

浙江大学电气工程学院

永磁同步电机电磁设计报告

课程 现代电机 CAD 技术 实验名称 永磁同步电机电磁设计

系 别 电气工程及其自动化 实 验 日 期 2025 年 5 月 18 日
专业班级 电气 2203 组别 无 实 验 报 告 日 期 2025 年 5 月 18 日
姓 名 潘谷雨 学号 3220102382 报 告 退 发 (订 正 、 重 做)

一、实验目的

本实验旨在通过编写 MATLAB 程序对永磁同步电机进行电磁设计，结合给定的额定功率、转速、电压电流等技术指标，完成绕组结构、槽型尺寸、磁路参数及损耗估算，并验证电机在额定工况下的性能。

二、设计指标与基本参数

所需满足的电气参数技术指标如表 1 所示。

表 1 电气参数基本要求

类别	参数	参数值	单位
电气参数	额定功率 P_n	120	kW
	额定转速 N_n	6500	r/min
	最大转速 N_{max}	20000	r/min
	极对数 p	4	-
	相电压 V_{ph}	≤ 200	V (rms)
	相电流 I_{ph}	≤ 220	A (rms)
	电流密度 J	≤ 8.3	A/mm ²
	额定效率 η	$\geq 95\%$	-
	接法	Y 型接法	-

所需满足的几何与结构参数及基本要求如表 2 所示。

表 2 几何与结构参数基本要求

类别	参数	参数值	单位
几何与结构参数	定子外径 D_1	220	mm
	气隙长度 g	1	mm
	铁芯轴向长度 L	≤ 200	mm
	定子槽数 Q_s	48	-
	槽型	圆底槽	-

所需满足的材料参数基本要求如表 3 所示。

表 3 材料参数基本要求

类别	参数	参数值	备注
材料参数	永磁体牌号	N50H	剩磁 1.318 T，矫顽力-1006264 A/m
	铁芯材料	20SW1200H	B-H 曲线与损耗参数见附表

为符合实验基本要求，输入参数如下所示。

```
4      %% ===== 基本参数输入 =====
5      input.Pn = 120e3;          % 额定功率 [W]
6      input.Nn = 6500;          % 额定转速 [rpm]
7      input.Nmax = 20000;        % 最大转速 [rpm]
8      input.Vph = 200;          % 额定相电压 [Vrms]
9      input.Iph = 220;          % 额定相电流 [A]
10     input.J = 5e6;             % 电流密度 [A/m²]
11     input.eta = 0.97;          % 额定效率
12     input.Connection = 'Y';    % 绕组接法
13
14     % 结构参数
15     input.D1 = 0.22;           % 定子外径 [m]
16     input.D1i = 0.12;         % 定子内径 [m]
17     input.L = 0.2;             % 铁芯长度 [m]
18     input.g = 1e-3;           % 气隙长度 [m]
19     input.Qs = 48;             % 定子槽数
20     input.p = 4;               % 极对数
21     input.SlotType = 'Round'; % 槽型
22     input.Hs0 = 1.02e-3;
23     input.Hs2 = 29.58e-3;
24     input.Bs0 = 1.93e-3;
25     input.Bs1 = 3.15e-3;
26     input.Bs2 = 5.8e-3;
27
28     % 材料参数
29     input.Br = 1.318;          % 永磁体剩磁 [T]
30     input.Hc = 1006264;        % 永磁体矫顽力 [A/m]
31     input.SteelGrade = '20SW1200H'; % 硅钢片牌号
```

从附表加载材料特性，构建插值函数用于后续磁路计算。

```
127     %% ===== 加载 B-H 曲线数据并构建插值函数 =====
128     data = readtable('20SW1200H_B-H Curve.xlsx', 'VariableNamingRule', 'preserve');
129     B_data = data("B (T)"); % 单位: T
130     H_data = data("H (A/m)"); % 单位: A/m
131
132     % 构建插值函数: 根据B查找H
133     get_H_from_B = @(B_query) interp1(B_data, H_data, B_query, 'linear', 'extrap');
```

设置初始经验参数如下所示。

```
135     %% 参数设置
136     mu_0 = 4*pi*1e-7;          % 真空磁导率
137     mu_m = 1.05;               % 永磁体相对磁导率
138     omega_n = input.Nn * 2*pi/60; % 额定机械角速度
139     f_elec = input.p * input.Nn / 60; % 计算电频率
140     I_kw = input.Pn / (3 * input.Vph); % 功电流
141
142     % 电磁负荷选择
143     A = 45e3;                   % 线负荷估计 [A/m²]
144     B_delta = 1.4;              % 气隙磁密估计 [T]
145     k_Fe = 0.95;                % 铁芯有效长度系数
146     k_Nm = 1.11;                % 电枢电动势波形系数
147     k_dp = 0.96;                % 叠片系数
148     alpha_p = 0.64;             % 极弧系数
```

三、电磁计算

设计电磁计算主函数，包含主要几何尺寸设计，绕组、槽型与导线设计，性能计算，磁路计算，电气参数计算，以及起动性能评估。

3.1 主要几何尺寸设计

(1) 转子结构

转子结构采用内嵌式永磁体结构，设计如下所示。

```
155 %% 转子设计
156 Design.D2 = input.D1i - 2 * input.g; % 转子外径
157 Design.D2i = input.D1i / input.D1 * Design.D2; % 转子内径
158
159 Design.mag_thick = 6e-3; % 永磁体厚度
160 Design.w_m = 45e-3; % 永磁体宽度
161 Design.bridge_thick = 2e-3; % 桥厚
162 Design.rib = 3e-3; % 肋宽
163 Design.h_j_rotor = (Design.D2 - Design.D2i) / 2 - Design.mag_thick - Design.bridge_thick; % 轭高
164 L_j_rotor = pi * (Design.D2 + Design.D2i) / 2 / (4 * input.p); % 每极轭部磁路计算长度
```

转子外径 $D_2 = D_{1i} - 2g$ ，采用数值等比计算得到转子内径 $D_{2i} = D_{1i}/D_1 \times D_2$ 。永磁体厚度设为6 mm，宽度为45mm，桥厚为2mm，肋宽为3mm。

转子轭高依据下式估算：

$$h_j^{rotor} = \frac{D_2 - D_{2i}}{2} - mag_thick - bridge_thick$$

(2) 定子齿距齿宽

用于齿部磁路计算的齿宽齿距计算如下所示。

```
200 Design.t = pi * input.D1i / input.Qs; % 齿距计算
201 Design.bt = pi * (input.D1i + 2 * input.Hs0 + 2 * input.Hs2) / input.Qs - input.Bs2; % 齿宽计算
```

定子圆周被平均分为 Q_s 等分，则齿距 $t = \frac{\pi D_{1i}}{Q_s}$ ，定子齿宽 $b_t = \frac{\pi(D_{1i} + 2H_{s0} + 2H_{s2})}{Q_s} - B_{s2}$ 。

(3) 铁心有效长度

铁心轴向长度计算如下所示。

```
242 %% 主要尺寸
243 K_E = 0.0108 * log(input.Pn * 1e-3) - 0.013 * input.p + 0.931; % 铁心利用效率
244 P = K_E * input.Pn / Performance.PF / Performance.Efficiency; % 修正后的电机总功率 P
245 V = (6.1 * P) / (alpha_p * k_Nm * k_dp * B_delta * A * input.Nn); % V = D*1^2
246 Design.La = V / input.D1i ^ 2 + 2 * input.g; % 铁心有效长度
```

根据极对数与额定功率估算铁心经验参数，据此修正电机总功率 P' 。主要参数之间的关系式如下：

$$\frac{D_{1i}^2 l_{ef} \times n}{P'} = \frac{6.1}{\alpha_p' k_{Nm} k_{dp} A B_\delta}$$

用于磁路计算的铁心轴向计算长度为：

$$L_a = l_{ef} + 2g$$

综合以上设计，输出参数：

===== 主要几何尺寸 =====

定子内径 D1i = 120.00 mm
定子外径 D1 = 220.00 mm
转子外径 D2 = 118.00 mm
转子内径 D2i = 64.36 mm
有效铁芯长度 La = 193.38 mm
极距 tau = 46.73 mm
齿距 t = 7.85 mm
齿宽 bt = 6.06 mm
定子轭高 = 17.47 mm
转子轭高 = 18.82 mm

有效铁心长度为 193.38mm，其估算值 $l_j = k_{Fe}L = 0.95 \times 200 = 190\text{mm}$ 基本相同。

3.2 绕组、槽型与导线设计

(1) 绕组设计

绕组设计如下所示。一般根据电机功率等级、额定电流大小以及制造工艺选择合适的并联支路数。本设计采用双支路，以降低单根导体中的电流密度，减少铜损。

```
166 %% 绕组设计
167 % 并联支路数
168 a = 2;
169
170 % 绕组系数计算
171 [Design.kw, Design.y] = Winding_Factor(input.Qs, input.p);
172
173 % 极距计算
174 Design.tau = pi * (input.D1i - input.g) / (2 * input.p); %极距
175 beta = Design.y / round(input.Qs/(2 * input.p)); % 绕组节距比 (5/6节距)
176 q = input.Qs/(3*2*input.p); % 每极每相槽数
177
178 % 每相串联导体数
179 Phi_m = alpha_p * Design.tau * input.L * B_delta; % 磁通量
180 Nph = ceil(input.eta * Performance.PF * pi * input.D1i * A / (3 * I_kw)); % 每相串联导体数
181 N1 = Nph / 2; % 每相串联匝数
182
183 % 每槽导体数 (单层绕组)
184 Design.Ns = ceil(Nph * 3 * a / input.Qs); % 每槽导体数
185 Design.Nph_e = ceil(Design.Ns * input.Qs / (3 * a) * k_dp); % 每相有效串联导体数
186 Ndp = Design.Nph_e / (2 * input.p); % 每极每相有效匝数
187
188 % 实际反电势验证
189 E0 = 4.44 * Design.kw * Design.Ns * (input.Qs/2) * ...
190 (input.p*omega_n/(2*pi)) * Phi_m / (2*input.p);
```

调用函数计算 k_w 。绕组系数计算子函数如下所示。

```
347 %% 绕组系数计算子函数
348 function [kw, y] = Winding_Factor(Qs, p)
349 % 计算分布系数
350 q = Qs / (3 * 2 * p); % 每极每相槽数
351 alpha_elec = 2*pi*p / Qs; % 槽距角(电角度)
352 kd = sin(q*alpha_elec/2) / (q * sin(alpha_elec/2)); % 分布系数
353
354 % 计算短距系数
355 y = floor(5*Qs/(6*2*p)); % 节距
356 beta = (Qs/(2*p) - y) * alpha_elec; % 短距角
357 kp = cos(beta/2); % 短距系数
358
359 kw = kd * kp; % 绕组系数
360 end
```

其中每极每相槽数 $q = \frac{Q_s}{2mp}$ ，槽距角 $\alpha_e = \frac{2\pi p}{Q_s}$ ，求出分布系数 $k_d = \frac{\sin(q\frac{\alpha_e}{2})}{q\sin(\frac{\alpha_e}{2})}$ 与短距系数 $k_p = \cos(\frac{\beta}{2})$ ，得到绕组系数 $k_\omega = k_d \cdot k_p$ 。

考虑气隙中心直径，极距 τ 计算公式为：

$$\tau = \frac{\pi(D_{1i} - g)}{2p}$$

功电流通过 $I_{kw} = \frac{P_n}{3V_{ph}}$ 得到，功率因数由 $\cos\varphi = \frac{P_n}{3V_{ph}I_{ph}}$ 得到，则每相串联导体数为：

$$N_{ph} = \frac{\eta \cdot \cos\varphi \cdot \pi D_{1i} \cdot A}{3I_{kw}}$$

每槽导体数为：

$$N_s = \frac{3aN_{ph}}{Q_s}$$

故修正后每相有效串联导体数为：

$$N_{ph}^e = \frac{Q_s N_s}{3a} \cdot k_{dp}$$

通过 $\Phi_m = \alpha_p \tau L B_\delta$ 估算主磁通，可计算空载反电势 $E_0 = 4.44 \cdot k_\omega \cdot N_s \cdot \frac{Q_s}{2} \cdot f_e \cdot \frac{\Phi_m}{2p}$ 。

(2) 槽型与导线设计

槽型与导线设计如下所示。

```

192      %% 槽型设计
193      % 导线选择
194      I_stator = I_kw / (input.eta * Performance.PF); % 定子电流估计
195      Design.WireArea = I_stator / (a * input.J); % 导线截面积 22.68mm^2
196
197      % 选择标准线规, 10根并绕, 2.2698mm^2
198      Design.D_cond = 1.7e-3;
199
200      % 槽满率计算
201      delta_i = 0.3e-3;
202      A_s = Calculate_Slot_Area(input.Hs0, input.Hs2, input.Bs0, input.Bs1, input.Bs2); % 槽面积函数
203      A_i = delta_i * (2 * input.Hs2 + pi * input.Bs2 / 2); % 估算绝缘所占地面积
204      Design.SlotFill = (Design.Ns * (1.05 * Design.WireArea)) / (A_s - A_i); % 槽满率
205

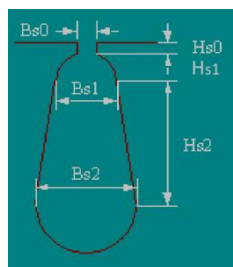
```

根据功电流及效率、功率因数换算得到定子电流 $I_{stator} = \frac{I_{kw}}{\eta \cdot \cos\varphi}$ ，导线截面积由电流密度公式得出：

$$A_{cond} = \frac{I_{stator}}{a \cdot J}$$

计算得单根导体截面积约为 22.68 mm²，查表选取标准导线，每根导体直径 1.7mm，截面积为 2.2698mm²，10 根并绕。

采用圆底槽，槽型如下图所示。



调用槽面积计算函数如下。

```

362     %% 槽型计算子函数
363     function SlotArea = Calculate_Slot_Area(Hs0, Hs2, Bs0, Bs1, Bs2)
364         SlotArea = (Bs1 + Bs2) * Hs2 / 2 + pi * Bs2^2 / 8;
365     end

```

即圆底槽有效面积为：

$$A_s = \frac{(B_{s1} + B_{s2}) \cdot H_{s2}}{2} + \frac{\pi B_{s2}^2}{8}$$

设置绝缘层厚度 $\delta_i = 0.3\text{mm}$ ，考虑绝缘占位面积：

$$A_i = \delta_i(2H_{s2} + \frac{\pi B_{s2}}{2})$$

导体绝缘膨胀系数为 1.05，则槽满率为：

$$\text{SlotFill} = \frac{1.05 N_s A_{\text{cond}}}{A_s - A_i}$$

综合以上设计，输出参数：

===== 槽型结构参数 =====		===== 绕组参数 =====	
槽型类型	= Round	并联支路数 a	= 2
槽底高度 Hs0	= 1.02 mm	每槽导体数 Ns	= 4
齿高 Hs2	= 29.58 mm	每相有效串联导体 Nph_e	= 31
槽口宽度 Bs0	= 1.93 mm	绕组节距	= 5/6
中部槽宽 Bs1	= 3.15 mm	绕组系数 kw	= 0.9330
槽底宽度 Bs2	= 5.80 mm	导线直径	= 0.0017
槽面积估算 As	= 145.58 mm ²	绕组配置	= 单层同心式绕组，10 根并联导线
		导体截面积 A_wire	= 22.68 mm ²
		槽满率	= 76.1 %

采用短距绕组有助于削弱高次谐波磁场，绕组系数接近 1，接近理想值。槽满率处于 60%-80%，可兼顾功率密度与散热要求。

3.3 性能计算

该部分主要为效率验证，需计算铜耗、铁耗、机械损耗及附加损耗，计算过程如下所示。

```

218     %% 性能计算
219     % 定子每相电阻计算
220     l_turn = 2*(input.L + 0.15*pi*(input.D1i - 2*input.g)/input.p); % 单匝长度
221     rho_Cu = 1.75e-8*(1 + 0.004*(75-15)); % 75℃铜电阻率
222     Design.Rph = rho_Cu * l_turn * Nph / (a * Design.WireArea); % 定子每相电阻
223
224     % 损耗计算
225     Performance.Pcu = 3 * input.Iph^2 * Design.Rph; % 铜耗
226     Performance.Pfe = Calculate_CoreLoss(input, Design, omega_n, l_j, B_t, B_j_stator, B_j_rotor); % 铁耗函数
227     Performance.Pmec = 0.01 * input.Pn; % 机械损耗估算
228     Performance.Padd = 0.005 * input.Pn; % 附加损耗估算
229
230     % 效率验证
231     Pout = input.Pn;
232     Pin = Pout + Performance.Pcu + Performance.Pfe + Performance.Pmec + Performance.Padd;
233     Performance.Efficiency = Pout / Pin;
234
235     % 转矩特性
236     Performance.Tn = Pout / omega_n;
237     Performance.Ke = E0 / omega_n_e;

```

(1) 铜耗计算

为计算铜耗，需确定定子每相电阻。端部绕组长度取槽内长度的 15%，则单匝导体长

度 $l_{\text{turn}} = 2(L + 0.15 \frac{\pi(D_{1i}-2g)}{p})$ ；取温度为 75℃，铜电阻率 $\rho_{Cu} = 1.75 \times 10^{-8} \cdot (1 + 0.004(T -$

15)), 则定子每相电阻计算式为:

$$R_{ph} = \rho_{Cu} \frac{N_{ph} l_{turn}}{a A_{cond}}$$

得到铜耗为:

$$P_{Cu} = 3 I_{ph}^2 R_{ph}$$

(2) 铁耗计算

为计算铁耗, 需估算磁密, 计算过程如下。

```

200     Design.t = pi * input.D1i / input.Qs;           % 齿距计算
201     Design.bt = pi * (input.D1i + 2 * input.Hs0 + 2 * input.Hs2) / input.Qs - input.Bs2; % 齿宽计算
202     B_t = B_delta * Design.t / (k_Fe * Design.bt); % 齿部磁密
203
204     % 轭部磁密
205     Phi_j = Phi_m / 2;                             % 轭部最大磁通估计
206     Design.h_j_stator = (input.D1 - input.D1i) / 2 - input.Hs0 - input.Hs2 - input.Bs2 / 2 + input.Bs2 / 2 / 3; % 定子轭高
207     l_j = input.L * k_Fe;                           % 定转子轴向长度估算
208     B_j_stator = Phi_j / (Design.h_j_stator * l_j); % 定子轭部磁密估算
209     B_j_rotor = Phi_j / (Design.h_j_rotor * l_j);  % 转子轭部磁密估算

```

齿部磁密 B_t 由气隙磁密 B_δ 折算而来, 考虑铁芯叠压系数和几何结构影响:

$$B_t = B_\delta \cdot \frac{t}{k_{Fe} \cdot b_t}$$

求取定子轭高:

$$h_j^{stator} = \frac{D_1 - D_{1i}}{2} - H_{s0} - H_{s2} - \frac{B_{s2}}{2} + \frac{B_{s2}}{6}$$

对定转子轭部磁密进行估算。轭部磁通 $\Phi_j = \frac{\Phi_m}{2}$, 定转子有效轴向长度估算为 $l_j = k_{Fe} L$,

则定转子磁密均可以通过下式估算:

$$B_j = \frac{\Phi_j}{h_j \cdot L_j}$$

调用铁耗计算函数如下。

```

363     %% 铁耗计算子函数
364     function Pfe = Calculate_CoreLoss(input, Design, omega_n, l_j, B_tooth, B_yoke_stator, B_yoke_rotor)
365         % 硅钢片参数 (20SW1200H典型值)
366         kh = 114.21; % 磁滞损耗系数
367         kc = 0.23; % 涡流损耗系数
368         ke = 0.42; % 附加损耗系数
369
370         % 体积计算 (简化)
371         V_tooth = 0.3 * l_j * pi * (input.D1 - 2 * input.g) * 0.02; % 齿部体积
372         V_yoke_stator = 0.7 * l_j * pi * (input.D1 - 2 * input.g) * 0.03; % 定子轭部体积
373
374         % 转子轭部体积估计
375         D_rotor_avg = (Design.D2 + Design.D2i) / 2; % 平均转子直径
376         A_rotor_yoke = Design.h_j_rotor * pi * D_rotor_avg / input.p; % 每极转子轭面积
377         V_yoke_rotor = A_rotor_yoke * l_j; % 转子轭部体积
378
379         % 损耗计算 (Steinmetz方程)
380         f_elec = input.p * omega_n / (2 * pi);
381         Pfe_tooth = (kh * f_elec * B_tooth^1.8 + kc * (f_elec * B_tooth)^2 + ...
382             ke * (f_elec * B_tooth)^1.5) * V_tooth;
383         Pfe_yoke_stator = (kh * f_elec * B_yoke_stator^1.8 + kc * (f_elec * B_yoke_stator)^2 + ...
384             ke * (f_elec * B_yoke_stator)^1.5) * V_yoke_stator;
385         Pfe_yoke_rotor = (kh * f_elec * B_yoke_rotor^1.8 + kc * (f_elec * B_yoke_rotor)^2 + ...
386             ke * (f_elec * B_yoke_rotor)^1.5) * V_yoke_rotor;
387
388         % 总铁耗
389         Pfe = Pfe_tooth + Pfe_yoke_stator + Pfe_yoke_rotor;
390     end

```

经验公式求取转子轭部、定子齿部与轭部体积，铁耗用下式计算：

$$P_{fe} = (k_h f B_m^{1.8} + k_c f^2 B_m^2 + k_e f^{1.5} B_m^{1.5}) \cdot V_F$$

求取转子轭部铁耗、定子齿部与轭部铁耗，相加得到电机总铁耗 P_{fe} 。

(3) 机械损耗与附加损耗

根据经验，机械损耗 P_{mec} 主要包括轴承摩擦、通风损耗等，约占总功率的 1%；附加损耗 P_{add} 包括谐波磁场引起的杂散损耗等，约占总功率的 0.5%。

则效率可以根据下式计算：

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} = \frac{P_n}{P_n + P_{Cu} + P_{fe} + P_{mec} + P_{add}}$$

此外，额定转矩可通过 $T_n = \frac{P_o}{\omega_n}$ 计算。

综合以上设计，输出参数：

```
===== 损耗与效率 =====
铜耗 Pcu           = 0.74 kW
铁耗 Pfe           = 0.70 kW
机械损耗 Pmec      = 1.20 kW
附加损耗 Padd      = 0.60 kW
输入功率 Pin       = 123.24 kW
输出功率 Pout      = 120.00 kW
效率η              = 97.37 %
额定转矩Tn         = 176.29 Nm
```

效率 $\eta = 97.37\% > 95\%$ ，符合设计要求。

3.4 磁路计算（空载）

(1) 永磁体磁动势与主磁通计算

前面计算的主磁通计算建立在估算的气隙磁密上，用于估算铁耗，这里从永磁体材料出发，计算永磁体磁动势与主磁通，过程如下所示。

```
244 %% 磁路计算
245 % 转子永磁体磁动势
246 l_m = input.L + 2 * input.g; % 永磁体轴向长度
247 A_m = l_m * Design.w_m; % 永磁体磁通通过面积
248 Design.R_m = Design.mag_thick / (mu_0 * mu_m * A_m); % 永磁体磁阻
249 A_g = alpha_p * Design.tau * l_m; % 气隙磁通通过面积
250 Design.R_g = input.g / (mu_0 * A_g); % 气隙磁阻
251 Design.H = input.Br / (mu_0 * mu_m); % 永磁体磁场强度
252 Design.F_m = Design.H * Design.mag_thick; % 永磁体磁动势
253 Design.Phi_m = Design.F_m / (Design.R_g + Design.R_m); % 主磁通
```

永磁体磁动势可通过下式计算：

$$F_m = H \cdot w_m$$

设置永磁体轴向长度 $l_m = L + 2g$ ，磁通通过面积 $A_m = w_m l_m$ ，则永磁体磁阻为：

$$R_m = \frac{l_m}{\mu_0 \mu_m A_m}$$

气隙磁通有效面积为，气隙磁阻为

$$R_g = \frac{g}{\mu_0 A_g}$$

则主磁通为：

$$\Phi_m = \frac{F_m}{R_m + R_g}$$

(2) 转子极联轭磁压降

转子极联轭磁压降计算过程如下所示。

```

164      L_j_rotor = pi * (Design.D2 + Design.D2i) / 2 / (4 * input.p); % 每极轭部磁路计算长度
255      % 转子极联轭磁压降
256      Design.Phi_j = Design.Phi_m / 2; % 轭部最大磁通
257      Design.B_j_rotor = Design.Phi_j / (Design.h_j_rotor * l_j); % 轭部磁密
258      Design.H_j_rotor = get_H_from_B(Design.B_j_rotor); % 查表得轭部磁场强度[A/m]
259      Design.F_j_rotor = Design.H_j_rotor * L_j_rotor; % 轭部磁压降

```

定转子轭部磁通均有：

$$\Phi_j = \frac{\Phi_m}{2}$$

l_j 为定转子铁心轴向有效长度，转子轭部磁密可计算为：

$$B_j^{rotor} = \frac{\Phi_j}{h_j^{rotor} \cdot l_j}$$

根据查表函数获取 $H_j^{rotor} = f(B_j^{rotor})$ 。考虑每极磁通在磁轭中的环向流动路径，其等效磁路长度可按下式估算：

$$L_j^{rotor} = \frac{\pi(D_2 + D_{2i})}{2 \cdot 4p}$$

则转子极联轭磁压降可得：

$$F_j^{rotor} = H_j^{rotor} L_j^{rotor}$$

(3) 气隙磁压降

气隙磁压降计算过程如下所示。

```

261      % 气隙磁压降
262      Design.B_delta = Design.Phi_m / (alpha_p * Design.tau * l_m); % 气隙磁密
263      k_delta = Design.t * (4.4 * input.g + 0.75 * input.Bs0) / ...
264      (Design.t * (4.4 * input.g + 0.75 * input.Bs0) - input.Bs0^2); % 气隙系数
265      Design.F_delta = Design.B_delta * input.g * k_delta / mu_0; % 气隙磁压降

```

修正后的气隙磁密为：

$$B_\delta = \frac{\Phi_m}{\alpha_p \cdot \tau \cdot l_m}$$

对于半闭口槽和半开口槽，气隙系数为：

$$k_\delta = \frac{t(4.4g + 0.75B_{s0})}{t(4.4g + 0.75B_{s0}) - B_{s0}^2}$$

则气隙磁压降为：

$$F_\delta = \frac{k_\delta \cdot B_\delta \cdot g}{\mu_0}$$

(4) 定子齿部磁压降

定子齿部磁压降计算过程如下所示。

```

267      % 定子齿部磁压降
268      Design.B_t = Design.B_delta * Design.t / (k_Fe * Design.bt); % 齿部磁密
269      Design.H_t = get_H_from_B(Design.B_t); % 查表得齿部磁场强度[A/m]
270      L_t = input.Hs0 + input.Hs2 + input.Bs2 / 6; % 齿的磁路计算长度
271      Design.F_t = Design.H_t * L_t; % 齿部磁压降

```

定子齿部平行，其磁密可计算得到：

$$B_t = B_\delta \cdot \frac{t}{k_{Fe} \cdot b_t}$$

齿部磁路长度 $L_t = H_{s0} + H_{s2} + \frac{B_{s2}}{6}$ 。若 $B_t < 1.8T$ ，则根据查表函数获取 $H_t = f(B_t)$ ；否

则计算过程如下。

```

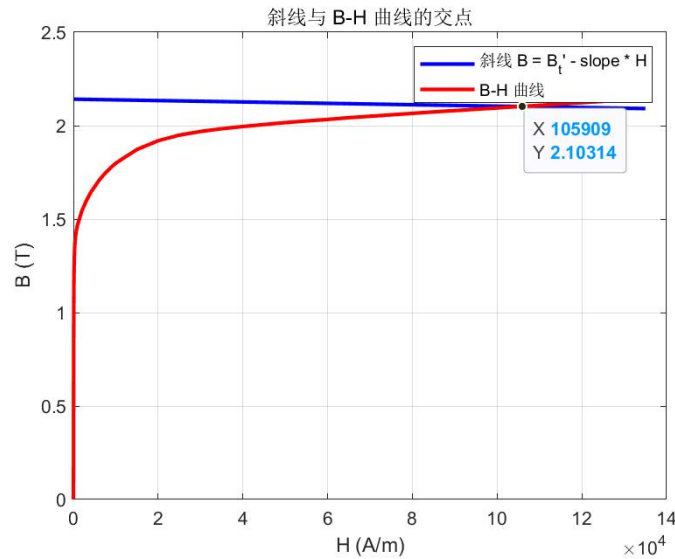
285     if Design.B_t>1.8
286         Design.B_t_prime = Design.B_delta * Design.t / (k_Fe * Design.bt); % 视在磁密
287         k_s = (Design.t - Design.bt) / Design.bt; % 槽系数
288         slope = mu_0 * k_s; % 斜线斜率 (B = B_t' - slope * H)
289         H_range = linspace(0, max(H_data), 1000); % 扩展H范围
290         B_slope = Design.B_t_prime - slope * H_range; % 定义斜线方程: B = B_t_prime - slope * H
291
292         figure;
293         plot(H_range, B_slope, 'b-', 'LineWidth', 2); % 斜线
294         hold on;
295         plot(H_data, B_data, 'r-', 'LineWidth', 2); % B-H 曲线
296         legend('斜线 B = B_t' - slope * H', 'B-H 曲线');
297         grid on;
298         xlabel('H (A/m)');
299         ylabel('B (T)');
300         title('斜线与 B-H 曲线的交点');
301
302         Design.H_t = 105909;
303         Design.B_t = 2.10314;
304     end

```

计算槽系数 $k_s = \frac{t}{b_t}$ ，得到修正曲线：

$$B_t = B_t' - \mu_0 k_s H_t$$

绘制图线如下图，与磁化曲线的交点的横坐标即为实际的磁场强度 H_t 。



则定子齿部磁压降可得：

$$F_t = H_t L_t$$

(5) 定子齿联轭磁压降

定子齿联轭磁压降计算过程如下所示。

```

273 % 定子齿联轭磁压降
274 C_j = 0.25; % 轭部磁压降校正系数
275 L_j_stator = pi * ((input.D1 + input.D1i) / 2 + input.Hs0 + ...
276 input.Hs2 + input.Bs2 / 2) / (4 * input.p); % 每极轭部磁路计算长度
277 Design.B_j_stator = Design.Phi_j / (Design.h_j_stator * l_j); % 轭部磁密
278 Design.H_j_stator = get_H_from_B(Design.B_j_stator); % 查表得轭部磁场强度[A/m]
279 Design.F_j_stator = C_j * Design.H_j_stator * L_j_stator; %轭部磁压降

```

与转子轭部磁密同理，定子齿联轭磁密可计算为：

$$B_j^{stator} = \frac{\Phi_j}{h_j^{stator} \cdot l_j}$$

考虑定子轭部平均直径，轭部磁路长度可计算为：

$$L_j^{stator} = \frac{\pi}{4p} \left(\frac{D_1 + D_{1i}}{2} + H_{s0} + H_{s2} + \frac{B_{s2}}{2} \right)$$

根据查表函数获取 $H_j^{stator} = f(B_j^{stator})$ ，根据相关曲线估算轭部磁压降校正系数 $C_j = 0.25$ ，则定子齿联轭磁压降为：

$$F_j^{stator} = C_j H_j^{stator} L_j^{stator}$$

综合以上设计，输出参数：

```

===== 磁通与磁压降 =====
主磁通 Phi_m          = 9.484 mWb
气隙磁密 B_delta      = 1.570 T
齿部磁密 B_t          = 2.103 T
定子轭部磁密 B_j_stat = 1.429 T
转子轭部磁密 B_j_rot  = 1.326 T

磁压降 F_m            = 5993.3 A
- 气隙压降            = 1359.4 A (22.7%)
- 齿部压降            = 3343.2 A (55.8%)
- 定子轭部压降        = 6.5 A (0.1%)
- 转子轭部压降        = 4.9 A (0.1%)
总磁压降校验          = 4714.0 A (误差 21.3%)

```

理论上，空载条件下永磁同步电机磁动势全部由永磁体提供，有：

$$F_m = F_j^{rotor} + F_j^{stator} + F_t + F_\delta$$

比较永磁体磁动势与其余磁动势之和，在磁密较饱和处，B-H 曲线的斜率较小，磁密的微小误差会引起较大的磁场强度偏差，齿部磁压降未修正时相对误差 7.0%，修正后相对误差为 21.3%，属于可接受范围，设计基本符合理论。

3.5 电气参数计算

(1) 主电抗

主电抗计算过程如下。

```

%% 电气参数
%% ===== 主电抗计算 =====
delta_eff = input.g * k_delta; % 有效气隙[m]
Design.Xm = 4 * mu_0 * f_elec * (3/pi) * ((Nph*k_dp)^2 / input.p) * ...
Design.La * Design.tau / delta_eff; % 主电抗

```

考虑了齿槽影响后的等效气隙长度为：

$$\delta_{eff} = k_\delta \cdot g$$

主电抗计算公式为：

$$X_m = 4\mu_0 f \frac{m(N_{ph} \cdot k_{dp})^2}{\pi p} L_a \frac{\tau}{\delta_{eff}}$$

(2) 漏电抗

漏电抗由槽漏抗、谐波漏抗、齿顶漏抗与端部漏抗组成，计算过程如下。

```

287 % ===== 漏电抗计算 =====
288 % 槽比漏磁导 (单层短距绕组)
289 K_U = (3 - beta) / 4;
290 lambda_s = K_U*((input.Hs0/input.Bs1) + (input.Hs2/(3*input.Bs1))); % 槽比漏磁导
291
292 % 槽漏抗
293 Design.Xs = 4*pi*mu_0*f_elec*(Nph^2/(input.p*q))*Design.La*lambda_s;
294
295 % 谐波漏抗
296 sigma_s = 0.02; % 谐波磁阻系数 查表 q=2,beta=5/6
297 lambda_delta = 3*q*Design.tau*sigma_s/(pi*pi*delta_eff); % 谐波比漏磁导
298 Design.X_delta = 4*pi*mu_0*f_elec*(Nph^2/(input.p*q))*Design.La*lambda_delta;
299
335 % 齿顶漏抗
336 sigma = 2/pi*(atan(input.Bs0/(2*input.g))-input.g/input.Bs0*log(1+input.Bs0^2/(2*input.g)^2));
337 lambda_td = 0.2284+0.0796*input.g/input.Bs0-0.25*input.Bs0/input.g*(1-sigma);
338 lambda_tq = 0.2164+0.3184*(Design.bt/input.Bs0)^0.5;
339 lambda_t = alpha_p*lambda_td+(1-alpha_p)*lambda_tq; % 齿顶比漏磁导
340 Design.X_t = 4*pi*mu_0*f_elec*(Nph^2/(input.p*q))*Design.La*K_U*lambda_t; % 齿顶漏抗
341
342 % 端部漏抗
343 l_end = max(0.4*pi*input.D1i/(2*input.p), 0.05); % 端部长度估算
344 lambda_E = 0.67*q*(l_end - 0.64*Design.tau)/Design.La; % 端部漏磁导
345 Design.XE = 4*pi*mu_0*f_elec*(Nph^2/(input.p*q))*Design.La*lambda_E; % 端部漏抗
346
347 % 总漏抗
348 Design.X_sigma = Design.Xs + Design.X_delta + Design.X_t + Design.XE;

```

①槽漏抗

对于单层短距绕组，槽口部分的漏磁效应更为显著，考虑短距对槽口比漏磁导引入的节距漏抗系数：

$$K_U = \frac{3\beta + 1}{4}$$

计算槽比漏磁导：

$$\lambda_s = K_U \left(\frac{H_{s0}}{B_{s1}} + \frac{H_{s2}}{3B_{s1}} \right)$$

则槽漏抗为：

$$X_s = 4\pi\mu_0 f \frac{N_{ph}^2}{pq} L_a \lambda_s$$

②谐波漏抗

为估算由谐波磁动势引起的等效漏磁通，当 $q=2$ ，节距比 $\beta=5/6$ 时，查表得 $\sum s \approx 0.02$ ，故谐波比漏磁导为：

$$\lambda_\delta = \frac{m}{\pi^2} \frac{q\tau}{\delta_{eff}} \sum s$$

得到总的谐波漏抗为：

$$X_\delta = 4\pi\mu_0 f \frac{N_{ph}^2}{pq} L_a \lambda_\delta$$

③齿顶漏抗

根据许-克变换，当槽口面对极靴时，相应于齿顶漏磁场的比漏磁导为：

$$\lambda_{td} = 0.2284 + 0.0796 \frac{g}{B_{s0}} - 0.25 \frac{B_{s0}}{g} (1 - \sigma)$$

其中 $\sigma = \frac{2}{\pi} [\tan^{-1} \frac{B_{s0}}{2g} - \frac{g}{B_{s0}} \ln(1 + (\frac{B_{s0}}{2g})^2)]$ 。

当槽口面对极间区域时，相应于齿顶漏磁场的比漏磁导为：

$$\lambda_{tq} = 0.2164 + 0.3184 (\frac{b_t}{B_{s0}})^{0.5}$$

因此齿顶总比漏磁导为

$$\lambda_t = \alpha_p \lambda_{td} + (1 - \alpha_p) \lambda_{tq}$$

对于短距绕组，齿顶比漏磁导还须乘以系数 K_U ，得到齿顶漏抗为：

$$X_t = 4\pi\mu_0 f \frac{N_{ph}^2}{pq} L_a K_U \lambda_t$$

④端部漏抗

端部长度通常可以通过经验公式进行估算：

$$l_{end} = \max\{0.4 \frac{\pi D_{1i}}{2p}, 0.05m\}$$

得到端部比漏磁导：

$$\lambda_E = 0.67 \frac{q}{L_a} (l_{end} - 0.64\tau)$$

电机每相所有线圈组相互串联，则每相的端部漏抗：

$$X_E = 4\pi\mu_0 f \frac{N_{ph}^2}{pq} L_a \lambda_E$$

(3) 标么值换算

为了便于比较不同功率等级的电机性能，标么值计算过程如下。

```

313      %% ===== 标么值换算 =====
314      Design.Z_base = input.Vph / input.Iph;           % 基阻抗
315      Design.Xm_nom = Design.Xm / Design.Z_base;       % 主电抗标么
316      Design.X_sigma_nom = Design.X_sigma / Design.Z_base; % 漏抗标么
317      Design.Rph_nom = Design.Rph / Design.Z_base;     % 电阻标么

```

基准阻抗计算公式为：

$$Z_{base} = \frac{V_{ph}}{I_{ph}}$$

主电抗标么值反映了电机在空载时的电抗特性，计算公式为：

$$X_{m,nom} = \frac{X_m}{Z_{base}}$$

漏抗标么值用于描述电机内部的漏磁效应影响，计算公式为：

$$X_{\sigma,nom} = \frac{X_{\sigma}}{Z_{base}}$$

相电阻标么值用于反映绕组损耗的影响，计算公式为：

$$R_{ph,nom} = \frac{R_{ph}}{Z_{base}}$$

(4) 反电势系数计算

反电势系数 K_E 可衡量电机感应电动势能力，计算过程如下。

```

319      %% ===== 电压占比法评估 Ke =====
320      I_P_nom = 1 / Performance.Efficiency;           % 有功电流标幺
321      I_Q_nom = Design.X_sigma_nom * I_P_nom;         % 无功电流估算
322      Design.PF = I_P_nom / sqrt(I_P_nom^2 + I_Q_nom^2); % 功率因数估计
323      Design.k_E_emf = 1 - (I_Q_nom * Design.X_sigma_nom + I_P_nom * Design.Rph_nom);
324
325      %% ===== 磁链占比评估 Ke =====
326      Design.k_E_calc = E0 / input.Vph; % 与峰值电压比较

```

可通过磁链占比法计算。3.2 的绕组设计部分已得到主磁通估算值，得到空载反电势 E_0 ，直接计算反电势系数 K_E ：

$$K_E = \frac{E_0}{V_{ph}}$$

也可通过电压占比法计算。有功电流标幺值根据效率估算：

$$I_{P,nom} = \frac{1}{\eta}$$

无功电流标幺值根据漏抗和有功电流估算：

$$I_{Q,nom} = X_{\sigma,nom} I_{P,nom}$$

得到反电势系数：

$$K_E = 1 - (I_{Q,nom} \cdot X_{\sigma,nom} + I_{P,nom} \cdot R_{ph,nom})$$

此时，可基于漏抗、电流标幺模型估算得到功率因数理论值：

$$\cos\varphi = \frac{I_{P,nom}}{\sqrt{I_{P,nom}^2 + I_{Q,nom}^2}}$$

结合额定工作点下的电压电流与功率参数，得到实际功率因数：

$$\cos\varphi = \frac{P_n}{3V_{ph}I_{ph}}$$

综合以上设计，输出参数：

```

===== 电气参数与等效模型 =====
相电阻 Rph           = 0.0051 Ω (75℃)
主电抗 Xm            = 2.4872 Ω
漏抗 Xσ              = 0.2746 Ω
- 槽漏抗 Xs          = 0.1934 Ω
- 谐波漏抗 Xδ         = 0.0540 Ω
- 端部漏抗 XE         = 0.0144 Ω
- 齿顶漏抗 Xt         = 0.0128 Ω
标幺主电抗 Xm*       = 2.7359
标幺漏抗 Xσ*         = 0.3020
标幺电阻 R*          = 0.0056

===== 反电势与占比分析 =====
电压法占比 k_E_emf   = 0.9005
磁链法占比 k_E_phi   = 0.9020
理论功率因数估计     = 0.9573
额定工作点功率因数   = 0.9091

```

对比两种方法计算出的反电势系数，其数值接近，且均接近于 1，感应电动势占比高，设计优良且具有一致性。功率因数理论值与实际功率因数均接近 1，表明电机有低损耗、高效率潜力；功率因数理论值更大，主要源于模型未考虑铁损、饱和效应及高次谐波等因素的影响。

3.6 起动性能

采用 V/f 控制起动，起动性能计算过程如下。

```

329      %% 计算起动性能
330      % V/f控制
331      f_start = 5; % 起动频率 (Hz)
332      omega_sync = 2*pi*f_start;
333
334      % 起动电流
335      Ust = input.Vph/f_elec * f_start ; % 起动电压
336      Ust = max(Ust, 50); % 最低电压限制50V
337      L_s = Design.Xm / omega_n; % 等效电感
338      Zst = sqrt(Design.Rph^2 + (omega_sync * L_s)^2); % 起动阻抗
339      Performance.Ist = Ust / Zst; % 起动电流
340      Performance.Ist_ratio = Performance.Ist / input.Iph; % 起动电流倍数
341
342      % 起动转矩
343      Performance.Tst = (3*input.p/omega_sync) * (Ust^2 * Design.Rph) / ...
344      (Design.Rph^2 + (2*pi*f_start*L_s)^2);
345      Performance.Tst_ratio = Performance.Tst / Performance.Tn; % 起动转矩

```

设定起动频率 $f_{start} = 5\text{Hz}$ ，对应的同步角频率为 ω_{sync} ，根据 V/f 控制原则，起动电压按比例降低：

$$U_{st} = \frac{V_{ph}}{f} f_{start}$$

为防止电压过低导致起动失败，加入最低 50V 电压限制。

等效电感由主电抗和额定角频率确定：

$$L_s = \frac{X_m}{\omega_n}$$

起动阻抗为：

$$Z_{st} = \sqrt{R_{ph}^2 + (\omega_{sync} L_s)^2}$$

则起动电流为：

$$I_{st} = \frac{U_{st}}{Z_{st}}$$

起动转矩由下式估算：

$$T_{st} = \frac{3p}{\omega_{sync}} \frac{U_{st}^2 R_{ph}}{R_{ph}^2 + (\omega_{sync} L_s)^2}$$

综合以上设计，输出参数：

```

===== 起动性能估算 =====
起动电流 Ist           = 435.14 A
起动电流 Ist / In      = 1.98
起动转矩 Tst           = 370.04 Nm
起动转矩 Tst / Tn      = 2.10

```

对于 PMSM，合理的起动电流倍数与起动转矩倍数应在 1.5~3 倍之间。该电机起动电流

为额定电流的 1.98 倍，不会对供电系统造成过大冲击；起动转矩为额定转矩的 2.10 倍，能够有效克服负载惯性和摩擦力，实现快速起动。

四、实验总结

本次实验通过编写 MATLAB 程序对一台内嵌式永磁同步电机进行了完整的电磁设计，涵盖了主要几何尺寸设计、绕组与槽型结构设计、性能参数计算、磁路分析、电气参数建模及效率评估等多个方面，全面验证了电机在额定工况下的运行性能。

首先，在几何结构设计中，根据给定的功率、转速和电压电流限制，合理设定了定转子尺寸、气隙长度、铁芯长度以及转子永磁体结构，确保了电机在高转速和大功率条件下的机械强度与磁路通路合理性。

其次，绕组设计采用了双支路短距分布绕组形式，提升了绕组系数；槽型采用圆底槽结构，槽满率兼顾了功率与散热要求。导线截面积与并绕根数的设计满足电流密度限制。

在性能计算方面，铜耗、铁耗、机械损耗及附加损耗的估算结果表明，电机整体效率达到 95% 以上，满足设计目标。主磁通与反电势的计算进一步验证了电机在额定负载下具有良好的能量转换能力。

磁路分析部分基于永磁体材料特性与各磁路分支的磁阻模型，构建了完整的等效磁路，并通过永磁体磁动势与总磁压降的对比，验证了磁路设计的合理性。

电气参数计算包括主电抗、漏抗及其组成部分（槽漏抗、谐波漏抗、齿顶漏抗、端部漏抗）的详细推导。反电势系数通过“磁链占比法”和“电压占比法”分别计算，数值接近且均接近 1，说明电机感应电动势能力强，绕组设计优良。功率因数理论估算高于实际值，总体来看，电机仍具备较高的功率因数与运行效率，满足高效节能的设计需求。

最后，该电机在 V/f 控制下的起动性能良好。起动电流和转矩均处于合理范围内，具备较强的起动能力和较低的冲击电流。

综上所述，本实验完成了从输入参数到性能输出的全过程电磁设计，验证了设计方法的有效性与程序逻辑的正确性。