

基于 JMAG 软件的电机仿真分析

方桂安, 20354027, fanggan@mail2.sysu.edu.cn

摘要—本次实验通过对 JMAG 的学习与应用, 建模并分析了直流电机、感应电机和三相永磁同步电机。在对电机本体运行机理和电磁特性分析的相关实验设计中, 深入理解了各类电机的异同。

关键词—JMAG, 直流电机, 感应电机, 三相永磁同步电机

I. 概述

JMAG 软件不同于其他用于电机仿真的 Flux、MotorSolve、Ansys、Ansoft 等, 是一款针对电机的电磁场的软件, 它是日本的 JSOL 公司所研发, 主要用于各类电机电磁场的仿真分析。较其它类型的软件, 它具有奇特的工作界面, 种类繁多的材料属性库以及高速且精准的计算分析等优势。

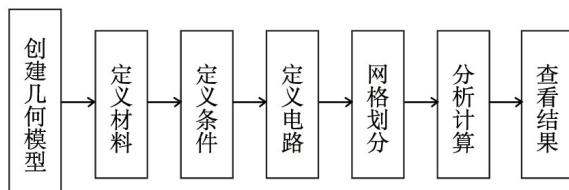


Fig. 1. JMAG 软件的仿真流程

电机的仿真模型在 JMAG 中可以通过多种方式来建模, 例如, 可以通过在 Geometry Editor 中绘制, 在 JMAG-Express 中通过设置参数来建模, 还可以通过 CAD 导入的形式来完成建模。定义材料就是指将其物理属性附加到所建模型中的相应部分。定义条件主要包括三方面:

- 1) 电机的运动方式
- 2) 线圈的电流方向
- 3) 边界条件

定义电路就是指设定电机电路的连接方式和电路的控制方向。网格划分是指对所建的模型进行划分, 利于有限元的计算。分析计算是指计算机对所建电机模型计算的过程。查看结果就是查看分析电机的仿真参数。

接下来我将在有限元仿真软件 JMAG 环境下, 分别搭建直流电机, 三相永磁同步电机和三相感应电机模

型, 并进行仿真分析, 分析电机的磁场分布, 基本原理, 空载性能以及负载特性等。

II. 直流电机

A. 基本原理

直流电动机是依靠直流电驱动的电动机, 最常见的的是以磁场产生的力使电动机转动。几乎所有电流电动机都有类似的机构, 用机电或电子的方式, 周期性的改变电动机中电流的方向。

直流电动机是最早使用的电动机, 可以用当时的直流电照明电源系统来供电。直流电动机的速度调整范围很大, 调整方式可以用改变电源电压或是调整磁场强度。小型的直流电动机会用在工具、玩具及家电上。交流整流子电动机可以用直流电供电运转, 是轻型的有刷电动机, 用在电池供电的动力工具或是家电中。较大功率的直流电动机可以用在电动载具、电梯及吊车的动力来源, 也可以用在轧钢厂的设备中。

1) 结构: 此次仿真的直流电机是一个有刷直流电机。

直流有刷电动机利用内部的换相器(整流子)、定子磁铁(永久磁铁或是电磁铁)及旋转的电磁铁, 利用直流电源来产生力矩。

直流电机里边固定有环状永磁体, 电流通过转子上的线圈产生安培力, 当转子上的线圈与磁场平行时, 再继续转受到的磁场方向将改变, 因此此时转子末端的电刷跟转换片交替接触, 从而线圈上的电流方向也改变, 产生的洛伦兹力方向不变, 所以电机能保持一个方向转动。

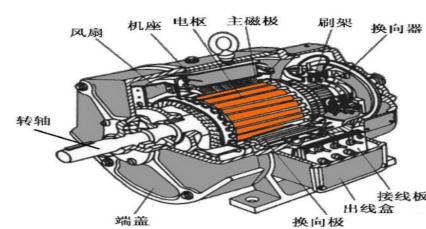


Fig. 2. 直流电机结构图

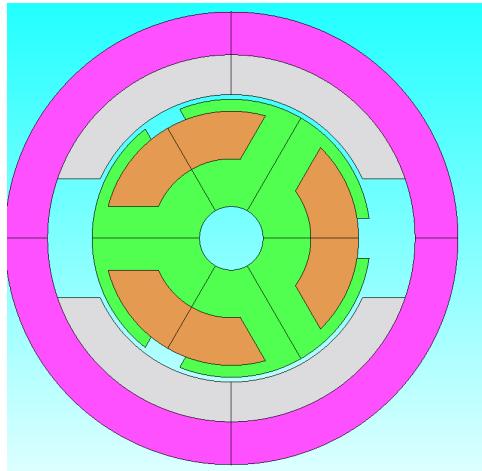


Fig. 3. 直流电机仿真图

2) 工作原理: 直流发电机的工作原理就是把电枢线圈中感应的交变电动势，靠换向器配合电刷的换向作用，使之从电刷端引出时变为直流电动势的原理。

感应电动势的方向按右手定则确定（磁感线指向手心，大拇指指向导体运动方向，其他四指的指向就是导体中感应电动势的方向）。

导体受力的方向用左手定则确定。这一对电磁力形成了作用于电枢一个力矩，这个力矩在旋转电机里称为电磁转矩，转矩的方向是逆时针方向，企图使电枢逆时针方向转动。如果此电磁转矩能够克服电枢上的阻转矩（例如由摩擦引起的阻转矩以及其它负载转矩），电枢就能按逆时针方向旋转起来。

B. 建立模型

1) 总体架构: 主要组成部分如下；

参数	值
极数	2
槽位数	3
定子铁芯 厚度: 32 mm	直径: 57 mm
转子铁芯 厚度: 32 mm	直径: 35 mm
磁铁	厚度5 mm
间距	0.6 mm

2) 电路图:

C. 结果分析

1) 磁场分布:

Parameter	Value
Number of poles	2
Number of slots	3
Stator core	Diameter: 57 mm Thickness: 32 mm
Rotor core	Diameter: 35 mm Thickness: 32 mm
Magnet	Thickness 5 mm
Gap	0.6 mm

Fig. 4. 材料特性

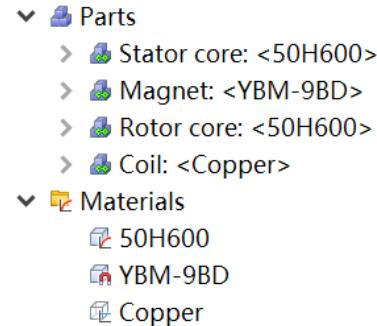


Fig. 5. 组成部分与材料设置

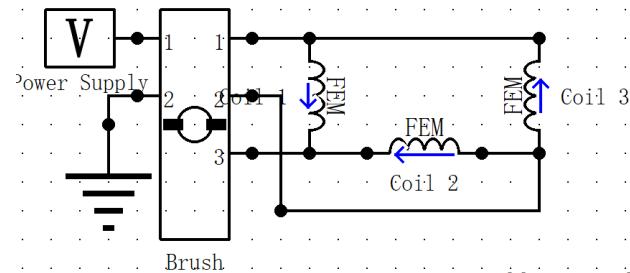


Fig. 6. 负载条件下的电路图

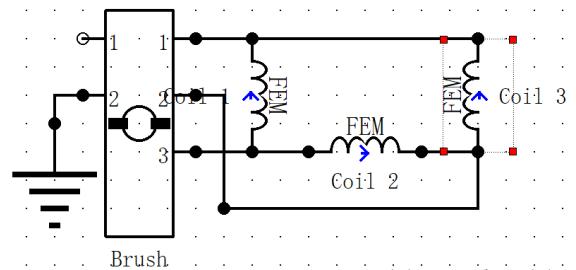


Fig. 7. 空载条件下的电路图

2) 空载特性: 定义: 当 $n = C_1 I = 0$ 时, $U = f(I_f)$

空载时, $U = E_a$ 。由于 $E_a = C_e \Phi n$, 因此空载特性实质上就是 $E_a = f(I_f)$ 。由于 E_a 正比于 Φ , 所以空载特性曲线的形状与空载磁化特性曲线相同。

直流发电机的空载特性是非线性的，上升与下降的过程不相同。实际中通常取平均特性曲线作为空载特性

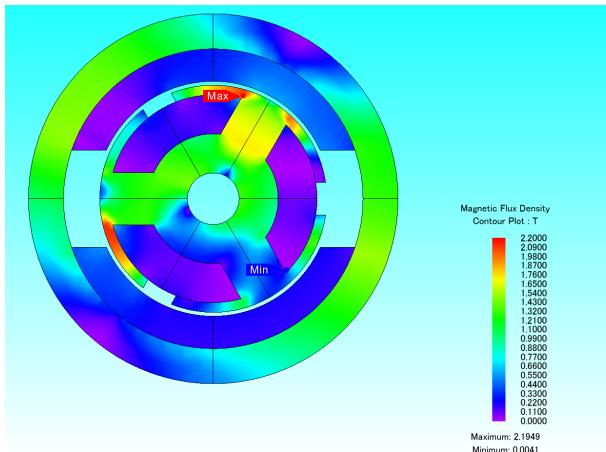


Fig. 8. 磁场分布

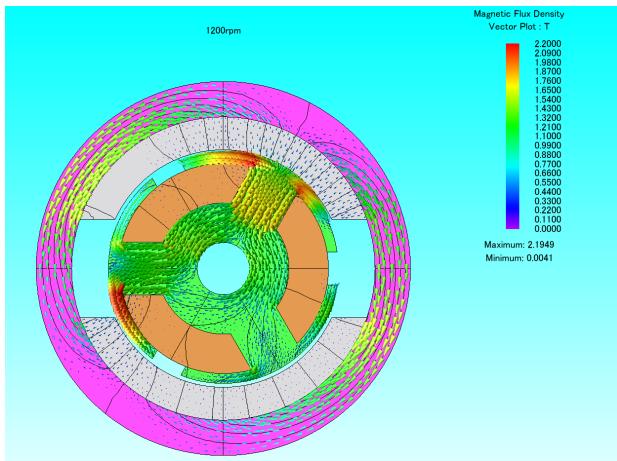


Fig. 9. 磁向量分布

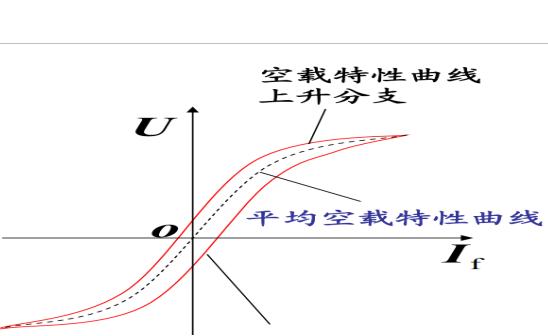


Fig. 10. 空载特性曲线

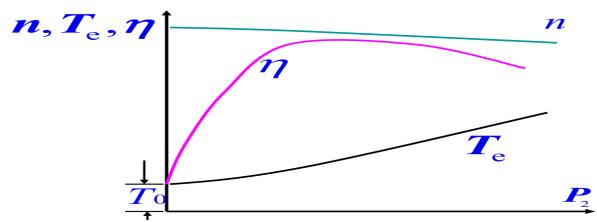


Fig. 11. 并励电动机的工作特性

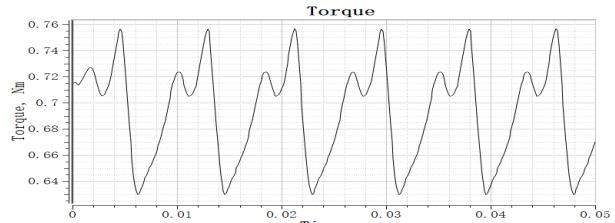


Fig. 12. 负载条件下的转矩波形

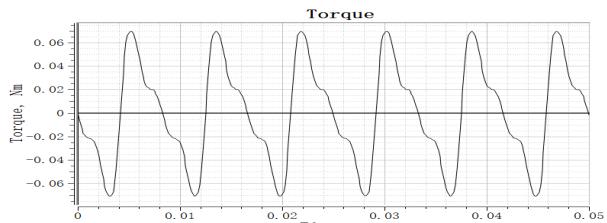


Fig. 13. 空载条件下的转矩波形

曲线。

直流电机励磁后再将励磁断开，磁路中就会有剩磁。

3) 转速转矩特性: 转速特性 $n=f(P_2)$

$$n = \frac{E_a}{C_e \Phi} = \frac{U}{C_e \Phi} - \frac{R_a}{C_e \Phi} I_a$$

并励电动机在运行中，励磁绕组绝对不能断开。

转矩特性

$$T_e = f(P_2)$$

转矩方程

$$T_e = T_0 + T_2 = T_0 + \frac{P_2}{\Omega}$$

从 [14] 中转速和电流与转矩成正比，可以判断该电机为直流电机。

电刷电机中的转矩是由定子磁铁产生的磁场和流向线圈的电流产生的磁场的吸引力和斥力产生的。流向转子线圈的电流通过电刷和换向器进行换向和流动，以

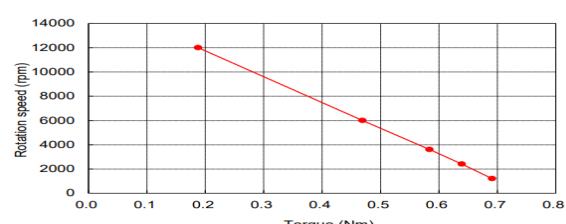


Fig. 14. 速度-转矩曲线

始终保持转矩，但每个线圈都是通过换向器圆连接的，因此流向线圈的电流由于每个线圈中的感应电压和与电刷的接触情况而不断变化。

因此，为了在分析模型中再现物理现象，创建转矩分析模型，再现磁通路径和电刷/换向器电路，并获得电机各部件中产生的磁通密度和电磁力。

当电机转速发生变化时，感应电压和激励电流也会发生变化，从而导致输出转矩的变化。获取目标结果的分析步骤为：首先创建转矩分析模型，然后进行暂态磁场分析并获得转矩时程，最后计算平均转矩。进行几次改变转速的分析，得到转矩与转速的关系。

4) 电流波形：机械能转变成电能时

电枢电势：

$$E_a = C_e \Phi n$$

$$\text{电磁转矩: } T_e = C_T \Phi I_a$$

电势平衡方程：

$$E_a = U + I_a R + 2\Delta U_s$$

$$E_a > U$$

电能转变成机械能时

$$\text{电枢电势: } E_a = C_e \Phi n$$

$$\text{电磁转矩: } T_e = C_T \Phi I_a$$

电势平衡方程：

$$E_a = U - I_a R - 2\Delta U_s$$

$$E_a < U$$

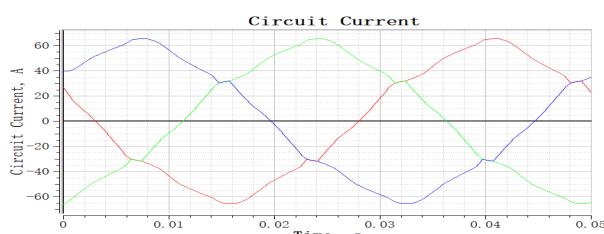


Fig. 15. 负载条件下的电流波形

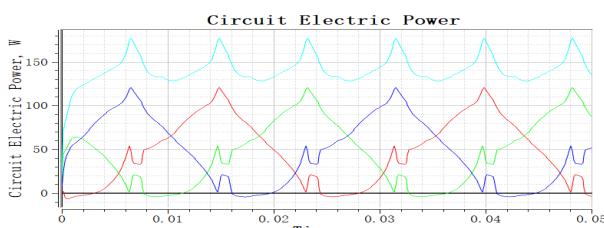


Fig. 16. 负载条件下的电力波形

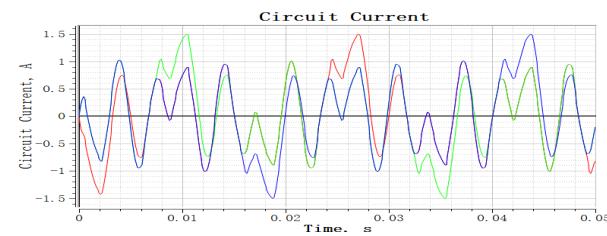


Fig. 17. 空载条件下的电流波形

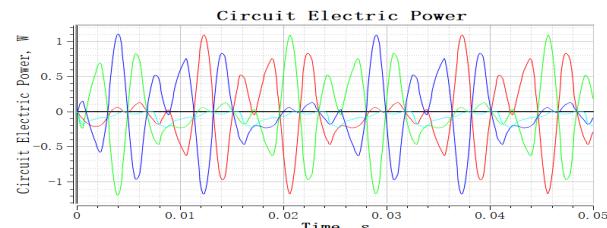


Fig. 18. 空载条件下的电力波形

5) 电机损耗输出：1、直流电机中的电气或铜损：

直流电机的定子绕组和电枢绕组中会发生电气或铜损。这种类型的损失包括不同类型的损失。如与铜刷接触造成的铜损电枢损坏。

这里，电枢铜损可以作为 $I_a^2 R_a$ 获得。

其中；

“ I_a ” 是电枢电流。

“ R_a ” 是电枢的电阻。

这种类型的损耗是满载损耗的 30% 到 40%。这些损耗是可变的，主要取决于直流电机负载的数量。

2、磁损或铁损或铁损：

这种损坏的替代名称是铁损坏或重大损坏。这种类型的损坏可能发生在可以改变通量的装甲芯和齿中。这些损耗包括滞后和涡流损耗等两大损耗。

3、滞后损失：电枢铁芯中的这种损耗是由于反向磁性造成的。

磁滞损耗也发生在直流电机的齿和电枢铁芯之间。这种损失可以通过硅树脂芯来最小化。这种材料具有低滞后系数。

4、涡流损耗：一旦电枢铁芯转换成磁极的磁场并切断磁通。因此，可以根据电磁感应定律将电动势感应到芯体中。感应电动势可用于设置电枢芯体内的电流，这就是为什么它被称为涡流。

并且由于电流流动而引起的功率损失称为跟电流损失。这可以作为一个 loss 来实现。

这种损坏可以通过制作带有薄层压印章的电枢铁芯来最小化。因此，铠装芯中使用的叠片厚度可以从 0.35 毫米到 0.5 毫米不等。

5、电刷损失：这种类型的损坏可能发生在碳刷和换向器之间。这是直流电机中电刷触点末端的功率损耗。

6、机械损失：由于机器的冲击，可能会发生机械损坏。这种损失可以分为两个主要部分，一个是轴承摩擦，另一个是风阻。这种损坏可能发生在直流电机内部的运动部件上。直流电机中的空气也称为风阻损失。

风阻损失非常小，可能是由轴承中的摩擦引起的。这种损坏也称为机械损坏。这些损坏包括刷子摩擦和轴承。在满载损耗中，这个损耗约为 10%——20%。

7、杂散损失：这些是混合类型的损失，在这种损失中需要考虑一些因素。由于电枢反应引起的流动扭曲线圈内部短路。

由于导体内部的 AD 电流，存在过多的铜损。此类损失无法确定。因此，有必要分配这个损失的逻辑值。在大多数机器中，这种损失被假定为 1%。

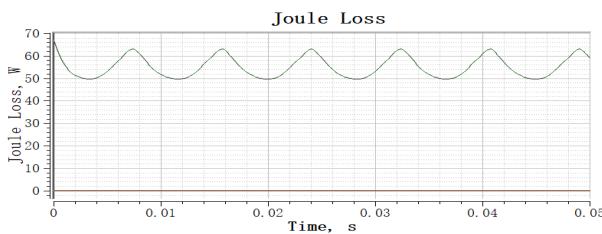


Fig. 19. 空载条件下的焦耳损耗

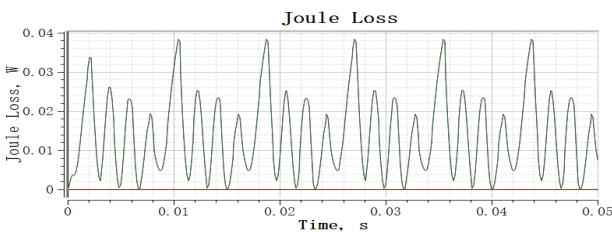


Fig. 20. 负载条件下的焦耳损耗

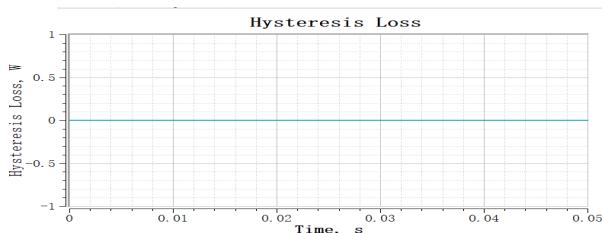


Fig. 21. 磁滞损耗

6) 磁链:

7) FEM 线圈电感:

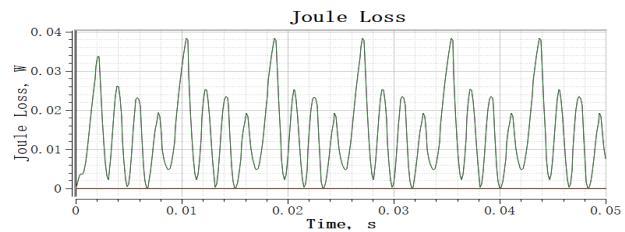


Fig. 22. 磁链波形

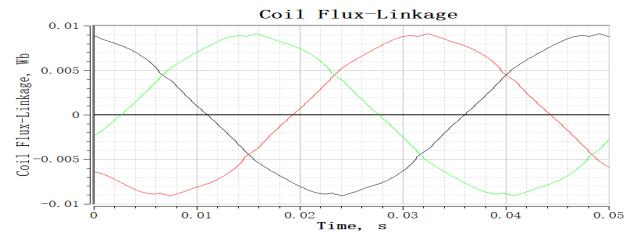


Fig. 23. 空载条件下的线圈电感波形

III. 三相永磁同步电机

A. 基本原理

永磁同步电动机 (PMSM) 以永磁体提供励磁（励磁：电机工作所依靠的磁场），无电刷，不需要励磁电流，提高电机的效率和功率密度。

1) 结构: 永磁同步电动机一般由：定子，转子，端盖等部件组成。

定子绕组，围绕着定子铁芯进行环绕，通过控制定子绕组的输入电流的频率，可以控制磁场旋转频率，进而控制转速。

转子上面放有永磁体，根据永磁体的摆放位置不同，分为凸出式永磁转子，内埋式永磁转子。本次仿真采用的是 IPMSM，即内埋式永磁同步电机。

2) 工作原理: 永磁同步电机工作方式分为两种：一种是通过变频调速器控制电机达到同步，一种是通过异步起动方式来达到同步。

永磁同步电动机不能直接通三相交流的起动，因转子惯量大，磁场旋转太快，静止的转子根本无法跟随磁场启动旋转。

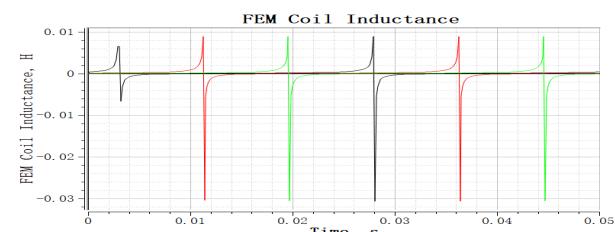


Fig. 24. 负载条件下的线圈电感波形

变频调速器方式：永磁同步电动机的电源采用变频调速器提供，启动时变频器输出频率从 0 开始连续上升到工作频率，电机转速则跟随变频器输出频率同步上升，改变变频器输出频率即可改变电机转速，是一种很好的变频调速电动机。

异步起动方式：永磁同步电动机的启动和运行是由定子绕组、转子鼠笼绕组和永磁体这三者产生的磁场的相互作用而形成。

在不需要调速的场合直接用三相交流电供电的方法是在永磁转子上加装笼型绕组。

静止时，给定子绕组通入三相交流电，产生定子旋转磁场；定子旋转磁场相当于转子旋转，在笼型绕组内产生感应电流，形成转子旋转磁场。这两个磁场相互作用，产生转矩，使转子由静止开始转动。

在刚开始转动的时候，转子旋转磁场的转速与定子旋转磁场的转速不等，这样会产生交变转矩。

当转子旋转磁场几乎与定子旋转磁场同步时，转子绕组不产生感应电流，转子上只有永磁体产生磁场，产生驱动转矩！

所以，转子绕组来实现一个启动，启动完成后，转子绕组不再起作用，由永磁体和定子绕组的磁场相互作用，产生力矩。

B. 建立模型

1) 总体架构：IPM 电机的特点在于它的转子几何形状，它的磁铁嵌入其中。当定子的旋转磁场以垂直于转子磁铁 (q 轴) 的方向施加时，电机就像普通的 SPM 电机一样运行。然而，当电流相位移并施加 d 轴分量时，电机运行时，转子磁体中的磁场就会减弱。这被称为磁场减弱。在 SPM 电机中， d 轴电流的作用足以削弱磁场，因此转速增加，但转矩减小。

Parameter	Value
Number of poles	4
Number of slots	24
Stator core (outer dimensions)	Diameter: 112 mm; thickness: 65 mm
Rotor core (outer dimensions)	Diameter: 55mm; thickness: 65 mm
Gap	0.5 mm

Fig. 25. 主要结构及其参数

2) 电路图：

C. 结果分析

1) 磁场分布：

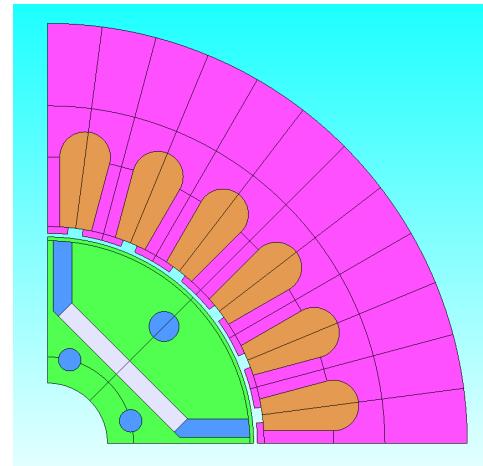


Fig. 26. 仿真模型图

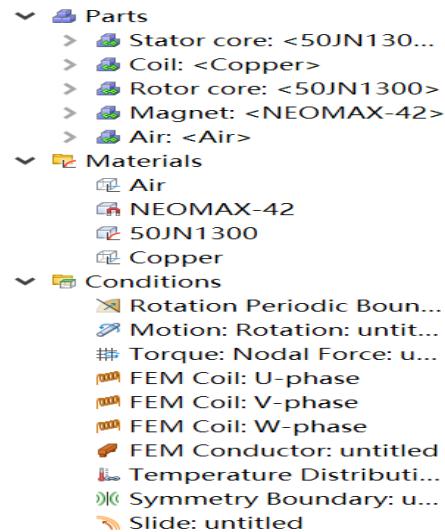


Fig. 27. 仿真过程

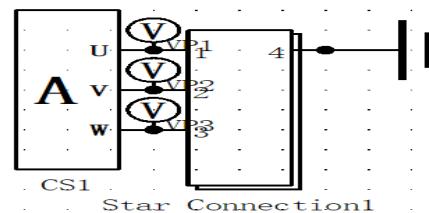


Fig. 28. 负载条件下的电路图

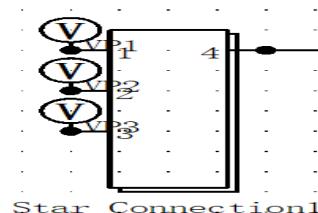


Fig. 29. 空载条件下的电路图

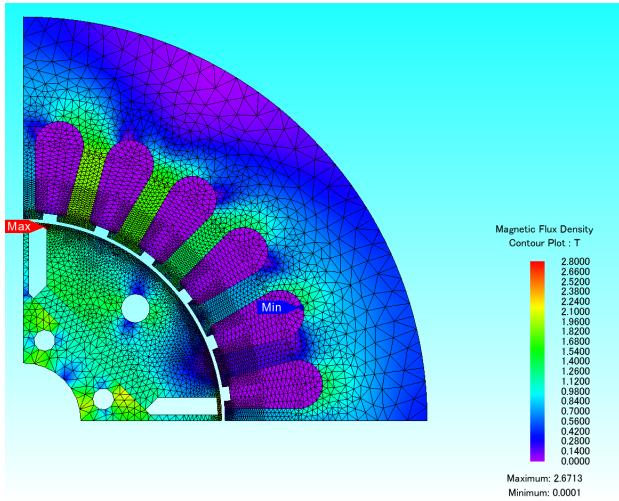


Fig. 30. 磁场热力图分布

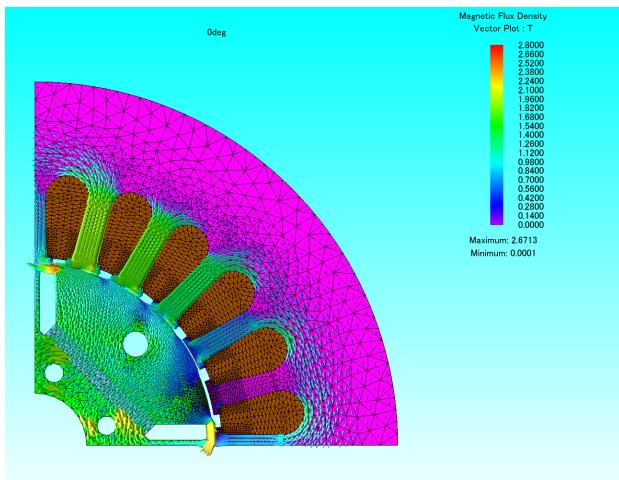


Fig. 31. 磁力线分布

2) 电压电流波形: 永磁同步电机的转子磁动势为永磁体产生: 永磁体磁动势 $F_{pm} = H_C h_{pm}$ 式中, H_C 表示永磁体的矫顽力, h_{pm} 为永磁体的厚度

如图 [32] 所示, 永磁体的磁动势表示为波函数:

$$f_r = f(\gamma - \theta_r)$$

式中, γ 表示空间位置, θ_r 表示转子位置角另外, 提取永磁体磁动势的基波分量: $f_{r1} = F_{pm1} \cos(\gamma - \theta_r)$ 式中, F_{pm1} 为转子磁动势的基波幅值。

公式中 C 表示定子绕组相关的系数 (考虑绕组的类型, 比如短距、分布、斜槽等)。 f_A 表示线圈 A 产生的电动势在空间位置 γ 处的作用。

$$\begin{cases} i_A = I_m \cos(\omega t + \alpha) \\ i_B = I_m \cos(\omega t + \alpha - 120^\circ) \\ i_C = I_m \cos(\omega t + \alpha - 240^\circ) \end{cases}$$

名称	符号	表达式
永磁磁链	A_{A0}	$A_{pm} e^{j(\theta_r)}$
d 轴电枢反应磁链	A_{Ad}	$A_{dm} e^{j(\theta_r)}$
q 轴电枢反应磁链	A_{Aq}	$A_{qm} e^{j(\theta_r + 90^\circ)}$
空载反电动势	E_{A0}	$\omega A_{pm} e^{j(\theta_r + 90^\circ)}$
电流	I_A	$I_m e^{j(\theta_r + \Delta\gamma)}$
d 轴电流	I_{Ad}	$I_{dm} e^{j(\theta_r)}$
q 轴电流	I_{Aq}	$I_{qm} e^{j(\theta_r + 90^\circ)}$
d 轴电枢反应反电动势	E_{Ad}	$\omega L_d I_{dm} e^{j(\theta_r + 180^\circ)}$
q 轴电枢反应反电动势	E_{Aq}	$\omega L_d I_{dm} e^{j(\theta_r + 90^\circ)}$

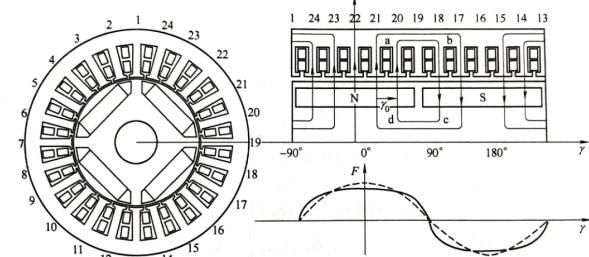


Fig. 32. 电机转子磁动势产生示意图

$$\therefore \begin{cases} f_A = CNi_A \cos(\omega t + \alpha) \cos \gamma \\ f_B = CNi_B \cos(\omega t + \alpha - 120^\circ) \cos(\gamma - 120^\circ) \\ f_C = CNi_A \cos(\omega t + \alpha - 240^\circ) \cos(\gamma - 240^\circ) \end{cases}$$

$$\therefore f_{s1} = f_A + f_B + f_C = \frac{3C}{2} NI_m \cos[\gamma - (\omega t + \alpha)] = F_{s1} \cos[\gamma - (\omega t + \alpha)]$$

可以将定子绕组的合成电动势 f_{s1} 分解为直轴分量 f_{sd} 和交轴分量 f_{sq} : ($\Delta\gamma$ 为转矩角)。

$$f_{s1} = F_{s1} \cos[\gamma - (\omega t + \alpha)] = F_{s1} \cos[\gamma - (\theta_r + \Delta\gamma)]$$

$$f_{s1} = F_{s1} [\cos(\Delta\gamma) \cos(\gamma - \theta_r) - \sin(\Delta\gamma) \sin(\gamma - \theta_r)]$$

$$f_{s1} = F_{s1} \cos(\Delta\gamma) \cos(\gamma - \theta_r) + F_{s1} \sin(\Delta\gamma) \cos[\gamma - (\theta_r + 90^\circ)]$$

定子绕组合成电动势分解

$$\begin{cases} \mathbf{F}_{sd} = |\mathbf{F}_{sd}| e^{j(\theta_r)} = F_{s1} \cos(\Delta\gamma) e^{j(\theta_r)} \\ \mathbf{F}_{sq} = |\mathbf{F}_{sq}| e^{j(\theta_r + 90^\circ)} = F_{s1} \cos(\Delta\gamma) e^{j(\theta_r + 90^\circ)} \\ \mathbf{F}_{s1} = \mathbf{F}_{sd} + \mathbf{F}_{sq} \end{cases}$$

$$\begin{cases} f_{sd} = F_{s1} \cos(\Delta\gamma) \cos(\gamma - \theta_r) \\ f_{sq} = F_{s1} \sin(\Delta\gamma) \cos[\gamma - (\theta_r + 90^\circ)] \\ f_{s1} = f_{sd} + f_{sq} \end{cases}$$

直轴分量与交轴分量磁动势 (左: 相量方程右: 时间函数) 将 A 相电流进行分解, 得到 d/q 轴电流分量:

3) 电机损耗输出:

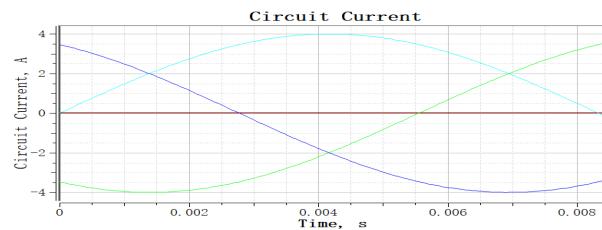


Fig. 33. 负载条件下的电流波形

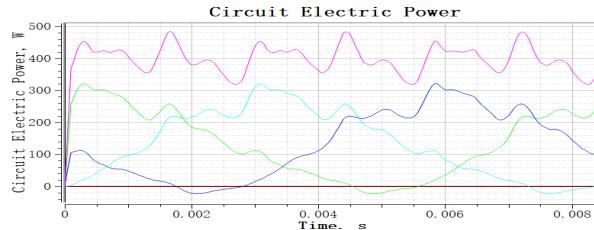


Fig. 34. 负载条件下的电力输出波形

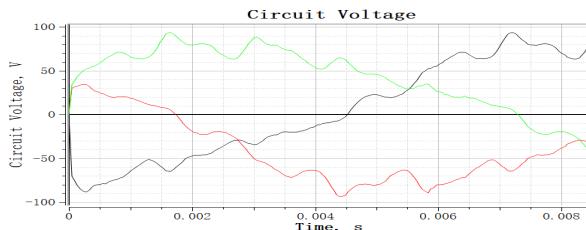


Fig. 35. 负载条件下的电压波形

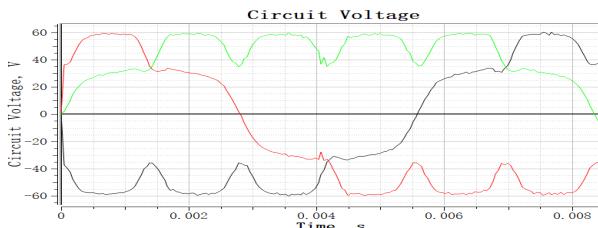


Fig. 36. 空载条件下的电流波形

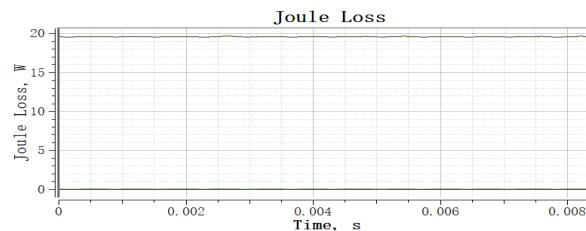


Fig. 37. 负载条件下的焦耳损耗

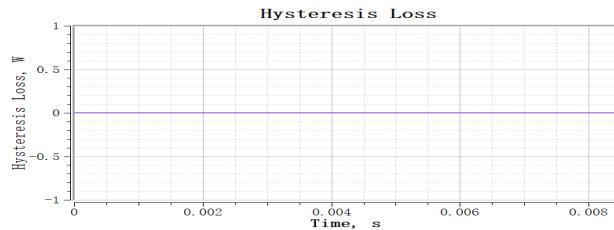


Fig. 38. 空载条件下的焦耳损耗

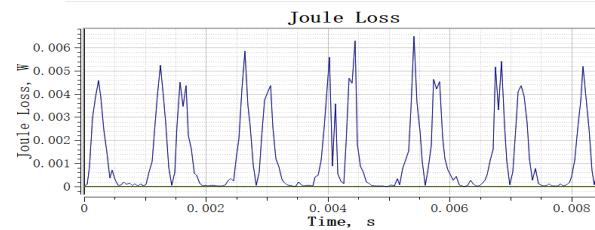


Fig. 39. 磁滞损耗

4) 转矩: 根据能量守恒推导出电机转矩，推导过程中忽略了电阻项且近似认为系统的效率为 1：

$$P = 3U_A I_A \cos \phi$$

$$P = 3U_A I_A \cos(\Delta\gamma + \phi - \Delta\gamma)$$

$$P = 3U_A I_A \cos(\Delta\gamma + \phi) \cos(\Delta\gamma) + 3U_A I_A \sin(\Delta\gamma + \phi) \sin(\Delta\gamma)$$

$$P = 3(U_d I_d + U_q I_q)$$

$$P = 3[(E_{A0} + X_d I_d) I_q - X_q I_q I_d]$$

$$P = 3\omega [\Lambda_{pm} + L_d I_m \cos(\Delta\gamma)] I_m \sin(\Delta\gamma) - I_m \sin(\Delta\gamma) \cos(\Delta\gamma) I_d$$

$$P = 3\omega \left[\Lambda_{pm} I_m \sin(\Delta\gamma) - \frac{(L_q - L_d) I_m^2}{2} \sin(2\Delta\gamma) \right]$$

$$T_m = \frac{P}{\omega_m} = \frac{p}{2} \frac{P}{\omega} = \frac{3}{2} p \left[\Lambda_{pm} I_m \sin(\Delta\gamma) - \frac{(L_q - L_d) I_m^2}{2} \sin(2\Delta\gamma) \right]$$

$$T_m = \frac{P}{\omega_m} = \frac{p}{2} \frac{P}{\omega} = \frac{3}{2} p \left[\Lambda_{pm} I_m \sin(\Delta\gamma) - \frac{(L_q - L_d) I_m^2}{2} \sin(2\Delta\gamma) \right]$$

转矩由两部分构成：第一部分只和永磁磁链有关，称为永磁转矩；第二部分与永磁无关，只和直交轴的电感差值（即和直交轴磁阻差值）有关，称为磁阻转矩。永磁转矩在转矩角等于 90° 时取得最大值，而磁阻转矩在转矩角为 45° 和 135° 时取得最大值。总转矩最大值的转矩角则与电机参数有关。

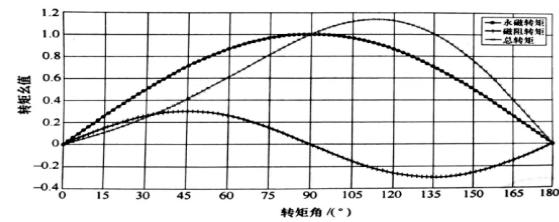


Fig. 40. 转矩特性曲线

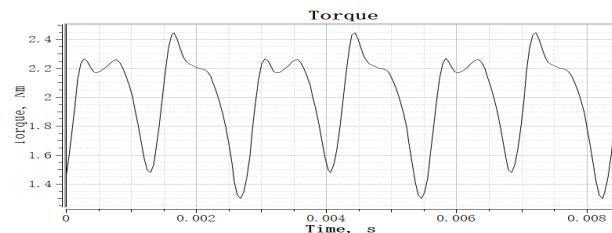


Fig. 41. 负载条件下的转矩波形

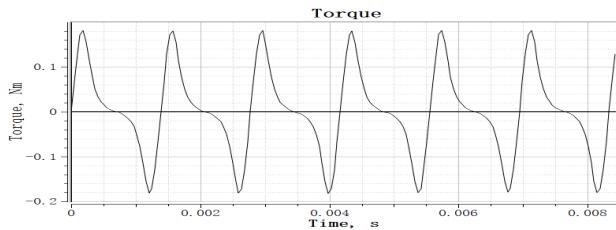


Fig. 42. 空载条件下的转矩波形

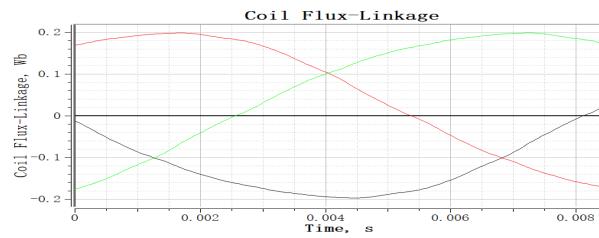


Fig. 44. 磁链波形

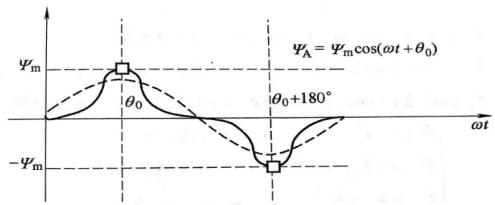


Fig. 43. A 相磁链波形

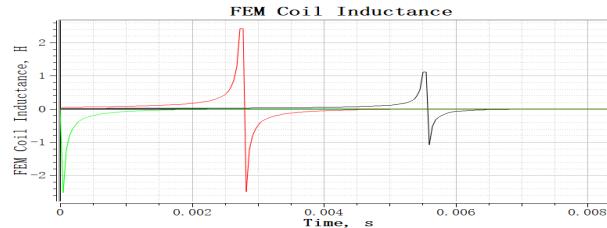


Fig. 45. 负载条件下的线圈电感

5) 磁链: $A/B/C$ 三相绕组的轴线分别位于 γ 等于 0° 120° 和 240° 处。因此从 A 相磁链波形图中可以得知, 转子再转过 θ_0 时, 转子磁动势的波峰将对准 A 相绕组轴线, A 相绕组匝链的磁通量取得最大值; 转子再转过 $\theta_0 + 180^\circ$ 时, 转子磁动势的波谷将对准 A 相绕组轴线, A 相绕组匝链的磁通量取得最小值。该值与最大值大小相等, 方向相反。将波形进行谐波分解可以得到其基波分量 (如图中虚线所示)。三相定子绕组的磁动势基波分量可以通过下列方程式表示:

$$\left\{ \begin{array}{l} \psi_{A0} = \psi_{m0} \cos(\omega t + \theta_0) = \psi_{m0} \cos(\theta_r) \\ \psi_{B0} = \psi_{m0} \cos(\omega t + \theta_0 - 120^\circ) = \psi_{m0} \cos(\theta_r - 120^\circ) \\ \psi_{C0} = \psi_{m0} \cos(\omega t + \theta_0 - 240^\circ) = \psi_{m0} \cos(\theta_r - 240^\circ) \end{array} \right.$$

根据法拉第电磁感应定律, 将磁链进行求导即可得到空载反电动势的表达式:

$$\left\{ \begin{array}{l} e_{A0} = \frac{d}{dt} \psi_{A0} = \omega \psi_{m0} \cos(\theta_r + 90^\circ) \\ e_{B0} = \frac{d}{dt} \psi_{B0} = \omega \psi_{m0} \cos(\theta_r + 90^\circ - 120^\circ) \\ e_{C0} = \frac{d}{dt} \psi_{C0} = \omega \psi_{m0} \cos(\theta_r + 90^\circ - 240^\circ) \end{array} \right.$$

将以上的磁动势与空载反电动势使用向量表示:

$$\left\{ \begin{array}{l} \dot{\psi}_{A0} = \dot{\psi}_{m0} e^{j(\theta_r)} \\ \dot{E}_{A0} = j\omega \dot{\psi}_{A0} = \omega \dot{\psi}_{m0} e^{j(\theta_r + 90^\circ)} \end{array} \right.$$

6) FEM 线圈电感:

IV. 感应电机

A. 基本原理

1) 结构: 异步电动机也称为感应电动机 (induction motor), 简称 IM 或 ACIM, 是一种由定子线圈利用电

磁感应的方式使转子产生电流, 让电动机产生力矩的交流电动机。

异步电机可按转子绕组形式, 分为绕线式和鼠笼式。绕线型的均为三相电动机, 而鼠笼式的有三相电动机, 也有单相电动机。鼠笼式感应电动机的转子可以不用连接电动机外部的电路。

2) 工作原理: 在异步电动机或是同步电动机中, 都是由电动机定子通入交流电, 产生和交流频率相同的旋转磁场。

异步电动机的转子绕组中没有使用外加电源供电, 而是通过定子产生的旋转磁场 (其转速为同步转速 n_1) 与转子绕组的相对运动, 转子绕组切割磁感线产生感应电动势, 从而使转子绕组中产生感应电流, 感应电流的方式类似变压器中二次绕组感应电流的方式。

转子绕组的感应电流会在转子产生磁场来反抗定子磁场造成的变化。根据楞次定律, 转子上产生的磁场会和转子电流上的电流变化相反。转子绕组感应电流的原因是因为旋转的定子磁场, 因此为了和转子绕组电流的变化相反, 转子和开始往定子旋转磁场的方向旋转。转子会加速到转子感应电流和力矩和转子的机械负载

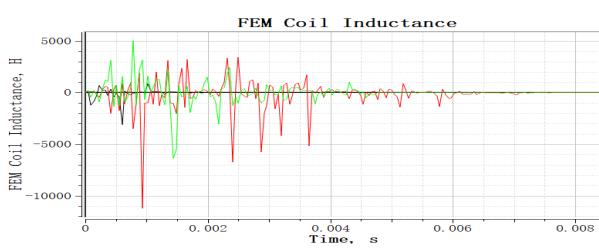


Fig. 46. 空载条件下的线圈电感

平衡的时候为止。若转子在同步速下旋转，转子和旋转磁场没有相对运动，不会产生感应电流，因此异步电动机的运转速度会比同步转速略慢一点。真实转速和同步速的转速差相对同步速的比例称为转差率（slip），针对转矩曲线为标准设计 B 的感应电动机，其转差率会介于 0.5% 和 5.0% 之间。异步电动机的特点就是其转子电流和转矩是由感应产生，而不像同步电动机或直流电动机由独立转子激磁电路产生，也不像永磁电动机是用永久磁铁产生磁场。

为了要产生转子电流，转子的实际转速会比定子旋转磁场的转速（ n ）慢一些，否则旋转磁场和转子导体没有相对运动，转子上不会感应到电流。若转子速度低于同步速度，且持续下降，转子上的磁场旋转速度会增加，感应的电流会变大，也会产生较大的力矩。转子上感应到旋转磁场的转速和定子旋转磁场转速的比例称为转差率。在有负载时，转子速度会下降，会产生够大的力矩推动负载旋转。因此感应电动机也称为是异步电动机。

B. 建立模型

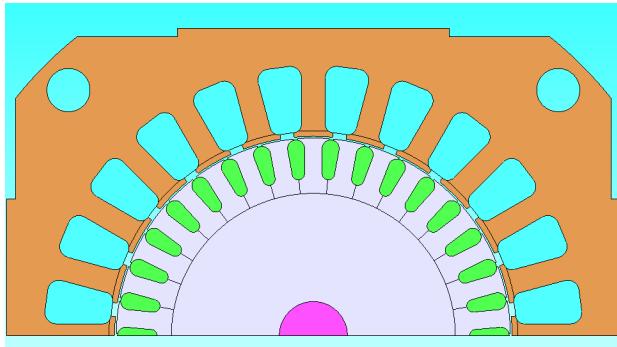


Fig. 47. 感应电机仿真图

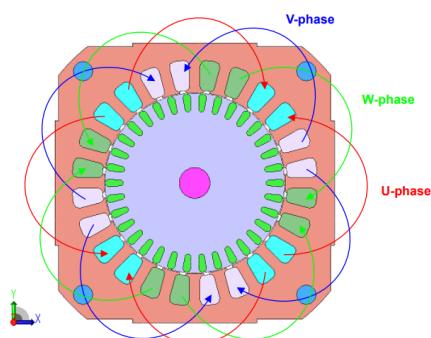


Fig. 48. 绕组分布

1) 总体架构:

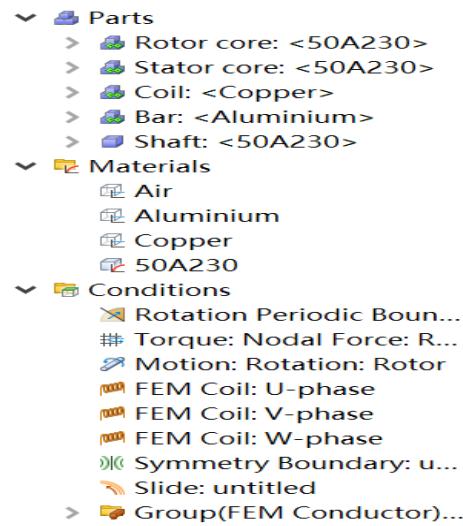


Fig. 49. 建模架构

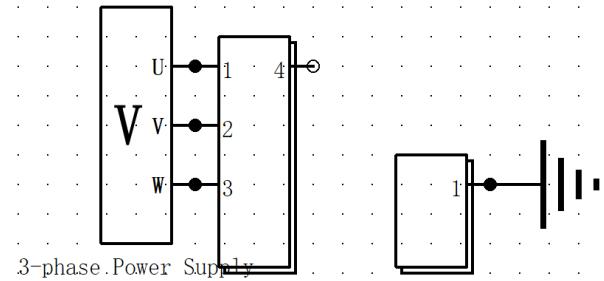


Fig. 50. 模型电路图

2) 电路图:

C. 结果分析

1) 磁场分布:

2) 转矩分析:

$$T_{em} = \frac{P_r}{\omega_r} = \frac{\frac{P_r}{s}}{\omega_s} = \frac{3I_r'^2 R'_r}{\omega_s s} \text{ (newton-meters)}$$

为了将 T_{em} 用 s 来表示， R_s , X_s 及 X_m 需转换为戴维南等效电路。其中

$$V_{TE} = \frac{X_m}{\sqrt{R_s^2 + (X_s + X_m)^2}} V_s$$

$$Z_{TE} = R_{TE} + jX_{TE} = \frac{jX_m (R_s + jX_s)}{R_s + j(X_s + X_m)}$$

因为 $R_s^2 \gg (X_s + X_m)^2$ 及 $X_s \ll X_m$ ，令 $K_{TE} = \frac{X_m}{X_s + X_m}$

$$V_{TE} \approx Z_{TE} V_s \text{ and } Z_{TE} \approx K_{TE}^2 R_s + jX_s^{[50]}$$

$$T_{em} = \frac{3V_{TE}^2}{\left(R_{TE} + \frac{R'_r}{s}\right)^2 + (X_{TE} + X'_r)^2} \cdot \frac{R'_r}{s} \cdot \frac{1}{\omega_s} (N \cdot m)$$

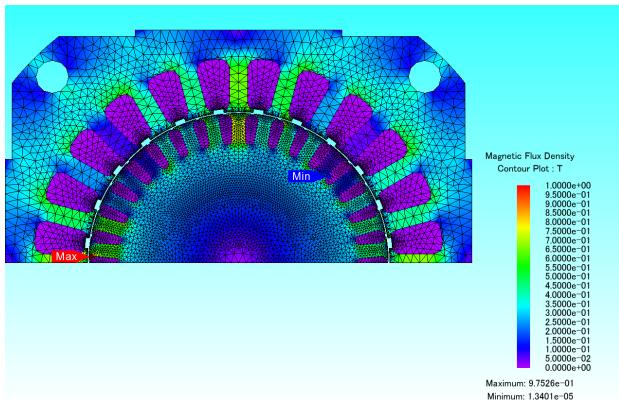


Fig. 51. 磁场热力图

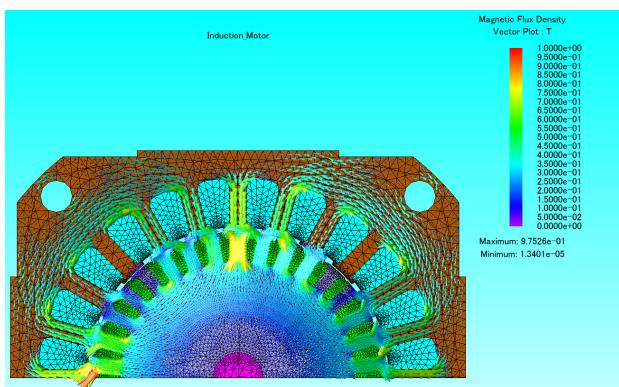


Fig. 52. 磁向量分布图

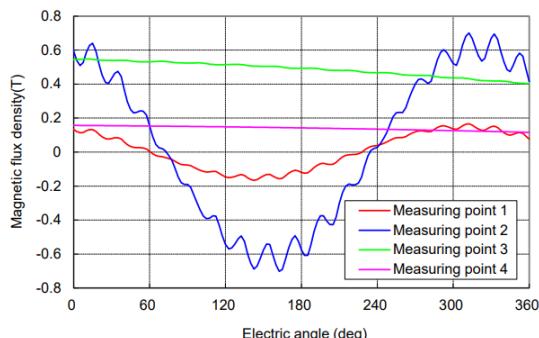


Fig. 53. 磁通密度波形

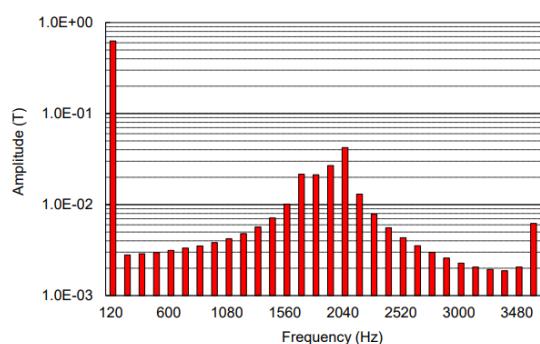


Fig. 54. 在检测点 2 的频率分量

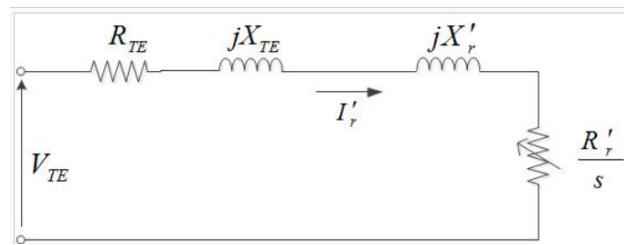


Fig. 55. 戴维南等效电路

针对转差率较低时: Since $R_{TE} + R'_r \gg R_{TE} + X'_r$ and $R'_r \gg R_{TE}$

$$T_{em} \approx \frac{1}{\omega_s} \cdot \frac{3V_{TE}^2}{R'_r} \cdot s \text{ (N.m)}$$

针对转差率较高时: Since $R_{TE} + R'_r \ll R_{TE} + X'_r$

$$T_{em} \approx \frac{1}{\omega_s} \cdot \frac{3V_{TE}^2}{(X_s + X'_r)^2} \cdot \frac{R'^2_r}{s} \text{ (N.m)}$$

最大转矩或是崩溃转矩和转子电阻无关

$$T_{max} = \frac{1}{2\omega_s} \cdot \frac{3V_{TE}^2}{R_{TE} + \sqrt{R_{TE}^2 + (X_{TE} + X'_r)^2}} \text{ (N.m)}$$

最大转矩或是崩溃转矩的转差率为若用 foot-pound 的单位

$$T_{em} = \frac{21.21I'^2 R'_r}{n_r s} \text{ (ft-lb)}$$

$$T_{em} = \frac{7.04P_{gap}}{n_s} \text{ (ft-lb)}$$

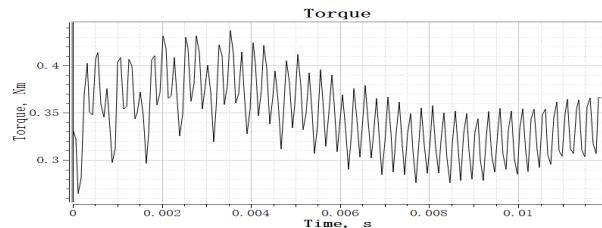


Fig. 56. 转矩波形

3) 电流波形:

$$\omega_s = \frac{2\pi n_s}{60} = \frac{4\pi f_s}{p}$$

电动机输入等效阻抗

$$Z_m = R_s + jX_s + \frac{\left(\frac{R'_r}{s} + jX'_r\right)(jX_m)}{\frac{R'_r}{s} + j(X'_r + X_m)}$$

定子电流

$$I_s = V_s/Z_m = V_s / \left(R_s + jX_s + \frac{\left(\frac{R'_r}{s} + jX'_r\right)(jX_m)}{\frac{R'_r}{s} + j(X'_r + X_m)} \right)$$

转子电流，对应一次侧的数值

$$I'_r = \frac{jX_m}{\frac{R'_r}{s} + j(X'_r + X_m)} I_s$$

最大电流发生在转子锁死电流 (LRC) 的负载条件，小于 V_s/X ，针对 Design B 型电动机，一般会是额定电流的 6 至 7 倍。

崩溃铁矩 $T_{\max x}$ 发生在 $s \approx R'_r/X$ 及 $I_s \approx 0.7LRC$ 使得 $T_{\max} \approx K * V_s^2/(2X)$

标准 B 型电动机，定子电抗和转子电抗的比例为：

$$\frac{X_s}{X'_r} \approx \frac{0.4}{0.6}.$$

若不考虑定子电阻，异步电动机的转矩曲线会简化为 Kloss 方程：

$T_{em} \approx \frac{2T_{\max}}{\frac{s}{s_{\max}} + \frac{s_{\max}}{s}}$ ，其中 s_{\max} 是 T_{\max} 时的转差率。

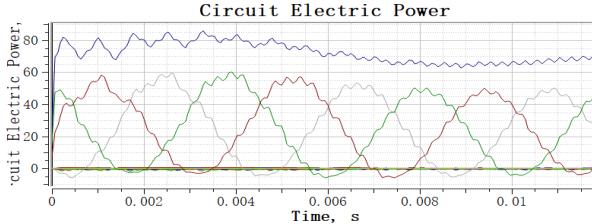


Fig. 57. 电力输出波形

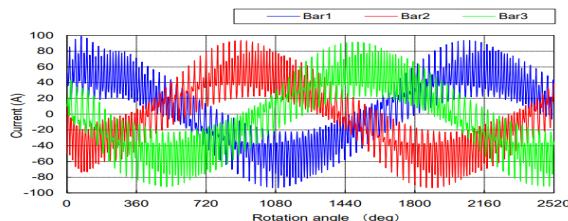


Fig. 58. 电流输出波形

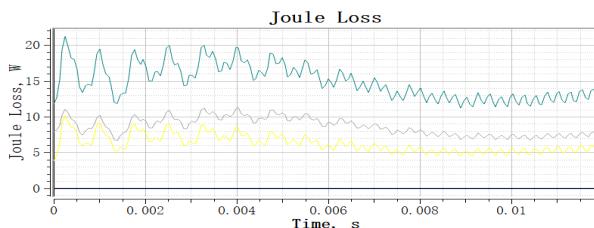


Fig. 59. 焦耳损耗

4) 电机损耗输出：

	Rotor core	Stator core
Joule loss (W)	0.47	1.81
Hysteresis loss (W)	0.07	0.95
Iron loss (W)	0.54	2.76

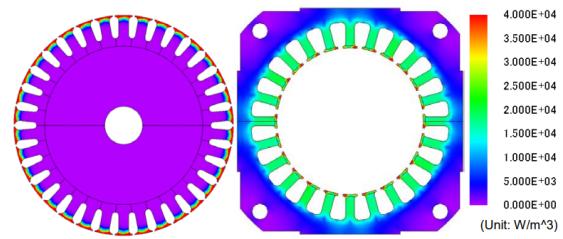


Fig. 60. 焦耳损耗密度分布（左：转子铁芯，右：定子铁芯）

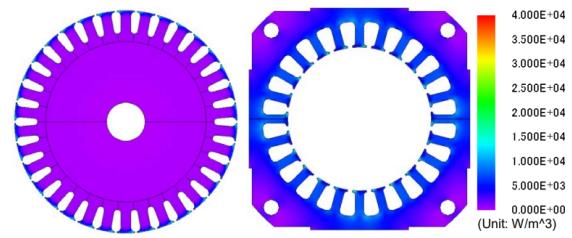


Fig. 61. 磁滞损耗密度分布（左：转子铁芯，右：定子铁芯）

5) 磁链：

6) FEM 线圈电感: 有了磁势，如果我们能知道磁导（磁阻的倒数），就能计算气隙磁密。对于表贴式永磁同步电机 (SPM) 而言，气隙基本不变，因此磁导和转子的位置没什么关系；但是对于内嵌式永磁同步电机 (IPM) 而言，气隙沿转子圆周方向一直变换（变化周期是极对数的两倍），因此磁导还和转子位置相关。

由于前面理想电机假设，气隙比磁导（单位面积气隙磁导）为：

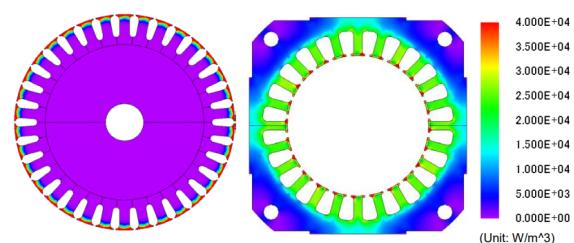


Fig. 62. 铁损密度分布（左：转子铁芯，右：定子铁芯）

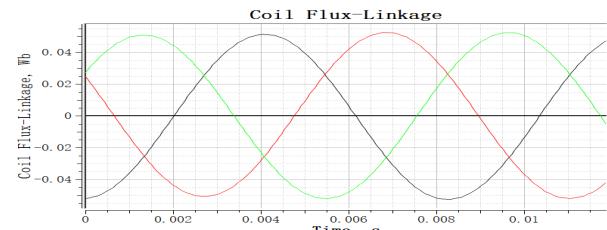


Fig. 63. 磁链输出波形

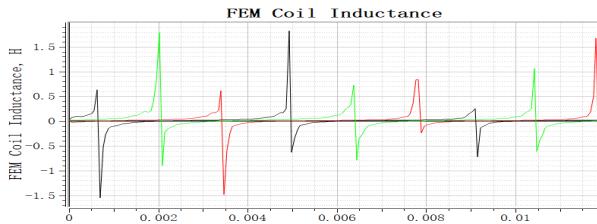


Fig. 64. 线圈电感波形

$$\lambda(\alpha) = \lambda_{\delta 0} + \lambda_{\delta 2} \cos 2(\alpha - \theta)$$

注意上式中因为气隙长度变换周期是极对数的 2 倍, 因此有个 2 次分量, 而且当电机类型为内嵌式 (IPM) 时, 则: $\lambda_{\delta 2}$ 为负值, 即 d 轴时磁阻最大, 磁导最小。

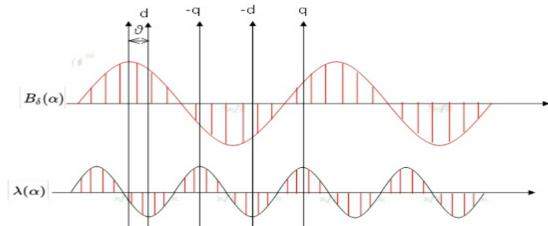


Fig. 65. 气隙磁动势和比磁导的相位关系

则气隙磁密为磁动势乘以比磁导:

$$B_\delta(\alpha) = F_{a1} \cos \alpha \cdot (\lambda_{\delta 0} + \lambda_{\delta 2} \cos 2(\alpha - \theta))$$

展开成谐波叠加的形式:

$$B_\delta(\alpha) = F_{a1} \left[\lambda_{\delta 0} \cos \alpha + \frac{1}{2} \lambda_{\delta 2} \cos(\alpha - 2\theta) + \frac{1}{2} \cos(3\alpha - 2\theta) \right]$$

所以基波气隙磁密为:

$$B_{\delta 1}(\alpha) = F_{a1} \left[\lambda_{\delta 0} \cos \alpha + \frac{1}{2} \lambda_{\delta 2} \cos(\alpha - 2\theta) \right]$$

则 A 相绕组对应的磁链为:

$$\psi_{aa} = L_\sigma i_a + N_{ph} k_{w1} \int_{-\frac{\pi}{2}}^{\frac{\pi}{2}} B_{\delta 1} \cdot \frac{\tau l}{\pi} \cdot d\alpha$$

其中 L_σ 为 A 相漏感, τ 为极距, l 叠片长度, 上式整理可得:

$$\psi_{aa} = L_\sigma i_a + \frac{2}{\pi} N_{ph} k_{w1} F_{a1} \cdot \left[\lambda_{\delta 0} + \frac{1}{2} \lambda_{\delta 2} \cos 2\theta \right] \cdot \tau l$$

进一步整理可得:

$$\psi_{aa} = L_\sigma i_a + \left(\frac{2}{\pi} N_{ph} k_{w1} \right)^2 \cdot \frac{\tau l}{p} \cdot \left[\lambda_{\delta 0} + \frac{1}{2} \lambda_{\delta 2} \cos 2\theta \right] \cdot i_a$$

所以 A 相自感为:

$$L_{aa} = \frac{\psi_{aa}}{i_a}$$

即:

$$L_{aa} = L_\sigma + \left(\frac{2}{\pi} N_{ph} k_{w1} \right)^2 \cdot \frac{\tau l}{p} \cdot \left[\lambda_{\delta 0} + \frac{1}{2} \lambda_{\delta 2} \cos 2\theta \right]$$

令:

$$L_{s0} = L_\sigma + \left(\frac{2}{\pi} N_{ph} k_{w1} \right)^2 \cdot \frac{\tau l}{p} \cdot \lambda_{\delta 0}$$

$$L_{s2} = \frac{1}{2} \left(\frac{2}{\pi} N_{ph} k_{w1} \right)^2 \cdot \frac{\tau l}{p} \cdot \lambda_{\delta 2}$$

$$L_{aa} = L_{s0} + L_{s2} \cos 2\theta$$

可见, A 相绕组的自感不是一个固定值, 而是随转子的变换而变化。同理可得其他两相自感为:

$$L_{bb} = L_{s0} + L_{s2} \cos 2(\theta - 2\pi/3)$$

$$L_{cc} = L_{s0} + L_{s2} \cos 2(\theta + 2\pi/3)$$

V. 小结

本文基于 JMAG 软件, 对几种电机进行了仿真建模和电磁特性的分析计算。实验过程中, 基于有限元软件的仿真实验让我在以下方面受益匪浅:

- 1) 能够有效弥补现有实验教学中有关电机本体运行机理和电磁特性分析实验设计不足的问题, 可视化的模型建立和磁场变化动态演示能够简洁直观地再现电机运行机理, 有效激发了我们的学习兴趣;
- 2) 对有限元仿真技术有了一定的了解和掌握, 为我们后续诸如工程电磁场理论等课程的学习奠定了基础, 同时也提高了我们利用有限元软件分析解决实际工程问题的能力;
- 3) 对诸如感应电动势、定位力矩、电枢反应、电磁转矩等电机电磁特性的有限元分析, 使许多抽象的电磁分析过程形象化, 复杂的理论推导得到验证, 能够加强我们对电机学课程重点和难点问题的理解。