

Resum

En aquest projecte es dissenya un motor elèctric síncron de reluctància assistit amb imants permanents (conegut com PMASynRM en la literatura anglosaxona) per accionar una motocicleta elèctrica tipus "scooter" a través d'una transmissió mecànica.

Es parteix d'uns càlculs analítics per dimensionar el motor. S'utilitza el programa de simulacions per elements finits FEMM versió 4.2 per trobar-ne els paràmetres característics i s'analitza el seu comportament elèctric d'acord amb el model trobat amb l'eina informàtica MATLAB.

El motor dissenyat, alimentat a través d'una bateria de 48 V, es vol que tingui una potència nominal de 3 kW i utilitza imants permanents de ferrita en substitució d'imants de terres rares. Al final del projecte es detallen les especificacions finals del motor dissenyat i s'adjunten com annexos a la memòria els plànols del prototip per a la seva fabricació.

Sumari

RESUM	1
SUMARI	3
GLOSSARI	7
1. INTRODUCCIÓ	15
1.1. Objectius	16
1.2. Abast	16
2. DESCRIPCIÓ DE L'APLICACIÓ PER A LA TRACCIÓ D'UNA MOTOCICLETA ELÈCTRICA TIPUS SCOOTER	17
2.1. Dinàmica de la motocicleta elèctrica	17
2.1.1. Descripció i modelització	17
2.1.2. Paràmetres físics i especificacions mínimes	18
2.1.3. Simulacions i resultats	19
2.2. Alternatives de motors elèctrics per a la propulsió de la motocicleta	20
2.3. Elecció del motor PMASynRM	25
2.3.1. Descripció de la transmissió mecànica	25
2.4. Tren de potència de la motocicleta	27
2.4.1. Bateria i BMS	27
2.4.2. Convertidor	28
Modulació bàsica (ona quadrada)	29
Modulació per SVPWM (ona sinusoidal)	30
2.4.3. Controlador	32
2.4.4. Elements de mesura i sensors	32
3. EL MOTOR SÍNCRON DE RELUCTÀNCIA ASSISTIT AMB IMANTS PERMANENTS	33
3.1. Principals lleis que governen el funcionament dels motors elèctrics	33
3.2. Introducció als motor síncrons de reluctància	35
3.3. Modelització en eixos d-q del motor PMASynRM	36
3.4. Equació del parell motor	39
3.5. Control vectorial del parell i la velocitat del motor	41
3.6. Diagrama vectorial dels motors de reluctància	44
3.7. Avaluació de les pèrdues i rendiment del motor	46

3.7.1.	Pèrdues per efecte Joule.....	46
3.7.2.	Pèrdues magnètiques.....	47
	Pèrdues per corrents de Foucault.....	47
	Pèrdues pel cicle d'histèresis.....	48
3.7.3.	Pèrdues mecàniques.....	49
3.7.4.	Pèrdues totals i rendiment.....	49
4.	PREDIMENSIONAMENT DEL MOTOR	51
4.1.	Geometria del estator	51
4.2.	Geometria del rotor.....	51
4.3.	Debanats del motor	55
4.3.1.	Generalitats	55
4.3.2.	Tipus de debanat.....	57
	Factor d'enrotllament	57
	Nombre d'espines.....	59
	Nombre de conductors.....	59
	Secció del conductor.....	60
	Resistència per fase	60
4.3.3.	Caps de bobina	61
4.4.	Imants de ferrita del PMASynRM	62
4.4.1.	Desmagnetització dels imants de ferrita.....	63
4.4.2.	Elecció del imant	64
4.5.	Resum dels paràmetres del dimensionament analític del motor.....	65
5.	ANÀLISIS MAGNETOSTÀTIC DEL MOTOR	67
5.1.	Introducció als elements finits i el programa FEMM.....	67
5.2.	Obtenció dels paràmetres característics del motor	67
5.3.	Estudi preliminar de les inductàncies L_d i L_q del motor.....	69
5.4.	Estudi de les inductàncies L_d i L_q i la distribució de flux a l'entreferro del motor PMASynRM.....	73
5.5.	Estudi de la producció de parell del motor.....	80
5.6.	Estudi de la desmagnetització dels imants del motor.....	82
6.	ANÀLISIS DINÀMIC I ESPECIFICACIONS FINALS DEL MOTOR SÍNCRON DE RELUCTÀNCIA ASSISTIT AMB IMANTS DE FERRITA	85
6.1.	Estudi inicial.....	85

Disseny d'un motor síncron de reluctància assistit amb imants de ferrita per a una motocicleta elèctrica	5
6.2. Correcció de la relació de transmissió	88
6.3. Pes del motor	90
6.4. Especificacions finals del motor	91
CONCLUSIONS	93
AGRAÏMENTS	95
BIBLIOGRAFIA	97
ANNEX A. VIABILITAT ECONÒMICA I IMPACTE AMBIENTAL DEL PROJECTE	101
ANNEX B. PASSOS PER AL MUNTATGE DEL MOTOR	107
ANNEX C. PLÀNOLS DEL MOTOR	109
ANNEX D. DESCRIPCIÓ DEL CODI PER A LES SIMULACIONS	121

Glossari

a_c	nombre de fils per conductor
$a_{1,2}$	paràmetre geomètric del rotor
A_f	àrea frontal
B	camp magnètic
\hat{B}	camp magnètic màxim
\widehat{B}_{ce}	inducció màxima a la corona de l'estator
\widehat{B}_d	inducció màxima a les dents de l'estator
B_i	inducció intrínseca
B_m	inducció magnètica
B_r	inducció romanent
\widehat{B}_δ	inducció màxima a l'entreferro
$\cos(\varphi)$	factor de potència
$c_{1,2}$	paràmetre geomètric del rotor
C_d	coeficient de penetració aerodinàmic
d_c	diàmetre del fil per conductor
D	diàmetre de l'entreferro del motor
D_c	diàmetre del coixinet
D_{eix}	diàmetre del eix
D_{roda}	diàmetre de la roda

E	camp elèctric
f_{alim}	freqüència d'alimentació
f_c	freqüència de commutació
f_e	freqüència elèctrica
$f.e.m$	força electromotriu
f_r	coeficient de rodadura
F	força
F_g	força gravitatòria
F_r	força de resistència a la rodadura
F_w	força de resistència aerodinàmica
h_d	altura de la dent
H	intensitat de camp magnètic
H_c	intensitat de camp magnètic per fer nul·la la inducció o camp coercitiu
H_{ci}	intensitat de camp magnètica intrínseca per fer nul·la la inducció
H_e	intensitat de camp magnètica equivalent al nombre d'espines
i	corrent elèctric
i_a	corrent elèctric fase 'a'
$I_{d,q}$	corrent en eixos d-q
I_{fase}	corrent per fase
I_{max}	intensitat màxima
I_n	intensitat nominal

I_{pic}	valor pic de l'ona de corrent
I_{RMS}	corrent eficaç per fase
I_s	corrent per fase del estator
J	densitat de corrent elèctric
J_{max}	densitat de corrent elèctric màxima
J_{mot}	inèrcia de les masses rodants del motor
k_d	factor de distribució
k_{Fe}	factor d'apilament
k_{fouc}	coeficient d'ajust de les pèrdues de Foucault
k_{his}	coeficient d'ajust de les pèrdues d'histèresis
k_i	factor d'inclinació
k_{mag}	coeficient d'ajust de les pèrdues magnètiques totals
k_p	factor de pas
k_r	costella radial del rotor
k_{sin}	coeficient d'ajust de les pèrdues cinètiques d'una màquina síncrona
k_t	costella tangencial del rotor
k_v	factor d'ocupació de ranura
k_w	factor d'enrotllament
l	longitud
lem	longitud d'espira mitja
L	longitud del motor

L'	longitud equivalent del motor
L_{eq}	inductància equivalent
$L_{d,q}$	inductància en eixos d-q
m	nombre de fases
M	massa total
n_{motor}	velocitat angular del motor [rpm]
$nrpf$	nombre de ranures per pol i fase
N	nombre d'espines
N_c	nombre de coixinets
p	parells de pols
P_c	potència de les pèrdues dels coixinets
P_{elec}	potència activa elèctrica
P_{fouc}	potència específica de les pèrdues magnètiques de Foucault
P_{his}	potència específica de les pèrdues magnètiques d'histerèsis
P_{joule}	potència de les pèrdues per efecte Joule
P_m	potència del motor
P_m	potència de les pèrdues magnètiques totals
Q	nombre de ranures
Q_{elec}	potència reactiva elèctrica
r	radi de la roda
r_t	relació de transmissió

ρ	densitat de l'aire
R_s	resistència enrotllament estatòric
R_θ	resistència enrotllament estatòric a la temperatura θ
S	superfície
S_c	secció del conductor
S_{elec}	potència aparent
S_r	superfície de la ranura
S_{llc}	superfície de la ranura lliure per als conductors
T	període de l'ona
T_c	període de commutació
T_{off}	període de commutació en mode 'off'
T_{on}	període de commutació en mode 'on'
U_{batt}	tensió de bateria
v	velocitat
v_w	velocitat del vent
$V_{a,b,c}$	tensió de línia
V_{ab}	tensió fase-fase
V_{an}	tensió fase-neutre
$V_{d,q}$	tensió en referència d-q
V_n	tensió nominal
V_s	tensió del enrotllament estatòric

w	distància sobresortint del cap de bobina
z_Q	nombre de conductors per ranura
Z_t	nombre de conductors totals

Símbols grecs

α_i	mitjana aritmètica de la densitat de flux
α_i^e	angle de corrents
α_v	angle de pas de ranura
γ_p	pas polar en nombre de ranures
Γ	parell
Γ_e	parell electromagnètic
Γ_m	parell motor
Γ_n	parell nominal
Γ_{PM}	parell magnètic
Γ_{rel}	parell de reluctància
δ	longitud del entreferro
ε	permitivitat elèctrica
η_{motor}	rendiment del motor
η_t	rendiment de la transmissió
μ	permeabilitat magnètica
μ_0	permeabilitat magnètica del buit

ξ	saliency ratio o quocient d'inductàncies
ρ	resistivitat elèctrica
σ	conductivitat elèctrica
τ_{lam}	gruix de la laminació
τ_p	pas polar en unitats de longitud
τ_v	pas de ranura en unitats de longitud
$\tau_{1,2}$	angle geomètric del rotor
\emptyset	flux magnètic
$\widehat{\phi}_\delta$	flux magnètic màxim a l'entreferro
Ψ	flux magnètic concatenat
Ψ_{dq}	flux magnètic concatenat en eixos d-q
Ψ_{PM}	flux magnètic dels imants
Ψ_s	flux magnètic concatenat pel enrotllament estatòric
ω	velocitat angular [rad/s]
ω_e	velocitat angular elèctrica [rad/s]
ω_m	velocitat angular del motor [rad/s]
ω_{max}	velocitat angular màxima [rad/s]
ω_{roda}	velocitat angular a roda [rad/s]
\mathfrak{R}	reluctància
\mathfrak{R}_{eq}	reluctància equivalent

Acrònims

BMS	sistema de control de les bateries
ECU	unitat de control electrònic
IPM	motor d'imants interiors
MTPA	parell màxim per ampere
PMASynRM	motor síncron de reluctància assistit amb imants permanents
PMSM	motor síncron d'imants permanents
PWM	modulació per amplada de polsos
SOC	estat de càrrega de les bateries
SPMSM	motor síncron d'imants permanents a la superfície
Spoke	motor síncron de concentració de flux
SPWM	modulació per amplada de polsos sinusoïdal
SynRM	motor síncron de reluctància
SVPWM	modulació per amplada de polsos vectorial

1. Introducció

El transport representa aproximadament 1/3 sobre el consum d'energia final de la terra. Avui dia és majoritàriament depenent dels combustibles fòssils. Diversos escenaris apunten a l'esgotament d'aquestes reserves no renovables, que cada cop són més escasses i més difícils d'explotar en termes energètics i econòmics.

Mediambientalment, l'impacte de les emissions dels productes de la combustió dels combustibles fòssils provoca greus afectacions a la salut de les persones i altres espècies, i a més està desencadenant un canvi climàtic global de forma accelerada i que segurament va en contra dels interessos de la pròpia espècie humana que en treu profit d'aquests.

Per tot això, ja de fa uns anys, es planteja l'ús d'aplicacions elèctriques en substitució dels motors de combustió interna tradicionals. En l'actualitat, el punt dèbil per al desenvolupament general d'aplicacions elèctriques en el transport és la dificultat d'obtenir una alta densitat d'energia en la font energètica del vehicle, que pugui donar autonomia suficient per als desplaçaments. Amb el desenvolupament de les bateries de Li-Ió s'estan obtenint valors cada cop més alts d'energia específica, però encara lluny dels que s'obtenen amb els carburants per a motors de combustió interna.

Si en el desenvolupament de les motocicletes elèctriques, els motors síncrons d'imants permanents (PMSM) són els més utilitzats per la seva gran densitat de potència i els seu alt rendiment. Els imants dels motors són de terres rares, i tal com diu el seu nom, no són abundants i a més els minerals estan localitzats només en poques regions del planeta. Això els converteix en un recurs estratègic i fa que es plantegin alternatives a la utilització d'aquests imants en els motors. El motor d'inducció àmpliament conegut, que no utilitza imants, té l'inconvenient relacionat amb les pèrdues per efecte Joule del rotor que són inevitables. Això fa que el seu rendiment energètic sigui menor que el dels motors síncrons amb imants.

En aquest projecte es planteja el disseny d'un motor que utilitzi imants de ferrita en substitució d'imants de terres rares. Es pot fer amb un motor de concentració de flux (Spoke) o bé amb un motor de reluctància assistit amb imants de ferrita (PMASynRM), tots dos màquines síncrones. D'aquí neix la motivació del projecte, en que es pren com a referència el motor tipus Spoke plantejat a [9] i es proposa una nova geometria rotòrica per fer-lo del tipus PMASynRM i poder comparar d'alguna forma els dos dissenys.

1.1. Objectius

Estudiar i proposar el disseny d'un motor elèctric síncron de reluctància assistit amb imants permanents de ferrita que sigui una alternativa als d'imants de terres rares, per a la propulsió d'una motocicleta elèctrica tipus "scooter" a través d'una transmissió mecànica.

1.2. Abast

- Definir les especificacions del motor per a la propulsió d'una determinada motocicleta elèctrica.
- Proposar alternatives a l'ús d'imants permanents de terres rares.
- Definir la geometria rotòrica més adient per al motor síncron de reluctància assistit amb imants de ferrita.
- Fer el disseny electromagnètic del motor síncron de reluctància assistit amb imants de ferrita amb elements finits.
- Determinar les característiques de funcionament del motor.
- Presentar un estudi de viabilitat econòmica i mediambiental.
- Realitzar els plànols constructius del motor.

2. Descripció de l'aplicació per a la tracció d'una motocicleta elèctrica tipus scooter

Es tracta d'una motocicleta tipus scooter alimentada amb bateries de 48 V que ha de superar pendents α de fins el 30% a velocitats baixes, i que ha de desenvolupar una potència constant de 3 kW en un ampli marge de velocitats, com a mínim fins als 55 km/h. De característiques equivalents a les motocicletes amb motors de combustió interna de 49 cc de cilindrada.

2.1. Dinàmica de la motocicleta elèctrica

En aquest apartat del projecte s'estudia la dinàmica de la motocicleta per la propulsió de la qual es dissenyarà el motor elèctric. Es persegueix trobar les corbes Γ - ω (parell-velocitat) necessàries per a la tracció de la motocicleta i així dimensionar correctament el motor.

2.1.1. Descripció i modelització

A la figura 2.1 es mostren les forces que actuen sobre la motocicleta quan aquesta ha de superar un determinat pendent [1].

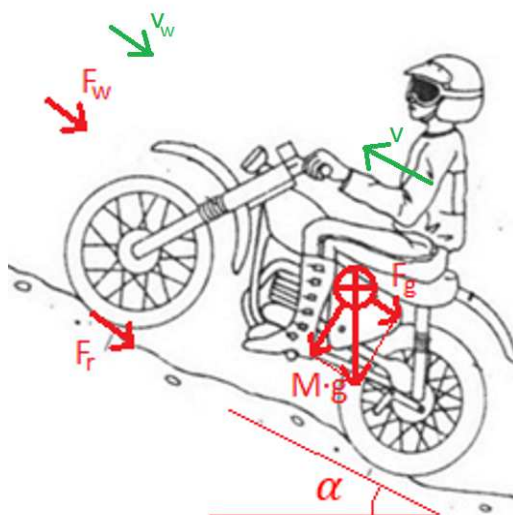


Figura 2.1. Forces que actuen sobre la motocicleta en un pendent

On F_w és la força de resistència aerodinàmica que exerceix l'aire sobre el vehicle, F_r és la força de resistència a la rodadura i F_g la força gravitatòria de component la direcció del moviment, v la velocitat lineal de la motocicleta, i la resta de paràmetres es defineixen a la taula 2.1 del següent subapartat:

$$F_w = \frac{1}{2} \cdot \rho \cdot A_f \cdot C_d \cdot (v - v_w)^2 \quad (2.1)$$

$$F_r = f_r \cdot M \cdot g \cdot \cos(\alpha) \quad (2.2)$$

$$F_g = M \cdot g \cdot \sin(\alpha) \quad (2.3)$$

D'acord amb la segona llei de Newton, la força necessària per traccionar el vehicle F_t és:

$$F_t = \delta \cdot M \cdot \frac{dv}{dt} + (F_w + F_r + F_g) \quad (2.4)$$

amb δ coeficient que converteix les inèrcies rotatives dels elements rodants a masses translacionals.

Si es té en compte la transmissió de la motocicleta amb roda tractora de radi r , relació de transmissió r_t i eficiència de la transmissió η_t ; el parell referit a l'eix del motor Γ_m i la velocitat de gir del motor ω_m es poden expressar com:

$$\Gamma_m = \frac{F_t \cdot r}{r_t \cdot \eta_t} \quad (2.5)$$

$$\omega_m = \frac{v \cdot r_t}{r} \quad (2.6)$$

2.1.2. Paràmetres físics i especificacions mínimes

Fent una ullada a l'estat de l'art de diferents fabricants de motocicletes elèctriques [2] i [3], juntament amb la bibliografia [4] on es proposa una simulació de la dinàmica d'un scooter, es prenen els diferents paràmetres físics del model aproximats sense entrar en més consideracions. Es mostren els seus valors a la taula 2.1.

Paràmetre	Valor
M (massa motocicleta + pilot)	200 kg
f_r (coeficient de rodadura)	0,01
C_d (coeficient de penetració aerodinàmic)	0,70
A_f (Àrea frontal)	0,6 m ²
rho (densitat del aire, segons ISA)	1,225 kg/m ³
r (radi de la roda, 120/70 x 12")	236,4 mm
v_w (velocitat del aire)	0 km/h
r_t (relació de transmissió)	10
η_t (rendiment de la transmissió)	0,97

Taula 2.1. Paràmetres característics del model

2.1.3. Simulacions i resultats

Per tal de simplificar l'estudi, considerant nul·la l'acceleració (es considera que la motocicleta avança a velocitat constant) i prenent la velocitat del vent v_w sempre zero, es simula el model de la dinàmica de la motocicleta segons l'apartat 2.1.1 mitjançant el programa MATLAB Simulink, prenent diferents pendents α i velocitats v .

A la figura 2.2 es representa les corbes parell velocitat del motor $\Gamma_m - \omega_m$ per aquestes condicions descrites. De les corbes pintades en negre es dedueix que per satisfer les especificacions mínimes, cal que la roda de la motocicleta desenvolupi aproximadament un parell constant base de 140 Nm en l'interval de velocitats 0 a 18,4 km/h, punt en que la recta de parell interseca la de potència constant de 3 kW.

També es vol que la motocicleta pugui desenvolupar una velocitat màxima de 55 km/h. Observant la corba del parell de càrrega en funció del pendent, per un pendent del 0%, es veu com un potència de 3 kW és suficient per traccionar la motocicleta fins als 77 km/h, que és la velocitat on es tallen la corba de càrrega amb la de potència constant.

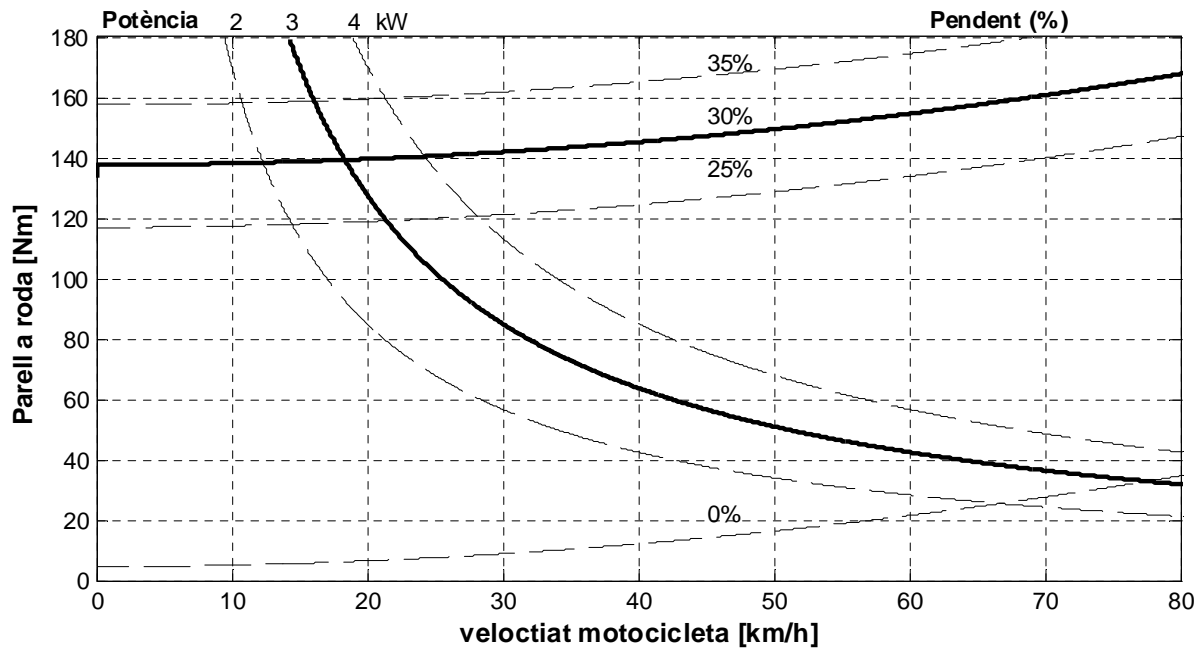


Figura 2.2. Corba de parell-velocitat requerida a la roda de la motocicleta

2.2. Alternatives de motors elèctrics per a la propulsió de la motocicleta

En l'actualitat, els motors més utilitzats per aquesta aplicació són els motors síncrons amb imants permanents que es coneixen comunament amb el nom de PMSM (Permanent Magnet Synchronous Motor) i en que la tracció es pot fer mitjançant una transmissió mecànica o bé amb un motor de tracció directa a roda.

En el cas d'un motor de tracció directa com els que es mostren a la figura 2.3, aquests van situats a la mateixa roda de la motocicleta prescindint d'una transmissió. Aquests motors, es construeixen disposant el rotor a la part exterior del motor i l'estator a la part interior, de forma inversa al que habitualment estem acostumats a veure en motors elèctrics tradicionals. Es col·loquen doncs imants permanents de terres rares a la superfície del rotor, i l'enrotllament va disposat a les ranures que hi ha entre les dents del estator. Generalment se'ls coneix com motors SPMSM (Surface Permanent Magnet Synchronous Motors).



Figura 2.3. Motor SPMSM a roda(Hub) de tracció directa, de rotor exterior

Si el motor PMSM es dissenya amb el rotor interior i l'estator a l'exterior, llavors és imprescindible l'ús d'una transmissió mecànica per transmetre la potència del motor a la roda de la motocicleta. Poden ser de dos tipus, amb els imants a la superfície o bé els imants incrustats a l'interior. En el primer cas, com ja hem dit abans, s'anomenen SPMSM i basen la producció de parell en la interacció magnètica dels imants amb el camp magnètic resultant d'excitar els debanats del estator, essent el parell de reluctància quasi nul. Pels d'imants a l'interior del rotor, anomenats IPM (Interior Permanent Magnet motor), la producció de parell es basa en la interacció magnètica d'igual forma que en els SPMSM, i a més es produeix parell també pel principi de reluctància al haver-hi diferència d'inductàncies amb la posició

A l'article [5] es fa una comparació de dos motors PMSM, l'un de tracció directa a roda de tipus SPMSM i l'altre amb transmissió també de tipus SPMSM. Com a conclusions es veu com l'eficiència i el pes del conjunt motor més tren de potència del motor amb transmissió és clarament favorable al motor a roda, tot i el pes i les pèrdues de la transmissió. A més es destaca els avantatges del motor amb transmissió pel que fa a la maniobrabilitat de la motocicleta, ja que la disposició del motor i tren de potència pot ser la mateixa que el motor de combustió, i per tant les inèrcies i pesos de les rodes (i el vehicle en conjunt) poden ser molt similars a les motocicletes actuals amb motors de combustió interna i transmissió.

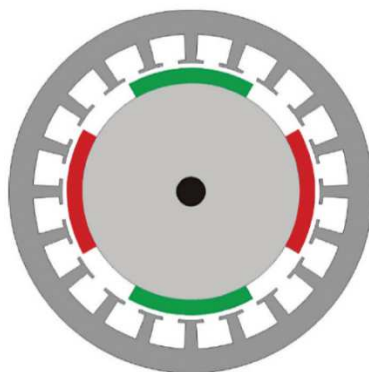


Figura 2.4. Motor SPMSM de rotor interior

Normalment, els motors PMSM, utilitzen imants permanent de terres rares i com s'ha comentat anteriorment basen la producció de parell en la interacció magnètica entre el rotor d'imants i els debanats del estator, figura 2.4. Aquests poden ser de Neodimi-Ferro-Bor (NdFeB) o bé de Samari-Cobalt (SmCo). Un estudi fet i publicat al desembre del 2011 pel departament d'energia dels E.U.A [6], analitza des d'un punt de vista estratègic els diferents materials utilitzats per aplicacions elèctriques. Al document es fa una classificació dels diferents materials en funció del risc de subministrament que tenen cadascun a partir d'uns criteris expressats en el mateix informe, i es comparen qualitativament els principals tipus d'imants permanents, tal i com es mostra a la figura 2.5.

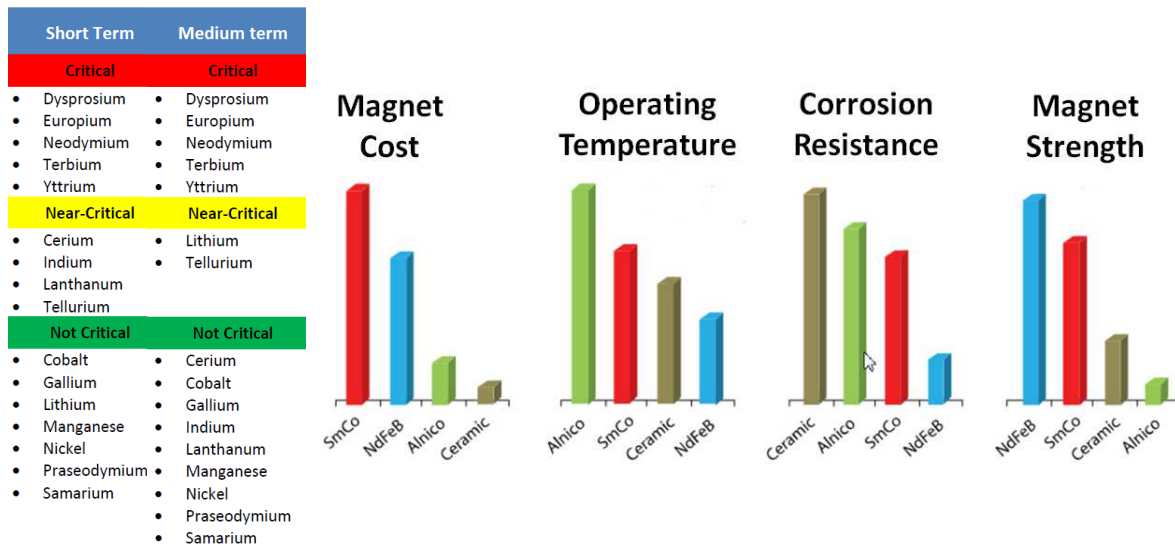


Figura 2.5. Taula de classificació dels materials segons el grau de criticitat per al subministrament, i comparativa dels diferents tipus d'imants permanents segons [6]

Segons l'estudi, doncs, es desaconsella l'ús del Neodimi a gran escala pels problemes de subministrament global que hi pugui haver a curt i mitjà termini, ja que el mineral es troba localitzat només en poques regions del planeta, principalment a la Xina. Per altra banda, els imants de SmCo tot i no estar classificats com d'alt risc per al subministrament, sí que són molt cars. Així doncs en general, els motors PMSM de terres rares tot i tenir una alta eficiència, una gran densitat de potència, gran densitat de parell, alt factor de potència i en general ser una opció tecnològicament molt bona; a nivell econòmic i de garanties de subministrament potser no són la millor opció per a la mobilitat elèctrica.

Com alternativa als imants de terres rares, avui en dia es coneixen molts materials tecnològicament adequats per ser utilitzats com a imants permanents com els materials metàl·lics magnètics (comunament Alnico) i els ceràmics (comunament ferrites).

A la figura 2.6 es dibuixen les corbes de desmagnetització dels principals imants permanents que s'utilitzen. Els imants Alnico tenen un valor d'inducció romanent molt alta, en canvi el camp coercitiu per desimantar-los és molt baix. Aquests presenten una corba de desmagnetització no lineal en el segon quadrant, la resta en canvi sí que presenten un comportament lineal. Es pot veure com els imants de Neodimi són els que tenen una major energia específica seguit dels de Samari-Cobalt i els de Ferrites.

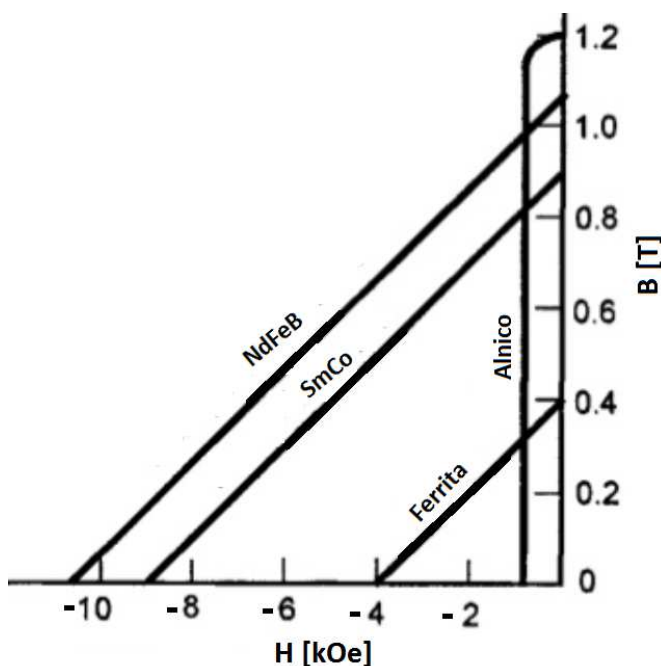


Figura 2.6. Corba de desmagnetització típica per diferents materials

Si es prescindeix dels imants de terres rares per a l'ús massiu de motors destinats a la mobilitat elèctrica d'acord amb les recomanacions de l'estudi [6] i els d'Alnico pel seu camp coercitiu extremadament baix, es pot plantejar l'opció de dissenyar un motor síncron amb imants de ferrita. Però la substitució de Neodimi per ferrites no és fàcil, ja que el Neodimi té una inducció romanent de l'ordre de 3 cops la de les ferrites i per tant s'han de buscar alternatives de disseny que compensin aquesta diferència com es fa a l'article [7].

Una és adoptar disposicions dels imants que afavoreixin la concentració de flux, es a dir que el flux en l'entreferro sigui superior a la romanent del imant com es fa en els motor de tipus "Spoke". En aquests motors, malgrat que hi ha un predomini del component degut a la interacció entre el flux magnètic i el corrent de l'estator, també apareix un parell de reluctància de certa consideració.

Un altra alternativa és recórrer a estructures rotòriques que facin que hi hagi una marcada diferència entre les inductàncies de la màquina en funció de la posició relativa del rotor. Els motors que treuen partit d'aquest fet i no utilitzen imants són coneguts com motors síncrons de

reluctància o SynRM. En aquests motors el rotor es pot construir amb xapes laminades disposades axialment o bé transversalment (figura 2.7), però normalment s'opta per la laminació transversal al ser l'axial constructivament molt complexa. Els de laminació transversal també es coneixen com amb barreres de flux.

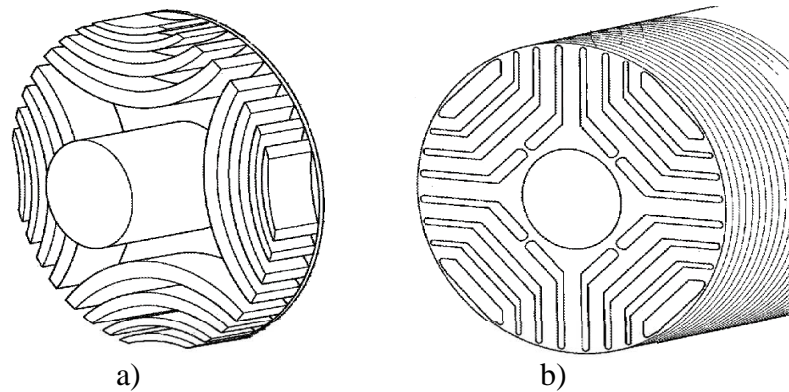


Figura 2.7 [8]. a) Laminació axial i b) laminació amb barreres de flux del rotor d'un motor síncron de reluctància

El parell electromagnètic d'un motor en eixos d-q es pot expressar com es fa a l'apartat 3.5 del projecte a l'equació 3.12. El motor tipus "Spoke" basa principalment la producció de parell en el terme de parell magnètic de la mateixa forma que ho fan els PMSM amb imants de terres rares. Es disposen els imants de ferrita de manera que s'aconsegueix concentrar i augmentar el flux magnètic dels imants. En canvi el motor PMASynRM és un motor síncron de reluctància on predomina el terme de reluctància en la producció de parell, gràcies a la diferència d'inductàncies en l'eix directe i en quadratura del rotor del motor, i en el qual s'han afegit imants a les barreres de flux per assistir d'aquesta forma el flux magnètic generat pels debanats del motor.

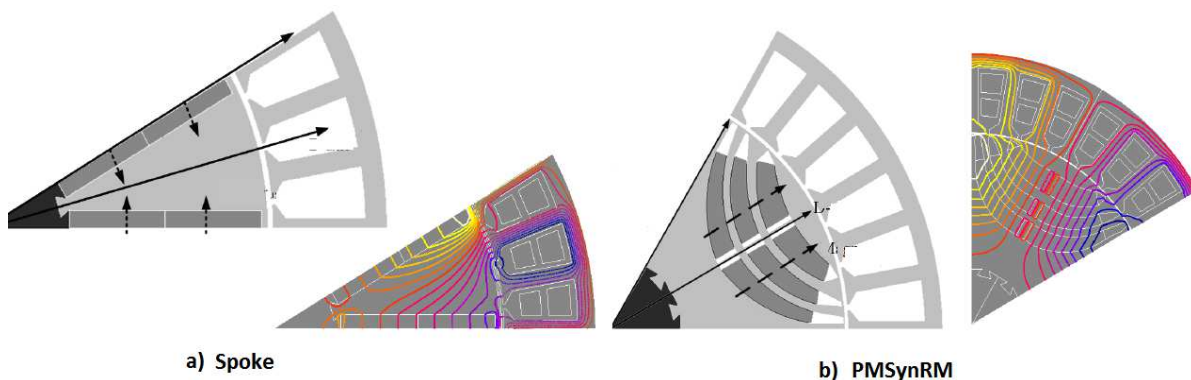


Figura 2.8 [7]. Representació d'un pol d'un motor tipus Spoke i PMSynRM

Tant l'estator com el rotor de xapa magnètica del motor es laminen per minimitzar les pèrdues per corrents paràsites o de Foucault. Aquesta laminació, es pot fer axialment o radialment a l'eix del motor (figura 2.8), però normalment s'opta per la laminació transversal al ser l'axial constructivament molt complexa.

En general amb tots els motors PMSM s'obtenen valors d'eficiència més alts que en el motor popularment conegut d'inducció, ja que pel rotor no hi circulen corrents induïdes i per tant no hi ha pèrdues d'efecte Joule que sí que són significatives en les barres del rotor curtcircuitades del motor d'inducció.

2.3. Elecció del motor PMASynRM

En el present projecte s'opta per traccionar la motocicleta elèctrica tipus "scooter" a través d'una transmissió mecànica i un motor PMASynRM amb barreres de flux. Es té clar que es vol fer un disseny d'un motor que prescindeixi de l'ús d'imants de terres rares, i en substitució utilitzi imants de ferrita.

Es pren com a referència el projecte [9] en que es dissenya un motor tipus "Spoke" per a la mateixa aplicació descrita de 6 pols, així doncs es busca analitzar l'altra tipologia de motor síncron amb imants de ferrita amb el mateix nombre de pols per poder-ne comparar el seu funcionament; com també es fa en projectes europeus cofinançats per la comissió europea com el ARMEVA (Advanced reluctance motors for electric vehicle applications), el SYRNEMO (Synchronous reluctance next generation efficient motors for electric vehicles).

Partint doncs de la mateixa o similar configuració estatòrica, s'estudiarà l'estructura rotòrica que millor satisfaci els requeriments de parell i potència que l'aplicació requereix. Cal dir però, que la inducció romanent B_r dels imants de ferrita és aproximadament 3 vegades inferior a la dels imants de terres rares. Per tant ja d'entrada, amb aquest motor, desgraciadament no es podrà obtenir la mateixa densitat de potència o parell que es pugui obtenir amb un motor PMSM de terres rares.

2.3.1. Descripció de la transmissió mecànica

La roda de la motocicleta triada té un radi r de 236,4 mm, i es vol que propulsi el vehicle fins a una velocitat màxima de 55 km/h. A la següent taula 2.2 es mostra la relació que hi ha entre la velocitat lineal de la motocicleta i la velocitat angular de la roda en les dos regions de la corba parell-velocitat que requereix l'aplicació:

v (km/h)	w (rpm)	
0 – 18,4	0 – 206,5	Zona de parell constant
18,4 - 55	206,5 – 617,1	Zona de potència constant

Taula 2.2. Dinàmica de la motocicleta per zones

La velocitat angular màxima en la zona de parell constant és de 206,5 rpm. Històricament les màquines elèctriques s'han fabricat per funcionar alimentades a freqüència 50 Hz, i que es correspon en un motor de 2 pols a una velocitat angular de 3000 rpm. En qualsevol motor, la velocitat angular w_{motor} a la que gira per una freqüència d'alimentació f_{alim} donada, és inversament proporcional al nombre de parells de pols p de la màquina, equació 2.7. Així doncs es pot ajustar la velocitat angular del motor a la de l'aplicació augmentant el nombre de parells de pols, o bé utilitzant una transmissió reductora.

$$w_{motor}[rpm] = \frac{f_{alim}[Hz] \cdot 60}{p} \quad (2.7)$$

Si s'augmenta el nombre de pols d'un motor PMASynRM, la seva complexitat constructiva augmenta. En general es recomana que un motor d'imants de ferrita del tipus PMASynRM en el rang de potències baixes de l'ordre de pocs kW sigui de 4 a 8 pols. Per tant doncs, serà necessari preveure una transmissió reductora amb la següent relació de reducció entre la velocitat angular del motor i la velocitat angular de la roda:

$$r_t = \frac{w_{motor}}{w_{roda}} = \frac{D_{roda}}{D_{eix}} \quad (2.8)$$

En aquest treball no s'estudiarà ni dissenyarà la transmissió mecànica, però sí que s'indicarà la r_t necessària per l'aplicació donada d'acord amb el motor dissenyat. A la figura 2.9 es representa el plànol en 3D de la transmissió que utilitza la motocicleta Peugeot E-Vivacity.

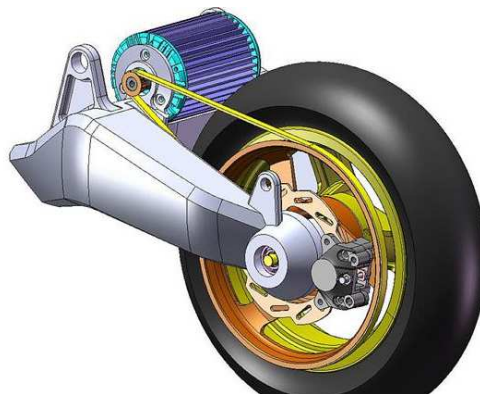


Figura 2.9 [3]. Representació de la transmissió d'una motocicleta elèctrica tipus "scooter"

Una altra forma d'expressar la relació de transmissió és amb el diàmetre del pinyó del eix del motor D_{eix} i el del pinyó de la roda D_{roda} on anirà acoblada la corretja o cadena de baules de la transmissió, tal i com s'ha descrit a l'equació 2.8. El diàmetre del pinyó de la roda està limitat a com a molt el diàmetre de la llanta de la roda de la scooter, en aquest cas al ser roda 120/70 12", $D_{roda} \leq 0,3048 \text{ mm}$. El diàmetre del pinyó de l'eix, per raons de resistència mecànica de l'eix, no pot ser tot lo petit que es vulgui.

2.4. Tren de potència de la motocicleta

En aquest projecte es realitza únicament el disseny del motor encarregat de la propulsió de la motocicleta elèctrica, tot i que en aquest apartat es dona una breu explicació de tot el conjunt elèctric encarregat de la propulsió del vehicle. A la figura 2.10 es representa el tren de potència de la motocicleta. El conjunt el formen la bateria, el convertidor, el motor, el controlador i els elements de mesura i sensors.

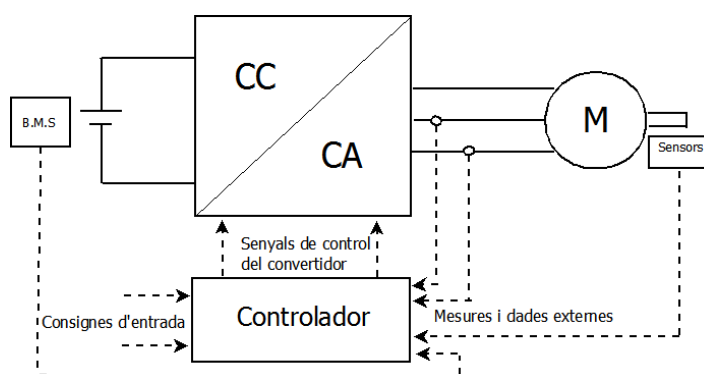


Figura 2.10. Esquema bàsic del tren de potència del motor

2.4.1. Bateria i BMS

La bateria o bateries de la motocicleta són les encarregades d'emmagatzemar i subministrar l'energia necessària per a la tracció del vehicle. Les bateries són un convertidor electroquímic reversible, fet que ens permet descarregar-les i tornar-les a carregar. Existeixen diferents tipus de tecnologies, tot i que avui dia en aplicacions de mobilitat les de Liti-Ió són les més utilitzades.

Una bateria està formada per un conjunt de cel·les i subministra l'energia en corrent continu a un nivell de tensió que varia segons el estat de càrrega (SOC) tal i com s'explica a [10].

Per assolir els nivells de tensió-corrent i energia emmagatzemada desitjats, s'han de disposar diferents cel·les en sèrie-paral·lel per construir la bateria del vehicle com es mostra a la figura 2.11. Cada branca de la bateria està conformada per 'm' cel·les per on circula el mateix corrent i cadascuna de les 'n' branques es vol que conformin el mateix nivell de tensió.

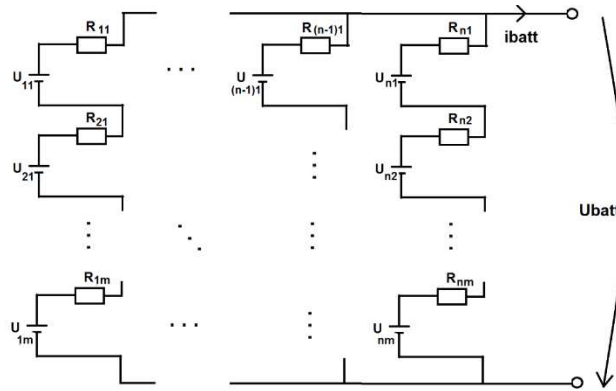


Figura 2.11. Esquema equivalent de la connexió sèrie-paral·lel de les cel·les, que conformen la bateria

El nivell de tensió total i corrent que circula per la bateria es pot aproximar per les expressions 2.8 i 2.9, on la capacitat total de la bateria és la suma de cadascuna de les cel·les que la conforma.

$$U_{batt} = \sum_{i=1}^m U_{i,j} ; I_{batt} = \sum_j^n I_j \quad (2.8 \text{ i } 2.9)$$

Un altre element lligat a les bateries és el BMS (del anglès Battery Management System). S'encarrega de la gestió intel·ligent de cadascuna de les cel·les de la bateria, a fi de garantir una operació segura i un ampli cicle de vida. Ho aconsegueix principalment equalitzant les tensions i monitoritzant el SOC de cadascuna de les cel·les.

Es comunica amb el controlador del sistema per tal d'operar sempre en un rang de seguretat. Hi ha moltes formes d'implementar-lo i moltes estratègies de control del BMS.

2.4.2. Convertidor

El convertidor CC/CA o inversor és l'encarregat de transformar l'energia subministrada per les bateries en corrent continu a energia en corrent alterna per alimentar el motor.

Es tracta d'un inversor trifàsic controlat amb interruptors de potència. L'estructura bàsica (Figura 2.12) del convertidor és la de 3 branques en paral·lel per cadascuna de les 3 fases amb un interruptor connectat al bus de tensió positiu (High) i un altre al bus de tensió de referència (Low). A part d'aquesta tipologia existeixen d'altres més complexes múltiples de 6 que inclús milloren les prestacions del conjunt.

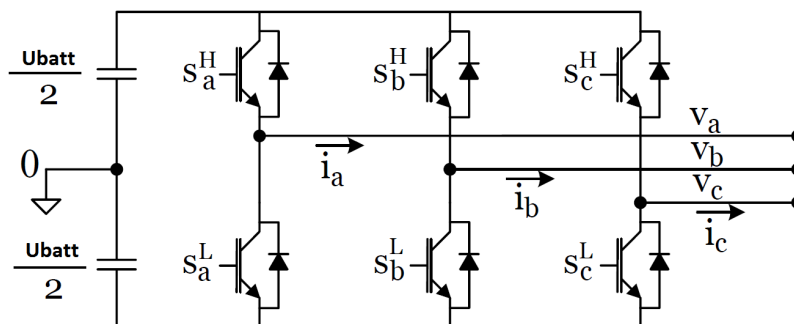


Figura 2.12. Esquema d'un inverter trifàsic amb interruptors IGBT

Existeixen diverses estratègies de control del convertidor, no és objecte d'aquest projecte estudiar-les i simplement se'n fa una breu descripció per poder caracteritzar cadascuna de les tensions V_a , V_b o V_c de que s'alimentarà el motor.

Consisteix en tancar els interruptors un temps T_{on} i obrir-los un temps T_{off} en funció de la tensió desitjada a aplicar als debanats del motor. Tots els interruptors es controlen amb el mateix període $T = 2 \cdot (T_{on} + T_{off})$. El tancament de cadascun dels interruptors de la branca "High" estan desfasats $1/3$ del període T , i el mateix pels de la branca "Low". Els interruptors de la mateixa branca mai poden conduir a la vegada i treballen desfasats a $\frac{T}{2}$.

Modulació bàsica (ona quadrada)

En la modulació bàsica, el període T correspon a l'inversa de la freqüència f_e d'alimentació del motor. A la figura 2.13 es mostra les tensions entre fases i fase-neutre suposant que l'inversor alimenta una càrrega amb connexió estrella (Y), per un $T_{on} = 0,25 \cdot T$. Es pot observar com les tensions entre fases resultants tenen forma d'ona quadrada amb el conseqüent alt contingut harmònic si ho comparem amb l'ona sinusoidal que es desitja.

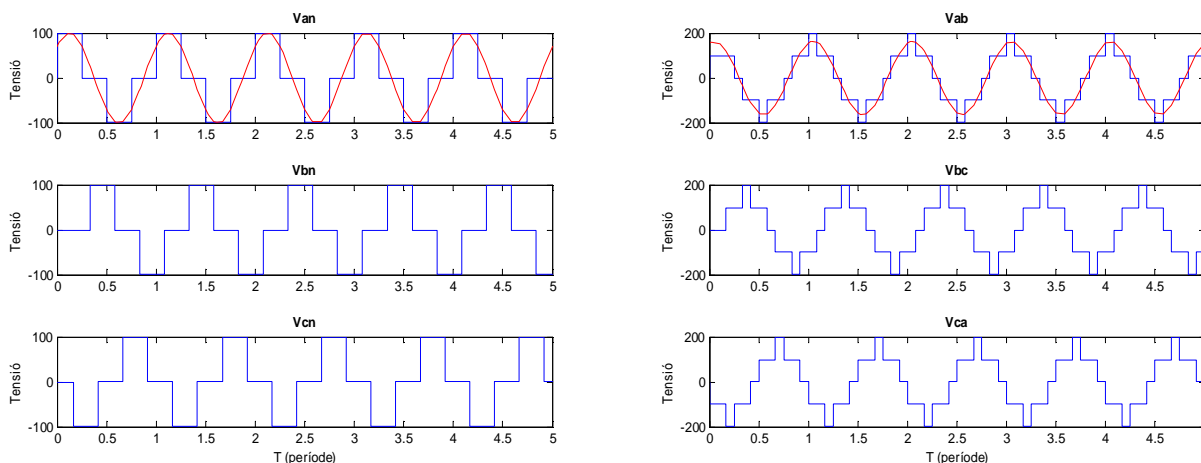


Figura 2.13. Tensions de fase i fase-neutre a la sortida del inverter amb modulació bàsica

El desenvolupament per series de Fourier del contingut harmònic aboca a la següent expressió instantània de les tensions de fase:

$$v_{ab} = \sum_{n=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4 \cdot U_{batt}}{n \cdot \pi} \cdot \sin\left(\frac{n \cdot \pi}{3}\right) \cdot \sin n \cdot \left(\omega \cdot t + \frac{\pi}{6}\right) \quad (2.10)$$

Es vol conèixer el valor eficaç de la tensió màxima que es pot obtenir a la part d'alterna en funció de la tensió del bus d'entrada U_{batt} . Cal doncs integrar l'equació 2.10 d'acord amb la definició del valor eficaç i es troba:

$$V_{ab} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot U_{batt} = 0,8165 \cdot U_{batt} \quad (2.11)$$

que deriva en l'equació 2.12 si es vol conèixer el valor de l'harmònic fonamental.

$$V_{ab1} = \frac{4 \cdot U_{batt} \cdot \sin 60^\circ}{\sqrt{2} \cdot \pi} = 0,7797 \cdot U_{batt} \quad (2.12)$$

Si es tracta d'avaluar un sistema trifàsic, simètric i equilibrat; de l'equació 2.11 es dedueix que el valor eficaç amb tot el contingut harmònic de la tensió màxima disponible fase-neutre és:

$$V_{an} = \frac{V_{ab}}{\sqrt{3}} = \frac{\sqrt{2} \cdot U_{batt}}{3} = 0,4714 \cdot U_{batt} \quad (2.13)$$

Modulació per SVPWM (ona sinusoidal)

Existeixen altres mètodes que permeten reduir el contingut harmònic de les tensions generades, s'aconsegueix amb el que s'anomena modulació per amplada de polsos PWM (Pulse Width Modulation) de l'anglès. Les senyals PWM s'apliquen als interruptors, que se'ls obliga a treballar a freqüències molt més altes que les tensions i corrents sinusoidals equivalents. Té l'avantatge principal de reduir el contingut harmònic i per tant els corrents i les pèrdues de conducció, en contrapartida, al treballar a més alta freqüència augmenten les pèrdues de commutació lligades als interruptors de potència del convertidor.

Per aconseguir els senyals PWM, normalment es compara una ona sinusoidal de freqüència f_e igual a la desitjada per les tensions, amb una senyal triangular portadora de freqüència f_c molt més alta que f_e . Com a resultat s'obté una ona de pols rectangular l'amplada de la qual està

modulada al llarg del període T i amb una commutació cada període T_c (figura 2.14). Si s'analitza el contingut harmònic de les tensions resultants, ens n'adonarem que s'aconsegueix reduir-lo i concentrar-los a les freqüències enteres i múltiples de la freqüència f_c . Utilitzant un filtre passa baixos es poden eliminar fàcilment.

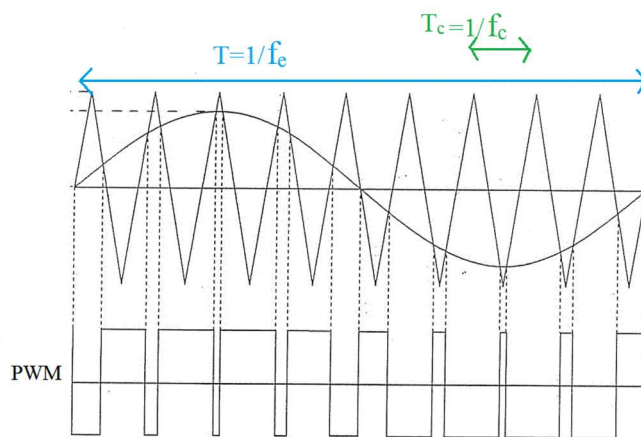


Figura 2.14. Obtenció del senyal PWM

Una estratègia particular del PWM és el SVPWM (Space Vector Pulse Width Modulation), molt utilitzada pel control de parell degut a la seva senzillesa al treballar amb tensions bifàsiques en referència d'eixos d-q en comptes de trifàsiques en referència abc [11], que genera una mínima distorsió harmònica i proporciona una millor utilització de la font de tensió d'entrada. En definitiva una tensió màxima de sortida de l'inversor més elevada que la que es pot obtenir, per exemple, amb la modulació sinusoidal SPWM [12].

Emprant la tècnica SVPWM s'obté que la tensió màxima sintetitzable de valor constant en eixos d-q per una càrrega en Y és:

$$V_{d-q,max} = \frac{\sqrt{3}}{3} \cdot U_{batt} \quad (2.14)$$

Que es correspon a un valor eficaç de la tensió fase-neutre de valor:

$$V_{an,max} = \frac{\sqrt{3}}{3 \cdot \sqrt{2}} \cdot U_{batt} = 0,4082 \cdot U_{batt} \quad (2.15)$$

2.4.3. Controlador

És el cervell del tren de potència, s'encarrega de controlar l'estat dels interruptors del convertidor a partir de les consignes desitjades a aplicar al motor. En aplicacions de mobilitat, s'acostuma a conèixer com ECU(Electronic control unit). Rep les mesures en temps real dels elements de mesura i control del tren de potència. D'aquesta forma el controlador, es capaç d'ordenar que tot el sistema operi dins els límits permesos.

En general, per l'aplicació descrita, es fa un control de velocitat en llaç tancat. Es pot implementar, per exemple, amb una tipologia en cascada i controladors de tipus PI com es proposa a [4].

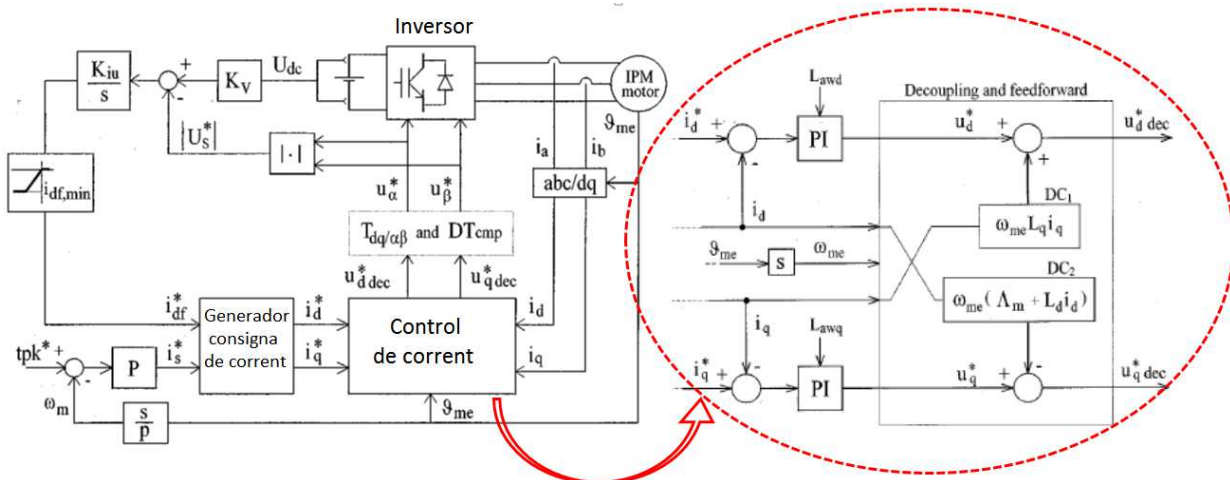


Figura 2.16. Diagrama de blocs del control d'un motor IPM [13]

2.4.4. Elements de mesura i sensors

Són els diferents elements encarregats de mesurar la tensió i temperatura de les cel·les de la bateria, els corrents per fase d'alimentació del motor i la velocitat angular del motor; i tants paràmetres com es desitgi, i enviar les dades al controlador per a que les gestioni.

Pel motor PMASynRM que s'ha escollit per traccionar la motocicleta tipus "scooter" es important conèixer la posició relativa del rotor respecte l'estator. Per determinar-la, es pot fer mitjançant un "encoder" amb sortida de tipus digital o bé un "resolver" de tipus analògic, acoblat a un dels extrems de l'eix del motor. Hi han altres mètodes per conèixer la posició del rotor respecte l'estator sense l'ús de sensors com s'estudia a [13]. En tot cas, aquest mètodes són molt complexes.

La millor tria és la d'un "encoder" de tipus absolut, que permet conèixer sempre la posició relativa del rotor respecte l'estator i no cal calibrar-lo a cada arrancada del motor com si que s'hauria de fer amb un "encoder" de tipus incremental.

3. El motor síncron de reluctància assistit amb imants permanents

3.1. Principals lleis que governen el funcionament dels motors elèctrics

En aquest apartat es vol detallar les principals lleis de la física i equacions que se'n deriven que expliquen i governen el funcionament de les màquines elèctriques, i més concretament els motors elèctrics. La força de Lorentz es formula com:

$$d\mathbf{F} = dQ \cdot (\mathbf{E} + \mathbf{v} \times \mathbf{B}) = dQ \cdot \mathbf{E} + i \cdot d\mathbf{l} \times \mathbf{B} \quad (3.1)$$

El primer terme es coneix com la força elèctrica i el segon terme com a força magnètica. En concret, el segon terme, a partir d'ara el coneixerem com a força de Lorentz i és fonamental en la producció del parell en les màquines elèctriques.

$$|\mathbf{F}| = l \cdot |\mathbf{i}| \cdot |\mathbf{B}| \cdot \sin(\theta) \quad (3.2)$$

La figura 3.1 representa la força de Lorentz que experimenta un conductor de llargada l , sotmès a un camp magnètic \mathbf{B} per on hi circula un corrent elèctric \mathbf{i} .

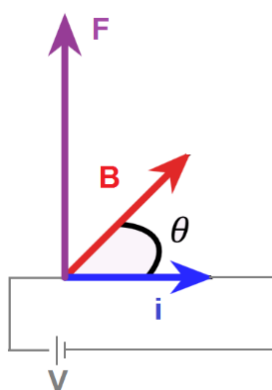


Figura 3.1. Il·lustració de la força de Lorentz per un conductor per on circula un corrent i sotmès a un camp magnètic \mathbf{B}

Per altra banda, la llei d'inducció de Faraday expressa que el canvi d'inducció magnètica \mathbf{B} que penetra una superfície \mathbf{S} , és igual a la integral del camp elèctric \mathbf{E} sobre la línia l al voltant de la superfície \mathbf{S} i de signe contrari.

$$\oint_{J_l} \mathbf{E} \cdot d\mathbf{l} = \frac{d}{dt} \int_S \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S} = -\frac{d\phi}{dt} \quad (3.2)$$

L'equació 3.2 doncs, s'utilitza per determinar les tensions induïdes als debanats d'una màquina elèctrica, la determinació de les pèrdues per corrents de Foucault i l'efecte pel·licular en els conductors. Si tenim una bobina amb N espises, es pot expressar l'equació 3.2 com:

$$fem = -N \frac{d\phi}{dt} = -\frac{d\Psi}{dt} \quad (3.3)$$

On Ψ és el flux total concatenat per les N espises de la bobina i fem és la força electromotriu. La llei d'Ampère (eq. 3.4), diu que un corrent $i(t)$ penetrant una superfície \mathbf{S} i incloent la variació de flux elèctric, ha de ser igual a la integral del flux magnètic \mathbf{H} al llarg de la línia de longitud l al voltant de la superfície S .

$$\oint_l \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = \int_S \mathbf{J} \cdot d\mathbf{S} + \frac{d}{dt} \int_S \mathbf{D} \cdot d\mathbf{S} = i(t) + \frac{d\Psi_e}{dt} \quad (3.4)$$

El segon terme de l'expressió (eq. 3.4) es coneix com el corrent de desplaçament de Maxwell, i es menyspreable si la freqüència de les ones electromagnètiques a estudi no són molt altes. En les màquines elèctriques en general, i en els motors elèctrics en concret, el que es coneix com la forma estàtica de la llei d'Ampère (eq. 3.5), on el valor instantani de la suma dels corrents $i(t)$ s'anomena corrent concatenat Θ .

$$\oint_l \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = \int_S \mathbf{J} \cdot d\mathbf{S} = \sum i(t) = \Theta(t) \quad (3.5)$$

Finalment es defineixen a les equacions 3.6, 3.7 i 3.8 la permitivitat elèctrica ϵ , la permeabilitat magnètica μ i la conductivitat elèctrica σ respectivament; que determinen la dependència entre la intensitat del camp elèctric o magnètic amb la densitat de flux elèctric i magnètic o la densitat de corrent del medi.

$$\mathbf{D} = \epsilon \cdot \mathbf{E} \quad (3.6)$$

$$\mathbf{B} = \mu \cdot \mathbf{H} \quad (3.7)$$

$$\mathbf{J} = \sigma \cdot \mathbf{E} \quad (3.8)$$

3.2. Introducció als motor síncrons de reluctància

Com bé diu el seu nom, la família de motors síncrons de reluctància es basen en el principi de reluctància per la producció de parell. Aquest principi es pot explicar il·lustrativament amb la figura 3.2 [14]. S'hi representa un objecte de propietats magnètiques isotròpiques, amb geometries diferents en l'eix d i q.

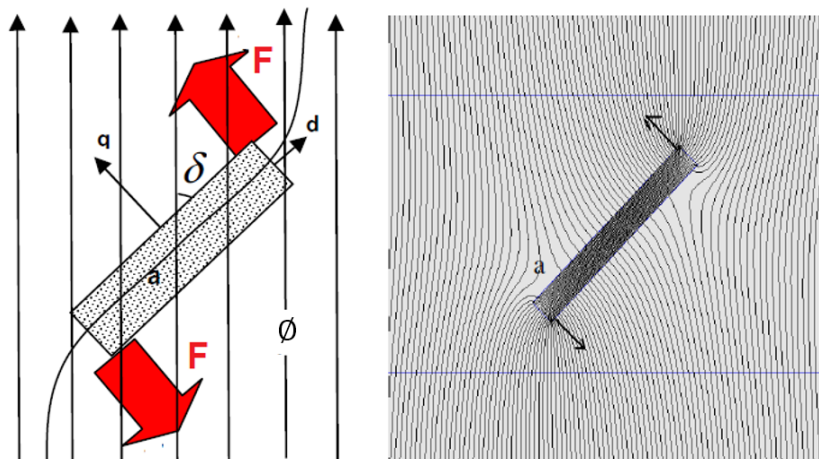


Figura 3.2 [14]. Parell de reluctància

Sotmès a un camp magnètic ϕ , apareix un parell sobre l'objecte si l'angle entre l'eix d i el camp magnètic és diferent a zero $\delta \neq 0$. En aquesta situació l'objecte introdueix una distorsió en les línies de camp magnètic, que sempre segueixen el camí de mínima reluctància, d'acord amb la següent expressió:

$$\mathfrak{R} = \frac{l}{\mu \cdot S} \quad (3.9)$$

\mathfrak{R} és la reluctància, l la longitud que segueixen les línies de camp magnètic, μ la permeabilitat del medi i S la secció que travessen les línies de camp magnètic. La reluctància és un concepte en circuits magnètics anàleg a la resistència òhmica en circuits elèctrics.

S'assoleix la mínima reluctància quan $\delta = 0$, i llavors es té una posició d'equilibri o mínima energia, amb una distribució uniforme del camp magnètic.

En els motors, el fenomen de reluctància, s'analitza a través de la inductància del circuit magnètic corresponent que forma la màquina elèctrica. A la figura 3.3 es representa la variació de la inductància d'un circuit magnètic senzill en funció de la posició relativa del rotor al estator.

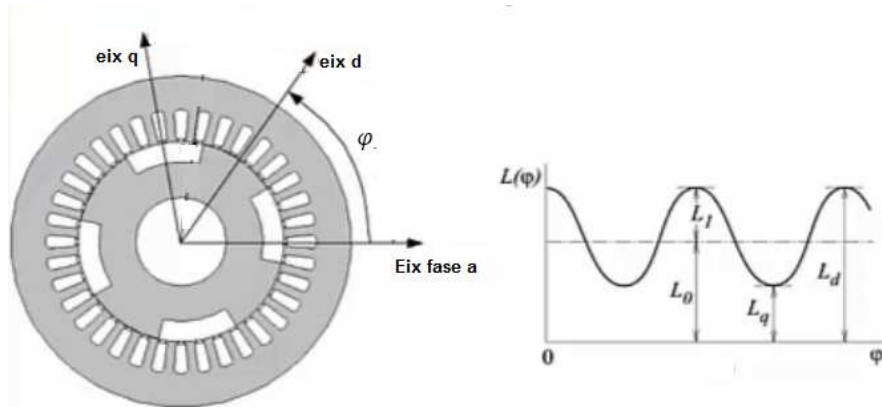


Figura 3.3 [15]. Secció motor de reluctància i variació d'inductància en funció de l'angle φ

Si s'alimenta el motor amb corrent continu de valor constant, la inductància del circuit magnètic variarà en funció de la posició relativa del rotor, amb un valor màxim de L_d quan l'eix-d s'alineï amb el flux magnètic provinent del estator i amb un valor mínim L_q quan ho faci l'eix-q. L'expressió general en aquest cas es pot escriure com:

$$L(\varphi) = \frac{1}{2} \cdot [L_d + L_q + (L_d - L_q) \cdot \cos(2\varphi)] \quad (3.10)$$

3.3. Modelització en eixos d-q del motor PMASynRM

En aquest apartat es descriu la modelització del motor síncron de reluctància assistit amb imants permanents (PMASynRM), obtenint les equacions bàsiques i simplificades que descriuen el comportament elèctric i mecànic del motor.

Es fan les següents hipòtesis:

- Distribució del camp magnètic en els debanats del estator perfectament sinusoidal i es menysprea l'existència de les ranures en el estator per la disposició dels conductors.

- El comportament de la xapa magnètica del estator i del rotor és lineal, i no hi ha pèrdues d'histerèsis per alineament dels dipòls magnètics. Així es menyspreen els efectes de la saturació magnètica.

- Permeabilitat magnètica de la xapa magnètica infinita en front a l'aire i els imants. Així es menyspreen les pèrdues per efecte Foucault al ferro degudes a les tensions induïdes.

La forma més habitual de caracteritzar els paràmetres elèctrics del motor és definir-los en referència trifàsica fixa al estator solidària als debanats abc . Si es presenten les equacions de la

dinàmica elèctrica del motor amb referència fixa al estator ens trobem que el valor de la majoria de paràmetres són variables en funció de la posició del rotor respecte l'estator. Amb el rotor en moviment, les ràpides variacions d'aquests paràmetres fa que l'anàlisi del comportament dinàmic del motor sigui molt complex.

R. H. Park [16], va formular un canvi de base per tal d'eliminar la dependència de la posició relativa del rotor en el model. Per fer-ho, cal aplicar dues transformacions matricials encadenades a les variables en eixos abc de la màquina. Una primera transformació lineal que consisteix en la reducció de les tres variables expressades en tres eixos abc separats 120° entre ells en un pla, a una nova referència amb dos eixos perpendiculars $\alpha\beta$ en el mateix pla; anomenada comunament com transformació de Clarke. La segona transformació es tracta d'una rotació d'un cert angle θ de la referència ortonormal $\alpha\beta$ a una nova referència d-q. D'aquesta manera les equacions del motor s'expressen amb una referència fixa al rotor.

Per fer el canvi de variables [17], s'imposa igualtat d'intensitat del camp magnètic creada pels tres corrents abc amb els dos corrents d-q, establint la relació $\frac{N_{abc}}{N_{dq}}$ entre els debanats del motor en eixos abc amb els debanats en eixos d-q. Si el que es vol es conservar la potència, aquesta relació ha de prendre valor $\frac{\sqrt{2}}{\sqrt{3}}$, en canvi si el que es desitja és conservar el mòdul dels fasors intensitat el quocient $\frac{N_{abc}}{N_{dq}}$ és $\frac{2}{3}$, tal i com es pren en el present treball.

L'equació general derivada de la llei d'ohm, per les tensions i corrents al estator del motor és [18]:

$$\vec{V}_s = R_s \cdot \vec{I}_s + j \cdot \omega_e \cdot \vec{\Psi}_s + \frac{d\vec{\Psi}_s}{dt} \quad (3.11)$$

On \vec{V}_s és el fasor de tensió d'un dels debanats del estator, R_s la resistència òhmica del debanat, \vec{I}_s és el fasor de corrent elèctrica que hi circula, $\vec{\Psi}_s$ és el fasor del camp magnètic concatenat per les bobines del debanat estatòric i ω_e és la velocitat angular dels fasors descrits. Si ens fixem, el terme $R_s \cdot \vec{I}_s$ correspon a la caiguda de tensió dels debanats degut a la resistència. El segon terme correspon a la força contra electromotriu (f.e.m.) que experimenten els debanats del motor degut a la seva rotació, i finalment el terme $\frac{d\vec{\Psi}_s}{dt}$ indica el règim transitori del camp magnètic.

La figura 3.4 mostra el circuit equivalent en eixos abc i d-q del motor PMASynRM.

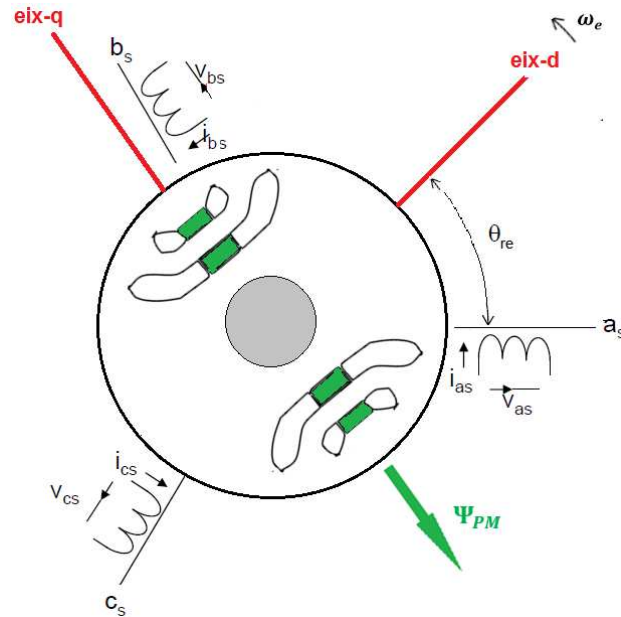


Figura 3.4. Diagrama conceptual d'un PMASynRM d'un parell de pols

Per fer el desenvolupament de l'equació 3.11 es parteix de la referència en sincronisme del rotor d'eixos d-q, després de fer la transformació de Park, tal i com s'ha explicat anteriorment. Es defineix:

$$\vec{V}_s = V_d + j \cdot V_q \quad (3.12)$$

$$\vec{I}_s = I_d + j \cdot I_q \quad (3.13)$$

$$\vec{\Psi}_s = \Psi_d + j \cdot \Psi_q \quad (3.14)$$

Agrupant i reordenant termes de les equacions 3.11, 3.12, 3.13 i 3.14 s'obté:

$$V_d = R_s \cdot I_d + \frac{d\Psi_d}{dt} - \omega_e \cdot \Psi_q \quad (3.15)$$

$$V_q = R_s \cdot I_q + \frac{d\Psi_q}{dt} + \omega_e \cdot \Psi_d \quad (3.16)$$

On V_d i V_q són les tensions en eixos d-q, I_d i I_q els corrents en eixos d-q, mentre que Ψ_d i Ψ_q són els flux magnètics concatenats.

En la literatura, normalment es pren com eix-d aquell per on circula més fàcilment el camp magnètic. En canvi l'eix-q és aquell on les línies de flux tenen més obstacles i la permeabilitat del circuit és més baixa. En el cas doncs d'un PMASynRM, a diferència d'un SPMSM per exemple, el flux concatenat degut als imants permanents està alineat amb l'eix-q de la referència síncrona del rotor .

Els fluxos magnètics concatenats són funció de I_d i I_q . Tot i que en el present treball no es demostra, en qualsevol màquina elèctrica hi ha una correlació o acoblament magnètic entre l'eix d i q. Això vol dir, que el flux magnètic derivat del corrent en l'eix d satura algunes zones de la màquina, produint un efecte inevitable sobre el flux concatenat en l'eix q degut al corrent en l'eix q, i viceversa. Si es menysprea l'efecte de l'acoblament magnètic entre inductàncies o "cross-coupling" tal i com és proposa a [19], es pot dir que aquests varien linealment de forma:

$$\Psi_d(I_d, I_q) = \Psi_d(I_d) = L_d \cdot I_d \quad (3.17)$$

$$\Psi_q(I_d, I_q) = \Psi_q(I_q) = L_q \cdot I_q - |\Psi_{PM}| \quad (3.18)$$

On L_d i L_q són les inductàncies en eixos d i q del motor, i Ψ_{PM} és el flux magnètic dels imants per un corrent nul.

Com ja s'ha dit a les hipòtesis de partida, s'arriba a aquest recull d'equacions després de simplificar el model. Així doncs, ens serveixen com una aproximació general a l'estudi del motor. Si es treballa en règim estacionari, el model encara es simplifica més, ja que en referència síncrona, la variació del flux magnètic concatenat per les bobines del estator és nul·la. Així doncs es té:

$$V_d = R_s \cdot I_d - \omega_e \cdot \Psi_q = R_s \cdot I_d - \omega_e \cdot L_q \cdot I_q + \omega_e \cdot |\Psi_{PM}| \quad (3.19)$$

$$V_q = R_s \cdot I_q + \omega_e \cdot \Psi_d = R_s \cdot I_q + \omega_e \cdot L_d \cdot I_d \quad (3.20)$$

3.4. Equació del parell motor

Segons [20], de la mateixa forma que qualsevol màquina síncrona, el parell electromagnètic es pot expressar finalment en eixos d-q de la màquina com:

$$\Gamma_e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot (\Psi_d \cdot I_q - \Psi_q \cdot I_d) \quad (3.21)$$

Desenvolupant l'expressió 3.21 amb les equacions 3.17 i 3.18, s'arriba a:

$$\Gamma_e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot [(L_d - L_q) \cdot I_d \cdot I_q + |\Psi_{PM}| \cdot I_d] \quad (3.22)$$

El primer terme de l'expressió 3.22 es coneix com a terme de parell de reluctància, aquest depèn de la diferència entre L_d i L_q , i del producte de les components en eixos d-q del vector corrent

que circula pels debanats del estator del motor. Es té doncs una L_d més gran que la L_q , pel principi de mínima reluctància que segueixen les línies de camp magnètic. En l'eix-d el flux magnètic travessa una secció homogènia de xapa magnètica, mentre que en l'eix-q hi ha diferents barreres de flux que augmenten la reluctància del camí.

Aquesta anisotropia en el rotor és la causant de la producció del parell de reluctància en el motor. El quocient entre L_d i L_q és el que es coneix en la literatura anglosaxona com a "saliency ratio" i es vol que sigui com més gran possible. Degut a aspectes mecànics, físicament no es pot disminuir més el valor de L_q ja que s'ha de dotar de costelles les barreres de flux, fet que fa que el flux magnètic en l'eix-q se'n aprofiti per circular-hi.

El segon terme de l'equació 3.22 s'anomena parell magnètic. És proporcional al flux concatenat en els debanats del estator produït pels imants, i el vector component directe del corrent. Així doncs, l'equació 3.22 es pot representar també com:

$$\Gamma_e = \Gamma_{rel} + \Gamma_{PM} \quad (3.23)$$

La corba de parell magnètic Γ_{PM} en funció de l'angle elèctric té el mateix període que la variació de la component I_d del vector corrent \bar{I}_s . La component I_q , també té la mateixa freqüència que la seva homòloga I_d i està avançada 90° elèctrics. En canvi, el parell de reluctància Γ_{PM} presenta una variació del doble de la freqüència, al dependre del producte de les components I_d i I_q .

A la figura 3.5 es representa gràficament la variació del parell electromagnètic total i de cadascuna de les seves components magnètica i de reluctància, si es suposa un corrent I_s de mòdul constant al llarg de 180° elèctrics.

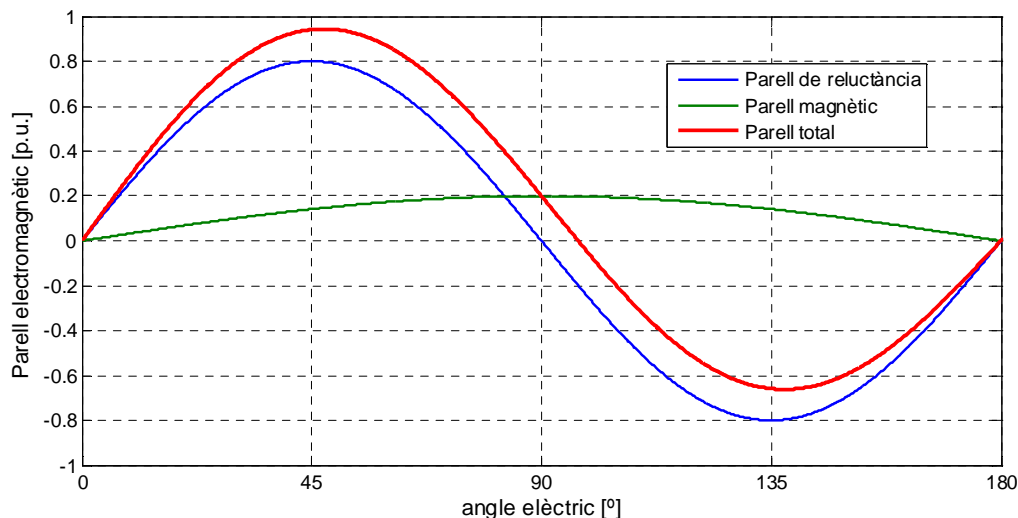


Figura 3.5. Parell electromagnètic total, magnètic i de reluctància al llarg de 180° elèctrics

Finalment si es vol relacionar les equacions elèctriques amb la dinàmica del motor, segons la segona llei de Newton, el parell motor Γ_m es relaciona amb la variació de velocitat angular elèctrica ω_e a la qual giren les corrents del motor i la inèrcia J_{mot} de la massa rodant, i p els parells de pols del motor. Per tant segons l'equació 3.24, la dinàmica general dels motors elèctrics es pot expressar com:

$$\Gamma_m - \Gamma_{càrrega} = \frac{J_{mot}}{p} \cdot \frac{d\omega_e}{dt} \quad (3.24)$$

D'igual forma, es pot relacionar la velocitat de gir del motor síncron ω_m amb la velocitat de gir de les corrents sinusoidals amb que s'alimenten els debanats del motor ω_e .

$$\omega_m = \frac{\omega_e}{p} \quad (3.25)$$

3.5. Control vectorial del parell i la velocitat del motor

En règim permanent, els límits d'operació del motor es representen a través de la corba de parell-velocitat. En general, aquests límits es divideixen en dos trams, figura 3.6. Un primer tram de parell constant i un segon tram de potència constant, que satisfacin les especificacions mínimes de la dinàmica de la motocicleta descrits al capítol 2 dinàmica de la motocicleta.

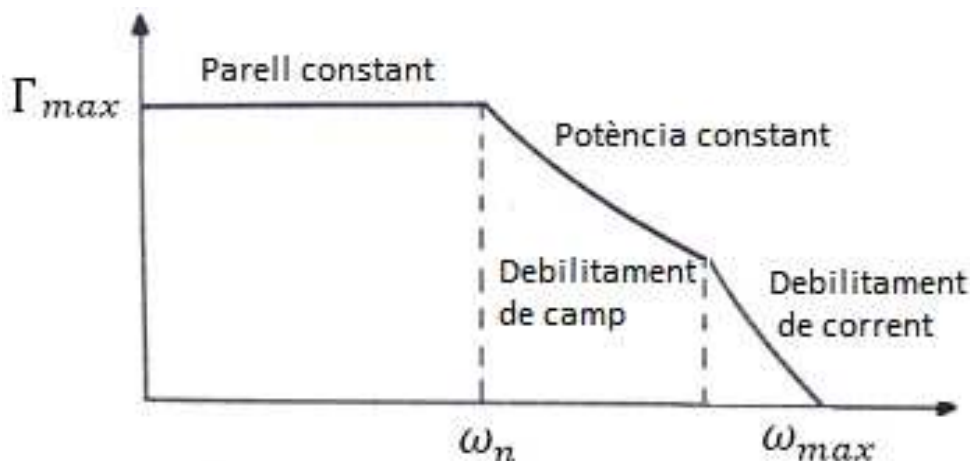


Figura 3.6. Corba genèrica parell-velocitat

Les variables de sortida com són el règim de parell i gir del motor es relacionen a través de les equacions 3.19, 3.20 i 3.22, amb els paràmetres d'entrada elèctrics com la tensió i el corrent d'alimentació del motor. A més, cal tenir en compte dos limitacions addicionals com són la limitació de corrent i tensió del motor. Aquestes limitacions s'expressen com:

$$V_{s,max}^2 = V_d^2 + V_q^2 \quad (3.26)$$

$$I_{s,max}^2 = I_d^2 + I_q^2 \quad (3.27)$$

$V_{s,max}$ és la tensió màxima a la qual es poden alimentar els debanats del estator del motor, mentre que $I_{s,max}$ indica el corrent màxim que pot circular per raons tèrmiques.

Tenint en comte tot això, el control del motor es fa de la següent forma. En el primer tram de parell constant, per evitar sobrecàrregues en els debanats, el motor opera a corrent constant I_s amb les components I_d i I_q triades de forma que s'obtingui el parell desitjat en tot el rang des de velocitat nul·la fins a la velocitat màxima per aquelles condicions. S'aconsegueix alimentant el motor amb una tensió creixent a mesura que augmenta la velocitat. Si ens fixem en el parell màxim, és aquell que s'assoleix alimentant el motor en règim permanent amb el màxim corrent $I_{s,max}$. S'assoleix la velocitat nominal ω_n en el punt en el qual s'assoleix la tensió màxima disponible $U_{s,max}$ per alimentar el motor amb el corrent $I_{s,max}$ desitjat.

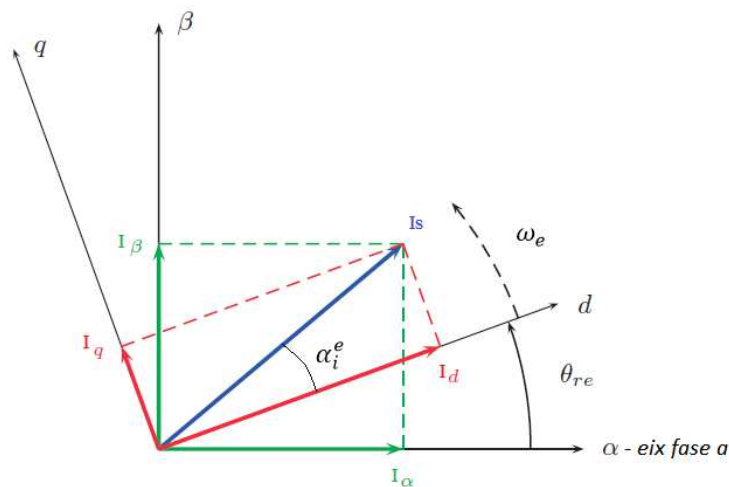


Figura 3.7. Descomposició d'un vector corrent I_s qualsevol en eixos d-q

El vector corrent I_s descompost en eixos d-q com es mostra a la figura 3.7. es controla per obtenir el màxim parell-per-Ampere de la màquina (MTPA), per cada parell desitjat. Aquesta estratègia se'n diu control vectorial [21], i usualment es descriu mitjançant la figura 3.8 on es representa les corbes de tensió i corrent màxim en el pla dels corrents I_d i I_q .

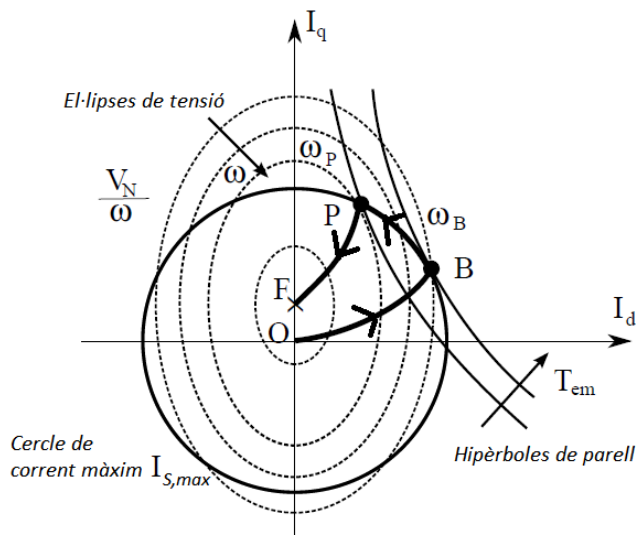


Figura 3.8 [22]. Diagrama circular d'un controlador per un motor PMASynRM

El límit de corrent el defineix un cercle amb centre a l'origen de coordenades. El límit de tensió el defineix una família d'el·lipses centrades en el punt $(0, \frac{\Psi_{PM}}{L_q})$, amb una excentricitat igual al "saliency ratio" del motor. Finalment l'equació de parell defineix la família d'hipèrboles. La corba O-P defineix la trajectòria òptima per seguir el MTPA del motor per cada valor de corrent I_s . Aquesta trajectòria es pot descriure mitjançant l'angle de corrents α_i^e , que es defineix com [22]:

$$\alpha_i^e = \sin^{-1} \left[\frac{-\Psi_{PM} + \sqrt{\Psi_{PM}^2 + 8 \cdot (L_d - L_q)^2 \cdot I_s^2}}{4 \cdot (L_d - L_q) \cdot I_s} \right] \quad (3.28)$$

En el cas d'un motor SynRM la trajectòria del control MTPA segueix una recta amb un angle de corrent constant $\alpha_i^e=45^\circ$. En un PMASynRM l'angle de corrent és més gran i augmenta a mesura que ho fa I_s per efectes de la saturació magnètica del ferro d'acord amb l'expressió 3.28.

En el segon tram de la corba parell-velocitat, anomenat de potència constant, es vol augmentar el règim de gir del motor per sobre de ω_n . Amb la limitació de la tensió màxima $V_{s,max}$, l'angle α_i^e s'augmenta per disminuir el valor de I_d i en conseqüència afeblir el camp magnètic del motor. Aquesta tècnica es coneix com control per afebliment de camp i es fa mantenint el valor absolut del corrent màxim $I_{s,max}$ seguint la trajectòria del arc B-P de la figura 3.8.

S'arriba al punt P, on es tallen les corbes de corrent màxim amb la corba de parell màxim per tensió (MTPV) del motor. Per continuar augmentant la velocitat del motor cal disminuir el valor del corrent I_s fins que es fa zero, ja que si no es superaria el valor de $V_{s,max}$. S'entra en la zona

de debilitament de corrent. La velocitat màxima del motor al punt P de la figura 3.8 es pot expressar com:

$$\omega_{max} = \frac{V_n}{L_q \cdot I_s - \Psi_{PM}} \quad (3.29)$$

3.6. Diagrama vectorial dels motors de relucència

Un altre aspecte important del moto objecte d'estudi és el seu factor de potència $\cos(\varphi)$ en règim permanent. Una forma de representar-lo és, gràficament, a través del diagrama vectorial. La importància d'un alt factor de potència és ben conegut, ja que interessa magnetitzar el motor amb el rati Volt-Ampere més baix possible per aconseguir una mateixa potència electromagnètica. Entre altres coses, això suposa no requerir d'una electrònica de potència tant sobredimensionada pels corrents que circularan pels debanats del estator, a més a més de reduir les pèrdues associades.

De forma comparativa s'il·lustren a la figura 3.9 els diagrames vectorials genèrics d'un motor SynRM i el d'un PMASynRM, per veure l'efecte que té l'addició dels imants en el segon. A partir de les equacions 3.19 i 3.20, i menyspreant la resistència dels debanats, s'obté per una combinació de corrents d-q determinada:

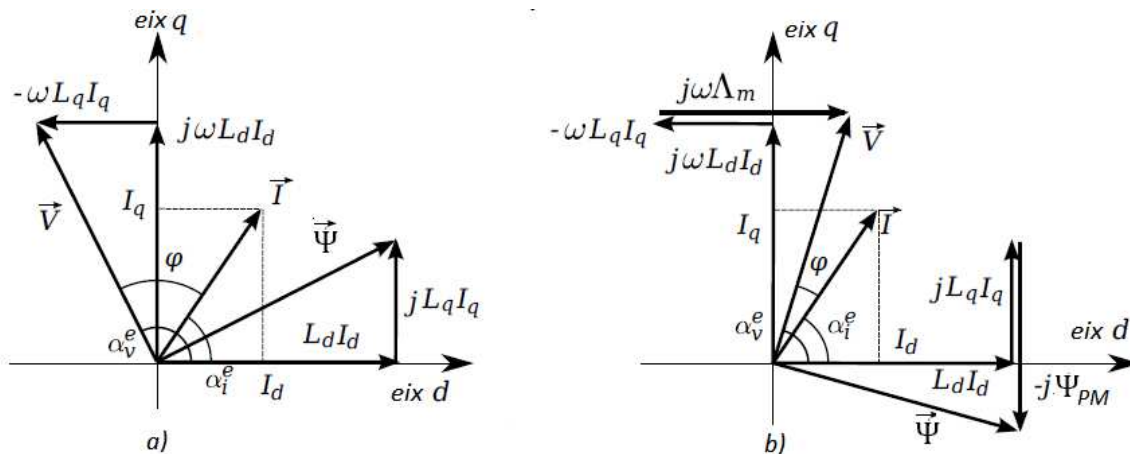


Figura 3.9 [22]. a) Diagrama vectorial d'un SynRM. b) Diagrama vectorial d'un PMASynRM

El motor SynRM no té imants permanents i per tant el flux magnètic en l'eix-q només es deu a l'efecte inductiu del corrents que hi circulen. Es veu com el vector tensió està desfasat per un angle φ gran respecte al vector corrent de la màquina. Això representa que el factor de potència $\cos(\varphi)$ del motor SynRM és baix.

Al article [23] s'analitza el màxim factor de potència d'un motor SynRM que és funció del "saliency ratio" ξ . Es pren la figura 10 també de l'article [22] on es mostra la relació esmentada. Es fa evident que si augmentem ξ , millorem el factor de potència de la màquina. Per tant es persegueix que el flux concatenat en l'eix-d sigui molt més gran que el flux en l'eix-q.

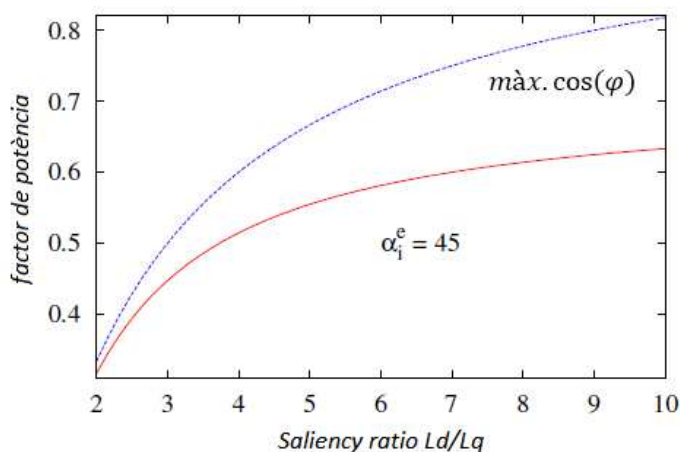


Figura 3.10 [22]. Factor de potència d'un motor SynRM en funció de ξ

Si s'afegeix uns imants permanents, magnetitzats en direcció oposada a l'eix-q positiu en les barreres de flux del SynRM, obtenim un motor PMASynRM. Si s'analitza novament el seu diagrama vectorial figura 3.9 b) es veu com el $\cos(\varphi)$ del motor augmenta. El flux dels imants en l'eix-q compensa el flux concatenat de signe positiu del producte $L_q \cdot I_q$. L'efecte que produeix és doble: per una banda el vector tensió s'apropa al vector corrent fent augmentar el $\cos(\varphi)$ del motor, i segon, s'augmenta el parell electromagnètic del motor al generar-se un parell magnètic que en el SynRM no es té.

A banda, part del flux magnètic dels imants tendeix a saturar les costelles de ferro del rotor com s'il·lustra a la figura 3.11. Aquesta saturació del ferro implica una reducció de la inductància L_q , i en conseqüència un increment del parell i $\cos(\varphi)$.

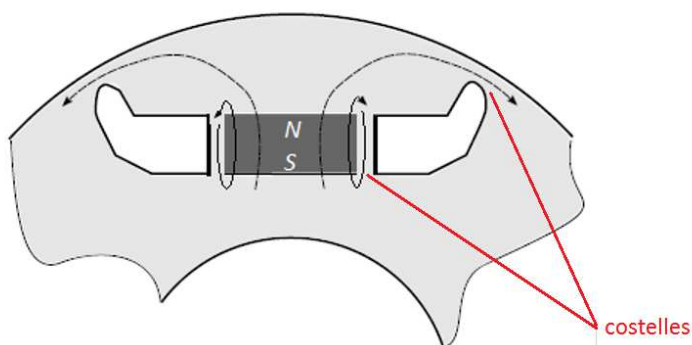


Figura 3.11. Detall de part del flux dels imants que circula per les costelles del motor

El factor de potència o $\cos(\varphi)$ expressa la relació que hi ha entre la potència reactiva Q_{elec} i la potència activa P_{elec} amb que s'alimenta el motor. La potència activa és la que genera treball, en canvi la potència reactiva s'utilitza per magnetitzar el circuit magnètic a través dels enrotllaments del motor. Aquesta potència reactiva és de caire inductiu i com s'ha explicat interessa que sigui la menor possible. En general, s'expressa:

$$\vec{S}_{elec} = P_{elec} + j \cdot Q_{elec} = 3 \cdot V_{an} \cdot I_{rms} \quad (3.30)$$

$$\varphi = \tan^{-1} \left(\frac{Q_{elec}}{P_{elec}} \right) \quad (3.31)$$

$$P_{elec} = 3 \cdot V_{an} \cdot I_{rms} \cdot \cos(\varphi) \quad (3.32)$$

i en la referència d'eixos d-q del motor, el $\cos(\varphi)$ i l'equació 3.32 s'expressen com:

$$P_{elec} = \frac{3}{2} (V_d \cdot I_d + V_q \cdot I_q) \quad (3.33)$$

$$\cos(\varphi) = \frac{(V_d \cdot I_d + V_q \cdot I_q)}{\sqrt{V_d^2 + V_q^2} \cdot \sqrt{I_d^2 + I_q^2}} \quad (3.34)$$

El factor de potència, també es pot veure a través del diagrama vectorial amb l'angle entre els vectors tensió i corrent d'alimentació del motor en eixos d-q.

3.7. Avaluació de les pèrdues i rendiment del motor

A grans trets, un motor elèctric és un dispositiu que transforma energia elèctrica a energia mecànica de manera molt eficaç. Tot i això, la conversió no és perfecta i una part de l'energia es dissipa en formes d'energia no desitjades, que anomenarem pèrdues. S'agrupen les pèrdues en tres blocs i s'avaluen de forma instantània com a potència perduda, que comentem als següents subapartats del capítol.

3.7.1. Pèrdues per efecte Joule

Són les pèrdues degudes al pas de corrent elèctric a través dels conductors de la màquina. Es calculen a partir de la resistència de fase i del corrent eficaç que hi circula:

$$P_{Joule} = m \cdot R_{\theta} \cdot I_{fase}^2 \quad (3.35)$$

i en la referència d'eixos d-q l'equació 3.35 s'expressa com:

$$P_{Joule} = \frac{3}{2} \cdot R_{\theta} \cdot (I_d^2 + I_q^2) \quad (3.36)$$

3.7.2. Pèrdues magnètiques

També anomenades pèrdues en el “ferro”, són les pèrdues d'origen magnètic que s'ocasionen a la xapa magnètica del motor. Generalment s'avaluen en forma de watts per kilogram de material i s'estudien de dos tipus diferents:

Pèrdues per corrents de Foucault

Són degudes a la conductivitat elèctrica del material magnètic. Tal i com s'ha detallat a l'equació 3.3, la llei de Faraday estableix que la presència d'un camp magnètic variable en el temps genera unes tensions induïdes, que si es troben en el sí d'un material conductor i per la llei d'ohm resultaran en la circulació d'uns corrents elèctrics determinats.

La xapa magnètica del motor experimenta una variació de camp magnètic similar al de les bobines del estator del motor, i es pot assimilar el circuit equivalent com el d'unes bobines curtcircuitades per on circularan corrents que produiran unes pèrdues per efecte Joule proporcionals a la resistència del material de la xapa magnètica.

Per tal de minimitzar els corrents de Foucault o de circulació es pot aliar el Ferro amb Silici, augmentant la resistència elèctrica del material. Un altra forma és reduir el circuit elèctric per qual circulen els corrents no desitjats. S'aconsegueix laminant la xapa magnètica i recobrint cadascuna de les làmines d'un vernís o òxids per aïllar les unes de les altres, i tornar-les a apilar com es mostra a la figura 3.12. Per aquest motiu es defineix el factor d'apilament k_{Fe} de la xapa magnètica, que indica la relació entre la longitud de la xapa magnètica sense laminar i després d'haver-la laminat i ser apilada novament. k_{Fe} és doncs per definició menor que 1.

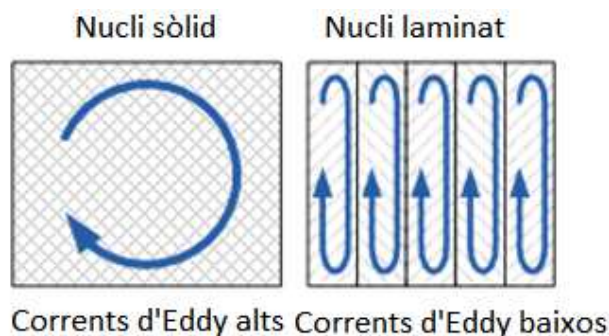


Figura 3.12. Il·lustració dels corrents de circulació de Foucault i la laminació per minimitzar-los

De forma genèrica i tal com s'explica a [24], les pèrdues específiques són proporcionals al quadrat de la freqüència f_{elec} , la inducció màxima del camp magnètic sinusoidal \hat{B} i el gruix de la lamina τ_{lam} :

$$P_{fouc} \left(\frac{W}{kg} \right) = k_{fouc} \cdot f_{elec}^2 \cdot \hat{B}^2 \cdot \tau_{lam}^2 \quad (3.37)$$

Pèrdues pel cicle d'histèresis

Tal i com hem explicat, el camp magnètic sobre un punt del motor és variable amb el temps. La xapa magnètica està formada per un material d'estructura cristal·lina en que cada gra forma un dipol magnètic. Les pèrdues per histèresis són les relacionades amb la dificultat d'alinejar els dipols magnètics del material de la xapa magnètica al veure's sotmesos a una camp magnètic extern. La fórmula de Steimitz diu que són proporcionals a la freqüència f_{elec} , la inducció màxima del camp magnètic sinusoidal \hat{B} elevat al coeficient $1,1 \leq n \leq 1,6$:

$$P_{his} \left(\frac{W}{kg} \right) = k_{his} \cdot f_{elec} \cdot \hat{B}^n \quad (3.38)$$

Aquesta estructura pot ser de grans orientats i no orientats (o amorfa si no és cristal·lina). En general, es busca una anisotropia en el material (gra orientat) en màquines elèctriques en que la direcció de la intensitat del camp magnètic no varia substancialment com poden ser transformadors. En canvi en un motor elèctric, on la intensitat de camp magnètic canvia de direcció en tot moment per un punt donat, es busca un material isotròpic o de gra no orientat. De forma esquemàtica es representa el procés a la figura 3.13.

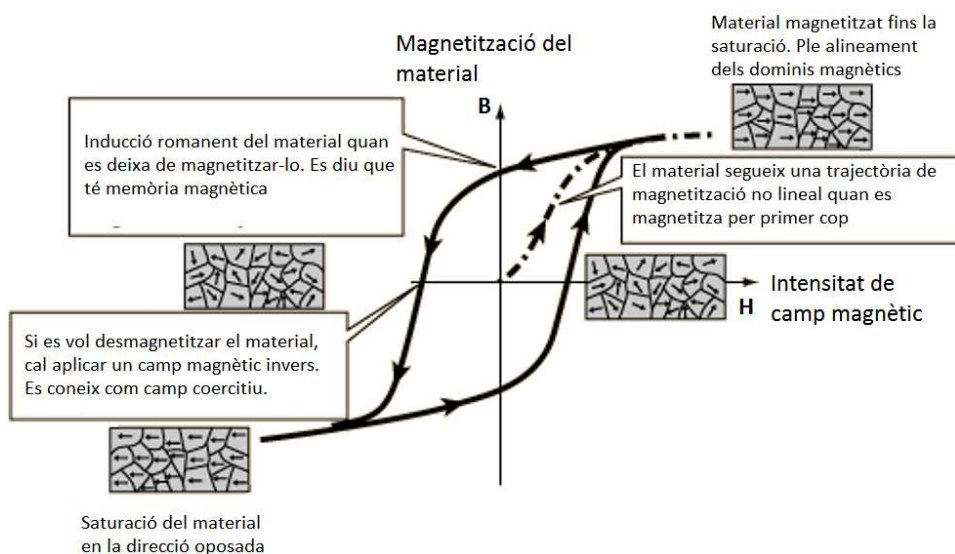


Figura 3.13. Cicle d'histèresis magnètica dels materials i pèrdues associades [25]

De la mateixa forma que amb les pèrdues de Foucault hi ha nombrosa bibliografia al respecte que explica com quantificar-les [26], però sense entrar massa en detall en el present treball es pren la següent expressió empírica que té en compte les pèrdues magnètiques degudes a la xapa i una estimació de les addicionals de la següent forma:

$$P_{mag} = P_{fouc} + P_{hist} = k_{mag} \cdot P_{Fe50} \cdot \left(\frac{f_{elec}}{f_{50}}\right)^{\frac{2}{3}} \cdot \left[m_d \cdot \left(\frac{\widehat{B}_d}{\widehat{B}_{50}}\right)^2 + m_{ce} \cdot \left(\frac{\widehat{B}_{ce}}{\widehat{B}_{50}}\right)^2 \right] \quad (3.39)$$

Amb P_{Fe50} les pèrdues específiques magnètiques (W/kg) de la xapa magnètica a freqüència $f_{50} = 50 \text{ Hz}$ i inducció $\widehat{B}_{50} = 1,5 \text{ T}$, m_d i m_{ce} la massa de les dents i la corona de l'estator, i \widehat{B}_d i \widehat{B}_{ce} la inducció màxima en aquestes parts del motor. No es tenen en compte les pèrdues magnètiques al rotor del motor, al ser aquestes menyspreables.

3.7.3. Pèrdues mecàniques

Corresponen a les pèrdues dels coixinets del motor (expressió 3.40) i les que es generen pel fregament amb l'aire del rotor (expressió 3.41). Per estimar-les, es poden utilitzar les següents expressions empíriques de la mateixa forma com s'han estimat les pèrdues magnètiques.

$$P_c = 0,15 \cdot N_c \cdot \left(\frac{n_{motor}}{1000}\right) \cdot D_c^3 \quad (3.40)$$

$$P_w = k_{sin} \cdot D_r \cdot (L + 0,6 \cdot \tau_p) \cdot v_t \quad (3.41)$$

Amb N_c el nombre de coixinets, D_c el diàmetre dels coixinets. D_r el diàmetre del rotor, τ_p el pas polar, v_t la velocitat tangencial de la superfície del rotor i k_{sin} coeficient d'ajust.

3.7.4. Pèrdues totals i rendiment

Les pèrdues totals representen la suma de les expressions 3.36, 3.39, 3.40 i 3.41:

$$P_{perd} = P_{joule} + P_{mag} + P_{mec} \quad (3.42)$$

S'avalua doncs el rendiment del motor com el quocient entre la potència útil a l'eix del motor i la potència elèctrica d'entrada definida a 3.32. Com en qualsevol balanç energètic, la potència útil és la diferència entre la potència d'entrada i les pèrdues del sistema. Per tant:

$$\eta_{motor} = \frac{P_m}{P_{elec}} = \frac{P_{elec} - P_{perd}}{P_{elec}} \quad (3.43)$$

4. Predimensionament del motor

Al apartat 4.5 es resumeixen en forma de taula els valors concrets de cadascun dels paràmetres del motor, calculats a partir de la metodologia que es presenta als següents capítols.

4.1. Geometria del estator

Tal i com s'ha anat comentant al llarg del projecte, es pren com a referència el motor tipus "Spoke" [9] dissenyat per Harry Aguilar i tutelat pel professor Pere Andrada per accionar una motocicleta elèctrica de 4 kW.

Es pren doncs la mateixa geometria de la xapa del estator (figura 4.1) de xapa magnètica M 250-50A normalitzada segons norma EN 10106:2007, amb diàmetre exterior de 166 mm, diàmetre interior de 104 mm, gruix del jou de 8 mm, gruix de dent de 4 mm, 36 ranures i factor d'apilament de xapes k_{Fe} de 0,97.

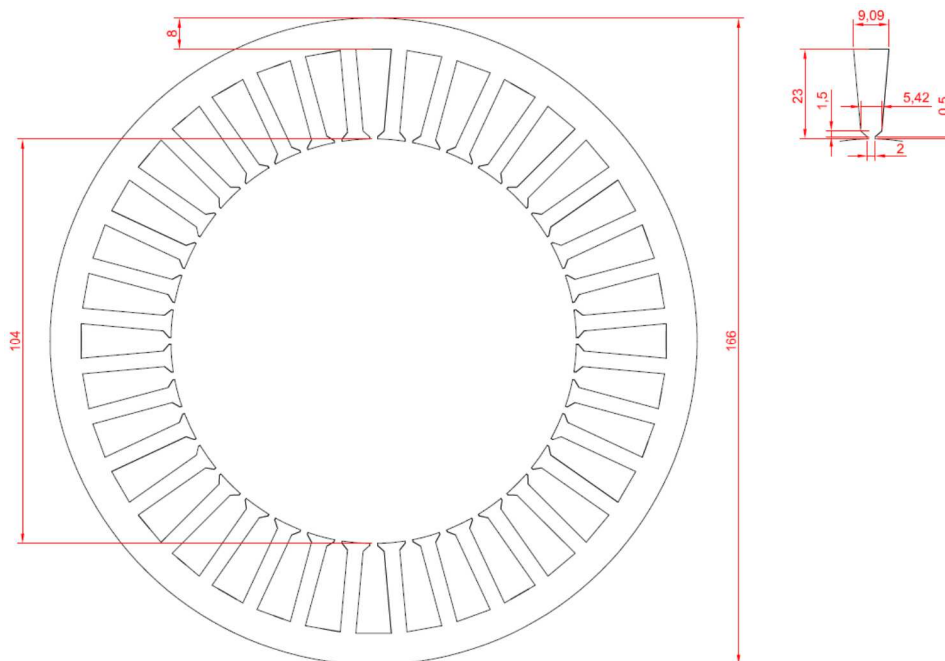


Figura 4.1. Plànol de detall de la geometria del estator per al disseny del motor PMASynRM

4.2. Geometria del rotor

Com ja s'ha anat presentant al llarg del treball, el rotor del motor PMASynRM està format per unes regions de "aire" que augmenten l'anisotropia magnètica. El total del "aire" es distribueix en diferent nombre de barreres de flux per millorar la distribució del camp magnètic a través del rotor i així augmentar el parell mig.

En general, les dimensions bàsiques del rotor es poden representar com a la figura 4.2. Es dibuixa una única barrera de flux que s'enumera com a '1' i on s'incrusta un imant de dimensions $a_1 \times b_1$, amb el costat ' b_1 ' perpendicular a l'eix de magnetització del imant que coincideix amb l'eix-q de la referència síncrona al rotor com s'ha definit al capítol 3.3. La cara exterior del imant '1' es troba a una distància ' c_1 ' del diàmetre exterior del rotor i es té una costella ' k_r ' d'alineació radial entre l'imant i l'ala de la barrera de flux, que forma un angle τ_1 amb l'eix-q, i una costella tangencial de gruix ' k_t ' prop de l'entreferro per garantir la resistència mecànica del conjunt.

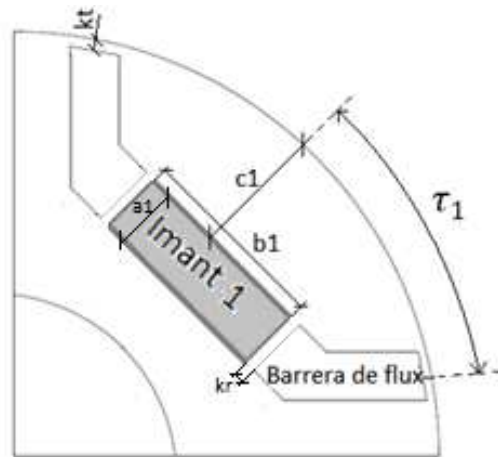


Figura 4.2. Paràmetres geomètrics de disseny del rotor del motor PMASynRM

Hi ha alguns treballs que estudien com optimitzar la producció de parell modificant els paràmetres geomètrics del rotor, com a [8] i [24] en que es dissenyen motors PMASynRM de dimensions properes al del present projecte. Si ens fixem primer en quin gruix ' a_i ' han de tenir les barreres de flux, una bona aproximació són els resultats dels anàlisis per elements finits fets per P. Niazi a [8]. Segons els seus anàlisis si s'augmenta el gruix de les barreres de flux també augmenta el parell mig resultant, fins a un punt en que tot i augmentar el gruix de "aire" el parell mig es manté constant tal i com es mostra a la figura 4.3.

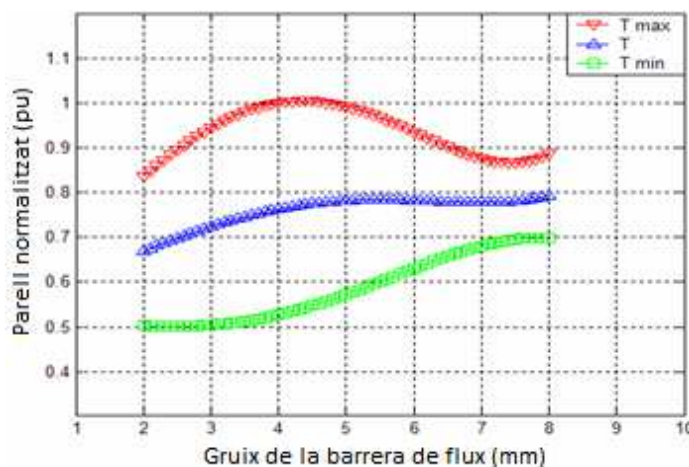


Figura 4.3. Efecte de l'amplada ' a_i ' de la barrera de flux [8]

Un altre aspecte a considerar és l'efecte que té la localització d'una barrera de flux respecte de l'eix-d del rotor, amb un gruix constant, tal i com es mostra a la figura 4.4, on es veu com no interessa separar excessivament les barreres de dos pols del rotor annexos.

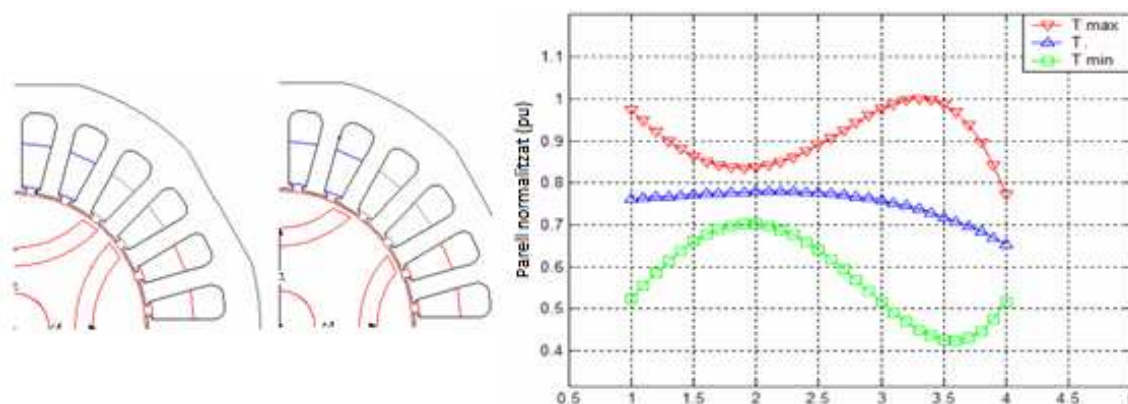


Figura 4.4. Efecte de la localització de la barrera de flux [8]

Pel que fa al gruix ' k_t ' de les costelles del rotor, aquest és un paràmetre que influeix molt substancialment en la producció de parell. En general, doncs, interessa un gruix ' k_t ' que sigui el mínim possible i que garanteixi alhora la solidesa mecànica del rotor. A la figura 4.5 es mostren els resultats obtinguts en les simulacions fetes per [8].

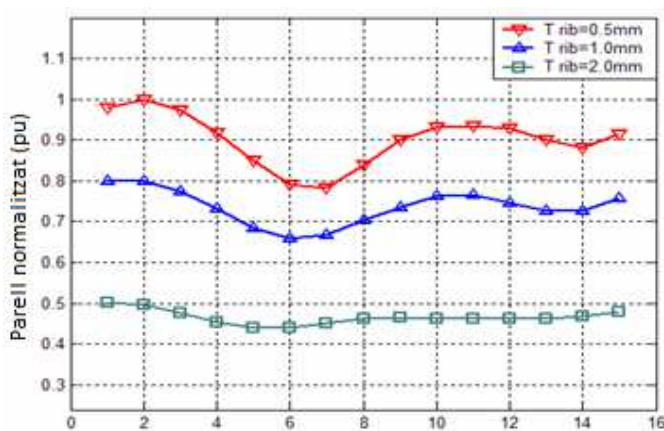


Figura 4.5. Efecte de l'amplada de la costella tangencial del rotor [8]

També s'ha de determinar la quantitat de barreres de flux de cadascun dels pols del motor. Cal no oblidar que, en les diferents barreres de flux del motor PMASynRM, s'introdueixen els imants permanents de ferrita per assistir d'alguna forma a la producció de parell. Si analitzem la figura 4.6 extreta del treball [24], es pot concloure que interessa dissenyar un motor amb dos barreres de flux ja que es reduirà molt el rissat de parell en comparació amb les altres tipologies.

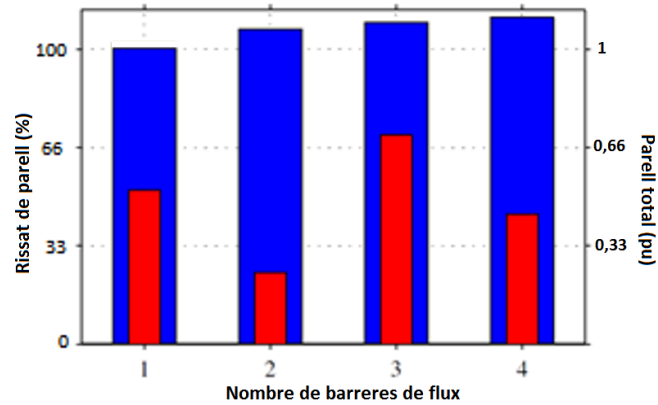


Figura 4.6. Parell i rissat de parell en funció del nombre de barreres de flux [24]

Pel que fa a la disposició dels imants, segons [24], si es col·loquen a les ales de les barreres de flux el parell resultant augmenta. No obstant, el rissat de parell també augmenta considerablement respecte si els imants es disposen al llarg de l'eix-d com a la figura 4.2. Aquest disseny recorda el que es fa amb el motor tipus "Spoke" en que el rissat de parell es considerable.

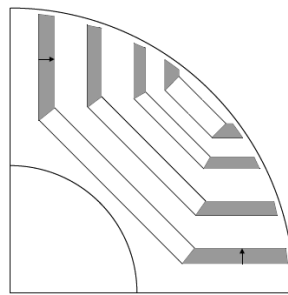


Figura 4.7. Imants disposats a les ales de les barreres de flux [24]

De resultes de tots aquests aspectes avaluats, es parteix d'un disseny de rotor del motor de 3 parelles de pols amb 2 barreres de flux per pol i imants permanents disposats al llarg de l'eix-d, tal i com es mostra a la figura 4.8. Posteriorment, i gràcies a les simulacions per elements finits, s'anirà corregint la seva geometria per assolir les especificacions de disseny amb la mínima excitació dels debanats.

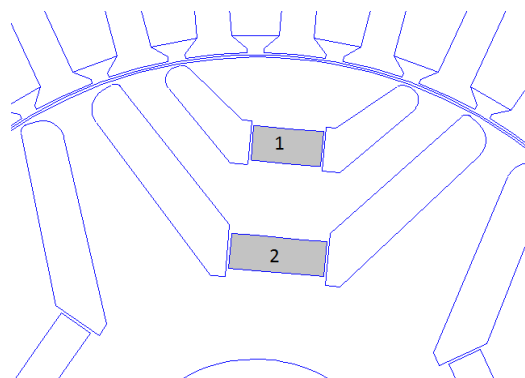


Figura 4.8. Geometria del rotor plantejada inicialment

4.3. Debanats del motor

De la mateixa forma que el que s'ha dit en l'apartat anterior, es pren el mateix enrotllament utilitzat a [9]. No es planteja en el present treball, llavors, l'estudi de qualsevol altre debanat que pugui ser inclús millor per al motor que es dissenya. A continuació es fa una explicació analítica dels diferents aspectes a tenir en comte per dimensionar-lo.

4.3.1. Generalitats

Els debanats, bobinats o enrotllaments d'un motor son el conjunt de conductors que el conformen. La unió de dos conductors, un d'anada i l'altre de tornada, per una connexió frontal o cap de bobina forma una espira. Un conjunt d'espires iguals i superposades constitueix una bobina elemental [25]. Un conjunt de bobines elementals en sèrie o paral·lel conformen el debanat d'una fase del motor.

Per obtenir una uniformitat del camp magnètic resultant dins i entre cada pol de la màquina, cal que totes les fases tinguin el mateix nombre d'espires en sèrie i que les fases estiguin desfasades un angle elèctric igual a $\frac{360^\circ}{m}$.

En principi el nombre de fases 'm' d'un motor de corrent alterna es poden escollir lliurement, però l'ús de la xarxa elèctrica trifàsica ha portat a que la majoria de màquines elèctriques siguin també trifàsiques.

A continuació es defineixen una sèrie de paràmetres útils per a caracteritzar els enrotllaments de les màquines elèctriques. Amb D diàmetre de l'entreferro i Q nombre de ranures.

- Pas polar, és la distància entre dos pols consecutius, expressa 180° elèctrics:
 - $\tau_p = \frac{\pi \cdot D}{2 \cdot p}$, pas polar en unitats de longitud.
 - $\gamma_p = \frac{Q}{2 \cdot p}$, pas polar en nombre de ranures.
- Pas de ranura, és la distància entre dos ranures consecutives:
 - $\tau_v = \frac{\pi \cdot D}{Q}$, pas de ranura en unitats de longitud.
 - $\alpha_v = \frac{360^\circ \cdot p}{Q}$, angle de pas de ranura en graus elèctrics.
- Pas de bobina ' γ_1 ', és la distància entre els costats actius d'anada i de tornada:
 - $\gamma_1 = \gamma_p$, bobina de pas diametral.
 - $\gamma_1 < \gamma_p$, bobina de pas escurçat.
 - $\gamma_1 > \gamma_p$, bobina de pas allargat

- Nombre de ranures per pol i fase 'nrpf', generalment és un nombre enter tot i que a vegades pot ser fraccionari:

$$\blacksquare \quad nrpf = \frac{Q}{2 \cdot p \cdot m}$$

En general en una màquina elèctrica rotativa es parla de graus mecànics i/o elèctrics depenent del context. Cal no confondre'ls, la relació és la següent $\theta_{mec} = \frac{\theta_{elec}}{p}$. A la figura 4.9 es representen en graus elèctrics la distància entre fases i el pas polar.

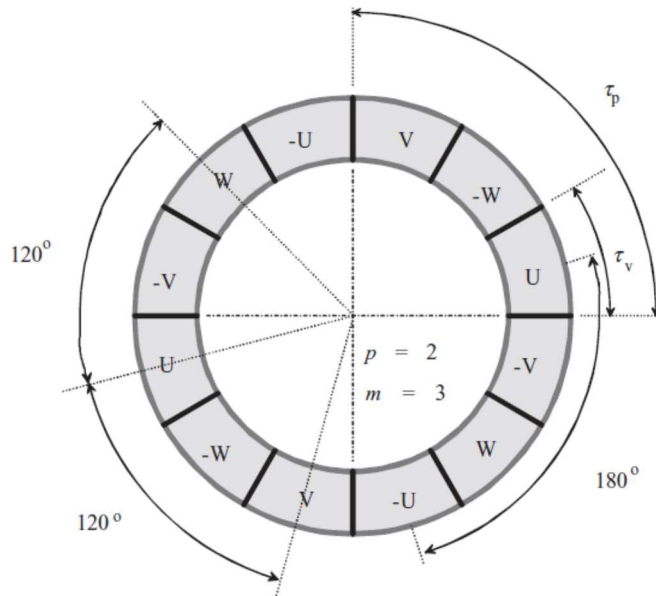


Figura 4.9. Representació de la distribució angular de les fases d'un motor trifàsic de 4 pols.

Continuant amb la classificació dels diferents tipus de debanats, aquests poden ser concèntrics o excèntrics. Els concèntrics estan constituïts per bobines de diferent pas. Mentre que els excèntrics estan constituïts per bobines totes iguals. Els bobinats excèntrics poden ser imbricats, si es connecten en sèrie bobines de la mateixa fase i pol, o bé ondulats si una bobina es connecta amb l'altra de la mateixa fase que està situada en el següent parell de pols de la màquina.

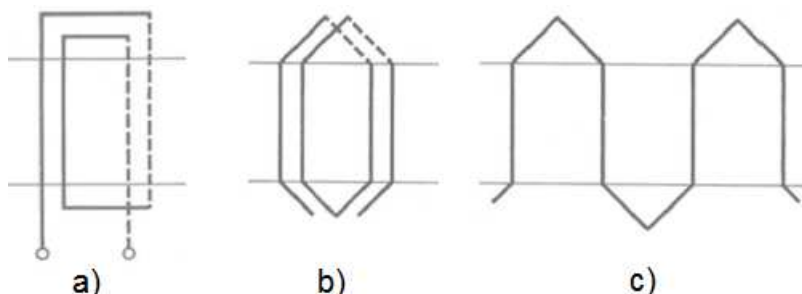


Figura 4.10. a) Bobinat concèntric. b) Bobinat imbricat. c) Bobinat ondulat.

Els enrotllaments també es classifiquen segons el nombre de capes, com es mostra a la figura 4.11. Poden ser de simple o doble capa. Si a cada ranura hi ha dos costats de dues bobines

diferents, és té el bobinat de doble capa i es tenen el mateix nombre de bobines que de ranures. Per contra, si es col·loca només un costat de bobina per ranura es diu de simple capa.

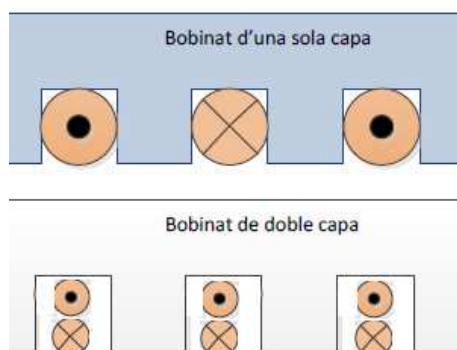


Figura 4.11. Bobinat de simple o doble capa.

4.3.2. Tipus de debanat

El debanat estatòric escollit per al PMASynRM que es dissenya té 6 pols, 2 ranures per pol i fase, és trifàsic, concèntric, i de simple capa. Es representa a la figura 4.12. Es pren el mateix enrotllament escollit a [9], que en els següents subapartats se'n desgrana com es calcula.

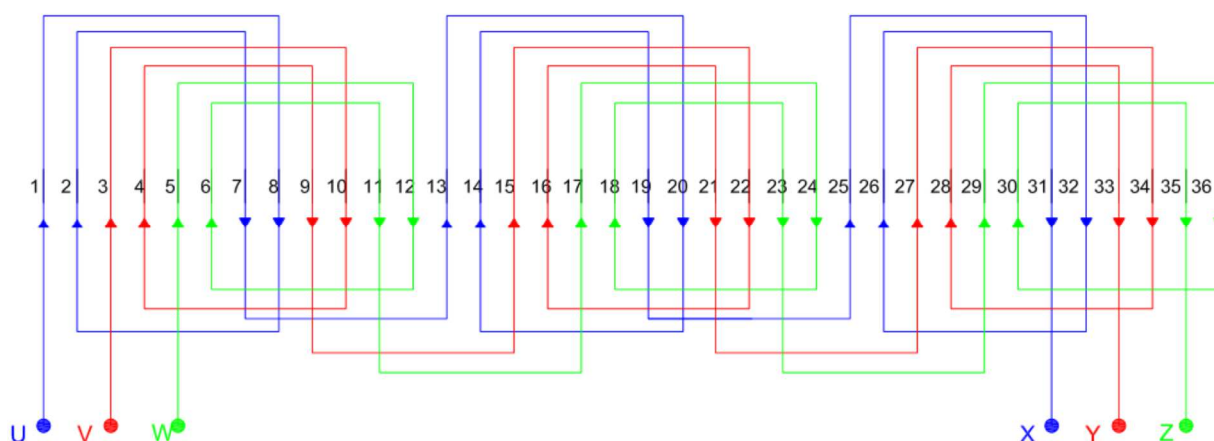


Figura 4.12. Disposició del enrotllament del motor [9]

Factor d'enrotllament

Com que els debanats del motor estan espacialment distribuïts de forma discreta en les ranures del estator, el flux magnètic que travessa els debanats no ho fa simultàniament per cadascuna de les fases d'un mateix pol sinó amb un cert desfasament. Llavors l'expressió de la fem induïda o llei de Faraday, tal i com hem definit a l'equació 3.3, se li ha d'afegir un terme que corregeixi el fet que cadascuna de les bobines d'una fase d'un mateix pol no concatenen al mateix temps el mateix flux magnètic [26].

Aquest terme és el factor d'enrotllament ' k_w ' i es defineix com el producte de el factor de distribució ' k_d ', de pas ' k_p ' i d'inclinació ' k_i '. Es defineix per cadascun dels harmònics ' v ' de l'ona fonamental:

$$k_{wv} = k_{dv} \cdot k_{pv} \cdot k_{iv} \quad (4.1)$$

Geomètricament el desfasament de la fem induïda en les diferents bobines del enrotllament es pot representar amb el diagrama de tensions de fase. A la figura 4.13 es representa l'enrotllament concèntric de l'estator d'un motor trifàsic de 2 pols i $2n_{rpf}$, i el diagrama de tensions de fase corresponent.

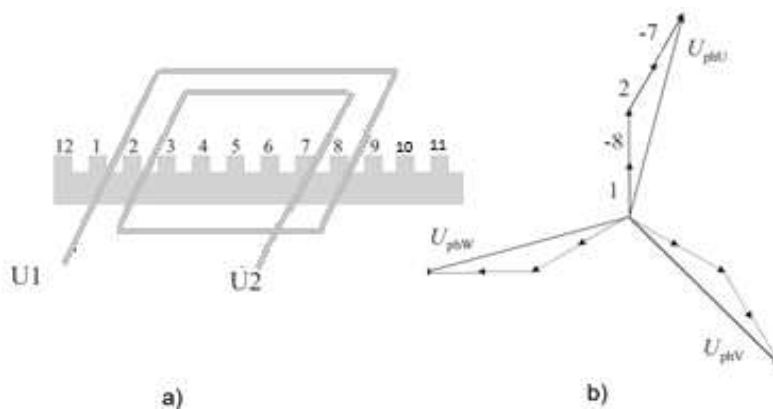


Figura 4.13. a) Disposició del enrotllament de la fase U i b) Diagrama de tensions de fase d'un enrotllament de 2 ranures per pol i fase d'un motor de 2 pols.

El diagrama de tensions de fase permet deduir l'expressió de la component fonamental del factor d'enrotllament ' k_{w1} ', expressada com el quocient entre la suma geomètrica i la suma dels valors absoluts de cadascun dels vectors tensió:

$$k_{w1} = \frac{\vec{V}_1 - \vec{V}_8 + \vec{V}_2 - \vec{V}_7}{|\vec{V}_1| + |\vec{V}_8| + |\vec{V}_2| + |\vec{V}_7|} \quad (4.2)$$

De forma analítica el factor d'enrotllament per un debanat concèntric amb totes les bobines amb el mateix nombre d'espores es defineix com:

$$k_{wv} = \frac{\sum_{i=1}^{npf} \sin\left(v \cdot \frac{\pi \cdot y_i}{2 \cdot y_p}\right)}{npf} \quad (4.3)$$

En aquest cas, si apliquem l'equació 4.3, s'obté un factor d'enrotllament corresponent al primer harmònic de tensió de $k_{wv} = 0,966$.

Nombre d'espises

El nombre d'espises dels debanats d'una màquina rotativa es poden trobar a través de la f.e.m induïda. Segons [25], aquesta expressió, per una màquina on el flux concatenat és sinusoidal és:

$$f.e.m = \sqrt{2} \cdot \pi \cdot f_{elec} \cdot k_w \cdot N \cdot \widehat{\phi}_\delta \quad (4.4)$$

on k_w és el factor d'enrotllament, N el nombre d'espises per fase, $\widehat{\phi}_\delta$ és el flux màxim a l'entreferro i f_{elec} la freqüència de les tensions sinusoidals que alimenten el motor. El valor de la inducció màxima s'assoleix alimentant el motor amb la tensió màxima disponible sintetitzada pel convertidor tal i com hem descrit a l'equació 2.15.

Si el motor treballa en buit, al ser una màquina síncrona amb imants, es considera que la f.e.m induïda a la velocitat nominal és d'igual valor a la V_{an-max} . La freqüència nominal i la tensió màxima disponible es calculen com:

$$f_n = \frac{p \cdot n_{motor}}{60} \quad (4.5)$$

$$f.e.m \approx V_{an-max} = 0,4082 \cdot U_{batt} \quad (4.6)$$

per altra banda, segons [26], el flux màxim a l'entreferro es pot calcular com:

$$\widehat{\phi}_\delta = \alpha_i \cdot \tau_p \cdot L' \cdot \widehat{B}_\delta \quad (4.7)$$

on L' és la longitud equivalent del motor, τ_p és el pas polar, \widehat{B}_δ la inducció màxima a l'entreferro i α_i és el coeficient que expressa la mitjana aritmètica de la densitat de flux. Si la distribució de la densitat de flux és sinusoidal $\alpha_i = \frac{2}{\pi}$. Per tant el resultat d'aplicar l'equació 4.7 és:

$$\widehat{\phi}_\delta = \frac{D \cdot L'}{p} \cdot \widehat{B}_\delta \quad (4.8)$$

Nombre de conductors

Un cop trobat el valor de N_f , s'ha d'aproximar a l'enter més pròxim. Una espira està formada per dos conductors (un d'anada i un de tornada), connectats pel cap de bobina. En un debanat trifàsic hi ha doncs $2 \cdot m \cdot N_f$ conductors Z_t i per ranura z_Q són:

$$Z_t = 2 \cdot m \cdot N_f \in \mathbb{Z} \quad (4.9)$$

$$z_Q = \frac{Z_t}{Q} \quad (4.10)$$

Secció del conductor

Es vol un motor de potència nominal 3 kW. Si es treballa en el punt de treball nominal,

$$P_m = 3 \text{ kW} = 3 \cdot V_{an-m\grave{a}x} \cdot I_n \cdot \cos\varphi \cdot \eta_{motor} \quad (4.11)$$

Es suposa inicialment un factor de potència del motor de $\cos\varphi = 0,75$ i un rendiment global de $\eta_{global} = 0,85$, llavors es troba que el corrent eficaç si els debanats del estator estan connectats en estrella és I_n ; que correspon al valor eficaç del corrent sinusoidal que circula pels debanats.

Sense avaluar els aspectes tèrmics del disseny del motor en aquest projecte, en general, en una màquina rotativa d'aquestes característiques es pot considerar una densitat de corrent 'J' màxima de $6.5 \frac{A}{mm^2}$. A més, el factor d'ocupació de ranura k_v no pot ser superior a 0,4. Si es defineix S_r com la secció de la ranura, S_{llc} la secció lliure per als conductors i S_c la secció del conductor:

$$a_c \cdot \pi \cdot \frac{d_c^2}{4} = S_c = \frac{S_{llc}}{z_Q} = \frac{k_v \cdot S_r}{z_Q} \quad (4.12)$$

Cadascun dels conductors pot estar format per a_c fils conductors (generalment de coure) de diàmetre d_c en paral·lel. Existeixen diferents diàmetres de fil de coure (Cu) normalitzats, seguint un procés d'iteració per ajustar-nos millor a S_c es troben d_c i a_c . Finalment es comprova que k_v i 'J' estiguin dins les condicions imposades, i es calcula el valor eficaç màxim del corrent per fase com:

$$I_{max} = I_n = J_{max} \cdot S_c \quad (4.13)$$

Resistència per fase

En general es vol que el conductor tingui les següents propietats:

- Baixa resistivitat
- Resistència mecànica
- Maquinabilitat al trefilat
- Resistència a la corrosió

Per al motor que es dissenya, s'utilitzen conductors de Coure (Cu) tou per als bobinats, de conductivitat $\sigma = 58 \frac{S \cdot m}{mm^2}$ a 20°C. La temperatura té una influència en la resistivitat dels conductors, si augmenta la temperatura de treball θ la resistivitat també ho fa, tal i com s'explica a la norma IEC 60034-1 [27]:

$$\frac{R_{\theta}}{R_{20^{\circ}}} = \frac{235 + \theta}{235 + 20} \quad (4.14)$$

La resistència total per fase del conductor a 20°C per la seva banda es funció del numero de bobines elementals que conformen una fase del motor N_b , el numero d'espises que formen una bobina elemental N_e , la longitud d'espisa mitja 'lem', la resistivitat del coure a la temperatura de treball $\rho_{20^{\circ}} = \frac{1}{\sigma_{20^{\circ}}}$, i de la superfície del conductor S_c :

$$R_{20^{\circ}} = \rho_{20^{\circ}} \cdot \frac{N_b \cdot N_e \cdot lem}{S_c} \quad (4.15)$$

$$lem = 2 \cdot L' + 2,3 \cdot \tau_p + 0,12 \text{ (m)} \quad (4.16)$$

4.3.3. Caps de bobina

És important avaluar la longitud axial dels caps de bobina del motor per dimensionar correctament el motor. Els caps de bobina són la part dels conductors de coure del motor que surten de la xapa estatòrica per enllaçar les diferents ranures i d'aquesta manera formar les espises i finalment el bobinat del motor. Es defineix D_m com el diàmetre mig, i α com l'angle entre els dos costat d'una espisa:

$$D_m = D + 2(\delta + h_v) + h_d \quad (4.17)$$

$$\alpha = \frac{360^{\circ}}{2Q} y_{ex} \quad (4.18)$$

on h_v és l'altura i h_d l'altura del dent, i y_{ex} el pas de bobina en ranura de bobina de major pas.

Els caps de bobina sobresurten una longitud màxima w del paquet de xapes del induït, i es poden calcular mitjançant la següent expressió empírica:

$$w \approx 0.45 D_m \sin \alpha \quad (4.19)$$

Pel motor PMSynRM que es dissenya entre els caps de bobina i les tapes del motor s'ha de preveure una distància mínima de 10mm.

4.4. Imants de ferrita del PMASynRM

Els imants de ferrita o ceràmiques magnètiques es produeixen per un procés de sinteritzat de pols metàl·lica i no tenen problemes d'oxidació. Poden ser isotròpiques o anisotròpiques. Son fetes principalment d'òxids de ferro i existeixen dos varietats químiques de la ferrita, unes basades en l'Estronci amb dos tipus de molècula $\text{SrFe}_{12}\text{O}_{19}$ or $\text{SrO}_6\text{Fe}_2\text{O}_3$, i d'altres basades en el Bari amb també dos molècules diferents. No s'han de confondre amb les ferrites toves que no són imants permanents.

Com a propietats químiques, no es corroeixen en contacte amb l'aigua a diferència dels de NdFeB. Són resistents a atacs químics de solucions alcalines, àcids, solucions orgàniques i alguns hidròxids. Són aptes per utilitzar en ambients salins. Tenen una vida útil que supera de llarg la majoria d'altres imants.

Tenen un coeficient positiu de temperatura per la coercitivitat intrínseca (+0,27 %/°C respecte la temperatura ambient), en canvi la inducció magnètica minora amb l'augment de la temperatura amb un coeficient d'inducció negatiu (-0,2 %/°C respecte la temperatura ambient). Conseqüentment les ferrites dures es poden utilitzar a altes temperatures sense massa complicacions, per sobre dels 250 °C i inclús dels 300 °C en alguns casos.

Destaca l'alta resistivitat, raó per la qual s'utilitzen en aplicacions d'alta freqüència on les pèrdues per corrents d'Eddy són de major importància. Com s'ha vist a la figura 2.6 les seves propietats magnètiques fan que tinguin una inducció romanent unes 3 vegades inferior als imants de terres rares i un camp coercitiu també més baix. Segons l'article [22] en que es fa una comparativa entre un motor IPM amb imants de terres rares i un PMASynRM amb ferrites, el preu de les ferrites 7,2 \$/kg és significativament més baix que els imants de NdFeB que costen entorn als 70 \$/kg i a més tenen més volatilitat tal i com s'apunta a l'informe del departament d'energia dels EEUU [6].

Els primers imants de ferrita s'identificaven com Fer 3 o Feroba 3. Després es van anomenar amb la lletra 'C' com per exemple C5 o C8, que és la nomenclatura que encara s'utilitza als E.U.A. A Europa es designen com 'HF', segons l'estàndard IEC404-8-1. Però com la majoria de la producció de ferrites és a la Xina, s'ha adoptat la seva nomenclatura que comença amb la lletra 'Y'. La lletra Y identifica que es tracta d'un imant de ferrita dur. El número que segueix està relacionat amb l'energia de l'imant o producte BH_{max} . Hi ha 27 graus diferents d'imants de ferrita segons aquesta nomenclatura, tots amb propietats físiques molt semblants entre ells.

4.4.1. Desmagnetització dels imants de ferrita

En les màquines elèctriques, en general, els imants treballen en el segon quadrant de la corba d'histèresis B-H del material [29]. El camp magnètic resultant de l'excitació dels debanats en el motor s'utilitza per reduir la inducció magnètica dels propis imants. A la figura 4.14 s'il·lustra les corbes, intrínseca i del imant, típiques d'un material ceràmic.

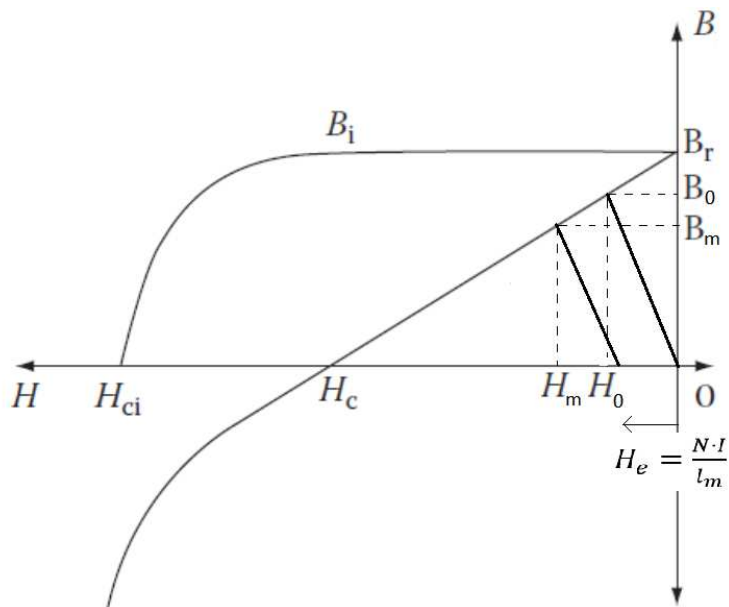


Figura 4.14. Corba característica de desmagnetització d'un imant de ferrita.

H_{ci} és la intensitat de camp requerida per fer zero la inducció magnètica intrínseca de l'imant. H_c és el valor del camp coercitiu per fer zero la inducció magnètica de l'imant. L'excitació dels debanats redueix la inducció magnètica si l'excitació va en contra del flux dels imants. Invertint l'excitació augmentarà el flux de l'imant, però conduirà a la saturació de la xapa magnètica que l'envolta.

La majoria d'imants de ferrita tenen una permeabilitat relativa molt propera a la del aire de valors $\mu_m = 1,05 \div 1,2$, i obrir físicament el circuit magnètic no té cap efecte significatiu. En canvi el fet de tenir una permeabilitat relativa tant baixa fa que augmenti la reluctància equivalent del circuit magnètic, que és precisament el que es busca en l'eix-q del motor. Aquest fet es pot explicar fàcilment si analitzem l'expressió de la inductància equivalent dels debanats del circuit, ja que en general:

$$L_{eq} = \frac{N^2}{\mathfrak{R}_{eq}} \quad (4.20)$$

Segons l'article [28] la desmagnetització dels imants de ferrita és irreversible quan la inducció en l'imant és més petita que el valor de la inducció en el colze de la corba B-H del imant. En el capítol 5.6, es simularà el disseny final amb un corrent 1,5 vegades superior al corrent màxim i en direcció oposada al flux dels imants, per garantir un marge de seguretat.

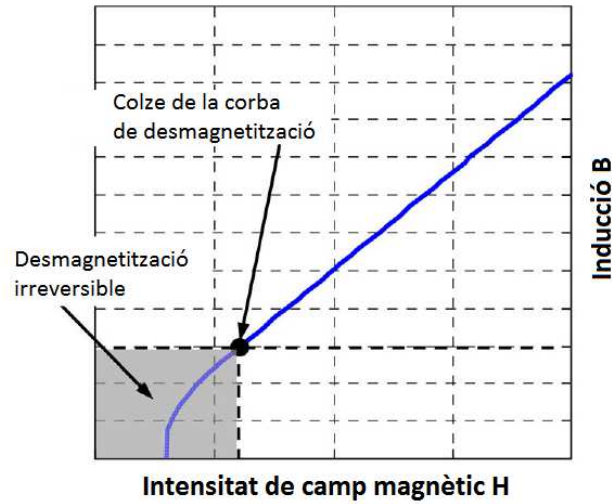


Figura 4.17. Colze de desmagnetització i desmagnetització irreversible

4.4.2. Elecció del imant

Inicialment s'escull un imant de ferrita classe Y30BH, amb unes propietats magnètiques determinades, que com la resta de paràmetres de disseny del motor s'adjunten a la taula del capítol 4.5.

4.5. Resum dels paràmetres del dimensionament analític del motor

Dimensions i paràmetres inicials de disseny del motor		
Concepte [unitat]	Símbol	Valor
<u>General motor</u>		
Parells de pols	p	3
Tensió bateries [V]	U_{batt}	48
Tensió màxima d-q convertidor [V]	U_s	27,71
Densitat de corrent màxima [A/mm ²]	J_{max}	6,5
Relació de reducció	r_t	10
Velocitat base [rpm]	ω_n	2065
Velocitat màxima [rpm]	ω_{max}	6171
Parell motor [Nm]	Γ_m	14,5
Potència motor [kW]	P_m	3
<u>Estator</u>		
Xapa magnètica M250-50A, factor d'apilament	k_{Fe}	0,97
Nombre de ranures estatòriques	Q	36
Entreferro [mm]	δ	0,5
Diàmetre exterior del estator [mm]	-	166
Longitud motor [mm]	L'	70
<u>Rotor</u>		
Xapa magnètica M250-50A, factor d'apilament	k_{Fe}	0,97
Diàmetre exterior del rotor [mm]	-	103
Diàmetre exterior de l'eix [mm]	-	30
Costella tangencial al diàmetre del rotor [mm]	k_t	0,4
Costella radial [mm]	k_r	0,3
Distància c1 [mm]	c_1	8
Distància c2 [mm]	c_2	20,5
Angle τ_1 [°]	τ_1	45
Angle τ_2 [°]	τ_2	40
<u>Enrotllaments</u>		
Fil de coure esmaltat de classe 180°C	-	-
Debanat trifàsic concèntric i de simple capa	-	-
Nombre d'espises per fase	N_f	30
Nombre de conductors per ranura	z_Q	5
Secció conductor [mm ²]	S_c	12,06
Nombre de fils per conductor	a_c	6
Factor d'emplenat de ranura [%]	k_p	38
Resistència debanat a temperatura 115°C [Ω]	R_{115}	0,0231
Longitud d'espira mitja [cm]	l_{em}	38,52
Cap de bobina [mm]	w	33
<u>Imants</u>		
Imants de ferrita Y30BH	-	-
Inducció romanent [T]	B_r	0,39
Camp coercitiu [kA/m]	H_c	235
Imant 1 [mm x mm]	$a_1 \times b_1$	4 x 8
Imant 2 [mm x mm]	$a_2 \times b_2$	4 x 11

5. Anàlisi magnetostàtic del motor

5.1. Introducció als elements finits i el programa FEMM

Per simular el comportament magnetostàtic del motor dissenyat, es fa servir el programari de resolució per elements finits 'FEMM 4.2' [29] de codi obert i llicència Aladdin Free Public License desenvolupat per David Meeker. Aquest programa permet introduir una geometria planar (2D) i estudiar-ne el comportament electromagnètic obviant l'efecte dels caps de bobina. En el present treball s'estudia, doncs, el pla perpendicular a l'eix del motor.

Es defineixen cadascun dels materials, els circuits que exciten la màquina i les condicions de contorn (Dirichlet al diàmetre exterior del estator) per a la resolució del problema. Les pèrdues magnètiques, elèctriques i mecàniques del conjunt es tenen en compte analíticament segons lo descrit al capítol 3.7.

Per dur a terme les simulacions del model del motor amb el programa 'FEMM' de forma automàtica, es programen unes subrutines amb llenguatge de programació 'Lua' que s'adjunten al Annex B del projecte.

5.2. Obtenció dels paràmetres característics del motor

Tal com s'ha explicat al capítol 3.4 d'aquest treball, l'estudi del comportament del motor és més senzill si es fa en la referència en sincronisme amb el rotor. Aquesta referència, correspon a dos eixos perpendiculars d-q que giren a la mateixa velocitat del camp magnètic resultant de l'excitació dels debanats trifàsics de la màquina.

Es suposa que els corrents per fase del motor són sinusoidals, simètrics, equilibrats i desfasats $\frac{2\pi}{3}$ rad entre ells. Llavors, es pot definir el corrent per cadascuna de les fases a , b i c com:

$$i_a(t) = I_{pic} \cdot \cos(\omega_e \cdot t) \quad (5.1)$$

$$i_b(t) = I_{pic} \cdot \cos\left(\omega_e \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (5.2)$$

$$i_c(t) = I_{pic} \cdot \cos\left(\omega_e \cdot t + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (5.3)$$

On i_a , i_b , i_c són els corrents instantanis per fase en el sistema de referència estacionària, I_{pic} és el valor pic del corrent i ω_e és la velocitat angular de canvi dels corrents.

En el present estudi es fa un anàlisi magnetostàtic mitjançant la resolució amb elements finits, i per tant el vector camp magnètic resultant de l'excitació dels debanats del estator és sempre fixe i en la mateixa posició durant cadascuna de les simulacions. Únicament es variarà la posició del rotor per determinar la variació d'inductància del motor en eixos d-q i el parell màxim del motor.

Tal i com hem vist al capítol 4.3, els debanats del motor estan espacialment distribuïts en les ranures del estator i el vector flux magnètic concatenat per cadascuna de les fases es representa perpendicularment a la superfície que formen cadascuna de les bobines de cadascuna de les fases d'un pol, tal i com es mostra a la figura 5.1. Un cop determinada la distribució del debanat del motor descrita al capítol 4.3.2, es tria l'instant de temps que fa que el camp magnètic resultant coincideixi amb l'eix que representa la direcció dels fluxos concatenats per la fase 'a'.

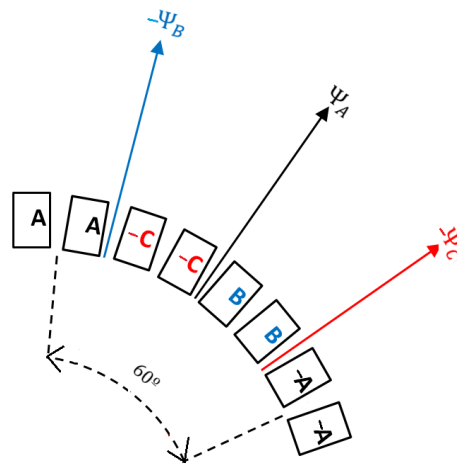


Figura 5.1. Representació gràfica dels debanats d'un pol del motor PMASynRM dissenyat

Segons les equacions 5.1, 5.2 i 5.3 es pren l'instant de temps $t = 0$, que té la combinació de corrents trifàsiques representada a la figura 5.2 $i_a(0) = I_{pic}$, $i_b(0) = -\frac{I_{pic}}{2}$, $i_c(0) = -\frac{I_{pic}}{2}$.

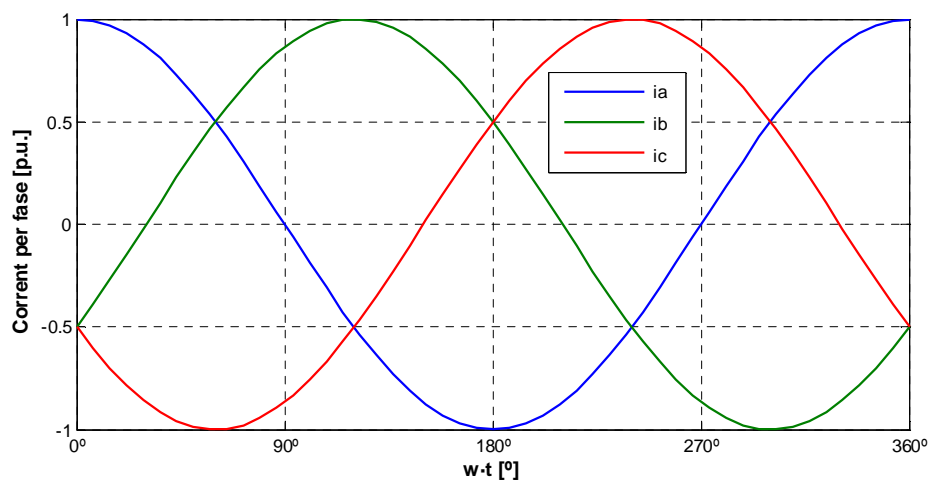


Figura 5.2. Evolució de les corrents trifàsiques dels debanats a, b i c.

Si es fa coincidir l'eix-d del rotor del motor amb l'eix de la fase 'A', la inductància directa es pot avaluar [19] de forma senzilla com:

$$L_d = \frac{\Psi_a}{I_a} = \frac{\Psi_d}{I_{pic}} \quad (5.4)$$

Per computar la inductància de l'eix en quadratura, que es troba 90° elèctrics avançat respecte l'eix d, és tant fàcil com girar el rotor del motor 30° mecànics fins fer coincidir la direcció i sentit oposat el camp magnètic dels imants amb la direcció de l'eix perpendicular a la superfície formada per les espires de la fase 'A'; i aplicar el mateix procediment anterior.

$$L_q = \frac{\Psi_q - \Psi_{PM}}{I_{pic}} \quad (5.5)$$

5.3. Estudi preliminar de les inductàncies L_d i L_q del motor

L'estator de la màquina està constituït de xapa magnètica M 250-50 A, de 36 ranures, diàmetre exterior de 166 mm i interior de 104 mm. Aquesta xapa presenta una corba d'inducció magnètica com la de la figura 5.3 i que s'ha introduït al programa FEMM.

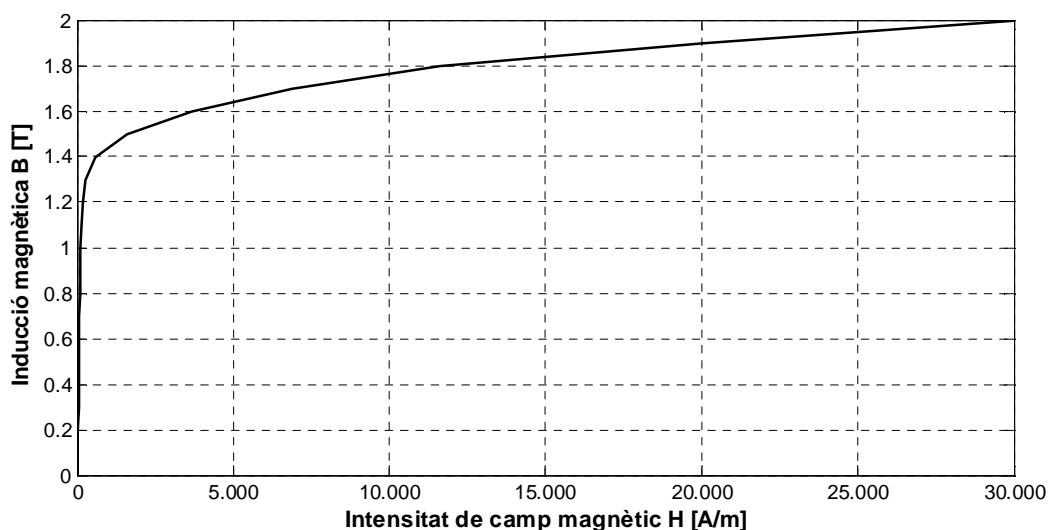


Figura 5.3. Corba d'inducció magnètica de la xapa M 250-50 A

Qualitativament es pot dir que el material té un comportament lineal fins als 1,3 T d'inducció, i a partir d'aquest valor es satura progressivament. Si s'estudia una màquina sense imants i es treballa en la zona lineal de la corba d'inducció magnètica del material es té, seguint la llei d'Ampere:

$$B = \frac{\mu_0 \cdot N \cdot I}{l_{\delta'}} \quad (5.6)$$

on $l_{\delta'}$ és la longitud equivalent del circuit magnètic, que depèn de la geometria de la màquina.

En general, la inductància en una màquina elèctrica es defineix com:

$$L_{eq} = N \cdot \frac{d\Phi}{dI} = \frac{d\Psi}{dI} \quad (5.7)$$

L_{eq} és la inductància, N el nombre d'espores, Ψ és el flux magnètic concatenat per les N espores i I és el corrent que circula per la espira. Per definició, el flux magnètic és:

$$\Phi = B \cdot S \quad (5.8)$$

On S és la superfície que travessen perpendicularment les línies de camp magnètic. Si es combinen les equacions 5.6 i 5.8, i derivem l'expressió 5.7 obtenim:

$$L_{eq} = \frac{\mu_0 \cdot N^2}{l_{\delta'}} \cdot S \quad (5.9)$$

Es pot dir, segons l'expressió 5.9, que la inductància és directament proporcional a la superfície perpendicular travessada per les línies de camp magnètic produïdes per la excitació dels debanats, quadràticament proporcional al nombre d'espores del debanat que estudiem i inversament proporcional a la longitud equivalent del circuit magnètic. Per tant, es pot dir que la inductància és un paràmetre que depèn de la geometria del motor.

Es recorda que el motor síncron de reluctància assistit amb imants permanents (PMASynRM) i en referència d'eixos d-q, té com a equació general del parell:

$$\Gamma_e = \frac{3}{2} \cdot p \cdot [(L_d - L_q) \cdot I_d \cdot I_q + \psi_{PM} \cdot I_d] \quad (5.10)$$

Si es vol obtenir parell de reluctància cal que la diferència entre la inductància en eix directe L_d i en quadratura L_q sigui de valor més gran possible. Per obtenir això, el rotor de la màquina es dissenya de manera que hi hagi tant àrees portadores de flux com barreres de flux. L'ús d'un programa d'elements finits ens permet resoldre de manera senzilla el valor de la inductància per a qualsevol geometria mitjançant les expressions 5.4 i 5.5.

Tenint clara la geometria i configuració del estator del motor, abans de proposar un disseny per al rotor, s'estudia l'hipotètic cas en que el rotor del motor estigui plenament constituït de xapa magnètica i el cas en que el rotor sigui aire. Es pot dir que és el disseny del motor SynRM ideal[30]

Estudiant el cas en que el rotor és plenament de xapa ens serveix per determinar el valor màxim d'inductància que podem aspirar en el disseny del motor, ja que el flux magnètic que travessa la xapa del rotor no es veu obstaculitzat. Equivaldria a la plena alineació entre l'eix d del rotor i el vector flux magnètic resultant de l'excitació dels debanats tal i com es mostra a la figura 5.4.

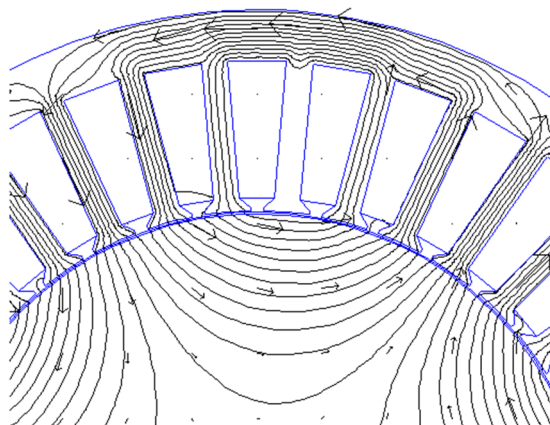


Figura 5.4. Línies de camp amb el rotor de xapa massís

Si s'analitza el segon cas en que en l'espai del rotor només hi ha aire, gràcies a la representació de la figura 5.5 es veu com les línies de camp magnètic segueixen uns camins molt diferents als del cas anterior i la inducció en l'entreferro és molt menor. La inductància correspon a la més baixa possible, que equivaldria a la plena alineació entre l'eix q del rotor i el vector flux magnètic resultant de l'excitació dels debanats.

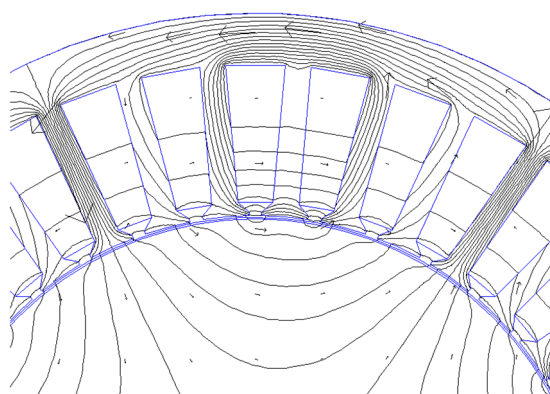


Figura 5.5. . Inducció magnètica a l'entreferro i línies de camp amb el rotor "aire"

Fent aquest anàlisi, es pot afirmar que les inductàncies L_d - L_q del motor PMASynRM són:

$$L_d \leq L_{xapa} \text{ i } L_q \geq L_{aire}$$

Es fan un seguit de simulacions amb diferents valors de I_{pic} per la combinació de corrents per fase descrita per les equacions 5.1, 5.2 i 5.3, per obtenir els diferents valors del flux concatenat per la fase 'a' i així trobar les inductàncies equivalents L_{xapa} i L_{aire} representats a la figura 5.6. A la figura 5.7 es representa l'evolució del quocient $\frac{L_{xapa}}{L_{aire}}$ del motor SynRM ideal per diferents valors de corrent I_{pic} . El valor màxim del quocient és aproximadament 13,3 unitats i es manté constant per valors de corrent baixos. A mesura que el corrent I_{pic} augmenta i s'arriba al colze en que la xapa magnètica es satura per efecte de la inducció magnètica, el quocient d'inductàncies decreix de forma no lineal.

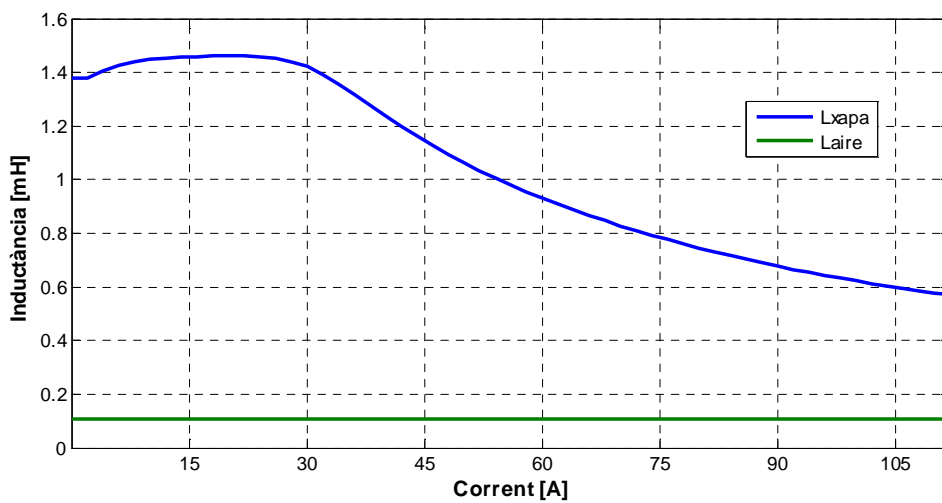


Figura 5.6. Evolució de la inductància amb rotor de xapa i rotor d'aire, en funció del corrent I_{pic} , per $L' = 70$

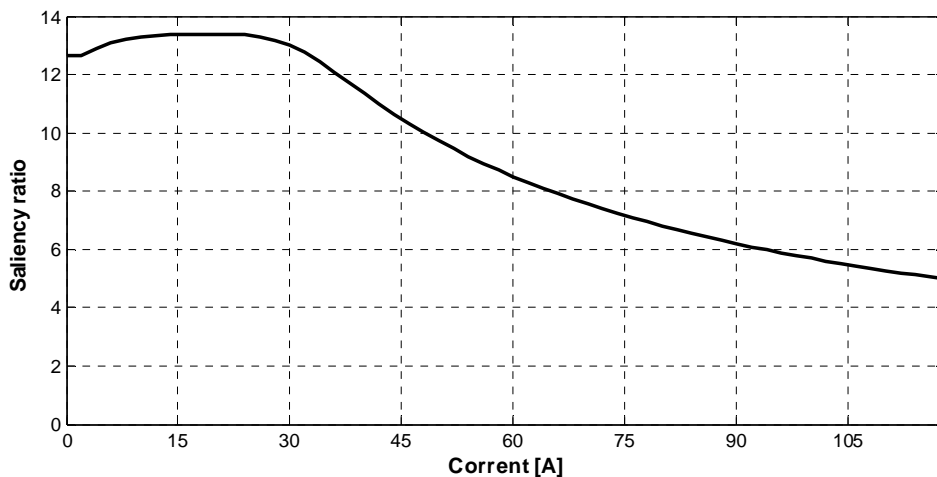


Figura 5.7. Evolució del "Saliency ratio" amb rotor de xapa i rotor d'aire, en funció del corrent I_{pic}

5.4. Estudi de les inductàncies L_d i L_q i la distribució de flux a l'entreferro del motor PMASynRM

Per tal de reduir al mínim el nombre de simulacions que es fan amb el programa FEMM per obtenir els paràmetres característics d'un disseny de motor en concret, i després estudiar-ne el seu comportament electromecànic, és important assenyalar que tant el flux concatenat com el valor de la inductància del motor es poden normalitzar en funció de la longitud L' del motor. Si prenem L'_{base} la longitud base amb la que es fan les simulacions amb el programa FEMM i calculem el flux concatenat per aquesta longitud base Ψ_{base} , es fàcil llavors extrapolar el valor de flux per una longitud L' determinada com:

$$\Psi = \Psi_{base} \cdot \left(\frac{L'}{L'_{base}} \right) \quad (5.11)$$

Aquesta proporcionalitat permet avaluar un sol cop la geometria del rotor i per tant, les equacions 5.4 i 5.5 es poden escriure de forma parametritzada en funció de la longitud com:

$$L_d = L_{d_{base}} \cdot \left(\frac{L'}{L'_{base}} \right) \quad (5.12)$$

$$L_q = L_{q_{base}} \cdot \left(\frac{L'}{L'_{base}} \right) \quad (5.13)$$

Posteriorment, al capítol 6 del projecte, s'utilitzaran els paràmetres L_d - L_q parametritzats per esbrinar la longitud L' necessària del motor per complir amb el parell a roda requerit. De les expressions 5.12 i 5.13 es desprèn, en canvi, que el quocient $\frac{L_d}{L_q}$ és independent de la llargada L' del motor.

Per argumentar l'elecció del disseny final en aquest capítol es comparen dos dissenys de rotor del motor, el de partida plantejat al capítol 4.2 que l'anomenarem "rotor inicial", i el disseny final que l'anomenarem "rotor final". Cal dir però, que s'arriba al disseny final després d'estudiar els paràmetres característics L_d - L_q de successius dissenys rotòrics seguint les recomanacions que s'han enumerat al capítol 4.2 i d'altres observacions fetes de la circulació de les línies de camp magnètic.

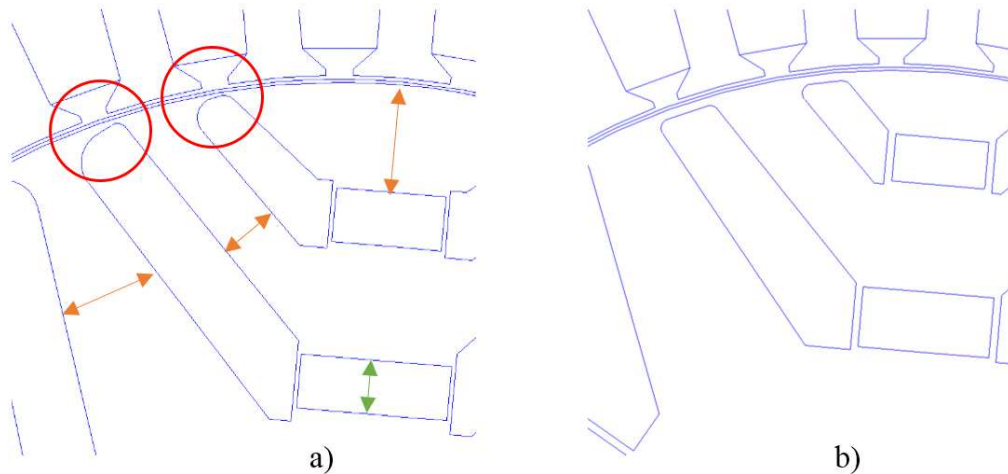


Figura 5.8. a) Disseny inicial del rotor. b) disseny final del rotor del motor PMASynRM

Fruit de les simulacions amb el FEMM, es constata que el camp magnètic dels imants a l'entreferro és molt baix. Es decideix, primerament, canviar els imants de ferrita normalitzats Y30BH ($B_r = 0,39 T$) pels FB13B de la marca TDK amb una major inducció romanent $B_r = 0,475 T$ i sobretot un camp coercitiu més elevat tal i com es mostra a la figura 5.9. A més s'aproximen aquests al diàmetre exterior del rotor, disminuint la distància c_1 i c_2 segons la figura 4.2, i s'augmenta el volum del imant 2 augmentant el gruix a_2 . S'aprofita també per canviar el gruix de les costelles segons les recomanacions fetes a [20] i així evitar problemes de resistència mecànica del paquet rotor.

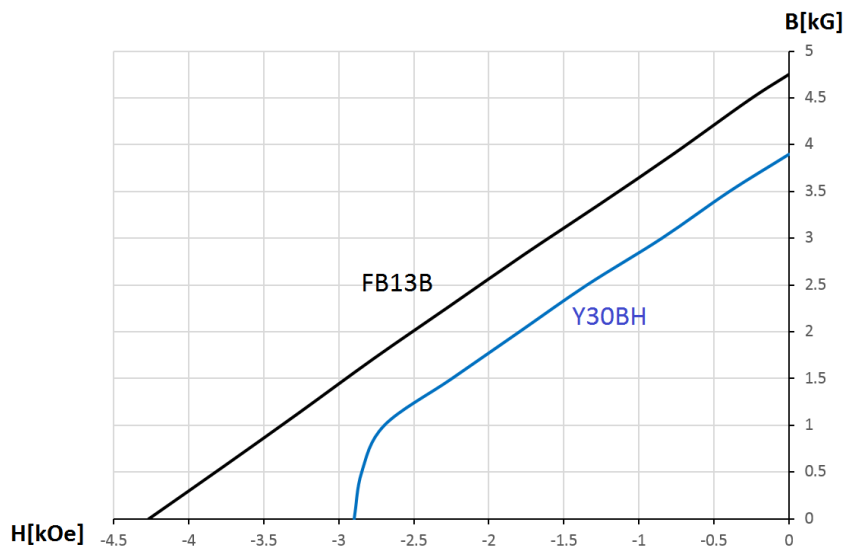


Figura 5.9. Corba de desmagnetització del imant FB13B i el Y30BH

Per altra banda, també es modifica la geometria de les ales de les barreres de flux. Es segueixen les recomanacions de l'article [31] per a que les barreres de flux no equidistin un angle igual al pas de ranura α_p . Es modifiquen doncs els angles τ_1 i τ_2 . Totes les modificacions respecte el "rotor inicial" es detallen a continuació a la taula 5.1.

Geometria	"rotor inicial"	"rotor final"
Imants	Y30BH	FB30B
$a_1 \times b_1$ [mm x mm]	4 x 8	3,7 x 8
$a_2 \times b_2$ [mm x mm]	4 x 11	4,75 x 11
c_1 [mm]	8	5,2
c_2 [mm]	20,5	17,5
τ_1 [°]	~45	~45
τ_2 [°]	~40	~42,5
k_t [mm]	0,4	0,7
k_r [mm]	0,3	0,6

Taula 5.1. Comparació dels paràmetres geomètrics del rotor

A continuació es mostren les gràfiques d'inducció a l'entreferro i el mapa d'induccions d'un pol del motor amb la configuració del rotor final. A la figura 5.10 es dibuixa la inducció deguda al camp magnètic dels imants de ferrita del motor.

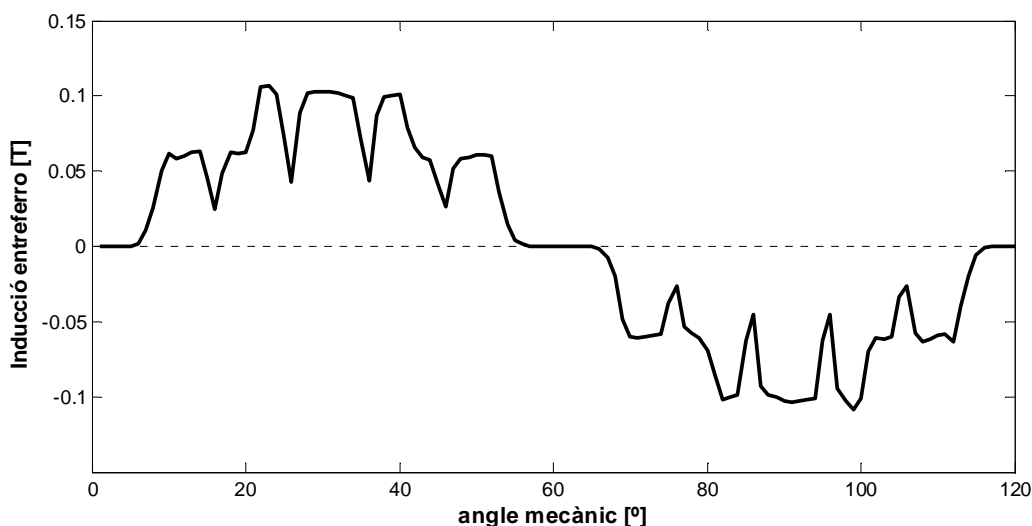


Figura 5.10. Inducció a l'entreferro d'un parell de pols del motor resultant d'excitar els debanats amb corrent $I_{pic} = 0$

Es pot veure com el valor d'inducció a l'entreferro degut als imants permanents de ferrita pren un valor màxim proper als 0,1 T molt per sota dels valors d'inducció que s'obtidrien en un motor SPMSM, i per tant, es fa evident el caràcter dels imants d'assistir en la producció de parell.

A les figures 5.11 i 5.12 es dibuixa el comportament magnetostàtic del motor amb el disseny de rotor final excitant els debanats amb un corrent $I_{pic} = \sqrt{2} \cdot 78 A$. S'observa com les línies de camp magnètic saturen la xapa magnètica en les dents que coincideixen amb l'eix directe de rotor i també la corona de l'estator contigua a les ranures dels enrotllaments de la fase 'A' del motor.

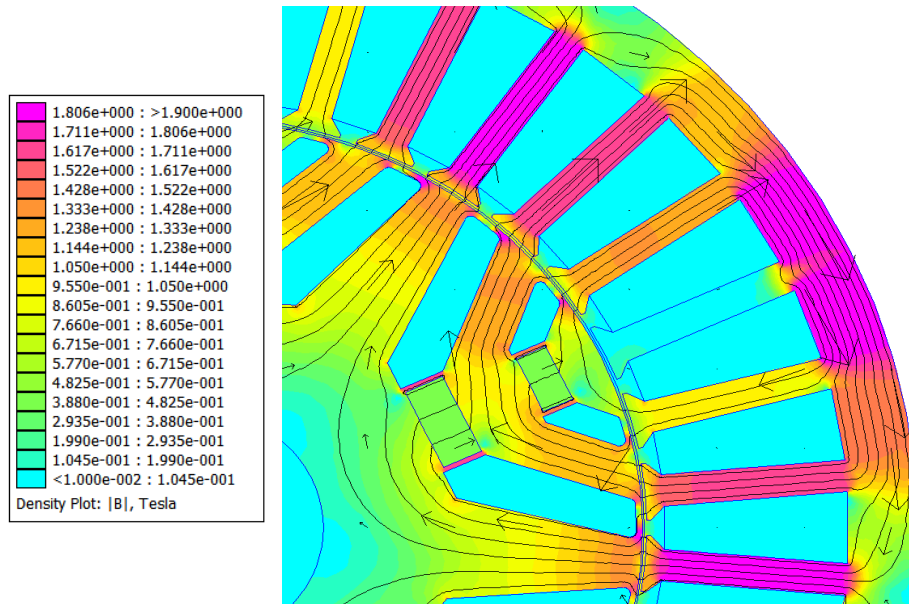


Figura 5.11. Mapa d'induccions i corbes de flux del motor resultant d'excitar els debanats amb corrent $I_d = I_{pic} = \sqrt{2} \cdot 78 \text{ A}$, $I_q = 0$

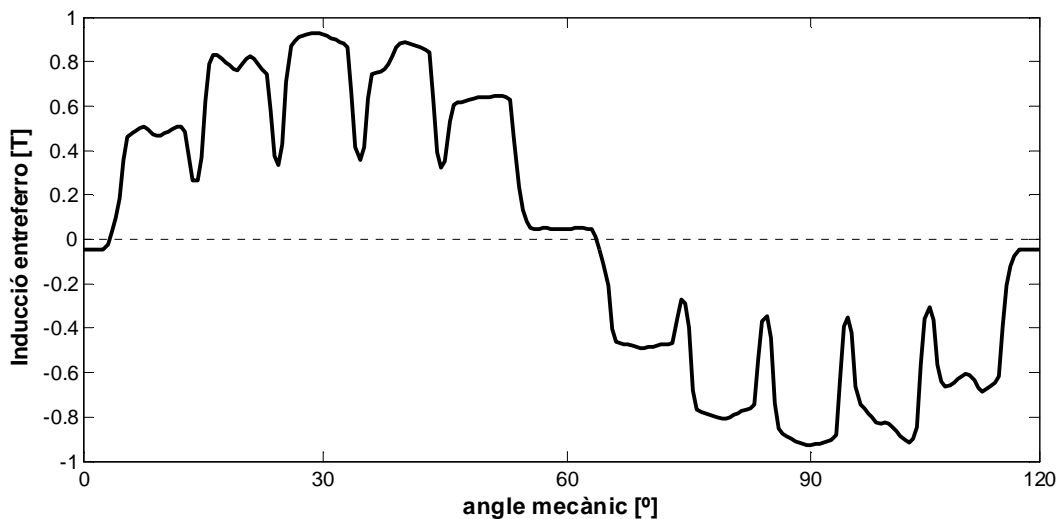


Figura 5.12. Inducció a l'entreferro d'un parell de pols del motor resultant d'excitar els debanats amb corrent

$$I_d = I_{pic} = \sqrt{2} \cdot 78 \text{ A}, I_q = 0$$

A les figures 5.13 i 5.14 es dibuixa el comportament magnetostàtic del motor amb el disseny de rotor final excitant els debanats amb un corrent $I_q = \sqrt{2} \cdot 78 \text{ A}$. En aquest cas, el camp magnètic es veu obstaculitzat per les diferents barreres de flux del rotor. S'observa com la xapa magnètica de les costelles està saturada degut al efecte dels imants i de les línies de camp magnètic que volen esquivar les barreres de flux

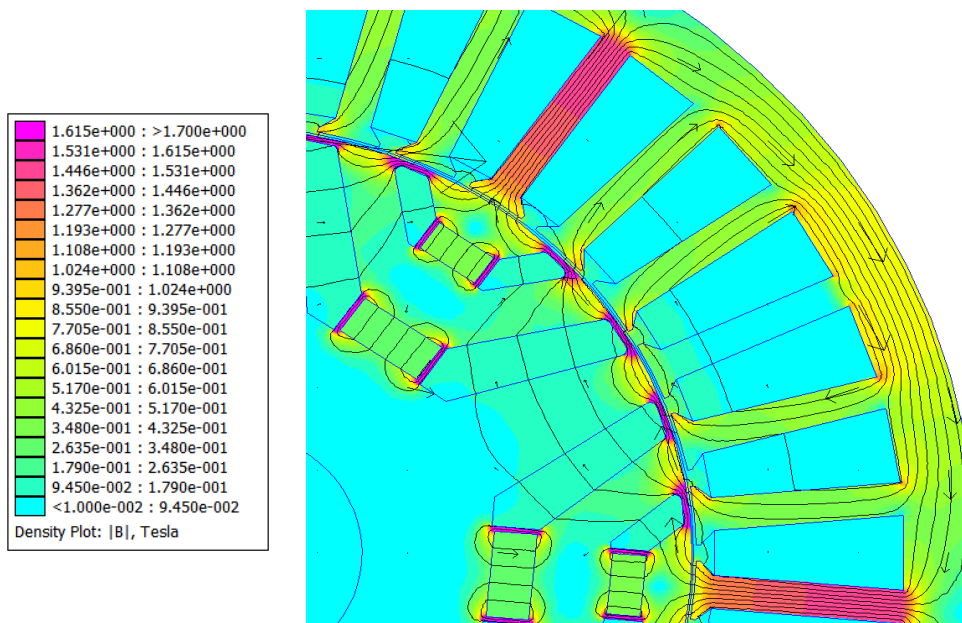


Figura 5.13. Mapa d'induccions i corbes de flux del motor resultant d'excitar els debanats amb corrent $I_d = 0$, $I_q = I_{pic} = \sqrt{2} \cdot 78 A$

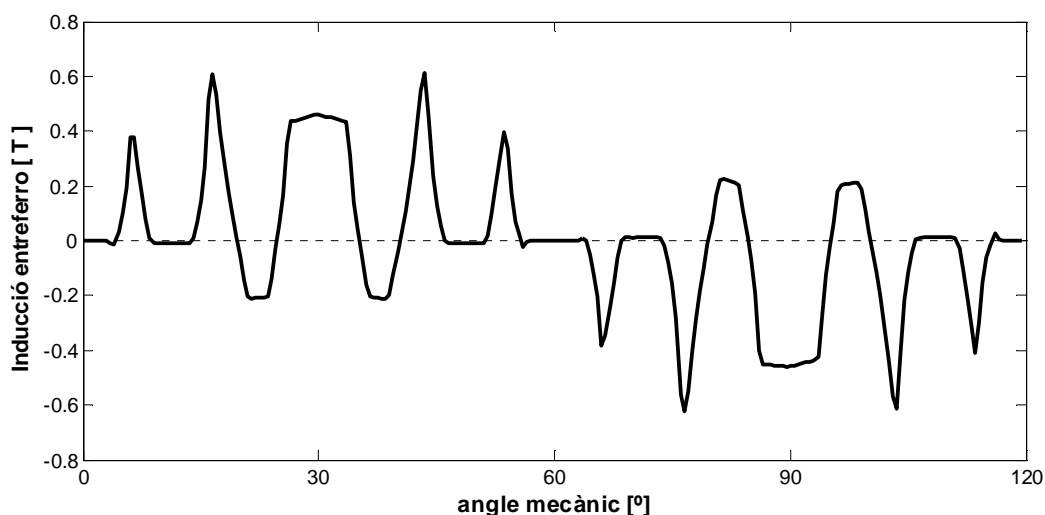


Figura 5.14. Inducció a l'entreferro d'un parell de pols del motor resultant d'excitar els debanats amb corrent $I_d = 0$, $I_q = I_{pic} = \sqrt{2} \cdot 78 A$

Tal i com s'ha explicat a l'inici d'aquest apartat, es realitza una única simulació amb FEMM per trobar cadascun dels diferents valors del flux concatenat en eixos d-q en funció del corrent I_d, I_q . S'analitza doncs $\Psi_{d_{base}}(I_d)$ i $\Psi_{q_{base}}(I_q)$ del motor per una sèrie de corrents I_d, I_q de 0 a $\sqrt{2} \cdot 78 A$ amb salts discrets de 1 'ampere' en cada simulació.

A continuació es mostren de forma gràfica els resultats obtinguts en les simulacions del rotor final. A la figura 5.15 es representa el flux concatenat en eixos d-q per corrents $I_d, I_q, -I_d, -I_q$. El flux concatenat per l'eix-d és clarament més alt, i es veu limitat per la saturació de la xapa

magnètica aproximadament quan $I_d = 30 A$ tal i com es veu a la figura 5.3. Per altra banda el flux concatenat per l'eix-q és més baix ja que es veu obstaculitzat per les barreres de flux. Es veu clarament l'efecte que tenen els imants, oposant-se al flux magnètic d'excitació dels debanats quan el corrent és positiu, amb una corba de flux en funció del corrent pràcticament lineal i un valor del camp magnètic degut als imants de $\Psi_{PM} = 0,0061 Wb$.

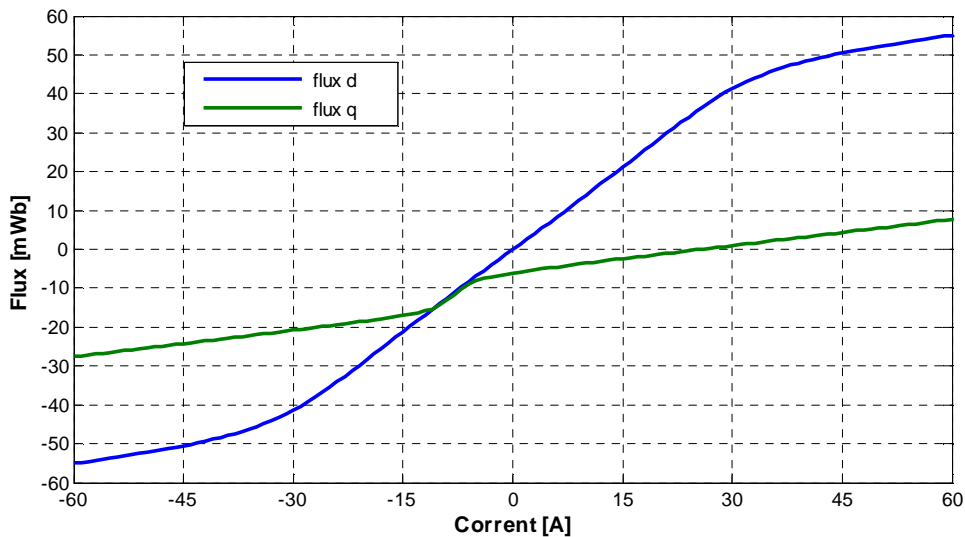


Figura 5.15. Corba de magnetització rotor final en eixos d-q en funció del corrent I_{pic} , per $L' = 70 mm$

A la figura 5.16 es mostren les inductàncies $L_d - L_q$ calculades a partir de les equacions 5.4 i 5.5. Si es comparen els resultats amb els de la figura 5.6, es veu com la inductància en eix directe del rotor final és pràcticament idèntic al del rotor de xapa. En canvi, la inductància L_q del rotor final és lleugerament superior a la del rotor d'aire, al circular inevitablement part del camp magnètic a través de les costelles del rotor i no veure's obstaculitzat per les barreres de flux. Observant l'evolució de L_d (que interessa de valor més alt possible) es veu clarament l'efecte de la saturació magnètica de la xapa a partir de $I_d = 30 A$, fent disminuir el seu valor de forma dràstica. L_q (que interessa de valor més baix possible), gràcies també a la saturació de la xapa en les costelles tangencials i radials, experimenta una evolució decreixent a mesura que augmenta l'excitació dels debanats.

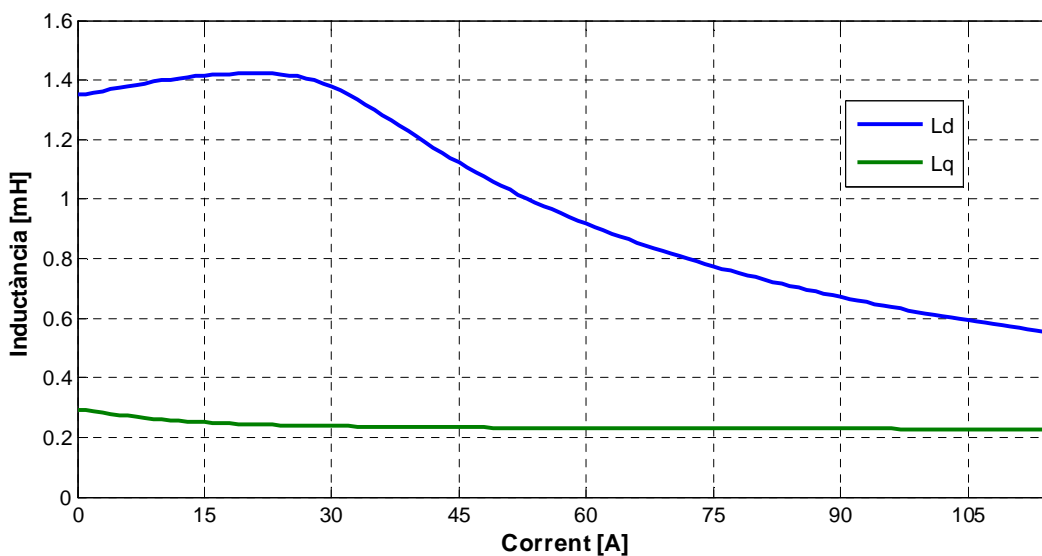


Figura 5.16. Inductàncies L_d - L_q del rotor final en eixos d-q positius en funció del corrent I_{pic} , per $L' = 70$ mm

Si es representa el quocient entre $\frac{L_d}{L_q}$ del rotor final i es compara amb el del rotor inicial, es veu doncs com els canvis efectuats en el disseny tenen una clara influència en la millora de la capacitat de producció de parell del motor, figura 5.17. Tot i aquesta millora, el "saliency ratio" del rotor final és aproximadament la meitat del obtingut amb el rotor de xapa i aire de la figura 5.7.

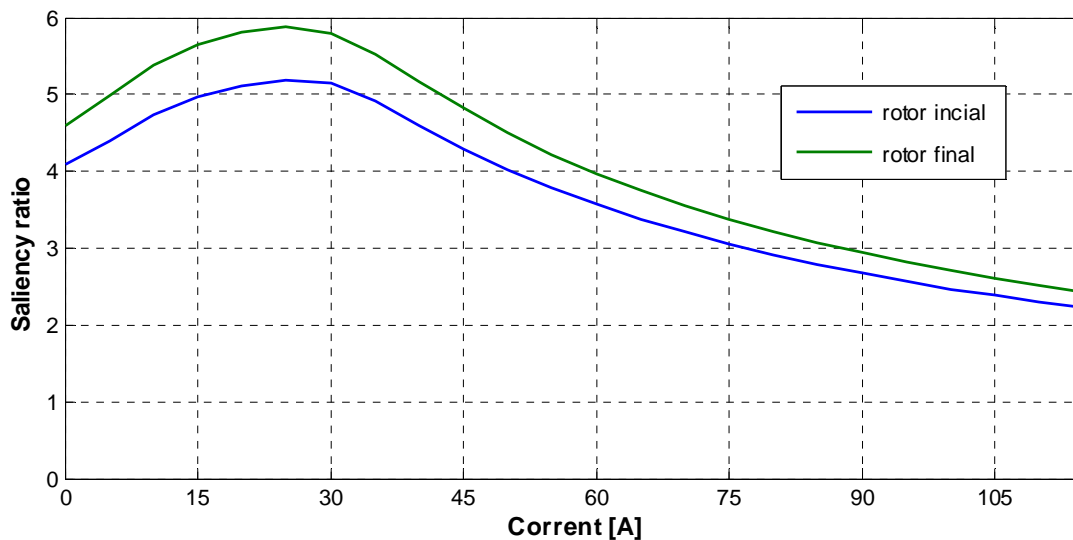


Figura 5.17. Evolució del "Saliency ratio" amb rotor inicial i rotor final en funció del corrent I_{pic}

5.5. Estudi de la producció de parell del motor

Per estudiar el rissat de parell, un cop es decideix al capítol 6 la llargada L' del motor i el corrent I_{pic} que ha de circular pels debanats per produir el parell màxim desitjat, es duen a terme un seguit de simulacions amb FEMM en que s'exciten els debanats del estator amb l'angle de corrent α_i^e i es fa girar de forma síncrona el rotor del motor amb els corrents per fase i_a , i_b i i_c .

En realitat la transformació de Park en eixos d-q, fa que el valor de I_{pic} de les corrents en referència abc coincideixi amb el del corrent $I_s = \sqrt{I_d^2 + I_q^2}$. Segons l'expressió 4.13, el valor del corrent eficaç màxim amb que es pot alimentar el motor en règim permanent és $I_{RMS,max} = I_n = 78 A$, que es correspon doncs a $\frac{I_{s,max}}{\sqrt{2}} = \frac{I_{pic}}{\sqrt{2}}$.

A la figura 5.18 es representa els resultats de l'evolució del parell alimentant el motor amb I_{max} per una rotació de 20° mecànics del rotor. De fet, es pot dir que la forma d'ona del parell és quasi periòdica cada 10° mecànics, que geomètricament parlant es correspon amb el pas de ranura τ_v del estator del motor.

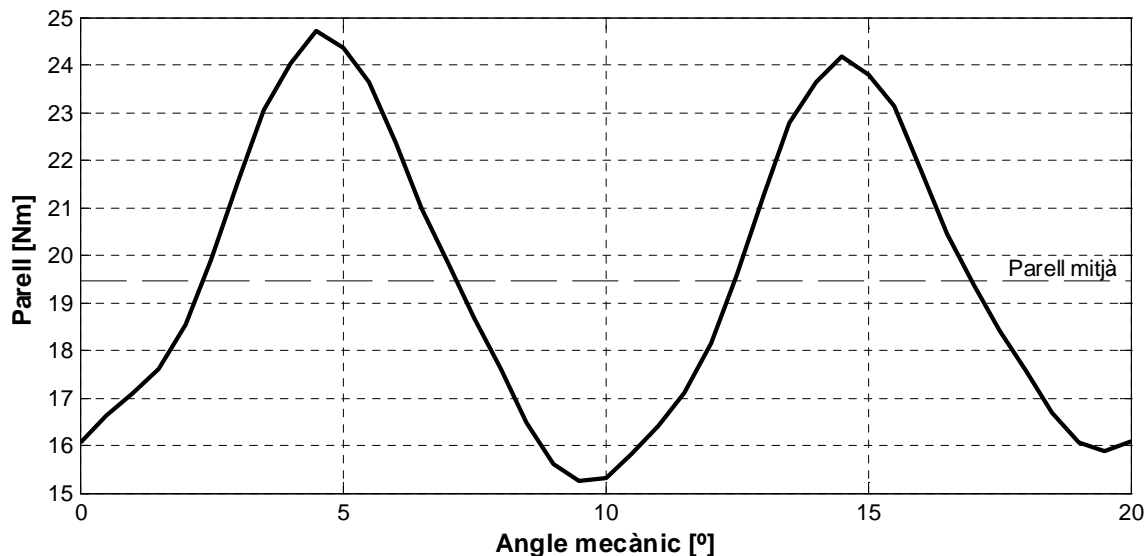


Figura 5.18. Rissat de parell del motor en plena càrrega (I_n i $\alpha_i^e = 63^\circ$), per $L' = 70$ mm

El parell mig és de 19,6 Nm, amb el parell màxim de 24,5 Nm i el mínim de 15,2 Nm. Aquest rissat de 4,65 Nm per sobre i sota, representa aproximadament un 24% respecte el parell mig. Per tal de minorar-lo, podria ser útil seguir les recomanacions del disseny rotòric que es fan a l'article [35], en que es suggereix adoptar dos geometries diferents per les barreres de flux del rotor del motor com es mostra a la figura 5.19.

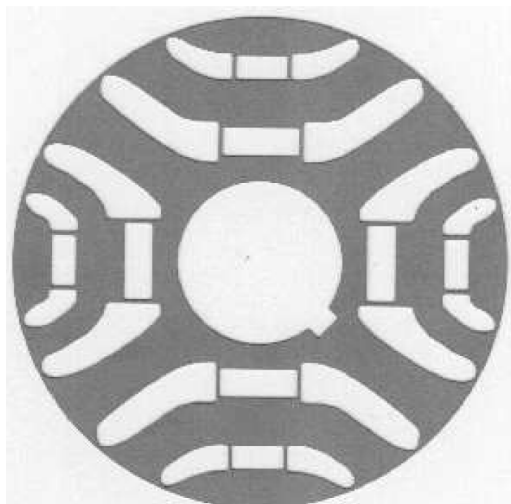


Figura 5.19. Geometria del rotor proposada a [35]

També és interessant avaluar el “cogging” del motor, que és el parell motor degut a la interacció dels imants permanents del rotor amb les ranures i dents del estator quan no s'alimenta els debanats del motor. Aquest parell pot arribar a ser un problema a velocitats baixes en alguns motors en que es manifesta en forma de sacsejades. Els motors on els imants prenen protagonisme com els SPM la seva influència es estudiada i corregida per minimitzar-la. En canvi, tal i com es mostra a la figura 5.20, en el motor PMASynRM que es dissenya aquest parell és pràcticament nul i no presenta cap problemàtica.

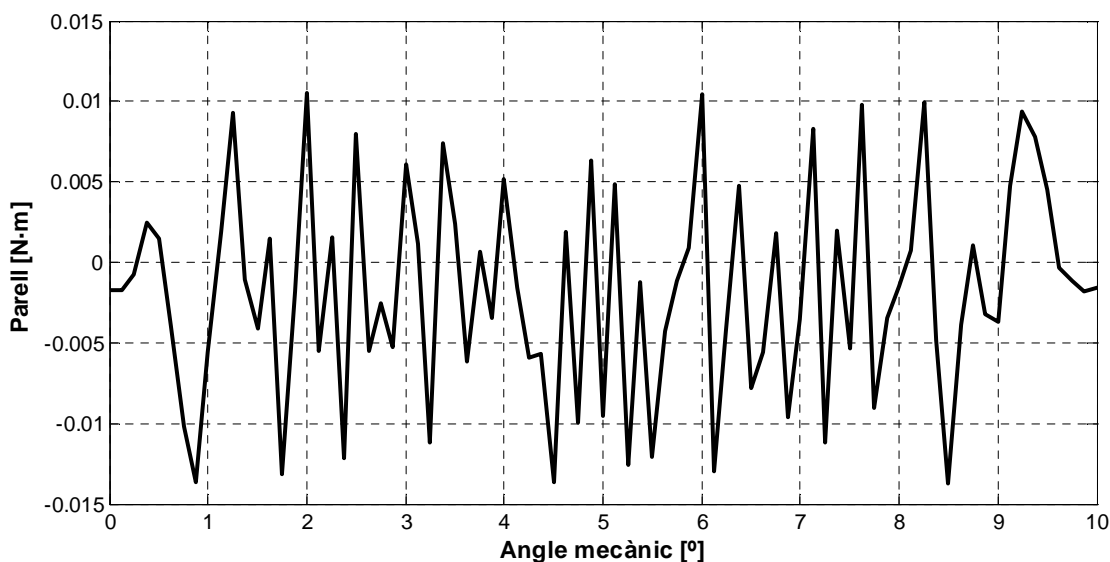


Figura 5.20. “Cogging Torque” del motor. Rissat de parell del motor degut als imants, per $I_{pic} = 0$, per $L' = 70 \text{ mm}$

5.6. Estudi de la desmagnetització dels imants del motor

Fent referència altre cop a les dimensions finals i el corrent màxim del motor que es troba al capítol 6, es du a terme la simulació del motor tal i com s'ha plantejat al capítol 4.4.2.

Es fa la hipòtesis de treball en condicions extremes de temperatura de -40°C i corrent pic d'excitació de 168 A (1,5 cops superior al corrent nominal). Abans però cal saber el punt del colze de desmagnetització del imant en concret per la temperatura d'estudi. Segons el fabricant TDK, els imants de ferrita B13B tenen el colze de desmagnetització localitzat aproximadament als 0,15T d'inducció, segons la figura 5.21.

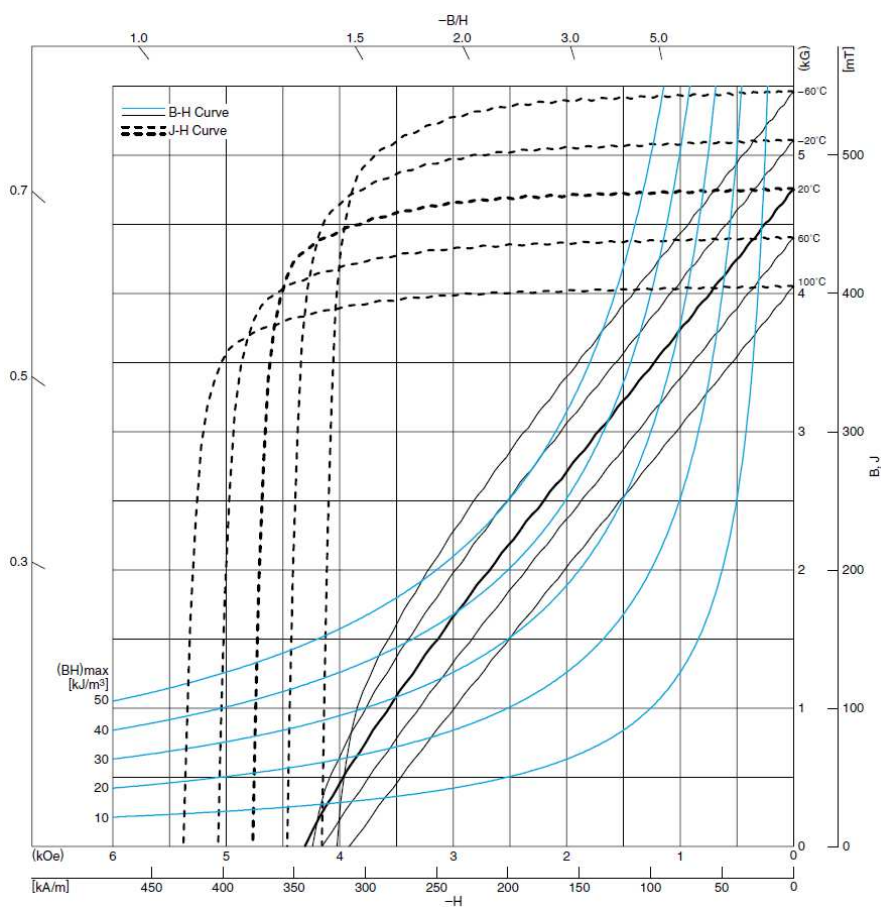


Figura 5.21. Corba de desmagnetització B-H del imant FB13B de la marca TDK per diferents temperatures de treball

Analitzant el mapa d'induccions del motor, i en concret els imants, no es veu que aquests treballin en cap zona propers al colze de desmagnetització com es veu a la figura 5.22. En un punt molt localitzat de l'imant 2 es registra un valor d'inducció de 0,128 T que no tindria cap afectació en el comportament general de l'imant.

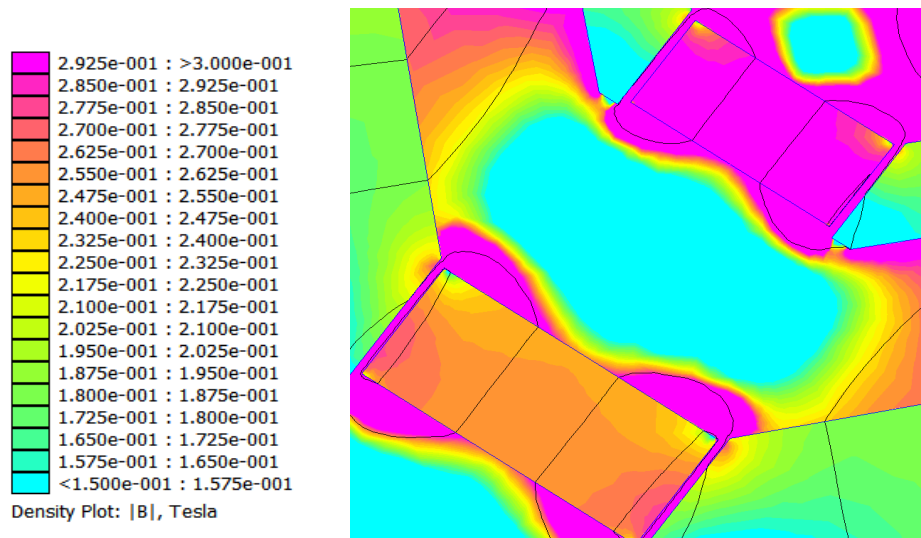


Figura 5.22. Mapa d'induccions en els imants d'un pol del motor per un corrent eficaç 1,5 vegades superior al nominal, $i_q = I_{pic} = \sqrt{2} \cdot I_n \cdot 1,5 A$

6. Anàlisi dinàmic i especificacions finals del motor síncron de reluctància assistit amb imants de ferrita

Un cop trobats els paràmetres característics del motor a través de les simulacions amb elements finits, es vol conèixer el comportament dinàmic elèctric del motor tal i com s'ha presentat a les diverses equacions dels capítols 3.3, 3.4 i 3.5. Per fer-ho, es programa una rutina de càlcul parametrizada i aquest cop s'utilitza el llenguatge de programació MATLAB per resoldre el sistema d'equacions de forma automatizada i poder trobar la longitud del motor i el corrent eficaç per fase que garanteixen el parell màxim necessari, així com l'angle de corrents per cadascun dels corrents d'excitació del motor. S'adjunten els codis dels arxius al Annex D del projecte.

6.1. Estudi inicial

Inicialment es prenen els paràmetres de disseny de la taula de l'apartat 4.5, juntament amb els paràmetres característics $L_d - L_q$ trobats en les diferents simulacions fetes amb FEMM. Es recorda que la dinàmica de la motocicleta exigia que es desenvolupés un parell a roda de 140 Nm fins assolir la corba de potència 3 kW constant, aproximadament als 18,4 km/h de velocitat lineal. Inicialment es fixa que la relació de reducció de la transmissió sigui $r_t = 10$ tal i com figura a la taula del capítol 4.5.

A la figura 6.1 es representa el parell del motor en funció de l'angle de corrent per dos valors d'intensitat per fase $I_{RMS} = 35 A$ i $I_{RMS,max} = I_n = 78 A$, si aquest té una llargada equivalent de $L' = 70 mm$. Es veu com l'angle de corrent del motor creix a mesura que s'alimenta amb més corrent, assolint $\Gamma_{max} = 19,5 Nm$ de parell màxim per un angle de corrents $\alpha_i^e = 63^\circ$ i $I_n = 78 A$.

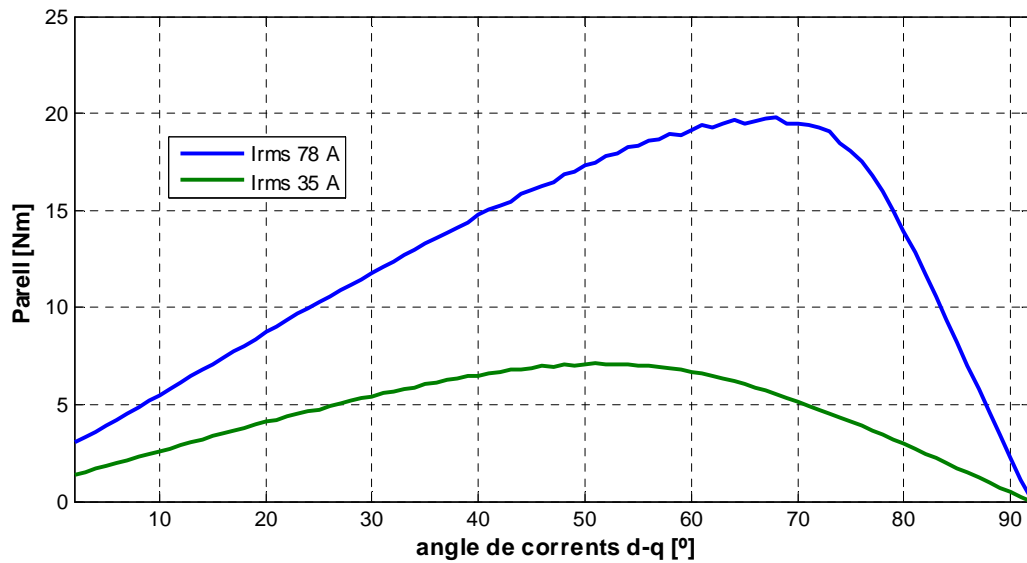


Figura 6.1. Parell en funció de l'angle corrents, per dos valors $I_{RMS} = 78 A$ i $I_{RMS} = 35 A$, per $L' = 70 mm$

Si es vol conèixer el parell màxim per cadascun dels corrents estatòrics, s'ha d'anar variant l'angle α_i^e i enregistrar el valor més alt. El resultat es mostra a la figura 6.2.

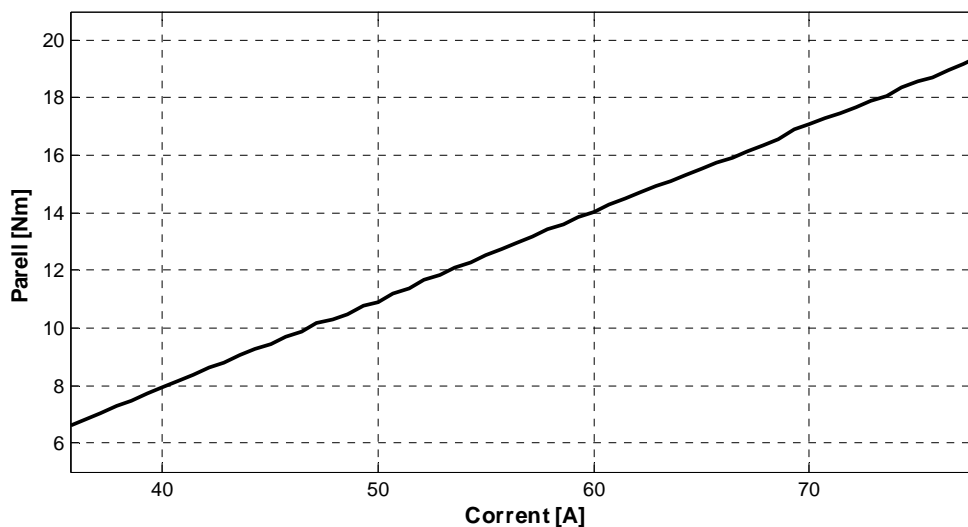


Figura 6.2. Parell màxim en funció del corrent efectiu del motor I_{RMS} , per $L' = 70 mm$

Si ens fixem en els límits d'operació del motor, tal i com s'ha descrit al capítol 3.5, amb el control vectorial es força que el motor operi a parell constant Γ_{max} fins al punt en que s'assoleix la tensió màxima disponible d'alimentació del motor. Pel disseny proposat, i segons les equacions 3.19, 3.20 i 3.26 aquest punt s'assoleix quan la velocitat nominal ω_n del motor és de tant sols de 1500 rpm tal i com es representa a la figura 6.3.

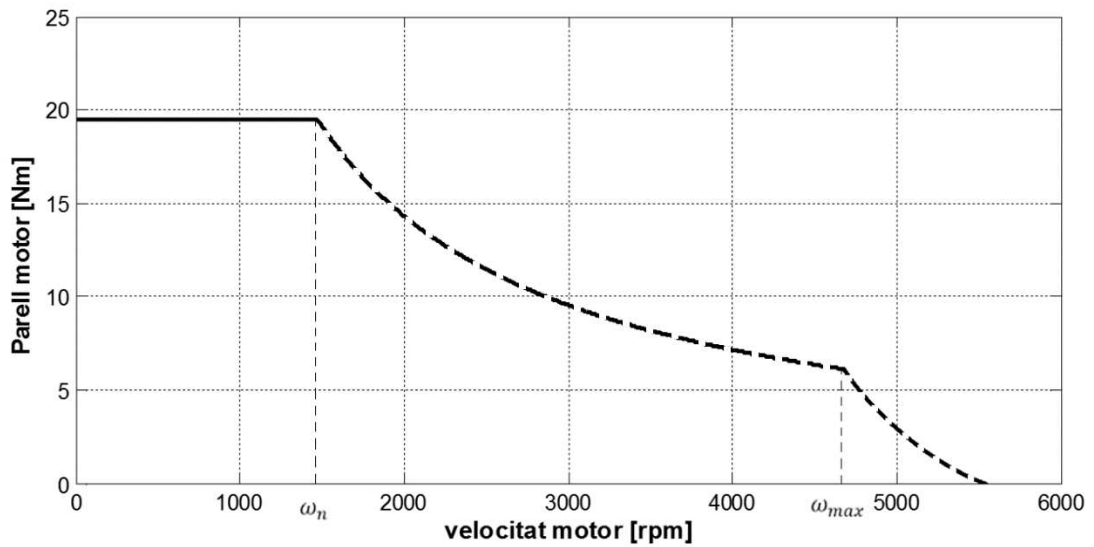


Figura 6.3. Corba de parell-velocitat del motor

Per entendre una mica més les condicions d'operació del motor, és interessant avaluar el factor de potència i el rendiment al punt de treball nominal per si és possible modificar d'alguna forma els paràmetres de disseny i obtenir almenys les especificacions mínimes de la dinàmica de l'aplicació. Per $L' = 70 \text{ mm}$ i $I_n = 78 \text{ A}$, el factor de potència del motor és $\cos(\varphi) = 0,759$, $P_m = 3,004 \text{ kW}$ i el rendiment del motor $\eta_{motor} = 0,863$. Es té un $\cos(\varphi)$ baix en comparació amb un motor SPMSM [33], que es tradueix inevitablement en unes pèrdues per efecte Joule altes al haver de circular més corrent pels enrotllaments per tal de magnetitzar la màquina, tal i com es mostra al diagrama vectorial de la figura 6.4.

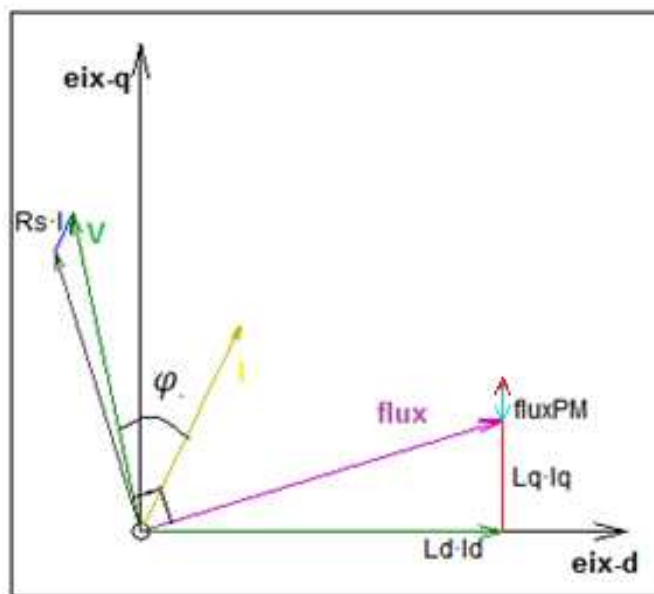


Figura 6.4. Diagrama vectorial del motor al punt de treball nominal $I_n - \omega_n$, per $L' = 70 \text{ mm}$ i $I_n = 78 \text{ A}$

La potència aparent d'entrada del motor és sempre $S_{in} = 4,585 \text{ kVA}$ si es vol que hi circuli un corrent $I_n = 78 \text{ A}$, o el que és el mateix, que la densitat de corrent pels debanats del motor sigui de $J = 6,45 \frac{\text{A}}{\text{mm}^2} \leq 6,5 \frac{\text{A}}{\text{mm}^2}$ que hem fixada com a màxima si tenim en comte que el motor no tindrà cap sistema de refrigeració forçada.

Per $L' = 70 \text{ mm}$ i $I_n = 78 \text{ A}$ tal i com es mostra a la figura 6.3, un cop arribats al punt de treball nominal, s'entra en la zona de potència constant del motor o afebliment de camp magnètic del motor mantenint el corrent $I_n = 78 \text{ A}$ constant. Segons l'expressió 3.29, aquesta regió acaba quan la velocitat angular de gir del motor és aproximadament $w_{max} = 4658 \text{ rpm}$. A partir d'aquest punt, s'ha d'afeblir el corrent d'alimentació I_{RMS} per poder continuar incrementant la velocitat del motor.

Amb la configuració de $L' = 70 \text{ mm}$, $I_n = 78 \text{ A}$ i $r_t = 10$, el motor PMASynRM no compleix amb les especificacions dinàmiques mínimes que s'havien fixat al plantejar el seu disseny. El parell motor és molt més alt que el necessari per a la tracció de la motocicleta, i en canvi la velocitat màxima del motor és inferior a la desitjada. Arribats a aquest punt, es planteja modificar d'alguna forma la relació de transmissió r_t i/o la llargada del motor L' per adaptar la corba parell velocitat del motor a les especificacions dinàmiques de la roda de la motocicleta.

6.2. Correcció de la relació de transmissió

A grans trets, el comportament dinàmic del motor es pot descriure de la següent forma. Mantenint el corrent $I_{RMS} = 78 \text{ A}$ constant i disminuint la llargada del motor L' , el rendiment augmenta però el $\cos(\varphi)$ disminueix. Això es degut a la menor influència que tenen els imants. Per tant, la potència de sortida del eix del motor P_m no necessàriament augmenta. A més, disminuir la llargada del motor implica reduir el parell del motor. Si s'augmenta L' , el parell i el factor de potència augmenten, però el rendiment del motor disminueix al augmentar les pèrdues per efecte Joule als debanats de més llargada. Així doncs, la potència que desenvolupa l'eix de sortida del motor $P_m = 3 \cdot V_{an} \cdot I_{rms} \cdot \cos(\varphi) \cdot \eta_{motor}$ que ja havíem definit a l'equació 4.11, es veu disminuïda. En canvi, la velocitat w_{max} de la zona d'afebliment de camp augmenta. La llargada del motor té unes limitacions físiques de volum obvies, tenint en comte l'aplicació a que va destinada com es la motocicleta tipus "scooter".

Una altra opció és reduir la relació de transmissió per poder assolir velocitats a roda més altes, d'aquesta forma el parell a roda disminueix fent eixamplar la zona de parell constant i sobretot

augmentar en valor absolut la velocitat de gir màxima de la roda. Així doncs, si es pren la relació de transmissió $r_t = 7,5$ el motor es capaç de propulsar la motocicleta per sobre dels 55 km/h en que s'entraria en la zona d'afebliment de corrent, i a velocitats baixes desenvolupa un parell a roda superior al requerit tal i com es mostra a la figura 6.5.

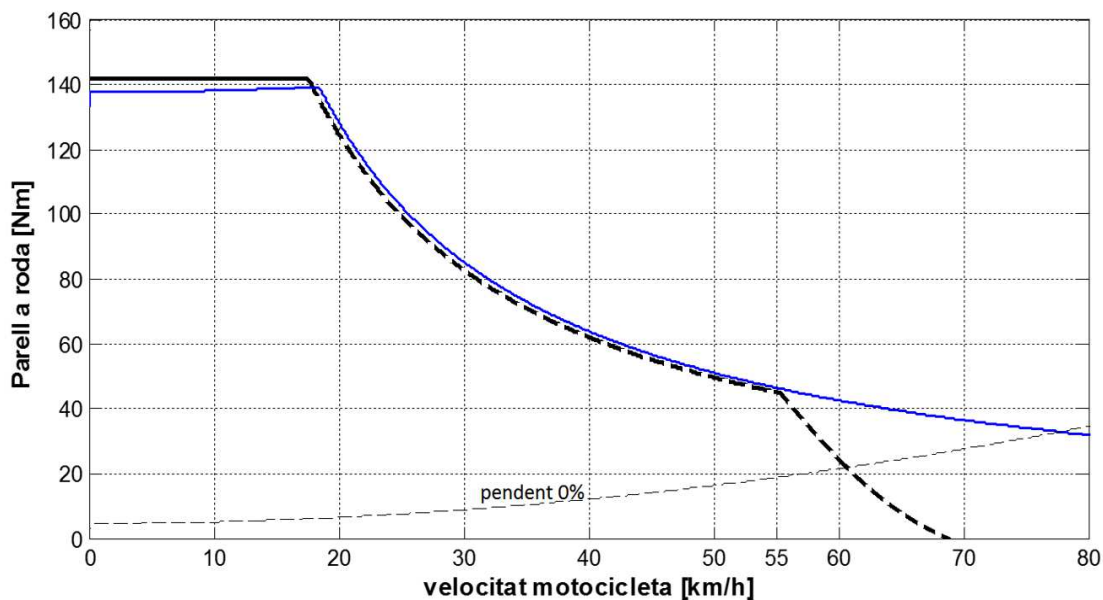


Figura 6.5. Corba de parell-velocitat a la roda de la motocicleta, amb $r_t = 7,5$

Assenyalar, que degut al rendiment de la transmissió mecànica, la potència màxima que es pot desenvolupar en règim permanent a la roda és una mica inferior als 3 kW si es té en compte el rendiment i factor de potència del punt nominal es mantenen constants en tota la zona d'afebliment de camp. Aquest supòsit no és ben bé cert, ja que tant el factor de potència del motor com el rendiment varien en funció dels corrents I_d , I_q amb que s'alimenten els debanats i de la velocitat de gir del motor. Caldria fer un estudi detallat del mapa d'eficiències del motor per la zona d'afebliment de camp per treure'n conclusions més acurades.

Pel que fa a la zona d'afebliment de corrent, aquesta permet prolongar la velocitat de gir del motor per sobre de w_{max} fent disminuir el valor del corrent des de I_n fins a 0 A. Sempre i quant el punt de treball estigui per sobre de la corba de càrrega de la dinàmica, la motocicleta podrà accelerar i augmentar la seva velocitat.

Es decideix doncs que $L' = 70 \text{ mm}$ i $r_t = 7,5$ siguin les dimensions finals del motor PMASynRM i la transmissió mecànica. Al tractar-se d'un motor elèctric, això permetria desenvolupar de forma transitòria puntes de potència superiors als 3 kW. De forma gràfica i

merament il·lustrativa, les pèrdues del motor al punt de treball nominal es poden representar amb un diagrama Sankey de flux energètic com el de la figura 6.6.

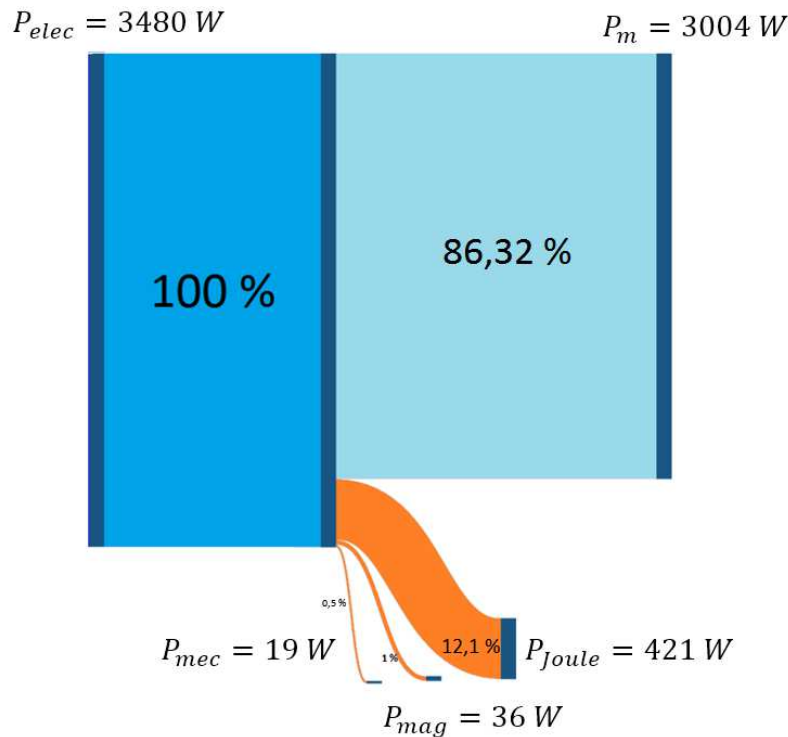


Figura 6.6. Diagrama Sankey del flux energètic del motor al punt de treball nominal $\Gamma_n - \omega_n$, $L' = 70 mm$ i $I_n = 78 A$

6.3. Pes del motor

Un cop es té el disseny definitiu, es calculen els volums de cadascuna de les parts del motor i així obtenir-ne el pes total tal i com s'adjunta a la taula 6.1.

El pes de la carcassa i les tapes del motor podrien ser disminuïts amb un anàlisi més detallat de resistència mecànica del conjunt motor, orientativament fins als 14 kg.

Amb el prototip actual, la relació entre la potència nominal i el pes del motor (potència específica) és de tant sols 0,188 kW/kg, tot i que cal assenyalar que en la majoria de la literatura la potència específica es refereix al de la potència màxima del motor i aquest valor no és pot quantificar sense fer un estudi detallat del comportament tèrmic del motor. Altrament, si el motor incorporés algun sistema de refrigeració forçada, això permetria augmentar la densitat de corrent J pels debanats i per tant la potència nominal. De totes formes, aquest valor està lluny del que es podria obtenir, segurament, amb un motor SPMSM d'imants de terres rares.

Unitats	Nom	Volum (cm ³)	Material/Denominació	Densitat (g/cm ³)	Pes (kg)
1	Rotor	374,51	M250-50A	7,7	2,88
6	Imant 1	11,52	FB30B	5,1	0,35
6	Imant 2	20,76	FB30B	5,1	0,63
1	Tapa rotor 1	60,58	Al 6061	2,7	0,16
1	Tapa rotor 2	60,32	Al 6061	2,7	0,16
3	Espàrrec rotor	2,47	Al 6061	2,7	0,02
1	Eix	152,34	Acer 1018	7,9	1,20
2	Coixinet	-	-	-	0,16
1	Estator	518,89	M250-50A	7,7	4,00
1	Carcassa	1036,04	Al 6061	2,7	2,80
1	Tapa carcassa 1	257,50	Al 6061	2,7	0,70
1	Tapa carcassa 2	717,84	Al 6061	2,7	1,94
1	Enrotllament	-	Cu	8,96	0,4
1	Xaveta rotor	1,75	Acer 1018	7,9	0,01
-	Tornilleria	-	-	-	0,3
-	Resina, paper, cunyes i altres	-	-	-	0,2
	Total				15,92 kg

Taula 6.1. Pes de cadascun dels elements del motor

6.4. Especificacions finals del motor

Dimensions i paràmetres inicials de disseny del motor		
Concepte [unitat]	Símbol	Valor
<u>General motor</u>		
Parells de pols	p	3
Tensió bateries [V]	U_{batt}	48
Tensió màxima d-q convertidor [V]	U_s	27,71
Relació de reducció	r_t	7,5
Velocitat nominal motor [rpm]	ω_n	1500
Velocitat màxima zona afebliment [rpm]	ω_{max}	4658
Densitat de corrent màxima [A/mm ²]	J_{max}	6,45
Corrent eficaç màxim, nominal [A]	I_n	78
Angle de corrent nominal [°]	α_i^e	63
Corrent Id [A]	I_d	50
Corrent Iq [A]	I_q	98
Inductància d pel corrent nominal [mH]	$L_d(I_d)$	1,045
Inductància q pel corrent nominal [mH]	$L_q(I_q)$	0,228
Parell màxim, nominal [N·m]	Γ_n	19,5
Potència motor nominal [kW]	P_m	3,00
Eficiència al punt de treball nominal [%]	η_{motor}	0,863
Factor de potència nominal	$\cos(\varphi)$	0,759

Concepte [unitat]	Símbol	Valor
<u>Estató</u>		
Xapa magnètica M250-50A, factor d'apilament	k_{Fe}	0,97
Nombre de ranures estatòriques	Q	36
Entreferro [mm]	δ	0,5
Diàmetre exterior del estató [mm]	-	166
Longitud motor [mm]	L'	70
<u>Roto</u>		
Xapa magnètica M250-50A, factor d'apilament	k_{Fe}	0,97
Diàmetre exterior del roto [mm]	-	103
Diàmetre exterior de l'eix [mm]	-	30
Costella tangencial al diàmetre del roto [mm]	k_t	0,7
Costella radial [mm]	k_r	0,6
Distància c1 [mm]	c_1	5,2
Distància c2 [mm]	c_2	17,45
Angle [°]	τ_1	43,74
Angle [°]	τ_2	39,56
<u>Enrotllaments</u>		
Fil de coure esmaltat de classe 180°C	-	-
Debanat trifàsic concèntric i de simple capa	-	-
Nombre d'espises per fase	N_f	30
Nombre de conductors per ranura	z_Q	5
Secció conductor [mm ²]	S_c	12,06
Nombre de fils per conductor	a_c	6
Factor d'emplenat de ranura [%]	k_v	38
Resistència debanat a temperatura 115°C [Ω]	R_{115}	0,0231
Longitud d'espira mitja [cm]	lem	38,52
Cap de bobina [mm]	w	33
<u>Imants</u>		
Imants de ferrita TDK FB13B	-	-
Inducció romanent [T]	B_r	0,475
Camp coercitiu [kA/m]	H_c	350
Camp magnètic dels imants a l'entreferro [Wb]	Ψ_{PM}	0,0061
Imant 1 [mm x mm]	$a_1 \times b_1$	3,7 x 7,4
Imant 2 [mm x mm]	$a_2 \times b_2$	4,75 x 10,4

Taula 6.2. Taula resum especificacions finals del motor PMASynRM

- L'anàlisi econòmic i mediambiental del motor es detallen a l'annex A.
- Els plànols del motor s'adjunten a l'annex C.

Conclusions

En aquest projecte s'ha dissenyat un motor elèctric per a la propulsió d'una motocicleta elèctrica tipus "scooter". S'han plantejat les especificacions mínimes que ha de tenir el motor, d'acord amb la dinàmica de la motocicleta. S'han calculat les dimensions del motor i s'ha realitzat un seguit de simulacions per ajustar-les, així com un anàlisi electrodinàmic del comportament del motor. També s'han realitzat els plànols de totes les parts del motor i s'ha fet una descripció pas a pas del muntatge del motor. Finalment es fa una valoració econòmica del prototip i també un estudi d'impacte ambiental del projecte.

Els valors d'eficiència i factor de potència del motor síncron de reluctància amb imants de ferrita són baixos, i limiten molt la seva operativitat. El fet de treballar amb imants permanents de ferrita en comptes d'imants de terres rares, dificulta molt l'obtenció d'un motor amb una potència específica i de parell adequats per una aplicació de mobilitat elèctrica, tenint en compte que la motocicleta té una font d'alimentació de només 48 V.

Per resoldre o millorar el disseny, es podria replantejar l'ús de bateries amb tensió de 72 V. D'aquesta forma es reduiria el corrent per fase (s'hauria d'estudiar però la incidència que tindria en la magnetització del motor) i potser es disminuiria les pèrdues dels enrotllaments. També es podria intentar millorar el rissat de parell del motor adoptant una geometria del rotor amb els pols asimètrics.

Durant l'elaboració d'aquest treball s'ha pogut constatar la complexitat del disseny de les màquines elèctriques rotatives, i en especial de les màquines síncrones de reluctància. L'aprenentatge de la modelització del motor ha ocupat gran part del temps de dedicació per al projecte. La programació de les simulacions per elements finits amb el llenguatge 'Lua' i l'anàlisi de la dinàmica del motor amb 'MATLAB' ha suposat una càrrega important en hores de treball. L'elaboració dels plànols constructius, la redacció i el disseny de les il·lustracions de la memòria ha estat també una de les principals ocupacions durant el transcurs del projecte.

Mancaria fer un anàlisi tèrmic i de la resistència mecànica del rotor i els altres elements giratoris del motor, de forma detallada. Per a l'elaboració del projecte, s'han pres simplement recomanacions generals fruites de l'experiència en altres màquines similars. L'anàlisi tèrmic del prototip es podria fer amb un programa específic de disseny de motors com el Motor-CAD Thermal.

A banda, la construcció del prototip seria una molt bona forma de contrastar els resultats de les simulacions amb els resultats experimentals, i poder millorar-ne el seu disseny.

Agraïments

La realització d'aquest projecte s'ha fet un cop finalitzats els estudis d'enginyeria industrial a l'ETSEIB, que m'han permès dotar-me dels coneixements transversals bàsics per analitzar i resoldre molts dels problemes de l'enginyeria. És per això, que sense ser molt extens, vull recordar a tots els professors/es que he tingut en les moltes assignatures impartides i als molts companys/es d'estudis, alguns grans amics. També tota la resta de personal de l'escola que són imprescindibles per a que els estudis es puguin fer amb 'excel·lència'. De tot plegat m'enduc un molt bon record per sempre.

Un agraïment molt especial al professor Pere Andrada Gascón, director del projecte, per la seva tutela, consells i rectificacions fetes durant els 8 mesos en que hi he estat treballant de forma més o menys activa. I finalment, donar les gràcies a la família, per ser-hi sempre.

Bibliografia

Memòria

- [1] M. Eshani, Y. Gao and A. Emadi. *Modern electric, hybrid electric and fuel cell vehicles. Fundamentals, theory and design*. CRC Press.
- [2] http://www.lemev.com/es_ES/index/caracteristicas
- [3] <http://www.peugeot.com/es/productos-servicios/scooters/peugeot-evivacity>
- [4] J. Larminie, J. Lowry. *Electric Vehicle Technology Explained*. John Wiley & Sons.
- [5] P. Andrada, B. Blanqué, E. Martínez, M. Torrent, J.A. Sánchez and J.I. Perat. *Electric drives for light e-scooters*. International conference on Renewable Energies and Power Quality, Bilbo 20th to 22th March, 2013.
- [6] USA Department of Energy. *Critical materials strategy*. December 2011.
- [7] E. Montalvo, S. Foster, J. Cintron-Rivera and E. Strangas. *Comparison between a spoke-type PMSM and a PMASynRM using ferrite magnets*. IEEE.
- [8] P. Niazi. *Permanent magnet assisted synchronous reluctance motor design and performance improvement*. Philosophy thesis, A&M Texas University.
- [9] H. N. Aguilar Gamarra. *Diseño de un motor síncrono con imanes de ferritas para motocicleta eléctrica*. Treball Final de Grau, Escola Politècnica Superior d'Enginyeria de Vilanova i la Geltrú.
- [10] O. Tremblay et al. *A generic battery model for the dynamic simulation of hybrid electric vehicle*. E.E.D. (Ecole de Technologie Supérieure).
- [11] D.O. Neacsu. *Space vector modulation- An introduction*. 27th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society.
- [12] K. Vinoth Kumar, P. A. Michael, J. P. John and Dr. S. Suresh Kumar. *Simulation and comparison of SPWM and SVPWM control for three phase inverter*. ARPN Journal of Engineering and Applied Sciences, Vol. 5, no. 7, July 2010.

- [13] N. Bianchi, S. Bolognani, M. Zigliotto. *High-performance PM synchronous motor drive for an electrical scooter*. IEEE Trans., Vol. 37, No5 September/October 2001.
- [14] R.Rajabi Moghaddam. *Synchronous reluctance machine design*. M.Sc. thesis, KTH Electrical Engineering.
- [15] Motor Engineer. Lecture 24, Electric Machine design.
- [<http://www.motor-engineer.net/engineering-center/learn/tutorial-electric-machine-design-hendershot/>]
- [16] R. H. Park. *Two-Reaction Theory of Synchronous Machines –Generalized Method of Analysis- Part I*. AIEE Trans., Vol. 48, July 1929, pp. 716-727
- [17] J. Bergas i Jané. *Control del motor d'inducció considerant els límits del convertidor i del motor*. Tesis doctoral, Universitat Politècnica de Catalunya.
- [18] I. Boldea. *The electric generators handbook. Variable speed generators*. CRC Taylor & Francis group.
- [19] N. Bianchi. *Electrical machine analysis using finite elements*. Taylor & Francis Group.
- [20] I. Boldea. *Reluctance synchronous machines and drives*. Oxford Science Publications. Monographs in electrical and electronic engineering.
- [21] P. Vaclavek, P. Blaha. *Interior permanent magnet synchronous Machine field weakening control strategy-the analytical solution*. SICE anual conference 2008.
- [22] N. Bianchi. *Synchronous reluctance and interior permanent magnet motors*. IEEE articles 2013.
- [23] T. Matsuo, T.A. Lipo. *Rotor design optimization of synchronous reluctance Machine*. IEEE Transactions on Energy Conversion. Vol. 9, No. 2, June 1994.
- [24] D. Hanselman. *Brushless Permanent Magnet motor Design*. Magna Physics Publishing.
- [25] [<http://electrical-engineering-portal.com/>]
- [26] P.A. Hargreaves, B.C. Mecrow, R. Hall. *Calculation of Iron Loss in Electrical Generators Using Finite-Element Analysis*. IEEE Transactions Vol 48, n° 5

- [27] K. Saeed Kahn. *Design of a permanent-magnet assisted synchronous reluctance machine for a plug-in hybrid electric vehicle*. Licentiate thesis , KTH Electrical Engineering.
- [28] P. Andrada Gascón. *Apunts d'enrotllaments de l'assignatura de Disseny de Màquines Elèctriques*. UPC
- [29] J. Pyrhönen, T. Jokinen, V.Hrabovcová. *Design of Rotating Electrical Machines*. John Wiley & Sons, Ltd.
- [30] International Standard. *Rotating electrical Machines. Part 1: Rating and performance*. IEC 60034-1.
- [31] S. Ooi, S. Morimoto, M Sanada, Y. Inoue. *Performance evaluation of a high-power-density PMASynRM with ferrite magnets*. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 49, No. 3, June 2013.
- [32] D. Meeker. *FEMM 4.2*. <http://www.femm.info/wiki/HomePage>
- [33] M.Barcaro, N. Bianchi. *Interior PM machines using ferrite to substitute rare-earth surface PM Machines*. IEEE 2012
- [34] R-R. Moghaddam, F. Gyllensten. *Novel high-performance SynRM design method: An easy approach for a complicated rotor topology*. IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 61, No. 9, September 2014.
- [35] N. Bianchi, S. Bolognani, D. Bon, M Dai Pré. *Rotor flux barrier design for torque ripple reduction in synchronous reluctance and PM-assisted synchronous reluctance motors*. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 45, no. 3, pp. 921-98, June 2009.

Annexos

- [36] P. Andrada, B. Blanqué, E. Martínez, J.I. Perat, J.A. Sánchez, M. Torrent. *Comparison of Environmental and Life Cycle Impact of a Switched Reluctance Motor Drive and Inverter-Fed Induction Motor Drives*. International Conference on Renewable Energies and Power Quality (ICREPQ'09).

Annex A. Viabilitat econòmica i impacte ambiental del projecte

A.1 Anàlisi econòmic del projecte

Es presenta a continuació una estimació detallada dels preus i costos del projecte.

A.1.1 Recursos materials

Com a recursos materials s'entenen tots els elements que seran necessaris per a la construcció del prototip, juntament amb la mà d'obra associada per als treballs de mecanitzat, tallat de la xapa magnètica, realització dels enrotllaments i muntatge complet del motor.

A la taula B.1 es detalla de forma orientativa el cost dels elements del prototip dissenyat, tenint en compte el cost del total de material previ als treballs de mecanitzat i/o tall amb làser.

Material/Denominació	Pes (kg)	€/kg	Total
Xapa M250-50A	14.88	7	104.15 €
Imants FB30B	0.98	11	10.78 €
Acer 1018	1.5	5	7.50 €
Alumini 6061	8.78	9	78.99 €
conductor de Coure esmaltat 1,6 mm ²	210 metres	*0,65 €/m	135 €
Rodaments	-	-	12.16 €
Tornilleria varia	-	-	12 €
TOTAL Motor			372.59 €
Encoder	-	-	250 €
TOTAL			622.59 €

Taula B.1. Costos detallats dels components del motor (*el preu del coure és molt volàtil)

A la taula B.2 es detallen els costos globals de fabricació del motor.

Concepte	Total
Fabricació enrotllament	200 €
Tall làser del estator i rotor	770 €
Treballs mecanitzat	400 €
Assemblatge del motor	100 €
Costos PMASynRM	623 €
TOTAL	2093 €

Taula B.2. Preu de fabricació del motor

A.1.2 Recursos humans

Es detallen per concepte, el conjunt d'hores que han sigut necessàries per a la realització del projecte de disseny d'un motor síncron de reluctància assistit amb imants de ferrita per a una motocicleta elèctrica.

Es defineixen els conceptes:

- Aprenentatge: Recerca d'informació sobre imants, motors síncrons amb imants i motors síncrons de reluctància.
- Estudi: Definició de les especificacions del projecte, estudi concret del motor PMASynRM apte per l'aplicació.
- Programació i simulacions: Anàlisi electromagnètic amb elements finits del motor, anàlisi dinàmic del comportament del motor.
- Disseny del motor: Disseny constructiu del motor, materials, plànols i procés de fabricació.
- Redacció del projecte: Generació de tots els documents del projecte, com la memòria i els annexes.
- Tasques administratives: Matrícula del projecte, full d'enregistrament, impressió i enquadernació de la memòria i annexes.

<u>Concepte</u>	<u>Preu/Unitat</u>	<u>Unitats</u>	<u>Total</u>
Aprenentatge	40 €/h	100 h	4000 €
Estudi	40 €/h	200 h	8000 €
Programació i simulacions	40 €/h	120 h	4800 €
Disseny motor	40 €/h	80 h	3200 €
Redacció projecte	40 €/h	150 h	6000 €
Tasques administratives	15 €/h	5 h	75 €
TOTAL			26750 €

Taula B.3. Preu dels recursos humans del projecte

A.1.3 Recursos de desenvolupament

Engloba el pressupost del maquinari i el 'software' utilitzat per la realització del projecte. Considerant que només s'ha utilitzat durant la realització del projecte, que és d'un període de 6 mesos, es considera la part proporcional de l'amortització corresponent. Per equips i programes informàtics, en general, es considera una amortització de 4 anys.

Concepte	Preu	Total amortitzat
Ordinador	1000 €	125 €
FEMM 4.2	0 €	0 €
MATLAB (Versió educativa)	0 €	0 €
SolidWorks (Versió educativa)	0 €	0 €
TOTAL		125 €

Taula B.4. Costos dels recursos digitals del projecte

A.1.4 Preu total del projecte

S'indica a continuació el preu total del projecte, no s'ha comptabilitzat l'IVA dels productes ni les despeses de seguretat social dels recursos humans del projecte.

Concepte	Total
Recursos materials	2093 €
Recursos humans	26750 €
Recursos de desenvolupament	125 €
TOTAL	28968 €

Taula B.5. Preu total del projecte

A.2 Impacte ambiental del projecte

La fase de disseny d'un motor és molt important per minimitzar l'impacte del producte en el medi ambient. La directiva europea Ecodesign of Energy-Using Products (EuP 2005/32/EC), estableix els requeriments que han de tenir certs productes consumidors d'energia. El propòsit de la directiva és reduir l'impacte ambiental dels productes energètics, contribuint així a un desenvolupament tecnològic sostenible. La mateixa directiva proposa la metodologia MEEUP (Methodology for the Ecodesign of Energy-Using Products), que seria molt interessant d'avaluar si el projecte fos més extens. L'anàlisi fet a [36] ens podria servir de guia per avaluar l'impacte ambiental seguint la metodologia MEEUP.

Una altre aspecte a considerar és la compatibilitat electromagnètica (EMC) del motor, que segons la normativa internacional recollida en l'Informe Tècnic de la Comissió Electrotècnica Internacional 61000-1-1, es defineix com "la capacitat de qualsevol aparell, equip o sistema per a funcionar de forma satisfactòria en el seu entorn sense provocar perturbacions electromagnètiques sobre qualsevol element d'aquest entorn". Per tant es considera un

sistema electromagnèticament compatible si no es pertorbat pel seu entorn electromagnètic i alhora aquest no és font d'interferències per altres equips en el seu entorn. En la fase de proves en bancada del prototip, s'hauran de prendre les mesures necessàries per complir amb les directrius de la EMC i no alterar el bon funcionament de la xarxa.

Tot i que en el present projecte no es fa un estudi detallat amb el rigor que requereix la MEEUP ja que, entre altres, no s'ha fet un estudi del mapa d'eficiències del motor ni de tot el tren de potència de la motocicleta; a continuació si que es fa un anàlisi qualitatiu del cicle de vida del que representaria la fabricació del prototip del motor, i es detallen un seguit de recomanacions.

A.2.1 Cicle de vida del motor

Per a analitzar el cicle de vida de la màquina s'han de tenir en compte tots les elements que la configuren així com totes les etapes, des de la seva fabricació fins al seu reciclatge. D'aquesta manera s'intenta seguir, en la mesura del possible, la filosofia "Cradle-to-Cradle".

Fabricació dels materials

La directiva RoHS (Restriction of Hazardous Substances Directive 2002/95/EC) és una directiva europea que restringeix l'utilització de sis materials considerats perillosos en la fabricació de components elèctrics i electrònics pel seu risc en la exposició a persones o al medi. Aquestes substàncies són el plom, el mercuri, el cadmi, el crom hexavalent, els polibromobifenils (PBB) i els polibromodifenil èters (PBDE).

- Utilitzar el mínim nombre de materials per a la construcció del motor. En aquest cas, s'utilitza un mateix alumini per a les tapes i carcassa del prototip.
- Utilitzar materials que no siguin nocius pel medi ambient. Els materials que s'utilitzen han de ser tots "Eco-friendly", i en especial s'ha de parar atenció amb els esmalts, aïllants i pintures utilitzats que compleixin amb la directiva RoHS.
- Utilitzar materials de prestacions elevades que minimitzin les pèrdues energètiques del prototip. Utilitzar xapa magnètica laminada amb revestiment, conductors de coure d'alta conductivitat, rodaments amb baix fregament.
- Reduir el nombre de parts no reciclables com poden ser els plàstics termostables.

Muntatge de la màquina

- El motor ha de ser de fàcil muntatge i desmuntatge per facilitar després el desballestament.

Vida útil del motor

L'impacte més alt en l'entorn es produeix per l'ús continuat del motor durant tota la seva vida útil, i en que l'eficiència serà el punt determinant de l'impacte ambiental del motor.

En el projecte, es persegueix el disseny d'un motor amb l'eficiència més alta possible en tot el seu rang d'operació. D'aquesta forma es pot reduir la despesa energètica dels desplaçaments amb la motocicleta elèctrica, i indirectament reduir les emissions de CO_2 i d'altres gasos d'efecte hivernacle derivats de la generació d'energia elèctrica en les xarxes en que es carregaran les bateries de la motocicleta.

Desballestament i reciclatge

Es tenen en compte mesures de desballestament i reciclatge del motor.

- El motor ha de ser de fàcil muntatge i desmuntatge per facilitar el desballestament.
- Cadascuna de les parts metàl·liques com la carcassa i les tapes d'alumini, l'eix i els coixinets, es poden reciclar i reutilitzar en d'altres aplicacions
- Els enrotllaments del motor han de ser fàcilment extrets, per facilitar la reutilització del coure en d'altres aplicacions després de ser fosos en alts forns.

Annex B. Passos per al muntatge del motor

A continuació es descriu el procés del muntatge del prototip. En el cas que el motor s'hagués de fabricar en sèrie, s'hauria de reconsiderar.

1. Es mecanitza l'eix, la carcassa, les tapes del motor i les tapes del rotor.
2. Es tallen amb làser les xapes magnètiques del rotor i estator, a partir d'una làmina d'acer M250-50A amb revestiment de classe C4.
3. S'apilen les xapes de l'estator i amb una premsa es sometent a una pressió elevada.
4. Es fa un cordó de soldadura en les ranures del diàmetre exterior de la xapa del estator.
5. Es col·loquen els papers aïllants de classe tèrmica F a les ranures.
6. Es fa l'enrotllament complet del motor, disposant en paral·lel els 6 conductors, fent sempre bobines de 5 espires. S'arrangen els caps de bobina. Es solden els tres extrems de cadascuna de les fases per fer la connexió Y. Es deixen cablejats els altres extrems de les connexions de cadascuna de les fases.
7. Es col·loca una cunya plàstica a cadascuna de les ranures per evitar que els conductors del enrotllament puguin sortir-ne.
8. Es fa una impregnació amb resina 'epoxi' en un bany al buit del conjunt per donar consistència i protecció contra la humitat i la pols. Posteriorment es porta al forn per assecar-ho i homogeneïtzar el conjunt tèrmicament.
9. Es fa el muntatge del estator a la carcassa del motor. Per fer-ho s'escalfa la carcassa i en calent s'introdueix el paquet estator, per a que quan es refredi quedi fixat.
10. S'apilen les xapes del rotor a pressió amb una premsa.
11. Es fa passar a través de l'eix una de les tapes laterals del rotor fins que faci "tope" amb un dels escalons de l'eix previst per aquest fi.
12. S'introdueix el paquet rotor a pressió a l'eix amb la xaveta posada al xaveter.
13. Es col·loquen els imants al rotor.
14. Es disposa la segona tapa d'alumini del rotor juntament amb els espàrrecs i es cargola el conjunt.
15. Es col·loca l'anell 'seeger' a l'eix per fer pressió al conjunt rotor.
16. S'equilibra estàtica i dinàmicament el conjunt eix, si cal, afegint arandeles als espàrrecs de les tapes del rotor.
17. S'escalfen els rodaments i s'introdueixen a l'eix del motor.
18. S'escalfa la tapa lateral del 'encoder' del motor i s'encaixa amb un dels rodaments.
19. Es munta i cargola la tapa lateral del motor a la carcassa.

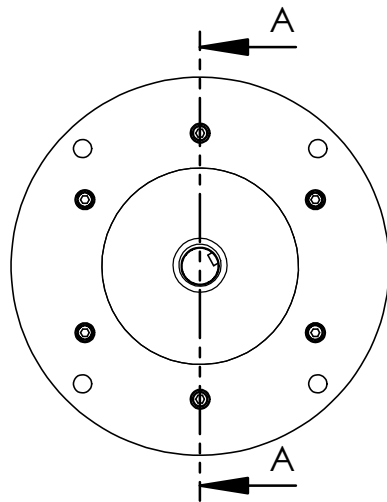
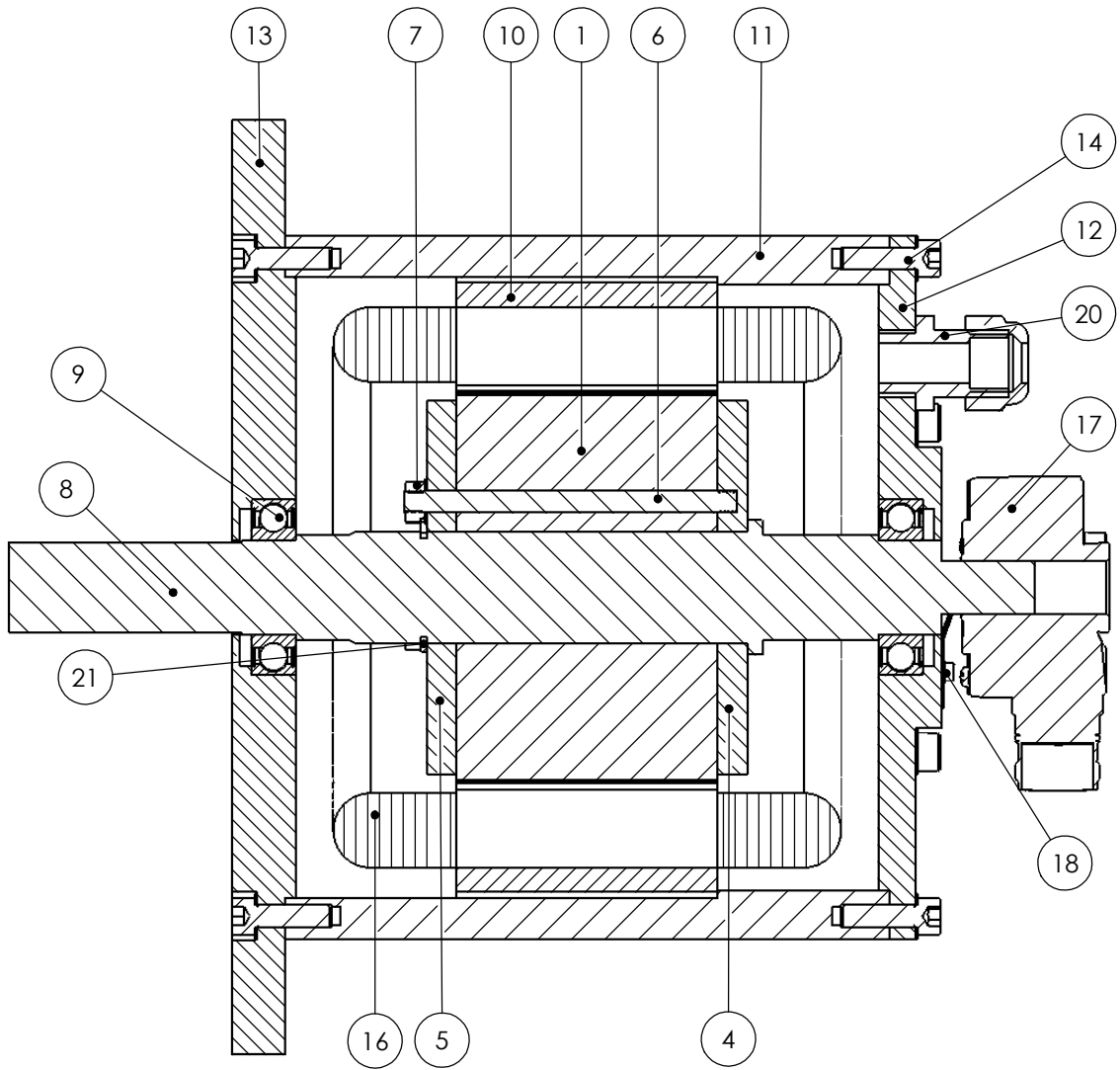
20. Es passen els 3 conductors de les fases d'alimentació del motor pel forat de la carcassa i es munta la premsa-estopa
21. Es repeteix els passos 18 i 19 per l'altra tapa.
22. Es munta a pressió el 'encoder' a l'eix i es cargola a la tapa lateral.

Annex C. Plànols del motor


Número	Quantitat	Nom	Plànol	Referència	Observacions
		PMASynRM	1		3 plànols de conjunt
1	140	Rotor	3		70 mm
2	6	Imant 1		TDK FB13B	10,4 x 4,75 x 90 mm
3	6	Imant 2		TDK FB13B	7,4 x 3,7 x 90 mm
4	1	Tapa rotor 1	4		
5	1	Tapa rotor 2	4		
6	3	Espàrrec rotor	4		
7	3	Femella M6		DIN 934	
8	1	Eix	5		
9	2	Coixinet		SKF W 6005-2RS	
10	140	Estator	6		70 mm
11	1	Carcassa	7		
12	1	Tapa carcassa 1	8		
13	1	Tapa carcassa 2	9		
14	12	Cargol M6 L20mm 8.8		DIN 912	
15	15	Arandela M6 S0,5mm		DIN 988	
16	1	Enrotllament	2		Esquema debanat
17	1	Encoder			
18	2	Cargol M2,5 L4mm 12.9		DIN 912	
19	2	Arandela M3 S0,2mm		DIN 988	
20	1	Prensa-estopa			
21	1	Anell Seeger			
22	1	Xaveta	5		5 x 5 x 70 mm

Taula D.1. Llistat de materials

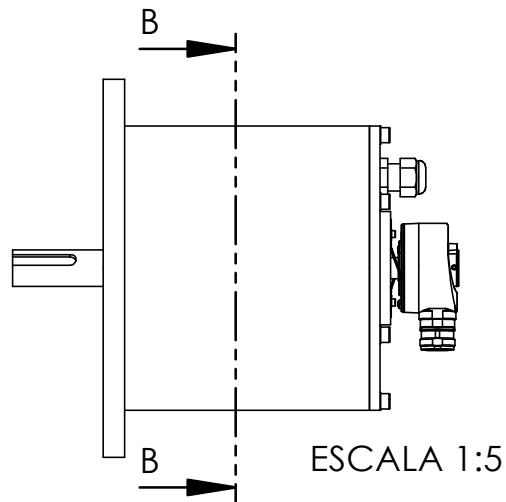
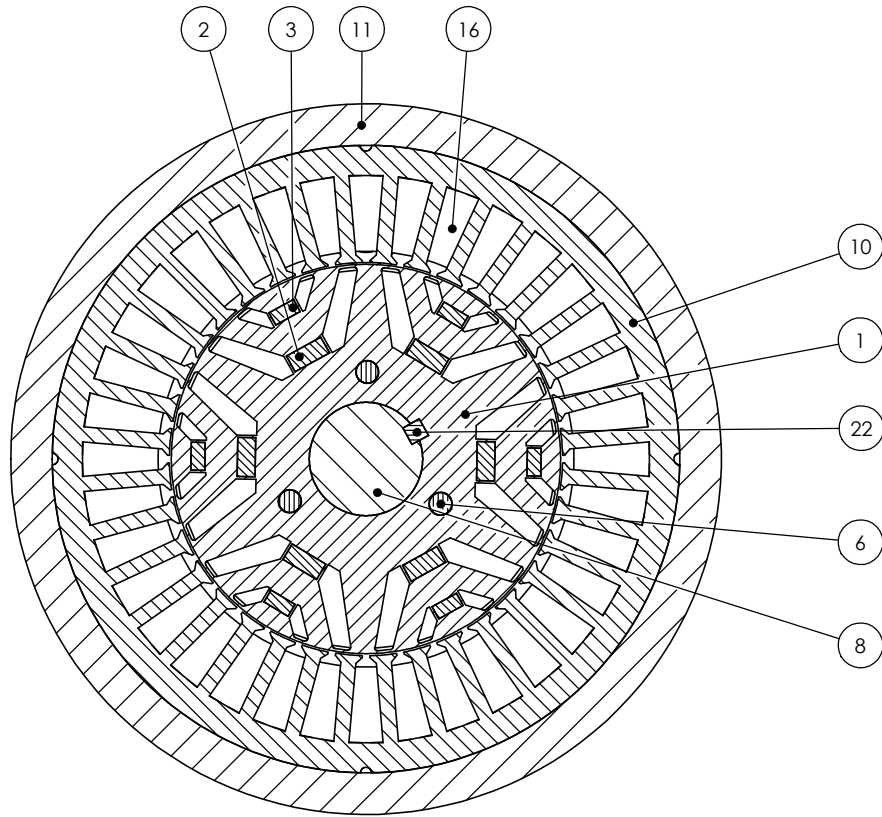
SECCIÓ A-A
ESCALA 1:2





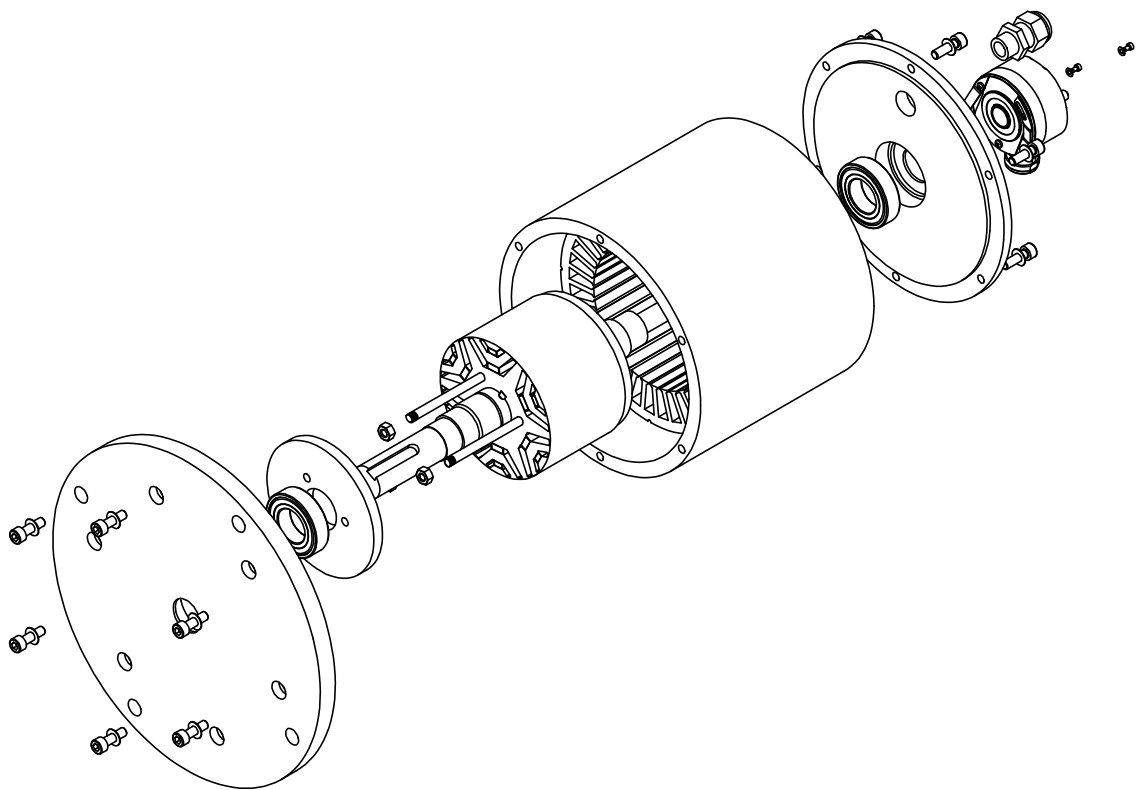
ESCALA 1:5



Títol	Autor		Tolerancia general	Plànol n°
Motor PMASynRM	Roger Jordi, Margalef i Cortiada			1
Materials	Escala	Data		Full
	1:2	07-04-2015		A4

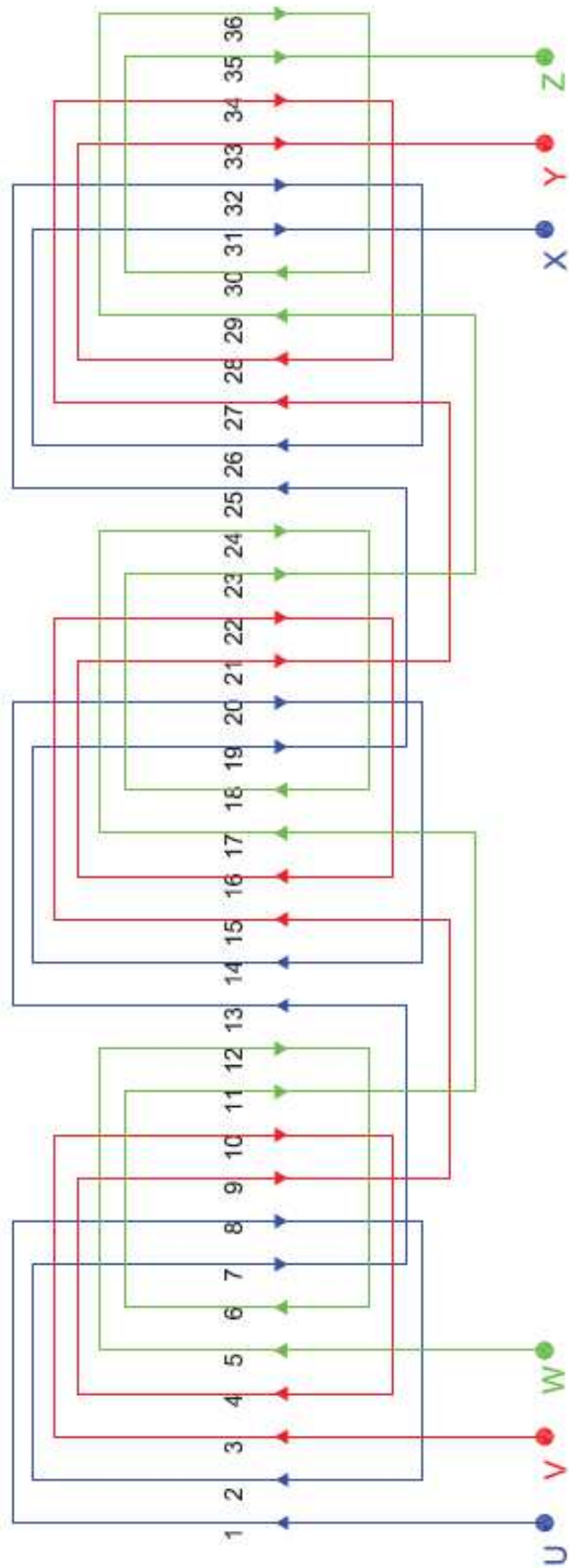
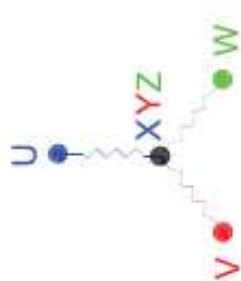
SECCIÓ B-B
ESCALA 1:2



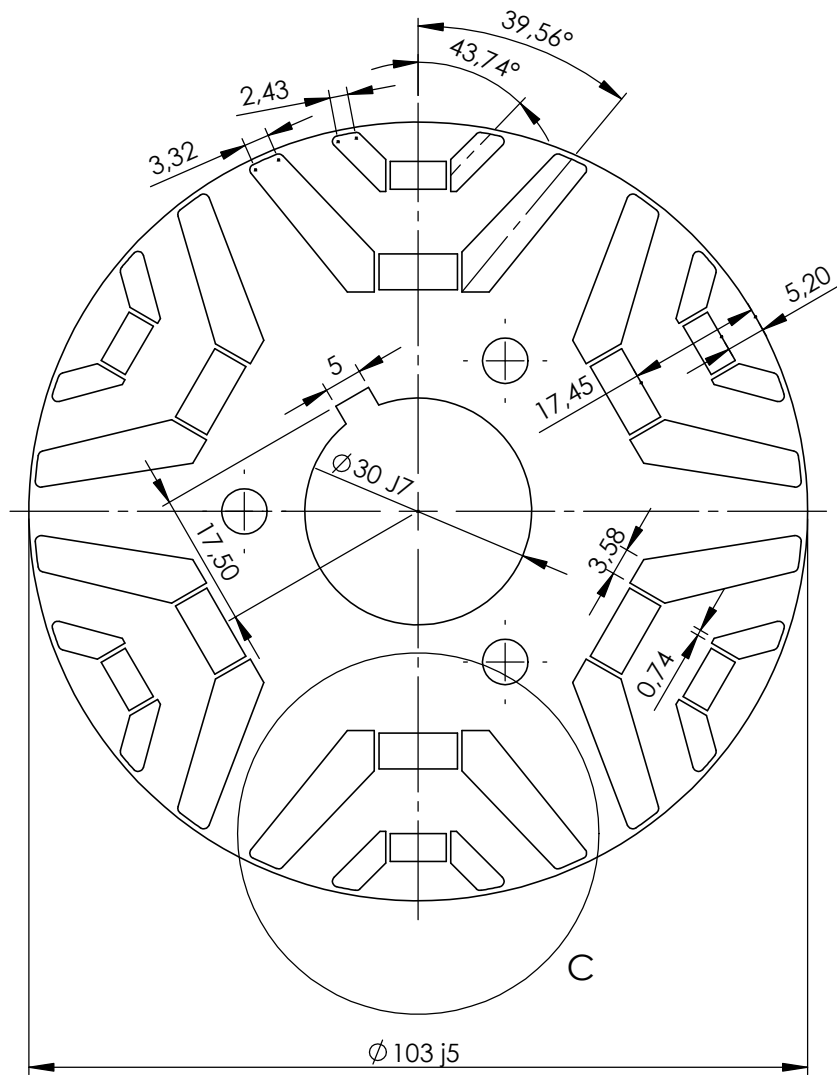
Títol	Autor		Tolerancia general	Plànol nº
Motor PMASynRM	Roger Jordi, Margalef i Cortiada			1
Materials	Escala	Data	  UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA BARCELONATECH	Full
	1:2	07-04-2015		A4



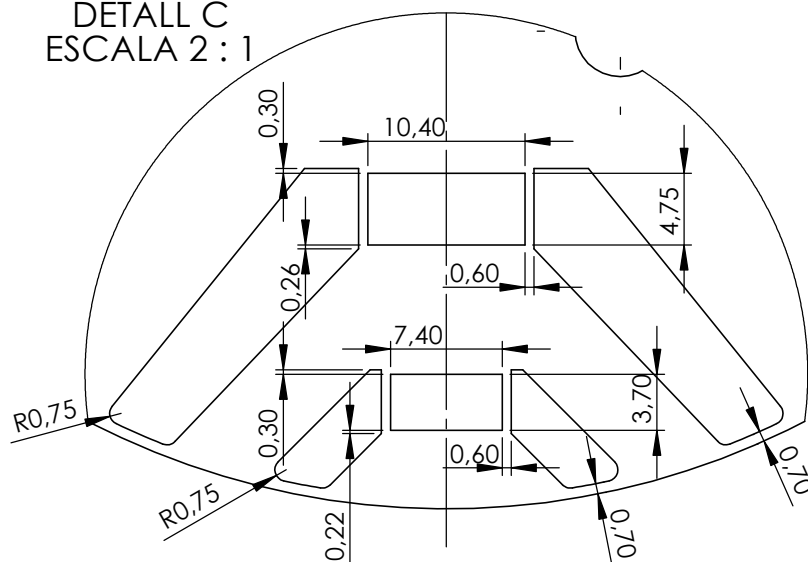
Títol	Autor		Tolerancia general	Plànol nº
explosió PMASynRM	Roger Jordi, Margalef i Cortiada			1
Materials	Escala	Data		Full
	1:1	07-04-2015		 UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA BARCELONATECH



Títol		Autor		Tolerancia general		Plànol n°	
Enrotllament. 5 espires per bobina, totes les bobines iguals		Roger Jordi, Margalef i Cortiada				2	
Materials		Escala	Data			A4	Full
Conductor de 6 fils de coure esmaltat de 1,6 mm de diàmetre, classe 180°C			07-04-2015				1/1

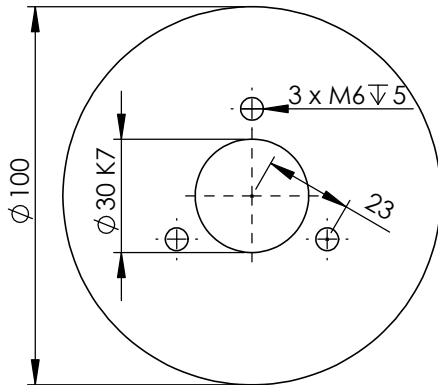


DETALL C
ESCALA 2 : 1

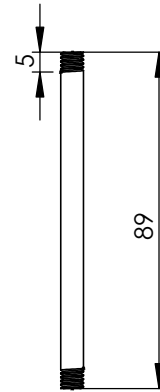


Títol	Autor		Tolerancia general	Plànol nº
Làmina rotor de 0,5 mm de gruix Tallada amb làser	Roger Jordi, Margalef i Cortiada		 ISO 2768-f	3
Materials	Escala	Data	 UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA BARCELONATECH	Full
Xapa magnètica M250-50A, revestiment classe C-4	1:1	07-04-2015		A4

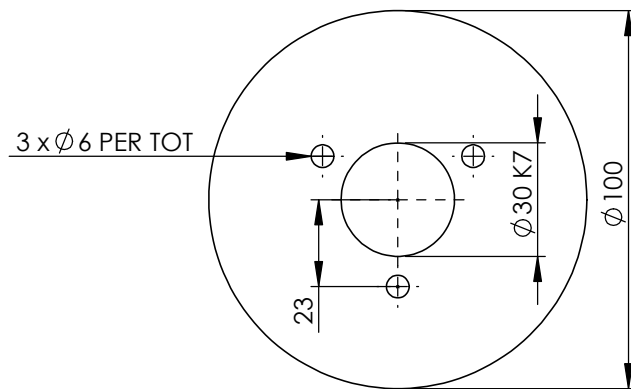
Tapa 1



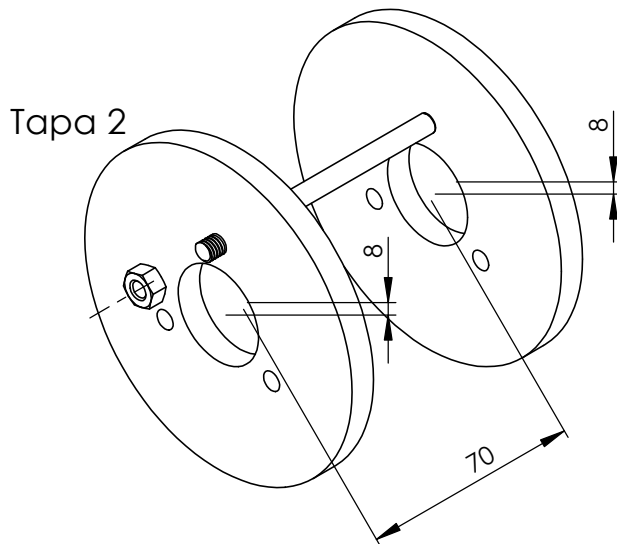
3 x Espàrrec



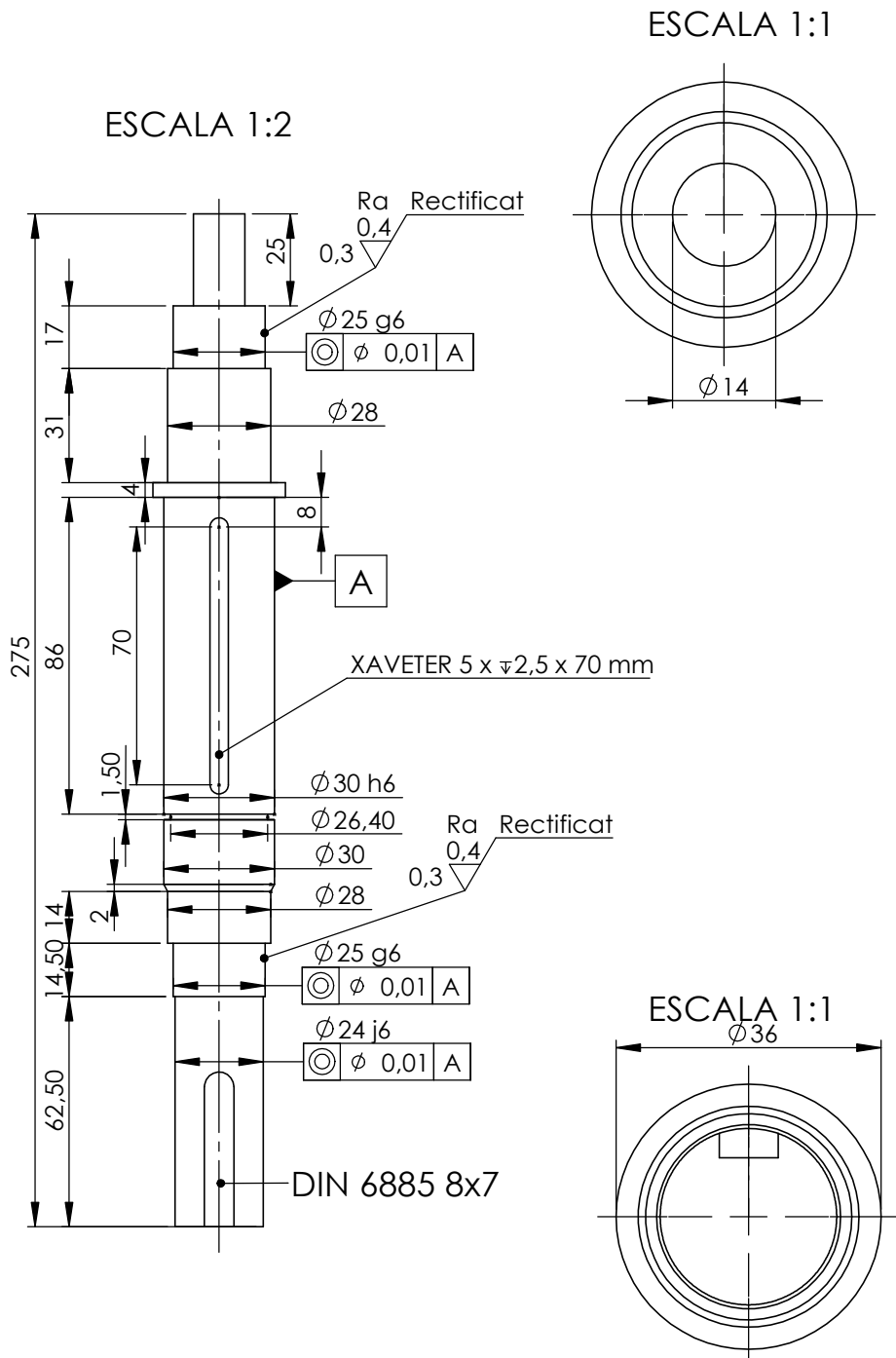
Tapa 2



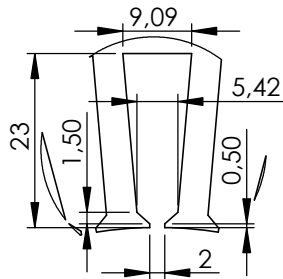
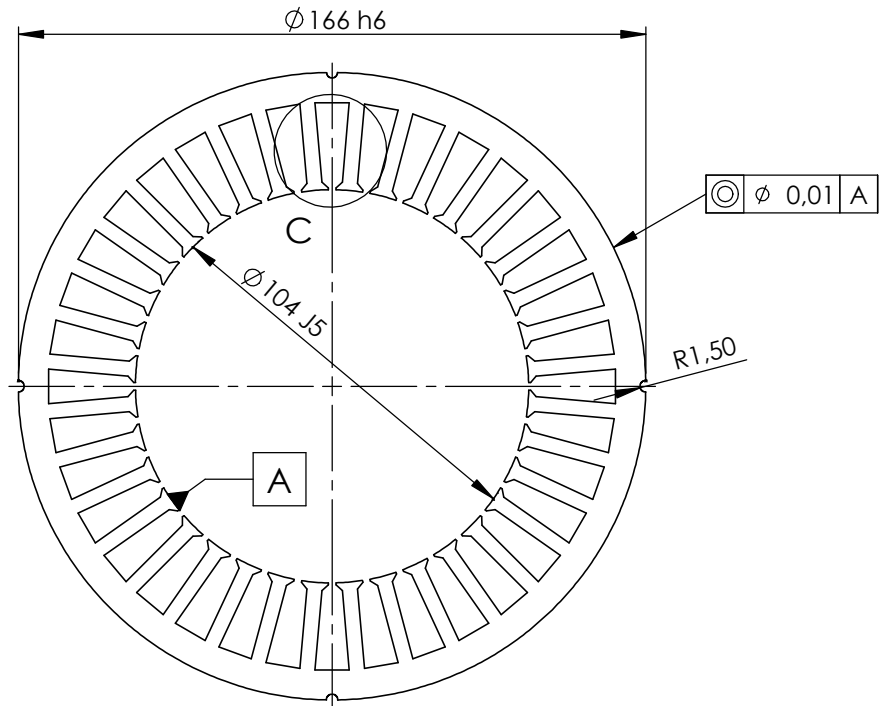
Tapa 1






Títol	Autor		Tolerancia general	Plànol nº
Tapes rotor i espàrrec	Roger Jordi, Margalef i Cortiada		 ISO 2768-f	4
Materials	Escala	Data	 UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA BARCELONATECH	Full
Alumini 6061	1:2	07-04-2015		A4



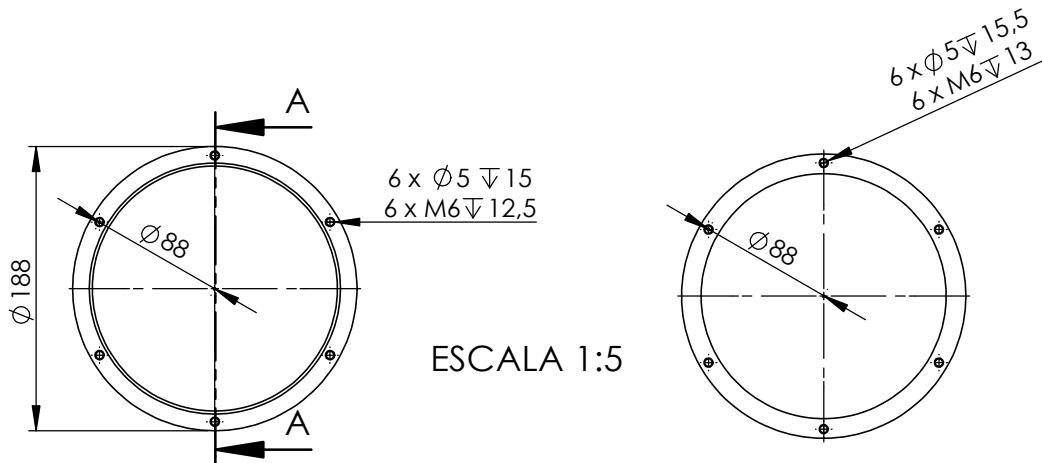
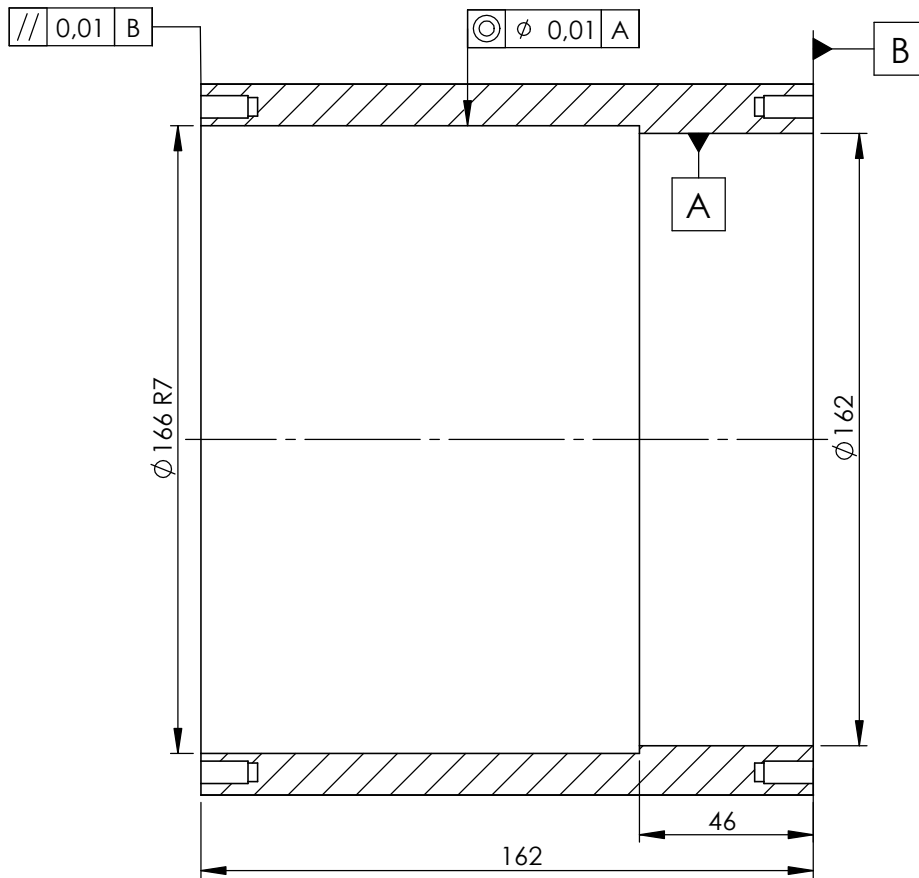
Títol	Autor		Tolerancia general	Plànol nº
Eix	Roger Jordi, Margalef i Cortiada		ISO 2768-f	5
Materials	Escala	Data		Full
Acer 1018	1:2	07-04-2015		A4






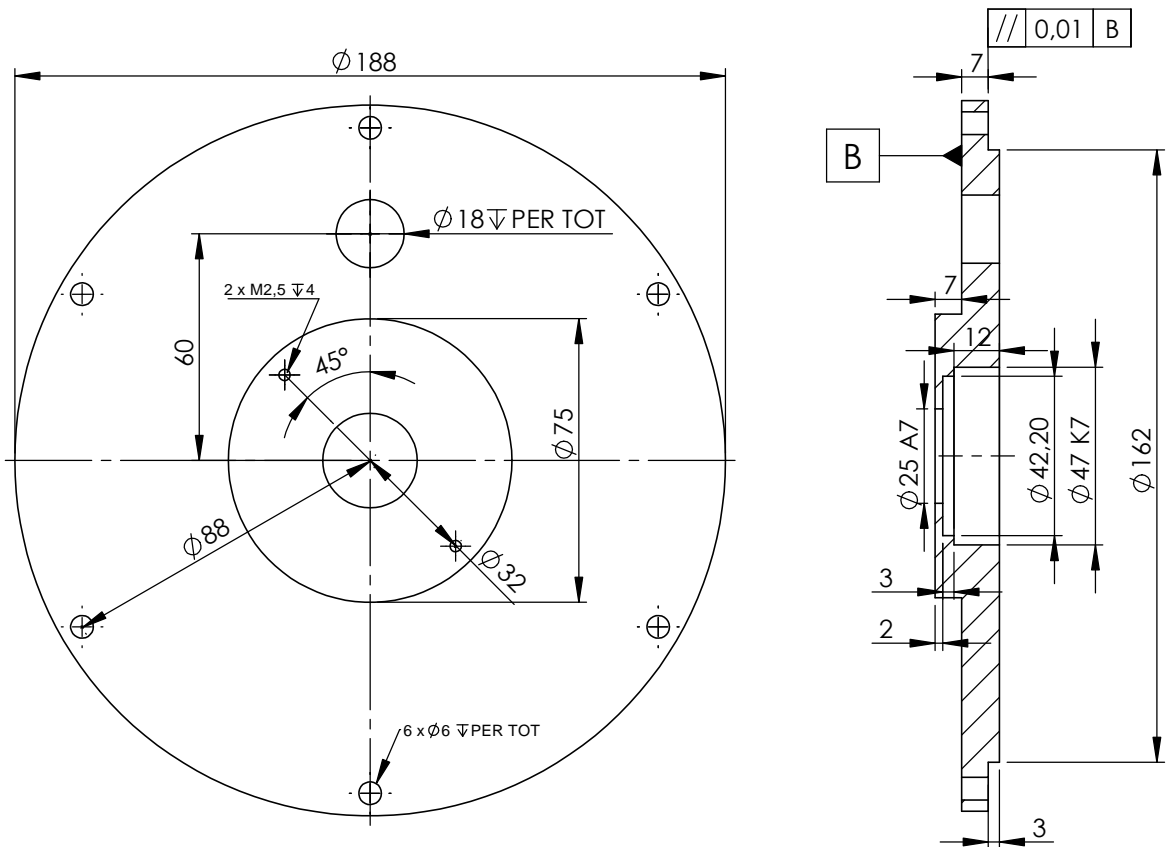
DETALL C
ESCALA 1 : 1

Títol	Autor		Tolerancia general	Plànol nº
Làmina estator de 0,5 mm de gruix. Tall amb làser	Roger Jordi, Margalef i Cortiada		 ISO 2768-f	6
Materials	Escala	Data	  UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA BARCELONATECH	Full
Xapa magnètica M250-50A, revestiment classe C-4	1:2	07-04-2015		A4

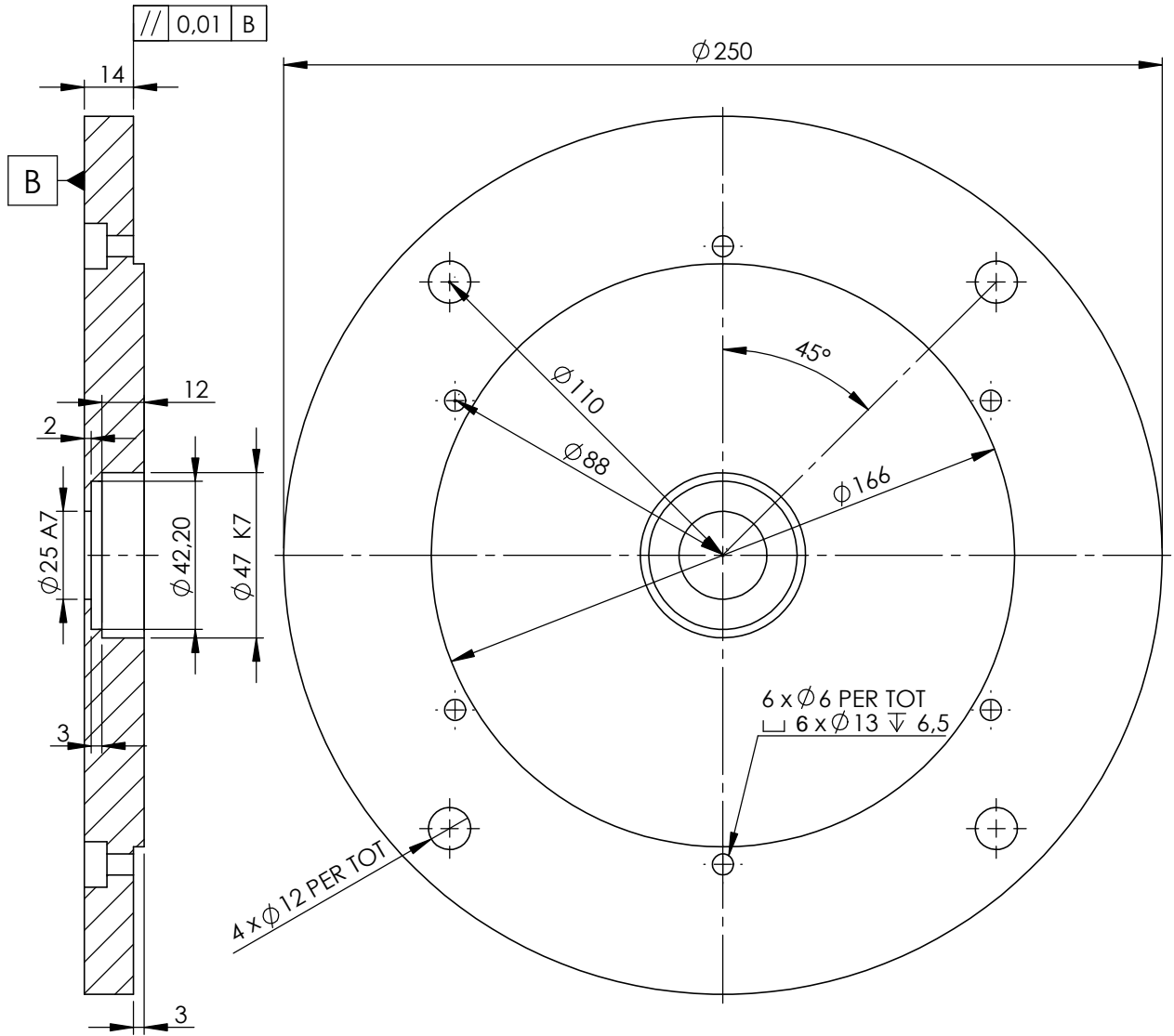
SECCIÓ A-A
ESCALA 1 : 2



Títol	Autor		Tolerancia general	Plànol nº
Carcassa del motor	Roger Jordi, Margalef i Cortiada		 ISO 2768-f	7
Materials	Escala	Data	  UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA BARCELONATECH	Full
Alumini 6061	1:2	07-04-2015		A4



Títol	Autor		Tolerancia general	Plànol n°
Tapa carcassa motor 1	Roger Jordi, Margalef i Cortiada		ISO 2768-f	8
Materials	Escala	Data		Full
Alumini 6061	1:2	07-04-2015		A4



Títol	Autor		Tolerancia general	Plànol nº
Tapa carcassa motor 2	Roger Jordi, Margalef i Cortiada		ISO 2768-f	9
Materials	Escala	Data	A4	Full
Alumini 6061	1:2	07-04-2015		1/1



UNIVERSITAT POLITÈCNICA
DE CATALUNYA
BARCELONATECH

Annex D. Descripció del codi per a les simulacions

Es presenten a continuació els codis principals utilitzats per la realització del projecte i que poden ser d'utilitat per futurs treballs. Es reproduïxen amb les indicacions utilitzades per l'autor del estudi i lamentablement no han estat "maquillats" per a una interpretació més entenedora.

D.1 Simulacions FEMM

Es fa servir el codi de programació Lua per automatitzar les simulacions, i es guarden els arxius en format arxiu '.lua'.

Al arxiu Lua 1 es defineixen les condicions del problema, les condicions de contorn, els materials, els grups i enrotllaments del motor. És útil per poder canviar el rotor del motor i no haver de definir tot lo anterior cadascuna de les vegades. Simplement s'han d'assignar només els materials a la geometria del nou disseny de rotor.

L'arxiu Lua 2 serveix per dur a terme les simulacions del motor per l'interval de corrent desitjat i per cadascun dels eixos q, d i -q del motor (eix -d simètric a eix d). Un cop acabades les simulacions, a partir dels resultats calcula el flux concatenat per fase i les induccions a l'entreferro del motor, i escriu els resultats en arxius '.txt'.

D.2 Simulacions MATLAB

Es programa amb el llenguatge MATLAB, i es guarda l'arxiu en format '.m'.

L'arxiu Matlab 1 es una rutina de càlcul que serveix per avaluar les especificacions dinàmiques del motor introduint solament el valors de la longitud equivalent del motor L' i el corrent eficaç per fase del motor I_s . A partir dels paràmetres del motor per una longitud equivalent de 70 mm, ens calcula el parell, el factor de potència, el rendiment, les pèrdues, les zones del control vectorial del motor i finalment dibuixa el diagrama vectorial del motor en el punt de treball nominal.

Lua 1

```

source_file = "../source/Motor.fem"
open(source_file)                --open original femm source
mi_saveas("../out/temp/temp.fem") --save temporary
--Defining problem conditions
mi_probdef( 0, "millimeters", "planar", 1E-8, 1, 30, 0)
--Defining materials
mi_addmaterial("Xapa", 800, 800, 0, 0, 0.0001695, 0.5, 0, 0.97, 0, 0, 0)
    mi_addbpoint("Xapa", 0.1, 30.6)
    mi_addbpoint("Xapa", 0.2, 40.7)
    mi_addbpoint("Xapa", 0.3, 47.9)
    mi_addbpoint("Xapa", 0.4, 54.5)
    mi_addbpoint("Xapa", 0.5, 61.3)
    mi_addbpoint("Xapa", 0.6, 69)
    mi_addbpoint("Xapa", 0.7, 77.8)
    mi_addbpoint("Xapa", 0.8, 88.6)
    mi_addbpoint("Xapa", 0.9, 102)
    mi_addbpoint("Xapa", 1.0, 120)
    mi_addbpoint("Xapa", 1.1, 145)
    mi_addbpoint("Xapa", 1.2, 186)
    mi_addbpoint("Xapa", 1.3, 278)
    mi_addbpoint("Xapa", 1.4, 584)
    mi_addbpoint("Xapa", 1.5, 1600)
    mi_addbpoint("Xapa", 1.6, 3680)
    mi_addbpoint("Xapa", 1.7, 6890)
    mi_addbpoint("Xapa", 1.8, 11600)
    mi_addbpoint("Xapa", 1.9, 20000)
    mi_addbpoint("Xapa", 2.0, 30000)
mi_addmaterial("Aire", 1, 1, 0, 0, 0, 0, 0, 1, 0, 0, 0)
mi_addmaterial("Conductor", 0.96, 0.96, 0, 0, 58, 0, 0, 1, 0, 0, 0)
mi_addmaterial("Eix", 300, 300, 0, 0, 1.5, 0, 0, 1, 0, 0, 0)
mi_addmaterial("Imants", 1.886, 1.886, 339795.925, 0, 0, 0, 0, 1, 0, 0, 0)
    mi_addbpoint("Imants", 0.0, 0.0)
    mi_addbpoint("Imants", 0.045000, 21485.925)
    mi_addbpoint("Imants", 0.108750, 61274.675)
    mi_addbpoint("Imants", 0.166250, 101063.425)
    mi_addbpoint("Imants", 0.220000, 140852.175)

```

```
mi_addbhpnt("Imants", 0.271250, 180640.925)
mi_addbhpnt("Imants", 0.322500, 220429.675)
mi_addbhpnt("Imants", 0.375000, 260218.425)
mi_addbhpnt("Imants", 0.425000, 300007.175)
mi_addbhpnt("Imants", 0.475000, 339795.925)
--Defining boundary conditions
mi_addboundprop("Contorn", 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0, 0)
mi_selectarcsegment(-4,83)
mi_selectarcsegment(4,83)
mi_selectarcsegment(16,81)
mi_selectarcsegment(28,78)
mi_selectarcsegment(42,71)
mi_selectarcsegment(53,63)
mi_selectarcsegment(64,53)
mi_selectarcsegment(72,42)
mi_selectarcsegment(77,30)
mi_selectarcsegment(81,16)
mi_selectarcsegment(83,0)
mi_selectarcsegment(16,-81)
mi_selectarcsegment(28,-78)
mi_selectarcsegment(42,-71)
mi_selectarcsegment(53,-63)
mi_selectarcsegment(64,-53)
mi_selectarcsegment(72,-42)
mi_selectarcsegment(77,-30)
mi_selectarcsegment(81,-16)
mi_selectarcsegment(0,-83)
mi_selectarcsegment(-16,-81)
mi_selectarcsegment(-28,-78)
mi_selectarcsegment(-42,-71)
mi_selectarcsegment(-53,-63)
mi_selectarcsegment(-64,-53)
mi_selectarcsegment(-72,-42)
mi_selectarcsegment(-77,-30)
mi_selectarcsegment(-81,-16)
mi_selectarcsegment(-83,0)
mi_selectarcsegment(-16,81)
```

```

mi_selectarcsegment(-28,78)
mi_selectarcsegment(-42,71)
mi_selectarcsegment(-53,63)
mi_selectarcsegment(-64,53)
mi_selectarcsegment(-72,42)
mi_selectarcsegment(-77,30)
mi_selectarcsegment(-81,16)
mi_setarcsegmentprop( 5,"Contorn", 0, 1)
mi_clearselected()
--Definig the group of the airgap segments
mi_selectarcsegment( 2.7, 51.63)
mi_selectarcsegment( -2, 51.65)
mi_selectarcsegment( -9, 50.95)
mi_selectarcsegment( 9, 50.95)
mi_selectarcsegment( -25.7, -45)
mi_setarcsegmentprop( 5,"entreferro", 0, 3)
mi_clearselected()
--Defining circuits
mi_addcircprop("A",0,1)
mi_addcircprop("B",0,1)
mi_addcircprop("C",0,1)
-- Assigning material properties(fixed parts)
--Aire
mi_addblocklabel( 0.9, 53)
mi_selectlabel( 0.9, 53)
mi_setblockprop("Aire", 1, 0, 0, 0, 0, 0)
mi_clearselected()
mi_addblocklabel( 0.82, 51.66)
mi_selectlabel( 0.82, 51.66)
mi_setblockprop("Aire", 1, 0, 0, 0, 0, 0)
mi_clearselected()
--Conductors
mi_addblocklabel( 0, 65)
mi_selectlabel( 0, 65)
mi_setblockprop("Conductor", 1, 0, "A", 0, 0, 5)
mi_clearselected()
mi_addblocklabel( 11.2871, 64.0125)

```

```
mi_selectlabel( 11.2871, 64.0125)
mi_setblockprop("Conductor", 1, 0, "A", 0, 0, 5)
mi_clearselected()
mi_addblocklabel( 22.2313, 61.08)
mi_selectlabel( 22.2313, 61.08)
mi_setblockprop("Conductor", 1, 0, "C", 0, 0, -5)
mi_clearselected()
mi_addblocklabel( 32.5, 56.2917)
mi_selectlabel( 32.5, 56.2917)
mi_setblockprop("Conductor", 1, 0, "C", 0, 0, -5)
mi_clearselected()
mi_addblocklabel( 41.7812, 49.7929)
mi_selectlabel( 41.7812, 49.7929)
mi_setblockprop("Conductor", 1, 0, "B", 0, 0, 5)
mi_clearselected()
mi_addblocklabel( 49.7929, 41.7812)
mi_selectlabel( 49.7929, 41.7812)
mi_setblockprop("Conductor", 1, 0, "B", 0, 0, 5)
mi_clearselected()
mi_addblocklabel( 56.2917, 32.5)
mi_selectlabel( 56.2917, 32.5)
mi_setblockprop("Conductor", 1, 0, "A", 0, 0, -5)
mi_clearselected()
mi_addblocklabel( 61.08, 22.2313)
mi_selectlabel( 61.08, 22.2313)
mi_setblockprop("Conductor", 1, 0, "A", 0, 0, -5)
mi_clearselected()
mi_addblocklabel( 64.0125, 11.2871)
mi_selectlabel( 64.0125, 11.2871)
mi_setblockprop("Conductor", 1, 0, "C", 0, 0, 5)
mi_clearselected()
mi_addblocklabel( 65, 0)
mi_selectlabel( 65, 0)
mi_setblockprop("Conductor", 1, 0, "C", 0, 0, 5)
mi_clearselected()
mi_addblocklabel( 64.0125, -11.2871)
mi_selectlabel( 64.0125, -11.2871)
```

```
mi_setblockprop("Conductor", 1, 0, "B", 0, 0, -5)
mi_clearselected()
mi_addblocklabel( 61.08, -22.2313)
mi_selectlabel( 61.08, -22.2313)
mi_setblockprop("Conductor", 1, 0, "B", 0, 0, -5)
mi_clearselected()
mi_addblocklabel( 56.2917, -32.5)
mi_selectlabel( 56.2917, -32.5)
mi_setblockprop("Conductor", 1, 0, "A", 0, 0, 5)
mi_clearselected()
mi_addblocklabel( 49.7929, -41.7812)
mi_selectlabel( 49.7929, -41.7812)
mi_setblockprop("Conductor", 1, 0, "A", 0, 0, 5)
mi_clearselected()
mi_addblocklabel( 41.7812, -49.7929)
mi_selectlabel( 41.7812, -49.7929)
mi_setblockprop("Conductor", 1, 0, "C", 0, 0, -5)
mi_clearselected()
mi_addblocklabel( 32.5, -56.2917)
mi_selectlabel( 32.5, -56.2917)
mi_setblockprop("Conductor", 1, 0, "C", 0, 0, -5)
mi_clearselected()
mi_addblocklabel( 22.2313, -61.08)
mi_selectlabel( 22.2313, -61.08)
mi_setblockprop("Conductor", 1, 0, "B", 0, 0, 5)
mi_clearselected()
mi_addblocklabel( 11.2871, -64.0125)
mi_selectlabel( 11.2871, -64.0125)
mi_setblockprop("Conductor", 1, 0, "B", 0, 0, 5)
mi_clearselected()
mi_addblocklabel( 0, -65)
mi_selectlabel( 0, -65)
mi_setblockprop("Conductor", 1, 0, "A", 0, 0, -5)
mi_clearselected()
mi_addblocklabel( -11.2871, -64.0125)
mi_selectlabel( -11.2871, -64.0125)
mi_setblockprop("Conductor", 1, 0, "A", 0, 0, -5)
```

```
mi_clearselected()
mi_addblocklabel(-22.2313, -61.08)
mi_selectlabel(-22.2313, -61.08)
mi_setblockprop("Conductor", 1, 0, "C", 0, 0, 5)
mi_clearselected()
mi_addblocklabel(-32.5, -56.2917)
mi_selectlabel(-32.5, -56.2917)
mi_setblockprop("Conductor", 1, 0, "C", 0, 0, 5)
mi_clearselected()
mi_addblocklabel(-41.7812, -49.7929)
mi_selectlabel(-41.7812, -49.7929)
mi_setblockprop("Conductor", 1, 0, "B", 0, 0, -5)
mi_clearselected()
mi_addblocklabel(-49.7929, -41.7812)
mi_selectlabel(-49.7929, -41.7812)
mi_setblockprop("Conductor", 1, 0, "B", 0, 0, -5)
mi_clearselected()
mi_addblocklabel(-56.2917, -32.5)
mi_selectlabel(-56.2917, -32.5)
mi_setblockprop("Conductor", 1, 0, "A", 0, 0, 5)
mi_clearselected()
mi_addblocklabel(-61.08, -22.2313)
mi_selectlabel(-61.08, -22.2313)
mi_setblockprop("Conductor", 1, 0, "A", 0, 0, 5)
mi_clearselected()
mi_addblocklabel(-64.0125, -11.2871)
mi_selectlabel(-64.0125, -11.2871)
mi_setblockprop("Conductor", 1, 0, "C", 0, 0, -5)
mi_clearselected()
mi_addblocklabel(-65, 0)
mi_selectlabel(-65, 0)
mi_setblockprop("Conductor", 1, 0, "C", 0, 0, -5)
mi_clearselected()
mi_addblocklabel(-64.0125, 11.2871)
mi_selectlabel(-64.0125, 11.2871)
mi_setblockprop("Conductor", 1, 0, "B", 0, 0, 5)
mi_clearselected()
```

```
mi_addblocklabel( -61.08, 22.2313)
mi_selectlabel( -61.08, 22.2313)
mi_setblockprop("Conductor", 1, 0, "B", 0, 0, 5)
mi_clearselected()
mi_addblocklabel( -56.2917, 32.5)
mi_selectlabel( -56.2917, 32.5)
mi_setblockprop("Conductor", 1, 0, "A", 0, 0, -5)
mi_clearselected()
mi_addblocklabel( -49.7929, 41.7812)
mi_selectlabel( -49.7929, 41.7812)
mi_setblockprop("Conductor", 1, 0, "A", 0, 0, -5)
mi_clearselected()
mi_addblocklabel( -41.7812, 49.7929)
mi_selectlabel( -41.7812, 49.7929)
mi_setblockprop("Conductor", 1, 0, "C", 0, 0, 5)
mi_clearselected()
mi_addblocklabel( -32.5, 56.2917)
mi_selectlabel( -32.5, 56.2917)
mi_setblockprop("Conductor", 1, 0, "C", 0, 0, 5)
mi_clearselected()
mi_addblocklabel( -22.2313, 61.08)
mi_selectlabel( -22.2313, 61.08)
mi_setblockprop("Conductor", 1, 0, "B", 0, 0, -5)
mi_clearselected()
mi_addblocklabel( -11.2871, 64.0125)
mi_selectlabel( -11.2871, 64.0125)
mi_setblockprop("Conductor", 1, 0, "B", 0, 0, -5)
mi_clearselected()
--Xapa
mi_addblocklabel( 2, 80)
mi_selectlabel( 2, 80)
mi_setblockprop("Xapa", 1, 0, 0, 0, 0, 0)
mi_clearselected()
--Guardar modificacions
mi_zoomnatural()
mi_saveas("../source/Motor.fem")
messagebox("Guardat")
```


Lua 2

```
source_file = "../source/Motor.fem"
rotor_group = 2
x_rotor = 0
y_rotor = 0
step_inten = 1
inten = 120
for rotate=0,60,30 do
    open(source_file)
    mi_seteditmode('group')
    mi_selectgroup(rotor_group)
    mi_moverotate(x_rotor, y_rotor, -rotate)
    mi_saveas("../out/temp/temp.fem")
    for n = 0,inten,(step_inten) do
        open("../out/temp/temp.fem")
        mi_modifycircprop("A",1,n)
        mi_modifycircprop("B",1,(-n/2))
        mi_modifycircprop("C",1,(-n/2))
        mi_saveas(format("../out/paramcaracPMSynRM/rotate%1$d/beta_%.2f.fem",rotate,n))
        mi_analyse()
        mi_close()
        remove(format("../out/paramcaracPMSynRM/rotate%1$d/beta_%.2f.fem",rotate,n))
    end
end
remove("../out/temp/temp.fem")
remove("../out/temp/temp.ans")
for rotate=0,60,30 do
    outfile = (format("../out/paramcaracPMSynRM/rotate%1$d/fluxSyn.txt",rotate))
    fid=openfile(outfile,"w")
    write(fid, "\nTorque and Flux Linkages of Each Phase Windage vs. Torque Angle\n\n")
    write(fid, "\nCurrent[A]\tTorque[Nm]\t\tFlux A[Wb]\t\tFlux B[Wb]\t\tFlux C[Wb]\n")
    closefile(fid)
    for n = 0,inten,(step_inten) do
        open(format("../out/paramcaracPMSynRM/rotate%1$d/beta_%.2f.ans",rotate,n))
        mo_selectpoint(0,51.73)
        mo_selectpoint(4.5,51.55)
        mo_selectpoint(4.5,51.55)
    end
end
```

```
mo_selectpoint(51.74,0)
mo_selectpoint(51.74,0)
mo_selectpoint(-51.74,0)
mo_selectpoint(-51.74,0)
mo_selectpoint(-4.5,51.55)
mo_selectpoint(-4.5,51.55)
mo_selectpoint(0,51.73)
Te = mo_lineintegral(4)
mo_makeplot(2,360,format("../out/paramcaracPMSynRM/rotate%1$d/plotInduccio/...
...induccio_%1$d.txt",n),0)
mo_clearcontour()
v1, v2, phi_a = mo_getcircuitproperties("A")
v1, v2, phi_b = mo_getcircuitproperties("B")
v1, v2, phi_c = mo_getcircuitproperties("C")
fid=openfile(outfile,"a")
write(fid, n, "\t\t", Te, "\t", phi_a, "\t", phi_b, "\t", phi_c, "\n")
closefile(fid)
mo_close()
end
end
messagebox("Anàlisi completat")
```

Matlab 1

```

clear; close all; clc;

%Components a introduir
L=70; %longitud del motor (mm)
Irms=78; %corrent eficaç del motor(A)

%Constants
Imax=sqrt(2)*Irms; % amb J aprox 6.5 A/mm2
Ubat=48;
Umax=(sqrt(3)/3)*Ubat; %Tensió màxima d-q
lem70=(2*7+(2.3*((10.4)*pi/(2*3)))+12);
lem=((2*(L/10))+(2.3*((10.4*pi)/(2*3)))+12);
Rs7020= 16.81/1000; %resistència (ohm) de banat estàtor amb longitud motor L=70mm i 20°
RsL20=Rs7020*(lem/lem70);
Rs115=(235+115)*RsL20/255;
Rs=Rs115; %revisar-ho
fluxPM70=+0.006136325; %flux PM (Wb) amb longitud motor L=70mm
fluxPM=fluxPM70*(L/70);

%valors inductància per L=70mm
vLq=[ 0.000292891 0.000292891 0.000288165 0.000283899 0.000279724 0.000275655
0.000271802 0.000268252 0.000265033 0.000262132 0.000259527
0.000257192 0.000255098 0.000253216 0.00025152 0.000249987
0.000248598 0.000247335 0.000246183 0.000245128 0.000244161
0.000243269 0.000242447 0.000241686 0.000240981 0.000240325
0.000239715 0.000239145 0.000238612 0.000238113 0.000237644
0.000237203 0.000236788 0.000236396 0.000236027 0.000235678
0.000235349 0.000235037 0.000234742 0.000234463 0.000234198
0.000233946 0.000233707 0.000233478 0.00023326 0.000233052
0.000232852 0.000232661 0.000232477 0.000232301 0.000232131
0.000231968 0.00023181 0.000231659 0.000231512 0.00023137
0.000231233 0.000231101 0.000230972 0.000230848 0.000230728
0.000230611 0.000230497 0.000230387 0.000230281 0.000230177
0.000230076 0.000229978 0.000229883 0.000229791 0.000229701
0.000229614 0.000229529 0.000229446 0.000229366 0.000229288
0.000229212 0.000229138 0.000229066 0.000228995 0.000228927
0.00022886 0.000228794 0.00022873 0.000228667 0.000228605
0.000228545 0.000228486 0.000228427 0.00022837 0.000228314
0.000228259 0.000228204 0.000228151 0.000228098 0.000228046
0.000227994 0.000227943 0.000227893 0.000227843 0.000227793
0.000227744 0.000227695 0.000227646 0.000227598 0.000227549
0.000227501 0.000227453 0.000227404 0.000227356 0.000227307
0.000227258 0.000227208 0.000227158 0.000227107 0.000227055 0];

vLd=[ 0.001352044 0.001352044 0.001356517 0.00136261 0.001368906 0.001374599
0.001379701 0.001384657 0.001389555 0.001394246 0.001398548
0.001402416 0.001405902 0.001409039 0.001411823 0.001414241
0.001416292 0.001417989 0.001419348 0.00142038 0.001421086
0.00142143 0.001421245 0.001420306 0.001418522 0.001415796

```

```

0.001411825 0.001406097 0.00139842 0.001388997 0.00137783
0.001364912 0.001350463 0.001334831 0.001318296 0.001301051
0.001283265 0.001265103 0.001246746 0.001228358 0.001210072
0.001191989 0.00117418 0.001156697 0.001139576 0.001122842
0.001106511 0.001090591 0.001075081 0.001059974 0.001045262
0.001030932 0.001016976 0.001003383 0.000990141 0.000977238
0.000964663 0.000952402 0.000940445 0.000928781 0.0009174
0.000906292 0.000895448 0.000884858 0.000874515 0.00086441
0.000854534 0.000844879 0.000835437 0.000826201 0.000817163
0.000808319 0.000799662 0.000791187 0.00078289 0.000774765
0.000766807 0.000759013 0.000751378 0.000743899 0.00073657
0.000729389 0.000722352 0.000715455 0.000708695 0.00070207
0.000695575 0.000689208 0.000682967 0.000676847 0.000670847
0.000664964 0.000659194 0.000653535 0.000647985 0.000642539
0.000637197 0.000631954 0.000626809 0.00062176 0.000616803
0.000611936 0.000607158 0.000602465 0.000597855 0.000593327
0.000588879 0.000584508 0.000580212 0.000575991 0.00057184
0.00056776 0.000563749 0.000559804 0.000555924 0.000552107 0];

```

%Càlculs

angletheta=28;

anglethetaprima=25;

errorangle=abs(angletheta-anglethetaprima);

```

vangle=[ 0 1 2 3 4 5 6 7 8 9
10 11 12 13 14 15 16 17 18 19 20
21 22 23 24 25 26 27 28 29 30 31
32 33 34 35 36 37 38 39 40 41 42
43 44 45 46 47 48 49 50 51 52 53
54 55 56 57 58 59 60 61 62 63 64
65 66 67 68 69 70 71 72 73 74 75
76 77 78 79 80 81 82 83 84 85 86
87 88 89 90 ];
vpar=[ 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0
0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0
0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0
0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0
0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0
0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0
0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0
0 0 0 0 0 0 0 0 0 0 0
]; %inicialització del vector parell

```

iterations=0;

while errorangle~=0

thetae=0;

while thetae<91

ld=(cos((thetae*(pi/180)))*lmax);

ldd=round(abs(ld));

Ld=vLd((ldd+1))*(L/70);

lq=(sin((thetae*(pi/180)))*lmax);

lqq=round(abs(lq));

```

        Lq=vLq((Iqq+1))*(L/70);
        Par=(3/2)*3*(((Ld-Lq)*Id*Iq)+fluxPM*Id);
        vPar(thetae+1)= Par;
        thetae=thetae+1;
    end
    parmaxim=max(abs(vPar));
    posicio=1;
    while parmaxim~=abs(vPar(posicio))
        posicio=posicio+1;
    end
    anglethetaprima=posicio-2;
    errorangle=abs(angletheta-anglethetaprima);
    angletheta=anglethetaprima;
    iterations=iterations+1;
end
Id=(cos((anglethetaprima*(pi/180)))*Imax);
Idd=round(abs(Id));
Ld=vLd((Idd+1))*(L/70);
Iq=(sin((anglethetaprima*(pi/180)))*Imax);
Iqq=round(abs(Iq));
Lq=vLq((Iqq+1))*(L/70);
Par=(3/2)*3*(((Ld-Lq)*Id*Iq)+fluxPM*Id);
Imax=sqrt((Id^2)+(Iq^2));
error=5;
nb=0; %velocitat base elèctrica (rpm)
wb=nb*(pi/30); %velocitat base elèctrica (rad/s)
while error>0.005
    Ud=((Rs*Id)-wb*Lq*Iq+(fluxPM*wb));
    Uq=((Rs*Iq)+wb*Ld*Id);
    Umaxprima=sqrt((Ud^2)+(Uq^2));
    error=Umax-Umaxprima;
    wb=wb+1;
end
Irmsfinal= sqrt((Id^2)+(Iq^2))/sqrt(2);
Jmax=Irmsfinal/12.06
Ud=((Rs*Id)-(wb-1)*Lq*Iq+(fluxPM*(wb-2)));
Uq=((Rs*Iq)+(wb-1)*Ld*Id);

```

```

Umaxprima=sqrt((Ud^2)+(Uq^2));
nbe=(wb-1)*(30/pi); %velocitat base elèctrica
wbmotor=(wb-1)/3;
nbmotor=wbmotor*(30/pi);
Pem=wbmotor*Par; %Potència electromagnètica punt nominal
Sin=3*(Umax/sqrt(2))*Irms; %Potència aparent punt nominal
Pin=(3/2)*(Ud*Id+Uq*Iq); %Potència punt nominal
%Pèrdues Joule
Pjoule=(3/2)*Rs*I_max^2;
%Pèrdues magnètiques
k=1.8;
Pfe50=2.38;%(W/kg)
f50=50;%(Hz)
B50=1.5; %(T)
Bmaxd=1.827;
Bmaxce=1.904;
md=1944/1000;
mce=2203/1000;
fe=wbmotor*3/(2*pi);
Pmag=k*Pfe50*((fe/f50)^(2/3))*((md*(Bmaxd/B50)^2)+(mce*(Bmaxce/B50)^2));
%Pèrdues mecàniques Pmec(n)
N=2;%nº de coixinets
de=3; %diàmetre del eix (cm)
Dr=0.103; %Diàmetre rotor (m)
kp=10; %kp coeficient màquines síncrones
taup=(pi*Dr)/(2*3); %pas polar
vt=(pi/60)*nbmotor*Dr;
Pc=0.15*N*(nbmotor/1000)*(de^3);
Pw=kp*Dr*((L/1000)+0.6*taup)*(vt^2);
Pmec=Pc+Pw;
%Pèrdues totals
Pperd=Pjoule+Pmec+Pmag; %Potència pèrdues motor al punt nominal
Pmotor=Pin-Pperd; %Potència motor al punt nominal
rend=Pmotor/Pin; %rendiment del motor al punt nominal
cosfi=(Ud*Id+Uq*Iq)/(Umax*I_max); %factor de potència al punt nominal
%Representació gràfica del diagrama vectorial
vfluxPM=[0 fluxPM];%vector flux imant

```

```

vid=[id 0];%vector intensitat directa
viq=[0 iq];%vector intensitat quadratura
%Càlculs
fluxd=Ld*id;
vfluxd=[fluxd 0];%vector flux directe
fluxq=Lq*iq;
vfluxq=[0 fluxq];%vector flux quadratura
vi=vid+viq;%vector intensitat (A)
vflux=vfluxd+vfluxq-vfluxPM;%vector flux (Wb)
par=(3/2)*3*((vflux(1)*iq)-(vflux(2)*id));
%vector tensió V = Vflux+VRs
vVd=((Rs*id)+wb*(-fluxq+fluxPM));
vVq=((Rs*iq)+wb*(fluxd));
vV=[vVd vVq];%vector tensió
%angle fi entre tensió i corrent
vVprima=[vV(1) vV(2) 0];
viprima=[vi(1) vi(2) 0];
a=vVprima/sqrt((vV(1)^2)+(vV(2)^2));
aprim=sqrt((a(1)^2)+(a(2)^2))
b=viprima/sqrt((vi(1)^2)+(vi(2)^2));
bprim=sqrt((b(1)^2)+(b(2)^2))
anglefi = atan2(norm(cross(a,b)),dot(a,b));
cosfi=cos(anglefi);
anglefigraus= rad2deg(anglefi);
%dibuix eixos dq
origen = zeros(2);
ends=[1 0;0 1];
quiver(origen(:,1),origen(:,2),ends(:,1),ends(:,2),'Color',[000],'MarkerSize',10,'Marker','o','LineWidth',1,...
...AutoScaleFactor',1.5);
hold on
%dibuix flux d (incrementat un 200%)
quiver(0,0,vfluxd(1)*20,vfluxd(2)*20,'AutoScaleFactor',1);
hold on
%dibuix flux q (incrementat un 200%)
quiver(vfluxd(1)*20,vfluxd(2)*20,vfluxq(1)*20,vfluxq(2)*20,'AutoScaleFactor',1);
hold on
%dibuix flux PM (incrementat un 200%)
origend=(vfluxd(1)*20)+(vfluxq(1)*20);

```

```
origenq=(vfluxd(2)*20)+(vfluxq(2)*20);
quiver(origend,origenq,-vfluxPM(1)*20,-vfluxPM(2)*20,'AutoScaleFactor',1);
hold on
%dibuix flux(incrementat un 200%)
quiver(0,0,vflux(1)*20,vflux(2)*20,'LineWidth',2,'AutoScaleFactor',1);
hold on
%vector corrent
quiver(0,0,b(1),b(2),'LineWidth',2,'AutoScaleFactor',0.7);
hold on
%vector tensió flux
vfluxuni=we*vflux/(sqrt(vV(1)^2+vV(2)^2));
quiver(0,0,-vfluxuni(2),vfluxuni(1),'AutoScaleFactor',1);
hold on
%vector tensió resistència
vres=Rs*vi/(sqrt(vV(1)^2+vV(2)^2));
quiver(-vfluxuni(2),vfluxuni(1),vres(1),vres(2),'AutoScaleFactor',1);
hold on
%vector tensió
quiver(0,0,a(1),a(2),'LineWidth',2,'AutoScaleFactor',1);
```