

一种无刷双馈电机匝数配合的半解析优化方法^{*}

李雨莎, 王淑红, 白崧儒

(太原理工大学 电气与动力工程学院, 山西 太原 030024)

摘要: 绕组匝数的优化对提升电机性能具有重要作用, 利用解析与仿真相结合的半解析方式, 提出了一种无刷双馈电机(BDFM)定子两套绕组匝数配合的优化方法: 解析推导 BDFM 电磁功率及热负荷公式, 然后求解得到满足最大功率约束条件的所有匝数配合, 再以热负荷最小为优化目标进行解析筛选及仿真细化筛选, 最终选出在给定功率约束条件下热负荷最小的一组最优匝数配合。利用该方法对其他文献中的 BDFM 模型进行匝数优化, 验证了该方法的普遍适用性。与完全依靠有限元仿真的匝数优化方法相比, 所提方法先通过解析式快速地筛选出约三组匝数, 再经有限元仿真进行细化筛选, 最终选定这三组中的最优匝数配合, 因此大幅缩短了优化设计周期并节约了计算资源。

关键词: 无刷双馈电机; 匝数配合; 性能优化; 有限元仿真

中图分类号: TM346 **文献标志码:** A **文章编号:** 1673-6540(2022)07-0045-08

doi: 10.12177/emca.2022.055

A Semi-Analytical Optimization Method for Turns Matching of Brushless Doubly-Fed Motor^{*}

LI Yusha, WANG Shuhong, BAI Yinru

(College of Electrical and Power Engineering, Taiyuan University of Technology, Taiyuan 030024, China)

Abstract: The optimization of the number of winding turns plays an important role in improving the performance of the motor. A semi-analytical method combining analysis and simulation is used to propose a method for optimizing the number of winding turns of the two sets of windings of the brushless doubly-fed motor (BDFM). The electromagnetic power and thermal load formulas of the BDFM are analytically deduced, and then a series of turns matching satisfying the maximum power constraints are obtained. Taking the minimum thermal load as the optimization goal to carry out analytical screening and simulation refinement screening, a group of optimal turns matching with the minimum thermal load under the given power constraint is selected. Using this method to optimize the number of turns of the BDFM model in other literatures, the general applicability of the method is verified. Compared with the turn optimization method which completely relies on finite element simulation, this method filters out about three groups of turns quickly through analytical expression. Through the finite element simulation for refinement and screening, the optimal number of turns in the three groups is finally selected. Therefore, the optimization design cycle is greatly shortened and computing resources are saved.

Key words: brushless doubly-fed motor (BDFM); turns matching; performance optimization; finite element simulation

收稿日期: 2022-04-18; 收到修改稿日期: 2022-06-07

^{*} 基金项目: 山西省重点研发计划(高新领域)一般项目(201903D121024)

作者简介: 李雨莎(1996—), 女, 硕士研究生, 研究方向为特种电机理论与控制技术。

王淑红(1965—), 女, 博士, 教授, 研究方向为特种电机理论与控制技术。

白崧儒(1983—), 男, 博士, 副教授, 研究方向为特种电机理论与控制技术。

0 引言

目前风电领域的主流机型为永磁同步电机(PMSM)和双馈感应电机(DFIG)。与之相比,无刷双馈电机(BDFM)由于其拥有变频器容量小,没有电刷和滑环,系统运行的成本低,可靠性高,并有多种运行状态的特点,因此在变速恒频发电以及变频调速领域均拥有广阔的应用前景^[1-2]。

BDFM 与常规交流电机的不同之处在于其定子上有两套绕组,功率绕组(PW)直接与电网相连,控制绕组(CW)经变频器与电网相连,两套绕组极对数不同,之间没有直接的电磁耦合联系,通过转子进行能量转换。两套绕组匝数的合理配合有利于提高电机各项性能。为了提升电机运行性能,Xiong 等^[3]根据齿谐波和正弦绕组的原理,提出了一种不等匝双层线圈的设计方法,并通过仿真和试验验证了所提出的转子结构设计方法的有效性。任泰安等^[4]基于齿谐波原理提出了一种采用不等匝数同心式转子绕组的 BDFM,推导出了适用于各种绕组分布系数的计算方法,并制造了一台新型不等匝数同心式转子绕组的 BDFM 试验样机。戈宝军等^[5]基于齿谐波原理和不等匝绕组理论,提出一种基于混合式转子结构的多跨距复合式的无刷双馈发电机转子设计方案,有效地提高转子导体利用率以及功率绕组的输出功率,并以一台 450 kW 电机为例具体分析。文献[6]通过改变转子绕组每相有效匝数来改变转子电阻折算值的大小,从而实现与串电阻起动类似的起动过程和效果。文献[7]推导出软起动型绕线式 BDFM 较为通用的极槽配合选择原则,设计了 3 种不同结构的功率绕组,通过 MATLAB 软件对比分析 3 种不同结构绕组应用于电机软起动时的起动特性并制作样机进行试验验证。综上所述,现有文献大多针对 BDFM 的转子绕组结构及匝数进行优化设计,而对定子两套绕组匝数配合的研究较少。

目前无刷双馈电机定子两套绕组的匝数选取没有明确的方法,主要依靠大量的有限元仿真或借鉴异步电机的经验,计算工作量大,耗时很长。同时,由于 BDFM 含有定子两套绕组及转子绕组共三套绕组,与其他类型电机相比,其发热问题更为突出。因此,本文提出了一种以热负荷为优化目标的 BDFM 定子绕组匝数配合的半解析优化方法:通过

公式解析获得满足同一最大功率的所有匝数配合,经解析筛选及有限元仿真的细化筛选分析,最终得到一组最佳的匝数配合。与完全依靠有限元仿真的匝数优化方法相比,该半解析优化方法减少了工作量,节约了优化设计时间与计算资源。

1 定子绕组匝数配合优化

1.1 约束条件及优化目标的解析推导

设 BDFM 在稳态状态下功率绕组电流为

$$\begin{cases} i_a^0 = \sqrt{2}I_{sp}\cos(\omega_p t + \gamma) \\ i_b^0 = \sqrt{2}I_{sp}\cos(\omega_p t + \gamma - 2\pi/3) \\ i_c^0 = \sqrt{2}I_{sp}\cos(\omega_p t + \gamma - 4\pi/3) \end{cases} \quad (1)$$

控制绕组电流为

$$\begin{cases} i_u^0 = \sqrt{2}I_{sc}\cos(\omega_c t + \beta) \\ i_v^0 = \sqrt{2}I_{sc}\cos(\omega_c t + \beta \pm 4\pi/3) \\ i_w^0 = \sqrt{2}I_{sc}\cos(\omega_c t + \beta \pm 2\pi/3) \end{cases} \quad (2)$$

式中: I_{sp} 、 I_{sc} 分别为两绕组产生电流的有效值; ω_p 、 ω_c 分别为两绕组旋转磁场电角速度; γ 、 β 分别为两绕组电流初相角,超同步运行时取“+”,亚同步运行时取“-”。

以超同步运行状态为例,两套绕组建立的气隙磁场转换到转子坐标系下为

$$\begin{cases} b_{sp} = B_{spm}\cos[\omega t + \gamma - p_p(\theta - \varepsilon)] \\ b_{sc} = B_{scm}\cos[\omega t - \beta + p_c\alpha + p_c(\theta - \varepsilon)] \end{cases} \quad (3)$$

式中: B_{spm} 、 B_{scm} 分别为两绕组产生的气隙磁密幅值; ω 为转子电角速度; p_p 、 p_c 分别为两绕组极对数; α 为功率绕组 A 相与控制绕组 U 相的夹角; θ 为转子坐标系下位置; ε 为功率绕组 A 相与转子一号嵌套单元轴线的夹角。

定转子角度关系如图 1 所示。

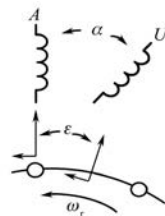


图 1 定转子参考系位置关系

在忽略转子短路环电阻的情况下,由磁通连续性定理可知,每个短路环匝链的定转子磁通大小相等方向相反,对转子坐标系下转子电流产生

的磁场进行傅里叶分解, 得到其 p_p 次磁密分量为^[8]

$$B_{rp} = \sin^2\left(\frac{\pi p_p}{p_p + p_c}\right) \cdot \left(\frac{p_p + p_c}{\pi}\right)^2 \cdot \left\{ \frac{1}{p_p^2} B_{spm} \cos(\omega t + \gamma + p_p \varepsilon - p_p \theta - \pi) + \frac{1}{p_p p_c} B_{scm} \cos[\omega t - \beta + p_c \alpha - p_c \varepsilon - p_p \theta - \pi] \right\} \quad (4)$$

p_c 次磁密分量为

$$B_{rc} = \sin^2\left(\frac{\pi p_c}{p_p + p_c}\right) \cdot \left(\frac{p_p + p_c}{\pi}\right)^2 \cdot \left\{ \frac{1}{p_p p_c} B_{spm} \cos(\omega t + \gamma + p_p \varepsilon + p_c \theta - \pi) + \frac{1}{p_c^2} B_{scm} \cos[\omega t - \beta + p_c \alpha - p_c \varepsilon + p_c \theta - \pi] \right\} \quad (5)$$

转子导条可以看作等效绕组, 转子磁场即为等效绕组中流过电流所产生的磁场, 分析其中一相, 则转子产生的 A 相 p_p 次磁场的等效电流可以表示为

$$\dot{I}_{ra} = \sin^2\left(\frac{\pi p_p}{p_p + p_c}\right) \left(\frac{p_p + p_c}{\pi}\right)^2 \cdot \left\{ \frac{1}{p_p^2} I_{spm} e^{(\gamma + p_p \varepsilon - \pi)j} + \frac{1}{p_p p_c} \frac{N_c k_{wc} p_p I_{scm}}{N_p k_{wp} p_c} e^{(-\beta + p_c \alpha - p_c \varepsilon - \pi)j} \right\} \quad (6)$$

p_c 次磁场的等效电流可以表示为

$$\dot{I}_{ru} = \sin^2\left(\frac{\pi p_c}{p_p + p_c}\right) \left(\frac{p_p + p_c}{\pi}\right)^2 \cdot \left\{ \frac{1}{p_c^2} I_{scm} e^{(-\beta + p_c \alpha - p_c \varepsilon - \pi)j} + \frac{1}{p_p p_c} \frac{N_p k_{wp} p_c I_{spm}}{N_c k_{wc} p_p} e^{(\gamma + p_p \varepsilon - \pi)j} \right\} \quad (7)$$

式中: N_p 、 N_c 分别为两绕组每相串联匝数; k_{wp} 、 k_{wc} 分别为两绕组的绕组系数; I_{spm} 、 I_{scm} 分别为两绕组电流幅值。

令 $\dot{I}_a = I_{spm} e^{(\gamma + p_p \varepsilon)j}$, $\dot{I}_u = I_{scm} e^{(-\beta + p_c \alpha - p_c \varepsilon)j}$, 则式(6)和式(7)可以简化为

$$\dot{I}_{ra} = \sin^2\left(\frac{\pi p_p}{p_p + p_c}\right) \left(\frac{p_p + p_c}{\pi}\right)^2 \cdot$$

$$\left(-\frac{1}{p_p^2} \dot{I}_a - \frac{1}{p_p p_c} \frac{N_c k_{wc} p_p}{N_p k_{wp} p_c} \cdot \dot{I}_u \right) \quad (8)$$

$$\dot{I}_{ru} = \sin^2\left(\frac{\pi p_c}{p_p + p_c}\right) \cdot \left(\frac{p_p + p_c}{\pi p_c}\right)^2 \cdot$$

$$\left(-\frac{1}{p_c^2} \dot{I}_u - \frac{1}{p_p p_c} \frac{N_p k_{wp} p_c}{N_c k_{wc} p_p} \cdot \dot{I}_a \right) \quad (9)$$

忽略定子绕组电阻及漏感, 令端电压等于感应电动势:

$$\begin{cases} \dot{U}_a = \dot{E}_{ra} = j\omega L_{pm} (\dot{I}_a + \dot{I}_{ra}) \\ \dot{U}_u = \dot{E}_{ru} = j\omega L_{cm} (\dot{I}_u + \dot{I}_{ru}) \end{cases} \quad (10)$$

式中: L_{pm} 、 L_{cm} 为定子两绕组的激磁电感, $L_{pm} = \frac{6\mu_0}{\pi^2} \cdot$

$\frac{(N_p k_{wp})^2 \tau_p}{p_p \delta_{ef}}$, $L_{cm} = \frac{6\mu_0 (N_c k_{wc})^2 \tau_c}{\pi^2 p_c \delta_{ef}}$, τ_p 、 τ_c 分别为两绕组极距; δ_{ef} 为等效气隙长度。

式(9)两边同时乘以 $\frac{p_c}{p_p} \cdot \frac{N_c k_{wc} p_p}{N_p k_{wp} p_c}$, 代入式

(10), 可以得到:

$$\begin{aligned} \frac{N_p k_{wp} p_c}{N_c k_{wc} p_p} \dot{U}_u \cdot \frac{p_c}{p_p} &= j\omega L_{pm} \cdot \\ \left(\frac{N_c k_{wc} p_p}{N_p k_{wp} p_c} \dot{I}_u \cdot \frac{p_c}{p_p} + \frac{N_c k_{wc} p_p}{N_p k_{wp} p_c} \dot{I}_{ru} \cdot \frac{p_c}{p_p} \right) &\quad (11) \end{aligned}$$

则式(10)可以进一步化简为

$$\begin{cases} \dot{U}_a = j\omega L_{pm} \left[\left(1 - \frac{A}{p_p^2} \right) (\dot{I}_a) - \frac{A}{p_p p_c} (B \dot{I}_u) \right] \\ \dot{U}_u = j\omega L_{pm} \left[\left(1 - \frac{A}{p_c^2} \right) (B \dot{I}_u) - \frac{A}{p_p p_c} (\dot{I}_a) \right] \end{cases} \quad (12)$$

式中: $A = \sin^2\left(\frac{\pi p_p}{p_p + p_c}\right) \left(\frac{p_p + p_c}{\pi}\right)^2$, $B = \frac{N_c k_{wc} p_p}{N_p k_{wp} p_c}$ 。

对式(12)解方程组, 可得:

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_a \\ B \dot{I}_u \end{bmatrix} = \frac{1}{j\omega L_{pm} (-p_p^2 p_c^2 + A p_p^2 + A p_c^2)} \cdot \begin{bmatrix} (A p_p^2 - p_p^2 p_c^2) \dot{U}_a + A p_p p_c \frac{\dot{U}_u}{B} \\ -A p_p p_c \dot{U}_a + (A p_c^2 - p_p^2 p_c^2) \frac{\dot{U}_u}{B} \end{bmatrix} \quad (13)$$

超同步运行时,定子功率绕组坐标系下电压与转子坐标系下等效电压可以表示为

$$\begin{cases} \dot{U}_{ar} = \frac{\omega}{\omega_p} \dot{U}_{as} e^{p_p \varepsilon j} \\ \dot{U}_{ur} = -\frac{\omega}{\omega_c} \dot{U}_{us} e^{-(p_c \varepsilon - p_c \alpha) j} \end{cases} \quad (14)$$

将式(14)代入式(13), $U_{ar} = U_a$, $U_{ur} = U_u$, 可得定子绕组电流与电压的关系式:

$$\begin{cases} \dot{I}_a = K \left[(Ap_p^2 - p_p^2 p_c^2) \omega_c | \dot{U}_{as} | e^{(\varphi_a + p_p \varepsilon) j} + \right. \\ \left. Ap_p p_c \omega_p \frac{| \dot{U}_{us} |}{B} e^{(-\varphi_u - p_c \varepsilon + p_c \alpha) j} \right] \\ \dot{I}_u = K \left[-Ap_p p_c \omega_c | \dot{U}_{as} | e^{(\varphi_a + p_p \varepsilon) j} + \right. \\ \left. (Ap_c^2 - p_p^2 p_c^2) \omega_p \frac{| \dot{U}_{us} |}{B} e^{(\varphi_u - p_c \varepsilon + p_c \alpha) j} \right] \end{cases} \quad (15)$$

式中: $K = \frac{1}{\omega_p \omega_c L_{pm} (-p_p^2 p_c^2 + Ap_p^2 + Ap_c^2)}$; φ_a 为功率绕组电压初相角; φ_u 为控制绕组电压初相角。

将 $\dot{I}_a = I_{spm} e^{(\gamma + p_p \varepsilon) j}$, $\dot{I}_u = I_{scm} e^{(-\beta + p_c \alpha - p_c \varepsilon) j}$ 代入式(15), 可以解得定子功率绕组与控制绕组的电流幅值为

$$\begin{aligned} I_{spm} = K \{ & [\omega_c (Ap_p^2 - p_p^2 p_c^2) | U_a |]^2 + \\ & \left(\omega_p Ap_p p_c \frac{| U_u |}{B} \right)^2 + \\ & 2\omega_c (Ap_p^2 - p_p^2 p_c^2) | U_a | \omega_p Ap_p p_c \cdot \\ & \frac{| U_u |}{B} \cos(\varphi_a + \varphi_u + p_p \varepsilon + p_c \varepsilon - p_c \alpha) \}^{1/2} \end{aligned} \quad (16)$$

$$\begin{aligned} I_{scm} = \frac{K}{B} \{ & (\omega_c Ap_p p_c | U_a |)^2 + \\ & \left[\omega_p (Ap_c^2 - p_p^2 p_c^2) \frac{| U_u |}{B} \right]^2 + \\ & 2\omega_c Ap_p p_c | U_a | \omega_p (Ap_c^2 - p_p^2 p_c^2) \cdot \\ & \frac{| U_u |}{B} \cos(\varphi_a + \varphi_u + p_p \varepsilon + p_c \varepsilon - p_c \alpha) \}^{1/2} \end{aligned} \quad (17)$$

由式(16)和式(17), 可以进一步推导得到超同步运行时 BDFM 的总电磁功率为^[9]

$$P_e = \frac{3(\omega_p + \omega_c)}{\omega_p \omega_c L_{pm}} \frac{Ap_p p_c | \dot{U}_a | | \dot{U}_u |}{B(-p_p^2 p_c^2 + Ap_p^2 + Ap_c^2)}.$$

$$\sin(\varphi_a + \varphi_u + p_p \varepsilon + p_c \varepsilon - p_c \alpha) \quad (18)$$

电机各角度关系代入后, 令 $\varphi_a = 0^\circ$, 则当 $\varphi_u = 340^\circ$ 时, BDFM 的电磁功率达到最大值, 后续理论分析及仿真均在此角度下进行。

热负荷的大小直接影响到电机的发热和温升, 热负荷值越大, 电机的发热和温升就越高。因此, 在电机实际性能优化过程中, 希望能在保证输出同样电磁功率的情况下, 电机具有尽可能小的热负荷, 从而获得尽可能低的温升。

根据热负荷公式, 忽略其他谐波磁场, 根据式(16)和式(17), BDFM 的热负荷可以表示为

$$Q = \frac{108\rho}{\pi DSZ_1} (N_p^2 I_{sp}^2 + N_c^2 I_{sc}^2) \quad (19)$$

式中: ρ 为导体材料电阻率; D 为定子内径; S 为定子绕组每槽面积; Z_1 为定子槽数; I_{sp} 、 I_{sc} 为定子两绕组电流有效值。

对于式(18)与式(19), 电磁功率 P_e 与热负荷 Q 均是关于 N_p 、 N_c 的表达式, 在匝数优化过程中, 保持 BDFM 的结构尺寸、绕组型式、各角度关系、定子绕组槽满率和电压规格等各项参数均不变, 则最大电磁功率是仅关于定子绕组匝数 N_p 、 N_c 的二元函数, 即优化设计变量仅为 N_p 、 N_c 。同样后续进行有限元仿真时, 电机结构尺寸等各项参数均不变, 仅每相串联匝数改变, 从而保证了匝数优化前后的可对比性。

优化过程中, 以最大电磁功率一定为约束条件, 以 N_p 、 N_c 为优化设计变量, 可以得到满足同一最大功率的所有匝数配合, 以热负荷最小为优化目标, 通过理论与仿真的多次筛选与分析, 最终在大量满足约束条件的匝数配合中选出一组热负荷最小的匝数。

1.2 求解满足约束条件的匝数配合

以未经过匝数优化的 Y280 BDFM 为例进行分析, 模型基本参数如表 1 所示, 有限元模型如图 2 所示。

表 1 Y280 BDFM 模型基本参数

参数名称	数值(PW/CW)
额定功率 P_N/kW	15
额定转速 $n_N/(\text{r} \cdot \text{min}^{-1})$	650
极对数 p	2/4
额定电压 U_N/V	380/380
额定频率 f/Hz	50/15
每相串联匝数 N	120/432
每相电阻 R/Ω	0.87/5
每相漏感 L/mH	1.265/5.887

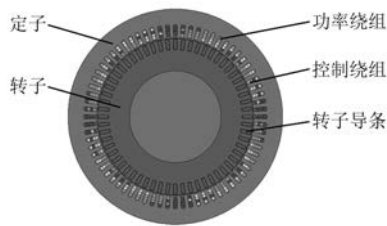


图2 Y280 BDFM 有限元模型

式(18)可以简单表示为 $P_{\text{emax}}=f(N_p,N_c)$, 做出最大功率与 N_p 、 N_c 的函数图如图3中的黑色曲面所示, 将电机的功率约束值也画在同一函数图中, 即图3中的功率给定值。两曲面的交线即为满足该最大功率约束条件下的所有匝数配合, 即交线上的每一组匝数配合均可以保证电机具有理论上相同的最大电磁功率。由于满足约束条件的匝数配合众多, 此处不便一一列出。

1.3 排除不合实际的匝数配合

首先, 为保证优化前后的可对比性, 以及满足电

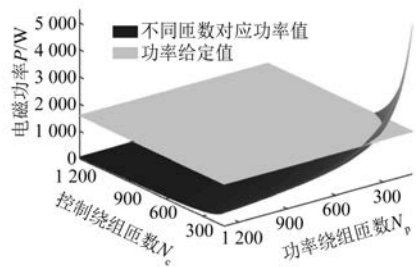


图3 两套绕组匝数变化时的电磁功率

机的实际运行要求, 合理匝数配合应满足以下条件:

(1) 不改电机外形尺寸的情况下, 绕组匝数可以放入原电机模型, 保证绕组型式、节距等与原来一致, 不会出现分数槽等问题。

(2) 若存在多条并联支路时, 基波旋转磁场在各条支路中产生的感应电动势应保持大小及相位相同, 避免各支路间环流问题^[10]。

排除不满足上述两个条件的匝数配合之后, 剩余匝数配合结果如表2所示。

表2 Y280 BDFM 匝数解析结果对比

N_p/N_c	30/1740	36/1416	48/1 080	48/1 068	60/864	72/720	84/612	96/540	108/480	120/432
B_p/B_c	8.70	5.90	3.38	3.34	2.16	1.50	1.09	0.84	0.67	0.54
解析 P_e/W	1 580	1 580	1 580	1 580	1 580	1 580	1 580	1 580	1 580	1 580
仿真 P_e/W	1 202.03	1 408.57	1 561.47	1 822.85	1 631.58	1 645.88	1 767.72	1 710.54	1 641.11	1 591.43
误差/%	31.45	12.17	1.19	13.32	3.16	4.00	10.62	7.63	3.72	0.72
N_p/N_c	432/120	480/108	540/96	612/84	720/72	864/60	1 068/48	1 080/48	1 416/36	1 452/36
B_p/B_c	0.041 7	0.033 8	0.026 7	0.020 6	0.015 0	0.010 4	0.006 7	0.006 7	0.003 8	0.003 7
解析 P_e/W	1 580	1 580	1 580	1 580	1 580	1 580	1 580	1 580	1 580	1 580
仿真 P_e/W	-2 812.56	-4 077.26	-5 849.75	-8 821.58	-12 984	-19 595	-32 484	-32 513	-35 634	-35 695
误差/%	极大	极大	极大	极大	极大	极大	极大	极大	极大	极大

其次, 排除不能使电机正常运行于双馈同步状态的匝数配合。

由表2可见, 某些匝数配合下误差很小, 某些匝数配合下误差很大, 并随着两套绕组匝数差距的增加而偏差增大。以下分析其原因, 电机端电压与匝数、频率、磁通之间的关系如下:

$$U \approx E = 4.44fN\Phi \tag{20}$$

将磁通 Φ 展开, 式(20)可以表示为

$$U = 4.44fNB \frac{\pi D}{2p} l \tag{21}$$

式中: B 为磁密; l 为轴向长度。

当端电压给定时, 电机外形尺寸固定, 由式(21)

可以得到磁密与极对数、频率和匝数的关系式:

$$\frac{B_p}{B_c} = \frac{p_p}{p_c} \cdot \frac{f_c N_c}{f_p N_p} \tag{22}$$

根据 BDFM 的基本原理可知, 其气隙中包含两种极对数的磁场 (p_p 对极和 p_c 对极), 而异步电机气隙中只存在一种极对数磁场。若气隙中两种磁场大小悬殊, 则磁场过大的这一极对数磁场将起主要作用, 而另一极对数磁场作用微弱, 使 BDFM 运行状态接近异步运行状态, 与式(18)、式(19)所推导的双馈同步状态不符, 则该组匝数不应选择。

经研究表明, 双馈运行时经转子调制后气隙

磁场中两种基波磁场比值在 0.2~5 之间为宜^[9]。按照该磁场比值关系进行排除,可以发现,选择范围内的各组匝数配合的解析值与仿真值误差较小,说明该方法在双馈同步状态下可以有效指导

匝数优化。
排除不满足上述两个条件的匝数配合,并排除近似异步状态的匝数配合之后,剩余匝数配合结果如表 3 所示。

表 3 Y280 BDFM 满足约束条件且符合实际的匝数配合

匝数配合 N_p/N_c	48/1 080	48/1 068	60/864	72/720	84/612	96/540	108/480	120/432
解析 P_e/W	1 580	1 580	1 580	1 580	1 580	1 580	1 580	1 580
解析 $Q/(W\cdot m^{-2})$	1.84×10^6	1.80×10^6	1.24×10^6	9.35×10^5	7.72×10^5	7.03×10^5	6.79×10^5	6.90×10^5

1.4 通过优化目标筛选

将各组满足约束条件并符合实际的匝数配合(表 3 中的配合)代入优化目标式(19),可计算得到分别采用这些匝数配合时电机的热负荷值。由于解析过程无法考虑到电机铁心饱和、定转子开槽、集肤效应等各种非线性问题,解析计算结果不可避免会存在一定的误差,因此筛选出优化目标值(即热负荷值)前 3 组或前 5 组较小的匝数配合,然后进入有限元仿真的进一步细化筛选,以求避免漏失最优匝数配合结果。

对于 Y280 BDFM,经解析方法筛选出热负荷前三小的匝数配合为 96/540、108/480 和

120/432。
1.5 仿真细化筛选

运用有限元仿真软件,对上述筛选出的三组匝数配合进一步细化筛选,选出其中仿真热负荷最小的一组匝数。图 4 为解析筛选得到的三组匝数,经有限元仿真得到的定子绕组感应电动势与电流波形。表 4 为根据电流及感应电动势进一步计算得到的电磁功率、热负荷、效率等数据,以及定转子上的各项损耗平均值。由图 4 和表 4 可知,匝数配合 $N_p/N_c=108/480$ 是这三组匝数配合中热负荷仿真值最小的,与表 3 解析结果一致。

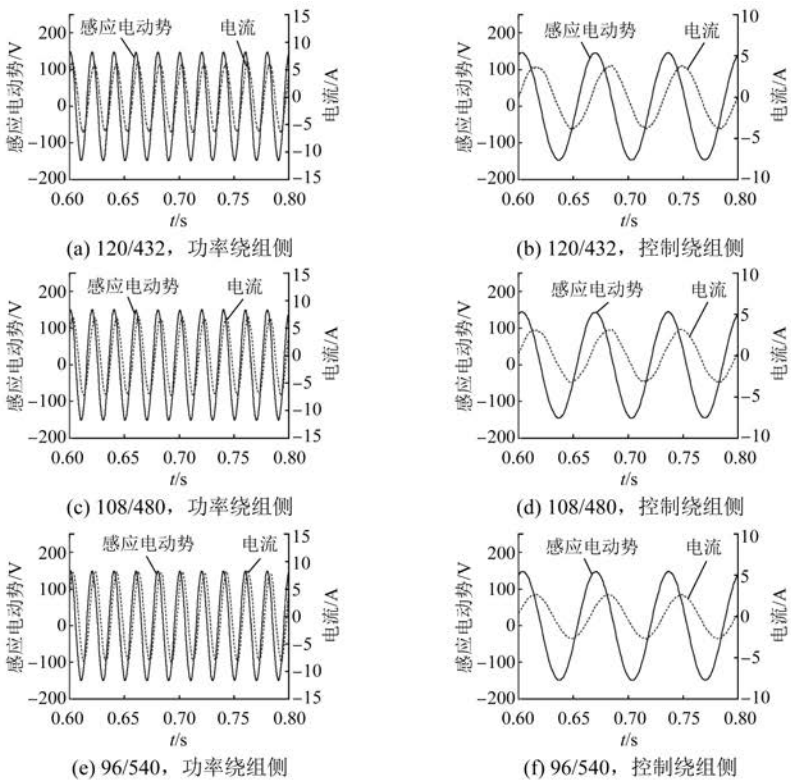


图 4 匝数配合细化筛选仿真结果

表 4 Y280 BDFM 匝数筛选细化仿真结果

匝数配合 N_p/N_c	96/540	108/480	120/432
$T_e/(N \cdot m)$	25.13	24.11	23.38
P_e/W	1 710.54	1 641.11	1 591.43
$Q/(W \cdot m^{-2})$	1.48×10^6	1.43×10^6	1.61×10^6
定子铜耗/W	112.83	56.23	107.22
定子铁耗/W	110.75	105.07	104.40
转子铜耗/W	214.04	208.15	218.74
转子铁耗/W	27.46	18.42	19.39
效率	0.83	0.86	0.82

因此,对于 Y280 BDFM,利用本文的匝数配合优化方法,以最大电磁功率一定为约束条件,以热负荷最小为优化目标,最终选取的匝数配合为 108/480,该组匝数是满足给定电磁功率条件的大量匝数配合中热负荷最小的一组匝数,可以称为最优匝数,新旧匝数性能对比如表 5 所示。

表 5 Y280 电机新旧匝数性能对比

匝数配合 N_p/N_c	热负荷 $Q/(W \cdot m^{-2})$	电磁功率 P/W	总损耗/W	效率
120/432(旧)	1.61×10^6	1 591.43	449.75	0.82
108/480(新)	1.43×10^6	1 641.11	387.87	0.86

2 其他模型验证

为验证该方法对 BDFM 定子绕组匝数配合优化的普遍适用性,另对其他文献[11-12]中的 BDFM 模型进行匝数优化及有限元仿真,电机模型基本参数如表 6 所示,有限元模型如图 5 所示。匝数筛选过程及仿真模型设置类比 Y280 BDFM 模型,此处不再赘述。对于 D400 BDFM,选出功率绕组和控制绕组的新匝数配合为 36/192,具体性能对比如表 7 所示。

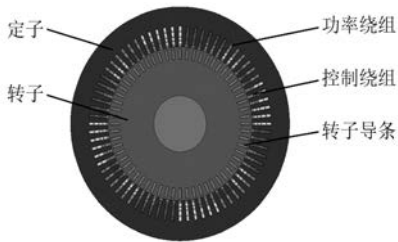


图 5 D400 BDFM 有限元模型

表 6 D400 BDFM 模型基本参数

参数名称	数值(PW/CW)
额定功率 P_N/kW	250
额定转速 $n_N/(r \cdot min^{-1})$	680
极对数 p	2/4
额定电压 U_N/V	690/620
额定频率 f/Hz	50/18
每相串联匝数 N	48/144
每相电阻 R/Ω	0.079/0.621
每相漏感 L/mH	0.352/1.725

表 7 D400 BDFM 新旧匝数性能对比

匝数配合 N_p/N_c	热负荷 $Q/(W \cdot m^{-2})$	电磁功率 P/W	总损耗/W	效率
48/144(旧)	3.49×10^6	8 176.27	1 303.15	0.85
36/192(新)	3.12×10^6	8 520.92	1 301.62	0.85

3 匝数配合半解析优化流程图

本文所述的 BDFM 定子绕组匝数配合优化的流程如图 6 所示,具体可以分为以下四步。

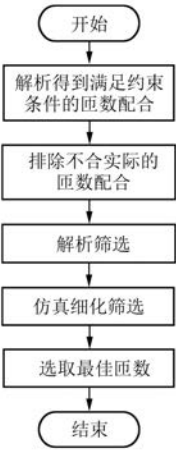


图 6 匝数配合半解析优化流程图

第一步:以最大功率不变为约束条件,通过式(18)得到所有满足约束条件的匝数配合。

第二步:对满足约束条件的多组匝数配合进行初步理论排除筛选,使其满足 1.3 节的(1)(2)条件,且匝数配合结果应使电机在两绕组共同激励时能正常运行于双馈同步状态。

第三步:以电机热负荷最小为优化目标,为避免解析误差而导致漏失最优匝数配合,根据解析

结果初步选出热负荷前 3 组或前 5 组较小的匝数配合。

第四步:对筛选出的匝数配合进一步仿真,最终对比选出其中热负荷仿真结果最小的一组,则该组匝数即为所有满足功率约束条件中热负荷最小的一组匝数配合。

4 结 语

本文提出了一种解析与仿真相结合的 BDFM 定子绕组匝数配合的半解析优化方法,以最大电磁功率不变为约束条件,以热负荷最小为优化目标,对定子两套绕组每相串联匝数进行筛选和分析,最终针对 Y280 BDFM 室模型选出一组满足功率约束条件且热负荷最小的匝数配合: $N_p = 108$, $N_c = 480$,并在其他 BDFM 模型上进行优化,验证该方法对 BDFM 定子匝数优化的可行性与普遍适用性。本方法与完全依靠有限元仿真的匝数优化方法相比,显著减少了仿真次数,缩短了优化设计周期并节约了大量的计算资源。

【参 考 文 献】

- [1] 阚超豪,鲍习昌,王雪帆,等. 无刷双馈电机的研究现状与最新进展[J]. 中国电机工程学报,2018,38(13):3939.
- [2] 智刚,徐升,郭佳. 无刷双馈电机在发电和调速系统中的应用[J]. 电机技术,2017(2):39.
- [3] XIONG F, WANG X. Design of a low-harmonic-content wound rotor for the brushless doubly fed generator [J]. IEEE Transactions on Energy Conversion, 2014, 29(1):158.
- [4] 任泰安,阚超豪,吴红斌,等. 一种具有不等匝数同心式转子绕组的无刷双馈电机[J]. 中国电机工程学报,2018,38(17):5199.
- [5] 戈宝军,牛焕然,林鹏,等. 多跨距无刷双馈电机转子绕组设计及特性分析[J]. 电机与控制学报,2021,25(6):37.
- [6] 储成龙. 基于复合线圈结构的无刷双馈电机起动性能研究[D]. 合肥:合肥工业大学,2019.
- [7] 李霄. 软起动型绕线式无刷双馈电机定子绕组设计及建模分析[D]. 合肥:合肥工业大学,2021.
- [8] 白崑儒,王淑红,张爱玲,等. 笼型无刷双馈电机稳态下转矩角的物理含义[J]. 太原理工大学学报,2019,50(2):197.
- [9] 刘昊青. 不同结构转子无刷双馈感应电机的磁场调制能力及性能的研究[D]. 太原:太原理工大学,2020.
- [10] 欧先朋. 无刷双馈电机电磁耦合机理分析与笼型转子改型设计[D]. 重庆:重庆大学,2017.
- [11] ABDI E, MCMAHON R, MALLIBAND P, et al. Performance analysis and testing of a 250 kW medium-speed brushless doubly-fed induction generator [J]. IET Renewable Power Generation, 2013,7(6):631.
- [12] MCMAHON R A, ABDI E, MALLIBAND P D, et al. Design and testing of a 250 kW medium-speed brushless DFIG [C]//6th IET International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2012), 2012.

声 明

本刊已许可万方数据、重庆维普、中国学术期刊(光盘版)电子杂志社、北京世纪超星信息技术发展有限责任公司在其网站及其系列数据库产品中以数字化方式复制、汇编、发行、信息网

络传播本刊全文。该社著作权使用费与本刊相关费用抵消。如作者不同意文章被收录,请在来稿时向本刊声明,本刊将做适当处理。

《电机与控制应用》编辑部