

ÍNDEX MEMÒRIA

Resum	5
Resumen	5
Abstract	5
Agraïments	7
Capítol 1: Introducció.....	9
1.1. Objectius generals	9
1.2. Objectius específics	9
1.3. Justificació.....	10
Capítol 2: punt de partida.....	11
2.1. Principi de funcionament dels MSIP.....	12
2.1.1. Materials dels imants permanents	13
2.1.2. Avantatges dels motors síncrons amb imants permanents.....	13
2.2. MSIP amb debilitament del flux.....	14
2.3. Característiques a dissenyar	16
2.3.1. Dades escollides pel disseny	17
2.3.2. Control del motor	17
Capítol 3: Pauta de càlcul	19
3.1. Condicions nominals.....	19
3.1.1. Parell	19
3.1.2. Nombre de parells de pols	20
3.1.3. Corrent nominal.....	20
3.2. Dimensionat	21
3.2.1. Coeficient de forma d'ona	21
3.2.2. Inducció a l'entreferro.....	22
3.2.3. Força electromotriu	23
3.2.4. Capa de corrent	23
3.2.5. Diàmetre exterior del rotor	24
3.3. Debanat.....	25
3.3.1. Xapa escollida.....	25
3.3.2. Tipus de debanat	25
3.3.3. Nombre de conductors	27

3.3.4.	Seccions del debanat	27
3.4.	Dimensionat dels imants.....	29
3.4.1.	Característiques del imant	29
3.4.2.	Volum del imant.....	29
3.4.3.	Desmagnetització del imant	30
3.4.4.	Altura mínima.....	30
3.4.5.	Longitud i ample d'imant	31
3.4.6.	Inducció a l'entreferro.....	31
3.5.	Restricció de la f.e.m.....	32
3.6.	Inductàncies principals	33
3.7.	Inductàncies de dispersió.....	34
3.7.1.	Inductància de dispersió de ranura.....	34
3.7.2.	Inductància de dispersió diferencial	35
3.7.3.	Inductància de dispersió en el cap de dent o en zig-zag	35
3.7.4.	Inductància de cap de bobina	36
3.8.	Inductància total	37
Capítol 4: Anàlisi magnètic amb elements finits		38
4.1.	Dibuix al FEMM.....	38
4.2.	Anàlisi dels camps magnètics	42
4.2.1.	Introducció dels materials.....	42
4.2.2.	Circuits.....	46
4.2.3.	Condicions de contorn.....	47
4.2.4.	Anàlisi magnètic.....	48
4.3.	Simulació en buit	50
4.3.1.	Resultats obtinguts.....	54
4.4.	Simulació en càrrega.....	56
4.4.1.	Resultats obtinguts.....	59
4.5.	Càlcul de les inductàncies L_d i L_q	62
4.5.1.	Resultats obtinguts.....	65
4.6.	Càlcul de les pèrdues al ferro.....	65
4.6.1.	Model de Bertotti.....	66
4.6.2.	Simulació al FEMM.....	68
4.6.3.	Càlcul del volum de ferro	70
Capítol 5: Anàlisi tèrmic amb elements finits		73
5.1.	Pèrdues al motor	73
5.1.1.	Pèrdues al ferro	73

5.1.2.	Pèrdues Joule	74
5.2.	Dibuix al FEMM.....	75
5.2.1.	Introducció dels materials.....	77
5.2.2.	Condicions de contorn.....	82
5.3.	Anàlisi amb ventilació natural.....	82
5.3.1.	Condicions de contorn.....	83
5.3.2.	Resultats obtinguts.....	84
5.4.	Anàlisi amb aletes.....	85
5.4.1.	Condicions de contorn.....	86
5.4.2.	Resultats obtinguts.....	86
Capítol 6:	Bibliografia.....	88
6.1.	Bibliografia consultada.....	88

RESUM

En el present projecte es dissenya el motor d'una rentadora industrial, a partir d'unes característiques de parell i velocitat a donades. L'objectiu principal és realitzar el disseny canviant la configuració actual de les rentadores industrials, les quals funcionen, normalment, amb un motor asíncron connectat al tambor mitjançant un sistema de politges. La proposta d'aquest projecte es el disseny d'un motor síncron d'ímants permanents i amb tracció directe al tambor de la rentadora.

RESUMEN

En el presente proyecto se diseña el motor de una lavadora industrial, a partir de unas características de par y velocidad determinadas. El objetivo principal es realizar el diseño cambiando la configuración actual de las lavadoras industriales, las cuales funcionan, normalmente, con un motor asíncrono conectado al tambor mediante un sistema de poleas. La propuesta de este proyecto es el diseño de un motor síncrono de imanes permanentes y con tracción directa al tambor de la lavadora.

ABSTRACT

In this project is designed an industrial washing machine motor, from certain torque characteristics and speed. The main objective is to make the design by changing the current configuration of industrial washing machines, which work, normally, with an asynchronous motor connected to the drum by a pulley system. The purpose of this project is to design a permanent magnet synchronous motor with a direct drive to the drum of the washing machine.

AGRAÏMENTS

Al Ramon Bargalló Perpiñà per la seva atenció, implicació i ajuda en tot moment.
Al Joan Serra per les millores en els plànols, i al Viator Pou pel recolzament mutu.

CAPÍTOL 1:

INTRODUCCIÓ

1.1. Objectius generals

- Realització del disseny d'un motor elèctric per una rentadora industrial, partint de les característiques inicials de parell i velocitat.
- Implementació del motor amb tracció directa al tambor de la rentadora.
- Realització de les simulacions adients, per comprovar el correcte funcionament del motor, mitjançant el mètode dels elements finits.

1.2. Objectius específics

- Determinació i demostració de la tipologia de motor escollida.
- Determinació de tots els paràmetres que intervenen en el disseny i simulació del motor.
- Utilització del software MathCAD per a la realització de la pauta de càlcul, i anàlisi dels resultats de les simulacions.
- Utilització del software lliure FEMM (del anglès *Finite Element Method Magnetics*) el qual es basa en l'anàlisi pel mètode del elements finits.
- Realització de l'anàlisi magnètic amb elements finits.
- Simulació amb FEMM mitjançant algoritmes en llenguatge lua.
- Realització de l'anàlisi tèrmic amb elements finits.

1.3. Justificació

Tot i que els motors asíncrons són els motors per excel·lència en el món industrial, amb els anys s'estan desenvolupant cada cop més noves tipologies de motor menys emprades fins al moment. Els motors síncrons d'imants permanents van guanyant pes en aquest món degut a les seves característiques, sobretot per aplicacions on el rang de velocitats de funcionament és elevat, entre d'altres no menys importants com la reducció de la mida del motor.

CAPÍTOL 2:

PUNT DE PARTIDA

Les rentadores industrials, en l'actualitat, basen el seu funcionament en un motor asíncron trifàsic el qual transmet el parell al tambor de la rentadora mitjançant un sistema de politges.

Els motors asíncrons són senzills i molt robusts, ja que no existeix cap tipus de connexió entre la part estàtica i rotatòria del motor, cosa que fa que el seu manteniment sigui pràcticament nul. Tenen un parell d'engegada i un rendiment elevats, la velocitat de gir depèn de la freqüència d'alimentació i aquesta velocitat no correspon a la velocitat de sincronisme ja que és produïx l'anomenat lliscament. La seva característica parell - velocitat presenta la següent forma:

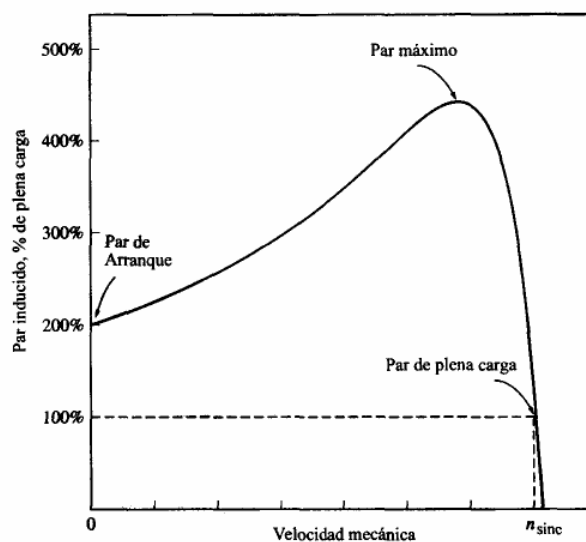


Figura 1. *Característica parell-velocitat.*

Aquestes principals característiques fan del motor asíncron trifàsic el més utilitzat en el món de l'indústria, on aproximadament el 90% dels motors solen ser d'aquest tipus.

Tot i això, les rentadores necessiten un rang de velocitat molt gran, degut a que la velocitat de centrifugat es més elevada que la velocitat de rentat. Aquesta necessitat d'un rang de velocitat elevat comporta a l'estudi d'implementar el motor síncron d'imants permanents degut a la seva flexibilitat pel que fa al rang de velocitats elevat. Aquest fet produeix una ampla dinàmica del parell. Aquestes característiques afegint l'alta eficiència i les dimensions reduïdes fan que sigui un tipus de motor interessant per aquesta aplicació.

D'altre banda, tota transmissió de tracció que es fa mitjançant un sistema, ja sigui de politges, engranatges o altres, fa que es produeixin pèrdues degut a la no idealitat dels sistemes de transmissió tot i tenint rendiments molt elevats.

2.1. Principi de funcionament dels MSIP

Els motors síncrons d'imants permanents (MSIP) basen el seu principi de funcionament en el mateix del motor síncron convencional, però a diferència utilitzen imants permanents per crear el camp magnètic estacionari al entreferro (camp magnètic rotòric). Al alimentar les bobines estatòriques amb corrent altern trifàsic uniforme, es crea un camp magnètic estatòric giratori degut al pas d'aquest corrent. En aquest instant, hi ha dos camps magnètic presents a la màquina, el camp magnètic produït a l'estator (degut al pas del corrent per les bobines del estator) i el camp magnètic produït al rotor (degut al camp magnètic aportat per els imants permanents. Com el camp magnètic estatòric es giratori, el camp magnètic rotòric (es a dir, el propi rotor) tendeix constantment a alinear-se amb el camp giratori, fent que la màquina comenci a girar.

Els imants permanents van inclosos en el rotor. Depenent de com es col·loquen apareixen diferents configuracions rotòriques:

1. Imants exteriors: Es pot considerar entreferro constant, $L_d \approx L_q$. (Veure figura 2a)
2. Imants inserits: L'entreferro no es constant, per tant es considera una màquina de pols sortints, $L_d \neq L_q$. (Veure figura 2b)
3. Imants enterrats: Existeixen dues configuracions.
 - a) Tangencial: L_d és molt més petita que L_q . En alguns casos, per aquest tipus de configuracions s'afegeix al imant uns camins d'aire amb la finalitat de canalitzar el flux cap a l'estator. (Veure figura 2c)
 - b) Radial: Es considera L_d molt semblant a L_q . Es produeix el fenomen de concentració de flux, el qual depenent de les característiques de la màquina es pot aconseguir més inducció a l'entreferro que al imant. (Veure figura 2d)

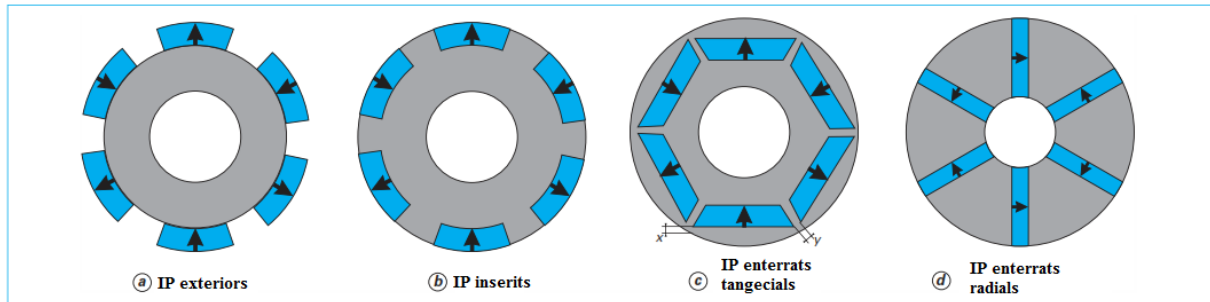


Figura 2. Configuracions rotòriques amb imants permanents. (Ref. 1)

2.1.1. Materials dels imants permanents

Els imants permanents treballen en el segon quadrant de la característica B-H (cicle d'histeresis) del material. En funció del material i de la freqüència de treball la corba que presenten varia. Els materials més emprats en la fabricació d'imants permanents són:

- Ferrita: També anomenats imants ceràmics. Estan formats per la sinterització d'òxid de ferro i ceràmica de carbonat de bari o d'estronci. La seva producció suposa un cost reduït degut al baix cost dels materials emprats en la seva fabricació. Són resistent a la corrosió, però són molt fràgils.
- Neodimi Ferro Bor (NdFeB): Són anomenats també imants de terres rares. Estan formats per una aliatge de Neodimi, Ferro i Bor. Generen camps magnètics forts, fent difícil la seva desmagnetització.
- Samari Cobalt (SmCo): Són anomenats també imants de terres rares. Formats per una aliatge de Samari i Cobalt. Igual que els de Neodimi, generen forts camps magnètics.
- Alumini Níquel Cobalt (AlNiCo): Estan formats per un aliatge de sinterització de Alumini, Níquel, Cobalt amb ferro i d'alguns elements que millorin les propietats del imant. Són resistent a la corrosió.

2.1.2. Avantatges dels motors síncrons amb imants permanents

Les seves principals característiques són l'alta eficiència, la mida reduïda, l'alta dinàmica de parell i l'ampli rang de velocitats que pot treballar. També poden treballar a parell constant per un cert rang de velocitats. Un altre punt fort a diferència dels motors asíncrons és que al portar els imants al rotor, no es creen corrents elèctriques i per tant no es produeixen pèrdues Joule rotòriques, la qual cosa influeix directament en reduir el escalfament de la màquina.

Per l'aplicació emprada del disseny d'aquest projecte, el principal avantatge que se li ha tret profit a aquest tipus de motor, és la propietat de poder treballar en un ampli rang de velocitats.

2.2. MSIP amb debilitament del flux

Per aplicacions on es necessita un rang de velocitats elevat, es produeix el anomenat debilitament de flux. Aquest rang de velocitats és funció de les inductàncies, del flux del imant i del control del motor. Un control adequat ha de permetre controlar els paràmetres de corrent I_d i I_q per a delimitar la zona de debilitament del flux.

Es poden distingir tres zones de treball:

- Regió de parell constant: Es la regió de treball que compren des de l'engegada fins a la velocitat de sincronisme on s'obté el parell nominal per uns corrents I_d i I_q . Si ens fixem en el diagrama de corbes sobre els eixos I_d i I_q , aquest punt de treball correspon al punt tangent entre el límit de corrent (circumferència) i el parell nominal (hipèrbole). També correspon al punt de tall d'aquestes corbes amb el límit de tensió per a la velocitat de sincronisme. Punt de treball T_1 de la figura 3.
- Regió de potència constant, debilitament de flux: I_d i I_q s'escullen com la intersecció entre el límit de corrent i el límit de tensió. El motor treballa a tensió i corrent nominals. El nou punt de treball passa a ser el nou punt de parell, obtingut movent-se al llarg de la corba del límit de corrent a mesura que augmenta la velocitat síncrona fins a la velocitat màxima. Per aquest nou punt de treball no es compleix que $\Phi_m > L_d \cdot I$ el que vol dir que el flux s'ha disminuït. Punt de treball T_2 de la figura 3.

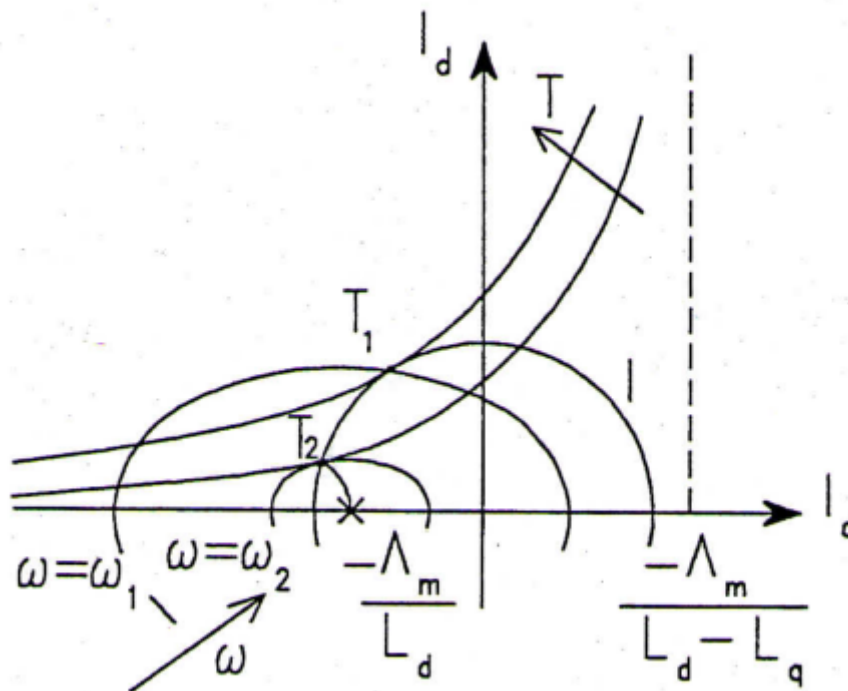


Figura 3. Diagrama I_d i I_q . (Ref. 2)

- Regió de potència no constant, debilitament de flux: Aquesta regió de treball es produirà quan el centre de la el·lipse (límit de tensió) es troba dins del límit de corrent. En aquest cas, el motor treballa per sobre de la velocitat màxima en el punt de màxim parell i màxima tensió, elevat

aquesta velocitat fins el infinit. Aquest punt de treball no està contemplat en aquest projecte ja que no se superarà el punt de velocitat màxima.

Si aquest funcionament el es representa en un diagrama de fasors, es pot observar el següent:

1. Partint de l'equació de la tensió obtinguda del circuit equivalent, menyspreant la resistència:

$$V = E + jX_q I_q + jX_d I_d \quad (1)$$

2. Inicialment considerem I_d nul·la i fixem el corrent I .
3. Al augmentar la velocitat, s'augmenta la força electromotriu (E) i s'augmenten les reactàncies (X) degut al increment de la freqüència. Com es pot observar a l'equació (1), la tensió depèn de la força electromotriu i de les reactàncies, per tant la tensió també augmenta. Es supera el límit de tensió.
4. Com es supera el límit de tensió, s'ha de reduir el flux (debilitament de flux) per tal de treballar dins d'aquest límit. Aquest procés s'aconsegueix fent que I_d prengui valor fins el necessari. El flux es redueix amb la aparició de component $V_q = jX_q I_q$.

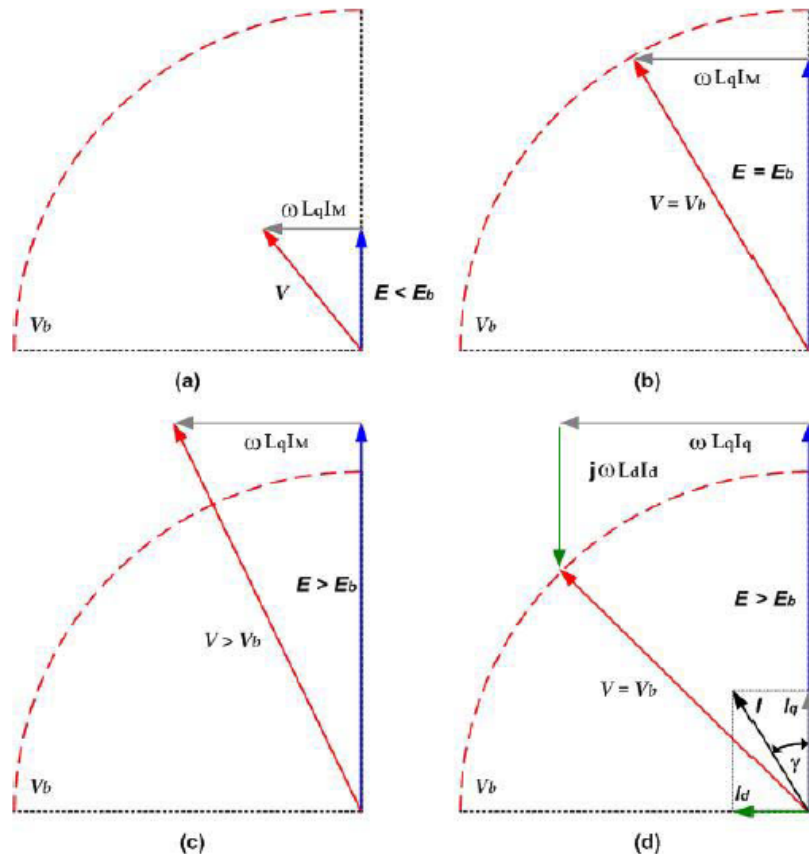


Figura 4. Procés de control del debilitament del flux.

2.3. Característiques a dissenyar

Com ja s'ha exposat anteriorment, actualment es disposen de sistemes de transmissió de tracció per transmetre la potència mecànica del eix del motor, al eix del tambor.

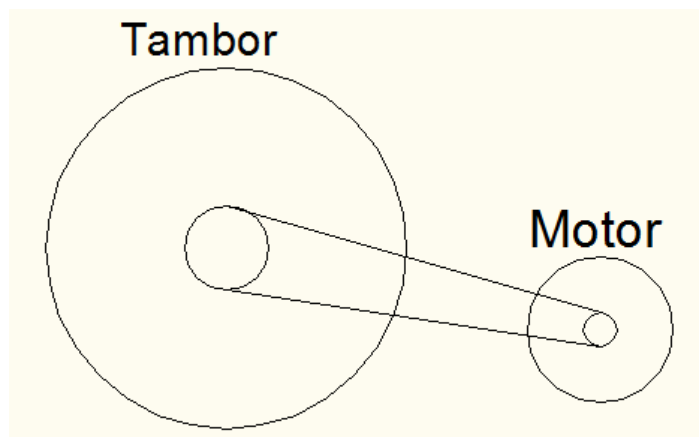


Figura 5. Tracció indirecta entre el motor i la rentadora.

Dades mecàniques del sistema de transmissió:

Taula 1. Dades de les politges.

Diàmetre de la politja del motor	62 mm
Diàmetres de la politja del tambor	406,6 mm
Relació de transmissió	6,34:1
Rendiment del sistema	95%

En el procés de rentat, el motor gira a baixes revolucions donants un parell elevat. Pel procés de centrifugat, el motor gira a alta velocitat però obtenint un parell al eix més reduït. Les dades són les següents:

Taula 2. Dades de rentat i centrifugat.

	Rentat	Centrifugat
Parell del motor	19,5 N·m	4,9 N·m
Velocitat del motor	255 rpm	5830 rpm
Velocitat del tambor	42,3 rpm	920 rpm
Freqüència del motor	10,2 Hz	197 Hz
Potència del motor	0,54 kW	3 kW

2.3.1. Dades escollides pel disseny

El motor a dissenyar va connectat al tambor amb tracció directa, el que vol dir que l'eix del motor, gira a la mateixa velocitat que l'eix del tambor. Per aquest motiu, a l'hora d'escollir el valor dels paràmetres s'ha triat a partir del valor del parell i velocitat al tambor. El motor és síncron amb imants permanents.

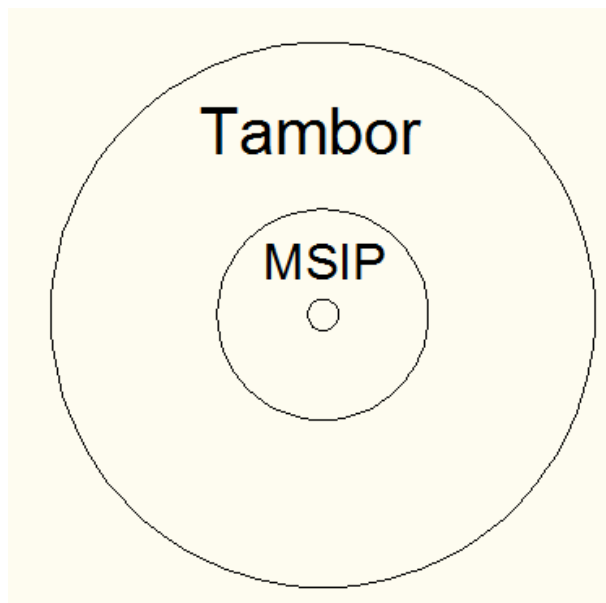


Figura 6. Tracció directa entre el motor i la rentadora.

Tot i així alguns valors s'han variat per tal d'ampliar i simplificar alguns paràmetres del disseny.

Taula 3. Dades aproximades per el disseny.

	Rentat	Centrifugat
Potència del motor	3,5 kW	3,1 kW
Parell del motor	133 N·m	30 N·m
Velocitat del motor	250 rpm	1000 rpm
Freqüència del motor	50 Hz	200 Hz

La velocitat de gir del tambor quan renta es de 50 rpm aprox. però s'allarga la velocitat fins 250 rpm a l'hora de fer el disseny, ja que considerant una freqüència de treball en aquest punt de 50 Hz, redueix notablement el nombre de pols de la màquina.

2.3.2. Control del motor

Degut al rang de variació de la velocitat, el motor ha de anar alimentat mitjançant un variador de freqüència, el qual servirà per el control de la velocitat

del motor, i així poder treballar en els dos punts de funcionament bàsics d'aquest motor: el rentat i el centrifugat. El variador de freqüència també s'encarrega de modular la tensió en funció de la freqüència de manera que s'obté una rampa fins el punt de freqüència i tensió nominals, i per freqüències superiors a la nominal, manté la tensió nominal.

CAPÍTOL 3: PAUTA DE CÀLCUL

A l'hora de fer el disseny d'un motor, es parteix d'unes dades inicials, totalment orientatives en molts casos, les quals es van modificant mitjançant iteracions del propi càlcul o arrodoniments per la simplicitat del disseny per anar ajustant els valors per obtenir el model final més idoni per a l'aplicació. En tots els casos, es tracta de no sobredimensionar la màquina i escollir els materials més apropiats.

Tota pauta de càlcul segueix uns passos ordenats del disseny. Ens aquest cas, els procés seguit parteix d'un càlcul dels paràmetres en el punt de treball nominal i del dimensionat del motor. A continuació es fa el dimensionat dels imants, el càlcul dels paràmetres de dispersió i per últim l'escalfament del motor.

Tots aquests càlculs justificats es troben a l'annex 1.

3.1. Condicions nominals

El punt de treball nominal s'ha considerat quan la rentadora està en el procés de rentat. Es parteix d'unes dades determinades (*veure apartat 2.3.1*) a partir de les quals s'ha iniciat el disseny.

3.1.1. Parell

S'ha assignat una potència nominal (P_N) per a fer funcionar la màquina a velocitat nominal (N_N). A partir d'aquests valors es pot calcular el parell nominal (M_N) de la següent manera:

$$M_N = \frac{P_N}{\frac{2\pi}{60} \cdot N_N} \quad (2)$$

3.1.2. Nombre de parells de pols

Considerant una freqüència nominal (f_N) per aquest punt de treball, es pot determinar el nombre de parells de pols de la màquina. Com es un motor síncron, només treballa a velocitat de sincronisme que és la mateixa que la velocitat nominal. A partir de la fórmula de la velocitat de sincronisme es pot calcular el nombre de parells de pols:

$$p = \frac{60 \cdot f_N}{N_N} \quad (3)$$

El nombre de pols de la màquina serà $2p$ que equivaldrà al nombre d'imants que portarà inserits el rotor, ja que cada imant és un pol.

3.1.3. Corrent nominal

El motor s'alimenta mitjançant un rectificador, però la tensió en borns vindrà donada per la tensió de xarxa. Es connecta a una xarxa de tensions trifàsiques equilibrades establides pel REBT (Reglament Electrotècnic de Baixa Tensió) que tenen un valor de línia (V) de 400 V (rms). De valor màxim, aquesta tensió serà de:

$$V_{m\grave{a}x} = \sqrt{2} \cdot V \quad (4)$$

La relació entre la tensió de línia (V) i la de fase (U) ve donada per:

$$U = \frac{V}{\sqrt{3}} \quad (5)$$

Un altre paràmetre important és el corrent absorbit pel motor. Aquest corrent limitarà molts paràmetres posteriors com la secció dels conductors de les bobines estatòriques, les pèrdues Joule, etc. Per un determinat factor de potència ($\cos\varphi_N$) i un rendiment (η_N), el corrent nominal és:

$$I_N = \frac{P_N}{m \cdot U_N \cdot \eta_N \cdot \cos\varphi_N} \quad (6)$$

El paràmetre "m" que apareix a l'equació anterior fa referència al nombre de fases del motor. En aquest cas, ja s'ha definit que el motor és trifàsic, per tant de forma aplicada, l'equació queda de la següent manera:

$$I_N = \frac{P_N}{3 \cdot U_N \cdot \eta_N \cdot \cos\varphi_N} \quad (7)$$

3.2. Dimensionat

Un cop calculats els paràmetres principals donats per les dades de partida, s'ha de calcular el diàmetre exterior del rotor i la longitud del motor. Aquestes dimensions venen donades principalment per la potència assignada al motor i per els imants.

3.2.1. Coeficient de forma d'ona

Abans de procedir al càlcul de les dimensions, cal determinar uns factors que modifiquen els valors de tensió, corrent i potència depenent de la seva forma d'ona (ja que l'alimentació pot ser amb ones de diversa forma). Aquest factors relacionen el valor màxim i el valor eficaç de cada variable, essent:

$$K_i = \frac{I}{I_{rms}} \quad (8)$$

$$K_e = \frac{E}{E_{rms}} \quad (9)$$

$$K_p = \frac{P}{P_{rms}} \quad (10)$$

En la figura 7 es pot veure els diferents coeficients, depenent la forma d'ona. La forma d'ona de la tensió i del corrent en el motor són sinusoidals, i per tant els coeficients utilitzats són els de la segona fila de la figura 7 on:

$$K_e = K_i = \sqrt{2} \quad (11)$$

$$K_p = 0,5 \quad (12)$$

TYPICAL PROTOTYPE WAVEFORMS

Model	$e(t)$	$i(t)$	K_i	K_p
Sinusoidal waveform			$\sqrt{2}$	$\frac{1}{2} \cos \phi$
Sinusoidal waveform			$\sqrt{2}$	0.5
Rectangular waveform			1	1
Trapezoidal waveform			1.134	0.777
Triangular waveform			$\sqrt{3}$	0.333
Rectangular & Trapezoidal waveform			1.134	0.8
Rectangular & Trapezoidal waveform			1.389	0.556
Trapezoidal waveform			1.389	0.519
Rectangular & Triangular waveform			1.5	0.333
Rectangular waveform			1.225	0.667

Figura 7. Coeficients de forma d'ona més típics.

3.2.2. Inducció a l'entreferro

Per a poder trobar una expressió que relacioni el diàmetre i la longitud i poder trobar per tant els dos paràmetres, cal calcular la inducció a l'entreferro ja que

es relaciona mitjançant la força electromotriu amb la potència. Per un iman donat, el fabricant ens dona les característiques de remanència (B_r) i de coercitivitat (H_c) del material.

Per anar sobre segur, es pot calcular la inducció a l'entreferro com el 75% de la inducció remanent del iman. En el apartat 3.4.6 es pot veure el càlcul més precís d'aquesta inducció.

$$B_e = 0,75 \cdot B_r \quad (13)$$

3.2.3. Força electromotriu

La força electromotriu es creada a partir del flux produït pel pas del corrent per les bobines estatòriques. Aquest principi s'explica a la llei de Faraday que estableix que la força electromotriu (E), mesurada en volts, és proporcional a la velocitat de variació del flux respecte el temps. La llei de Lenz que estableix que serà de sentit contrari al flux que la produeix:

$$e(t) = -\frac{d\Phi}{dt} \quad (14)$$

Si es posa la f.e.m en valor màxim i sabent que el flux (Φ) és la inducció (B) per unitat de superfície, es pot expressar de la manera següent:

$$E_{max} = K_e \cdot N_s \cdot B_e \cdot D_e \cdot L \cdot \frac{f}{p} \quad (15)$$

On K_e és el factor de forma d'ona de la f.e.m induïda, N_s és el nombre d'espores per fase de les bobines estatòriques, D_e és el diàmetre exterior del rotor i L és la longitud de la màquina.

3.2.4. Capa de corrent

L'anomenada també densitat lineal de corrent. Equival a considerar tots els conductors de corrent elèctric com a una única capa conductora. És un paràmetre important a l'hora del dimensionat d'un motor perquè pot En aquest cas, la capa de corrent és referent a l'estator, ja que és l'única part de la màquina per on passa corrent elèctric. Es pot calcular:

$$A_s = \frac{2 \cdot N_s \cdot I_{ef}}{\pi \cdot D_e} \quad (16)$$

Si relacionem el corrent eficaç amb el corrent màxim mitjançant el factor de forma d'ona del corrent (K_i):

$$A_s = \frac{2 \cdot N_s \cdot I}{\pi \cdot D_e \cdot K_i} \quad (17)$$

El fet de relacionar-ho amb el valor màxim, facilita poder trobar una expressió D^2L relacionada mitjançant la potència.

3.2.5. Diàmetre exterior del rotor

El diàmetre exterior del rotor (D_e) o diàmetre de l'entreferro és un dels primers paràmetres a calcular a l'hora de fer el disseny d'un motor. Per a trobar una expressió que pugui relacionar diàmetres d'entreferro i longitud de la màquina, es parteix de la potència de sortida del motor definida com:

$$P = \eta \cdot m \cdot K_p \cdot E \cdot I \quad (18)$$

Si de l'equació (17) aïllem el valor del corrent màxim:

$$I_{m\grave{a}x} = \frac{A_s \cdot \pi \cdot D_e \cdot K_i}{2 \cdot N_s} \quad (19)$$

Agafant les equacions (15) i (19), substituint-les a la potència de sortida i s'obté:

$$P = \eta \cdot m \cdot K_p \cdot K_e \cdot N_s \cdot B_e \cdot D_e \cdot L \cdot \frac{f}{p} \cdot \frac{A_s \cdot \pi \cdot D_e \cdot K_i}{2 \cdot N_s} \quad (20)$$

Simplificant:

$$P = \eta \cdot m \cdot K_p \cdot K_e \cdot K_i \cdot B_e \cdot D_e^2 \cdot L \cdot \frac{f \cdot A_s \cdot \pi}{2 \cdot p} \quad (21)$$

Aïllant de l'equació anterior $D_e^2 L$:

$$D_e^2 \cdot L = \frac{P \cdot 2 \cdot p}{K_p \cdot K_e \cdot K_i \cdot B_e \cdot f \cdot A_s \cdot \pi \cdot m \cdot \eta} \quad (22)$$

Cal definir una relació entre el diàmetre d'entreferro i la longitud. Ens molts casos en disseny de màquines es pot emprar aquesta relació igual a 1. En aquest cas concret, s'utilitza una expressió que relaciona el nombre de pols de la màquina:

$$K_L = \frac{L}{D_e} = \frac{\pi}{2} \cdot p^{\frac{2}{3}} \quad (23)$$

De l'expressió anterior:

$$L = D_e \cdot K_L \quad (24)$$

Substituint en l'equació (22):

$$D_e^3 = \frac{P \cdot 2 \cdot p}{K_p \cdot K_e \cdot K_i \cdot K_L \cdot B_e \cdot f \cdot A_s \cdot \pi \cdot m \cdot \eta} \quad (25)$$

Finalment:

$$D_e = \sqrt[3]{\frac{P \cdot 2 \cdot p}{K_p \cdot K_e \cdot K_i \cdot K_L \cdot B_e \cdot f \cdot A_s \cdot \pi \cdot m \cdot \eta}} \quad (26)$$

De manera anàloga, si de l'equació (22) s'aïlla L :

$$L = \frac{P \cdot 2 \cdot p}{K_p \cdot K_e \cdot K_i \cdot B_e \cdot f \cdot A_s \cdot \pi \cdot m \cdot \eta \cdot D_e^2} \quad (27)$$

3.3. Debanat

Un cop ja s'ha dimensionat el diàmetre rotòric, cal trobar les dimensions de l'estator. Per a motors síncrons no existeixen xapes específiques, per la qual cosa s'utilitzen les xapes estatòriques normalitzades dels motors asíncrons.

3.3.1. Xapa escollida

Per a trobar la xapa adient, s'ha entrat en catàlegs de fabricants de xapes, i s'ha buscat la xapa normalitzada que compleix el diàmetre rotòric calculat anteriorment. Els fabricants et faciliten per a cada xapa diferent, la xapa estatòrica i la rotòrica. En aquest cas, només cal la xapa estatòrica, degut a que la xapa rotòrica conté els imants i s'ha de fer a mesura. Per tant, s'aprofita la xapa del estator de motor asíncron.

De xapes n'hi ha de moltes diferents. Tot i que varien les dimensions de cada xapa, un factor a tenir present, és la forma i número de ranures. La forma influirà en l'inductància de dispersió de la ranura (veure apartat 3.7.1) i el nombre de ranures condicionarà a l'hora de distribuir el debanat.

S'ha escollit a través del catàleg normalitzat del fabricant, que introduint el diàmetre exterior del rotor, et torna les possibles xapes utilitzables. Les dues possibles opcions de xapa es poden veure a l'annex 2. Escollint la xapa adient, s'obté el nombre de ranures (Q), que servirà per a calcular el debanat.

3.3.2. Tipus de debanat

De debanat n'hi ha de dos tipus: debanat distribuït i debanat concèntric.



Figura 8. Debanat distribuït

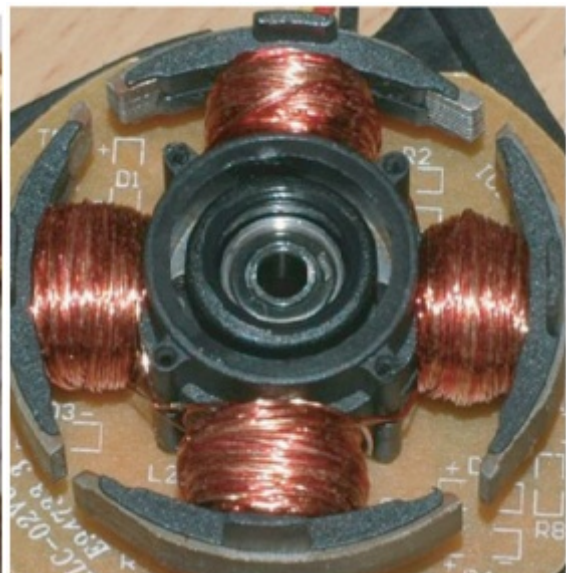


Figura 9. Debanat concèntric

S'ha realitzat un debanat distribuït a partir del nombre de pols de la màquina (p), el nombre de ranures de la xapa (Q) i del nombre de fases del motor (m), calculant el nombre de ranures per pol i fase (q):

$$q = \frac{Q}{2 \cdot p \cdot m} \quad (28)$$

Utilitzant el software koil1.1 s'ha distribuït el debanat. El programari et demana les dades del debanat, i et retorna la distribució d'aquest per totes les ranures. Les dades a introduir són: Nombre de ranures, nombre de pols, nombre de fases i per últim si el debanat és de simple capa o de doble capa (debanats amb pas escorçat).

Figura 10. Introducció de les dades al programari koil1.1

La distribució del debanat obtinguda amb el programa koil1.1 és la següent:

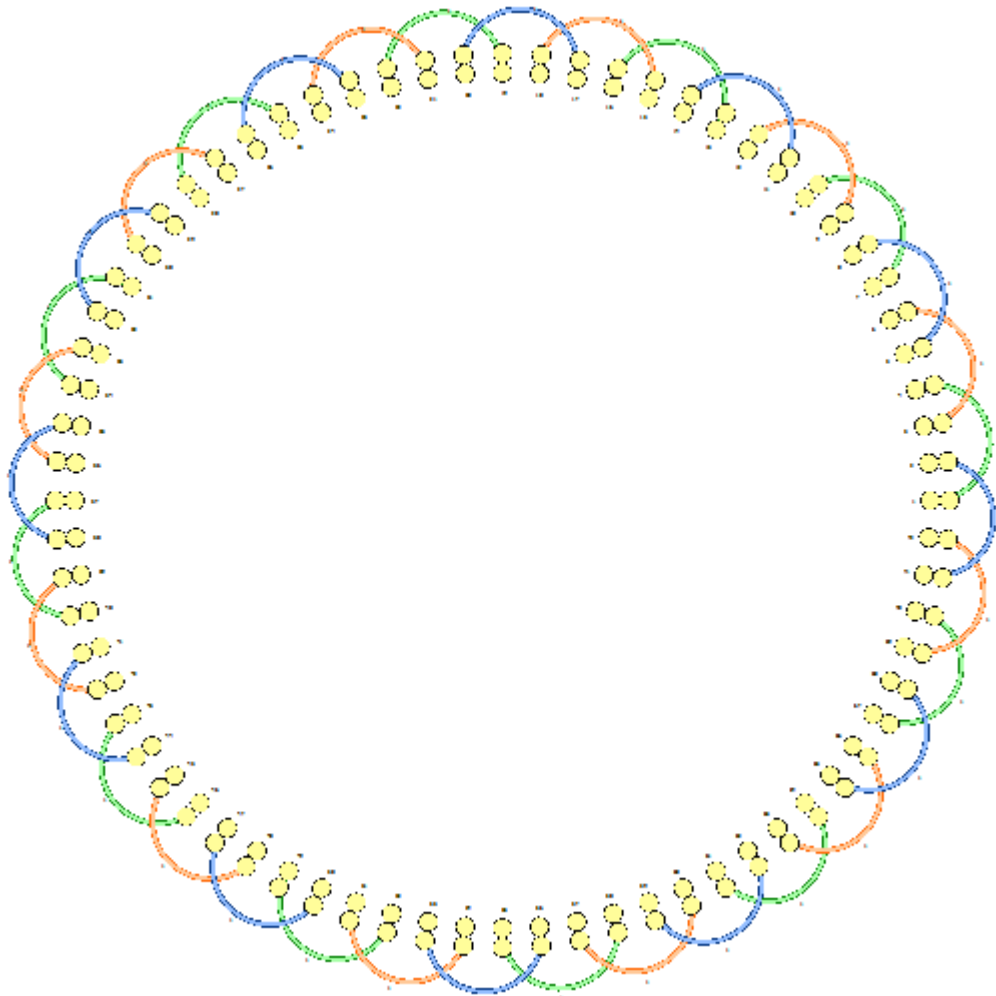


Figura 11. *Distribució del debanat en les ranures.*

3.3.3. Nombre de conductors

Un cop s'ha calculat la distribució del debanat, s'ha de calcular les seccions dels conductors que el formen i el nombre d'aquests que conté cada ranura. El càlcul del nombre de conductors permetrà implementar-ho a l'hora de fer la simulació.

Per una donada capa de corrent, amb el corrent nominal i el diàmetre exterior del rotor, podem trobar el número total de conductors del motor:

$$Z_t = \pi \cdot D_e \cdot \frac{A_s}{l_n} \quad (29)$$

Dividint pel nombre de ranures, s'obté el nombre de conductors per ranura:

$$Z_r = \frac{Z_t}{Q} \quad (30)$$

Depenent del nombre de ranures i del nombre total de conductors, el nombre de conductors per ranura pot donar un nombre decimal. Com és lògic, el nombre de conductors no pot ser decimal, per tant s'ha de escollir entre el nombre immediatament inferior o superior. Al variar el nombre de conductors per ranura, també s'ha de tornar a calcular el nombre de conductors total, ja que depenent el valor escollit pel nombre de conductor per ranura, haurà augmentat o disminuït.

També es pot calcular el nombre de espires per fase, sabent que una espira està formada per l'anada i tornada del mateix conductor:

$$N_f = \frac{Z_t}{2 \cdot m} \quad (31)$$

On Z_t és el nombre de conductors del motor tornat a calcular.

3.3.4. Seccions del debanat

El càlcul de les seccions dels conductors de les bobines estatòriques és un procés d'iteració, ja que intervenen diverses variables que condicionen el càlcul.

Un primer pas és definir la densitat de corrent (Δ), que és el corrent per unitat de superfície i és una restricció a l'hora de definir el corrent pels conductors.

Un altre paràmetre important, és el nombre de fils en paral·lel (a). Aquest concepte fa referència a que el conductor el divideix en la ranura en "a" conductors connectats en paral·lel entre ells. Això fa disminuir notablement la secció de conductor.

La secció de conductor es pot calcular de la següent manera:

$$s_c = \frac{l_n}{a \cdot \Delta} \quad (32)$$

A partir de la secció, es pot calcular el diàmetre del conductor:

$$d_c = \sqrt{\frac{4 \cdot s_c}{\pi}} \quad (33)$$

El diàmetre del conductor obtingut, es possible que no sigui cap diàmetre normalitzat, per la qual cosa s'ha de buscar a la taula de fils normalitzats (*veure annex 3*) el diàmetre immediatament superior.

Un cop escollit el conductor correcte, s'ha de fer un pas previ abans de calcular el factor d'ocupació, que és comprovar que han de caber dos conductor a l'hora en la boca de la ranura. Aquesta comprovació és fa perquè per a bobinar automàticament a màquina ha de ser possible introduir dos conductor a l'hora en la ranura. Per tant, apareix una nova restricció:

$$2 \cdot d_{c\text{norm}} < b$$

On b és l'obertura de la ranura.

Amb el nou diàmetre normalitzat, s'ha de calcular l'àrea que ocupen tots els conductors dins la ranura. En aquest pas, intervenen el nombre de conductors per ranura, les branques en paral·lel i la secció del conductor a partir del diàmetre normalitzat escollit:

$$S_{oc} = a \cdot Z_r \cdot \pi \cdot \frac{d_c^2}{4} \quad (34)$$

De la xapa normalitzada escollida, també dona l'àrea de la ranura estàtica. Dividint l'àrea d'ocupació dels conductor en la ranura (S_{oc}) per l'àrea total de la ranura (S_r) s'obté el factor d'ocupació (F_o). Aquest factor no pot ser superior de 0,4.

$$F_o = \frac{S_{oc}}{S_r} < 0,4 \quad (35)$$

Si un cop calculat el factor d'ocupació partint del diàmetre immediatament superior normalitzat, dona un valor molt baix, s'ha augmentat el valor del diàmetre del conductor fins un valor de diàmetre normalitzat que doni el màxim factor d'ocupació possible (proper a 0,4 però sense superar-lo).

3.4. Dimensionat dels imants

Les dimensions dels imants venen donades, principalment, pel material del que estan formats. Com s'ha explicat en el apartat 2.1.1, cada material té les seves característiques concretes, i depenent l'aplicació es poden emprar uns imants o uns altres.

3.4.1. Característiques del imant

El tipus d'imat escollit, són els de Neodimi Ferro Bor (NdFeB). Un cop determinat el material, es pot saber les seves característiques de remanència (B_r) i coercitivitat (H_c). Per aquestes determinades característiques podem determinar el seu punt de funcionament nominal a partir de la recta de càrrega, com s'aprecia a la figura següent:

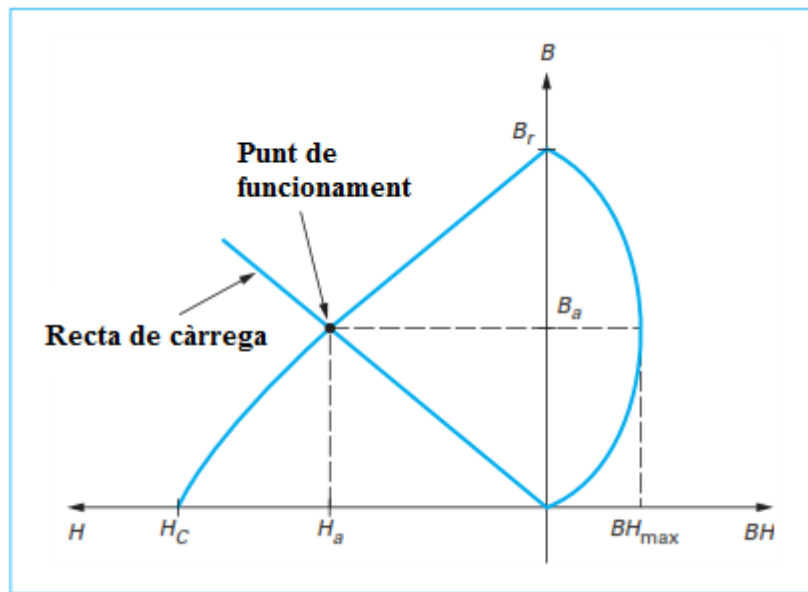


Figura 12. Diagrama de funcionament dels imants permanents. (Ref.3)

A partir de les característiques donades pel material del imant es pot determinar la permeabilitat del imant. La permeabilitat defineix la capacitat d'un material per atraure o deixar passar una força de camp magnètic:

$$\mu_r = \frac{B_r}{\mu_0 \cdot H_c} \quad (36)$$

On μ_0 és la permeabilitat del buit que és una constant.

Aquests paràmetres s'utilitzen posteriorment per al càlcul de les dimensions del imant.

3.4.2. Volum del imant

El primer càlcul per determinar les dimensions del imant, és el seu volum. Inicialment es calcula el volum total d'imat en tota la màquina, partint de la potència que absorbeix.

$$V_T = \frac{P_N / \eta}{f_N \cdot B_r \cdot H_c} \cdot C_v \quad (37)$$

On C_v és un coeficient de seguretat, que pren valors entre 0,5 i 2. C_v es pot calcular a partir d'una sèrie de factors com el factor de corrent màxim, el factor de recobriment polar i els factors de reacció.

Un cop determinat el volum total d'imant necessari, es pot fer el càlcul del volum d'imant per pol:

$$V_m = \frac{V_T}{2 \cdot p} = S_m \cdot L_m \quad (38)$$

Si el volum per pol es posa en funció de la superfície del imant (S_m) i la longitud del imant (L_m) ja apareixen les principals dimensions.

3.4.3. Desmagnetització del imant

Una restricció molt important a l'hora de dimensionar els imants és calcular la desmagnetització del imant. Aquest problema es pot produir en circumstàncies on el corrent s'eleva i desplaça el punt de treball del imant cap a l'esquerra del diagrama. Depenent d'aquest valor, si la recta de càrrega surt de la zona de treball del imant es produeix la desmagnetització. En alguns tipus de motor, aquest fet es pot produir a l'engegada degut a que el corrent si no està limitat per un convertidor, augmenta.

Amb aquestes consideracions es pot definir el corrent màxim per la màquina com:

$$I = K_m \cdot I_n \cdot \sqrt{2} \quad (39)$$

On K_m és un factor de corrent màxim que varia entre 2 i 6.

Si el corrent augmenta, la capa de corrent també ha augmentat de la següent manera:

$$A = \frac{Z_t \cdot I}{\pi \cdot D} \quad (40)$$

Aquesta capa màxima de corrent, per cada pas polar, produeix una força magnetomotriu de desmagnetització (FMM_{des}) en A, que és el que produirà la desmagnetització del imant.

$$FMM_{des} = \frac{A \cdot \tau_p}{2} \quad (41)$$

On τ_p és el pas polar del motor.

3.4.4. Altura mínima

Per a definir l'altura mínima que haurà de tenir el imant, s'ha considerat el punt calculat al apartat anterior, on el imant es desmagnetitza, i el punt de coercitivitat a 125 °C en A/m. A mesura que augmenta la temperatura, la coercitivitat també augmenta, reduint la zona de treball del imant. Aquest factor encara restringeix més el disseny del imant. Per tant, a partir d'aquest dos valor s'ha calculat l'altura mínima:

$$h = \frac{FMM_{des}}{H_{c125}} \quad (42)$$

L'altura del imant (h_m) ha de ser superior a la calculada.

3.4.5. Longitud i ample d'imant

Per la longitud dels imants s'ha escollit la longitud de la màquina, es a dir, els imants recorren tot el rotor. No ha de ser així obligatòriament, poden prendre valors diferents. Per tant:

$$L_{imant} = L$$

Per l'ample màxim del imant, s'ha calculat a partir del pas polar, i del factor de recobriment polar. El factor de recobriment polar et relaciona l'angle que recobreix el imant, amb el pas polar rotòric en graus:

$$\alpha = \frac{\theta}{\tau} \quad (43)$$

Aquest factor sol prendre valor entre 0,6 i 0,85. Un valor mol típic és considerarlo 2/3. Si ara multipliquem aquest valor pel pas polar considerat unitats de longitud:

$$\tau_p = \frac{\pi \cdot D_e}{2 \cdot p} \quad (44)$$

L'ample màxim del imant és:

$$b_p = \alpha \cdot \tau_p \quad (45)$$

Coneixent el volum, longitud i altura d'imant, es pot calcular l'ample d'imant necessari:

$$b_m = \frac{V_T}{2 \cdot p \cdot L_m \cdot h_m} \quad (46)$$

Un cop calculada l'amplada, s'ha anat augmentant, sense superar l'ample màxim, fins a trobar un valor que fes una inducció a l'entreferro suficient.

3.4.6. Inducció a l'entreferro

Depenent del tipus de rotor, el mètode de càlcul de la inducció a l'entreferro canvia. El tipus de rotor escollit és el d'imants enterrats tangencials. D'aquests n'hi ha de diversos tipus, com pot ser amb camins d'aire, o amb doble ranura.

S'ha dissenyat amb el rotor d'imants enterrats tangencials amb camins d'aire, però amb ranura única.

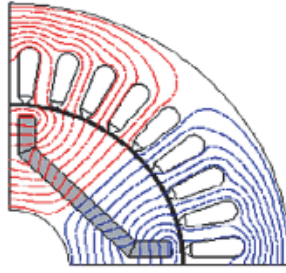


Figura 13. Configuració dels imants al rotor (Ref.4)

Per aquesta configuració rotòrica, el mètode de càlcul és el següent:

$$B_e = \frac{(B_r - B_m \cdot \frac{2 \cdot x}{b_m})}{(g_c \cdot \frac{\mu_r}{\mu_m} + \frac{\alpha \cdot \pi \cdot D_e}{2 \cdot p \cdot b_m})} \quad (47)$$

On x és la distància entre la ranura d'aire i el diàmetre rotòric i g_c és l'entreferro de Carter que surt de multiplicar la distància d'entreferro per el factor de Carter (K_c):

$$g_c = K_c \cdot g \quad (48)$$

El factor de Carter n'hi ha diversos mètodes per a calcular-lo.

3.5. Restricció de la f.e.m

Un cop s'ha calculat la inducció a l'entreferro, es pot calcular de forma exacte la força electromotriu. Això servirà per a poder calcular si es supera el límit de tensió, degut a que per alguns instants de temps poden conduir dues fases simultàniament. Aquest fet provoca que la f.e.m s'elevi poden superar el llindar de tensió màxima establert. Per tant, apareix una nova restricció a complir.

Del flux creat per fase es pot obtenir una constant anomenada constant de parell (k_M):

$$k_M = 2 \cdot \frac{Z_t}{2 \cdot m} \cdot D_e \cdot L \cdot B_e \cdot \xi_b \quad (49)$$

On ξ_b és el factor de bobinat, típicament 0,95. Es multiplica per dos perquè són dues fases les condueix i es divideix per 2 i pel número de fases (m) per a passar el nombre de conductors total a nombre d'espines per fase.

Les unitats d'aquesta constant són N.m/A o V/(rad/s). Si s'agafa la potència útil en l'eix del motor, es pot fer un canvi d'unitats d'aquesta constant de la següent manera:

$$P_u = M_u \cdot \Omega \quad (50)$$

Fent l'anàlisi dimensional de les variables anteriors es dedueix:

$$[V] \cdot [A] = [N \cdot m] \cdot \left[\frac{\text{rad}}{s} \right]$$

Aïllant:

$$\frac{[V]}{[rad/s]} = \frac{[N \cdot m]}{[A]}$$

Es pot dir que la constant de parell és igual a la constant de la força electromotriu fent aquest canvi. $k_E = k_M$.

Multiplicant per la velocitat de sincronisme en rad/s s'obté la força electromotriu de línia creada al conduir dues fases simultàniament.

$$E_{2L} = k_E \cdot \frac{2\pi}{60} \cdot N_N \quad (51)$$

Aquesta f.e.m no pot ser superar la tensió màxima per a la que s'ha dissenyat el motor, descrita en l'apartat 3.1.3.

$$E_{2L} < V$$

3.6. Inductàncies principals

El motor, al tenir els imants enterrats amb camins d'aire, fa que es pugui considerar de pols sortints. En les màquines de pols sortints, el camp magnètic es descompon en dos components, la directa i la quadràtica, produït per l'efecte d'haver un entreferro variable. L'aparició d'aquestes dues components produeixen uns factors k_d i k_q que modifiquen directament la reactància magnetitzant de la màquina. La reactància magnetitzant es pot expressa en termes d'inductància L_m . Per tant, apareixen dues components de la inductància magnetitzant:

$$L_{mq} = L_m \cdot k_q \quad (52)$$

$$L_{md} = L_m \cdot k_d \quad (53)$$

On la inductància magnetitzant be donada per:

$$L_m = \left(\frac{3}{\pi}\right) \cdot \mu_0 \cdot \left(\frac{N_s \cdot k_w}{p}\right)^2 \cdot \frac{D_{re} \cdot L}{g_c} \quad (54)$$

i els factors k_d i k_q :

$$k_q = \frac{(\alpha \cdot \pi - \sin(\alpha \cdot \pi))}{\pi} \quad (55)$$

$$k_d = \left[\frac{\left(\sin\left(\frac{\alpha\pi}{2}\right)\right)^2}{\frac{\alpha\pi}{2} + p \cdot g_c \cdot \mu_r \cdot \frac{b_m}{h_m \cdot D}} \right] \quad (56)$$

Si en aquestes inductàncies principals sumen les inductàncies de dispersió s'obtenen les inductàncies directe (L_d) i en quadratura (L_q) de la màquina, que posteriorment és compararan amb les calculades en les simulacions amb elements finits.

3.7. Inductàncies de dispersió

En totes les màquines elèctriques és produeixen fluxos de dispersió. Es poden definir com els fluxos que no participen directament en la conversió electromecànica de l'energia. Aquests fluxos equivalen directament a les anomenades inductàncies de dispersió:

$$\phi = L \cdot I \quad (57)$$

Les inductàncies de dispersió apareixen en diverses zones de la màquina, produïdes per diferents factors.

3.7.1. Inductància de dispersió de ranura

És la inductància de dispersió creada per la configuració de la ranura. De tipus de ranura n'hi ha molts (formes i mesures). El tipus de xapa escollida porta el següent tipus de ranura:

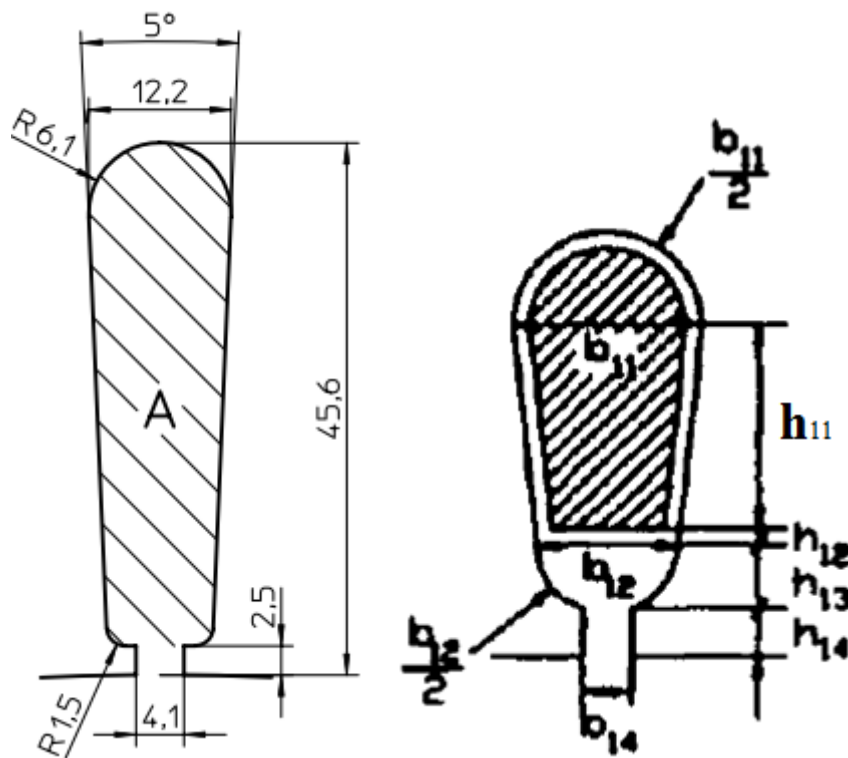


Figura 14. Configuració de la ranura. (Ref.5)

Per cada tram de la ranura (h_{11} , h_{12} , h_{13} i h_{14}) es concatena un flux diferent. La suma d'aquests fluxos equival al flux total que creua la ranura.

$$\phi_{\text{ran}} = \phi_{11} + \phi_{12} + \phi_{13} + \phi_{14} \quad (58)$$

S'ha de definir un factor de permeabilitat:

$$\lambda_{us} := 0.1424 + \frac{h_{11} \cdot k_1}{3 \cdot b_{12}} + \frac{h_{12}}{b_{12}} + 0.5 \cdot \sin \left[\sqrt{1 - \left(\frac{b_{14}}{b_{12}} \right)^2} \right] + \frac{h_{14}}{b_{14}} \quad (59)$$

Per tant, es calcula la inductància de dispersió de les ranures d'estator:

$$L_{us} := \frac{4m}{Q} \cdot \mu_0 \cdot L_{fe} \cdot N_s^2 \cdot \lambda_{us} \quad (60)$$

3.7.2. Inductància de dispersió diferencial

En l'apartat on s'ha calculat la inductància principal, únicament s'ha considerat la components fonamental de la força magnetomotriu que es genera a causa del camp magnètic. Si es considera el valor real d'aquesta força magnetomotriu en l'entreferro, existeixen harmònics degut a la presència de les ranures. Per trobar aquestes inductàncies, s'ha tornat a fer a partir del flux. La diferència entre el flux teòric i el flux real (amb harmònics) és el anomenat flux diferencial.

El primer pas és el càlcul dels factors de dispersió diferencial:

$$k_{\delta 1} := \sum_{k=1}^{300} \left[\frac{\sin \left[(1 + 2 \cdot k \cdot m) \cdot \frac{\pi}{2} \right] \cdot \frac{\sin \left[(1 + 2 \cdot k \cdot m) \cdot q \cdot \frac{\alpha_{us}}{2} \right]}{q \cdot \sin \left[(1 + 2 \cdot k \cdot m) \cdot \frac{\alpha_{us}}{2} \right]}}{(1 + 2 \cdot k \cdot m) \cdot k_w} \right]^2 \quad (61)$$

$$k_{\delta 12} := \sum_{k=-1}^{-300} \left[\frac{\sin \left[(1 + 2 \cdot k \cdot m) \cdot \frac{\pi}{2} \right] \cdot \frac{\sin \left[(1 + 2 \cdot k \cdot m) \cdot q \cdot \frac{\alpha_{us}}{2} \right]}{q \cdot \sin \left[(1 + 2 \cdot k \cdot m) \cdot \frac{\alpha_{us}}{2} \right]}}{(1 + 2 \cdot k \cdot m) \cdot k_w} \right]^2 \quad (62)$$

La suma d'aquests dos factors de dispersió diferencial per un cert nombre d'harmònics:

$$\sigma_{\delta s} = k_{\delta 1} + k_{\delta 2} \quad (63)$$

Finalment:

$$L_{\delta s} = \sigma_{\delta s} \cdot L_m \quad (64)$$

3.7.3. Inductància de dispersió en el cap de dent o en zig-zag

La inductància de cap de dent es calcula a partir del flux que passa per l'entreferro al voltant d'un cap de dent. La força magnetomotriu de la ranura causa una diferència de potencial en l'obertura de la ranura, i part d'aquesta s'utilitzarà per produir el flux de dispersió del cap de les dents.

S'ha de calcular primer el factor de permeabilitat:

$$\lambda_{ds} := k_2 \cdot \frac{5 \cdot \frac{g_c}{b_{14}}}{5 + 4 \cdot \frac{g_c}{b_{14}}} \quad (65)$$

On:

$$L_{ods} := \frac{4m}{Q} \cdot \mu_0 \cdot L_{fe} \cdot \lambda_{ds} \cdot N_s^2 \quad (66)$$

3.7.4. Inductància de cap de bobina

Es produeixen a causa del pas del corrent pels caps de bobina. Solen tenir una geometria complicada, per la qual cosa el seu càlcul s'ha realitzat de forma simplificada, ja que per fer-ho de forma exacte es complica molt el pas de càlcul per la poca influència que pugui tenir.

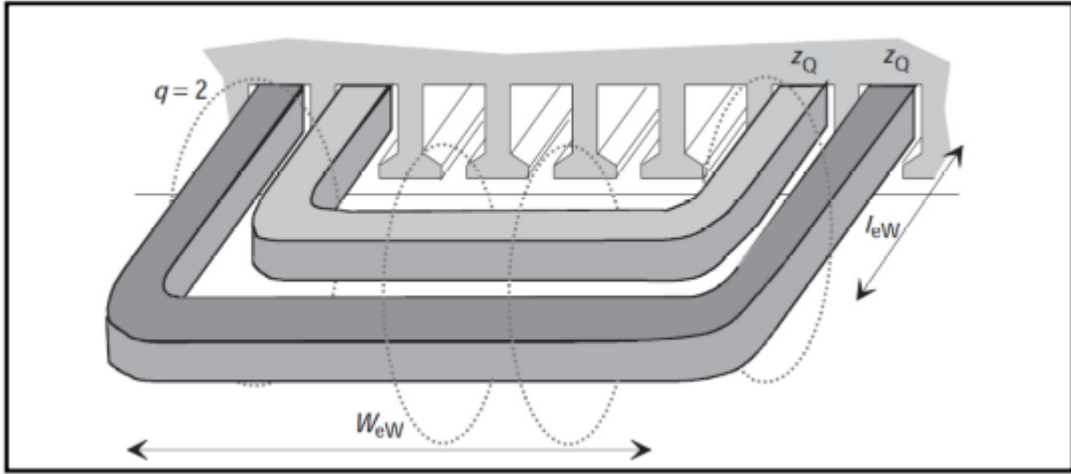


Figura 15. Dimensions del cap de bobina.

El primer càlcul es trobar el valor de la longitud d'un cap de bobina, que de forma aproximada:

$$l_w = \frac{l_{av}}{2} - L \quad (67)$$

$$W_{ew} = l_w - 2 \cdot l_{ew} \quad (68)$$

Definint dos factors de permeabilitat λ_{lew} i λ_w empírics, el factor de permeabilitat de dispersió del cap de bobina és:

$$\lambda_{ws} = \frac{2l_{ew}\lambda_{lew} + W_{ew} + \lambda_w}{l_w} \quad (69)$$

Finalment, la inductància de dispersió del cap de bobina:

$$L_{ws} = \frac{4 \cdot m}{Q} \cdot q \cdot N_s^2 \cdot \mu_0 \cdot l_w \cdot \lambda_{ws} \quad (70)$$

3.8. Inductància total

Un cop calculades totes les inductàncies de dispersió, s'ha de calcular la inductància total directe i quadratura, per posteriorment poder ser comparada amb la simulació amb elements finits.

La inductància total de dispersió, es pot obtenir mitjançant la suma de totes les inductàncies de dispersió creades pels diferents factors:

$$L_{s\sigma} = L_{\delta s} + L_{us} + L_{\sigma ds} + L_{ws} \quad (71)$$

Si aquest paràmetres s'afegeix a la inductància magnetitzant en cada direcció:

$$L_d = L_{md} + L_{s\sigma} \quad (72)$$

$$L_q = L_{mq} + L_{s\sigma} \quad (73)$$

CAPÍTOL 4:ANÀLISI MAGNÈTIC AMB ELEMENTS FINITS

Realitzada la pauta de càlcul de la màquina, el següent pas es realitzar les simulacions pertinents per a verificar el bon funcionament del motor i a l'hora fer els retocs de disseny necessaris en funció dels resultats obtinguts. En el procés de simulació és on realment sorgeixen les iteracions en el càlcul degut a intentar millorar el model partint dels resultats obtinguts per a cada simulació.

Les simulacions realitzades s'han dut a terme amb el programari lliure FEMM, que es basa en el mètode d'anàlisi dels elements finits.

4.1. Dibuix al FEMM

El primer pas és implementar el motor, amb tots els paràmetres dissenyats a la pauta de càlcul, al programa FEMM.

FEMM és un software molt simple a l'hora de dibuixar directament en la seva interfície, ja que únicament hi ha l'opció de introduir punts (mitjançant les seves coordenades cartesianes) i fer línies i arcs entre dos punts ja creats. Per aquest motiu, determinats dibuixos que es volen crear directament a FEMM, pot resultar ser una feina costosa.

Una altra alternativa que conté FEMM és l'opció d'importar fitxer en extensió ".dxf". Els fitxers ".dxf" es creen amb programes de dibuix, es a dir, es pot realitzar el dibuix amb un altre programa i importar-lo al FEMM.

La manera d'implementar el motor s'ha fet mitjançant l'opció d'importar un fitxer de dibuix. Tot i que es pot dibuixar el motor complet i després importar-lo, s'ha optat per dibuixar una única ranura i després fer la revolució amb la eina que incorpora el propi FEMM.

S'ha dibuixat la ranura d'estator al programa de dibuix AutoCAD 2010. L'únic detall a tenir en compte es que al dibuixar-la al AutoCAD s'ha de fer considerant el centre del eix del motor el punt (0,0), ja que així un cop importat al FEMM, el motor quedi centrat en el punt (0,0).

Les mesures de la ranura s'han obtingut de la xapa estàndard d'estator escollida prèviament.

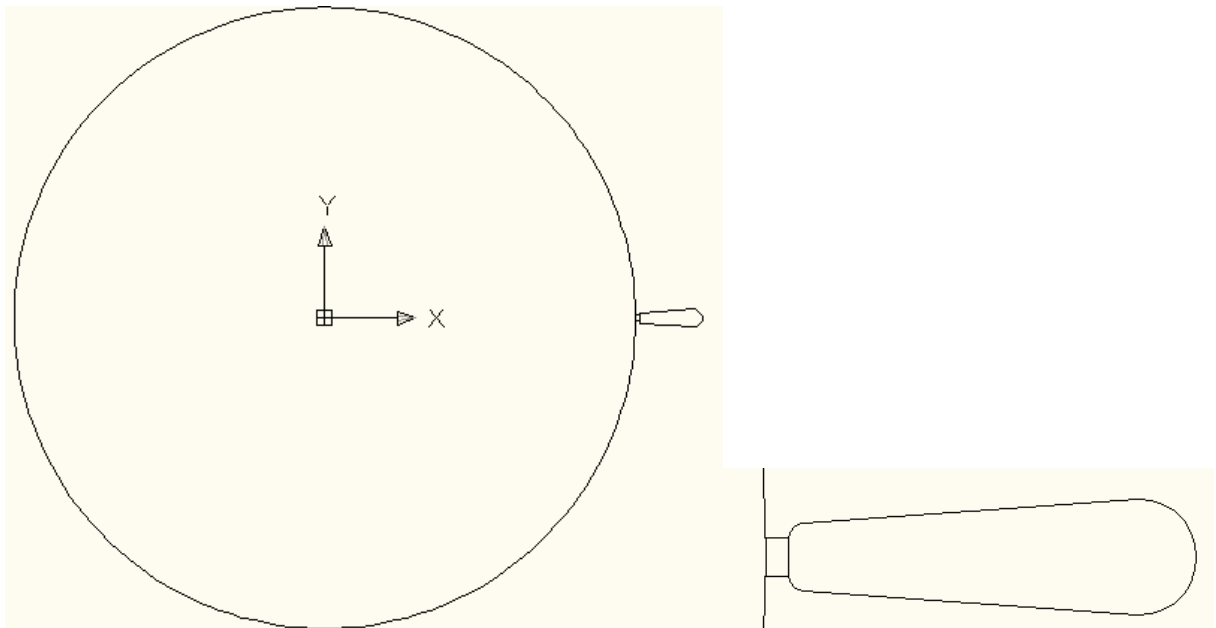


Figura 16. *Ranura estatòrica dibuixada al AutoCAD.*

Un cop guardada en ".dxf" s'ha importat al FEMM i amb l'eina per a copiar elements de forma rotativa s'ha dibuixat tot el estator sencer.

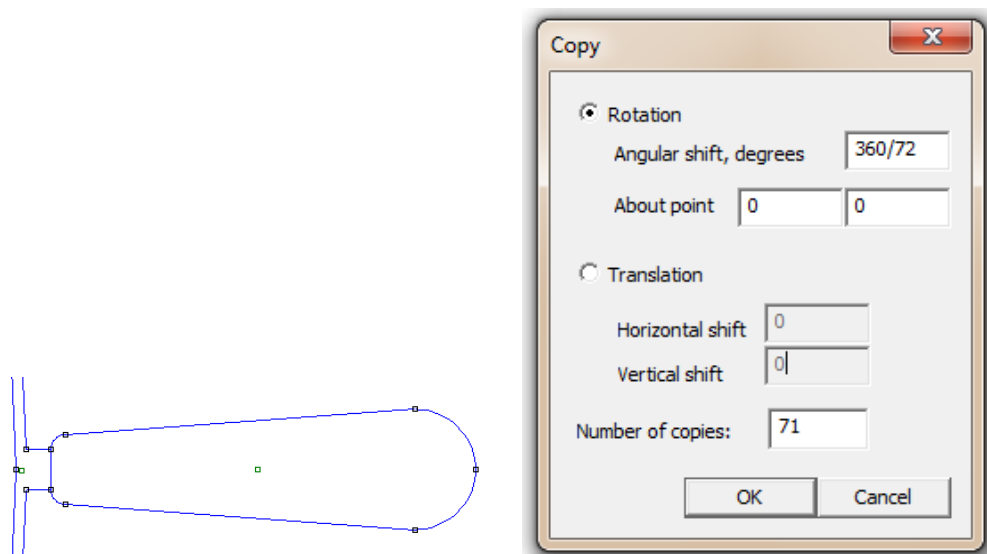


Figura 17. Eina per a revolucionar la ranura al FEMM.

El rotor s'ha dibuixat de forma anàloga. S'ha iniciat dibuixant en AutoCAD una ranura rotòrica amb el imant (tot centrat en el punt (0,0)), i després important l'arxiu ".dxf" al FEMM, per a fer la revolució i ja tenir complet el rotor.

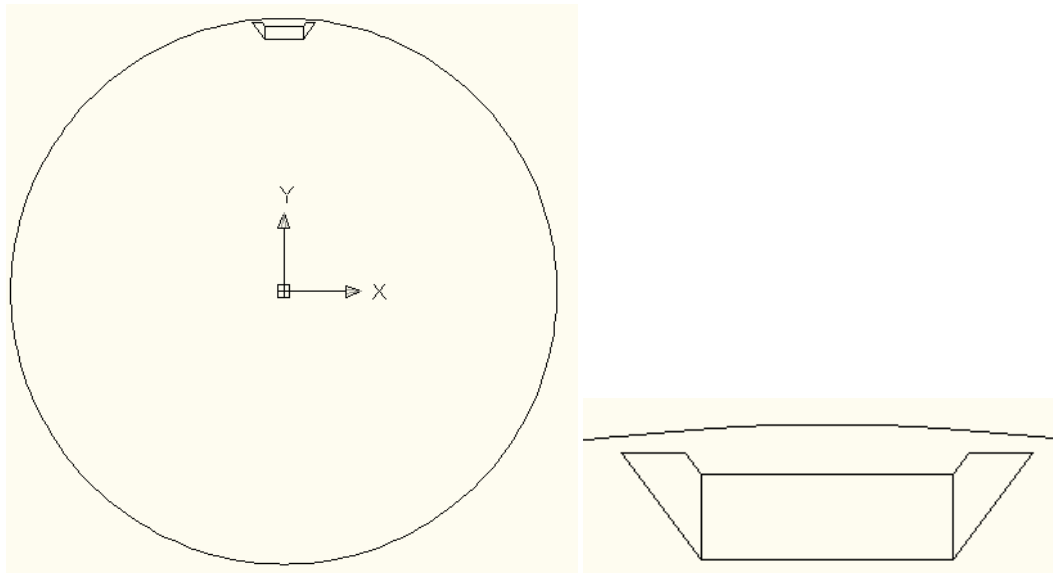


Figura 18. Ranura rotòrica dibuixada al AutoCAD

De la mateixa manera com s'ha realitzat el estator, un cop importada al FEMM s'ha fet la copia rotativa respecte el (0,0) dels imants necessaris.

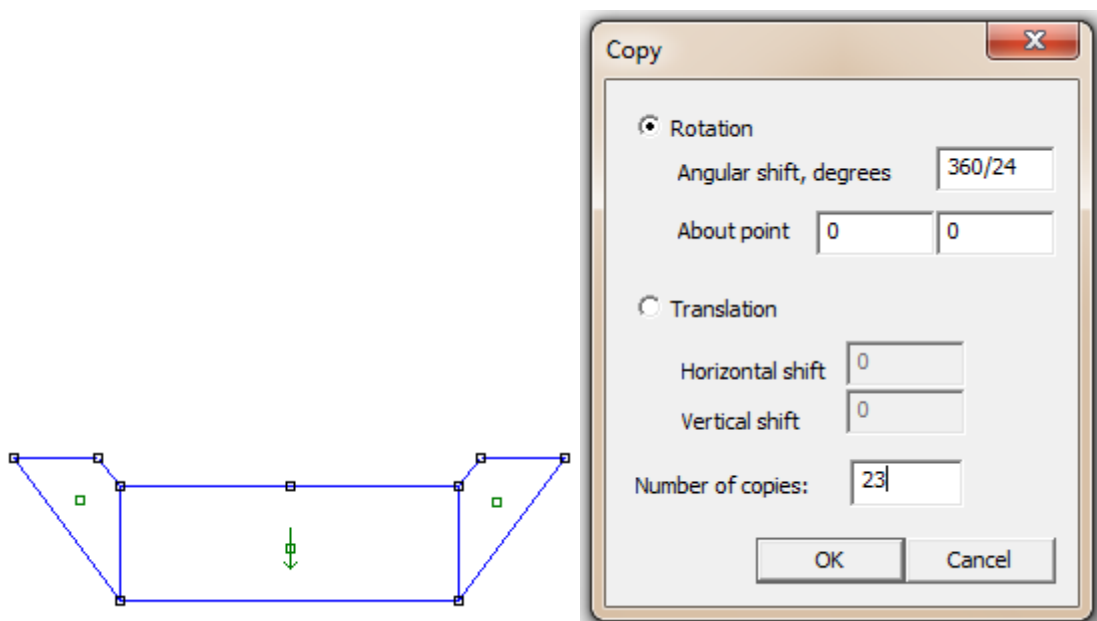


Figura 19. Rotació de la ranura del rotor a FEMM.

Un cop implementat tan el estator com el rotor, ja es té el dibuix a FEMM.

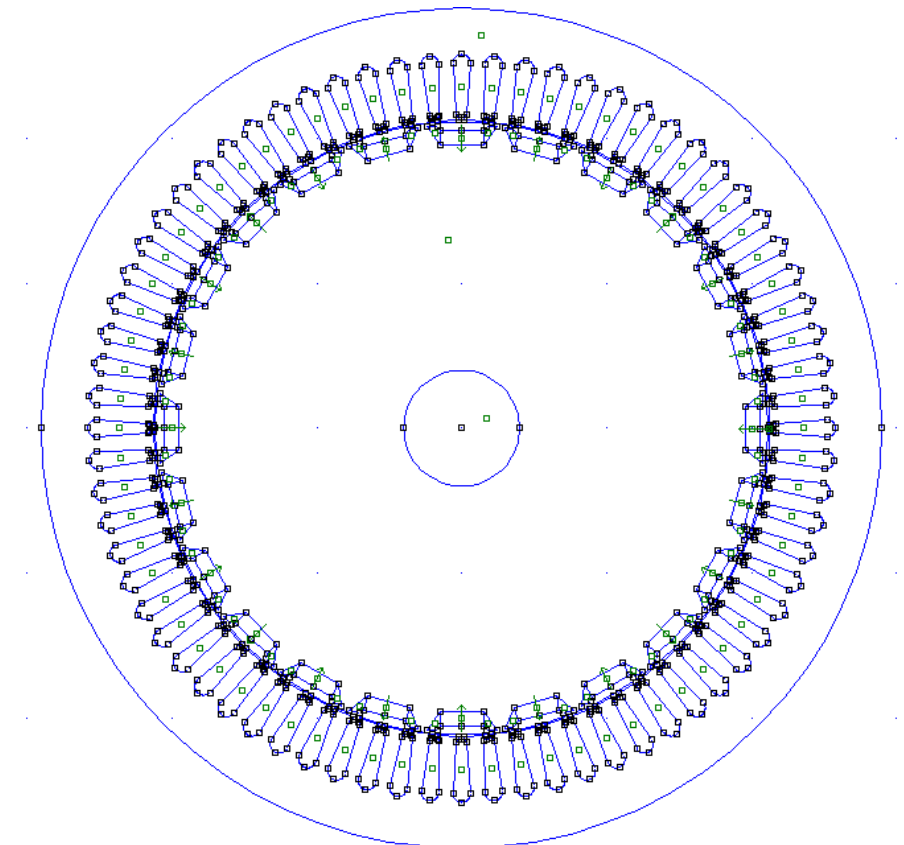


Figura 20. *Dibuix del motor al FEMM.*

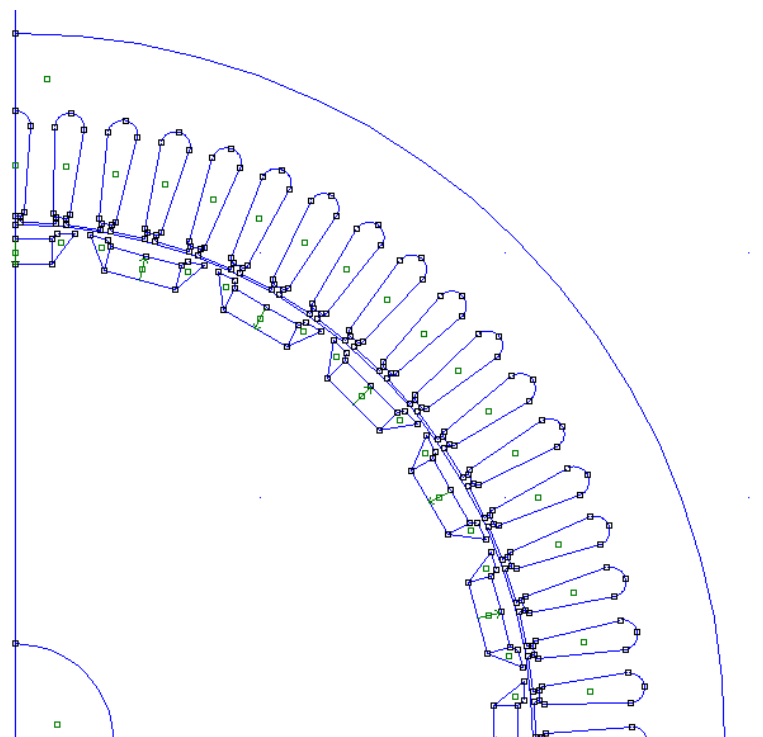


Figura 21. *Detall d'un quart de màquina.*

4.2. Anàlisi dels camps magnètics

Abans de duu a terme el procediment del apartat anterior, hi ha un pas previ. Al iniciar el programa FEMM, quan s'obre un fitxer nou, hi ha quatre opcions per escollir: problema magnètic, problema electrostàtic, problema tèrmic o problema de flux de corrent.

S'escull l'opció de problema magnètic, i el primer pas és definir les propietats del problema. Al menú de dalt de la pantalla es troba l'opció "problem", que en obrir-la apareixen les següents opcions:

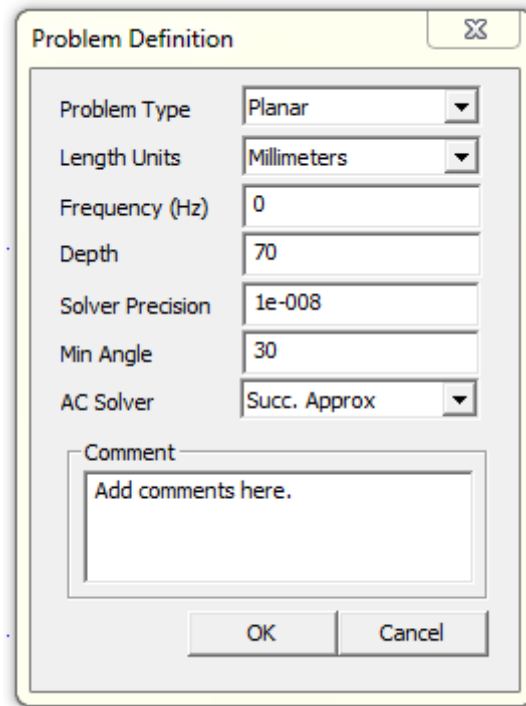


Figura 22. Menú per definir el problema magnètic.

On la profunditat fa referència a la longitud de la màquina (en les mateixes unitats escollides al camp anterior) i la freqüència és la freqüència de treball de la màquina.

4.2.1. Introducció dels materials

Per assignar els materials a cada part del motor, s'han de crear per editar les seves propietats. FEMM inclou una llibreria de materials on venen amb les seves propietats ja introduïdes i sempre va bé mirar si conté els materials desitjats.

Els materials emprats són els següents:

- Aire: S'ha agafat de la llibreria predeterminada de FEMM. L'únic aire que conté el motor és l'entreferro i els petits espais d'aire de les ranures del rotor, ja que l'exterior de la màquina no es contempla a l'hora de fer l'anàlisi degut a les condicions de contorn assignades.

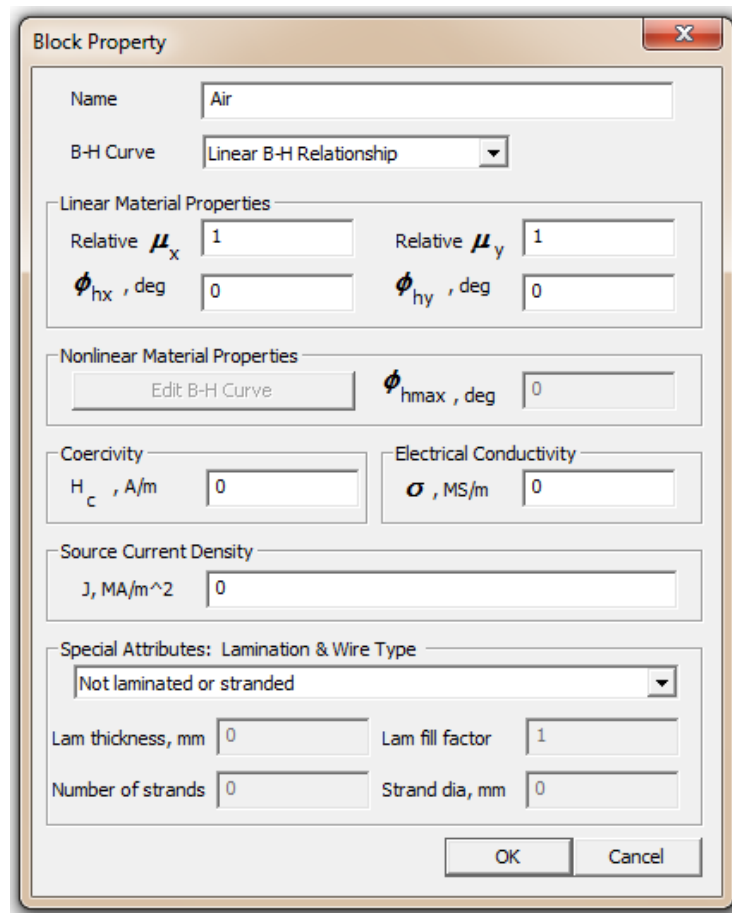


Figura 23. Propietats del aire.

- Coure: S'ha creat un nou material, editant la seva conductivitat elèctrica. Com fa referència a les bobines, s'ha escollir l'opció de "magnet wire" i s'ha d'introduir el diàmetre de conductor. S'ha de tenir en compte que, com s'ha explicat en el apartat 3.3.4, pot haver conductors en paral·lel i per tant, el diàmetre a introduir, ha de fer referència a un conductor equivalent dels "a" conductors en paral·lel. D'aquesta manera el diàmetre equivalent a introduir en FEMM és:

$$a \cdot S_c = \frac{\pi \cdot d_{eq}^2}{4} \quad (74)$$

$$d_{eq} = \sqrt{\frac{a \cdot 4 \cdot S_c}{\pi}} \quad (75)$$

Per assignar el nombre de conductor a cada ranura, es fa a l'hora d'etiquetar el material i assignar-li el circuit. (Veure apartat 4.2.2)

Block Property

Name: Cu

B-H Curve: Linear B-H Relationship

Linear Material Properties

Relative μ_x : 1 Relative μ_y : 1

ϕ_{hx} , deg: 0 ϕ_{hy} , deg: 0

Nonlinear Material Properties

Edit B-H Curve ϕ_{hmax} , deg: 0

Coercivity

H_c , A/m: 0

Electrical Conductivity

σ , MS/m: 56

Source Current Density

J , MA/m²: 0

Special Attributes: Lamination & Wire Type

Magnet wire

Lam thickness, mm: 0 Lam fill factor: 1

Number of strands: 1 Strand dia, mm: 2.12

OK Cancel

Figura 24. Propietats del coure.

- NdFeB 35: Fa referència als imants. S'ha escollit de la llibreria FEMM un material NdFeB i se li han introduït les propietats del NdFeB 35 que és el material emprat pels imants. Les dades a introduir són la conductivitat elèctrica i la permeabilitat relativa que és la calculada en l'apartat 3.4. Per assignar la direcció de magnetització del imant (depenent del tipus de pol, N o S) es fa a l'hora d'etiquetar el material.

Block Property

Name: NdFeB 35

B-H Curve: Linear B-H Relationship

Linear Material Properties

Relative μ_x : 1.083 Relative μ_y : 1.083

ϕ_{hx} , deg: 0 ϕ_{hy} , deg: 0

Nonlinear Material Properties

Edit B-H Curve ϕ_{hmax} , deg: 0

Coercivity

H_c , A/m: 860000

Electrical Conductivity

σ , MS/m: 0.667

Source Current Density

J , MA/m²: 0

Special Attributes: Lamination & Wire Type

Not laminated or stranded

Lam thickness, mm: 0 Lam fill factor: 1

Number of strands: 0 Strand dia, mm: 0

OK Cancel

Figura 25. Propietats del NdFeB 35.

- Ferro: Fa referència a la xapa estatòrica i la xapa rotòrica. De ferro n'hi ha de molts tipus i a diferència de la resta de materials utilitzats, té una característica B-H no lineal. Cada ferro té una característica diferent. Per a obtenir-la s'ha anat al fabricant i s'han obtingut les dades de B i H per poder introduir-les a FEMM i obtenir la corba B-H. L'altre dada a introduir és la conductivitat elèctrica del ferro, i assignar-li que ferro laminat amb el seu gruix.

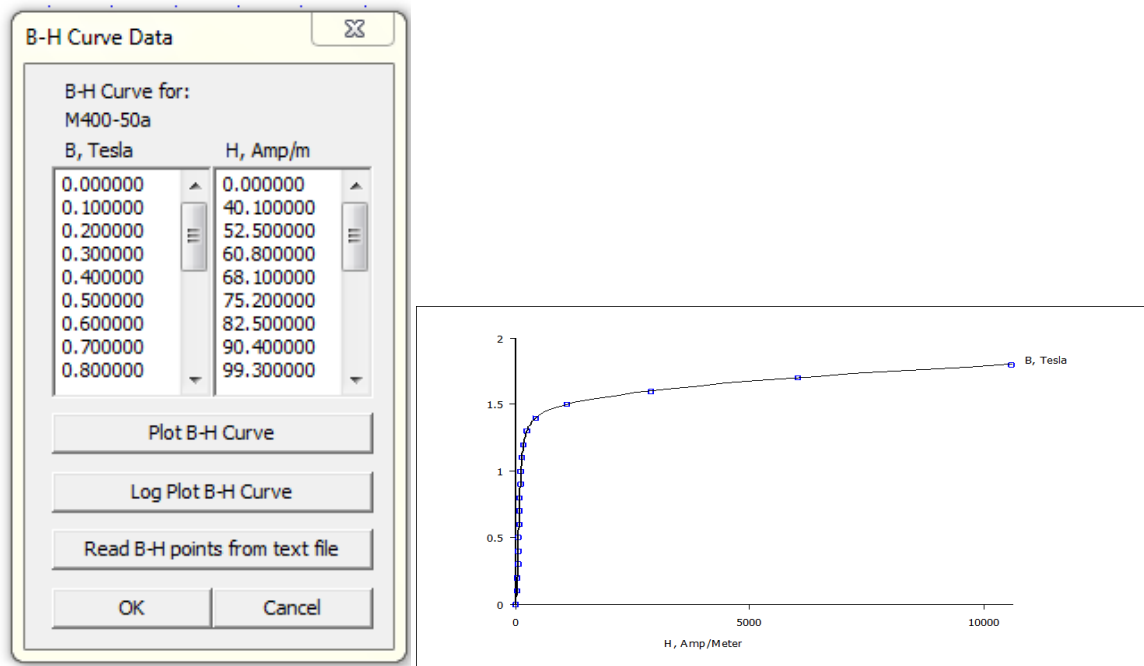


Figura 26. *Característica B-H.*

Block Property

Name: M400-50a

B-H Curve: Nonlinear B-H Curve

Linear Material Properties

Relative μ_x : 1 Relative μ_y : 1

ϕ_{hx} , deg: 0 ϕ_{hy} , deg: 0

Nonlinear Material Properties

Edit B-H Curve ϕ_{hmax} , deg: 0

Coercivity

H_c , A/m: 0

Electrical Conductivity

σ , MS/m: 3

Source Current Density

J , MA/m²: 0

Special Attributes: Lamination & Wire Type

Laminated in-plane

Lam thickness, mm: 0.5 Lam fill factor: 0.97

Number of strands: 0 Strand dia, mm: 0

OK Cancel

Figura 27. Propietats del Ferro M400-50a.

4.2.2. Circuits

FEMM és un programa en que l'alimentació és fa per corrent. Per tant, s'ha d'implementar el corrent en les bobines estatòriques. Per a introduir-ho a FEMM s'han de crear els tres circuits elèctrics (3 fases) decalades 120 ° entre elles. S'ha de tenir en compte que FEMM treballa amb valors màxims.

Circuit Property

Name: A

☐ Parallel Circuit Current, Amps: 9.962999999999999

☒ Series

OK Cancel

Circuit Property

Name: B

☐ Parallel Circuit Current, Amps: -4.982+I*8.628

☒ Series

OK Cancel

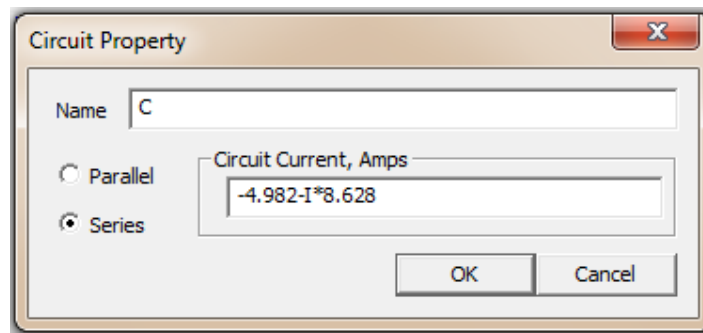


Figura 28. Propietats dels circuits elèctrics.

A l'hora d'assignar el circuit a un material, FEMM et demana el nombre de conductors per ranura i el circuit corresponent a aquella ranura. Per això, s'ha de agafar el bobinat obtingut amb el programa Koil1.1 (*Veure apartat 3.3*) i distribuir-lo correctament. Koil1.1 genera una matriu de la qual s'extreu quina fase assignada a cada ranura correspon a l'anada o al retorn, d'una manera més simple.

4.2.3. Condicions de contorn

Les condicions de contorn són un pas important a l'hora de simular amb elements finits. Defineixen com vols que és comporti el teu sistema físic a simular. N'hi ha de diversos tipus. Per defecte el FEMM si no s'assigna cap tipus de contorn et crea una condició de Neumann la qual les línies de camp són paral·leles al contorn. En aquest cas, la condició necessària és l'anomenada condició de Dirichlet, la qual les línies de camp no travessen mai el contorn.

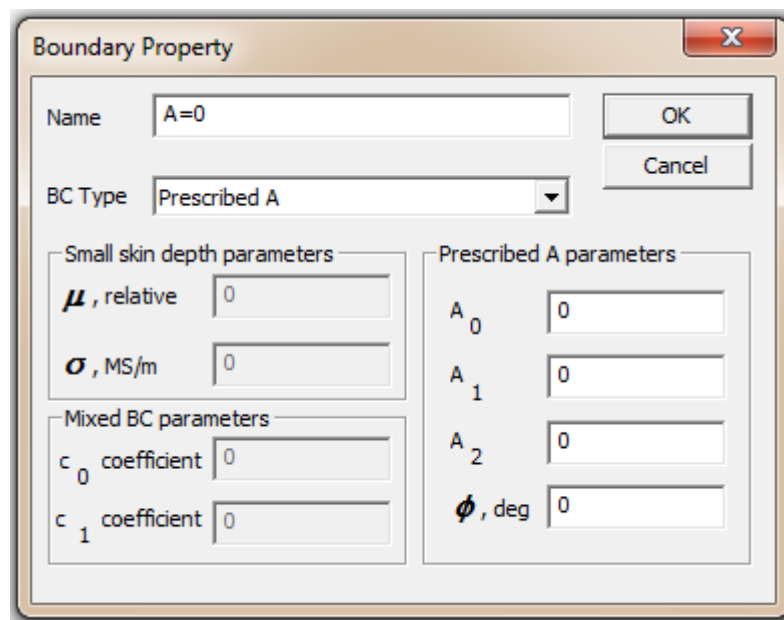


Figura 29. Condició de contorn.

Aquesta condició s'assigna al contorn exterior del estator.

4.2.4. Anàlisi magnètic

Un cop introduïts tots els materials, circuits i condicions de contorn, es procedeix a l'anàlisi magnètic. En ell s'obté la distribució dels camps magnètics dins del motor. A partir d'aquest anàlisi es realitzen totes les simulacions.

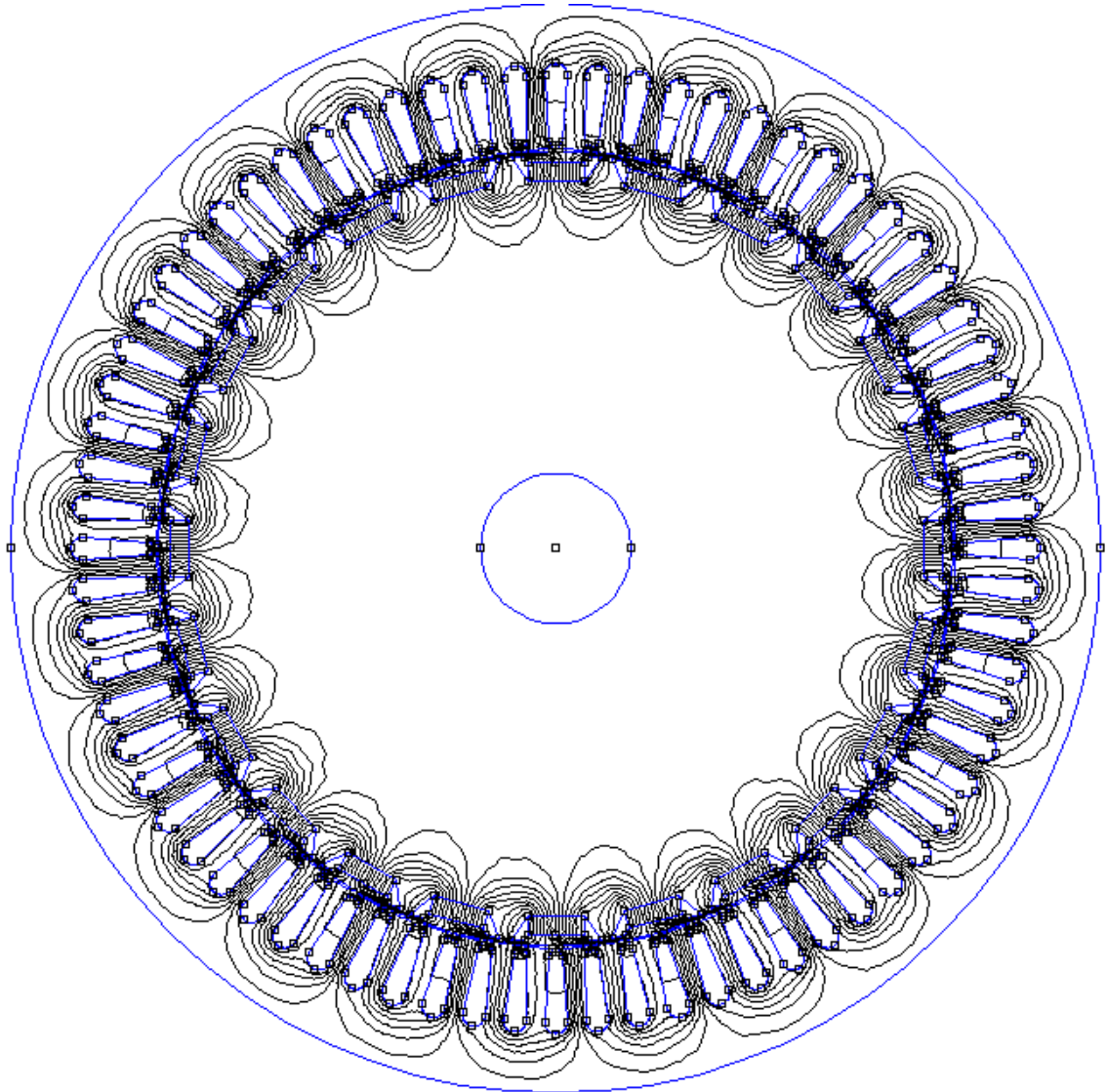


Figura 30. *Camps magnètics dins de la màquina.*

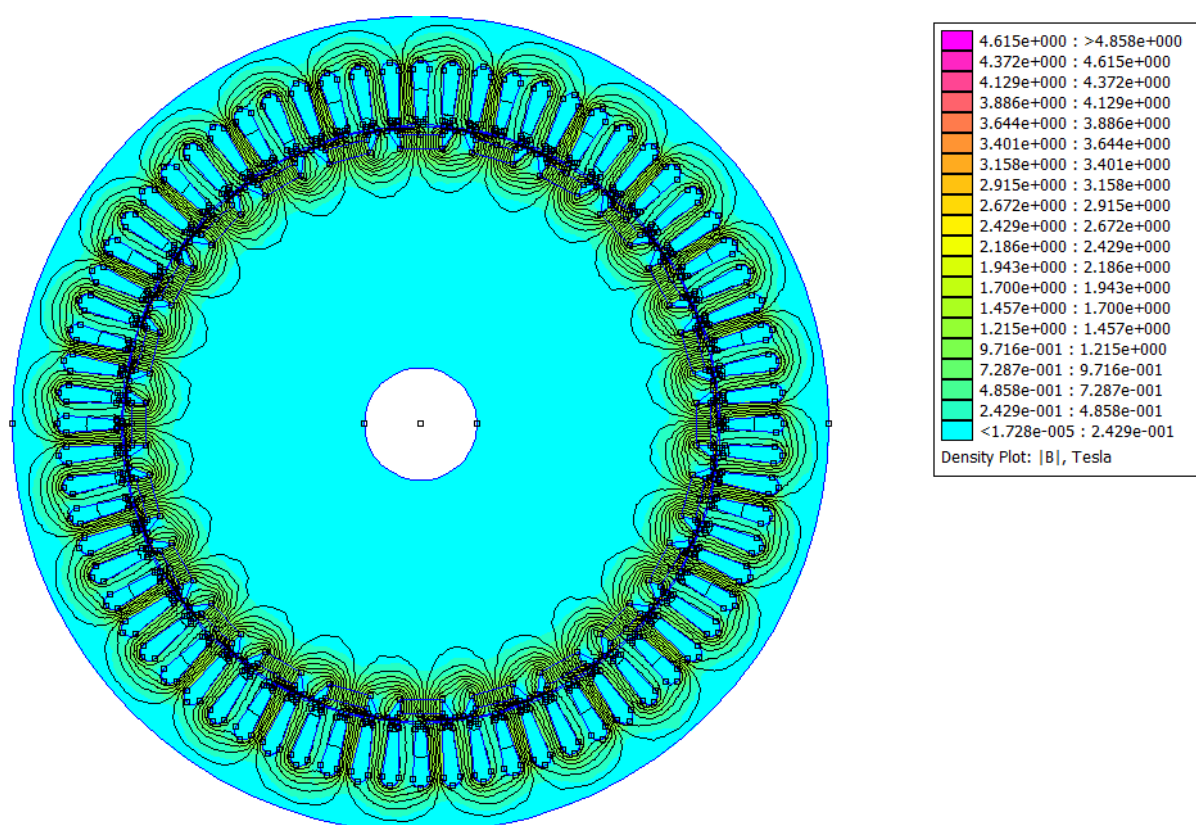


Figura 31. Densitat de camp magnètic.

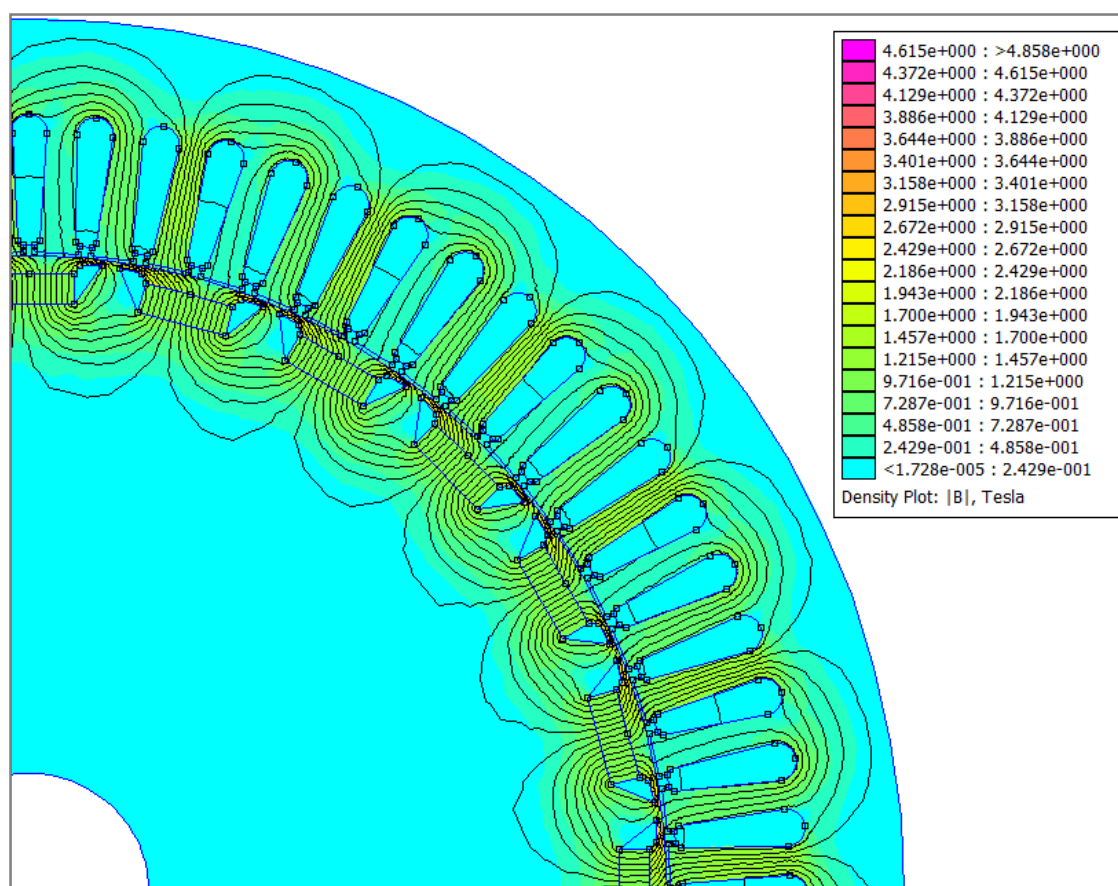


Figura 32. Detall de la densitat de flux de camp magnètic.

De la figura anterior, s'observa que el valor màxim de camp és de 4,61 T. Aquest valor només es dona en determinades zones molt petites com són a les puntes dels espais d'aire de les ranures del rotor.

Per comprovar que el motor no està satura, un paràmetre important és la saturació al dent del estator. Si es calcula la mitja del camp magnètic (amb l'eina del FEMM) en un dent que es trobi en pitjors condicions s'observa que és 1,3 T, per tant, no està saturat i treballa en condicions normals.

4.3. Simulació en buit

Una altra eina important de FEMM és l'opció d'obrir fitxers ".lua". Lua és un llenguatge de programació que permet interactuar amb FEMM a través d'un procés descriptiu d'accions.

Mitjançant lua, s'aconsegueix que FEMM vagi fent l'anàlisi magnètic de la màquina per a diverses posicions rotòriques, i de manera iterativa.

La simulació en buit s'ha fet amb aquesta eina. A través del fitxer lua, amb unes condicions inicials, es fa girar el rotor un nombre de graus i es va fent l'anàlisi magnètic per a cada posició. En l'anàlisi magnètic es poden extreure als valors d'alguns paràmetres. La finalitat d'aquesta simulació és poder trobar el flux magnètic de cada fase, i el parell de cogging.

El parell de cogging és un parell resistiu que es troba a les màquines d'imants permanents, pel fet d'haver-hi els imants i reluctància sigui variable (entreferro variable). És important que es compleixin els dos factors per a que aparegui aquest parell ja que:

$$M = \frac{1}{2} \cdot \Phi \cdot \frac{d\mathcal{R}}{d\theta} \quad (76)$$

Les principals consideracions a tenir en compte a l'hora de realitzar la simulació són les següent:

1. Assignar un nombre de punts de gir, suficients com per a calcular els paràmetres al llarg d'una parella de pols.
2. Com és l'anàlisi en buit, el corrent que es fa circular per les tres fases és nul.
3. Assignar a tots els components del rotor el mateix bloc al FEMM, per a escollir i fer girar la part rotòrica sencera.

Programa en llenguatge lua per a realitzar la simulació en buit:

```
m=150
```

```
p=30/m
```

```
--calcul del flux i del parell de cogging
```

```
open("MotorRentadora.fem")
```

```
mi_saveas("temppcogg.fem")
```

```
mi_modifycircprop("A",1,0)
```

```
mi_modifycircprop("B",1,0)
```

```

mi_modifycircprop("C",1,0)
handle=openfile("buitNormalitzat.txt","a")
write(handle,"punt ","Fa ","Fb ","Fc ","Mcog ","\n")
closefile(handle)
for n=1,m,1 do
    mi_analyse()
    mi_loadsolution()
    handle=openfile("buitNormalitzat.txt","a")
    ia,va,fa=mo_getcircuitproperties("A")
    ib,vb,fb=mo_getcircuitproperties("B")
    ic,vc,fc=mo_getcircuitproperties("C")
    mo_addcontour(212,0)
    mo_addcontour(-212,0)
    mo_bendcontour(180,1)
    mo_addcontour(-212,0)
    mo_addcontour(212,0)
    mo_bendcontour(180,1)
    mcog=mo_lineintegral(4)
    write(handle,n," ",fa," ",fb," ",fc," ",mcog,"\n")
    closefile(handle)
    mo_close()
    --rotor
    mi_selectgroup(100)
    mi_move_rotate(0,0,p,4)
end
mi_selectgroup(100)
mi_move_rotate(0,0,-m,4)

```

Un pas de càlcul, per a una posició rotòrica concreta, comença per l'anàlisi magnètic. En la finestra del anàlisi, FEMM té unes eines específiques per a calcular dades de la màquina.

Per a trobar el valor del flux per cada fase s'ha fet mitjançant l'eina del FEMM que et dona les propietats dels circuits. El valor del flux de cada fase es guarda en un fitxer de text. (Veure annex 4)

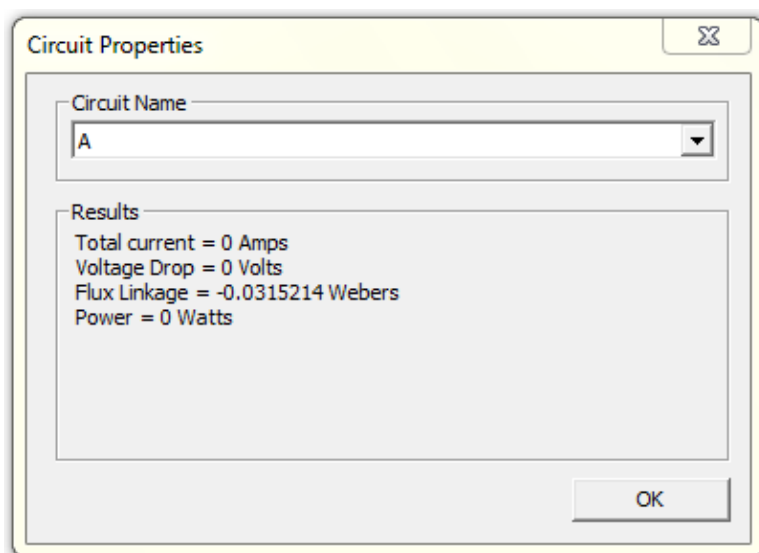


Figura 33. *Propietats de la fase A.*

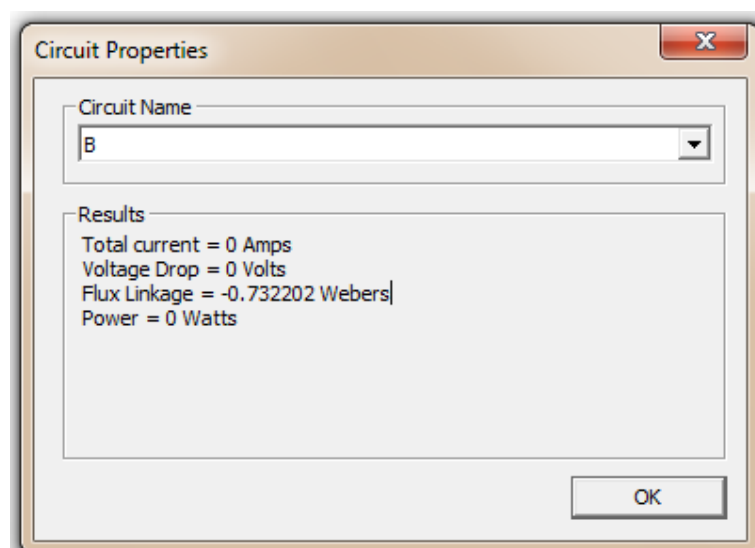


Figura 34. *Propietats de la fase B.*

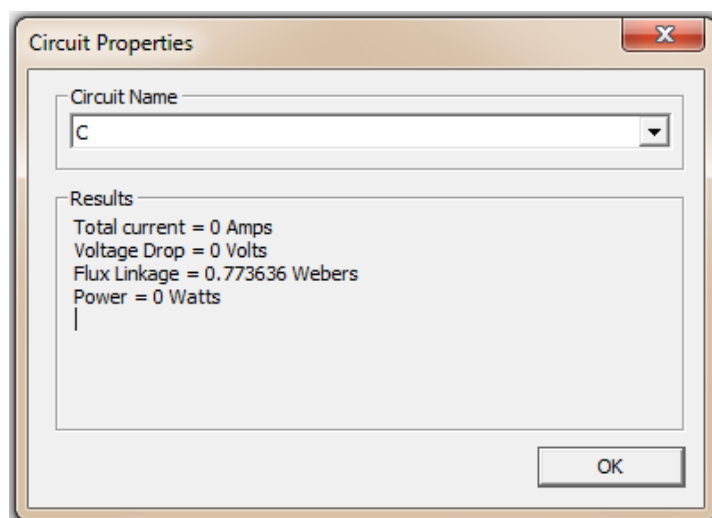


Figura 35. *Propietats de la fase C.*

Per a calcular el parell de cogging s'ha d'utilitzar l'eina del FEMM de l'integral línia. Consisteix en crear una línia amb l'eina (línia vermella) que permet fer l'integral d'un paràmetre, en aquest cas el parell, a través d'ella. La línia es crea a través de l'entreferro, es calcula l'integral que determina el parell i s'exporta el resultat al fitxer de text.

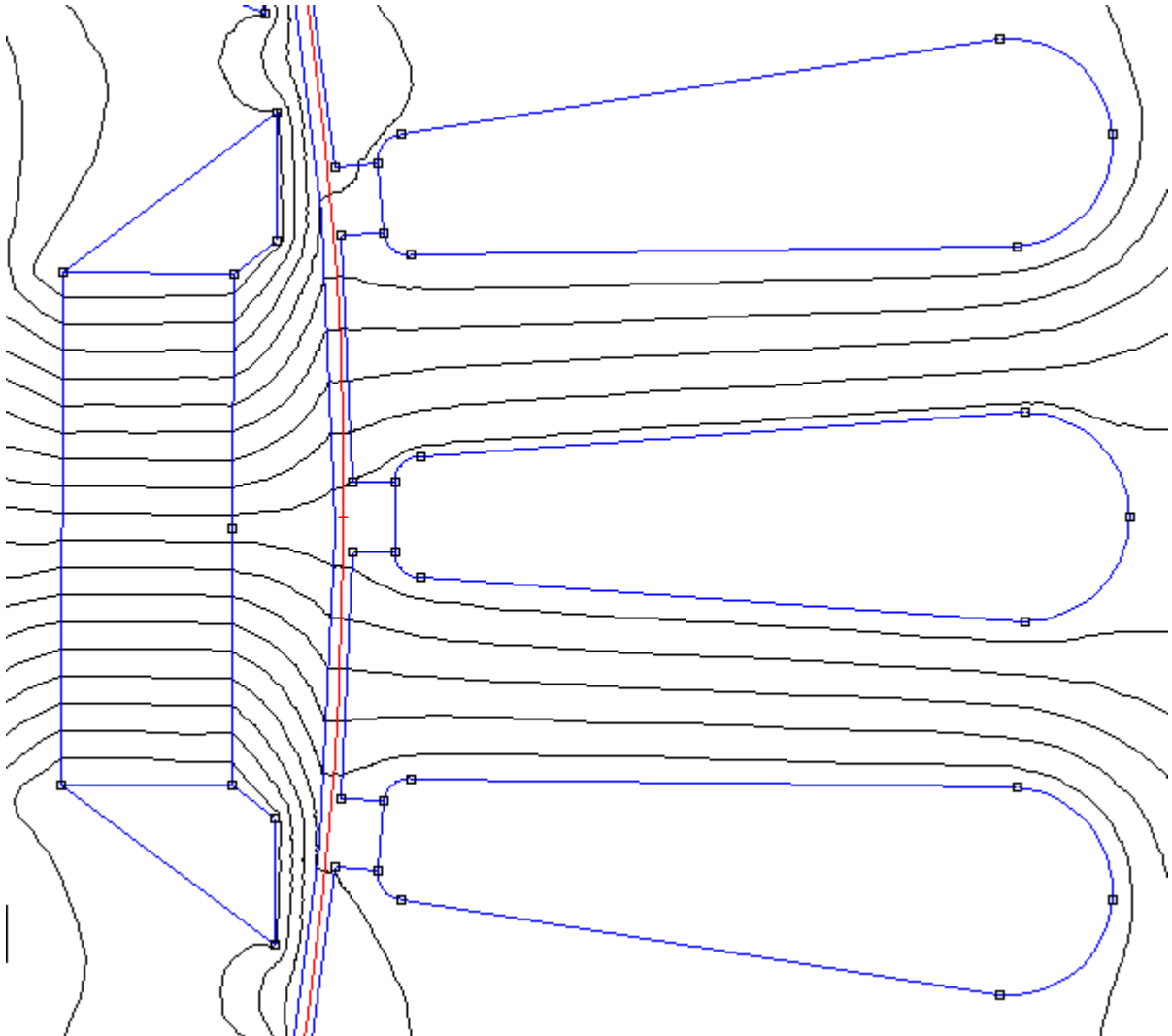


Figura 36. Detall de l'eina integral de línia a través de l'entreferro.

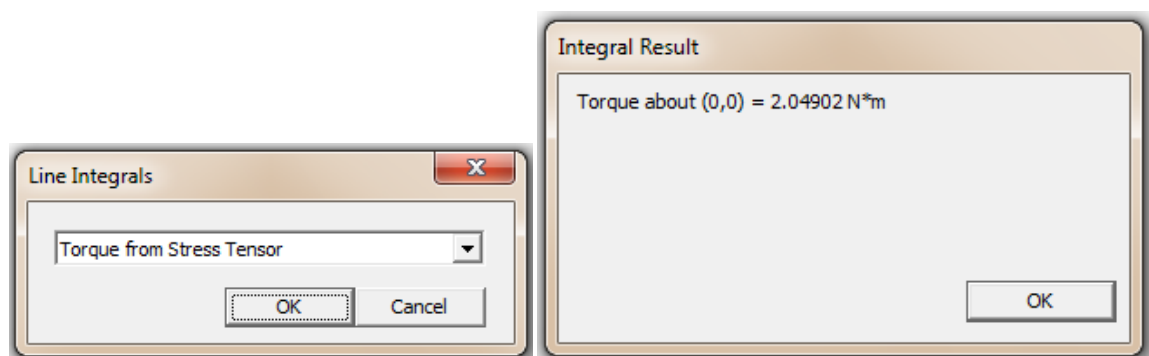


Figura 37. Integral del parell al llarg de la línia.

L'últim pas es escollir el bloc designat a totes les parts del rotor, i fer-les girar el nombre de graus pertinents.

4.3.1. Resultats obtinguts

De la simulació en buit, el paràmetres calculats han estat el flux per cada fase i el parell que hi ha al motor sense càrrega (parell de cogging), extraient els valors a un document de text per a poder ser analitzats. Els valors obtinguts són en funció d'una parella de pols, que al tenir 24 pols, cada parella de pols suposa 30° mecànics.

Representant el flux d'enllaç per cada fase, s'obté un sistema trifàsic equilibrat de fluxos que per els 30° mecànics, s'obtenen els 360° elèctrics que formen una parella de pols.

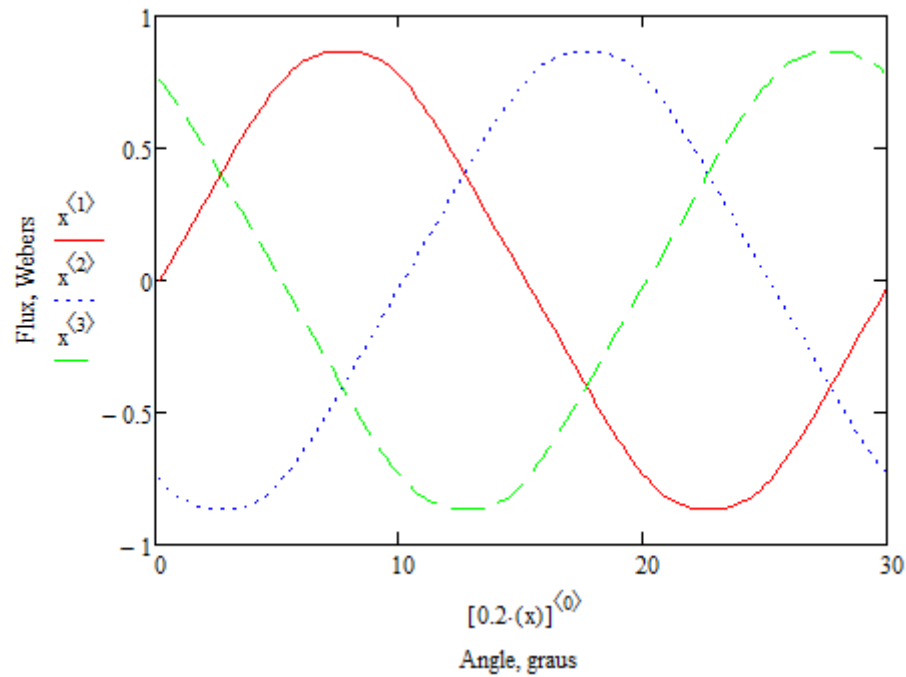


Figura 38. Flux en funció de la posició.

A partir del flux de cada fase, es possible calcular la força electromotriu, mitjançant la derivada del flux respecte de la posició. En derivar, s'obté una f.e.m trapezoïdal:

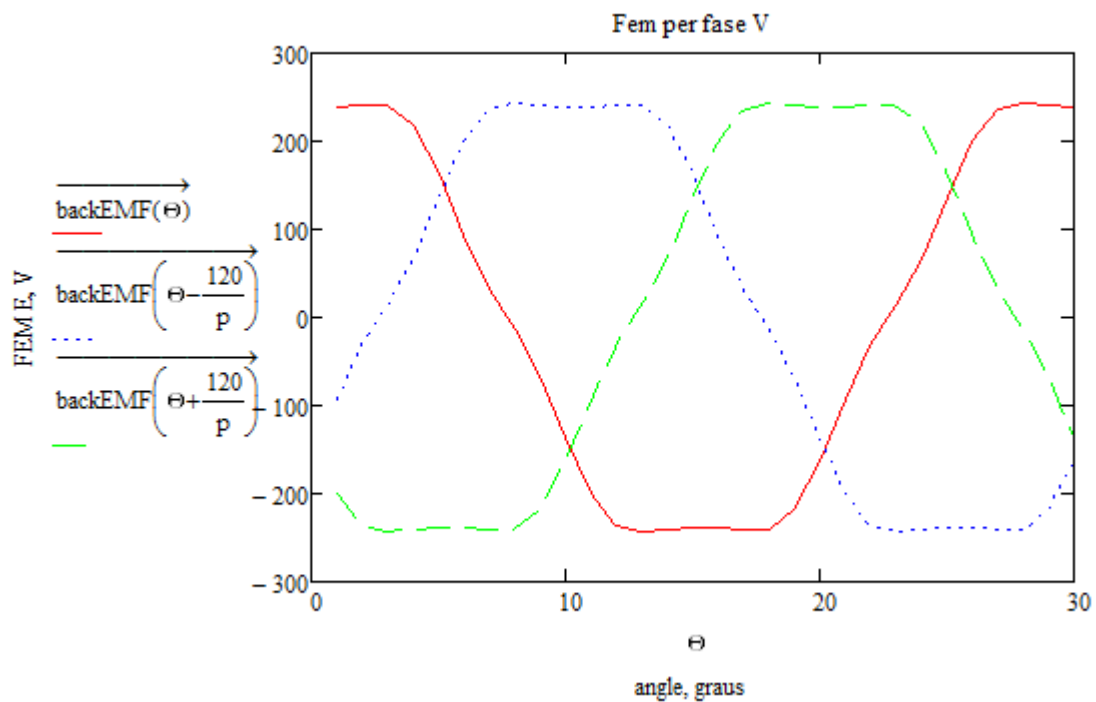


Figura 39. Força electromotriu en funció de l'angle.

Determinant com a valor màxim de la f.e.m de fase el valor de la zona plana de l'ona:

$$E = 238,951 \text{ V}$$

Que en valor eficaç s'obté una f.e.m de fase de:

$$E_{ef} = \frac{E}{\sqrt{2}} = 190,763 \text{ V}$$

Pel que fa al altre paràmetre obtingut amb la simulació, el parell de cogging, s'ha de mirar el seu valor mig, per determinar si s'han de prendre mesures al respecte. Representant el parell de cogging al llarg d'una parella de pols s'observa:

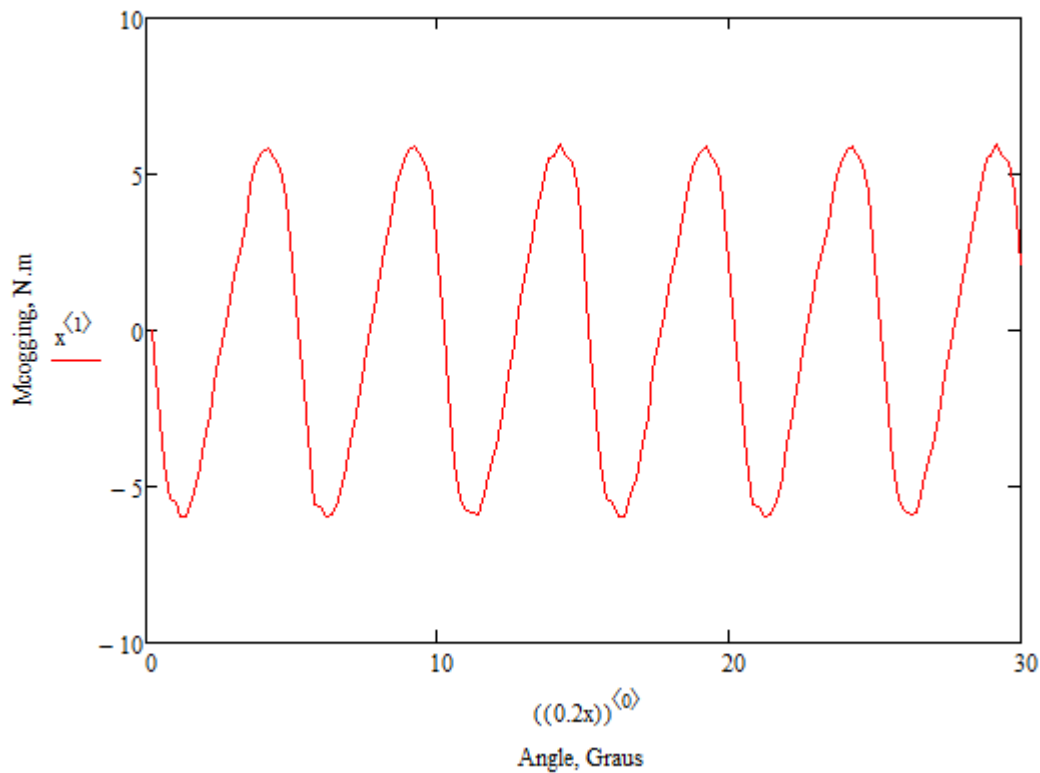


Figura 40. Parell de cogging.

Calculant el valor màxim i el valor mínim en valor absolut, es pot trobar el parell de cogging mig:

$$Cogg_{av} = \frac{|Cogg_{m\grave{a}x}| + |Cogg_{m\grave{i}n}|}{2} = \frac{|5,959| + |-5,963|}{2} = 5,961 \text{ N} \cdot \text{m}$$

Si es calcula el tant per cent que representa el parell de cogging respecte al parell màxim desenvolupat quan treballa en càrrega:

$$Cogg\% = \frac{Cogg_{av}}{M_{m\grave{a}x}} \cdot 100 = \frac{5,961}{173,045} \cdot 100 = 3,4 \%$$

On el parell màxim és el calculat en la simulació en càrrega. (*Veure apartat 4.4*)

El percentatge de parell de cogging respecte el parell de la màquina suposo un valor molt reduït, que no cal tenir present a l'hora de dissenyar les característiques constructives de la màquina. En sistemes on apareix un parell de cogging elevat, una solució típica és inclinar la posició dels imants en el rotor, fent que s'anul·lin els parells de cogging entre ells mateixos, reduint notablement aquest efecte.

4.4. Simulació en càrrega

La simulació en càrrega també s'ha fet a partir d'un fitxer ".lua" importat amb l'eina de FEMM per poder llegir escrits d'instruccions en aquest llenguatge.

En aquest cas, com ja descriu el nom de la simulació, s'ha considerat la màquina treballant al punt nominal de funcionament. El procés és molt semblant, però en aquest cas la finalitat ha estat determinar el parell desenvolupat a l'entreferro al llarg de la posició rotòrica. També es treballa sobre l'anàlisi magnètic descrit en l'apartat 4.2.

Les principals consideracions a tenir en compte a l'hora de realitzar la simulació són:

1. L'angle total de gir del rotor en la simulació ha de ser al llarg d'una parella de pols (mínim per a poder veure un cicle complet).
2. S'afegeix càrrega al motor, assignant el corrent nominal per les fases però en valor màxim. Com és un sistema trifàsic equilibrat, les tres fases estan decalades 120° . La freqüència s'assigna a 0 i es contempla el corrent màxim:

$$\text{Fase A: } I_A = \sqrt{2} \cdot I_N \angle 0^\circ = \sqrt{2} \cdot I_N$$

$$\text{Fase B: } I_B = \sqrt{2} \cdot I_N \angle -120^\circ = -\sqrt{2} \cdot \frac{I_N}{2}$$

$$\text{Fase C: } I_C = \sqrt{2} \cdot I_N \angle 120^\circ = -\sqrt{2} \cdot \frac{I_N}{2}$$

3. Assignar el mateix bloc de FEMM per tots els elements del rotor.

El llistat d'instruccions en llenguatge lua que permet calcular el parell a través de l'entreferro és el següent:

```
open("MotorRentadora.fem")
mi_saveas("temppcarrega.fem")
mi_modifycircprop("A", 1, 7.045*1.4142)
mi_modifycircprop("B", 1, -7.045*1.4142/2)
mi_modifycircprop("C", 1, -7.045*1.4142/2)
handle=openfile("carregaNormalitzat.txt", "a")
write(handle, "punt ", "M ", "\n")
closefile(handle)
for n=1,m,1 do
    mi_analyze();
    mi_loadsolution()
    handle=openfile("carregaNormalitzat.txt", "a")
    mo_addcontour(0,212)
    mo_addcontour(0,-212)
    mo_bendcontour(180,1)
    mo_addcontour(0,-212)
    mo_addcontour(0,212)
    mo_bendcontour(180,1)
    m1=mo_lineintegral(4)
```

```
write(handle,n," ",m1,"\n")
closefile(handle)
mo_close()
--rotor
mi_selectgroup(100)
mi_move_rotate(0,0,p,4)
end
```

De forma anàloga que en l'apartat 4.3, a continuació s'explica un pas de càlcul de la simulació en càrrega per a una determinada posició rotòrica. El procediment és molt similar que en l'apartat anterior, però en aquest cas, com només calcula el parell a l'entreferro, no cal extreure les propietats del circuit.

Per al càlcul del parell a l'entreferro s'ha realitzat de forma anàloga que el càlcul del parell de cogging, mitjançant l'eina de l'integral de línia. A diferència, al estar treballant en càrrega, el parell obtingut fent el càlcul de l'integral a través de l'entreferro equival al parell en càrrega.

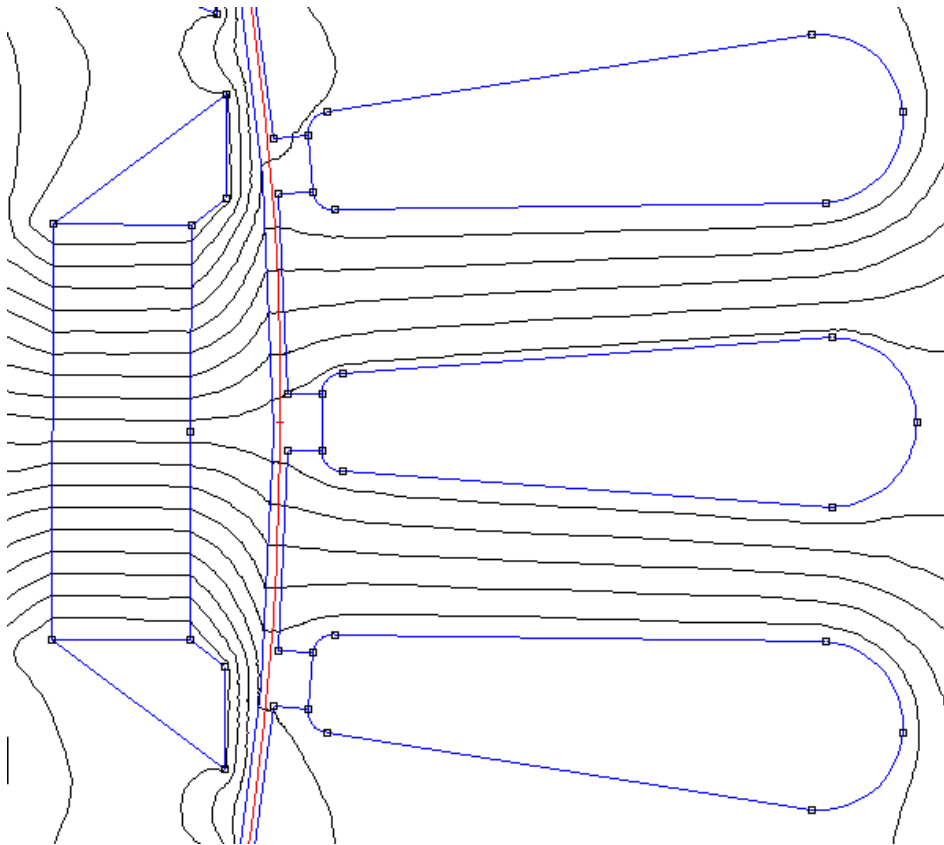


Figura 41. Detall de l'eina integral de línia a través de l'entreferro.

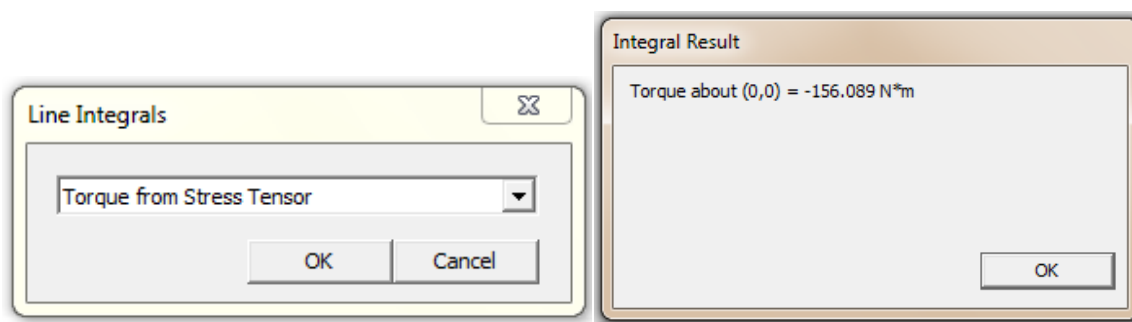


Figura 42. Integral del parell al llarg de la línia.

El càlcul del parell per a cada punt s'exporta a un fitxer de text (*Veure annex 4*). En acabar el càlcul del parell es selecciona el bloc rotòric i es fa girar el nombre de graus descrits.

4.4.1. Resultats obtinguts

La simulació en càrrega determina el parell al llarg d'una parella de pols i guarda tots els punts en un fitxer de text per a poder ser analitzats. Si es representa el parell al llarg de l'entreferro en funció de la posició rotòrica, s'observa el parell al llarg d'un cicle elèctric (un parell de pols).

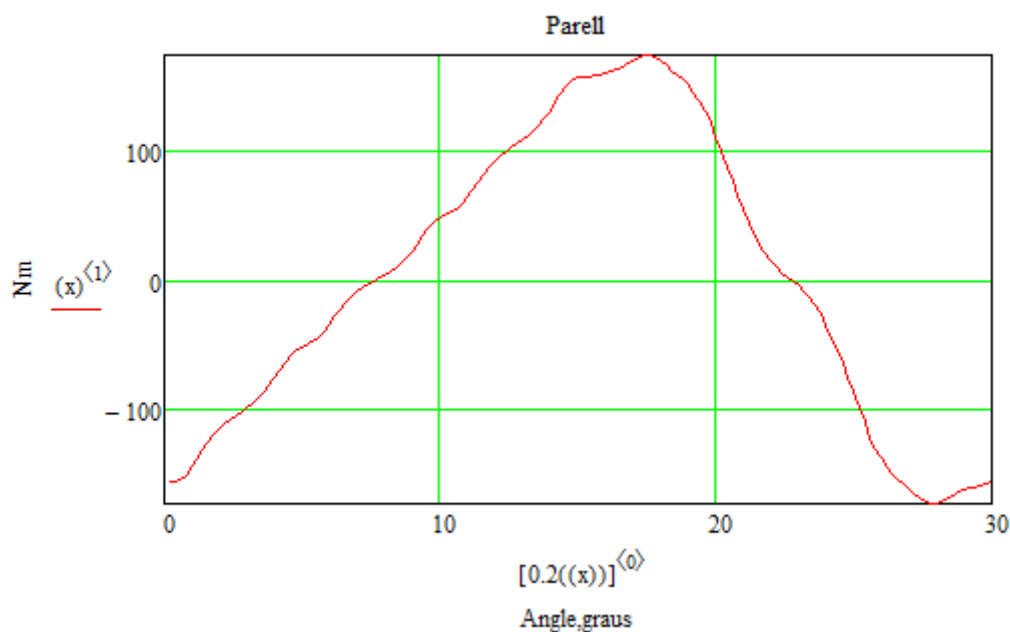


Figura 43. Parell en funció de la posició.

El pic de parell determina el parell màxim desenvolupat pel motor:

$$M_{\max} = 173,045 \text{ N} \cdot \text{m}$$

Una altra característica a generar, en el punt de funcionament en càrrega del motor, és la característica parell-velocitat de la màquina. En aquesta característica es representa el parell desenvolupat pel motor a tot el rang de velocitats considerat. Amb aquesta característica es podrà determinar si el motor arriba als punts de funcionament desitjats.

Per a determinar la característica, s'ha de trobar una funció pel parell que sigui relacionable amb la velocitat. Les principals variables que ho relacionen, són freqüència i corrent. La velocitat és directament proporcional amb la freqüència, donat la següent expressió:

$$N = \frac{60 \cdot f}{p} \quad (77)$$

On el nombre de parells de pols és constant degut a la configuració de la màquina.

Com s'ha comentat en l'apartat 2.2, el rang de velocitat poden allargar la característica de parell, depèn de les inductàncies L_d i L_q que alhora, modifiquen els corrent I_d i I_q . Definint el parell del motor com a producte dependent del corrent de la màquina, es pot expressar com:

$$M(I_d, I_q) = m \cdot p \cdot [\lambda \cdot I_q + (L_d - L_q) \cdot I_d \cdot I_q] \quad (78)$$

Donat que:

$$I_d^2 + I_q^2 = I^2 \quad (79)$$

El corrent I de l'equació anterior, es pot definir com a funció de la tensió d'alimentació, on:

$$U^2 = (E + \omega L_d I_d)^2 + (\omega L_q I_q)^2 \quad (80)$$

Per posar la tensió d'alimentació en funció de freqüència s'utilitza l'ajust en que des de tensió i freqüència 0, fins tensió nominal i freqüència nominal el gràfic esdevé una rampa, i a partir de freqüència nominal es fixa en la tensió nominal.

Fent aquests ajustos, es comprovable que el parell és funció de diversos paràmetres.

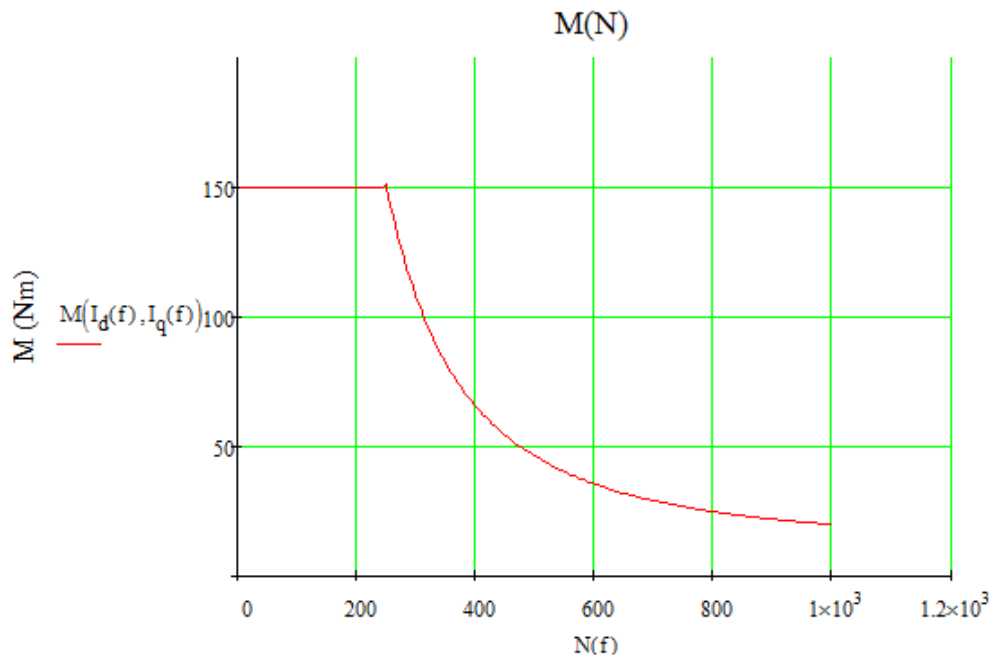


Figura 44. Característica parell-velocitat.

Per la velocitat de centrifugat (1000 rpm) s'observa en la figura anterior que el parell desenvolupat és d'uns 25 N·m. El parell necessitat per aquesta funció de la rentadora era d'uns 30 N·m, per tant, es pot considerar que el motor sí que compleix els punts de funcionaments necessaris per el disseny del motor.

De la mateixa manera la potència també es defineix com a funció dels corrents I_d i I_q i de la freqüència. Teòricament, el gràfic de potència té una regió de potència creixent (zona de parell constant) fins a la velocitat nominal, i a partir de la velocitat nominal és la zona de potència constant. Realment, la potència no esdevé constant a partir de la velocitat nominal, però el que interessa és que arribi al punt desitjat per a la velocitat de centrifugat, independentment de la forma que prengui.

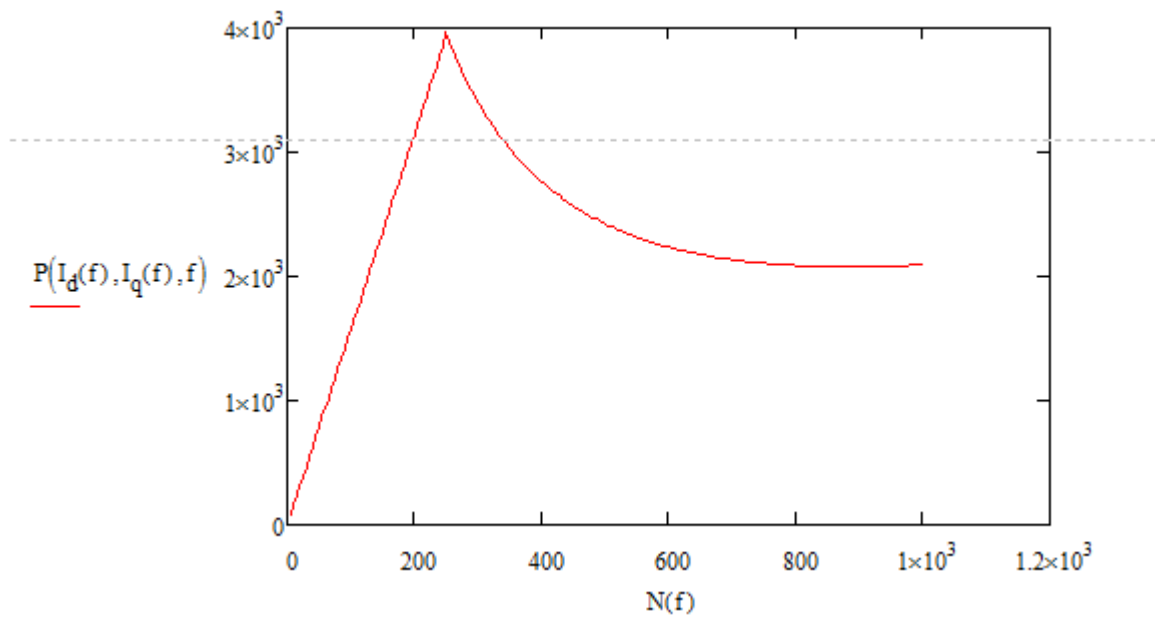


Figura 45. *Característica potència-velocitat.*

Pel que fa el corrent, s'ha en funció de la velocitat (*Veure figura 46*). El corrent augmenta a mesura que augmenta la velocitat fins el punt de funcionament de centrifugat. S'ha de comprovar que per el nou corrent i amb la secció dels debanats, considerats en condicions nominals, no es superi el límit establert de la densitat de corrent. El corrent de centrifugat és dona a la velocitat de 1000 rpm per una freqüència de treball de 200 Hz. Amb la secció del debanat de $3,54 \text{ mm}^2$:

$$\Delta_{cent} = \frac{I_{cent}}{S_c} = \frac{12,615 \text{ A}}{3,54 \text{ mm}^2} = 3,56 \text{ A/mm}^2$$

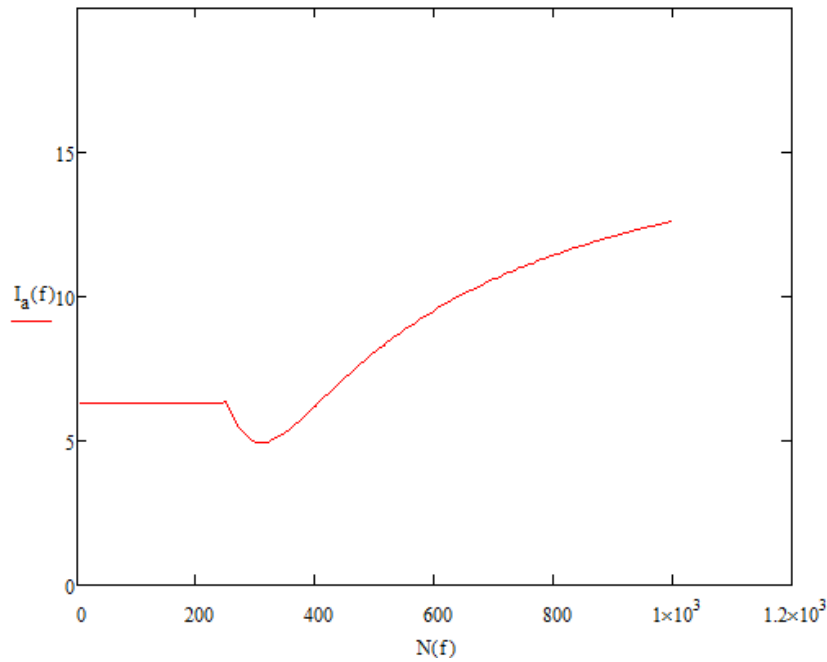


Figura 46. Característica corrent-velocitat.

4.5. Càlcul de les inductàncies L_d i L_q

S'ha realitzat de la mateixa manera que les dues simulacions anteriors, important un fitxer amb llenguatge lua per a descriure les funcions que FEMM ha de realitzar.

En aquesta simulació, també es realitzen els càlculs mitjançant l'anàlisi magnètic del motor, amb la finalitat de determinar l'energia magnètica emmagatzemada per a poder calcular les inductàncies L_d i L_q .

A l'hora de simular, s'ha de tenir en compte les següents premisses:

1. S'han de desactivar els imants permanents, es a dir, s'han de modificar les propietats del material per a definir una coercitivitat nul·la, cosa que produirà que el imant es comporti com un altre material.
2. S'ha d'alimentar la màquina a corrent nominal però en valor màxim.
3. Es calcula l'energia magnètica en l'entreferro, en els imants i en els espais d'aire de les ranures rotòriques. Per aquest motiu, s'han de definir correctament els blocs al FEMM i per a cada element un de diferent.
4. La simulació s'ha de realitzar en un rang d'angles que cobreixi una parella de pols.

El llistat d'instruccions en llenguatge lua que permet realitzar la simulació és el següent:

$$m=150$$

$$p=30/m$$

--càlcul de l'energia per a determinar les inductàncies principals

--cal substituir els imants per un material amb la mateixa permeabilitat però sense Hc.

```
open("MotorRentadora.fem")
mi_saveas("tempenergia.fem")
mi_modifymaterial("NdFeB 35",3,0)
mi_modifycircprop("A",1,9.9631)
mi_modifycircprop("B",1,-4.9816)
mi_modifycircprop("C",1,-4.9816)
handle=openfile("resultEnergy.txt","a")
write(handle,"punt  ", "Energia  ", "\n")
closefile(handle)
for n=1,m,1 do
    mi_analyse()
    mi_loadsolution()
    handle=openfile("resultEnergy.txt","a")
    mo_seteditmode(area)
    mo_groupselectblock(10)
    mo_groupselectblock(11)
    mo_groupselectblock(12)
    E=mo_blockintegral(2)
    write(handle,n," ",E, "\n")
    closefile(handle)
    mo_close()
    mi_selectgroup(100)
    mi_selectgroup(11)
    mi_selectgroup(12)
    --imants del rotor
    mi_move_rotate(0,0,p,4)
end
```

Per explicar un pas de càlcul d'aquesta simulació per una posició rotòrica determinada, s'ha de començar carregant el programa amb el llistat d'instruccions lua al dibuix del motor en FEMM. El primer és realitzar l'anàlisi magnètic modificant les propietats descrites anteriorment (ja ho fa el propi programa, introduint idòniament les propietats a modificar).

Per a calcular l'energia magnètica de les regions necessàries s'ha d'emprar l'eina de FEMM que realitza integrals d'una superfície determinada. El funcionament

d'aquesta eina és molt similar al de l'integral de línia utilitzada en les simulacions anteriors, però en aquest cas s'ha de seleccionar l'àrea desitjada. Un cop seleccionades les regions, que queden de color verd, s'escull quin paràmetre es vol calcular a partir de l'integral de superfície.

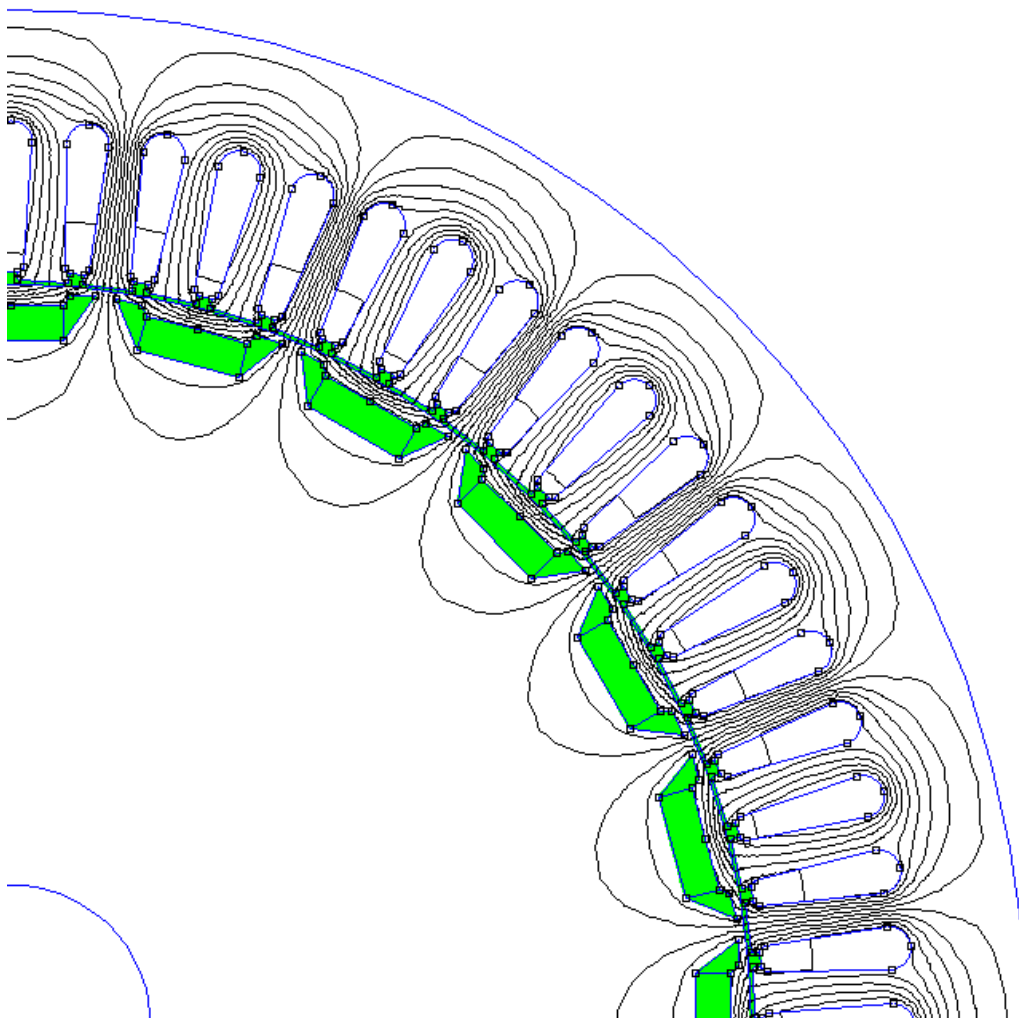


Figura 47. Àrees seleccionades per a fer l'integral.

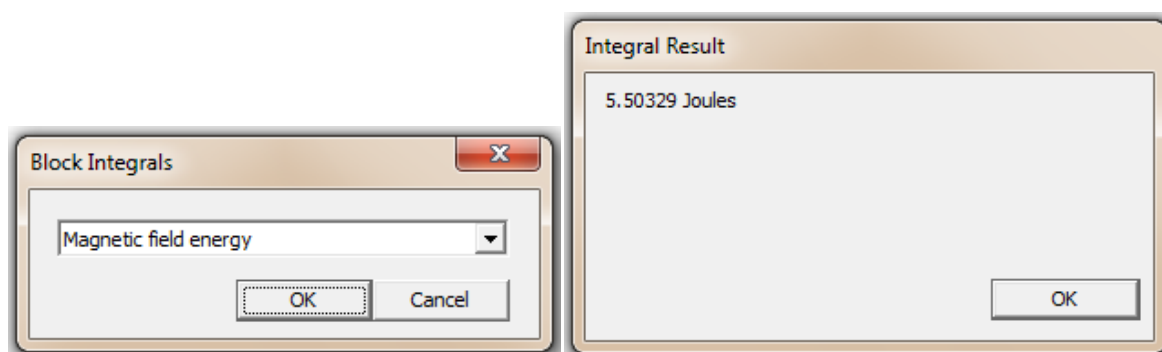


Figura 48. Integral d'àrea de l'energia magnètica.

Un cop s'ha calculat l'integral de l'àrea determinada, es gira el rotor el nombre de graus introduïts i es repeteix el procediment per a cada posició. Els valors obtinguts de cada integral per a cada posició rotòrica, es guarden en un fitxer de text. (veure annex 4)

4.5.1. Resultats obtinguts

La finalitat de la simulació és el càlcul de les inductàncies L_d i L_q , partint de guardar en un fitxer de text els valor de l'energia magnètica. Si es representa aquesta energia s'obté:

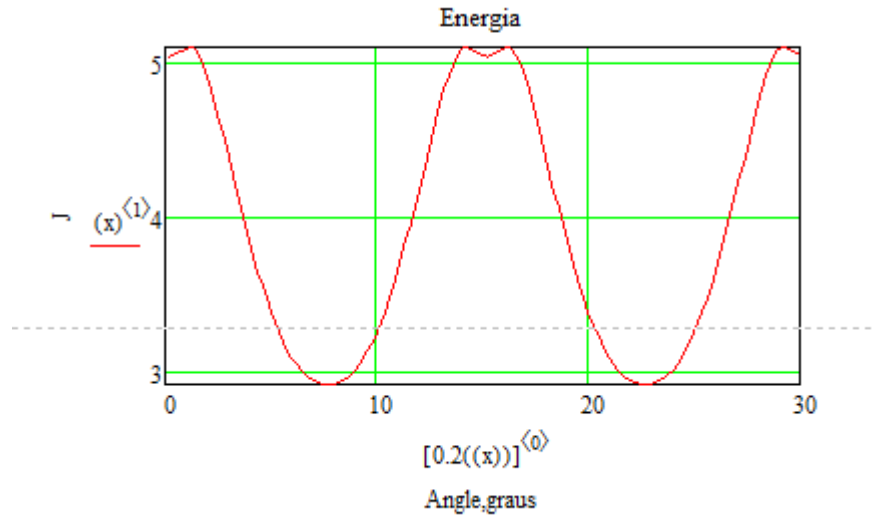


Figura 49. Energia magnètica en funció del angle

Si es calcula el màxim i el mínim d'aquesta energia magnètica, es pot fer el càlcul del factor d'energia:

$$\xi = \frac{E}{E} = \frac{5,101}{2,912} = 1,752$$

Mitjançant el principi de l'energia magnètica on:

$$E = 3 \cdot \frac{1}{2} \cdot L \cdot I_n^2 \quad (81)$$

Es calculen les inductàncies en quadratura i directe corresponents a l'energia màxima i mínima respectivament, partint de l'equació (81):

$$L_q = 2 \cdot \frac{E_{\max}}{3 \cdot I_n^2} = 2 \cdot \frac{5,101}{3 \cdot 7,045^2} = 0,069 \text{ H}$$

$$L_d = 2 \cdot \frac{E_{\min}}{3 \cdot I_n^2} = 2 \cdot \frac{2,912}{3 \cdot 7,045^2} = 0,039 \text{ H}$$

Aquests valors d'inductàncies obtinguts, es poden comparar amb els valors calculats de forma analítica. Els paràmetres simulats són pràcticament iguals que els calculats en la pauta de càlcul. (Veure apartat 3.8).

4.6. Càlcul de les pèrdues al ferro

Uns altres paràmetres a calcular mitjançant una simulació en lua són les pèrdues al ferro. Pèrdues al ferro se'n produeixen tant al estator com al rotor, i es deuen a l'energia que es perd en magnetitzar la màquina. Aquestes pèrdues es poden dividir en dos grups diferenciats que les creen.

- Pèrdues per histèresi: Són les pèrdues degudes a l'energia necessitada per reorientar els dominis magnètics. El ferro inicialment, té tots els seus dominis (petites regions dins del ferro on tots els àtoms s'alineen amb els seus camps magnètics apuntant una mateixa direcció) orientats a l'atzar. En la proximitat d'un camp magnètic, aquests dominis s'alineen en la direcció del camp. En suprimir el camp magnètic exterior, el dominis continuen alineats en la direcció on estava el camp. Per a que siguin reordenats com inicialment, precisen una energia externa. Aquesta energia són les pèrdues per histèresi.
- Pèrdues per corrents de Foucault: També anomenades pèrdues per corrents paràsites. Son degudes als corrents induïts sobre el ferro del estator i del rotor, a causa d'estar sotmès a camps magnètics variables en el temps. Són proporcionals al quadrat de la inducció màxima i de la freqüència.

4.6.1. Model de Bertotti

En el programa en llenguatge Lua, uns paràmetres a introduir són els coeficients de Bertotti. Aquests coeficients serveixen per, mitjançant un model proposat per Bertotti, trobar les pèrdues al ferro. El model és basa en trobar els coeficients que minimitzen l'error entre la corba $B-P_{Fe}$ definida per la següent expressió i la corba $B-P_{Fe}$ donada pel fabricant. Aquests coeficients, que són els de les pèrdues per histèresi (K_h), les pèrdues per corrents de Foucault (K_c) i les pèrdues addicionals (K_a), s'implementen per el càlcul de les pèrdues al ferro del següent mode:

$$P_{fe} = \frac{1}{\gamma} (K_h \cdot f \cdot B^2 + K_c \cdot f^2 \cdot B^2 + K_a \sqrt{f^3 \cdot B^3}) \quad (82)$$

On K_h i K_c són els coeficients d'histèresi i de corrents de Foucault respectivament. K_a són pèrdues addicionals. És divideix per la densitat per obtenir les pèrdues en unitats de W/kg. Si es necessiten en W/m³ cal ometre aquest pas. K_c es pot calcular de la següent manera:

$$K_c = \frac{\sigma \cdot \pi^2 \cdot d^2}{6} \quad (83)$$

On σ és la tensió mecànica (propietat del material) i d és el gruix del laminat del ferro. Per els altres dos coeficients de Bertotti és necessita fer un ajust de la corba donada pel fabricant.

Per trobar aquests coeficients, s'ha realitzat mitjançant un full de càlcul d'Excel, el qual ajusta la corba definida per l'expressió anterior a la corba $B-P_{fe}$ del ferro, minimitzant l'error quadràtic entre les dues. La corba del ferro és genera a partir de les característiques donades pel fabricant. Les dades de camp magnètic (B) són les mateixes que s'han emprat en l'apartat 4.2.1 per generar la corba de magnetització del ferro, i les pèrdues ferro són donades pel fabricant en W/kg.

Les dues corbes representades comparteixen l'eix del camp magnètic. L'error es calcula fent el quadrat de la resta entre les pèrdues ferro donades pel fabricant i les pèrdues ferro de la corba obtinguda de l'expressió (82). La suma dels errors quadràtics de cada punt és el valor a minimitzar, per tal de fer el màxim ajust possible. Per tant, mitjançant l'optimització per a minimitzar l'error quadràtic total entre les dues corbes, s'ajusta la corba amb la corba de les pèrdues al ferro del fabricant i així obtenint els coeficients de Bertotti.

Utilitzant l'eina "solver" de l'Excel es possible realitzar optimitzacions, assignant la casella a minimitzar i les restriccions que s'han de complir.

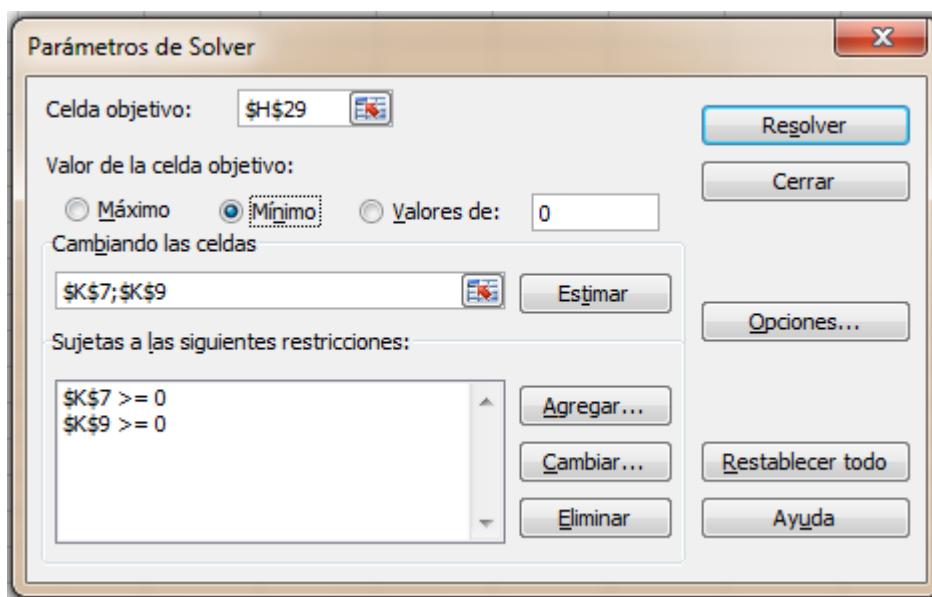


Figura 50. Eina Solver de l'Excel.

Com s'observa a la figura, la casella objectiu és la suma dels errors quadràtics de cada punt que es vol minimitzar. Les caselles que es modifiquen per obtenir el mínim en la casella objectiu són els coeficients K_h i K_a (K_c és una constant que depèn del tipus de ferro). Les restriccions a complir és que aquests dos coeficients modificables únicament prenguin valors positius, ja que sinó es podrien obtenir unes pèrdues al ferro negatives i seria una incongruència.

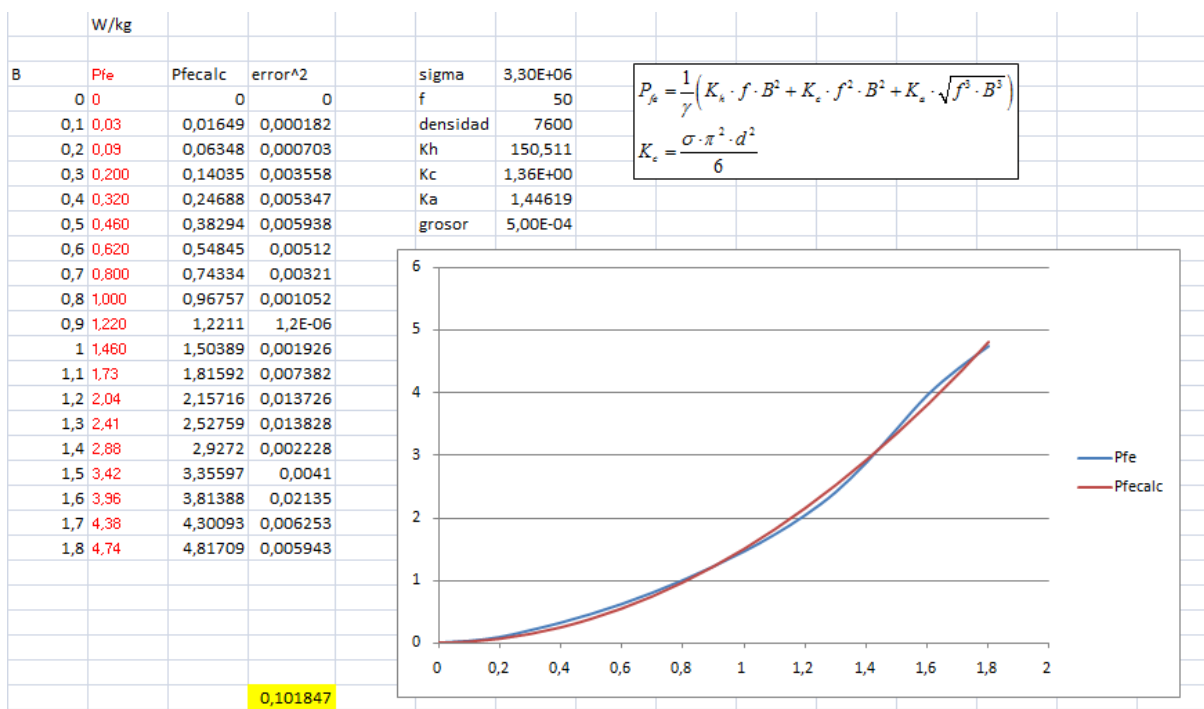


Figura 51. Càlcul dels coeficients de Bertotti.

La casella marcada en groc, és la casella objectiu ja minimitzada, i els coeficients obtinguts són:

$$K_h = 150,511$$

$$K_c = 1,36$$

$$K_a = 1,44619$$

4.6.2. Simulació al FEMM

El càlcul dels coeficients de Bertotti és un pas previ per poder fer la simulació del càlcul de les pèrdues al ferro. El llistat d'instruccions per aquesta simulació també està en llenguatge Lua. La diferència amb la resta de simulacions és que els programes anteriors s'han executat des de el menú inicial del FEMM, però en canvi aquest es llença des de el menú del anàlisis dels camps magnètics.

El llistat d'instruccions en llenguatge Lua per al càlcul de les pèrdues al ferro és el següent:

--pèrdues en el ferro

--desactiva el suavitzat de les dades

mo_smooth("off")

-- nombre total d'elements;

numelm=mo_numelements()

-- les unitats venen en m.

freq=50

depth=0.070

-- inicialització de les pèrdues

Pfe=0

--coeficients de pèrdues per el M400-50A a 50 Hz. Model de

--Bertotti.

Kc=1.36

Kh=150.5113

Ka=1.446193

-- bucle de càlcul de pèrdues mitjançant la suma de les pèrdues de cada element del grup

for k=1,numelm do

-- propietats del element k: potencial en els vèrtexs,

-- coordenades del centroide el element,

-- àrea del element i grup al que pertany

p1,p2,p3,x,y,a,g=mo_getelement(k)

if (g == 1) then

-- Volum del element (mm és una variable que val 0.001)

```

        dv = depth*a*mm^2;
-- propietats del element en el centroide
        a,bx,by,Sig,E,hx,hy = mo_getpointvalues(x,y)
-- Càlcul del mòdul de B
        Bxmod=abs(bx)
        Bymod=abs(by)
        Bmod=sqrt(Bxmod^2+Bymod^2)
-- Pèrdues magnètiques (model de Bertotti)

Pfe=Pfe+(Kh*freq*Bmod^2+Kc*freq^2*Bmod^2+Ka*sqrt(freq^3*Bmod^3))*d
v
    end
end
Pfr=0
--ROTOR
for k=1,numelm do
    p1,p2,p3,x,y,a,g=mo_getelement(k)
    if (g == 2) then
-- Volum del element (mm es una variable que val 0.001)
        dv = depth*a*mm^2
-- propietats del element en el centroide
        a,bx,by,Sig,E,hx,hy = mo_getpointvalues(x,y)
-- Càlcul del mòdul de B
        Bxmod=abs(bx)
        Bymod=abs(by)
        Bmod=sqrt(Bxmod^2+Bymod^2);
-- Pèrdues magnètiques (modelo de Bertotti)

Pfr=Pfr+(Kh*freq*Bmod^2+Kc*freq^2*Bmod^2+Ka*sqrt(freq^3*Bmod^3))*d
v
    end
end
print(Pfe)
print(Pfr)

```

Un cop carregat el programa s'ha de anar al menú de dalt a "View" i a "Lua Console". S'ha d'obrir la consola de Lua, ja que aquest programa et torna els

resultats allà. El primer valor que apareix a la consola són les pèrdues al ferro del estator i el segon les pèrdues al ferro rotor. Els dos paràmetres estan en Watts.

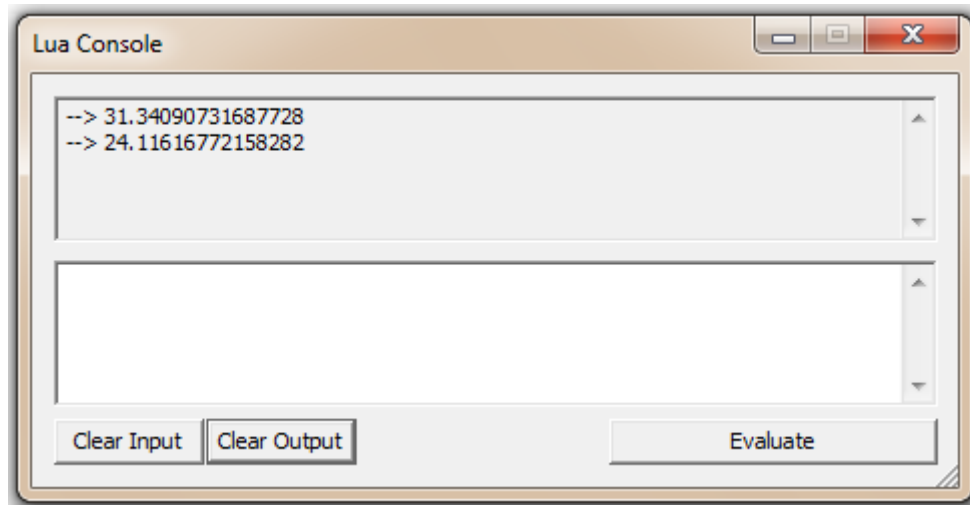


Figura 52. Resultats en la consola de Lua.

Per l'anàlisi tèrmic del motor (veure capítol 5), les pèrdues es necessiten en unitats de W/m^3 , per tant s'han de dividir cadascuna pel volum de ferro d'estator i rotor. (Veure següent apartat)

4.6.3. Càlcul del volum de ferro

Per a introduir les pèrdues al ferro en l'anàlisi tèrmic de la màquina, s'han de passar a unitats de W/m^3 dividint pel volum de ferro. Per calcular el volum de ferro tan d'estator com de rotor, s'ha utilitzat el FEMM mitjançant l'eina que calcula integrals d'àrea.

Escollint, amb l'eina de seleccionar una regió, l'estator i realitzant l'integral del area seleccionada per obtenir el volum s'obté:

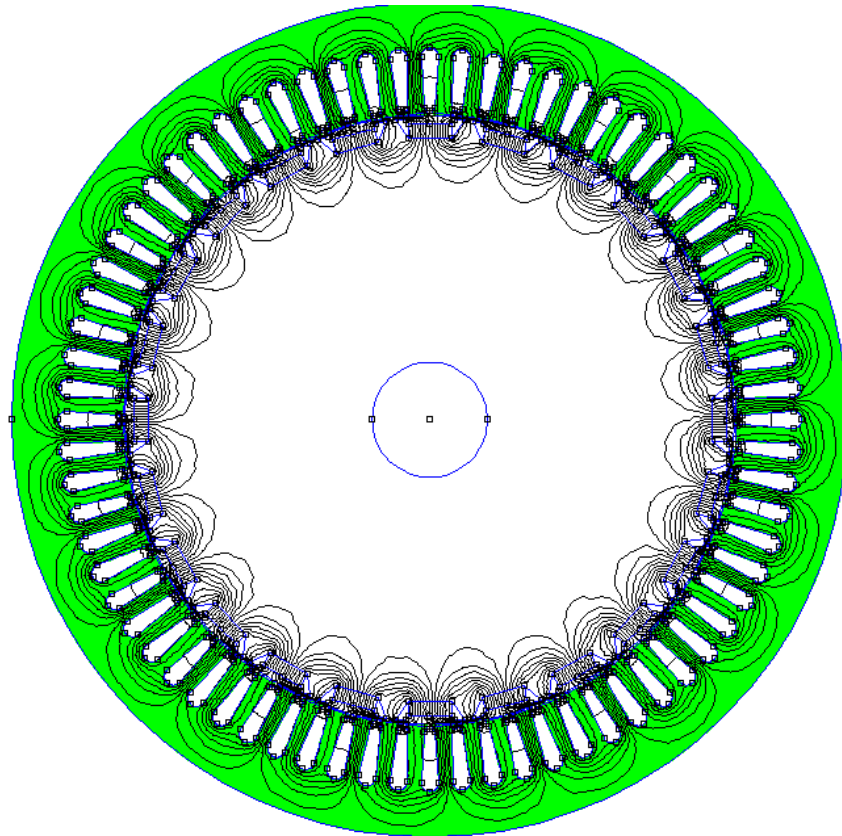


Figura 53. Selecció estator.

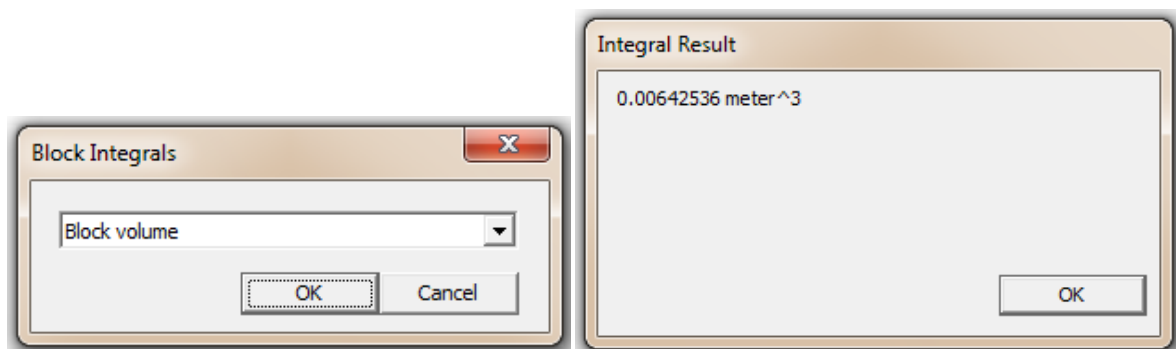


Figura 54. Volum estatòric.

Pel rotor el procediment ha estat exactament el mateix:

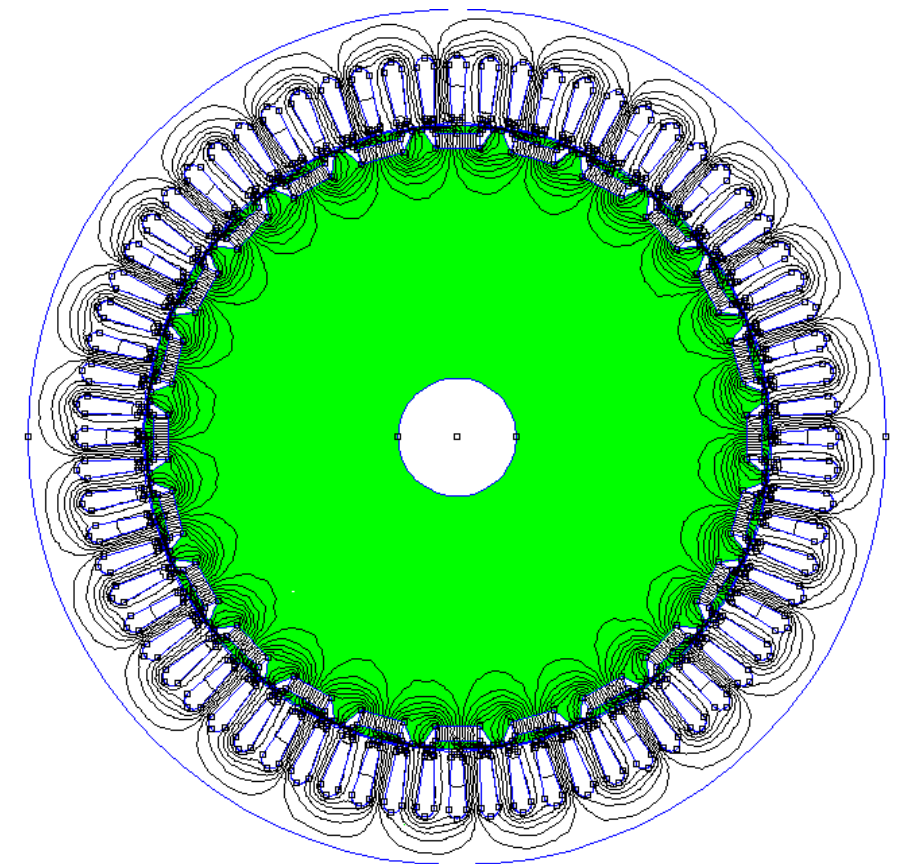


Figura 55. Selecció rotor.

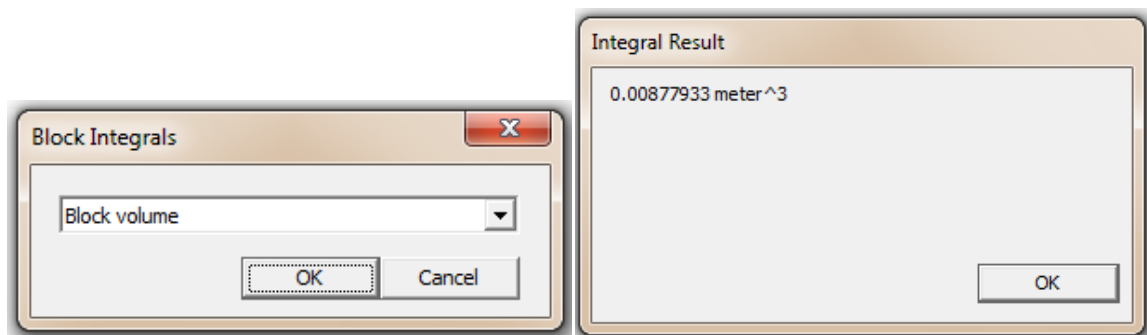


Figura 56. Volum del rotor.

Dividint les pèrdues calculades en [W] en l'apartat anterior entre el volum calculat, s'obtenen les pèrdues al ferro en unitats de $[W/m^3]$ necessàries per l'anàlisi tèrmic del motor.

CAPÍTOL 5:ANÀLISI TÈRMIC AMB ELEMENTS FINITS

L'anàlisi tèrmic també s'ha realitzat mitjançant el mètode dels elements finits. FEMM com s'ha explicat en l'apartat 4.1, conté l'opció de resoldre problemes tèrmics.

El càlcul tèrmic del motor és un pas molt important a l'hora de dissenyar-lo, ja que si no compleix l'escalfament previst pel tipus d'aïllament, s'han de prendre mesures, les quals poden arribar a ser modificar els paràmetres del motor.

5.1. Pèrdues al motor

El que produeix l'escalfament d'un motor són les pèrdues que es produeixen en ell. Les pèrdues produïdes en aquest motor, i que per tant són les úniques considerades en l'anàlisi, són les pèrdues al ferro (d'estator i de rotor) i les pèrdues Joule.

5.1.1. Pèrdues al ferro

Les pèrdues al ferro d'estator i de rotor s'han calculat en l'apartat 4.6. En funció de les unitats desitjades s'hauran de dividir pel volum (*veure apartat 4.6.3*).

Estatore:

$$P_{fe} = \frac{31,3409 \text{ W}}{0,00642536 \text{ m}^3} = 4877,687787 \text{ W/m}^3$$

Rotor:

$$P_{fr} = \frac{24,1162 \text{ W}}{0,00877933 \text{ m}^3} = 2746,929435 \text{ W/m}^3$$

5.1.2. Pèrdues Joule

Són les pèrdues que es produeixen per efecte Joule. Aquest efecte es produeix pel pas del corrent elèctric a través dels conductors, degut al xoc entre els electrons en moviment amb els àtoms del material per el que circulen, produint així calor. D'altre manera, els conductors es comporten com a petites resistències que per tant dissipen potència. Aquestes pèrdues es troben en el bobinat de la màquina. El càlcul analític és:

$$P_J = 3 \cdot R \cdot I^2 \quad (84)$$

On R és la resistència dels conductors de coure, I és el corrent que circula per aquests conductors i multiplicat per 3 perquè és un sistema trifàsic equilibrat (les pèrdues a cada fase són iguals).

Per calcular la resistència del cable de coure en un fase s'han de considerar el nombre de espiras per fase, la longitud d'una espira (longitud d'una espira + els caps de bobina) i la secció del conductor:

$$R_{fase} = N_{fase} \cdot \rho_{cu} \cdot \frac{l_{espira}}{S_c} \quad (85)$$

On ρ_{cu} és la resistivitat del coure. Depèn de la temperatura que assoleix el conductor en el pas del corrent. Per una determinada T i considerant la temperatura base com a 20 °C, la resistivitat varia:

$$\rho_{cu} = \rho_{cu(20)} \cdot (1 + \alpha \cdot (T - 20)) \quad (86)$$

On α és un coeficient que depèn del material i T-20 és pot expressa de forma general com un increment de temperatura ΔT .

Si la longitud d'una espira considerant els caps de bobina, ve definida per la següent aproximació:

$$l_{av} = 2 \cdot L_{fe} + 2,3\tau_p = 0,268 \text{ m} \quad (87)$$

Si es fa el càlcul, tenint present que el coure assoleix una temperatura de 100 graus en el pas del corrent:

$$\rho_{cu} = 2,29 \cdot 10^{-8} \Omega/\text{m}$$

La resistència en una fase:

$$R_{fase} = 0,997 \Omega$$

Les pèrdues Joule totals en Watts:

$$P_J = 148,44 \text{ W}$$

A l'hora d'introduir-les al FEMM per realitzar l'anàlisi tèrmic s'ha de fer en unitats de W/m^3 de la mateixa manera que passava amb les pèrdues al ferro. Per calcular el volum de coure s'ha realitzat de manera anàloga al càlcul del volum de ferro de la màquina, però fent l'integral de volum de l'àrea de totes les ranures d'estator.

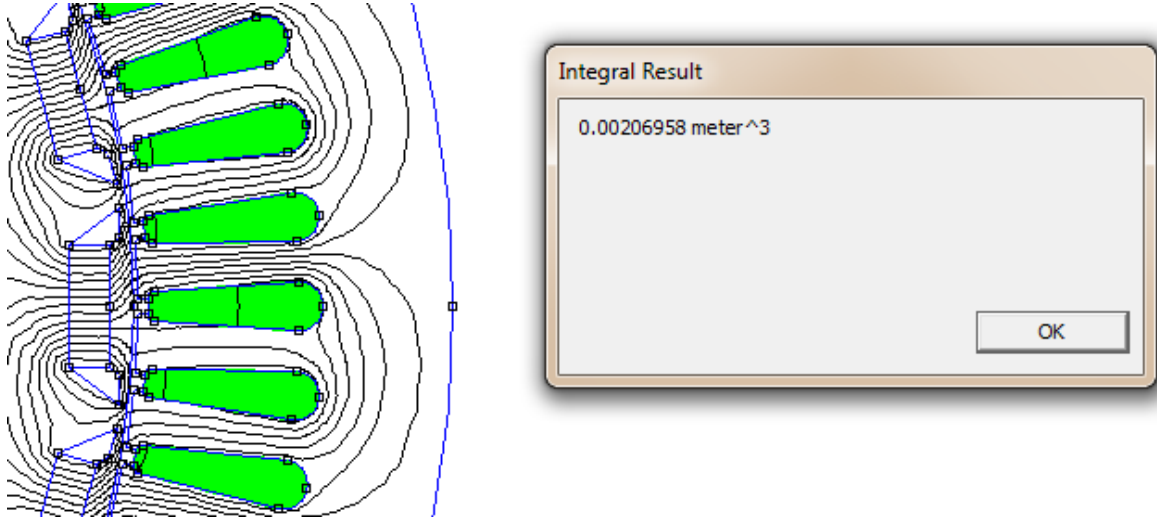


Figura 57. Volum de coure.

Per unitat de volum són:

$$P_j = \frac{148,44 \text{ W}}{0,00206958 \text{ m}^3} = 71724,70 \text{ W/m}^3$$

5.2. Dibuix al FEMM

Com l'anàlisi tèrmic és un altre tipus de problema diferent de FEMM, s'ha de realitzar des de un nou fitxer. Per no haver de dibuixar el dibuix del motor una altre vegada, s'ha obtingut del anàlisi magnètic. Per a poder passar-lo del problema magnètic s'ha de guardar en l'extensió ".FEH" que és la del problema tèrmic. Si s'obre el fitxer del motor, en la nova extensió, amb el FEMM ja s'ha aconseguit tenir el motor en un problema d'anàlisi tèrmic, però amb l'inconvenient de que s'han de crear novament els materials, circuits i condicions de contorn.

Un cop obtingut el dibuix en un fitxer d'anàlisi tèrmic, s'han d'afegir dos nous components, que no s'ha tingut en conte en l'anàlisi magnètic, que són l'aïllant de les ranures del estator i la carcassa del motor.

L'aïllant separa els conductor de coure (també tenen aïllant, però s'ha negligit en aquests anàlisis) amb el ferro estatòric. Pot ser de diversos tipus de material. L'aïllant emprat ha estat de poliestirè amb un gruix de 0,25 mm.

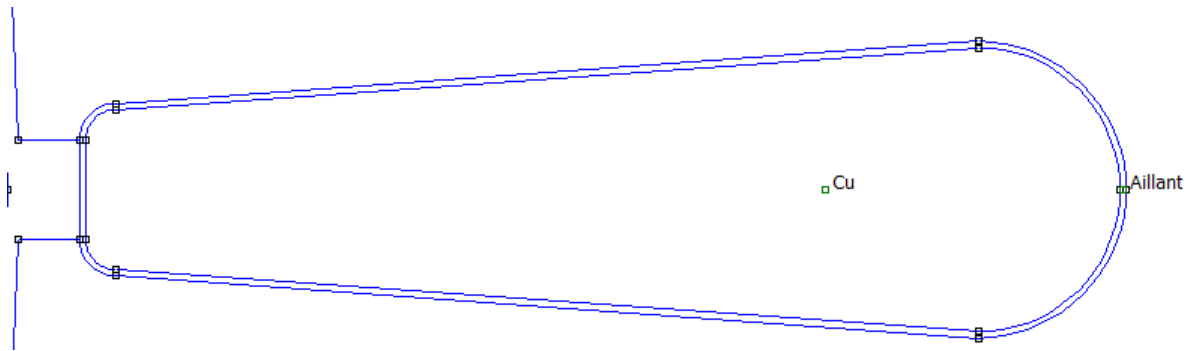


Figura 58. *Ranura d'estator amb aillant.*

La carcassa és la part exterior de la màquina. El material emprat ha estat l'alumini amb un gruix de carcassa de 30 mm (per sobre del diàmetre exterior d'estator).

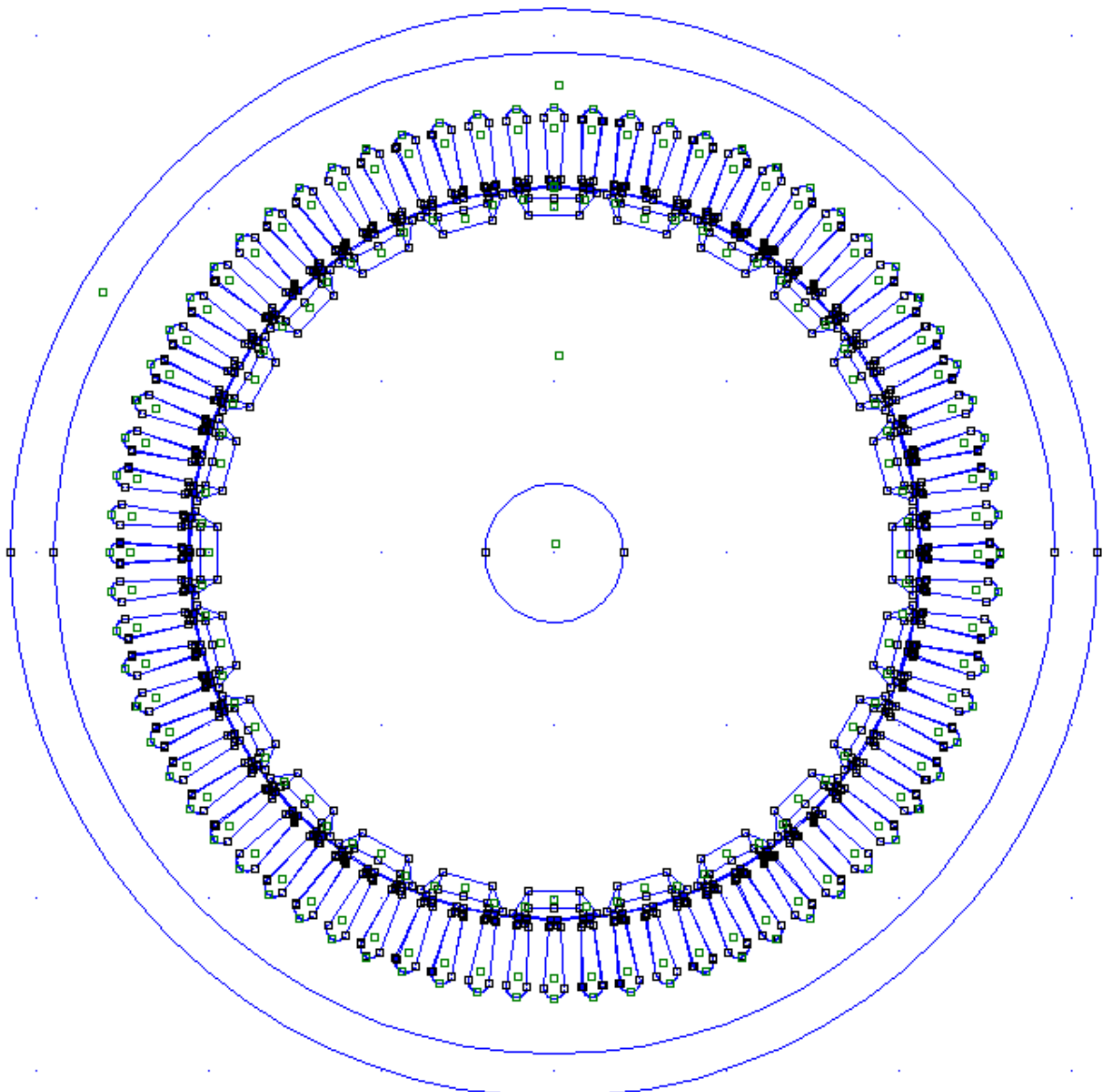


Figura 59. *Motor en FEMM per l'anàlisi tèrmic.*

5.2.1. Introducció dels materials

En l'anàlisi tèrmic, a l'hora de crear els materials, s'han d'introduir unes propietats diferents que en l'anàlisi magnètic, relacionades lògicament amb característiques tèrmiques de cadascun. FEMM també conté una llibreria de materials per aquest tipus d'anàlisi. Com un dels paràmetres necessaris a l'hora d'editar els materials és la conductivitat tèrmica, que depèn de la temperatura, s'han escollit els materials purs ja continguts en la llibreria de FEMM, perquè ja tenen aquestes corbes introduïdes.

Els altres paràmetres a editar a l'hora de definir els materials són la capacitat calorífica (variable en cada material) i les pèrdues generades per unitat de volum (només al ferro i al coure).

- Aire: Definit en l'entreferro i en els petits espais d'aire de les ranures rotòriques. La seva conductivitat tèrmica depèn de la temperatura i no conté cap tipus de pèrdues.

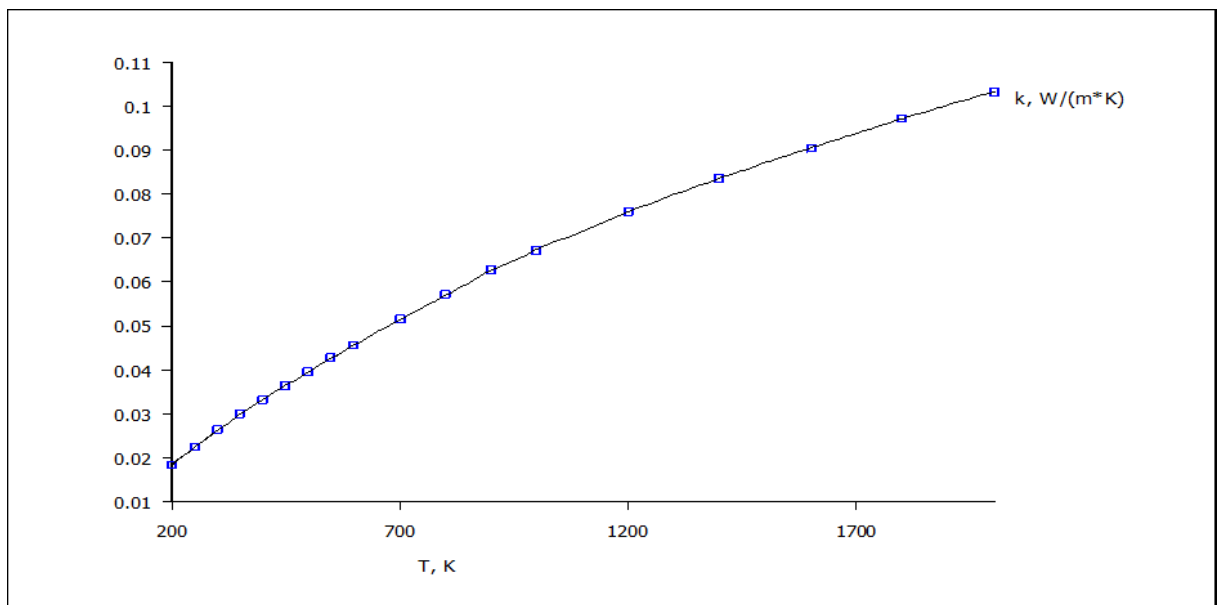


Figura 60. Conductivitat tèrmica del aire.

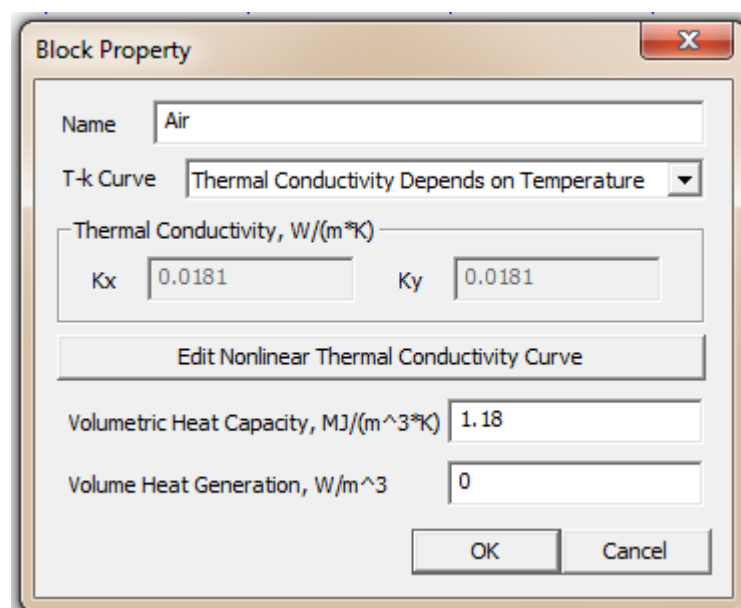


Figura 61. Propietats tèrmiques de l'aire.

- NdFeB 35: Són els imants. S'ha considerat una conductivitat tèrmica constants (variació amb la temperatura negligible) i tampoc conté cap tipus de pèrdues.

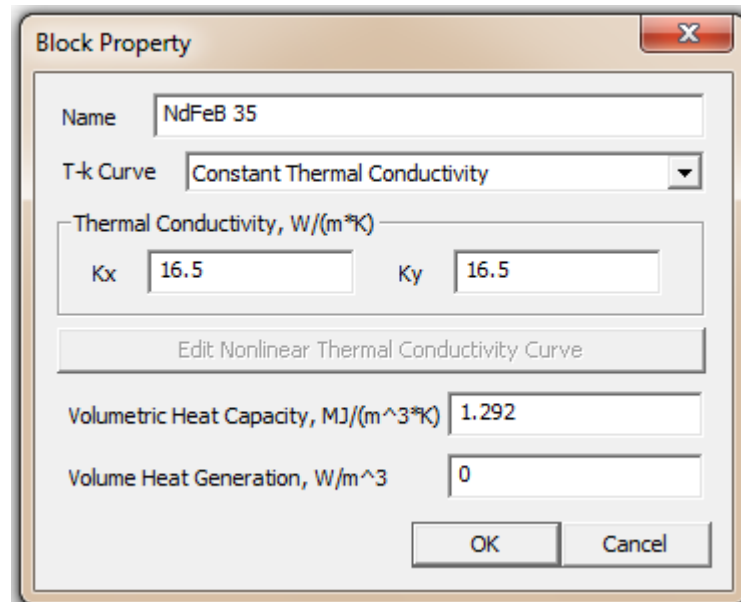


Figura 62. Propietats tèrmiques dels imants.

- Ferro: Format per l'estator i el rotor. Té una conductivitat tèrmica variable amb la temperatura.

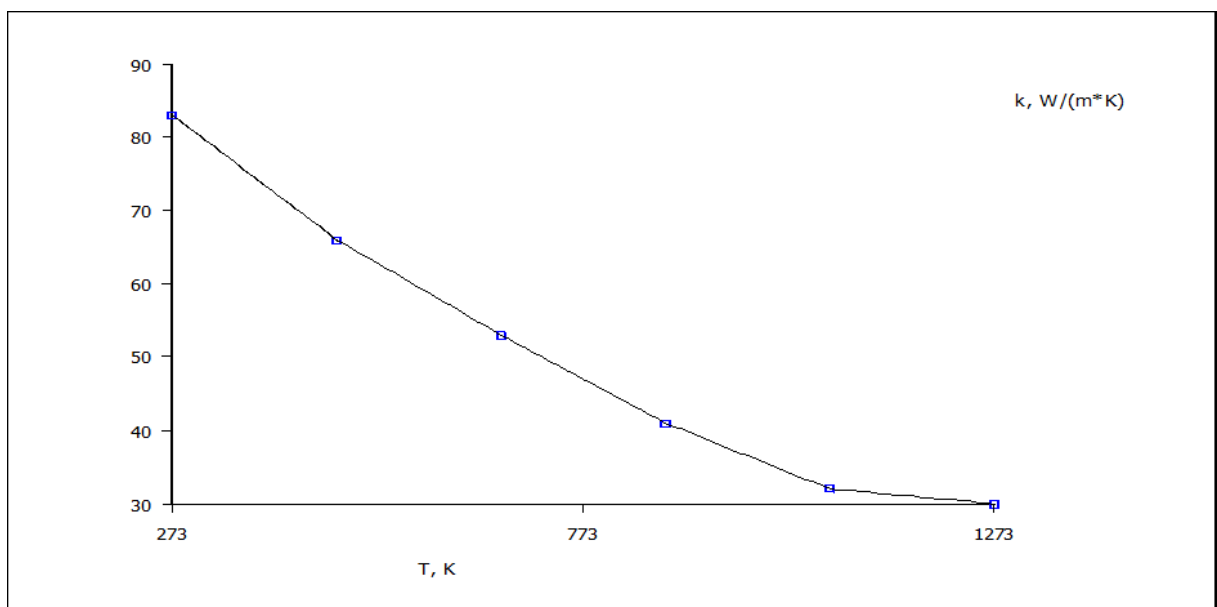


Figura 63. Conductivitat tèrmica del ferro.

Pel que fa a les pèrdues, es produeixen tan a l'estator com al rotor. Per aquest motiu s'ha hagut de separar el ferro en dos materials diferents, un per l'estator i un pel rotor, per poder diferenciar les pèrdues generades en cada part de la màquina. Les pèrdues generades, calculades mitjançant la

simulació, s'han hagut de dividir pel volum de ferro per a introduir-les al FEMM amb les unitats adients.

a) Estator:

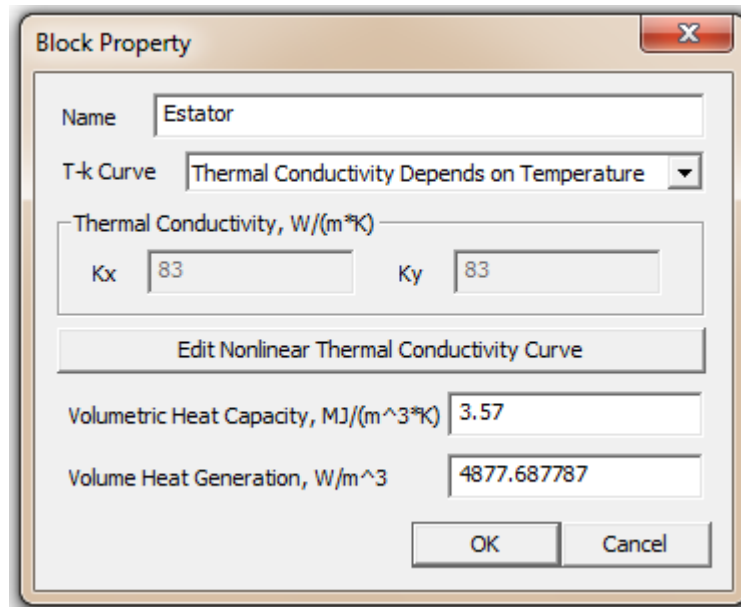


Figura 64. *Propietats tèrmiques del ferro estatòric.*

b) Rotor:

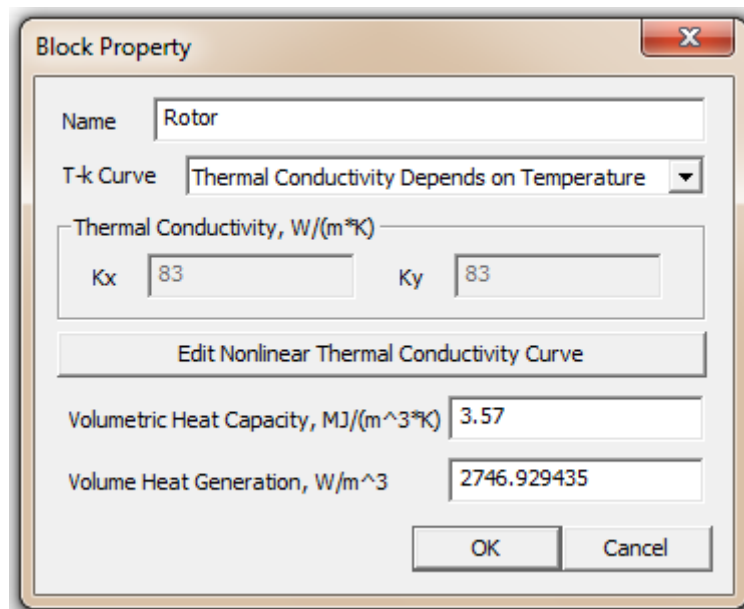


Figura 65. *Propietats tèrmiques del ferro rotòric.*

- Coure: Fa referència a les bobines d'estator. La seva conductivitat tèrmica també depèn de la temperatura.

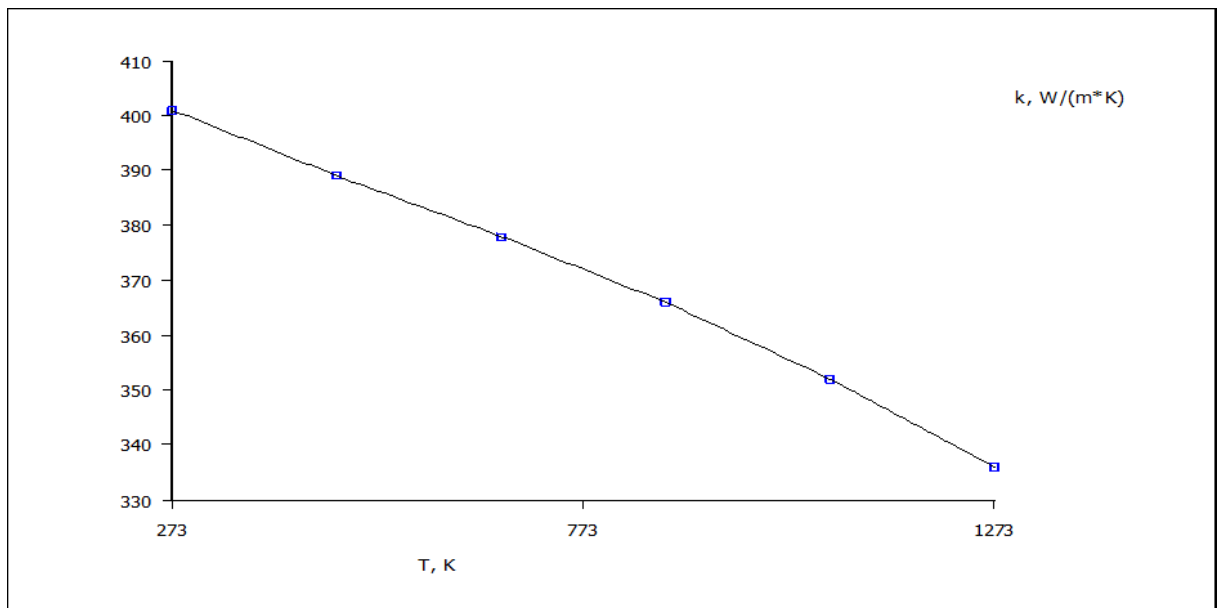


Figura 66. Conductivitat tèrmica del coure.

A les bobines d'estator es troben les pèrdues Joule calculades a l'apartat 5.1.2 per unitats de volum:

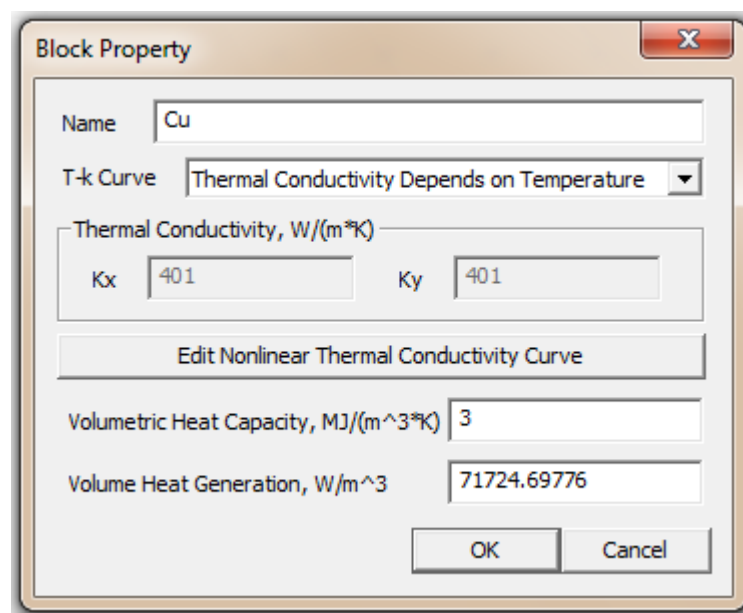


Figura 67. Propietats tèrmiques del coure.

- Aïllant: És el material emprat per aïllar les ranures d'estator amb el debanat. La seva conductivitat tèrmica també s'ha considerat constant degut a la poca influència de la variació de temperatura. Tampoc conté cap tipus de pèrdues.

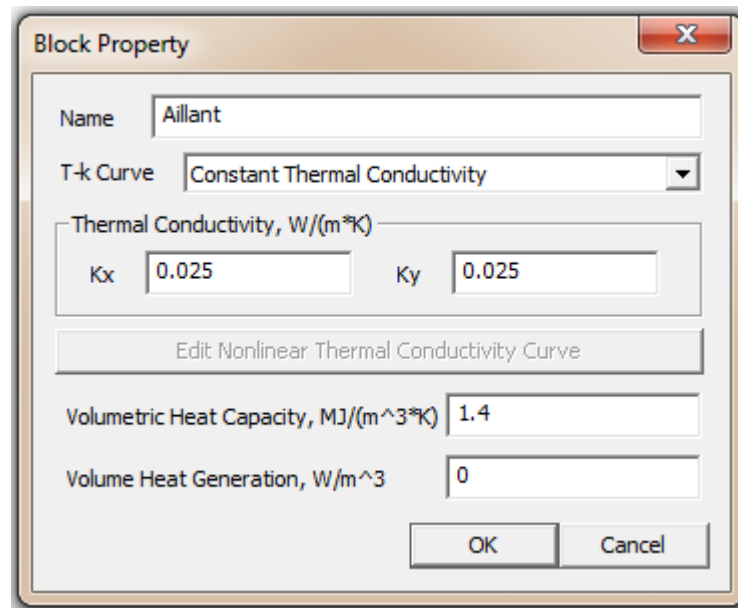


Figura 68. Propietats tèrmiques del aillant.

- Carcassa: És d'alumini i comprèn la part exterior de la màquina. En funció de la necessitat de reduir la temperatura del motor, se li poden afegir aletes fent augmentar la superfície de ventilació. La seva conductivitat tèrmica depèn de la temperatura, però no conté cap tipus de pèrdues.

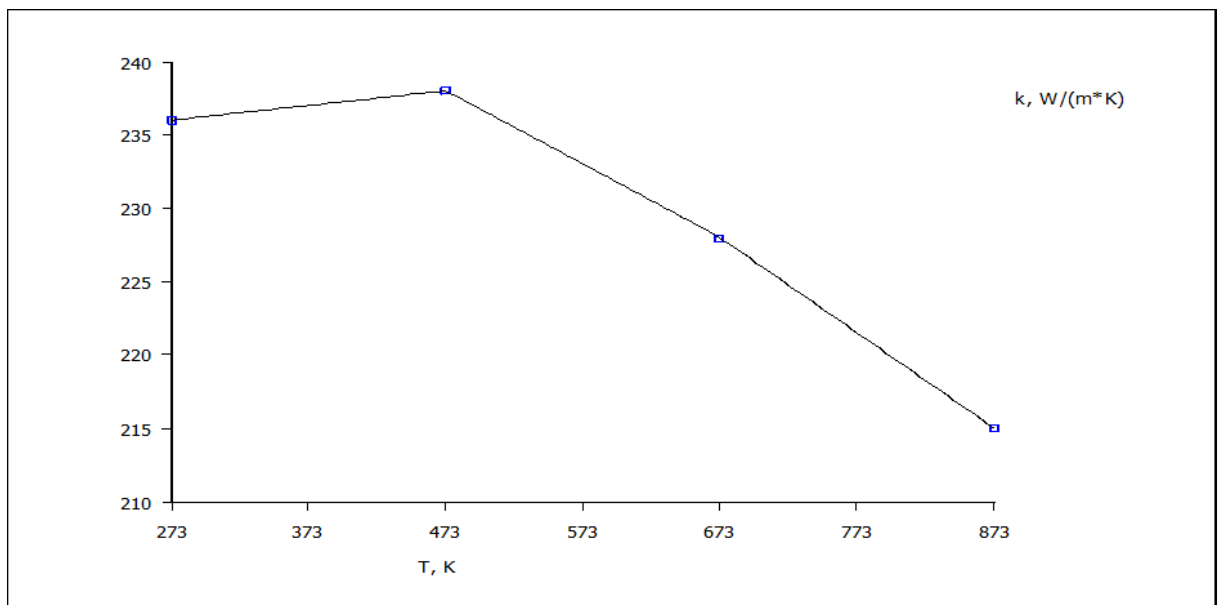


Figura 69. Conductivitat tèrmica de l'alumini de la carcassa.

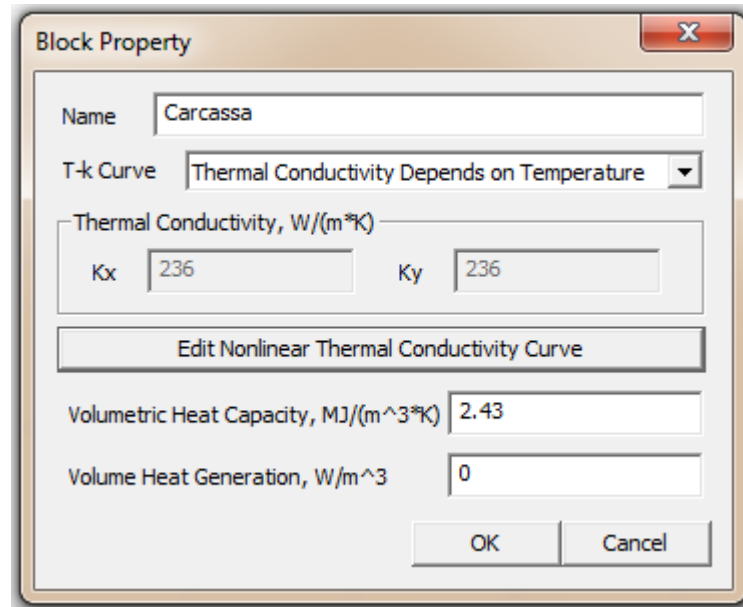


Figura 70. Propietats tèrmiques del alumini de la carcassa.

5.2.2. Condicions de contorn

Les condicions de contorn en el cas de l'anàlisi tèrmic defineixen un canvi entre els dos materials en contacte. En el cas del motor, el tipus de condicions de contorn assignades són de tipus convecció. La convecció és un mètode de transferència de calor basat en el intercanvi a través d'un fluid, en aquest cas l'aire.

A l'hora d'introduir les condicions de contorn de convecció, FEMM demana dos paràmetres: la temperatura (T) a la que circula el fluid que permet l'efecte de convecció i el coeficient de convecció (h). El coeficient de convecció és un paràmetre que principalment és funció de la velocitat a la que circula el fluid i la longitud per la que es mou.

El fenomen de convecció, en el motor, és troba en dues regions del sistema motor-ambient. Una zona de convecció és la carcassa amb el medi exterior (composat per aire en moviment) i l'altre zona on hi ha el fluid en moviment és a l'entreferro. Per tant, inclouran condicions de contorn, total la part exterior de la carcassa i tot el que estigui en contacte amb l'entreferro, és a dir, el exterior del rotor, i les dents del estator.

Depenent del tipus de ventilació del motor, ja sigui natural o forçada, aquestes condicions de contorn varien en funció de la convecció. Per tant, per a cada tipus d'anàlisi s'han considerat unes condicions de contorn diferents.

5.3. Anàlisis amb ventilació natural

Inicialment, el primer anàlisi tèrmic a determinar és el motor amb la carcassa únicament. Considerant que es refrigera de forma natural, si compleix les temperatures permeses per aïllament i en la carcassa, no cal prendre cap tipus de mesura.

Les propietats dels materials són les mateixes per a totes les simulacions, el que varia en cada cas són les condicions de contorn.

Aquest primer anàlisi és com el de la figura 59.

5.3.1. Condicions de contorn

Com s'ha esmentat anteriorment, les dues úniques condicions de contorn a la màquina són la de la carcassa i la del entreferro.

A la carcassa, com és ventilació natural, el coeficient de convecció natural s'ha considerat de 5 W/m²°C i la temperatura inicial és la temperatura ambient, considerada 40 °C.

The image shows a 'Boundary Property' dialog box. It has a title bar with a close button. Inside, there are several sections:

- Name:** A text field containing 'carcassa'.
- BC Type:** A dropdown menu set to 'Convection'.
- Fixed Temperature, K:** A text field containing '0'.
- Heat Flux, W/m^2:** A text field containing '0'.
- Convection:** A section containing a mathematical equation $K \frac{\partial T}{\partial n} + h(T - T_0) = 0$. To the right of the equation are two text fields: 'h, W/(m^2*K)' with the value '5' and 'To, K' with the value '313'.
- Radiation:** A section containing a mathematical equation $K \frac{\partial T}{\partial n} + \beta k_{r,\delta} (T^4 - T_o^4) = 0$. To the right of the equation are two text fields: 'Beta' with the value '0' and 'To, K' with the value '313'.

At the top right of the dialog box, there are 'OK' and 'Cancel' buttons.

Figura 71. Condicions de contorn de la carcassa.

En l'entreferro, tot i ser ventilació natural (no porta incorporat cap ventilador al eix), es pot emprar un coeficient de convecció més elevat, ja que en l'entreferro, a causa de la rotació rotòrica, l'aire circula a una certa velocitat. El coeficient de convecció considerat ha estat de 15 W/m² °C, i una temperatura inicial d'aquest aire de 55 °C.

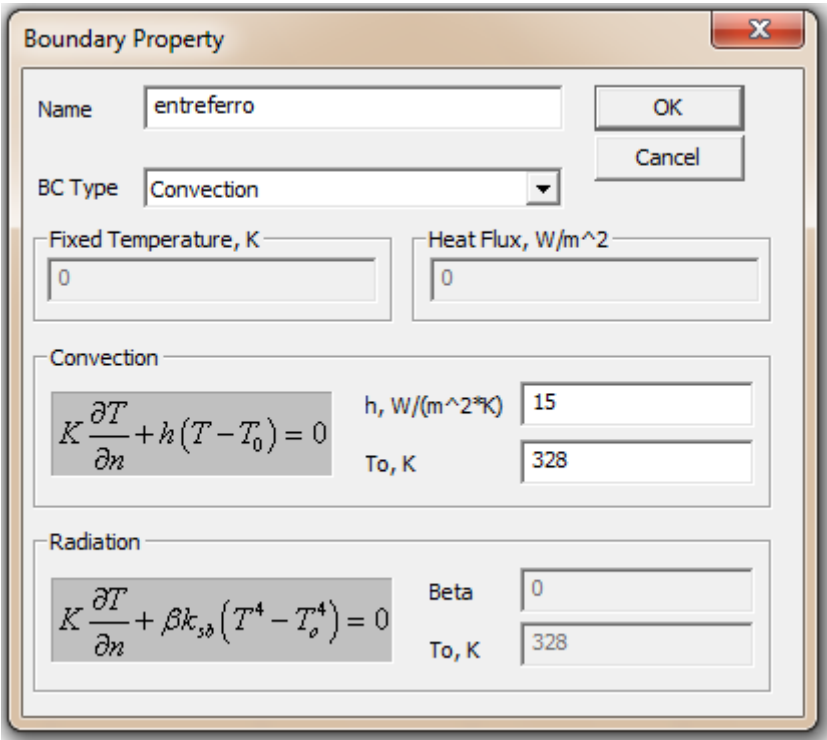


Figura 72. Condicions de contorn de l'entreferro.

5.3.2. Resultats obtinguts

En realitzar l'anàlisi tèrmic, FEMM et retorna les temperatures per les diverses regions de la màquina, en graus Kelvin. La distribució obtinguda amb aquestes condicions és:

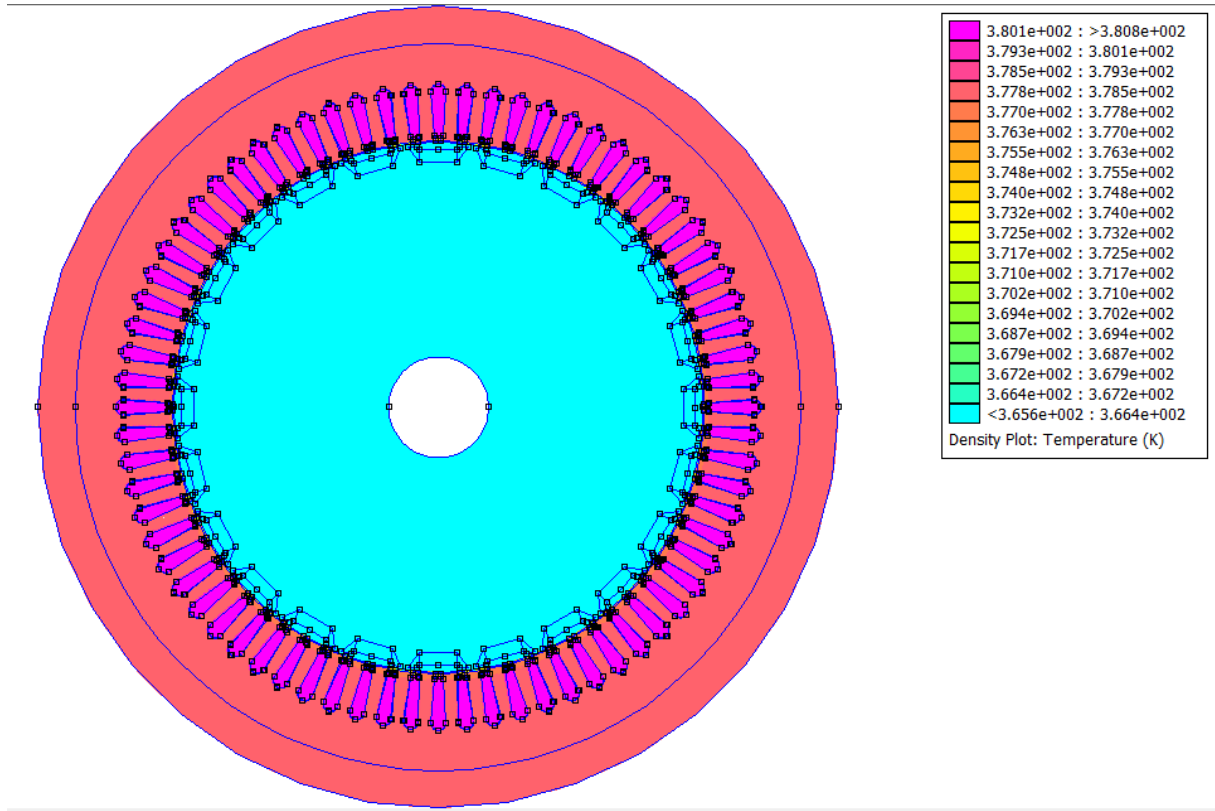


Figura 73. *Distribució de temperatures*

Com s'observa de la figura, la temperatura màxima és produeix en les ranures del estator sent de 107 °C. L'aïllament del motor es classe F, el que vol dir que cap temperatura de la configuració interna pot superar els 105 °C com a temperatura màxima. Per tant, el motor no compleix les condicions del aïllament classe F, la qual cosa vol dir que s'ha de prendre alguna mesura. També si ens fixem en la temperatura en la carcassa és de 104 °C, superant de forma elevada els 60 °C màxims permesos per normativa en la carcassa de la màquina.

Una possible alternativa és afegir ventilació forçada. Aquest anàlisi és sol realitzar quan la ventilació natural no és suficient. És una de les alternatives més utilitzades en el món dels motors, i consisteix en acoblar un ventilador al eix del motor. En girar a la velocitat del motor, el ventilador crea un flux d'aire en l'entreferro, fent augmentar la velocitat de l'aire i així augmentar de manera notable el coeficient de convecció forçada.

En aquest cas, com el motor en el moment del rentat gira a velocitat baixa, el fet d'introduir un ventilador solidari al eix del motor no és una alternativa viable ja que no giraria a prou velocitat com per crear un flux d'aire suficient.

5.4. Anàlisi amb aletes

L'altre alternativa també emprada en quasi tots els motors és la implementació d'una carcassa amb aletes. El fet de portar aletes fa augmentar notablement la superfície de ventilació de la màquina, que al ser inversament proporcional a l'escalfament, fa que aquest es redueixi.

$$\theta = \frac{P}{k_v \cdot S_v} \quad (88)$$

La nova carcassa del motor és del mateix gruix respecte al estator, 30 mm, però incorpora 44 aletes d'una altura màxima de 70 mm respecte del gruix de la carcassa. Les aletes tenen un gruix de 10 mm, una separació entre elles de 30 mm. i orientades de forma axial a la màquina (hi ha diverses configuracions).

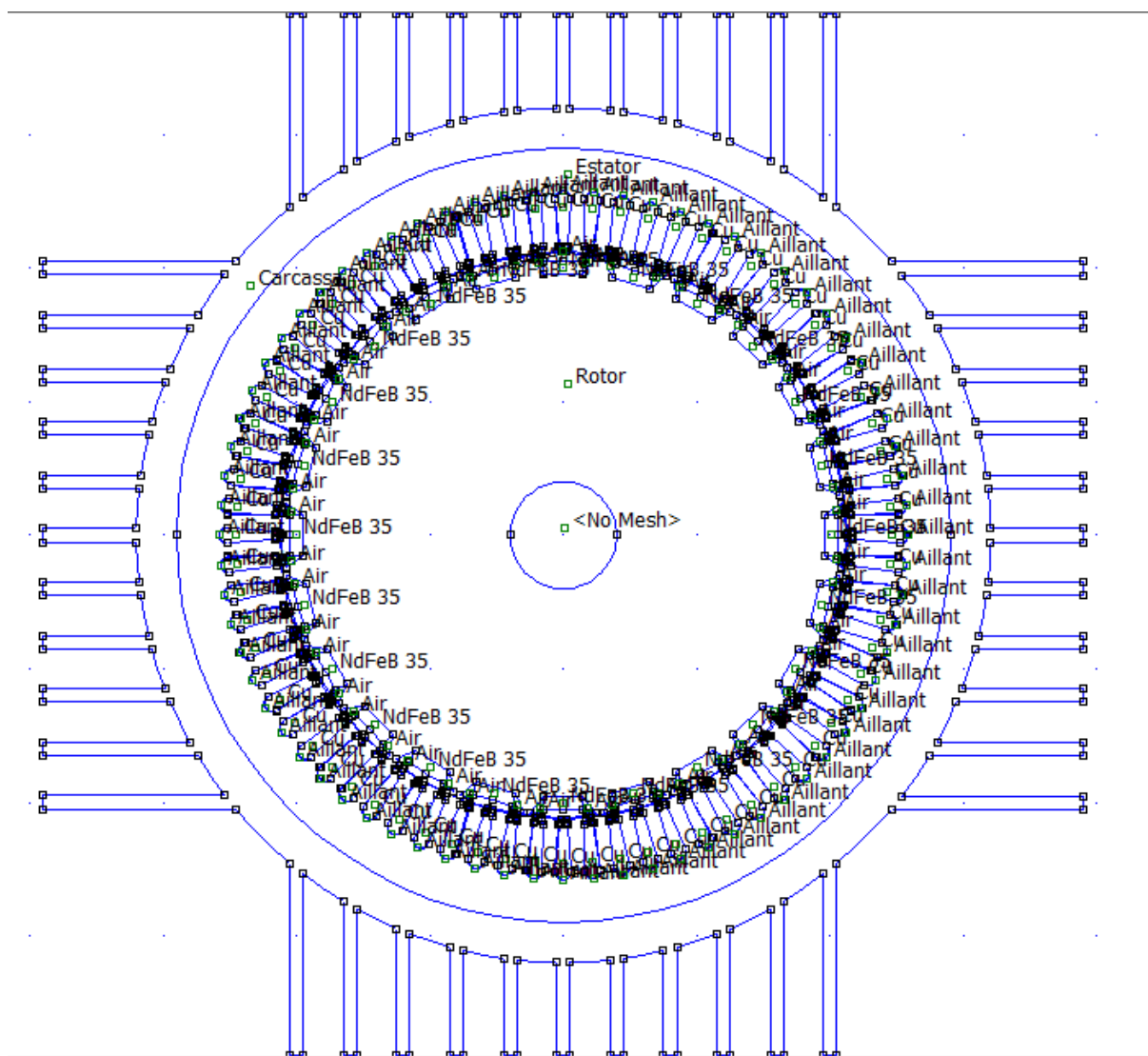


Figura 74. Carcassa amb aletes.

5.4.1. Condicions de contorn

Les condicions de contorn per aquesta nova configuració són les mateixes que en el cas de la carcassa sense aletes, ja que segueixen sent ventilació natural i sense ventilador acoblat a l'eix. (Veure apartat 5.3.1)

5.4.2. Resultats obtinguts

En realitzar l'anàlisi tèrmic, s'obté la següent distribució:

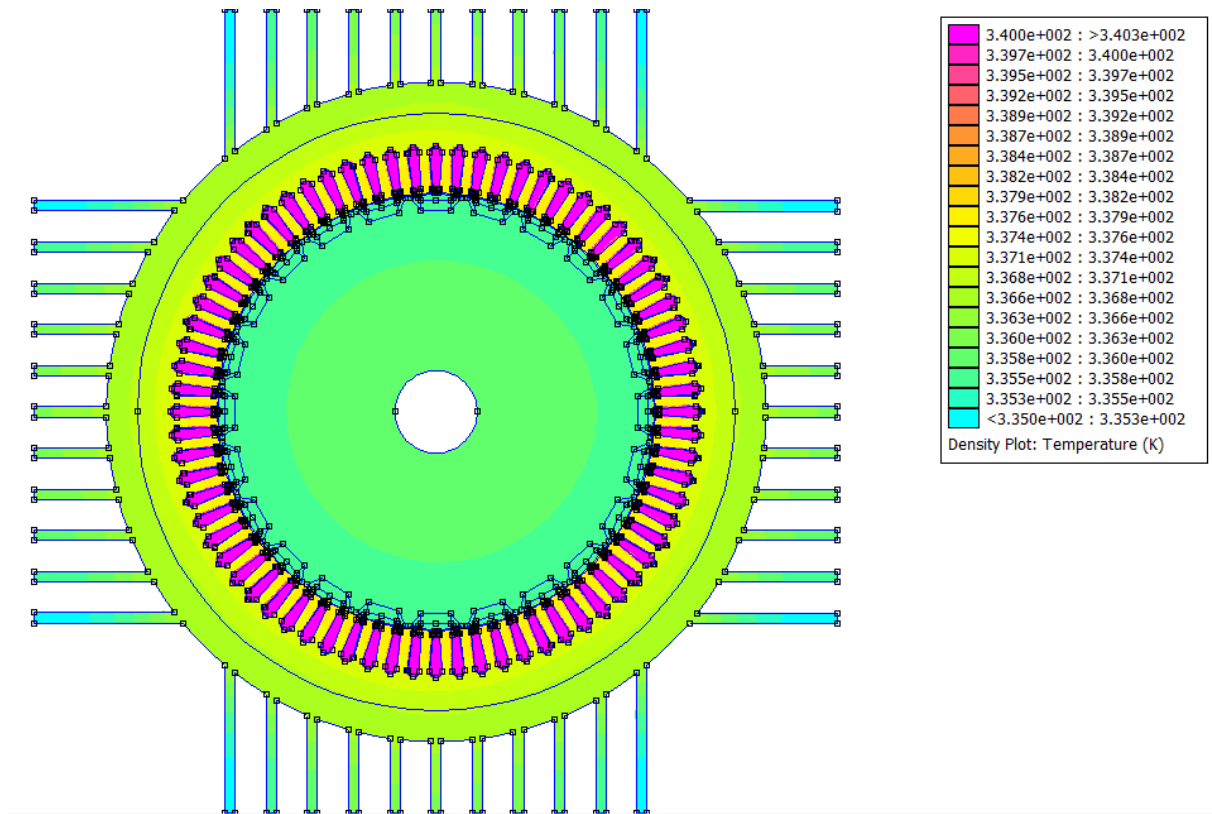


Figura 75. Distribució de temperatures.

Com s'observa a la figura, s'ha aconseguit reduir la temperatura notablement, pel simple fet d'afegir les aletes. La màxima temperatura al motor es troba a les ranures del estator sent de 67 °C. Això fa que compleixi les restriccions tèrmiques del aïllament classe F. Pel que fa a la temperatura a la carcassa es molt proper als 60 °C, per tant es pot considerar adequat.

En els motors d'imants permanents, com no hi ha pèrdues Joule rotòriques, el rotor té menys pèrdues i per tant s'escalfa menys.

CAPÍTOL 6:

BIBLIOGRAFIA

6.1. Bibliografia consultada

- Daniel Fodorean and Abdellatif Miraoui. Dimensionnement rapide des machines synchrones à aimants permanents (MSAP). Editions T.L
- Yung-kang Chin. A permanent magnet synchronous motor for an electric vehicle – design analysis. Electrical machines and power electronics, department of electrical engineering royal institute technology sweden. Stockholm 2004.
- Miguel Ángel Rodríguez Pozueta. Campo magnético en el entrehierro de las máquinas eléctricas simétricas. Universidad de cantabria, departamento de ingeniería eléctrica y energética. 2011.
- Stephen J. Chapman. Máquinas eléctricas. Tercera edición, McGraw Hill. 2000.
- J.Mora. Máquinas eléctricas. Sexta edición, McGraw Hill. 2008.
- Bianchi N., Bolognani S., Zigliotto M. Design and Development of a PM Synchronous Motor Drive for an Electrical Scooter. Department of Electrical Engineering, University of Padova. August 2000.
- N.Bianchi, S. Bolognani. Design Considerations about Synchronous Motor Drives for Flux-Weakening Applications. Department of Electrical Engineering of Padova.
- Juha Pyrhönen, Tapani Jokinen, Valéria Hrabovcová. Design of Rotating Electrical Machines. John Wiley & Sons, Ltd First Edition 2008.