

# 变频器参数对永磁同步发电机定子损耗的影响

韩力<sup>1</sup>, 谢李丹<sup>1</sup>, 张桂娟<sup>2</sup>

(1. 重庆大学 输配电装备及系统安全与新技术国家重点实验室, 重庆 400044;

2. 黑龙江省建筑职业技术学院 建工学院, 黑龙江 哈尔滨 150025)

**摘要:** 为了研究调制比和载波比等 PWM 变频器参数对直驱型风力永磁同步发电机定子谐波损耗的影响, 在考虑变频器谐波负载作用的情况下, 采用二维场路耦合时步有限元法, 建立永磁同步发电机电磁场计算的数学模型, 进而给出定子谐波铁耗和铜耗的数值计算方法, 计算结果与解析法的对比验证了算法的正确性。结果表明, 当载波比相同时, 随着调制比的减小, 定子铁耗增加, 定子铜耗减小; 而当调制比相同时, 随着载波比的减小, 定子铁耗和铜耗均有所增加。研究结果对风力永磁同步发电机的设计与控制具有参考价值。

**关键词:** 永磁同步发电机; PWM 变频器; 谐波损耗; 有限元法

中图分类号: TM351 文献标志码: A 文章编号: 1007-449X(2010)12-0075-07

## Influence of converter parameters on stator losses of permanent magnet synchronous generator

HAN Li<sup>1</sup>, XIE Li-dan<sup>1</sup>, ZHANG Gui-juan<sup>2</sup>

(1. State Key Laboratory of Power Transmission Equipment & System Security and New Technology, Chongqing University, Chongqing 400044, China; 2. Architecture Engineering College, Heilongjiang College of Construction, Harbin 150025, China)

**Abstract:** To study the influence of PWM converter parameters, including the amplitude modulation ratio and the frequency modulation ratio, on the stator harmonic losses of permanent magnet synchronous generator (PMSG) directly-driven by wind turbine, a 2D time-stepping finite element model coupled with the circuit was built up to calculate the electromagnetic field of PMSG. The numerical methods to calculate the stator harmonic iron and copper losses were then presented. The data calculated by the model were compared with these of the analytical method and verified the correctness of the model. The results show that the stator iron loss increases while the stator copper loss decreases with the decrease of the amplitude modulation ratio. However, the stator iron loss and copper loss increase together with the decrease of the frequency modulation ratio. The experimental results are valuable for the design and control of wind PMSG.

**Key words:** permanent magnet synchronous generators; PWM converter; harmonic losses; finite element method

## 0 引言

广泛应用于风力发电系统的永磁同步发电机

(permanent magnet synchronous generators, PMSG) 采用全额变频器与电网相连接<sup>[1-2]</sup>。由于采用了全额变频器, 使得系统的谐波成分增加, 从而导致 PMSG

收稿日期: 2010-03-01

基金项目: 重庆市自然科学基金 (CSTC, 2008BB6163)

作者简介: 韩力(1963—), 男, 博士, 教授, 研究方向为风力发电技术、新型电机设计及控制;

谢李丹(1984—), 男, 硕士研究生, 研究方向为风力永磁同步发电机;

张桂娟(1965—), 女, 副教授, 研究方向为机电控制。

的谐波损耗与发热增大,严重时将会引起永磁材料出现不可逆去磁。为了准确分析 PMSG 的损耗,保障发电机的安全运行,必须考虑变频器带来的谐波影响。

与工频 50Hz 正弦波馈电系统的电机相比,直驱型风力 PMSG 转速很低,其特点是基波频率低、基波铁耗小,但由于变频器的影响,从而存在大量的定子谐波铁耗和谐波铜耗。文献[3]采用解析法研究了电机在非正弦供电与正弦供电情况下的铁耗关系,分析了 PWM 供电方式下的铁耗计算方法,该方法具有较好的工程实用性,但未考虑变频器参数的影响。文献[4]基于路的方法,给出了非正弦供电情况下异步电动机转子导条铜耗的简洁计算方法。文献[5]采用解析法,建立 PWM 逆变器供电时的硅钢片损耗计算模型,考虑逆变器参数对材料损耗的影响,并通过改进的爱泼斯坦方圈实验,给出 PWM 逆变器供电下硅钢片损耗的测量方法,在此基础上,参照国家标准给出了 PWM 逆变器供电时三相异步电动机铁耗的分离方法。然而,解析法由于未考虑铁心饱和等因素的影响<sup>[3-5]</sup>,因此存在一定的局限性。文献[6]对不同 PWM 控制方式下感应电动机的铁耗进行了实验比较。以上文献主要针对 PWM 供电时电动机的损耗进行分析、计算和实验研究。文献[7]采用有限元法,对 PWM 供电时的永磁同步电动机在不同驱动条件下影响铁耗的因素进行了分析,指出在低速情况下,PWM 的载波谐波是影响铁耗的主要因素,而在高速情况下铁耗主要是由于空间谐波造成的。文献[8]对 1 台单独运行、带不可控整流装置的 2.5kVA 4 极 PMSG 进行了二维场路耦合计算,研究了电枢电流、电压、气隙磁密波形和发电机的性能。但目前尚未见到对并网运行的直驱型风力 PMSG 谐波铁耗和谐波铜耗进行全面分析与计算的报道。

本文针对 1 台并网运行的 MW 级 PMSG 系统,首先建立了发电机的二维场路耦合时步有限元分析模型,并对正弦脉宽调制(SPWM)技术的变频器拓扑结构和控制参数进行了分析,在此基础上,通过有限元数值计算和傅里叶分析,得到了在不同变频器控制参数下的 PMSG 谐波磁密和谐波电流,然后分别计算了 PMSG 的定子谐波铁耗和谐波铜耗,进而探讨了变频器控制参数对 PMSG 定子谐波铁耗和谐波铜耗的影响规律。

## 1 计算模型

### 1.1 场路耦合模型

研究的 PMSG 采用内转子表贴式结构,其主要

参数为:额定功率 1.5MW,额定电压 690V,额定转速 22.5r/min,转子极数 60,定子槽数 288。考虑到每极每相槽数为 8/5,根据磁场分布的周期性,取 5 个磁极的范围(即 1/12 圆周)作为电磁场的求解区域,如图 1 所示。

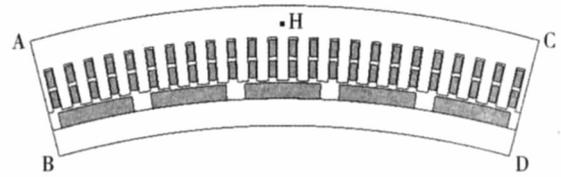


图 1 电磁场求解区域

Fig. 1 Problem region of electromagnetic field solving

考虑到铁磁材料的非线性,描述非线性时变运动电磁场的偏微分方程为<sup>[9]</sup>

$$\nabla \times (\nu \nabla \times A) + \sigma \left[ \frac{\partial A}{\partial t} - V \times (\nabla \times A) \right] = J. \quad (1)$$

式中:  $A$  为矢量磁位;  $V$  为媒质相对于参考坐标系的运动速度;  $J$  为电流密度;  $\nu$  为媒质的磁阻率;  $\sigma$  为媒质的电导率。

忽略端部效应,设电流密度和矢量磁位只有  $z$  轴分量,速度只有  $x$  轴分量,引入库仑规范  $\nabla \cdot A = 0$ ,并加入边界条件,便可得到描述 PMSG 二维非线性时变运动电磁场的定解问题,即

$$\left. \begin{aligned} \frac{\partial}{\partial x} \left( \nu \frac{\partial A_z}{\partial x} \right) + \frac{\partial}{\partial y} \left( \nu \frac{\partial A_z}{\partial y} \right) &= -J_z + \sigma \frac{\partial A_z}{\partial t} + \sigma V_x \frac{\partial A_z}{\partial x}, \\ A_z \Big|_{AC} &= A_z \Big|_{BD} = 0, \\ A_z \Big|_{AB} &= -A_z \Big|_{CD}. \end{aligned} \right\} \quad (2)$$

式中:  $V_x$  为速度的  $x$  轴分量;  $J_z$  为电流密度的  $z$  轴分量,在定子绕组区域取导体的电流密度,在永磁体区域取其等效面电流密度;  $A_z$  为矢量磁位的  $z$  轴分量,其在求解区域边界圆弧  $AC$  和  $BD$  上分别满足第一类齐次边界条件,在边界直线  $AB$  和  $CD$  上满足半周期性边界条件。

发电机的电路方程为

$$e_a = u_a + R_e i_a + L_e \frac{di_a}{dt}, \quad (3)$$

式中:  $e_a$  为定子相绕组直线部分感应的电动势,通过有限元计算得到;  $u_a$  和  $i_a$  分别为定子相绕组的端电压和电流;  $R_e$  和  $L_e$  分别为定子相绕组端部的电阻和漏感。

$e_a$  是场路耦合模型中重要的一项,由定子绕组区域内各单元的平均矢量磁位求出<sup>[10]</sup>,得

$$e_a = \frac{N_s L_s}{S} \sum_{i=1}^N \left\{ \iint_{S_i^+} \frac{\partial A_i}{\partial t} dS - \iint_{S_i^-} \frac{\partial A_i}{\partial t} dS \right\} \quad (4)$$

式中:  $N_s$  为定子每相绕组串联导体数;  $L_s$  为定子铁心长度;  $S$  为一相绕组电流分布区域;  $N$  为该相绕组区域剖分单元总数;  $S_i^+$  和  $S_i^-$  分别为该相绕组电流流入和流出 1 个单元的区域;  $A_i$  为该单元矢量磁位的平均值。

为了考虑 PWM 变频器的影响,把外电路方程和电磁场方程结合起来进行求解,如图 2 所示。其中,整流电路部分的 Norton 方程为<sup>[8]</sup>

$$[K_D] \{u_D\} = \{i_D\} \quad (5)$$

式中:  $u_D$  和  $i_D$  分别为整流二极管的端电压和电流,  $K_D$  为与导通和关断相关的整流二极管电导。在计算中,整流二极管在导通和关断状态下的电导分别取为  $10^{11} S$  和 0。

联合式(2)~式(5),即可得到求解 PMSG 的二维场路耦合时步有限元分析模型。

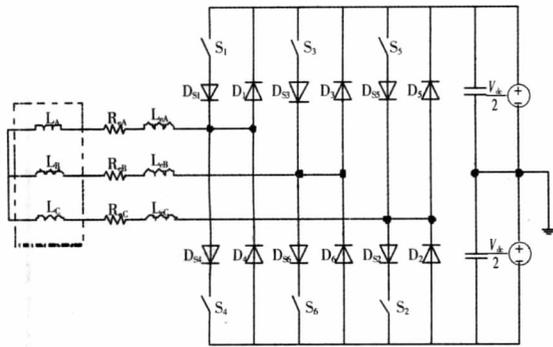


图 2 PWM 变频器与 PMSG 的耦合电路

Fig. 2 Coupling circuit of PWM converter with PMSG

### 1.2 PWM 变频器谐波负载模型

在图 2 中,工作二极管  $D_{S1} \sim D_{S6}$  通过开关  $S_1 \sim S_6$  控制其导通和关断,  $D_1 \sim D_6$  为续流二极管,每个桥臂的导电角度为  $180^\circ$ ,同一相上、下两个桥臂交替导通,三相开始导通的角度依次相差  $120^\circ$ ,由此构成可控的三相桥式电路。当 PWM 变频器向三相电动机供电时,开关电路的导通触发随控制信号的开关而改变,使能量从直流侧向电动机侧流动,三相桥式电路工作于逆变状态, PWM 变频器是电动机的谐波源<sup>[3-6,11-12]</sup>。由于 PWM 变频器具有能量流动双向性,因此当系统工作于发电状态时,三相桥式电路处于整流状态,通过改变控制信号的相位,从而使能量从发电机侧向直流侧流动。这时, PWM 变频器则成为了 PMSG 的谐波负载。

开关  $S_1 \sim S_6$  的导通和关断由如图 3 所示的控制电路来实现。控制电路的正弦波调制信号由电压

源  $V_{SA}、V_{SB}、V_{SC}$  产生,其三角波载波信号由电压源  $V_{trig}$  产生。

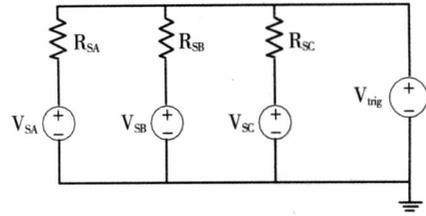


图 3 控制电路

Fig. 3 Control circuit

根据图 3 的控制电路,采用平均对称规则采样法,把希望使用的正弦波作为调制信号,其幅值为  $V_1$ 、频率为  $f_1$ ;以等腰三角波作为载波信号,其幅值为  $V_T$ 、频率为  $f_T$ 。定义正弦波调制信号与载波信号的幅值之比为调制比(amplitude modulation ratio)  $M = V_1/V_T$ ,载波信号与调制波信号的频率之比为载波比(frequency modulation ratio)  $R = f_T/f_1$ 。通过调制,获得 SPWM 波形。根据样机参数,其基波电压频率  $f_1 = 11.25\text{Hz}$ ,周期  $T_1 = 0.089\text{s}$ 。当  $M = 0.8、R = 15$  时,图 4 给出了相应的控制电路电压信号;在忽略二极管死区时间的情况下,图 5 给出了相应的 A 相 PWM 波以及调制得到的正弦波(标么值)。

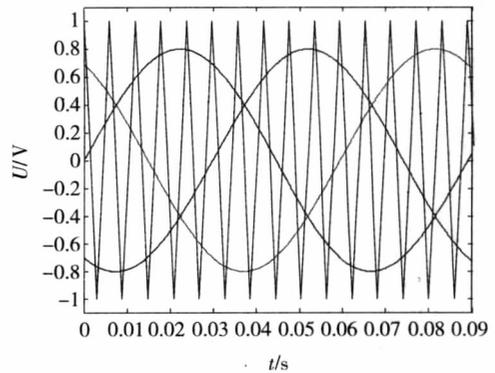


图 4 正弦波调制信号和三角波载波信号

Fig. 4 Sinusoidal modulating and triangle carrier signals

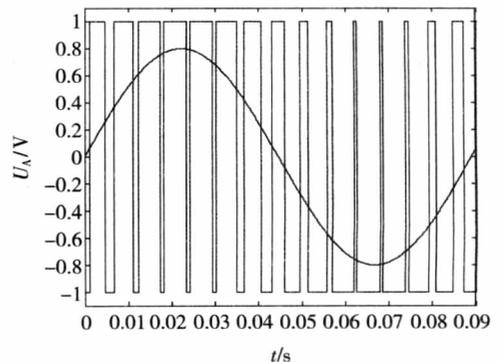


图 5 调制得到的 A 相 PWM 波和正弦波

Fig. 5 Generated A-phase PWM and sinusoidal waveforms

在调制信号和载波信号的交点时刻,控制各开关器件的通断。根据平均对称规则采样定律,开关点为<sup>[13]</sup>

$$\alpha_k = \frac{\pi}{2R} \left\{ 2k - 1 + (-1)^k M \sin \left[ (k+m) \frac{\pi}{R} \right] \right\}. \quad (6)$$

式中:  $k=1, 2, \dots, 2R$ ; 当  $(-1)^k = 1$  时,  $m = -1$ , 当  $(-1)^k = -1$  时,  $m = 0$ 。

根据傅里叶分析,采用平均对称规则采样法所得到的各次谐波电压幅值为<sup>[13]</sup>

$$V_n = \frac{V_{dc}}{n\pi} \sqrt{\left[ \sum_{k=1}^{2R} (-1)^k \cos(n\alpha_k) \right]^2 + \left[ \sum_{k=1}^{2R} (-1)^{k+1} \sin(n\alpha_k) \right]^2}. \quad (7)$$

由式(6)、式(7)可见,PWM变频器的谐波电压幅值  $V_n$  与谐波次数  $n$ 、直流侧电压  $V_{dc}$  和开关点  $\alpha_k$  有关,而  $\alpha_k$  取决于调制比  $M$  和载波比  $R$ 。变频器的控制参数  $M$ 、 $R$  将影响谐波电压的幅值,进而影响PMSG的谐波损耗。

### 1.3 谐波铁耗计算模型

根据上述场路耦合模型,利用 Ansoft/Maxwell 软件,采用时步有限元法进行计算,可以求出矢量磁位,然后求出PMSG的磁密和电流。利用傅里叶分析,就可求出谐波磁密和谐波电流,进而求出谐波铁耗和谐波铜耗。下面,首先分析谐波铁耗的计算方法。

根据 Bertotti 分立铁耗计算模型,交变磁场中铁磁材料的损耗包括涡流损耗  $p_e$ 、磁滞损耗  $p_h$  和附加损耗  $p_a$  3个部分<sup>[3, 11-12, 14-15]</sup>, 即

$$p_{Fe} = p_e + p_h + p_a. \quad (8)$$

由于PWM变频器的影响,磁密将出现一系列的谐波分量。此时,参照文献[3, 11-12, 14-15], 涡流损耗、磁滞损耗和附加损耗可通过

$$\left. \begin{aligned} p_e &= \sum_{k=1}^N p_{ek} = \sum_{k=1}^N K_e (B_k f_k)^2, \\ p_h &= \sum_{k=1}^N p_{hk} = \sum_{k=1}^N K_h B_k^2 f_k, \\ p_a &= \sum_{k=1}^N p_{ak} = \sum_{k=1}^N K_a (B_k f_k)^{\frac{3}{2}}. \end{aligned} \right\} \quad (9)$$

计算得到。式中:  $K_e$  为涡流损耗系数;  $K_h$  为磁滞损耗系数;  $K_a$  为附加损耗系数;  $B_k$  为定子铁心中  $k$  次谐波磁密的幅值;  $f_k$  为  $k$  次谐波磁密的频率;  $N$  为计算的谐波次数,取  $N=100$ 。

样机的定子铁心采用型号为 M19\_29G 的硅钢片,在不同频率下的损耗曲线如图6所示。采用最小二乘法对铁心的损耗曲线进行拟合,得到  $K_e = 0.38626$ ,  $K_h = 184.234$ ,  $K_a = 0.27023$ 。

根据场路耦合时步有限元法计算得到的一个周期内一点的磁密波形,通过傅里叶分析获得各次谐波磁密,采用式(8)、式(9)可得到该点的单位体积铁心损耗,然后根据

$$p_{iron} = \int_V p_{Fe} dV \approx \sum_{e=1}^E \sum_{k=1}^N (p_{ek} + p_{hk} + p_{ak}) L_s A_e, \quad (10)$$

即可求得PMSG的定子铁心总损耗。式中:  $V$  为定子铁心体积;  $E$  为定子铁心剖分单元总数;  $A_e$  为定子铁心各单元的面积。

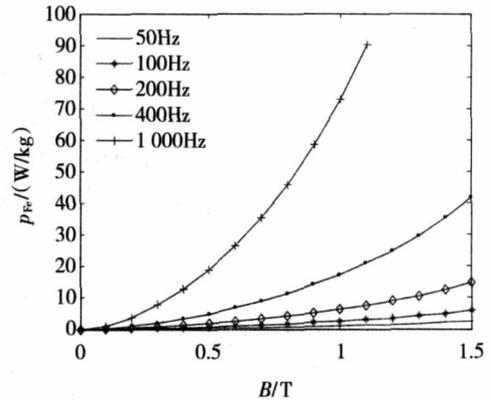


图6 铁心的损耗曲线

Fig. 6 Curves of iron loss

### 1.4 谐波铜耗计算模型

准确计算谐波铜耗需要考虑集肤效应。当PMSG定子线棒流过非正弦电流时,由于非正弦电流由多个不同频率的正弦电流组合而成,因此集肤效应必须考虑不同频率下的电阻增加系数。设定子槽内线棒由  $m$  根导线串联构成,则集肤效应引起的线棒槽部电阻增加系数为<sup>[16]</sup>

$$K_k = \frac{R_k}{R_d} = \varphi(\xi_k) + \frac{m^2 - 1}{3} \psi(\xi_k). \quad (11)$$

$$\text{式中: } \varphi(\xi_k) = \xi_k \frac{\text{sh}2\xi_k + \sin2\xi_k}{\text{ch}2\xi_k - \cos2\xi_k}, \quad (12)$$

$$\psi(\xi_k) = 2\xi_k \frac{\text{sh}\xi_k - \sin\xi_k}{\text{ch}\xi_k + \cos\xi_k}, \quad (13)$$

$$\xi_k = a \times \sqrt{\frac{b}{b_s} \frac{\mu_0 \pi f_k}{\rho}}. \quad (14)$$

其中:  $R_d$  为定子线棒的直流电阻;  $R_k$  为  $k$  次谐波对应的定子线棒交流电阻;  $a$ 、 $b$  分别为定子扁铜线的高度与宽度;  $b_s$  为定子槽宽,考虑到绕组绝缘,  $b/b_s$  取为 0.9;  $f_k$  为  $k$  次谐波的频率;  $\rho$  为定子导线电阻率,取为  $0.0245 \times 10^{-6} \Omega \cdot \text{m}$ 。

求出各次谐波的电阻增加系数之后,在忽略邻近效应影响的情况下,则计算定子绕组的谐波铜耗为

$$P_{\text{copper}} = \sum_{k=1}^N I_k^2 (K_k R_d) \quad (15)$$

## 2 计算结果及分析

### 2.1 不计变频器时的基波铁耗与铜耗

不考虑变频器,忽略时间谐波,对 PMSG 在额定转速工况下的二维场路耦合时步有限元进行分析,计算得到定子铁心基波铁耗和基波铜耗。由于载波频率较高,故在计算时,时步取为  $2 \times 10^{-5}$  s。在此基础上,采用文献 [5] 提出的解析方法,对样机的定子铁耗进行了对比计算,其结果如表 1 所示。

表 1 基波铁耗和铜耗

Table 1 Iron loss and copper loss of fundamental waveform

计算方法	基波铁耗/kW	基波铜耗/kW
场路耦合法	3.92	47.87
解析法	3.83	—
偏差/%	2.3	—

与文献 [5] 的解析法计算结果对比,定子基波铁耗的相对偏差仅有 2.3%,由此可见,模型与计算结果是正确的。此外,由于该直驱型风力 PMSG 的基波频率较低,仅为 11.25 Hz,因此定子基波铁耗较小,而定子基波铜耗所占比例较大,约为定子基波铁耗的 12 倍。这是直驱型风力 PMSG 铁耗与铜耗分布比例有别于其他电机的一个特点。

为了便于对比研究 PWM 变频器控制参数对定子铁耗与铜耗的影响,现分别将基波铁耗 3.92 kW 作为定子铁心总损耗的基值、将基波铜耗 47.87 kW 作为定子绕组总损耗的基值,分别研究调制比  $M$  和载波比  $R$  对定子谐波损耗的影响。表 2 和表 5、表 4 和表 7 给出的损耗,均为与其基波损耗比较的相对值。

### 2.2 调制比对谐波损耗的影响

直驱型风力 PMSG 在额定转速运行状态下,通常调制比的变化范围为  $0.8 \leq M \leq 1$ ,载波频率的变化范围为  $1 \text{ kHz} \leq f_T \leq 2 \text{ kHz}$ 。为了从理论上分析调制比和载波比对谐波损耗的影响,分别选取  $M = 0.8, 0.85, 0.90, 0.95, 1.0$  和  $R = 60, 90, 120, 180$  几种情况,对运行于额定转速下的直驱型风力 PMSG 进行计算。

首先,保持载波比  $R = 120$  不变,维持正弦波调制信号的幅值  $V_1$  恒定,改变载波信号的幅值  $V_T$ ,从而改变调制比  $M$ 。针对不同的  $M$ ,分别计算磁密、电流、铁耗和铜耗。

以定子铁心轭部中心  $H$  点为例(参见图 1),图 7 比较了定子铁心磁密径向分量  $B_r$  和切向分量  $B_\theta$

的波形变化情况。由此可见,随着调制比的减小,定子铁心磁密的谐波含量有所增加。

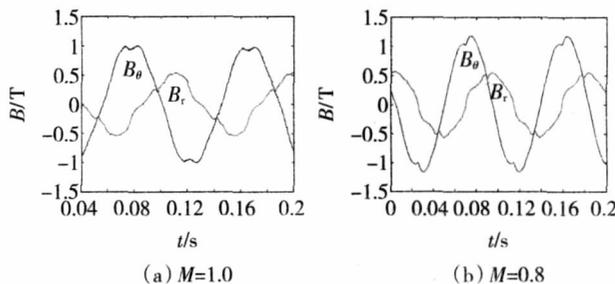


图 7 调制比对铁心磁密波形的影响

Fig. 7 Influence of  $M$  on the stator iron flux density waveforms

图 8 给出了定子绕组 A 相电流的波形,可以看出,调制比的变化对定子电流波形及谐波含量的影响并不明显,但随着调制比的减小,定子电流的幅值有所减小。

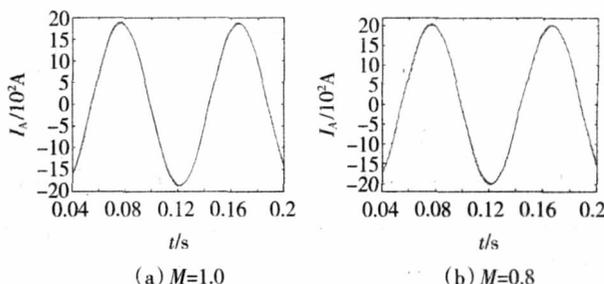


图 8 调制比对定子电流波形的影响

Fig. 8 Influence of  $M$  on the stator current waveform

分别采用二维场路耦合时步有限元模型和文献 [5] 提出的解析方法,对样机的定子铁耗进行计算,表 2 给出了调制比对定子铁耗的影响。由此可以得出两点结论: ①与文献 [5] 的解析法对比,定子铁耗随调制比的变化规律相同,其相对偏差在 5% 以下,再次验证了本文模型与计算结果的正确性; ②随着调制比的减小,由于谐波磁密的含量增加,因此铁耗随之增加。与基波铁耗相比,当  $M = 1.0$  时,谐波的影响使定子铁耗增加了 2.8%; 当  $M = 0.8$  时,定子铁耗增加了 8.2%。

表 2 调制比对定子铁耗的影响

Table 2 Influence of  $M$  on the stator iron loss

调制比	场路耦合法	解析法	偏差/%
1.00	1.028	1.005	2.24
0.95	1.046	1.010	3.44
0.90	1.049	1.020	2.76
0.85	1.069	1.026	4.02
0.80	1.082	1.031	4.71

根据分立铁耗计算模型,表3进一步给出了涡流损耗、磁滞损耗和附加损耗在定子总铁耗中所占的比例。由此可见,在不同的调制比下,涡流损耗占的比例都最大,大约为定子总铁耗的58%左右,其次磁滞损耗占了定子总铁耗的41%左右,而附加损耗所占的比例很小。

表3 不同调制比下定子3种铁耗所占比例

Table 3 Percentage of the stator iron losses for different  $M$

调制比	涡流损耗/%	磁滞损耗/%	附加损耗/%
1.00	57.73	42.12	0.15
0.95	57.67	42.18	0.15
0.90	58.12	41.71	0.17
0.85	58.90	40.94	0.16
0.80	58.70	41.14	0.16

表4给出了调制比对定子铜耗的影响。由此可见,调制比对铜耗的影响规律与对铁耗的影响规律不同。随着调制比的减小,由于定子电流的幅值减小,因此定子铜耗随之减小。另一方面,调制比的出现,使谐波铜耗的增加程度明显大于谐波铁耗的增加程度。与定子基波铜耗相比,谐波的影响使定子铜耗增加了24.9%~22.5%。

表4 调制比对定子铜耗的影响

Table 4 Influence of  $M$  on the stator copper loss

调制比	铜耗	调制比	铜耗
1.00	1.249	0.85	1.231
0.95	1.241	0.80	1.225
0.95	1.235		

### 2.3 载波比对谐波损耗的影响

保持调制比  $M = 0.8$  不变,维持正弦波调制信号的幅值  $V_1$  和频率  $f_1$  恒定,改变载波信号的频率  $f_T$ ,从而改变载波比  $R$ 。针对不同的  $R$ ,分别计算磁密、电流、铁耗和铜耗。

图9给出了定子铁心轭部中心  $H$  点的磁密变化情况,可以看出随着载波比的变化,磁密波形变化不大。但从图10所示的定子绕组A相电流波形可以看出,当载波比减小时,定子电流的谐波含量有一定程度的增加,但定子电流的幅值基本不变。

表5给出了载波比对定子铁耗的影响。通过对比发现,在不同的载波比下,用解析法计算得到定子铁耗均为基波铁耗的1.031倍,保持不变;而用场路耦合方法,可以更好的反映载波比对定子铁耗的影响。当载波比从180变到60,用场路耦合法计算得

到的定子铁耗从基波铁耗的1.061倍变到了1.151倍,定子铁耗增加了9%。

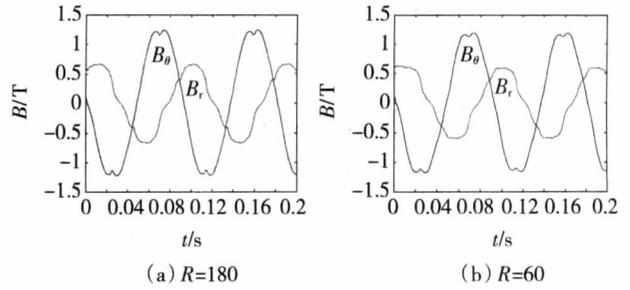


图9 载波比对定子铁心磁密波形的影响

Fig. 9 Influence of  $R$  on the stator iron flux density waveforms

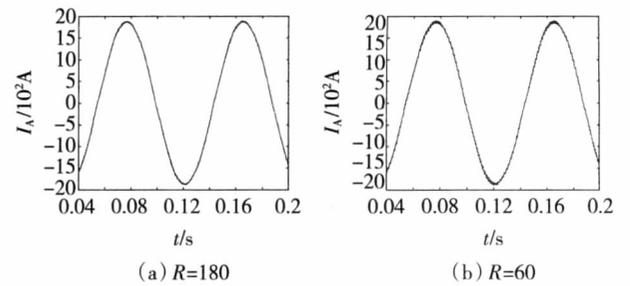


图10 载波比对定子电流波形的影响

Fig. 10 Influence of  $R$  on the stator current waveform

表5 载波比对定子铁耗的影响

Table 5 Influence of  $R$  on the stator iron loss

载波比	场路耦合法	解析法	偏差/%
180	1.061	1.031	2.83
120	1.082	1.031	4.71
90	1.097	1.031	6.02
60	1.151	1.031	10.43

表6给出了载波比对定子3种不同铁耗比例的影响。由此可见,定子铁耗的主要部分依然是涡流损耗,其次是磁滞损耗,而附加损耗所占的比例依然很小。变频器控制参数调制比和载波比的变化,基本上不会改变定子铁心涡流损耗、磁滞损耗和附加损耗的分布比例。

表6 不同载波比时定子3种铁耗所占比例

Table 6 Percentage of the stator iron losses for different  $R$

载波比	涡流损耗/%	磁滞损耗/%	附加损耗/%
180	58.65	41.18	0.17
120	58.72	41.12	0.16
90	60.86	38.98	0.16
60	60.94	38.91	0.15

表7给出了载波比对定子铜耗的影响。由此可见,载波比对铜耗与对铁耗的影响规律相同,随着载

波比的减小,由于定子电流中的谐波含量增加,因此铜耗随之增加。但总体来说,随着载波比的变化,铜耗的变化幅度不大。

表 7 载波比对定子铜耗的影响

Table 7 Influence of  $R$  on the stator copper loss

载波比	铜耗	调制比	铜耗
180	1.224	90	1.228
120	1.225	60	1.232

### 3 结 论

随着直驱型风力 PMSG 的广泛应用,必须考虑变频器控制参数对发电机谐波损耗的影响。PWM 变频器的作用不同于电动机的谐波源,而成为了 PMSG 的谐波负载,两者的分析与处理方法有所不同,体现在变频器中控制信号的相位不同。合理选择 PWM 变频器的控制参数,对 PMSG 的设计与控制具有参考价值。通过研究,得到如下结论:

1) 由于直驱型风力 PMSG 的额定转速与基波频率低,因此在准确分析与计算定子谐波铁耗的同时,准确分析与计算定子谐波铜耗就显得尤其重要。

2) 变频器控制参数对 PMSG 谐波损耗的影响不同。当载波比相同时,随着调制比的减小,定子铁耗增加,定子铜耗减小;而当调制比相同时,随着载波比的减小,定子铁耗和铜耗均有所增加。

3) 无论调制比和载波比如何变化,定子铁心中涡流损耗、磁滞损耗和附加损耗的分布比例几乎不变,其中涡流损耗所占比例最大,磁滞损耗次之,而附加损耗很小。

#### 参 考 文 献:

[1] CHINCHILLA M, ARNALTES S, BURGOS J C. Control of permanent magnet generators applied to variable-speed wind-energy systems connected to the grid[J]. *IEEE Trans on Energy Conversion*, 2006, 21(1): 130 - 135.

[2] JAMAL A BAROUDI, VENKATA Dinavahi, ANDREW M Knight. A review of power converter topologies for wind generators[J]. *Renewable Energy*, 2005, 32(14): 2369 - 2385.

[3] ALDO Boglietti, ANDREA Cavagnino, MARIO Lazzari, et al. Predicting iron losses in soft magnetic materials with arbitrary voltage supply: an engineering approach[J]. *IEEE Trans on Magnetics*, 2003, 39(2): 981 - 989.

[4] 吴新振, 王祥珩, 罗成. 异步电机转子感应非正弦电流时的导条损耗[J]. *中国电机工程学报* 2005 25(17): 131 - 135.

WU Xinzhen, WANG Xiangheng, LUO Cheng. Loss calculation for induction machine rotor bar with non-sinusoidal current[J].

*Proceeding of the CSEE*, 2005, 25(17): 131 - 135.

[5] 黄平林, 胡虔生, 崔杨, 等. PWM 逆变器供电下电机铁心损耗的解析计算[J]. *中国电机工程学报* 2007 27(12): 19 - 23.

HUANG Pinglin, HU Qianshen, CUI Yang, et al. Analytical calculation of the iron losses of electrical machine fed by PWM inverter[J]. *Proceeding of the CSEE*, 2007, 27(12): 19 - 23.

[6] ZHAN Y, KNIGHT A M, WU Y, et al. Investigation and comparison of inverter-fed induction machine loss [C] // *IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, Oct 5 - 9 2008, Edmonton, AB, Canada. 2008: 1 - 6.

[7] KATSUMI Yamazaki, YOSHIKI Seto. Iron loss analysis of interior permanent-magnet synchronous motors-variation of main loss factors due to driving condition[J]. *IEEE Trans on Industry Application*, 2006, 42(2): 1045 - 1052.

[8] CHAN TzeFun, WANG Weimin, LAI LoiLei. Coupled field-circuit analysis of a surface-inset permanent-magnet synchronous generator feeding a rectifier load [C] // *International Electric Machines and Drives Conference*, May 3 - 6, 2009, Miami, FL, United States. 2009: 1600 - 1604.

[9] 严登俊, 刘瑞芳, 胡敏强, 等. 处理电磁场有限元运动问题的新方法[J]. *中国电机工程学报* 2003 23(8): 163 - 167.

YAN Dengjun, LIU Ruifang, HU Minqiang, et al. A new method to deal with the motion problem in electromagnetic field finite element analysis[J]. *Proceeding of the CSEE*, 2003, 23(8): 163 - 167.

[10] 胡敏强, 黄学良. 电机运行性能数值计算方法及其应用[M]. 南京: 东南大学出版社 2003.

[11] BOGLIETTI A, FERRARIS P, LAZZARI M, et al. Iron loss in magnetic materials with six-step and PWM inverter supply[J]. *IEEE Trans on Magnetics*, 1991, 27(6): 5334 - 5336.

[12] BOGLIETTI A, CAVAGNINO A, LAZZARI M, et al. Predicting iron losses in soft magnetic materials with arbitrary voltage supply: a engineering approach [J]. *IEEE Trans on Magnetics*, 2003, 39(2): 981 - 989.

[13] LIU Ruifang, CHRIS Chunting Mi, GAO David Wenzhong. Modeling of iron losses of electrical machines and transformers fed by PWM inverters [C] // *IEEE Power Engineering Society General Meeting*, June 24 - 28, 2007, Tampa, FL, United States. 2007: 1 - 7.

[14] ZHU J G, RAMSDEM V S. Improved formulations for rotational core losses in rotating electrical machines [J]. *IEEE Trans on Magnetics*, 1998, 34(4): 2234 - 2242.

[15] 张洪亮, 邹继斌. 考虑旋转磁通的 PMSM 铁心损耗数值计算[J]. *电机与控制学报* 2007, 11(4): 340 - 344, 348.

ZHANG Hongliang, ZOU Jibin. Numerical calculation and analysis of stator iron losses due to rotational flux and magnet pole eddy-current loss in PMSM [J]. *Electrical Machines and Control*, 2007, 11(4): 340 - 344, 348.

[16] 陈世坤. 电机设计[M]. 北京: 机械工业出版社, 1990.

(编辑: 于智龙)