performance comparison of the motor before and after optimization is shown as Tabl.1. As can be seen from Tab.1, the power factor of the optimized motor is significantly improved, which verifies the practicality of the design idea and optimization scheme.

Tab. 1 Comparison of the motors before and after optimization

Motor	Slot-pole combination	Number of turns per coil	Air-gap length/mm	Magnet volume/mm^3	Average torque/(N·m)	Power factor
Benchmark prototype motor	12/38	40	0.6	91 600	83	0.71
Optimized motor	18/22	27	0.5	87 120	75	0.87

© Editorial Office of Electric Machines & Control Application. This is an open access article under the CC BY-NC-ND 4.0 license.