

Treball de Fi de Grau

Grau en Enginyeria en Tecnologies Industrials

Anàlisi del control de motors síncrons d'imants permanents per aplicacions de vehicles elèctrics i micromobilitat

MEMÒRIA

Autor: Alejandro Bagan Capilla
Director: Carlos Miguel Espinar
Ponent: Daniel Montesinos Miracle
Convocatòria: Febrer 2021



Escola Tècnica Superior
d'Enginyeria Industrial de Barcelona



Resum

El punt de partida d'aquest treball és l'estat de l'art dels vehicles elèctrics i del concepte de la micromobilitat. Es presenta la problemàtica actual vers les emissions actuals dels vehicles de combustió i la necessitat d'apostar per l'electrificació del transport. A continuació s'introdueixen els principals tipus de vehicles elèctrics comercials, així com els mitjans de transport més habituals de la micromobilitat. Aquest primer mòdul finalitza amb l'explicació dels motors elèctrics que es podrien arribar a considerar per a formar part d'un vehicle electrificat, tot argumentant l'elecció del motor síncron d'imants permanents com el més adequat.

El segon bloc del projecte fa referència íntegrament a la descripció d'aquest tipus de motor. S'inicia amb l'explicació del seu principi de funcionament, generalitzat pel cas dels motors síncrons, i posteriorment es particularitza amb el cas particular dels motors síncrons d'imants permanents. Tot seguit es dedueix la modelització matemàtica del motor en referència en sincronisme amb el rotor, així com les equacions elèctriques, de parell i mecànica, que permetran descriure el comportament dinàmic del motor.

La següent secció està dedicada al control del motor. Es presenten els principals mètodes de control de les màquines síncrones i es justifica l'elecció del control vectorial per al motor síncron d'imants permanents. Amb les equacions del capítol anterior, es dissenyen els controladors PI de corrent tenint en compte la resposta temporal desitjada. La secció finalitza amb la implementació d'un limitador de tensió i un mètode *anti wind-up* per a la part integradora dels controladors.

L'últim mòdul del treball pretén descriure les estratègies de control més habituals amb les que operen els motors síncrons d'imants permanents. Per a cadascuna d'aquestes, es dedueix el seu model matemàtic i s'explica sota quines condicions és convenient utilitzar-les. Tot seguit, mitjançant una normalització de les variables, s'analitzen en detall aquests modes d'operació des de tres punts de vista: el parell electromagnètic, la tensió requerida i el factor de potència. Finalment, es du a terme una comparació de les estratègies i es decideix quina d'elles és la més convenient per implementar en un motor síncron d'imants permanents destinat a un vehicle elèctric, tot tenint en compte els seus requeriments.

Sumari

1. GLOSSARI	9
2. INTRODUCCIÓ	12
2.1. Objectius del projecte.....	12
2.2. Abast del projecte.....	12
3. ESTAT DE L'ART	14
3.1. La necessitat de vehicles elèctrics i micromobilitat	14
3.2. Tipus de vehicles elèctrics	17
3.2.1. BEV (<i>Battery Electric Vehicle</i> . Vehicle de bateria elèctrica.).....	17
3.2.2. HEV (<i>Hybrid Electric Vehicle</i> . Vehicle elèctric híbrid.).....	18
3.2.3. PHEV (<i>Plug-in Hybrid Electric Vehicle</i> . Vehicle elèctric híbrid endollable)	20
3.3. El concepte de la micromobilitat	22
3.3.1. Tipus de vehicles de micromobilitat	23
3.4. Tipus de motors elèctrics	24
3.4.1. Motor de contínua.....	25
3.4.2. Motor d'inducció	25
3.4.3. Motor de reluctància commutada.....	26
3.4.4. Motor síncron d'imants permanents.....	26
3.5. Comparativa i aplicació dels motors als vehicles elèctrics	27
3.6. Sumari.....	33
4. DESCRIPCIÓ DEL FUNCIONAMENT DELS MOTORS SÍNCRONS D'IMANTS PERMANENTS	34
4.1. Principi de funcionament del motor síncron	34
4.2. Excitació amb imants permanents	39
4.3. Modelització del motor síncron d'imants permanents.....	42
4.3.1. Equacions en variables del motor.....	42
4.3.2. Equacions en forma de vectors espacials	45
4.3.3. Transformació de Park.....	46
4.3.4. Equacions en la referència en sincronisme al rotor	48
4.3.5. Equació de parell i equació mecànica	50
4.4. Diagrama de blocs del motor en llaç obert.....	51
4.5. Sumari.....	53
5. CONTROL DEL MOTOR SÍNCRON D'IMANTS PERMANENTS	55

5.1.	Mètodes de control	55
5.1.1.	Control escalar	56
5.1.2.	Control vectorial	57
5.2.	Control de corrent.....	59
5.2.1.	Determinació del coeficient d'amortiment i de la posició del zero.....	62
5.2.2.	Requeriments temporals de la planta	65
5.3.	Limitador de tensió i mètode <i>anti wind-up</i>	71
5.4.	Sumari.....	76
6.	ESTRATÈGIES DE CONTROL	77
6.1.	Màxim parell per ampère	77
6.2.	Angle constant de parell.....	82
6.3.	Factor de potència unitari.....	83
6.4.	Flux constant	85
6.5.	Anàlisi i comparació de les estratègies de control	87
6.5.1.	Anàlisi del parell electromagnètic	88
6.5.2.	Anàlisi de la tensió requerida	89
6.5.3.	Anàlisi del factor de potència	89
6.5.4.	Comparació de les estratègies	90
6.6.	Sumari.....	91
7.	PRESSUPOST	93
7.1.	Cost de personal	93
7.2.	Cost de software	93
7.3.	Cost de material.....	94
7.4.	Cost energètic	94
7.5.	Cost total.....	94
8.	IMPACTE AMBIENTAL	95
	CONCLUSIONS	96
	BIBLIOGRAFIA	98

Índex de figures

Figura 1: tendències dels sectors econòmics de països de la UE [2].....	15
Figura 2: evolució del mercat dels vehicles elèctrics [3]	16
Figura 3: percentatge de trajectes en cotxe als Estats Units segons la seva distància [4] ...	16
Figura 4: esquema de blocs del funcionament d'un HEV	18
Figura 5: SOC dels PHEV en comparació amb els HEV [8]	21
Figura 6: distribució dels punts d'operació en un vehicle elèctric [1]. L'eix vertical correspon al parell de tracció, mentre que l'horitzontal es refereix a la velocitat del motor	29
Figura 7: rendiment de tres tipus de motors segons el seu punt d'operació [11].....	30
Figura 8: tipus de motor emprat en els vehicles elèctrics [13].....	31
Figura 9: forma d'ona de la força electromotriu en un BLAC i en un BLDC durant un semiperíode [14].....	32
Figura 10: esquema de la secció transversal del motor síncron [13].....	35
Figura 11: camp magnètic generat a l'estator d'un motor síncron [15]	36
Figura 12: camp magnètic i força magnètica creada pels bobinats de l'estator [16]	37
Figura 13: variació del sentit de la força magnètica que implica un parell nul [16]	37
Figura 14: gàbia d'esquirol que s'introdueix al rotor [17]	38
Figura 15: configuració d'un IPMSM (esquerra) i d'un SPMSM (dreta) [18]	39
Figura 16: representació de l'eix directe i de l'eix en quadratura [19]	40
Figura 17: comparativa de les inductàncies en un IPMSM (esquerra) i un SPMSM (dreta) [20]	41
Figura 18: classificació dels motors d'imants permanents [21]	41
Figura 19: circuit equivalent per l'eix d^f	50
Figura 20: circuit equivalent per l'eix q^f	50
Figura 21: diagrama de blocs del motor síncron d'imants permanents.....	52
Figura 22: resposta temporal del PMSM en llaç obert.....	53
Figura 23: mètodes de control de les màquines síncrones [24].....	56
Figura 24: esquema de blocs del mètode de control V/f [25].....	57
Figura 25: diagrama de blocs del mètode de control vectorial FOC [26]	58
Figura 26: diagrama de blocs del mètode de control vectorial DTC [26]	59
Figura 27: esquema de blocs del motor amb el controlador.....	60

Figura 28: esquema de blocs dels controladors PI dels dos corrents	61
Figura 29: restriccions pels paràmetres del controlador de l'eix d^r	63
Figura 30: restriccions pels paràmetres del controlador de l'eix q^r	64
Figura 31: comparació de respostes temporals (amb i sense zero) (I)	64
Figura 32: comparació de respostes temporals (amb i sense zero) (II).....	65
Figura 33: representació gràfica de K_p en funció de t_s	67
Figura 34: representació gràfica de K_i en funció de M_p	68
Figura 35: comparativa de les respostes en l'eix en quadratura.....	69
Figura 36: comparativa de respostes en l'eix directe	70
Figura 37: error en la resposta temporal del corrent dels dos eixos	71
Figura 38: diagrama de blocs amb el bloc de control de corrent	72
Figura 39: bloc de control amb anti wind-up i limitador de tensió	73
Figura 40: tensions i corrents amb el limitador de tensió.....	74
Figura 41: regions d'operació del motor	75
Figura 42: representació del pla $d^r q^r$ [21].....	78
Figura 43: diagrama de blocs amb l'estratègia MTPA.....	80
Figura 44: representació de la corba MTPA	81
Figura 45: simulació de l'estratègia de control MTPA	82
Figura 46: parell en funció del corrent a la tècnica d'angle de parell constant.....	83
Figura 47: valors de l'angle de parell que provoquen un f.d.p. unitari.....	84
Figura 48: resposta temporal amb f.d.p. unitari	85
Figura 49: resposta temporal amb flux constant	87
Figura 50: parell normalitzat en funció del corrent normalitzat.....	88
Figura 51: requeriment de tensió per a diferents velocitats de rotació del motor	89
Figura 52: factor de potència per a diferents velocitats de rotació del motor	90

1. Glossari

Variables, símbols i unitats

R_s	Matriu de resistències equivalents dels bobinats de l'estator
v_{abc}	Vector de tensions en referència estacionària
v_{dq}^r	Vector de tensions en referència en sincronisme
ε_{ind}	Tensió induïda.
θ_e	Angle elèctric del rotor
μ_0	Permeabilitat magnètica del buit
τ_d, τ_q	Constant de temps de la planta elèctrica dels eixos directe i en quadratura
ψ_{abc}	Vector del flux concatenat per l'estator en referència estacionària
ψ_m	Amplitud del flux concatenat per l'estator creat per l'imant
$\dot{\psi}_{0dq(r)}^r$	<i>Vector derivada dels fluxos dels imants permanents concatenats per l'estator en referència en sincronisme</i>
ω_e	Velocitat elèctrica del rotor
ω_{mec}	Velocitat mecànica del rotor
ω_n	Pulsació natural
A/m	Ampère partit per metre
B	Coefficient de fregament viscós
d^r	Eix directe
$G_d(s), G_q(s)$	Funcions de transferència de la planta elèctrica en els eixos directe i en quadratura
Hz	Hertz
I_a	<i>Armature Current.</i> Corrent d'armadura
i_{abc}	Vector de corrents de l'estator en referència estacionària
I_f	<i>Field Current.</i> Corrent de camp
i_{dq}^r	Vector de corrents de l'estator en referència en sincronisme

J	Inèrcia mecànica del rotor i de la càrrega
K_{id}, K_{iq}	Constant integradora del controlador en els eixos directe i en quadratura
K_{pd}, K_{pq}	Constant derivativa del controlador en els eixos directe i en quadratura
L	Matriu d'inductàncies de l'estator
L_d	Inductància de l'eix directe
L_q	Inductància de l'eix en quadratura.
L_l	Inductància de dispersió
M_p	Sobrepuig percentual
N/A^2	Newton partit per ampere al quadrat
Nm	Newton per metre
$^\circ$	Graus
p	Nombre de parells de pols
$P(\theta), [P(\theta)]^{-1}$	Matriu de Park i matriu de Park inversa
q	Proporció entre el nombre de pols i el de ranures en l'estator
q^r	Eix en quadratura
rad/s	Radians partit per segon
rpm	Revolucions per minut
s	Lliscament
T	Tesla
t_s	Temps d'establiment
V/f	Tensió/freqüència
W/kg	Watt partit per quilogram
Γ_{em}	Parell electromagnètic
Γ_l	Parell de càrrega
ζ	Coefficient d'esmortiment
η	Rendiment electromecànic
Φ	Flux magnètic

Sigles i acrònims

AC	<i>Alternating Current.</i> Corrent alterna
BEV	<i>Battery Electric Vehicle.</i> Vehicle de bateria elèctrica
BLAC	<i>Brushless Alternate Current Motor.</i> Motor sense escombretes de corrent alterna.
BLDC	<i>Brushless Direct Current Motor.</i> Motor de contínua sense escombretes.
BMS	<i>Battery Management System.</i> Sistema de control de bateries
CD Mode	<i>Charge-Depleting Mode.</i> Mode d'esgotament de càrrega
CS Mode	<i>Charge-Sustaining Mode.</i> Mode de manteniment de càrrega
CW	<i>Concentrated Winding.</i> Bobinat concentrat
DC	<i>Direct Current.</i> Corrent contínua
DTC	<i>Direct Torque Control.</i> Control directe de parell
DW	<i>Distributed Winding.</i> Bobinat distribuït
FOC	<i>Field Oriented Control.</i> Control per orientació de camp
HEV	<i>Hybrid Electric Vehicle.</i> Vehicle elèctric híbrid
IM	<i>Induction Machine.</i> Màquina d'inducció
IPMSM	<i>Interior Permanent Magnet Synchronous Motor.</i> Motor síncron d'imants permanents interiors
Motor DC	<i>Direct Current Machine.</i> Motor de contínua
NEDC	<i>New European Driving Cycle</i>
PHEV	<i>Plug-in Hybrid Electric Vehicle.</i> Vehicle elèctric híbrid endollable
PMSM	<i>Permanent Magnet Excited Synchronous Motor.</i> Motor síncron d'imants permanents
SMPSM	<i>Surface Permanent Magnet Synchronous Motor.</i> Motor síncron d'imants permanents superficials
SOC	<i>State of Charge.</i> Estat de càrrega
SRM	<i>Switched Reluctance Machine.</i> Motor d'inductància commutada
UE	Unió Europea
WRSM	<i>Wound Rotor Synchronous Motor.</i> Motor síncron de rotor bobinat

2. Introducció

En la introducció s'estableixen els objectius i l'abast del projecte, així com la justificació de l'elecció del tema i la seva contextualització.

2.1. Objectius del projecte

Un dels objectius d'aquest projecte és mostrar al lector l'evolució que està patint el sector de la mobilitat cap a una electrificació degut a les intenses emissions de diòxid de carboni que comporta aquest sector, ja sigui directa o indirectament. Aquest fet permetrà dur a terme una visió panoràmica sobre els principals tipus de motors que existeixen a l'actualitat, i s'estudiarà de forma objectiva quin d'ells és més adient per formar part d'un vehicle elèctric.

Aquesta justificació s'enllaçarà amb el segon objectiu principal del treball, que serà el disseny del controlador de corrent d'un motor síncron d'imants permanents. Per a tal fi, es deduirà el model matemàtic que descriu aquest tipus de motor i s'explicarà el seu principi de funcionament. Amb aquest model, el projecte mostra com es poden sintonitzar, segons la resposta temporal desitjada, els valors de les constants dels controladors.

L'últim dels objectius del treball resideix en poder avaluar les principals estratègies de control del motor síncron d'imants permanents quan no es considera el debilitament de camp i deduir, mitjançant el seu anàlisi, quina d'elles és més adient per a un motor destinat a la mobilitat elèctrica.

2.2. Abast del projecte

El projecte s'ha estructurat de manera que en tot cas els passos que se segueixen quedin completament justificats per tal de facilitar la comprensió en cas que el lector no domini el comportament de motors elèctrics o la teoria de control. El capítol 3, referent a l'estat de l'art, és clarament explicatiu, de manera que pot ser comprès per un ampli conjunt de lectors.

En el capítol 4, en especial a l'apartat de la transformada de Park, sí que s'entra en més detall en aspectes matemàtics que necessiten un esforç més gran de comprensió, però que són completament necessaris per tal de prosseguir amb el projecte. Els dos últims capítols, tot i no necessitar una habilitat matemàtica gaire elevada, sí que aprofundeixen en aspectes

relacionats amb la teoria de control de sistemes dinàmics, sobretot a l'hora d'implementar els controladors de corrent.

Finalment, a mode resum, s'elaboraran les conclusions extretes del projecte, que serviran per recopilar tota la informació que s'ha anat deduïnt al llarg del treball.

Per a futures línies de treball relacionades amb aquest projecte es podria implementar un controlador de debilitament de camp pel motor. Aquest tipus de control té un punt de dificultat més elevada que el que s'ha plantejat en aquest treball, i és per això que ha quedat fora del seu abast.

3. Estat de l'art

El consum actual de combustibles fòssils presenta problemes de dependència energètica i mediambientals. Una de les principals fonts d'emissions de gasos d'efecte hivernacle està relacionada amb el sector del transport. Per aquest motiu, és adient desenvolupar tecnologies que incorporin recursos renovables d'energia. Al marge dels bio-combustibles, les opcions més factibles passen per l'electrificació del transport, que pot estar implementada seguint diferents versions.

És per això que al llarg d'aquest capítol s'exposarà en quina situació es troben actualment i cap a on tendeixen tant els vehicles elèctrics com el concepte de la micromobilitat. A més, s'introduiran els principals tipus de motors elèctrics que podrien ser utilitzats en aquests serveis i s'argumentarà de manera objectiva quin és el més adequat per a ells, segons els principals requeriments als quals estan sotmesos.

3.1. La necessitat de vehicles elèctrics i micromobilitat

A les societats desenvolupades, el transport és l'activitat que genera directa o indirectament més problemes ambientals. A molts països aquest sector és el primer consumidor d'energia, el primer emissor de CO₂ i de moltes altres substàncies contaminants i el primer generador de contaminació acústica. A més, en la producció de serveis de transport participen altres activitats auxiliars que multipliquen i estenen aquests problemes ambientals. Tot i això, el transport és un dels sectors que mostra un major ritme de creixement entre tots els altres sectors d'activitat econòmica a tots els països del món, independentment del seu grau de desenvolupament. No és d'estranyar, per tant, que d'entre totes les activitats perjudicials pel medi ambient es consideri el sector del transport com un dels més difícils de manejar tant a escala global com local segons perspectives administratives, tècniques i polítiques. El Protocol de Kyoto, per exemple, va ser signat per tal de reduir les emissions d'efecte hivernacle dels països industrialitzats en un 5,2 % respecte l'any 1990 [1].

La Figura 1 mostra com la tendència de les emissions del transport a països de la UE és totalment oposada a la dels altres sectors que participen en l'economia. Tot i que les emissions d'aquest sector van començar a decreixer després d'assolir el seu pic l'any 2007 (dos anys després que el Protocol de Kyoto entrés en vigència), la seva tendència va augmentar de nou a partir de l'any 2014 i no sembla que s'estabilitzi.

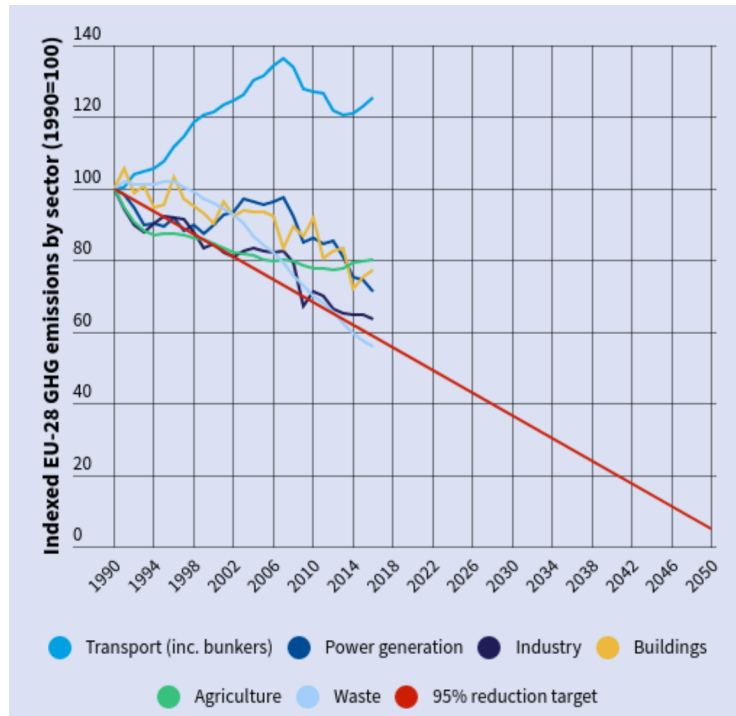


Figura 1: tendències dels sectors econòmics de països de la UE [2]

Tot i aquests esforços duts a terme tant per la comunitat internacional com per la Unió Europea, la realitat és que les emissions de CO₂ s'han de seguir reduint en els propers anys per tal d'assolir una futura sostenibilitat ambiental, segons es va pactar a l'Acord de Paris, mitjançant el qual es volen reduir les emissions per l'any 2030 en un 30% respecte les de 2021. Aquesta meta sembla poc factible tenint en compte que actualment el sector del transport segueix ocupant gairebé un terç (29%) del volum total d'emissions de CO₂ dels països de la Unió Europea [2].

Per aquests motius, sembla evident que és necessari que el món del transport pateixi algunes variacions per tal d'assolir la sostenibilitat ambiental en el futur. Avui en dia, aquesta transformació passa per l'electrificació del transport, tant en vehicles convencionals com en l'ús de vehicles de micromobilitat. La Figura 2 mostra la incidència i evolució dels diferents tipus de vehicles elèctrics a tres mercats diferents: l'europeu, el nord-americà i el xinès. El gràfic indica que el mercat està a l'alça a nivell mundial i que el creixement és cada cop més pronunciat, podent arribar al seu punt d'inflexió a l'any 2022 [3].

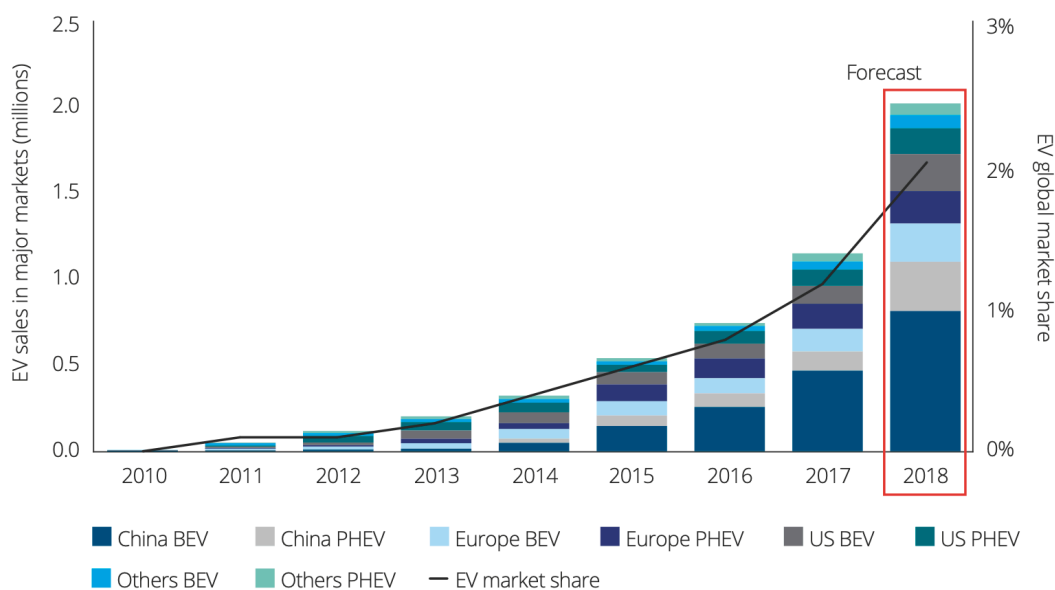


Figura 2: evolució del mercat dels vehicles elèctrics [3]

Pel que fa a la micromobilitat, el seu ús queda corroborat a la Figura 3. Aquesta fa èmfasi en que la gran majoria de trajectes que es fan en cotxe als Estats Units tenen una distància de menys de 15 km [4]. Malgrat fer referència a un país concret, el seu contingut és extrapolable per a qualsevol estat industrialitzat. Tenint en compte que qualsevol dels vehicles de micromobilitat tenen una autonomia superior als 50 km, sembla una bona alternativa als automòbils amb motor de combustió interna.

Most US car-based trips are short

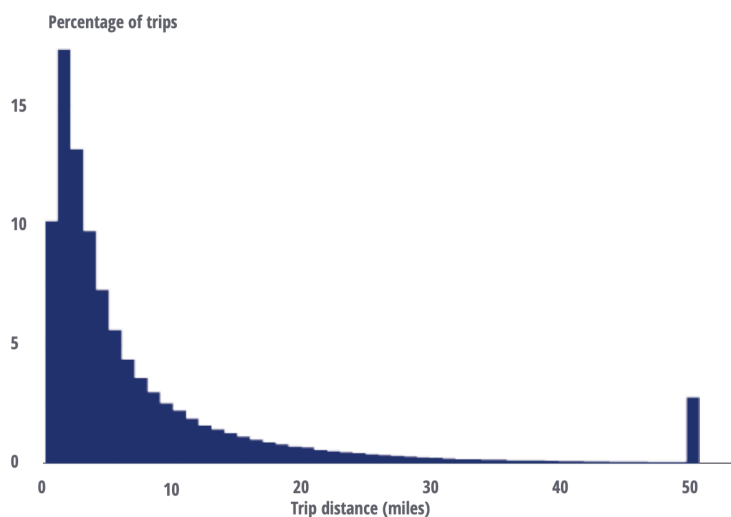


Figura 3: percentatge de trajectes en cotxe als Estats Units segons la seva distància [4]

3.2. Tipus de vehicles elèctrics

L'actual mercat de vehicles elèctrics permet diferenciar tres tipus principals d'automòbils, els quals s'exposaran a continuació: *Battery Electric Vehicle* (BEV), *Hybrid Electric Vehicle* (HEV), i *Plug-in Hybrid Electric Vehicle* (PHEV).

3.2.1. BEV (*Battery Electric Vehicle. Vehicle de bateria elèctrica.*)

Els anomenats vehicles de bateria elèctrica són purament elèctrics. Disposen d'un o més motors elèctrics que són els responsables de la conversió electromecànica i el seu únic sistema d'emmagatzematge d'energia és a través d'una bateria (emmagatzematge electroquímic). Per tant, un cop aquesta es descarrega, és necessari connectar-la de nou a la xarxa elèctrica a través d'un carregador. Històricament aquestes bateries han tingut alts inconvenients, entre els quals es troben, per exemple, els costos de fabricació, el pes, el temps de recàrrega i l'escassa autonomia que proporcionen al vehicle (entre 200 i 400 km [5]). És per això que l'adopció massiva dels BEV a nivell mundial ha quedat limitada. No obstant, els avanços tecnològics en aquest camp han permès resoldre alguns d'aquests problemes i, per tant, molts models de BEV s'han prototipat recentment amb intenció de ser produïts a gran escala en un futur.

La potència de recàrrega està limitada per la tecnologia de la bateria i per la seva naturalesa química. El sistema de control de la bateria (BMS. *Battery Management System*) controla que el procés de càrrega i descàrrega es faci dins de les especificacions màximes de la bateria, amb l'objectiu d'augmentar la seva vida útil.

Tanmateix, existeixen quatre tipus de modes de recàrrega, els quals es distingeixen entre ells pel fet de treballar amb corrent contínua o alterna i per la ubicació del BMS (en cas que hi consti). A mode de resum, aquests quatre modes apareixen a la Taula 1. Cal destacar que en quart mode de recàrrega és necessari un convertidor AC/DC.

	Mode 1	Mode 2	Mode 3	Mode 4
AC / DC	AC	AC	AC	DC
Ubicació BMS	No en té	Al cable	Al punt de recàrrega	Al cable

Taula 1: principals característiques dels modes de recàrrega [5]

Degut a la seva electrificació, aquests vehicles no generen cap tipus d'emissions a l'atmosfera de forma directa. En tot cas, aquestes podrien tenir el seu origen a l'hora de generar l'electricitat que recarrega les bateries sempre i quan l'usuari del vehicle no usés un punt de recarrega que emprés energia elèctrica provinent de fonts no renovables. A més, el motor elèctric del BEV entrega la totalitat del seu parell de tracció des de la sortida del propi motor, sent així no necessària la caixa de canvis.

3.2.2. HEV (*Hybrid Electric Vehicle. Vehicle elèctric híbrid.*)

Aquest tipus de vehicles són híbrids no endollables. Com el seu propi nom indica, combinen un motor de combustió interna juntament amb un o varis motors elèctrics. Tot i que poden circular en mode 100% elèctric, pateixen l'inconvenient d'una autonomia limitada, fet que implica que en el moment en el qual el vehicle assoleix una velocitat determinada, el motor de combustió entra en acció. Com es tracta d'un vehicle no endollable, les bateries que alimenten els motors elèctrics es recarreguen amb el sistema de recuperació d'energia durant la frenada.

Els tipus de vehicles híbrids venen determinats per dues ràtios: una d'elles és entre diferents fonts d'energia i l'altra fa referència als sistemes de propulsió. En el cas dels vehicles híbrids elèctrics, ambdues proporcions són de 75% combustible (gasolina o dièsel) i 25% d'energia elèctrica [6].

Ja s'ha comentat que els HEV treballen utilitzant dues fonts d'energia, i a més cadascuna d'elles té el seu respectiu convertidor energètic. El procés de funcionament del vehicle híbrid elèctric es descriurà a continuació prenent com a suport l'esquema de blocs que es mostra a continuació.

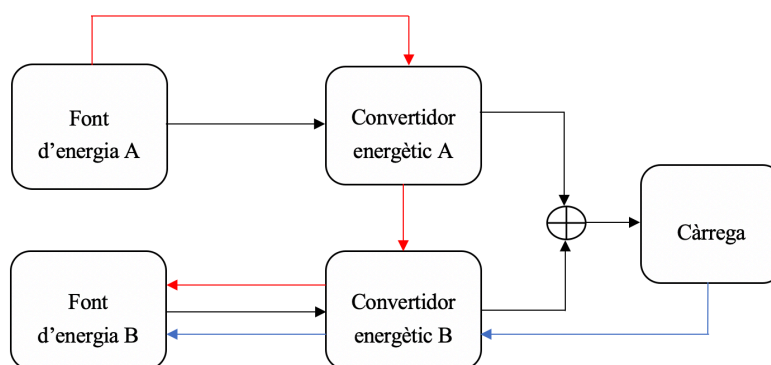


Figura 4: esquema de blocs del funcionament d'un HEV

La font d'energia A representa el combustible, mentre que la B és la bateria o conjunt de bateries elèctriques. La font d'energia A, que té molta més energia que l'altra, pot transferir aquesta energia mitjançant ambdós convertidors fins la font B, però no viceversa (línia vermella). Com ja s'ha comentat, part de l'energia cinètica del vehicle pot ser recuperada durant la frenada únicament pel convertidor B i ser emmagatzemada a la font B (línia blava). La línia negra, que fa referència al parell de tracció que es transmet a la càrrega (en aquest cas les rodes del vehicle), mostra que aquest pot provenir tant del convertidor A com del B. Aquest és un fet molt interessant perquè implica que en el cas que l'automòbil necessiti un parell massa elevat i difícil d'assolir únicament amb el motor elèctric, el motor de combustió entrarà en acció per tal d'aconseguir el parell desitjat amb el funcionament dels dos motors de manera simultània.

Un altre aspecte que cal comentar respecte els HEV és la tecnologia Start/Stop, que consisteix en apagar el motor de combustió del vehicle quan aquest no és necessari i tornar-lo a activar quan l'usuari accelera de nou. Es tracta d'una solució econòmica que millora l'eficiència de l'automòbil i que permet un estalvi de combustible entre un 5 i 10 % [6].

Hi ha diferents formes de combinar el motor de combustió amb l'elèctric i la bateria, fet que fa distingir entre quatre arquitectures emprades en el disseny d'un HEV: el HEV en sèrie, en paral·lel, en sèrie-paral·lel i el HEV separat.

En el model HEV en sèrie, el motor de combustió no transmet energia directament al vehicle, sinó que la condueix fins arribar a un generador elèctric que pot carregar les bateries de l'automòbil o bé proporcionar l'energia al motor elèctric per tal de transmetre el parell de tracció a les rodes. En canvi, en el HEV en paral·lel, tant el motor de combustió com l'elèctric estan connectats a la transmissió. D'aquesta manera, els dos poden transmetre parell a les rodes del vehicle simultàniament en cas que les condicions de conducció així ho requereixin. No obstant, per vehicles que reclamin practicitat en el seu ús, la millor configuració és la de sèrie-paral·lel, en la qual el motor de combustió pot, a part de transmetre parell a les rodes, recarregar la bateria elèctrica. A la posterior taula es resumeixen les principals característiques de cadascun d'aquests tres tipus de HEV:

	Estalvi de combustible		Conducció		
	Start/Stop	Recuperació d'energia	Acceleració	Rendiment	
HEV sèrie	+	++	-	-	++ molt bo
HEV paral·lel	+	+	+	-	+ bo
HEV sèrie-paral·lel	++	++	+	+	- dolent

Taula 2: característiques principals del tipus de HEV

Per últim, en el HEV separat tant el motor de combustió com l'elèctric fan girar dos eixos que són independents entre ells però que poden fer funcionar el vehicle al mateix temps sense que hi hagi cap connexió entre els components elèctrics i el motor de combustió.

3.2.3. PHEV (*Plug-in Hybrid Electric Vehicle. Vehicle elèctric híbrid endollable*)

Són vehicles híbrids que, a diferència dels HEV, disposen d'un conjunt de bateries usualment de més capacitat i recarregables en un punt de recàrrega o bé durant la frenada. Aquests fets els permet recórrer distàncies més llargues en el mode completament elèctric (entre 50 i 65km [7]) en comparació amb els HEV, tot i que també es pot emprar el motor de combustió per tal d'assolir alguns punts d'operació on no és possible arribar únicament amb el motor elèctric.

Un dels seus desavantatges principals és el fet que actualment existeixen pocs PHEV que siguin produïts en massa mundialment, així que els usuaris que volen beneficiar-se d'aquesta tecnologia ho poden fer també modificant un HEV existent afegint-li complements per tal que funcioni com un PHEV. Bàsicament, això implica agregar bateries addicionals per millorar la capacitat de retenció elèctrica de l'automòbil i incorporar algun dispositiu que permeti endollar-lo a la xarxa elèctrica.

Els modes d'operació d'un PHEV depenen en gran mesura del SOC (*State of charge*: Estat de càrrega) de la bateria, que pot adoptar un valor entre 0 (bateria buida) i 100 % (bateria plena). La Figura 5 mostra una comparativa entre el SOC dels HEV i dels PHEV.

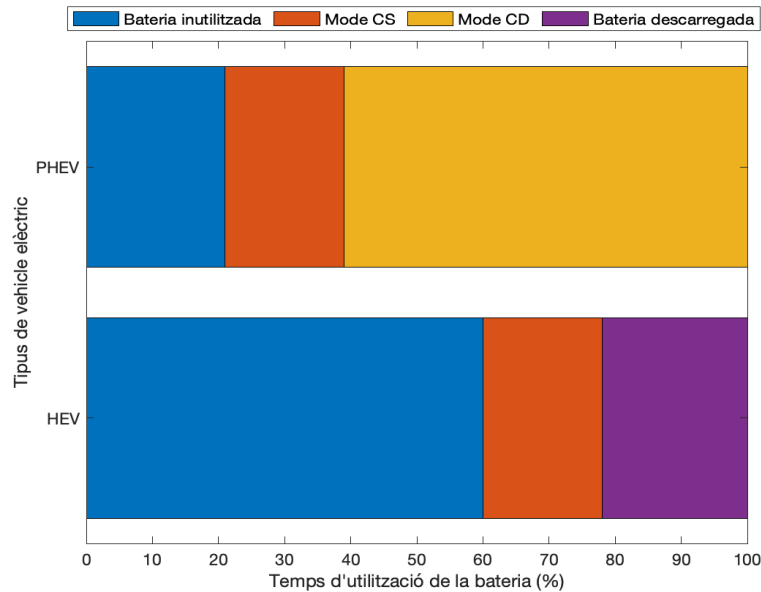


Figura 5: SOC dels PHEV en comparació amb els HEV [8]

Els HEV mantenen aproximadament el 60% de la bateria sense utilitzar per tal d'optimitzar el funcionament d'aquesta i assegurar que la bateria arriba en condicions òptimes al final del seu cicle de vida. A més, el 20 % de la bateria no es carrega, fet que implica que només el 20 % restant de la bateria sigui emprada, i ho faci en mode CS. Aquest mode d'operació de la bateria implica que el seu SOC fluctuï però que de mitjana es mantingui en un cert nivell durant la conducció. Per a tal fi, utilitza una combinació del motor elèctric amb el de combustió interna. En canvi, en els PHEV únicament el 20% de la bateria roman inutilitzada, mentre que el 20 i 60% restants operen en mode CS i CD respectivament. Anàlogament al mode CS, el mode CD comporta que l'estat de càrrega de la bateria fluctuï al voltant d'un cert nivell tot i que de mitjana el SOC de la bateria decreixi durant la conducció perquè es prioritza l'ús del motor elèctric.

És convenient, a mode de resum, elaborar una taula on es mostrin les característiques principals d'aquests tres tipus de vehicles elèctrics que ja han estat comentades.

	BEV	HEV	PHEV
Autonomia en mode 100% elèctric	Baixa	Moderada	Alta
Recuperació d'energia	No	Sí	Sí
Emissions directes	No	Sí	Sí
Contaminació acústica	Nul·la	Baixa	Baixa
Suport al parell de tracció	No	Sí	Sí
Capacitat de les bateries	Baixa	Moderada	Alta
Sistema de propulsió	Motor elèctric	Motor elèctric i de combustió	Motor elèctric i de combustió
Prestacions	Baixes	Bones	Molt bones

Taula 3: característiques principals dels vehicles elèctrics

3.3. El concepte de la micromobilitat

Cada cop amb més freqüència les ciutats modernes d'arreu del món estan apostant pel concepte de la micromobilitat com a resposta a la problemàtica en el món del transport i amb intenció d'innovar. Aquest terme fa referència a una modalitat de transport que té lloc a través de vehicles molt lleugers, com per exemple els patinets, monopatins i bicicletes elèctriques.

La condició primària que ha de complir un vehicle per tal de pertànyer a aquesta categoria és que la massa en buit (tara¹) no excedeixi els 227 kg i tingui una velocitat màxima de 48 km/h [9]. Algunes condicions addicionals impliquen disposar d'un motor (algunes definicions exclouen els de combustió interna) o la seva disponibilitat de funcionar com a vehicle compartit.

Les implementacions pràctiques de la micromobilitat van sorgir al final de la dècada passada amb la intenció de cercar una solució al problema del transport personal, especialment a ciutats amb una alta densitat de població. Els primers serveis de micromobilitat van especificar estacions o ubicacions especials on els vehicles havien de ser recollits i entregats (com per exemple el servei de lloguer de bicicletes *Bicing* a la ciutat de Barcelona). Malgrat això, una segona generació d'aquest servei es va basar en emprar models sense estacions en els quals els usuaris podien recollir i entregar els vehicles a qualsevol punt dins d'una zona geogràfica específica (un exemple seria *eCooltra*, que ofereix el servei de lloguer de motocicleta elèctrica també a la ciutat de Barcelona). Tot i que molts vehicles de micromobilitat han estat al mercat des de fa més d'una dècada, aquest sector va patir el seu creixement més significatiu en el moment en què es va permetre a l'usuari, mitjançant diverses plataformes, fer ús d'un vehicle sense necessitat de comprar-lo i inclús reservar-lo per utilitzar-lo posteriorment sense cap cost addicional.

3.3.1. Tipus de vehicles de micromobilitat

Existeix un sistema de classificació per a vehicles de micromobilitat que es basa en el pes màxim en buit que aquest pot tenir, l'amplada del vehicle, la velocitat màxima que assoleix i la font d'energia amb la qual s'alimenta. La Taula 4 mostra els criteris que es fan servir per la classificació anterior:

¹ Tara: massa màxima que pot tenir un vehicle sense estar carregat.

	Tipus de vehicle	Codi	Descripció
Massa en buit (tara)	Ultra lleuger	WT1	$tara \leq 23 \text{ kg}$
	Lleuger	WT2	$23 \text{ kg} < tara \leq 45 \text{ kg}$
	Pes mitjà	WT3	$45 \text{ kg} < tara \leq 91 \text{ kg}$
	Pes mitjà "plus"	WT4	$91 \text{ kg} < tara \leq 227 \text{ kg}$
Amplada (w)	Estàndard	WD1	$w \leq 0,9 \text{ m}$
	Ample	WD2	$0,9 \text{ m} < w \leq 1,2 \text{ m}$
	Extra-ample	WD3	$1,2 \text{ m} < w \leq 1,5 \text{ m}$
Velocitat màxima (v)	Velocitat ultra baixa	SP1	$v \leq 13 \text{ km/h}$
	Velocitat baixa	SP2	$13 \text{ km/h} < v \leq 32 \text{ km/h}$
	Velocitat mitjana	SP3	$32 \text{ km/h} < v \leq 48 \text{ km/h}$
Font d'energia	Elèctric	E	Ús de motor elèctric
	Combustió	C	Ús de motor de comb. interna

Taula 4: classificació del vehicles de micromobilitat [10]

Emprant aquesta classificació, un patinet elèctric de la companyia *Dott*, el qual té una tara de 19 kg, una amplada de 0,7m i una velocitat màxima de 29 km/h tindria la següent classificació: WT1/WD2/SP2/E.

3.4. Tipus de motors elèctrics

L'impuls en l'electrificació del transport durant l'última dècada ha permet l'estudi de quin és el motor elèctric més adient per portar-ho a terme: motor de continua, motor d'inducció, motor síncron de reluctància commutada i motor síncron d'imants permanents.

Tot i tractar-se de motors de diferents característiques (tal i com es veurà a continuació), tots ells estan dissenyats per tal de satisfer unes demandes principals, entre les quals es troba una alta eficiència en diferents punts d'operació, una alta capacitat de càrrega, una instal·lació que no requereixi un espai massa elevat, un pes reduït i una alta fiabilitat a costos baixos. És evident que tots els tipus de motors anteriorment mencionats tindran els seus corresponents

avantatges i inconvenients, i per tant esdevindrà de vital importància conèixer la finalitat i el context en el qual es voldrà fer servir el tipus de motor en qüestió.

3.4.1. Motor de contínua

El motor de contínua permet una simple regulació i, si es connecta directament a la bateria del vehicle, girarà a velocitat constant perquè la velocitat mecànica és pràcticament proporcional a la tensió d'alimentació. Per tant, requereix d'electrònica de potència entre la bateria i el propi motor, que en aquest cas serà un convertidor DC/DC i, per tant, pot ser més compacte que un DC/AC (per un motor AC).

Un desavantatge del motor de contínua resideix en el commutador² i les escombretes, els quals fan que decreixi la seva fiabilitat i que augmentin els costos de manteniment. Tanmateix, la majoria de les pèrdues per efecte Joule³ en aquest motor tenen lloc en el rotor (sempre i quan es tracti d'un motor de rotor bobinat), fet que implica la necessitat d'un sistema de refrigeració que restringeix la capacitat de càrrega.

En resum, el motor de contínua disposa d'una densitat de potència⁴ moderada, una baixa eficiència i fiabilitat, però té l'avantatge del baix cost i la assequible controlabilitat, especialment per rangs de potències baixes.

3.4.2. Motor d'inducció

El motor d'inducció té semblances tècniques amb el de contínua, però ofereix una densitat de potència més elevada i una millor eficiència. En aquest cas, les pèrdues dominants són també les pèrdues del coure. De totes formes, aquestes són notòriament reduïdes i per tant el motor d'inducció proporciona un ampli rang de velocitats així com una alta eficiència a velocitats altes. Les estratègies de control del motor d'inducció, sense tenir en compte el debilitament de camp, solen ser senzilles. Amb un control V/f es poden arrancar fàcilment sense necessitat de conèixer la posició elèctrica del rotor. De fet, un motor d'inducció es pot

² Commutador: interruptor que canvia la direcció del corrent del rotor i del camp magnètic dins del motor.

³ Pèrdues per efecte Joule: també anomenades pèrdues del coure, són produïdes degut a la calor dissipada per un conductor quan circula un corrent a través d'ell.

⁴ Densitat de potència: quocient entre la potència màxima que proporciona el motor i el seu volum.

arrencar directament des de la xarxa, tot i que consumint un corrent elevat. En canvi, tal i com es veurà més endavant, un motor síncron no té parell d'arrencada.

El motor d'inducció, de manera semblant al de contínua, necessita un sistema de refrigeració complex que limita la capacitat de càrrega. A més, un entreferro de dimensions tant petites com sigui possible és necessari per disminuir el corrent magnetitzant⁵ i així reduir les pèrdues del motor. Aquest fet es tradueix en un interval de toleràncies dimensionals molt estret requerit en el procés de fabricació que incrementa els costos de producció.

3.4.3. Motor de reluctància commutada

El principi de funcionament d'aquest motor ha estat conegut des de fa molts anys, però no va esdevenir aplicable fins al progrés de l'electrònica de potència. Tot i que proporciona una densitat de potència i eficiència comparables amb el motor d'inducció, està construït de forma més simple, sense bobinat al rotor i amb bobinats concentrats a l'estator, fet que millora les seves característiques tèrmiques.

Un inconvenient d'aquest motor és la contaminació acústica que genera, i per tal de disminuir-la s'apliquen mesures que provoquen una reducció de la densitat de potència. Per altra banda, l'avantatge principal és la seva econòmica implementació i el poc manteniment que necessita.

3.4.4. Motor síncron d'imants permanents

En el cas d'aquest motor, l'excitació ve donada per uns imants que hi ha al rotor. Degut a que no hi ha corrent d'excitació, el motor síncron d'imants permanents proporciona una eficiència alta a velocitat nominal, ja que les pèrdues per efecte Joule seran nul·les al rotor però no a l'estator. Les pèrdues predominants són les del ferro⁶, i tenen presència majoritàriament a l'estator, així que també poden ser dissipades per un sistema de refrigeració. Per controlar el motor, malgrat existeixi el control vectorial sense sensors⁷ (*sensorless*), generalment es necessita conèixer la lectura de la posició elèctrica del rotor, tot i que això es duguí a terme

⁵ Corrent magnetitzant: corrent que circula per la branca magnetitzant i que és essencial per establir el camp magnètic al motor.

⁶ Pèrdues del ferro: pèrdues degudes als corrents de Foucault i a la histèresi magnètica dels materials.

⁷ Control *sensorless*: tècnica de control que preveu la posició del rotor mitjançant un model matemàtic del motor.

mitjançant un observador. No obstant, el principal avantatge dels motors síncrons d'imants permanents és la possibilitat de fer un debilitament de camp, fet que permet al motor assolir velocitats superiors a la seva velocitat nominal.

El desavantatge més important d'aquest tipus de motor és l'elevat cost dels anomenats imants de terres rares, com per exemple, l'imant de neodimi (NdFeB). Cal comentar que existeixen també altres imants que es puguin implementar en aquest tipus de motors, com per exemple la ferrita. El problema d'aquests, però, és que tenen una densitat de flux més petita que els de neodimi i, per consegüent, la densitat de potència del motor disminuiria. A més, la capacitat de càrrega queda restringida per les característiques de l'imant, i aquest no pot treballar a temperatures massa elevades per tal d'evitar una desmagnetització irreversible del mateix.

3.5. Comparativa i aplicació dels motors als vehicles elèctrics

Tal i com s'ha comentat a l'inici del capítol, cada un dels motors anteriorment presentats és adient per al vehicle segons uns certs criteris o segons els requeriments sota els quals haurà de treballar. Després d'haver repassat les característiques principals dels quatre tipus de motors candidats a formar part d'un vehicle elèctric, s'ha arribat a la conclusió que el motor síncron d'imants permanents és la opció més adequada per implementar en un vehicle elèctric, malgrat tenir un preu més elevat i necessitar unes estratègies de control més complexes que la resta de motors.

S'ha creat la següent taula a mode de resum de les principals característiques de cada tipus de motor anteriorment mencionades. També apareixen valors orientatius de les diferents propietats en base a una simulació en la qual es va fixar una potència de 30 kW per a cada un dels motors:

	DC	IM	PMSM	SRM	
Densitat de potència (kW/dm³)	-- 1,6	○ 2,5	++ 6,1	○ 2,6	++ molt bo + bo ○ neutre - dolent -- molt dolent
Eficiència	- 84 %	+ 89 %	++ 97 %	+ 88 %	
Costos	+	++	-	+	
Fiabilitat	-	++	○	+	
Controlabilitat	++	○	+	-	

Taula 5: avaluació dels diferents motors elèctrics [11]

Com ja s'ha comentat, l'elecció del motor per al vehicle depèn dels requeriments als quals estigui sotmès. Generalment, s'ha de tenir en compte que el motor tingui una resposta adient en tot el rang de velocitats. Per una banda, fer ús del motor d'inducció seria avantatjós seguint aquest criteri degut a la seva bona eficiència en un ampli rang de velocitats i perquè és econòmic. Per altra banda, el motor síncron d'imants permanents, tot i tenir un cost més elevat, és preferible en cas que l'espai disponible i el pes màxim permès fossin factors determinants.

En els vehicles híbrids en paral·lel, el rang de velocitats està limitat a velocitats baixes. En aquest cas seria adient fer ús també del motor síncron d'imants permanents ja que disposa d'un rendiment molt alt per a velocitats baixes. L'alta densitat de potència d'aquest motor també permet, com ja s'ha vist, que tingui un pes molt baix i ocupi un espai reduït, fet que facilita la seva integració dins la línia de transmissió de l'automòbil.

L'elecció del motor depèn també dels punts d'operació on es vulgui fer treballar al vehicle. La Figura 6 representa la distribució dels diferents punts d'operació per a un vehicle elèctric convencional durant un cicle de conducció.

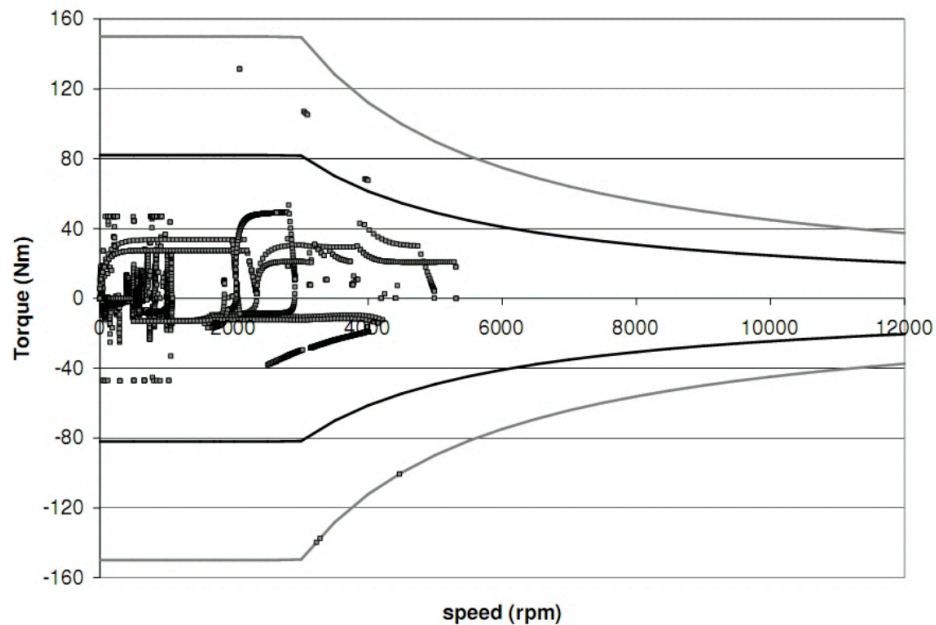


Figura 6: distribució dels punts d'operació en un vehicle elèctric [1]. L'eix vertical correspon al parell de tracció, mentre que l'horitzontal es refereix a la velocitat del motor

En la figura, que correspon a un test de conducció estàndard del tipus NEDC⁸ (*New European Driving Cycle*) d'un HEV en paral·lel, s'observa que la majoria dels punts d'operació resideixen a un rang en el qual el motor no sobrepassa velocitats de 2000 rpm i que en cap moment arriba a 6000 rpm. Les corbes parell-velocitat envoltants són a parell constant fins a un punt on es passa a potència constant ($P\omega=ct$). La superior (traç més fi) correspon a la corba que delimita la zona de parell temporal, és a dir, aquell punt on el motor no pot operar de forma indefinida i que s'usa durant instants curts de temps en els quals es necessita un parell elevat, com per exemple l'arrencada. Anàlogament, la corba inferior (traç més gruixut), engloba la zona de parell continu, i per tant aquells punts on es pot operar de forma indefinida sense cap limitació tèrmica ni de tensió.

En relació a aquests fets, s'ha d'optar per un motor que ofereixi una eficiència elevada per a un ventall de velocitats baixes. A la Figura 7 s'observa l'eficiència dels motors detallats a l'apartat 3.4 exceptuant el motor de contínua.

⁸ NEDC: cicle de conducció que consisteix en un cicle urbà i un extraurbà que és utilitzat per avaluar l'impacte mediambiental dels automòbils.

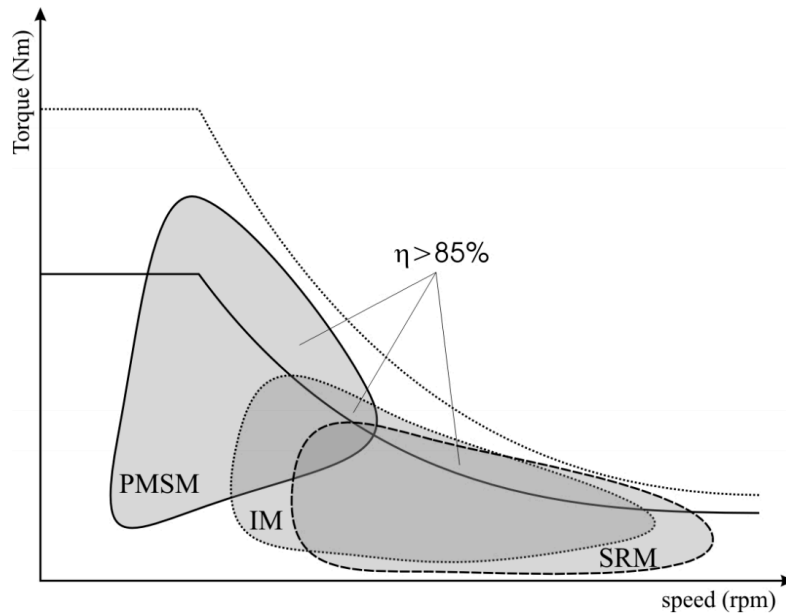


Figura 7: rendiment de tres tipus de motors segons el seu punt d'operació [11]

Les línies representades són, com a la Figura 6, de parell i potència constant i en aquest cas engloben rangs de velocitats on l'eficiència és superior al 85%. A partir del gràfic, resulta fàcil deduir que el PMSM presenta la millor eficiència per a velocitats baixes mentre que el IM com el SRM ho fan per a velocitats més altes en un ventall més ampli.

Per tant, en aquest cas concret seria més convenient decantar-se pel PMSM ja que, com a norma general, aquest és preferible tant per als automòbils elèctrics com pels vehicles de micromobilitat degut a la seva alta densitat de potència i al seu elevat rendiment. Aleshores, els criteris de preu i controlabilitat de la Taula 5 perden pes respecte l'eficiència i la densitat de potència.

Per tal d'exemplificar i justificar l'elecció del PMSM com el candidat més factible per al disseny de vehicles elèctrics, es mostra la següent figura.

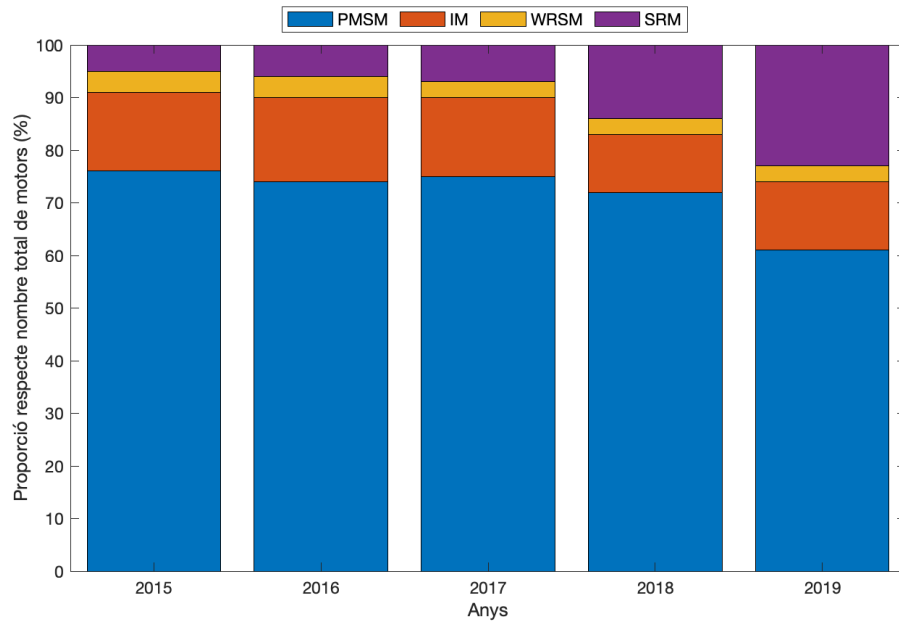


Figura 8: tipus de motor emprat en els vehicles elèctrics [13]

Aquesta posa de manifest el que s'ha estat comentant al llarg d'aquest apartat. Durant els darrers 5 anys, la gran majoria de companyies productores de vehicles elèctrics s'ha decantat pel motor síncron d'imants permanents per als seus automòbils (conformen el 75% del total de motors produïts). Al PMSM el segueixen el motor d'inducció (IM), el motor de reluctància commutada (SRM) i el motor síncron de rotor bobinat (WRSM), tot i que aquest últim té una presència gairebé nul·la al llarg dels anys que figuren al gràfic. Cal comentar també que el PMSR ha anat guanyant protagonisme, mentre que l'ús del motor d'inducció es manté constant.

En relació al concepte de micromobilitat, la totalitat del mercat del seus motors queda pràcticament ocupada pels motors de corrent contínua sense escombretes (BLDC. *Brushless Direct Current Motor*) [13], que juntament amb els motors de corrent alterna sense escombretes (BLAC. *Brushless Alternate Current Motor*) estableixen una classificació per als PMSM (veure la Figura 18).

Estrictament, el BLDC té les mateixes característiques que un BLAC, en tant que també es tracta d'un motor síncron que conté imants permanents. L'única diferència notòria entre ells resideix en l'estator. El parell que proporcionen aquests dos motors és funció tant del corrent

que circula per l'estator com de la força electromotriu⁹ i, al mateix temps, aquesta tindrà una forma sinusoidal (veure Figura 9) si l'estator té un bobinat distribuït, o trapezoïdal si el bobinat és concentrat. Per tant, la diferència principal entre el BLAC i el BLDC és que el primer d'ells conté un bobinat distribuït, mentre que el segon el té concentrat. Això implica que el corrent que alimenti l'estator, per tal d'aconseguir un parell constant, tindrà una forma sinusoidal dels BLAC i quadrada si es tracta d'un BLDC.

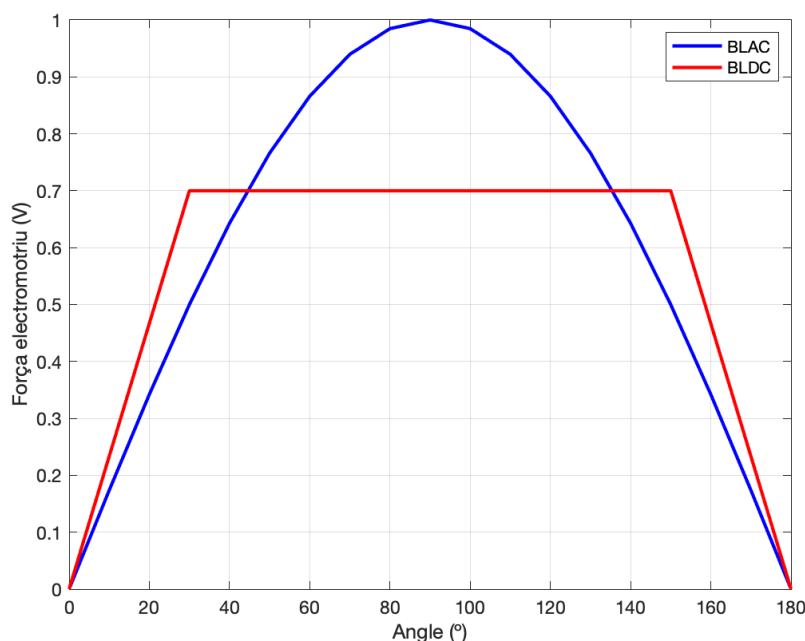


Figura 9: forma d'ona de la força electromotriu en un BLAC i en un BLDC durant un semiperíode [14]

Repassades aquestes característiques, el BLDC resulta més adient per a vehicles de micromobilitat en relació al BLAC (que és més comú en els vehicles elèctrics) ja que és més senzill de controlar i té un preu més econòmic, oferint similars (però lleugerament pitjors) prestacions que els motors de corrent alterna sense escombretes. Els motors BLDC són utilitzats arreu del món per a vehicles que tenen limitacions d'espai, requereixen menys productivitat i que pertanyen a un mercat més sensibilitzat amb el preu. Els vehicles inclosos en el concepte de micromobilitat reuneixen aquestes condicions.

⁹ Força electromotriu: variació del flux magnètic d'inducció respecte el temps.

3.6. Sumari

En el present capítol s'ha presentat l'estat de l'art tant de vehicles elèctrics com de mobilitat i s'ha analitzat l'evolució d'aquest mercat al llarg dels anys i cap a on tendeix per tal de justificar que es tracta d'un sector que encara no ha arribat al seu pic. Tanmateix s'ha examinat quins són els principals motors elèctrics que podien ser implementats en el disseny d'un vehicle d'aquestes característiques, tot repassant les seves principals propietats.

Un cop estudiades aquestes, s'ha deduït que el motor síncron d'imants permanents és el més adient tant per als vehicles elèctrics com pels de micromobilitat degut al seu alt rendiment i per la seva facilitat d'instal·lació a la línia de transmissió del vehicle, fet que s'ha corroborat mitjançant diverses referències que apareixen al llarg del capítol. De totes maneres, és important recalcar que en el cas dels vehicles elèctrics s'utilitzen els motors BLAC, mentre que en micromobilitat s'aposta més pels BLDC. Evidentment ambdós tenen una densitat de potència elevada i són robustos, però els BLDC són més fàcils de controlar tot i que les prestacions són lleugerament pitjors que en el cas dels BLAC. En qualsevol cas, aquests dos tipus de motors formen part dels PMSM.

4. Descripció del funcionament dels motors síncrons d'imants permanents

Aquest capítol estarà dedicat íntegrament a l'estudi del motor síncron d'imants permanents en particular. Primerament es farà una descripció detallada del principi de funcionament dels motors síncrons, que servirà com a base per estudiar els PMSM. Tanmateix, es presentaran les equacions que permetran predir el comportament electromecànic del motor. Aquestes equacions seran introduïdes en tres formats diferents: en variables de la màquina, en forma de vectors espacials i en referència en sincronisme amb el rotor. Aquesta última variant, obtinguda mitjançant la transformació de Park, al no dependre de l'angle elèctric del rotor serà la més adient per fer un anàlisi del PMSM i per elaborar un controlador per al mateix. Finalment, fent ús d'aquestes equacions, es presentarà el diagrama de blocs del motor síncron d'imants permanents en llaç obert, juntament amb la seva simulació.

4.1. Principi de funcionament del motor síncron

Degut a que els PMSM són el principal objecte d'estudi d'aquest treball, és convenient realitzar una explicació profunda sobre el seu funcionament. Per a tal fi, és adient conèixer primerament com es comporta un motor síncron i així després poder particularitzar en el motor síncron d'imants permanents.

Com qualsevol motor elèctric, un motor síncron transforma energia elèctrica en mecànica (el que es coneix com conversió electromecànica). Aquest tipus de motor consta d'un estator, que roman fix, i d'un rotor, que és la part mòbil. La propietat principal de qualsevol motor síncron resideix en que la seva velocitat mecànica és estrictament constant i depèn directament de la freqüència elèctrica de les tensions que l'alimenta i del nombre de parells de pols del motor:

$$\omega_{mec} = \frac{\omega_s}{p} = \frac{2\pi \cdot f_{elec}}{p} \quad (4.1)$$

On:

- ω_{mec} [rad/s]: velocitat mecànica del motor. És igual a la velocitat síncrona (ω_s) dividida pel número de parells de pols.

- f_{elec} [Hz]: freqüència elèctrica de les tensions aplicades al motor.
- p : nombre de parells de pols del motor.

Per una banda, l'estator d'un motor síncron conté tres bobinats desplaçats entre ells 120° amb un dels seus borns connectat a un sistema equilibrat de tensions¹⁰ i l'altre al neutre, el que correspon a una connexió en estrella. Per altra banda, el rotor pot presentar diferències en la seva excitació: en els motors síncrons de rotor bobinat, el rotor té un bobinat pel qual circula un corrent continu que genera un camp magnètic. En canvi, en un PMSM (que serà l'objecte d'estudi), el camp magnètic el creen els imants permanents.

A la Figura 10 s'observa la configuració que s'acaba d'esmentar: hi ha un bobinat a l'estator per a cada una de les fases R, B i Y amb un dels seus borns connectat a la xarxa elèctrica i amb l'altre al terra. Tanmateix es pot notar que el rotor està connectat a una font de tensió contínua i, en conseqüència, circularà pel seu bobinat un corrent continu que actuarà com a excitació i que generarà un camp magnètic al rotor, tal i com s'especificarà més endavant.

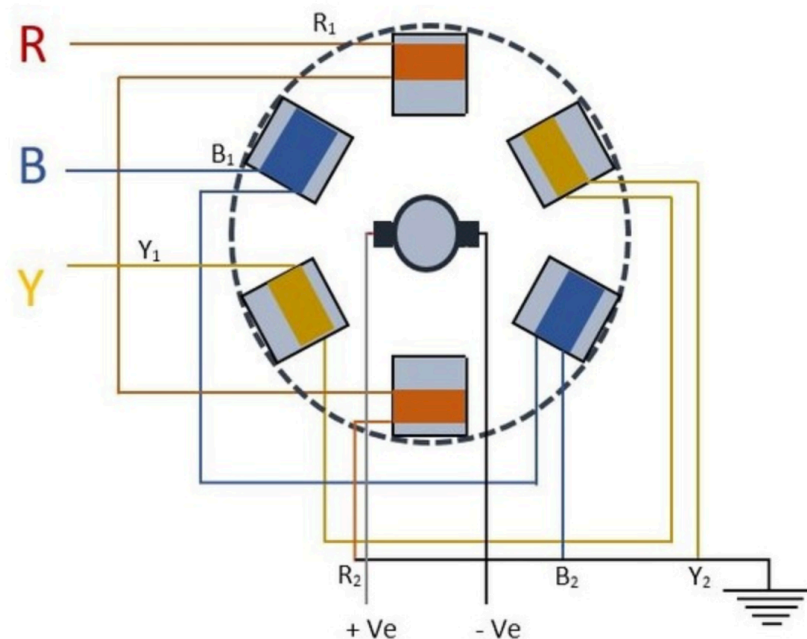


Figura 10: esquema de la secció transversal del motor síncron [13]

En el moment en què els tres bobinats de l'estator es connecten al sistema trifàsic de tensions, circularà per ells un corrent altern anomenat corrent d'armadura, I_a (*armature current*), el qual

¹⁰ Sistema equilibrat de tensions: sistema d'alimentació en el qual les tensions tenen un desfasament de 120° .

crearà un camp magnètic giratori a l'estator. El gràfic de la Figura 11 il·lustra el corrent altern que circula per cadascun dels tres debanats en funció del temps. Cada un d'aquests corrents generarà, tal i com s'ha comentat, un camp magnètic giratori que permet modelar l'estator com si fos un imant que gira velocitat angular constant. Aquest camp magnètic tindrà, per a cada instant de temps, una resultant (a la Figura 11, la fletxa groga) diferent que correspondrà a la suma vectorial dels camps magnètics de les tres bobines.

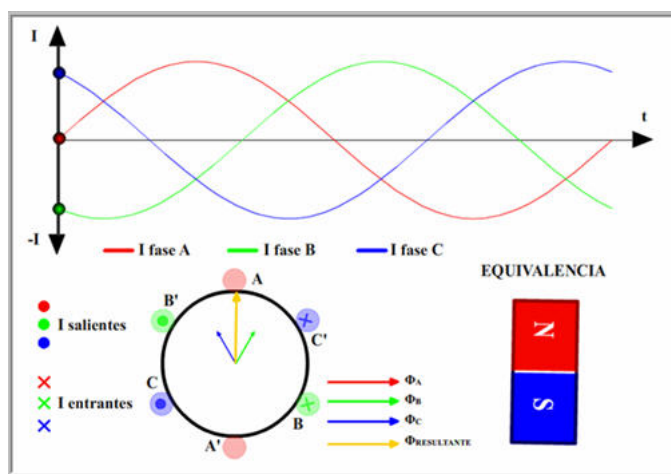


Figura 11: camp magnètic generat a l'estator d'un motor síncron [15]

En el cas del motor síncron, la bobina que hi ha al rotor s'alimenta mitjançant una font de tensió contínua. Aquest fet implicarà que circuli un corrent continu anomenat corrent de camp, I_f (*field current*), que crearà un camp magnètic al rotor. Degut a que aquest camp magnètic és solidari al rotor, si el camp magnètic de l'estator gira, el del rotor ho farà juntament amb ell seguint la seva orientació. En altres paraules, ambdós camps magnètics estan magnèticament bloquejats i giraran a la velocitat síncrona ω_s .

Pel que fa al parell electromagnètic del motor Γ_{em} , aquest es genera degut a la força magnètica que actua sobre els fils conductors de les bobines de l'estator. A la Figura 12 es pot observar la direcció i sentit tant de la força magnètica F com del camp magnètic giratori B establerts a l'estator. La direcció d'aquesta força ve determinada pel producte vectorial següent:

$$\vec{F} = I_a \cdot \vec{l} \times \vec{B} \quad (4.2)$$

on el vector \vec{l} és un vector que apunta en el sentit del corrent que circula pel conductor. En el cas de la figura, la creu en el conductor representa un corrent que entra al paper, mentre que el punt correspon a un corrent que surt del paper.

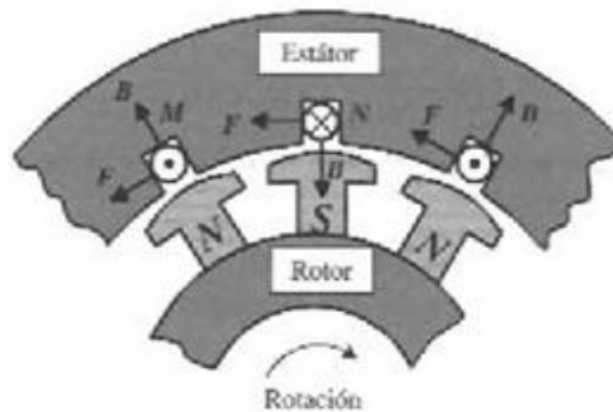


Figura 12: camp magnètic i força magnètica creada pels bobinats de l'estator [16]

Quan el camp magnètic del rotor entra en sincronisme amb el de l'estator, el rotor produirà el parell Γ_{em} que farà girar l'eix del motor.

El principal desavantatge del motor síncron és que, per si mateix, no pot arrencar. Aquest fet és degut a que no té parell d'arrancada, que és nul perquè el camp magnètic que es genera al rotor gira massa lent comparat amb el de l'estator i per tant no es pot enganxar a ell i girar a la velocitat de sincronisme. Per consegüent, no es podrà vèncer la inèrcia de la massa del rotor i el motor no arrencarà. En el moment de l'arrencada, la velocitat del rotor és nul·la, mentre que el camp magnètic de l'estator gira a la velocitat de sincronisme. Els pols oposats del rotor i l'estator tendeixen a alinear-se, però quan l'estator gira, la força de gir que es genera canvia de sentit (veure la Figura 13) quan els corrents d'armadura també ho fan, de manera que el parell net al final de cada període és 0.

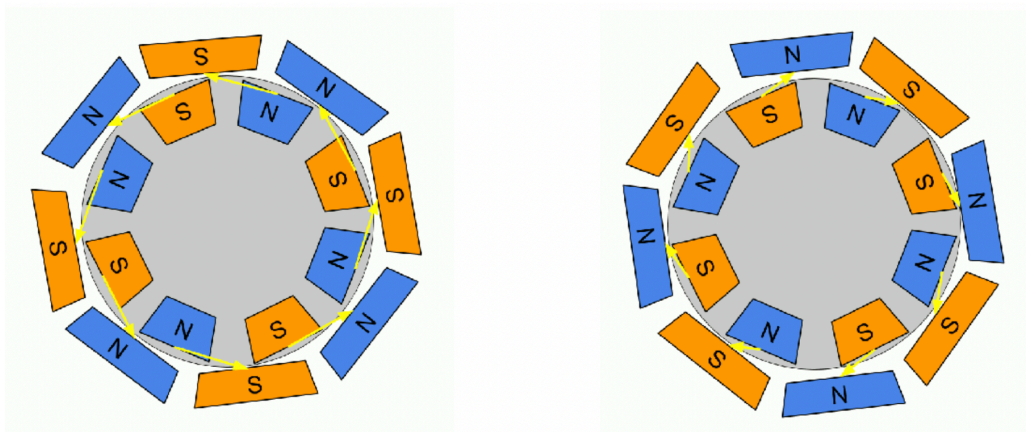


Figura 13: variació del sentit de la força magnètica que implica un parell nul [16]

Per solucionar aquest problema, generalment se'l fa arrencar com si es tractés d'un motor d'inducció, en el qual la pulsació mecànica és una mica inferior a la síncrona degut al lliscament¹¹, tot i que de valor molt proper a ella ($\omega_{mec} \approx \omega_s$). Per a tal fi, el motor conté una estructura anomenada gàbia d'esquirol (veure Figura 14), que està formada per un material conductor. Segons la llei de Faraday-Lenz, en un fil conductor en presència d'un flux magnètic Φ variable en el temps (causat en aquest cas pel camp magnètic de l'estator), s'induirà una tensió ε_{ind} segons l'expressió següent.

$$\varepsilon_{ind} = - \frac{d\Phi}{dt} \quad (4.3)$$

Aquesta tensió farà que es generi un corrent induït que, al mateix temps, crearà un altre camp magnètic (camp magnètic del rotor), el qual s'adherirà al camp magnètic giratori de l'estator creant el parell d'arrencada.

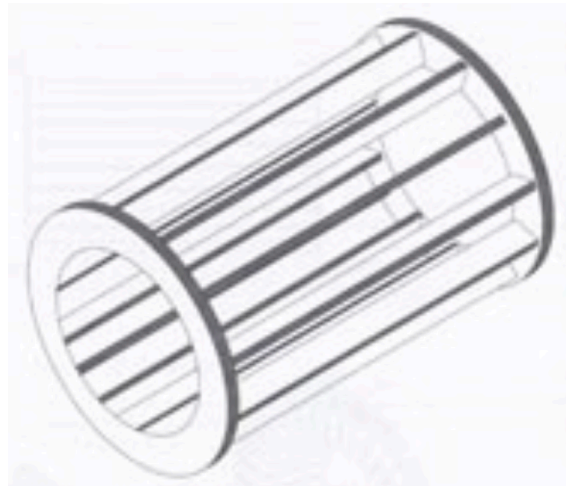


Figura 14: gàbia d'esquirol que s'introdueix al rotor [17]

Un cop el motor ja ha aconseguit una velocitat suficientment elevada, es connecta la font de tensió contínua del debanat del camp i aleshores el camp magnètic generat al rotor sí que es pot sincronitzar amb el de l'estator. A partir d'aquest moment, el motor en qüestió es comportarà com un motor síncron, i per tant $\omega_m = \omega_s$.

¹¹ Lliscament (s): diferència relativa entre la velocitat de sincronisme i la mecànica. En un motor d'inducció, $0 < s < 1$.

4.2. Excitació amb imants permanents

A l'apartat anterior s'ha mencionat que el camp magnètic creat al rotor pot ser causat per un bobinat o bé per uns imants permanents, el que correspondrà al motor síncron d'imants permanents. Segons la configuració que tinguin els imants, existeixen dos tipus de PMSM: el IPMSM (*Interior Permanent Magnet Synchronous Machine*. Motor síncron d'imants permanents interiors) i el SPMSM (*Surface Permanent Magnet Synchronous Machine*. Motor síncron d'imants permanents superficial). La disposició física d'ambdós es mostra a la següent figura:

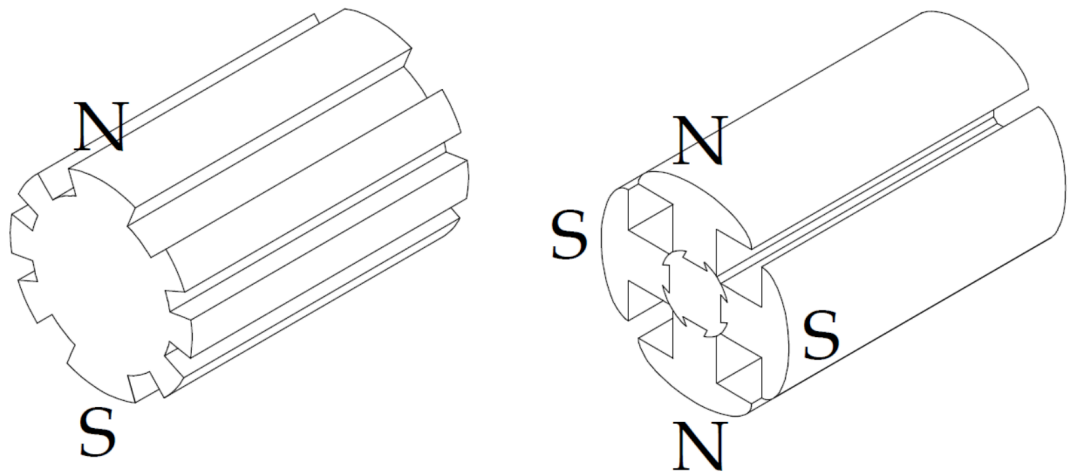


Figura 15: configuració d'un IPMSM (esquerra) i d'un SPMSM (dreta) [18]

Tot i que en termes de funcionament no presenten diferències notables, els dos tipus de PMSM tenen diferents característiques. Els IPMSM presenten una robustesa mecànica molt elevada, per la qual cosa són més convenients per treballar a velocitats altes, mentre que els SPMSM tenen una major densitat de potència degut a que el flux magnètic a l'entreferro és més elevat. Contràriament, tenen una menor integritat estructural i per tant se sol aplicar per a tasques que necessitin velocitats no gaire altes.

Aquests dos tipus de PMSM també mostren diferents valors a les inductàncies dels eixos directe (d') i en quadratura (q'). El superíndex $'$ indica que la referència és en sincronisme amb el rotor. L'eix directe es defineix en la direcció nord-sud segons l'imant equivalent del rotor, amb el seu origen en el centre magnètic i apuntant en sentit nord. L'eix en quadratura

té el mateix origen que l'anterior i és perpendicular a ell. L'ús d'aquests dos eixos permet simplificar l'anàlisi de les màquines síncrones, tal i com es veurà en capítols posteriors.

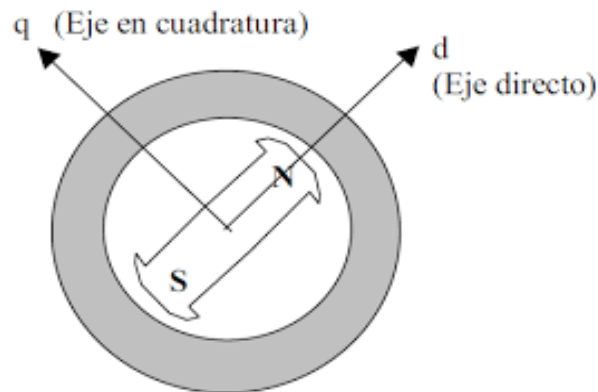


Figura 16: representació de l'eix directe i de l'eix en quadratura [19]

Aquesta diferència en les inductàncies dels eixos directe i en quadratura, L_d i L_q respectivament, es deu a que la permeabilitat dels imants d'alta densitat de flux (com per exemple, l'imant de neodimi NdFeB) és pràcticament igual a la del buit (μ_0), de valor $4\pi \cdot 10^{-7}$ N/A². Això implica que l'espai que ocupen els imants pot ser considerat com a part de l'entreferro. Per tant, els IPMSM presenten un valor menor de la seva inductància a l'eix d' comparat amb el valor de la inductància de l'eix q' . En canvi, en els SPMSM aquesta diferència al ser menor al 10% és pràcticament menyspreable [19].

La Figura 17 demostra el que s'ha mencionat, i a més es pot deduir que en el cas del IPMSM, com menor sigui el corrent d'armadura I_a , més petita serà la diferència entre ambdues inductàncies. Pel que fa als SPMSM, la diferència, tot i que sigui molt reduïda, es manté pràcticament constant independentment del valor del corrent de fase.

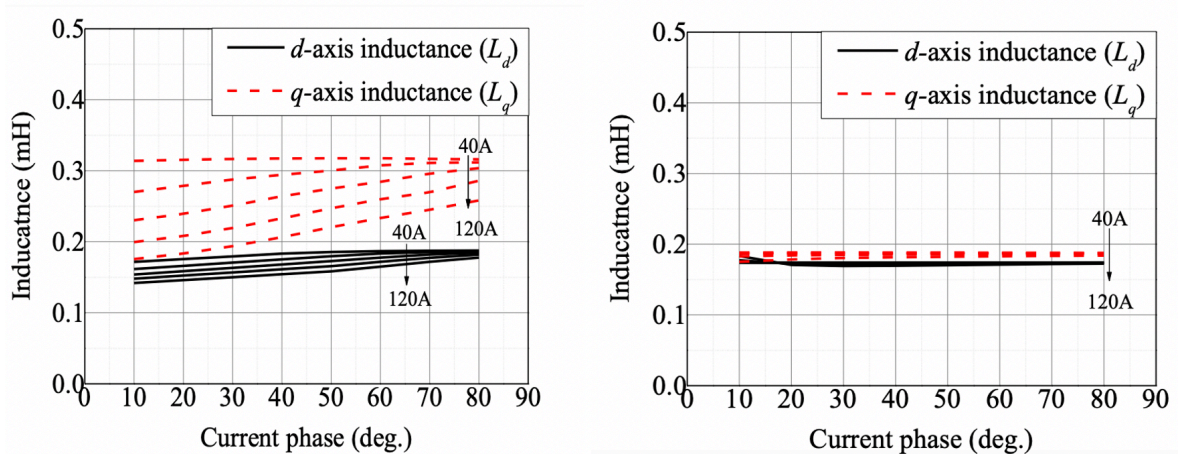


Figura 17: comparativa de les inductàncies en un IPMSM (esquerra) i un SPMSM (dreta) [20]

El flux magnètic del circuit d'excitació (localitzat al rotor) és invariant ja que naturalment el camp magnètic que generen els imants és constant. D'aquesta manera, al no haver-hi cap corrent d'excitació I_f , les pèrdues del coure al rotor són nul·les, fet que implica que l'eficiència del PMSM sigui elevada en relació als altres motor presentats a l'apartat 3.4. En ser les pèrdues per efecte Joule únicament presents als bobinats de l'estator, el seu sistema de refrigeració no fa falta que sigui gaire complex.

La següent figura resumeix la classificació dels motors d'imants permanents.

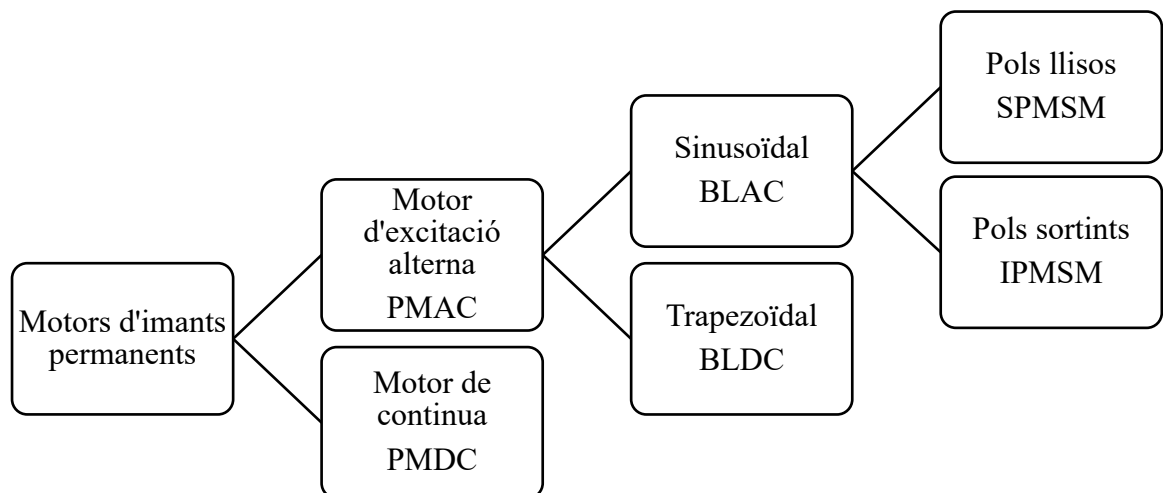


Figura 18: classificació dels motors d'imants permanents [21]

4.3. Modelització del motor síncron d'imants permanents

4.3.1. Equacions en variables del motor

Tal i com s'ha esmentat, una part essencial d'aquest capítol resideix en presentar les equacions que permeten predir el comportament electromecànic dels PMSM. Aquestes equacions faran referència a un PMSM trifàsic, els bobinats del qual seran idèntics i desplaçats 120° entre ells. Cada un dels debanats tindrà N_s espines i una resistència equivalent R_s . A la notació que s'usarà d'ara en endavant, a , b , i c seran els eixos magnètics de cada una de les fases del motor.

Per tal de reduir la complexitat del model, és convenient realitzar unes simplificacions que, tot i ser plenament vàlides, no malmetran la validesa del model. Aquestes suposicions són les següents:

- La distribució dels debanats de l'estator es considerarà completament sinusoidal i, per tant, la força electromotriu produïda per l'estator també serà sinusoidal. Aquests fets indiquen que el motor en qüestió serà un BLAC.
- El material magnètic que forma el motor tindrà un comportament lineal. Per tant, es considerarà que aquest no entrarà mai en saturació magnètica¹².
- Les pèrdues al ferro es consideraran nul·les.

Amb les anteriors suposicions, és possible obtenir les equacions elèctriques del motor en forma matricial:

$$\mathbf{v}_{abc} = \mathbf{R}_s \cdot \mathbf{i}_{abc} + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\psi}_{abc} \quad (4.4)$$

A l'equació (4.4), \mathbf{v}_{abc} és el vector de tensions aplicades a l'estator, \mathbf{R}_s és la matriu de resistències de l'estator, \mathbf{i}_{abc} és el vector de corrents que circulen per l'estator i $\boldsymbol{\psi}_{abc}$ fa referència al vector flux concatenat als debanats de l'estator:

$$\mathbf{v}_{abc}^T = \{v_a, v_b, v_c\} \quad ; \quad \mathbf{R}_s = \begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{pmatrix} \quad (4.5)$$

¹² Saturació magnètica: valor màxim de magnetització al qual un material magnètic pot arribar quan és exposat a un camp magnètic extern.

$$\mathbf{i}_{abc}^T = \{i_a, i_b, i_c\} \quad ; \quad \boldsymbol{\psi}_{abc}^T = \{\psi_a, \psi_b, \psi_c\} \quad (4.6)$$

Per la seva part, el vector de flux concatenat està format per dos sumands, segons indica l'equació (4.7).

$$\boldsymbol{\psi}_{abc} = \boldsymbol{\psi}_{abc(s)} + \boldsymbol{\psi}_{abc(r)} \quad (4.7)$$

El primer d'ells està relacionat amb el flux creat pels corrents de l'estator, mentre que el segon farà referència al flux creat per l'imant permanent que es troba al rotor. L'expressió analítica d'ambdós vectors és la següent:

$$\boldsymbol{\psi}_{abc(s)} = \begin{pmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{pmatrix} \cdot \mathbf{i}_{abc} \quad ; \quad \boldsymbol{\psi}_{abc(r)} = \begin{pmatrix} \psi_m \cdot \sin(\theta_e) \\ \psi_m \cdot \sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \psi_m \cdot \sin\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \end{pmatrix} \quad (4.8)$$

Per una banda, L_{aa} és la inductància de la fase a , mentre que L_{ab} i L_{ac} indiquen les inductàncies mútues entre els debanats de les fases a i b , i a i c respectivament. La mateixa notació s'empra per les fases b i c . Degut a la simetria del model i a que els tres debanats són idèntics, la matriu d'inductàncies serà simètrica. Per altra banda, ψ_m és l'amplitud del flux concatenat per l'estator creat per l'imant i θ_e és l'angle elèctric del rotor.

A continuació es procedirà a trobar les expressions de les inductàncies. En els IPMSM (que corresponen al cas general), el valor de l'entreferro no és constant, i per consegüent les inductàncies seran funció de la posició del rotor θ_e . Tenint en compte que els procediments matemàtics per obtenir aquestes expressions són complexos, s'ha optat per incloure a la memòria únicament les expressions finals, tot i que les seves deduccions poden ser trobades a [21].

Les inductàncies pròpies dels debanats de l'estator són les següents:

$$L_{aa} = L_l + L_A - L_B \cos(2\theta_e) \quad (4.9)$$

$$L_{bb} = L_l + L_A - L_B \cos\left(2\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$L_{cc} = L_l + L_A - L_B \cos \left(2\theta_e - \frac{2\pi}{3} \right)$$

on L_l és la inductància de dispersió¹³, que és idèntica pels tres bobinats. L_A i L_B vindran determinats per les expressions següents:

$$L_A = \frac{N_s^2}{8} \cdot \pi \mu_0 r l \left(\frac{1}{g_{max}} + \frac{1}{g_{min}} \right) \quad (4.10)$$

$$L_B = \frac{N_s^2}{8} \cdot \pi \mu_0 r l \left(\frac{1}{g_{min}} - \frac{1}{g_{max}} \right)$$

on r és la distància des del centre del motor fins la circumferència interior de l'estator, l és la llargada del motor, μ_0 la permeabilitat magnètica del buit i g_{max} i g_{min} els valors màxim i mínim de l'entreferro, respectivament.

Per la seva part, les inductàncies mútues venen determinades per les següents fórmules:

$$L_{ab} = -\frac{L_A}{2} - L_B \cos \left(2\theta_e - \frac{2\pi}{3} \right)$$

$$L_{ac} = -\frac{L_A}{2} - L_B \cos \left(2\theta_e + \frac{2\pi}{3} \right) \quad (4.11)$$

$$L_{bc} = -\frac{L_A}{2} - L_B \cos (2\theta_e)$$

Tal i com s'ha mencionat anteriorment, la matriu d'inductàncies és simètrica i per tant $L_{ab} = L_{ba}$, $L_{ac} = L_{ca}$ i $L_{bc} = L_{cb}$.

En el cas general del motor de pols sortints (IPMSM), la matriu del flux concatenat ψ_{abc} es podrà reescriure com

¹³ Inductància de dispersió: inductància deguda al flux magnètic que no segueix el camí previst en un circuit magnètic.

$$\begin{pmatrix} \psi_a \\ \psi_b \\ \psi_c \end{pmatrix} = \mathbf{L} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \psi_m \cdot \sin(\theta_e) \\ \psi_m \cdot \sin\left(\theta_e - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \psi_m \cdot \sin\left(\theta_e + \frac{2\pi}{3}\right) \end{pmatrix} \quad (4.12)$$

on \mathbf{L} representa la matriu d'inductàncies de la qual ja s'han obtingut les expressions de totes les seves components.

4.3.2. Equacions en forma de vectors espacials

Les equacions d'un PMSM també es poden representar mitjançant els vectors espacials. Resulta convenient introduir aquesta representació perquè presenta certs avantatges respecte les equacions en variables de la màquina:

- Una notació compacta que permet una fàcil manipulació algebraica.
- Simplificacions pel que fa a la interpretació gràfica.
- Facilitat en relació al desenvolupament de conceptes de forma clara i evident que no eren tant assequibles mitjançant l'ús de variables reals.

Qualsevol variable de la màquina es pot representar sobre l'eix de la seva fase com un vector, i la representació en vectors espacials de la variable és la següent [21]:

$$\underline{f}_{abc} = \frac{2}{3} (f_a + \underline{a} f_b + \underline{a}^2 f_c) \quad (4.13)$$

on f_a , f_b i f_c són els valors instantanis de qualsevol variable de la màquina a la seva respectiva fase, i \underline{a} i \underline{a}^2 són dos fasors tals que

$$\underline{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad \text{i} \quad \underline{a}^2 = e^{-j\frac{2\pi}{3}} \quad (4.14)$$

D'aquesta manera es pot obtenir el conjugat de l'expressió (4.13) com

$$\underline{f}_{abc}^* = \frac{2}{3} (f_a + \underline{a}^2 f_b + \underline{a} f_c) \quad (4.15)$$

Arribats a aquest punt, diferents transformacions matemàtiques que es poden trobar tant a [21] com a [22] permeten arribar a deduir les equacions elèctriques del motor síncron d'imants permanents en forma de vectors espacials:

$$\underline{v}_{abc} = R_s \cdot \underline{i}_{abc} + \frac{d}{dt} \underline{\psi}_{abc} \quad (4.16)$$

on cada una de les variables de la màquina es pot expressar com

$$\begin{aligned}\underline{v}_{abc} &= \frac{2}{3} (v_a + \underline{a} v_b + \underline{a}^2 v_c) \\ \underline{i}_{abc} &= \frac{2}{3} (i_a + \underline{a} i_b + \underline{a}^2 i_c) \\ \underline{\psi}_{abc} &= \frac{2}{3} (\psi_a + \underline{a} \psi_b + \underline{a}^2 \psi_c)\end{aligned}\quad (4.17)$$

Combinant les expressions donades a (4.17) amb les equacions (4.7) i (4.8) i aplicant una vegada més les transformacions matemàtiques que es poden trobar a [21] i [22], s'obté l'equació

$$\underline{\psi}_{abc} = \frac{2}{3} \left(L_l + \frac{2}{3} L_A \right) (i_a + \underline{a} i_b + \underline{a}^2 i_c) - L_B (i_a + \underline{a}^2 i_b + \underline{a} i_c) + \psi_m e^{j(\theta_e - \frac{\pi}{2})} \quad (4.18)$$

Aplicant la definició del vector conjugat vista a (4.15), l'expressió anterior es pot reescriure com

$$\underline{\psi}_{abc} = \left(L_l + \frac{2}{3} L_A \right) \underline{i}_{abc}^* e^{j2\theta_e} + \psi_m e^{j(\theta_e - \frac{\pi}{2})} \quad (4.19)$$

Les equacions (4.16) i (4.19) formen la modelització del PMSM en vectors espacials.

4.3.3. Transformació de Park

Les equacions vistes als apartats 4.3.1 i 4.3.2 permeten descriure el comportament electro-magnètic del motor però no són adequades per analitzar-lo. Això és degut a que es tracten d'equacions diferencials que són no lineals. Per solucionar aquest problema, s'emprarà la transformació matricial de Park, que permetrà, mitjançant un canvi de base, eliminar la dependència de la posició de l'angle elèctric θ_e dintre de les equacions diferencials.

Aquesta conversió expressa les variables del motor (tensions, corrents i fluxos) en una referència rotatòria solidària al rotor que es coneix com a eixos d^r i q^r rotatius de Park (ja presentats a l'apartat 4.2), a diferència dels eixos a , b i c , que eren estacionaris. En aquest canvi de referència, l'angle elèctric θ serà el que està comprès entre l'eix de la fase a i l'eix q^r .

La relació entre les variables expressades en els eixos estacionaris i els de Park és la següent:

$$f_a = \frac{2}{3} \left(f_a \sin \theta + f_b \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) + f_c \sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \right) \quad (4.20)$$

$$f_q = \frac{2}{3} \left(f_a \cos \theta + f_b \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) + f_c \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \right)$$

Cal destacar que les expressions que es veuran a continuació transformen variables dels tres eixos estacionaris als dos eixos rotatius, i viceversa. Per tant, s'ha d'introduir una tercera equació anomenada component homopolar per tal que la transformació sigui bijectiva. Aquesta component, que es defineix com

$$f_0 = \frac{1}{3} (f_a + f_b + f_c) \quad (4.21)$$

serà sempre nul·la perquè el sistema de tensions és equilibrat i per tant els tres sumands de l'equació (4.21) s'anul·len.

Amb les expressions anteriors es pot deduir l'expressió que estableix la transformació següent:

$$\mathbf{f}_{dq} = [\mathbf{P}(\theta)]^{-1} \cdot \mathbf{f}_{abc} \quad (4.22)$$

on la inversa de la matriu de Park $\mathbf{P}(\theta)$ és:

$$[\mathbf{P}(\theta)]^{-1} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ \sin \theta & \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \\ \cos \theta & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \end{pmatrix} \quad (4.23)$$

De la mateixa manera, la conversió inversa serà:

$$\mathbf{f}_{abc} = \mathbf{P}(\theta) \cdot \mathbf{f}_{dq} \quad (4.24)$$

on la matriu de Park tindrà la següent expressió:

$$\mathbf{P}(\theta) = \begin{pmatrix} 1 & \sin \theta & \cos \theta \\ 1 & \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) \\ 1 & \sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) & \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \end{pmatrix} \quad (4.25)$$

4.3.4. Equacions en la referència en sincronisme al rotor

Arribats a aquest punt, les dues matrius de Park, $\mathbf{P}(\theta)$ i $[\mathbf{P}(\theta)]^{-1}$, permeten transformar les variables del motor dels eixos a, b i c als eixos rotatoris d' i q' , que estan en sincronisme amb el rotor.

Segons l'apartat 4.3.1, les equacions en les variables de la màquina es poden escriure de forma matricial de la següent manera.

$$\mathbf{v}_{abc} = \mathbf{R}_s \cdot \mathbf{i}_{abc} + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\psi}_{abc} \quad (4.26)$$

Si es substitueix l'expressió (4.7) a l'equació anterior, es poden obtenir les equacions del motor en referència d' i q' multiplicant ambdós costats de la igualtat per la matriu de Park invertida.

$$[\mathbf{P}(\theta_e)]^{-1} \cdot \mathbf{v}_{abc} = [\mathbf{P}(\theta_e)]^{-1} \cdot \left(\mathbf{R}_s \cdot \mathbf{i}_{abc} + \frac{d}{dt} (\mathbf{L} \cdot \mathbf{i}_{abc}) + \dot{\boldsymbol{\psi}}_{abc(r)} \right) \quad (4.27)$$

$\dot{\boldsymbol{\psi}}_{abc(r)}$ representa la derivada temporal de $\boldsymbol{\psi}_{abc}$. Treballar matemàticament l'equació (4.27) i aplicant la regla de la cadena permet obtenir la següent expressió, en la qual les tensions, els corrents i els fluxos estaran en referència en sincronisme amb el rotor.

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_{dq}^r &= [\mathbf{P}(\theta_e)]^{-1} \\ &\cdot \left(\mathbf{R}_s \cdot \mathbf{P}(\theta_e) \cdot \mathbf{i}_{dq}^r + \frac{d}{dt} (\mathbf{L}) \cdot \mathbf{P}(\theta_e) \cdot \mathbf{i}_{dq}^r \right. \\ &\left. + \mathbf{L} \frac{d}{dt} (\mathbf{P}(\theta_e)) \cdot \mathbf{i}_{dq}^r + \mathbf{L} \cdot \mathbf{P}(\theta_e) \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{dq}^r + \dot{\boldsymbol{\psi}}_{abc(r)} \right) \end{aligned} \quad (4.28)$$

Els termes de l'equació anterior es poden desenvolupar com es mostra a continuació:

$$[\mathbf{P}(\theta_e)]^{-1} \cdot \mathbf{R}_s \cdot \mathbf{P}(\theta_e) = \begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{pmatrix} \quad (4.29)$$

$$[\mathbf{P}(\theta_e)]^{-1} \cdot \frac{d}{dt} (\mathbf{L}) \cdot \mathbf{P}(\theta_e) = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 3\omega_e L_B \\ 0 & 3\omega_e L_B & 0 \end{pmatrix} \quad (4.30)$$

$$\begin{aligned}
& [\mathbf{P}(\theta_e)]^{-1} \cdot \mathbf{L} \cdot \frac{d}{dt} \mathbf{P}(\theta_e) \\
&= \frac{\omega_e}{2} \begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & -(3L_A - 3L_B + 2L_l) \\ 0 & 3L_A - 3L_B + 2L_l & R_s \end{pmatrix} \quad (4.31)
\end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
& [\mathbf{P}(\theta_e)]^{-1} \cdot \mathbf{L} \cdot \mathbf{P}(\theta_e) = \begin{pmatrix} L_l & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3L_A}{2} + \frac{3L_B}{2} + L_l & 0 \\ 0 & 0 & \frac{3L_A}{2} - \frac{3L_B}{2} + L_l \end{pmatrix} \quad (4.32)
\end{aligned}$$

$$\dot{\boldsymbol{\psi}}_{abc(r)}^T = \{0, 0, \omega_e \psi_m\} \quad (4.33)$$

Definir les dues les inductàncies equivalents per als eixos d i q com

$$L_d = L_l + \frac{3}{2}(L_A + L_B) \quad (4.34)$$

$$L_q = L_l + \frac{3}{2}(L_A - L_B)$$

i agrupar els termes de l'equació matricial (4.28) permet obtenir les equacions del PMSM en la referència en sincronisme amb el rotor.

$$v_0^r = R_s i_0^r + L_l \dot{i}_0^r \quad (4.35)$$

$$v_d^r = R_s i_d^r + L_d \dot{i}_d^r - \omega_e L_q i_q^r \quad (4.36)$$

$$v_q^r = R_s i_q^r + L_q \dot{i}_q^r + \omega_e L_d i_d^r + \omega_e \psi_m \quad (4.37)$$

D'aquestes equacions, únicament seran d'interès (4.36) i (4.37), ja que (4.35) és nul·la al ser la component homopolar. S'observa que les anteriors expressions (anomenades equacions elèctriques del motor) a diferència de les vistes a l'apartat 4.3.1, no depenen de l'angle i per tant són adequades per l'anàlisi del PMSM i per elaborar qualsevol tècnica de control sobre aquest.

Les dues figures següents mostren el circuit equivalent de les equacions (4.36) i (4.37), respectivament.

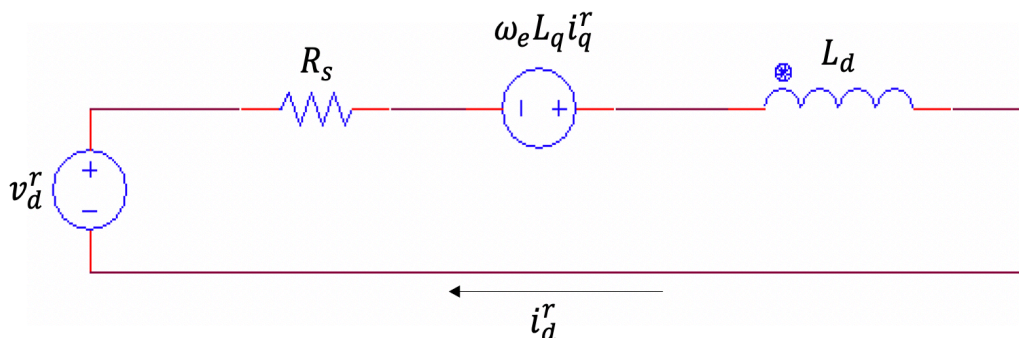


Figura 19: circuit equivalent per l'eix d'

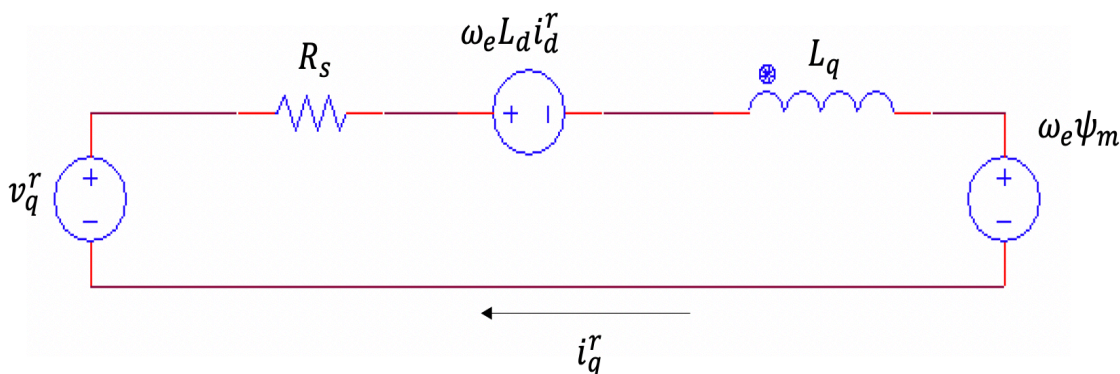


Figura 20: circuit equivalent per l'eix q'

4.3.5. Equació de parell i equació mecànica

Aquestes dues equacions, juntament amb les equacions elèctriques, completaran la modelització matemàtica del motor síncron d'imants permanents.

Les equacions desenvolupades a l'apartat anterior permeten escriure en forma matricial la potència elèctrica instantània P_{elec} que s'entrega al motor.

$$P_{elec} = (v_0^r \quad v_d^r \quad v_q^r) \begin{pmatrix} 3 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3}{2} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{3}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_0^r \\ i_d^r \\ i_q^r \end{pmatrix} \tag{4.38}$$

Després de substituir les tensions de les equacions (4.36) i (4.37), s'obté una equació que permet expressar la potència elèctrica segons tres sumands, de manera que

$$P_{elec} = P_{diss} + P_{induc} + P_{em} \quad (4.39)$$

on els tres termes fan referència a les pèrdues al coure, a l'energia emmagatzemada a les inductàncies i a l'energia disponible per la conversió electromecànica, respectivament. Per tal de determinar el parell electromagnètic generat pel PMSM, únicament és d'interès tenir en compte P_{em} , que es pot expressar com

$$P_{em} = \omega_{mec} \Gamma_{em} = \frac{3}{2} \omega_r (\psi_m i_q^r + (L_d - L_q) i_d^r i_q^r) \quad (4.40)$$

Recordant que la velocitat mecànica i la elèctrica es relacionen mitjançant el nombre de parells de pols p segons l'equació (4.1), es pot obtenir l'expressió del parell generat pel PMSM.

$$\Gamma_{em} = \frac{3}{2} p (\psi_m i_q^r + (L_d - L_q) i_d^r i_q^r) \quad (4.41)$$

L'equació mecànica, a diferència de la anterior, relaciona les variables elèctriques amb les mecàniques mitjançant el parell electromagnètic que produeix el motor. Aquesta es pot expressar com

$$\Gamma_{em} - \Gamma_l = \frac{1}{p} (J \dot{\omega}_e + B \omega_e) \quad (4.42)$$

on Γ_l és el parell de càrrega, J és el moment d'inèrcia del rotor i de la càrrega i B és el coeficient de fregament viscos del sistema.

4.4. Diagrama de blocs del motor en llaç obert

Les equacions (4.36), (4.37), (4.41) i (4.42) permeten implementar el diagrama de blocs del motor síncron d'imants permanents, que es pot observar a la Figura 21.

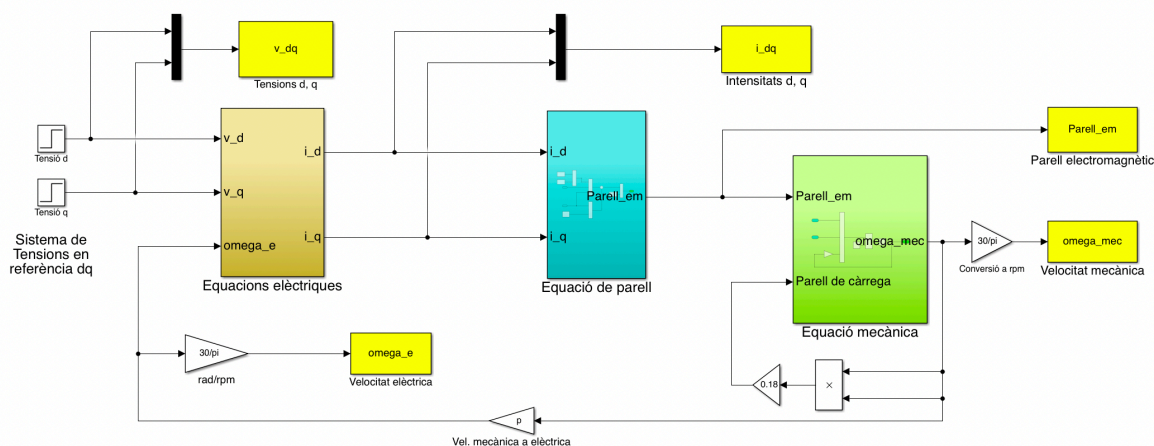


Figura 21: diagrama de blocs del motor síncron d'imants permanents

Es pot comprovar que el motor està implementat directament en referència dq per tal de posteriorment elaborar la tècnica de control en aquesta referència. Hi ha presents tres sub-sistemes, els quals representen les dues equacions elèctriques, la de parell i la mecànica, respectivament. Per la seva part, el parell de càrrega és proporcional al quadrat de la velocitat mecànica de l'eix amb una constant de $0,18 \frac{Nm}{\left(\frac{rad}{s}\right)^2}$. Aquest parell de càrrega fa referència a la resistència aerodinàmica amb l'aire. No obstant, a la modelització del parell de càrrega també s'hauria pogut incloure la força de fricció del vehicle amb el terra i la pendent del terreny per on se circula.

Com a paràmetres característics del motor s'han triat els de la motocicleta elèctrica de la companyia *Silence*. Els valors d'aquests paràmetres, així com l'estructura dels tres sub-sistemes que conformen el model de la Figura 21, es poden trobar a l'annex.

La simulació del model permet obtenir les següents respostes quan el motor s'alimenta amb una tensió de 2 V a l'eix d' i de 9 V a l'eix q' . A la Figura 22 es pot observar que la dinàmica de la planta és molt ràpida, i per tant és més que suficient emprar un temps de simulació de 0,15 segons.

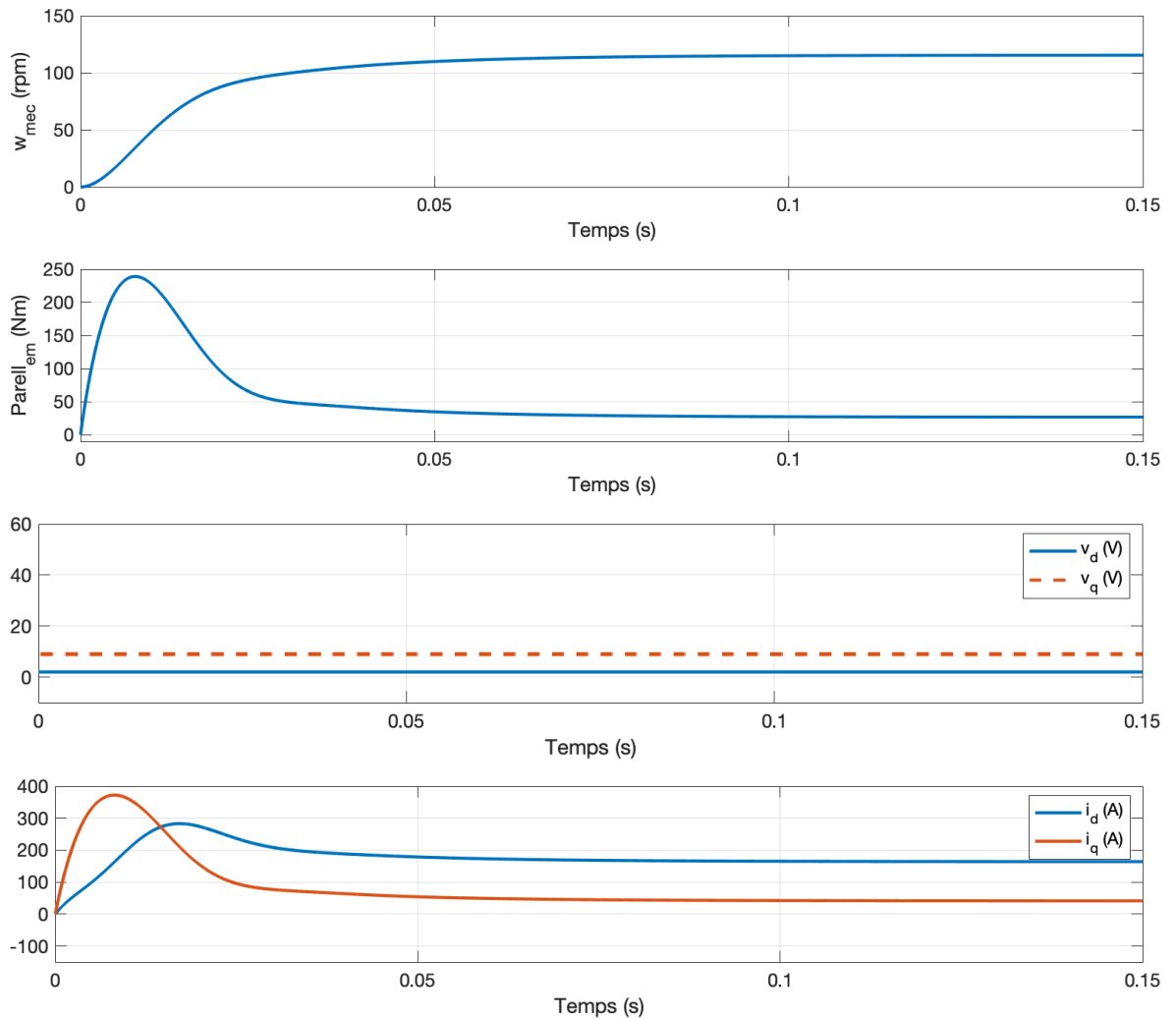


Figura 22: resposta temporal del PMSM en llaç obert

Es pot notar la presència d'un sobrecorrent en el últim gràfic. Això és degut a que el sistema no disposa encara de cap controlador de corrent. En aquestes condicions, el motor assoleix en règim permanent una velocitat mecànica de 115 rpm i proporciona un parell electromagnètic de 26,5 Nm. En aquesta simulació i les que es mostraran més endavant es treballa en valors de pic, i no pas en RMS.

4.5. Sumari

Aquest capítol ha estat íntegrament dedicat al motor síncron d'imants permanents. Primerament s'ha procedit a explicar amb detall el funcionament d'una màquina síncron com a cas general per després estudiar el cas concret del PMSM.

Un cop repassat el principi de funcionament s'ha procedit a presentar un dels aspectes més importants del treball: la modelització matemàtica del motor. Aquesta modelització s'ha presentat en forma d'equacions en variables de la màquina, en forma de vectors espacials i en referència en sincronisme amb el rotor. Aquesta última, però, és la més adequada per tal d'analitzar el motor i per establir tècniques de control, com per exemple un controlador PID. Tanmateix, s'han obtingut les equacions elèctriques, de parell i mecànica, que han estat necessàries per tal de construir el model del motor síncron d'imants permanents en el domini de Laplace i així poder-lo simular en llaç obert.

5. Control del motor síncron d'imants permanents

Un aspecte fonamental en el disseny de les màquines elèctriques resideix en l'estratègia de control que s'aplica sobre elles. S'aplicarà un tipus de control o un altre en funció dels requeriments als quals estigui sotmesa la màquina i de la tasca que hagi de desenvolupar: no tindrà la mateixa funció un PMSM dissenyat pels vehicles elèctrics que el mateix tipus de motor integrat dins d'una rentadora, per exemple.

De la mateixa manera que en l'apartat 4.4, es plasmarà el comportament electromagnètic i mecànic del motor en el domini de Laplace utilitzant el software *Simulink* de *MATLAB*, que també permetrà implementar el controlador que s'hagi decidit.

A continuació s'obtindrà la funció de transferència que modelitzarà el conjunt de la planta elèctrica i el controlador i es determinaran els valors dels paràmetres d'aquest per tal d'assolir la resposta temporal desitjada tenint en compte el temps d'establiment i el sobrepuig. Finalment, degut a les limitacions físiques dels actuadors, s'implementarà un limitador per tal de saturar el valor de la tensió que proporciona el convertidor i també s'inclourà un mètode *anti wind-up* per tal de no sobrecarregar l'acció de l'integrador.

5.1. Mètodes de control

Els mètodes de control de les màquines elèctriques poden dividir-se en dues categories en funció de la variable que es vulgui controlar. L'algoritme anomenat control escalar únicament controla magnituds, mentre que el control vectorial controla tant magnituds com angles (ja siguin elèctrics o mecànics). Tal i com es mostra a la Figura 23, ambdós mètodes de control poden ser subdividits en altres categories depenent de la seva funcionalitat.

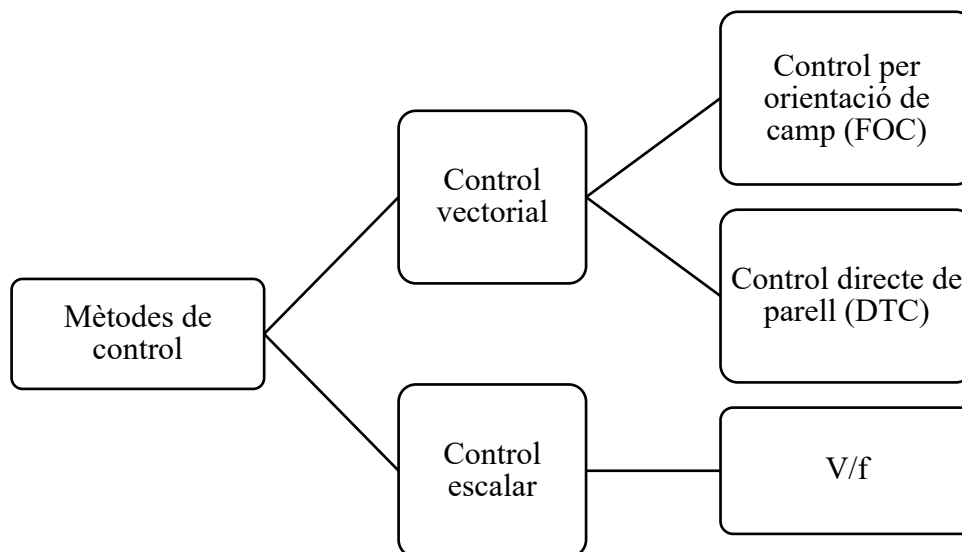


Figura 23: mètodes de control de les màquines síncrones [24]

5.1.1. Control escalar

El mètode del control escalar (també anomenat V/f) és la forma més senzilla d'implementar per controlar un PMSM. En aquest tipus de control, la ràtio entre la tensió i la freqüència es manté constant al llarg de tot el rang de velocitats del motor, que està relacionat amb el flux de la màquina. Es fixa una freqüència en funció de la velocitat síncrona desitjada i tot seguit es modifica el valor de la tensió per tal de mantenir la proporció constant.

Aquest mètode, tal i com s'ha mencionat, no controla ni l'angle elèctric ni el mecànic, sinó que s'implementa mitjançant un sistema de llaç obert sense cap retroalimentació en els paràmetres del motor o en la seva posició. Això implica que el control V/f sigui fàcil d'implementar, tot i que presenta dos principals inconvenients:

- Un d'ells és la inestabilitat del sistema quan es supera un valor determinat de freqüència, fet que limita els la varietat dels possibles dissenys pel motor.
- L'altre inconvenient del llaç obert és que el sistema té unes dinàmiques força lentes per tal d'evitar la desincronització de la màquina.

Considerant això, el control escalar no es recomana per a sistemes que requereixin unes dinàmiques ràpides, com podria ser un vehicle elèctric. Un model de control V/f es pot observar a la Figura 24.

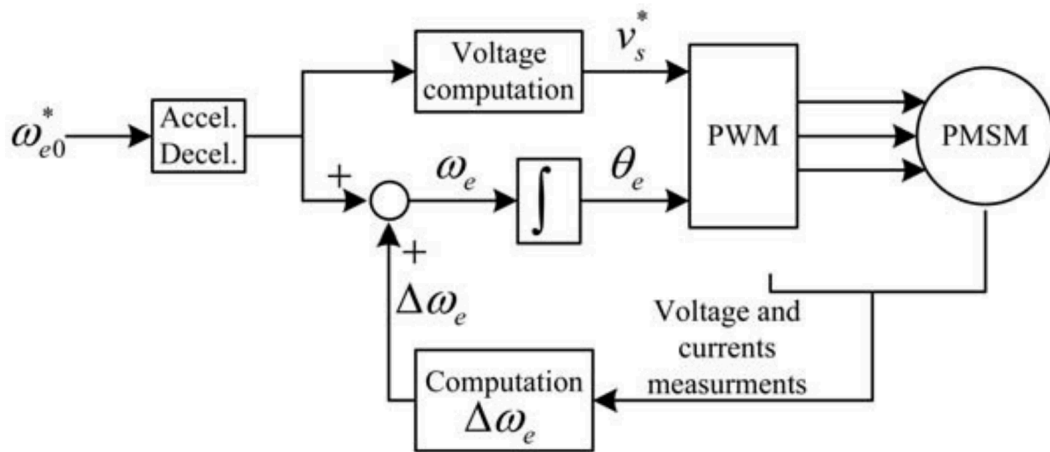


Figura 24: esquema de blocs del mètode de control V/f [25]

5.1.2. Control vectorial

El control vectorial permet assolir unes dinàmiques més ràpides, tot augmentant les prestacions del motor. Aquest fet indica que és el mètode de control adient per a un PMSM que estigui dissenyat per a mobilitat elèctrica. Tal i com s'ha vist a la Figura 23, existeixen dues estratègies de control vectorial: el control per orientació de camp (FOC. *Field Oriented Control*) i el control directe de parell (DTC. *Direct Torque Control*).

El FOC consisteix en controlar mitjançant controladors PID els corrents de l'eix directe i en quadratura, i_d^r i i_q^r , per tal de controlar de forma independent el flux i el parell del motor. El parell electromagnètic serà màxim quan els camps magnètics del rotor i de l'estator estiguin entre ells a 90° (tal i com es demostrarà a l'apartat 6.1). En conseqüent, l'algoritme del FOC mesurarà la posició angular del rotor, s'aplicaran algorismes matemàtics per orientar el camp magnètic generat pels corrents de l'estator ortogonalment amb el del rotor, i finalment es controlaran els corrents de les tres fases per tal d'assolir-ho.

En un SPMSM, el vector resultant de corrents de l'estator es transforma a la referència dq en sincronisme amb el rotor i es força que $i_d^r = 0$, de manera que el vector de corrents assoleix la direcció de l'eix q' tot implicant que els camps magnètics de rotor i estator es mantinguin a 90° en tot moment. En un IPMSM, l'angle no serà de 90° , ja que la diferència en les inductàncies dels dos eixos implicarà que el corrent i_d^r no es forci a 0. Aquest mètode de control redueix considerablement l'arissat de parell i permet que el PMSM operi suaument, tot i que és una estratègia més difícil d'implementar. A la Figura 25 es pot veure el diagrama de blocs del mètode FOC.

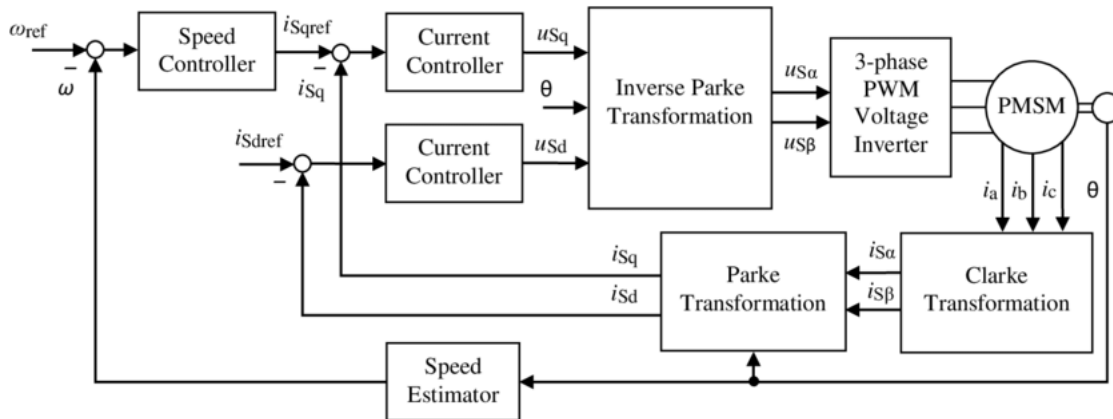


Figura 25: diagrama de blocs del mètode de control vectorial FOC [26]

S'observa que existeixen tres controladors PID: dos pels corrents i_d^r i i_q^r i un per la velocitat del motor.

Per la seva banda, el DTC es caracteritza per la seva robustesa i simplicitat, fet degut a que aquest mètode no requereix cap controlador pels corrents ni cap canvi de referència. No obstant, tot i que el DTC no necessita conèixer la posició elèctrica del rotor, sí que la ha de saber quan el motor comença a operar.

El principi de funcionament d'aquesta tècnica de control consisteix en seleccionar uns determinats valors de tensió estimats a partir de l'error entre el parell i fluxos desitjats i els reals. A diferència del FOC, en el DTC l'arissat de parell no es minimitza i resulta difícil controlar el parell a velocitats baixes. La Figura 26 mostra el diagrama de blocs corresponent a un PMSM controlat mitjançant DTC.

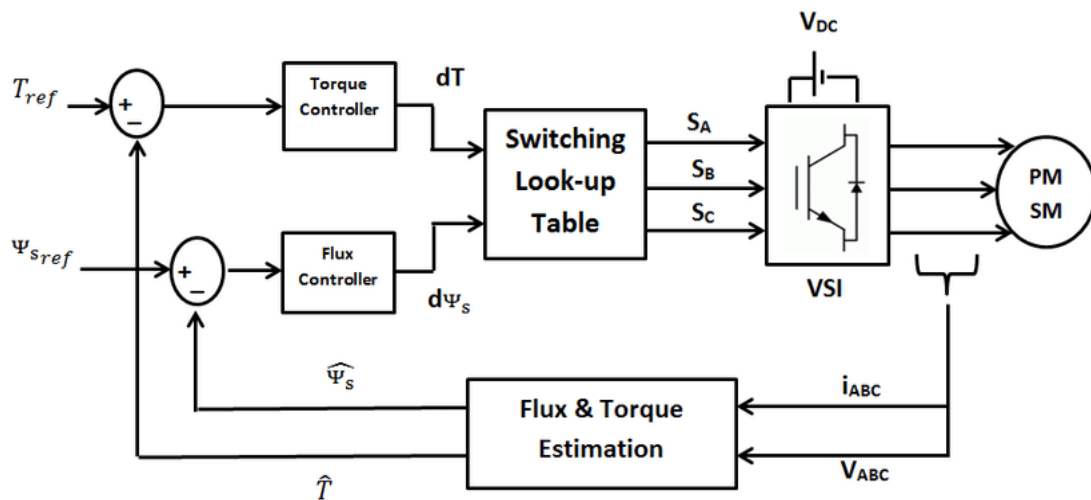


Figura 26: diagrama de blocs del mètode de control vectorial DTC [26]

La figura anterior mostra com a partir dels errors del parell i del flux concatenat es calculen els corresponents valors de tensió que permeten assolir al motor els valors desitjats. Es pot comprovar que hi ha una *Look-up Table* entre els senyals de commutació i les diferències de parell i flux del diagrama de blocs. Aquesta taula, que s'obté a partir de resultats experimentals o per simulacions d'elements finits, és un aspecte negatiu ja que requereix d'un coneixement de la màquina més detallat. Per contra, té l'avantatge de poder parametritzar les possibles saturacions.

Realitzant una comparativa entre ambdós tipus de control vectorial i tenint en compte el propòsit d'aquest projecte, resulta més convenient apostar pel FOC com a tècnica de control per un PMSM destinat a formar part d'un vehicle elèctric o de micromobilitat ja que permetrà que el motor operi de forma no abrupta tot minimitzant l'arissat de parell d'aquest.

5.2. Control de corrent

Tot i tractar-se d'un sistema estable en llaç obert, és necessària la presència d'una tècnica de control vectorial per tal de millorar la resposta temporal del sistema.

Els controladors PID de corrent mencionats a l'apartat 5.1.2 tindran una acció proporcional i una integradora, però no pas una derivativa. Aquest fet és degut a que un derivador pot acabar introduint una inestabilitat en el sistema.

Les equacions que modelitzaven la planta elèctrica eren

$$v_d^r = R_s i_d^r + L_d \dot{i}_d^r - \omega_e L_q i_q^r \quad (5.1)$$

$$v_q^r = R_s i_q^r + L_q \dot{i}_q^r + \omega_e L_d i_d^r + \omega_e \psi_m$$

A l'hora de modelitzar el comportament de la planta, es pot considerar que la velocitat elèctrica és constant perquè la dinàmica dels paràmetres mecànics és més lenta que la resposta dels paràmetres elèctrics. Si no es consideren els termes creuats que depenen de ω_e , la planta elèctrica té com a entrades v_d^r i v_q^r i com a sortides i_d^r i i_q^r . A més, el corrent de l'eix directe només dependrà de la tensió d'aquest mateix eix. Ídem amb el corrent de l'eix en quadratura. La Figura 27 mostra l'esquema de blocs del motor afegint-hi el controlador de corrent. L'estructura interna del bloc de control, que es pot consultar a l'annex, permet observar que a la sortida del bloc del controladors PI s'han afegit els termes creuats

$$E_d^r = -\omega_e L_q i_q^r \quad (5.2)$$

$$E_q^r = \omega_e L_d i_d^r + \omega_e \psi_m$$

que són els que s'han menystingut anteriorment i que fan referència a les forces electromotrius en els dos eixos. D'aquesta forma, la resposta del llaç de control es correspondrà amb la resposta temporal definida.

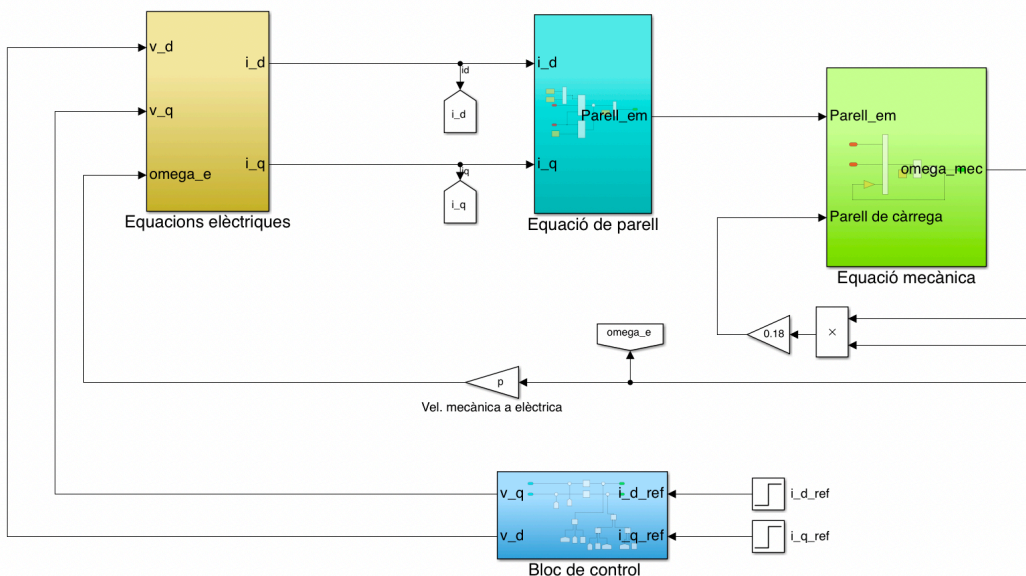


Figura 27: esquema de blocs del motor amb el controlador

Es podrà controlar el corrent dels dos eixos de manera independent, cadascun d'ells amb el seu propi controlador PI, tal i com es mostra a la Figura 28.

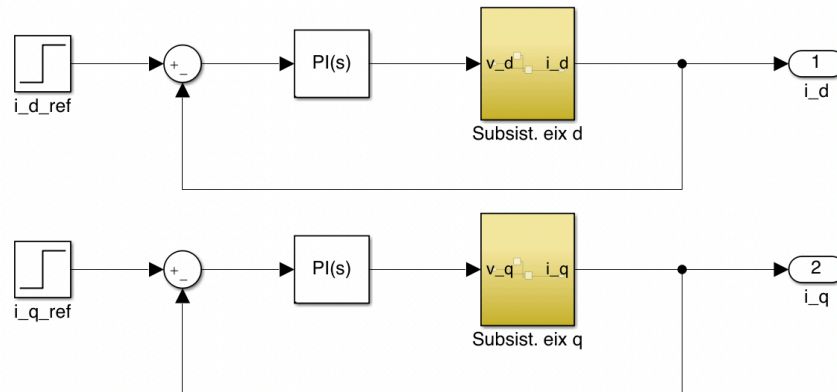


Figura 28: esquema de blocs dels controladors PI dels dos corrents

Cadascun d'aquests subsistemes correspon a un sistema RL en sèrie amb la següent funció de transferència:

$$H_{d,q}(s) = \frac{I_{d,q}(s)}{V_{d,q}(s)} = \frac{1}{\frac{L_{d,q}}{R_s}s + 1} \quad (5.3)$$

Fer ús de l'àlgebra lineal i estudiant les equacions elèctriques de la màquina en l'espai freqüencial mitjançant la transformada de Laplace, permet arribar a la funció de transferència per a cada un dels eixos d^r i q^r en la seva forma canònica i en funció dels paràmetres de la planta.

$$G_{d,q}(s) = \frac{I_{d,q}(s)}{I_{d,q(ref)}(s)} = \frac{\frac{K_{pd,pq}}{L_{d,q}} \left(s + \frac{K_{id,iq}}{K_{pd,pq}} \right)}{s^2 + \left(\frac{R_s + K_{pd,pq}}{L_{d,q}} \right) s + \frac{K_{id,iq}}{L_{d,q}}} \quad (5.4)$$

Es pot observar que es tracta d'una funció de transferència amb dos pols i un zero. Es recorda que els zeros afecten al transitori però no a la estabilitat de la planta. Per tal de poder sintonitzar els valors de $K_{pd,pq}$ i $K_{id,iq}$ segons la resposta temporal desitjada fent ús de les expressions conegudes, $G_{d,q}(s)$ hauria de ser una funció sense cap zero. Per consegüent, i tot i no ser un requisit, els valors de les constants del controlador s'han de sintonitzar per tal que el valor absolut del zero sigui més gran que el valor absolut de la part real dels pols. D'aquesta manera

els pols de la funció seran dominants i la resposta temporal de la planta dependrà únicament (o en gran part) d'ells.

Els valors de $K_{pd,pq}$ i $K_{id,iq}$ també s'hauran d'escollir per tal que la resposta de la planta sigui subesmorteïda, és a dir, que el coeficient d'esmortiment estigui comprès entre 0 i 1.

5.2.1. Determinació del coeficient d'amortiment i de la posició del zero

Es recorda que l'expressió d'una funció de transferència de segon ordre té la següent forma:

$$G(s) = \frac{K\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (5.5)$$

on els paràmetres que la conformen són els següents:

- K és el guany estàtic del sistema.
- ω_n és la pulsació natural del sistema.
- ζ és el coeficient d'esmortiment.

A partir de (5.5) es poden deduir les següents relacions en referència a la pulsació natural i al coeficient d'esmortiment

$$\omega_n = \sqrt{\frac{K_{id,iq}}{L_{d,q}}} \quad (5.6)$$

$$2\zeta\omega_n = \frac{R_s + K_{pd,pq}}{L_{d,q}}$$

De manera que es pot expressar ζ en funció de les constants del controlador d'aquesta manera

$$\zeta = \frac{R_s + K_{pd,pq}}{2\sqrt{K_{id,iq}L_{d,q}}} \quad (5.7)$$

Es pot notar que ζ serà més gran que 0 (i per tant, el sistema estable), quan $K_{pd,pq} > -R_s$.

Imposant ara que el seu valor estigui comprès entre 0 i 1 permet deduir que

$$R_s + K_{pd,pq} < 2\sqrt{K_{id,iq}L_{d,q}} \quad (5.8)$$

Aquest rang de valors per ζ implicarà que els pols de la funció de transferència siguin complexos, conjugats i amb part real negativa.

Per altra banda, el valor del zero i el de la part real dels pols són els següents

$$z = -\frac{K_{id,iq}}{K_{pd,pq}} \quad (5.9)$$

$$Re(s_{1,2}) = -\frac{R_s + K_{pd,pq}}{2L_{d,q}}$$

S'ha considerat imposar que el valor absolut del zero sigui 10 vegades més gran que el de la part real dels pols. Aquest marge és suficient per tal d'aconseguir que la resposta temporal de la planta depengui únicament de l'efecte dels pols. Aquesta darrera condició permet obtenir la segona restricció que han de complir els valors de les constants $K_{pd,pq}$ i $K_{id,iq}$:

$$K_{id,iq}L_{d,q} > 5K_{pd,pq}(R_s + K_{pd,pq}) \quad (5.10)$$

La representació gràfica de (5.8) i (5.10), tant per l'eix q' com pel d' , és la següent:

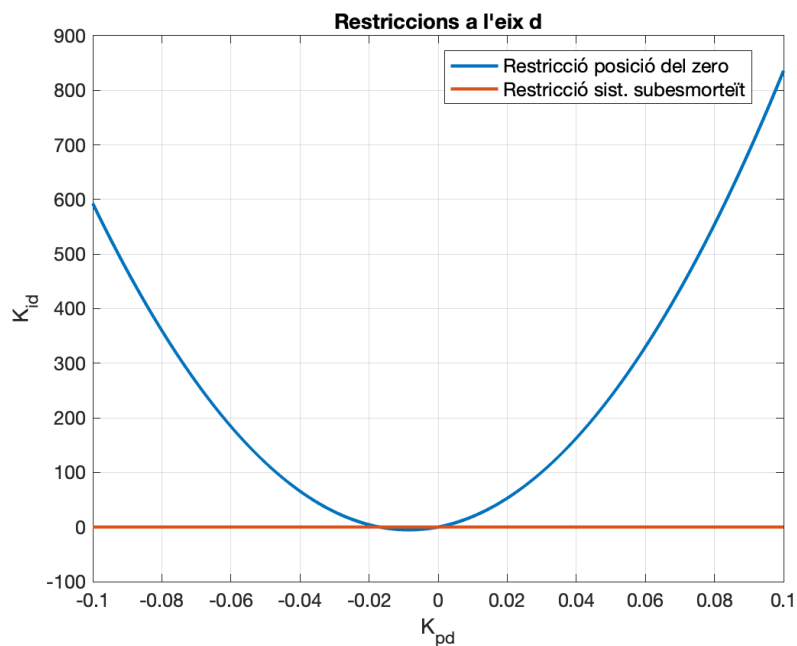


Figura 29: restriccions pels paràmetres del controlador de l'eix d'

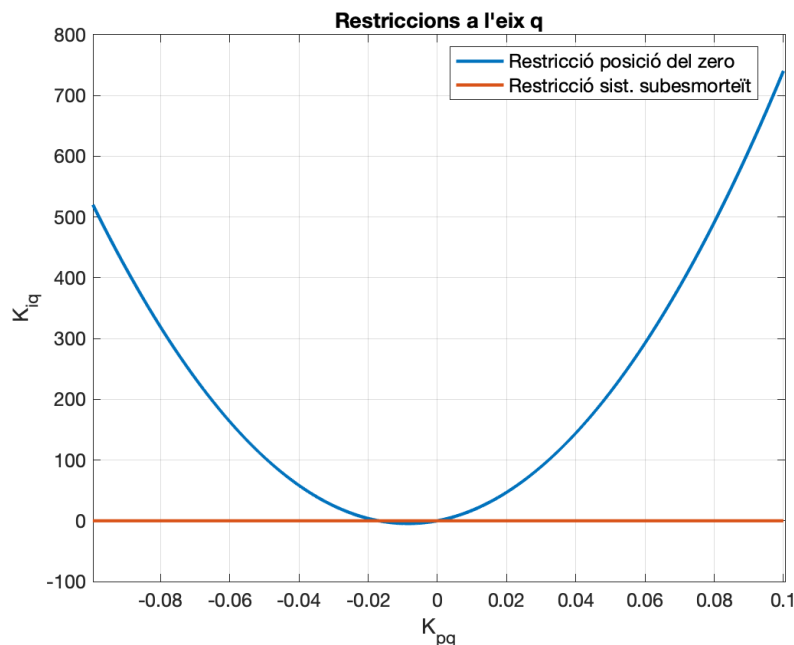


Figura 30: restriccions pels paràmetres del controlador de l'eix q'

Ambdues restriccions tenen forma de paràbola, tot i que la marcada en color taronja té un ritme de creixement molt més lent que la blava. El conjunt que és solució d'aquestes inequacions és la regió que queda per sobre d'ambdues corbes. A la Figura 31 es mostra una resposta temporal del corrent de l'eix q' emprant valors de K_{pq} i K_{iq} que estan dintre del conjunt de solucions: $K_{pq} = 0,002$ i $K_{iq} = 200$.

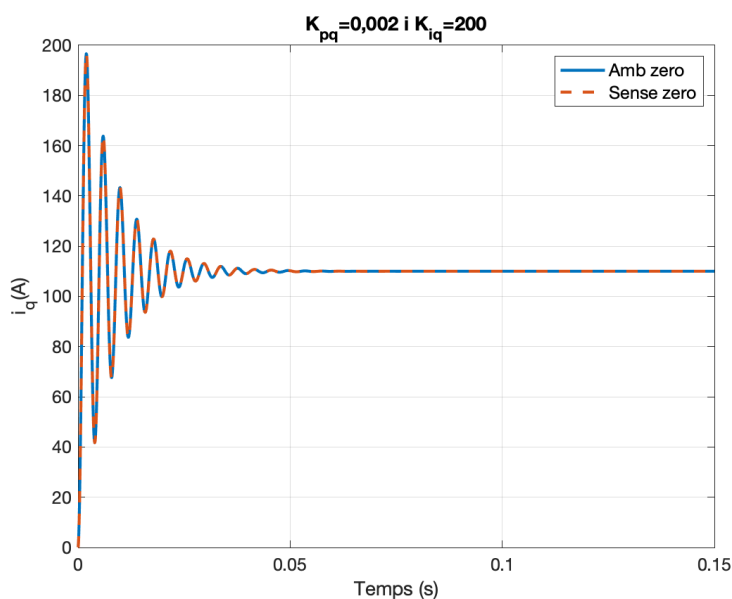


Figura 31: comparació de respostes temporals (amb i sense zero) (I)

Es pot comprovar que la resposta és la mateixa independentment de si es considera la funció de transferència amb el zero o no. A més, tal i com era de preveure, el sistema és subesmorteït en haver imposat que $0 < \zeta < 1$.

En canvi, triant uns valors de $K_{pq} = 0,2$ i $K_{iq} = 100$ (veure Figura 32), que no són una solució factible, es pot observar que la resposta, a part de no oscil·lar, està molt influenciada pel zero: és molt més ràpida i un té un esmortiment nul.

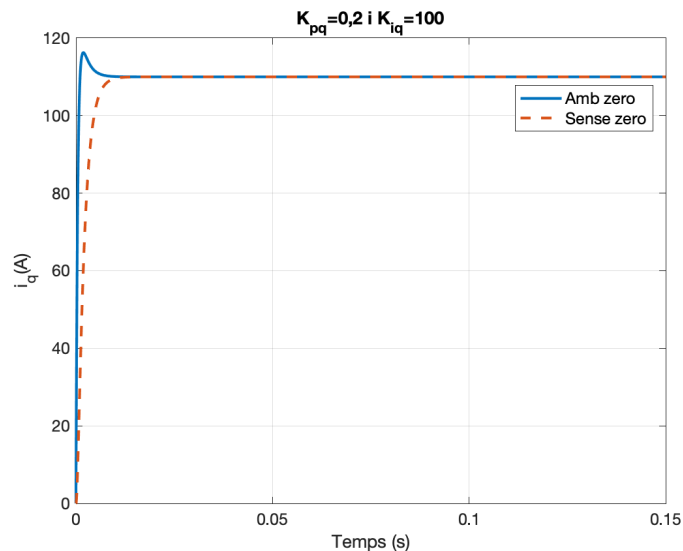


Figura 32: comparació de respostes temporals (amb i sense zero) (II)

5.2.2. Requeriments temporals de la planta

Un cop s'han restringit els possibles valors que poden adoptar K_p i K_i per a cada un dels dos controladors, aquests es poden determinar tenint en compte la resposta temporal desitjada.

Els paràmetres que es tindran en compte són els següents:

- El temps d'establiment (t_s), que es defineix com el temps (en segons) que triga la resposta en estar, amb un marge del 5 %, dintre del seu valor final.
- El sobrepuig (M_p), que és el valor màxim que assolix la resposta comparant-lo amb el valor final de la mateixa. Per tant, el seu resultat se sol expressar com a percentatge.

Les expressions que permeten calcular aquests dos paràmetres partint del polinomi característic són les següents:

$$t_s \approx \frac{\pi}{\zeta \omega_n} \quad (5.11)$$

$$M_p = 100e^{\frac{-\pi\zeta}{\sqrt{1-\zeta^2}}} \quad (5.12)$$

on les expressions de ω_n i ζ en funció dels paràmetres del controlador i de la planta es troben a (5.6) i (5.7). Substituir-les a (5.11) i (5.12) permet expressar el temps d'establiment i el sobrepuig en funció de $K_{pd,pq}$ i $K_{id,iq}$:

$$t_{sd,sq} \approx \frac{2\pi L_{d,q}}{R_s + K_{pd,pq}} \quad (5.13)$$

$$M_{pd,pq} = 100 \exp - \left(\frac{\frac{\pi(R_s + K_{pd,pq})}{2\sqrt{K_{id,iq}L_{d,q}}}}{\sqrt{1 - \frac{(R_s + K_{pd,pq})^2}{4K_{id,iq}L_{d,q}}}} \right) \quad (5.14)$$

A partir d'aquestes dues expressions, és convenient aïllar les variables independents, que seran les constants $K_{pd,pq}$ i $K_{id,iq}$:

$$K_{pd,pq} \approx \frac{2\pi L_{d,q}}{t_{sd,sq}} - R_s \quad (5.15)$$

$$K_{id,iq} = \frac{(R_s + K_{pd,pq})^2}{4L_{d,q}} \left[1 + \left(\frac{\pi}{\ln\left(\frac{M_{pd,pq}}{100}\right)} \right)^2 \right] \quad (5.16)$$

A partir de l'expressió (5.15), segons el temps d'establiment desitjat, es fixarà el valor de $K_{pd,pq}$. De la mateixa manera, amb aquest valor i tenint en compte el valor del sobrepuig que es vol, s'obtindrà un valor per K_i per a cada un dels dos controladors PI. Aquests dos valors hauran de respectar les dues restriccions exposades a l'apartat 5.2.1.

Per simplicitat i simetria de la planta, s'imposarà que els valors de t_s i M_p siguin iguals tant per l'eix directe com per l'eix en quadratura, de manera que a partir d'ara $t_{sd} = t_{sq} = t_s$ i $M_{pd} = M_{pq} = M_p$. Per tant, la diferència en els valors de les constants dels controladors serà deguda únicament a la diferència de les inductàncies dels dos eixos.

El temps d'establiment haurà de ser semblant a la constant de temps (τ) del circuit RL que defineixen les equacions elèctriques de cada un dels dos eixos. Aquesta constant de temps, que és

$$\tau_{d,q} = \frac{L_{d,q}}{R_s} \quad (5.17)$$

té un valor de 41 ms en el cas de l'eix directe i un valor de 46 ms per l'eix en quadratura segons els paràmetres característics del motor indicats a l'annex. Tenint en compte aquests valors, s'ha considerat imposar un temps d'establiment de 5 ms.

La representació gràfica de l'expressió (5.15) és la següent:

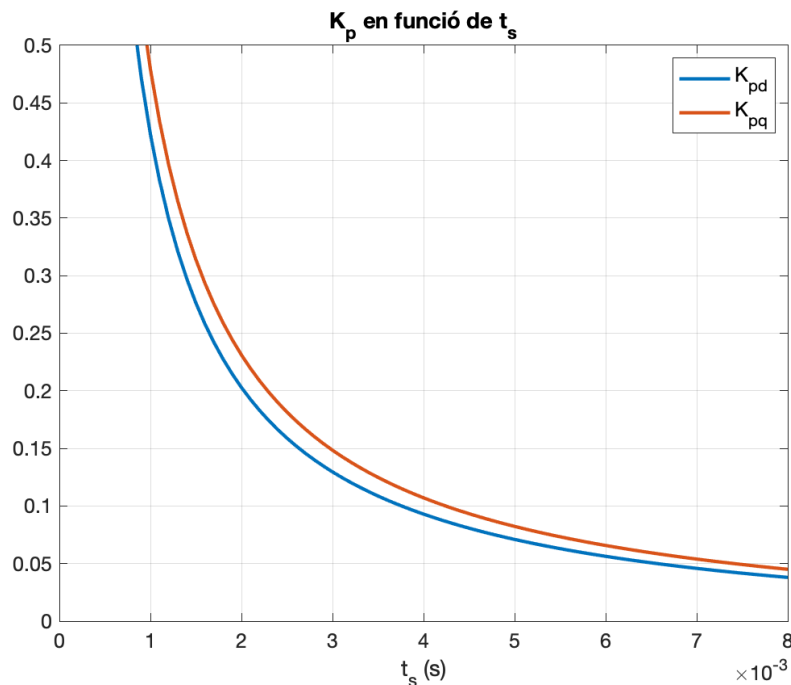


Figura 33: representació gràfica de K_p en funció de t_s

Es pot comprovar que, tal i com s'ha mencionat, les corbes són molt similars en ser-ho també els valors de les dues inductàncies, i que la constant del controlador és inversament proporcional al temps d'establiment del sistema. Substituir els valors coneguts a (5.15) permet obtenir els valors següents:

$$K_{pd} = 0,07096 \quad (5.18)$$

$$K_{pq} = 0,08227$$

Pel que fa al sobrepuig, s'imposarà un valor del 20 %. L'obtenció dels valors de (5.18) permet representar gràficament la funció (5.16) per a cadascun dels dos eixos.

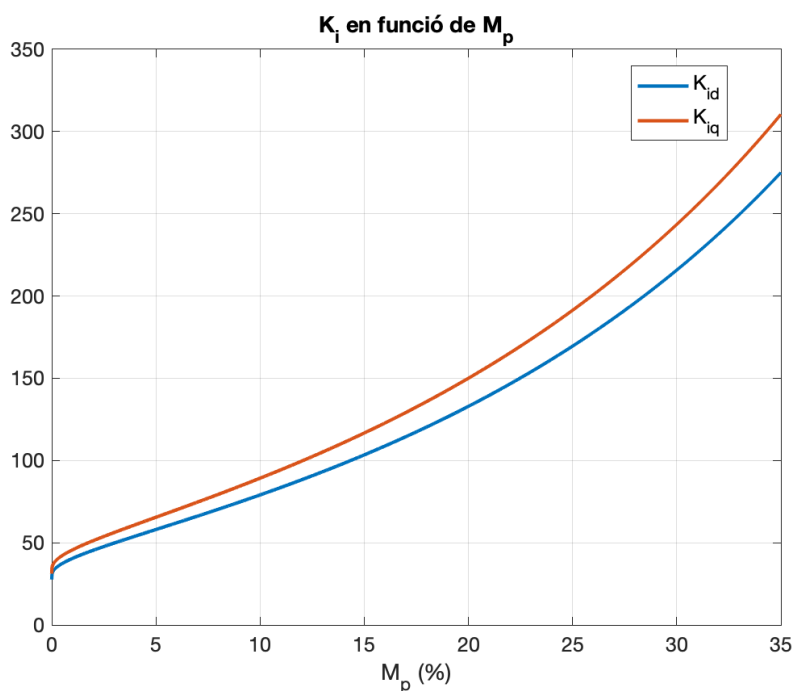


Figura 34: representació gràfica de K_i en funció de M_p

En aquest cas es comprova que el valor de la constant creix a mesura que ho fa el sobrepuig. Substituint els paràmetres coneguts a l'expressió (5.16) s'obté el valor corresponent de K_i per cadascun dels dos eixos per tal d'assolir un sobrepuig del 20 %:

$$K_{id} = 132,916 \quad (5.19)$$

$$K_{iq} = 150,008$$

Un cop obtinguts els valors de les constants, es procedeix a comprovar que compleixen les restriccions exposades a l'apartat 5.2.1. La següent taula resumeix el compliment o no d'aquestes:

	Constant K_p	Constant K_i	Restricció posició zero	Restricció sist. subesmorteït
Eix d^r	0,07096	132,916	No compleix	Sí compleix
Eix q^r	0,08227	150,008	No compleix	Sí compleix

Taula 6: resum sobre el compliment o no de les restriccions

Es pot observar a la Taula 6 que no es compleix la restricció que imposa l'expressió (5.10). De fet, tant per l'eix directe com per l'eix en quadratura, el valor absolut del zero és aproximadament 3 vegades més gran que el dels pols (i no pas 10 com s'havia imposat). Això indica que un temps d'establiment de 5 ms i un sobrepuig del 20 % no es poden aconseguir simultàniament modelitzant la planta com una funció de transferència de segon ordre sense cap zero amb els paràmetres d'aquest motor.

A continuació es mostren les diferències en les respostes teòriques i de simulació quan. Els corrents de referència són els nominals ($I_{nom} = 110\sqrt{2}$ A).

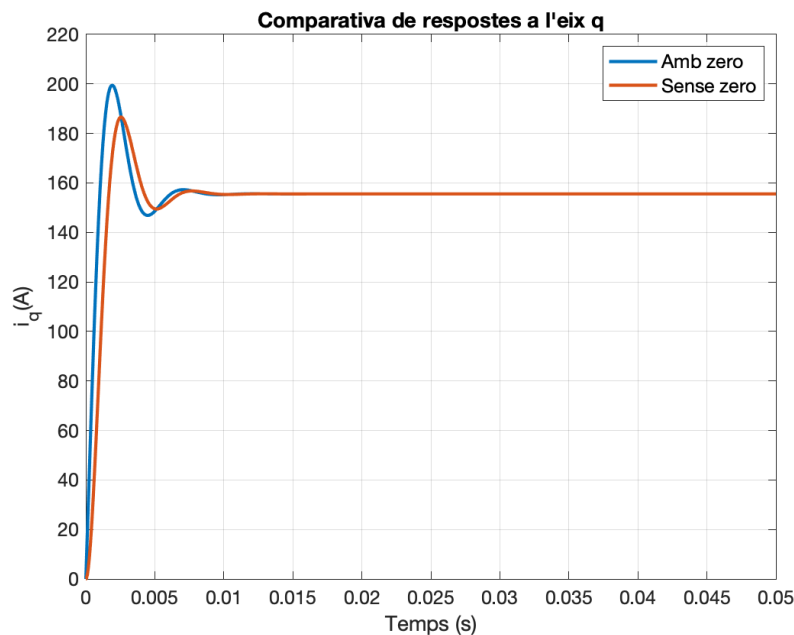


Figura 35: comparativa de les respostes en l'eix en quadratura

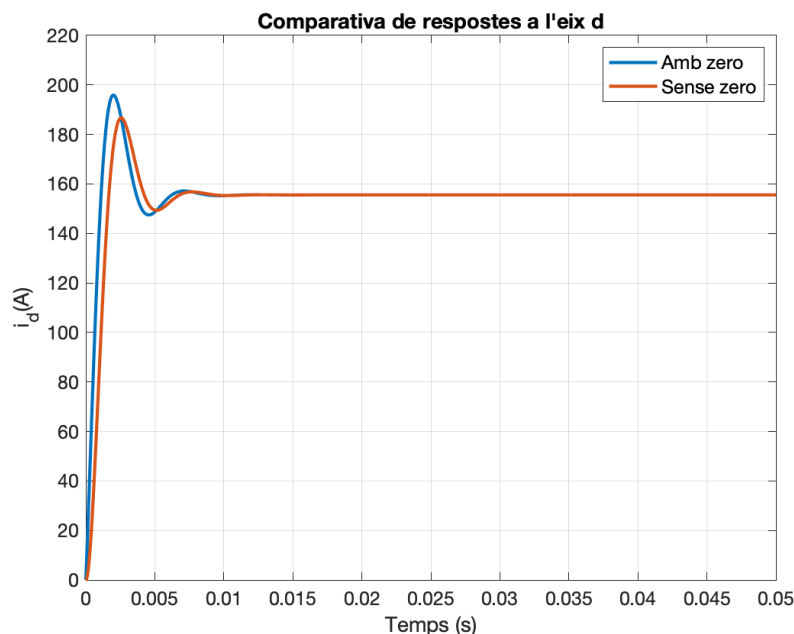


Figura 36: comparativa de respostes en l'eix directe

En la Figura 35 es pot veure com el sobrepuig real del corrent de l'eix q' és del 28,3 %, i el seu temps d'establiment real és de 5,5 ms. Tal i com s'ha comentat, aquesta diferència respecte els valors imposats es deu al no compliment de la restricció (5.10), que implica que la resposta temporal es vegi afectada pel zero. No obstant, com que la restricció (5.8) sí es compleix, el sistema és subesmorteït.

Les característiques temporals del corrent de l'eix directe són molt semblants a les de l'eix en quadratura. Es pot apreciar a la Figura 36 que la diferència entre considerar o no el zero de la funció de transferència és més petita que no pas en el cas de l'eix q' . En aquest cas, el sobrepuig i temps d'establiment reals són de 25,9 % i 5,6 ms, respectivament.

La Figura 37 mostra l'error entre els dos corrents en funció del temps. Aquest error està definit com la diferència entre el valor de la resposta que hi ha amb la funció de transferència modelitzada amb el zero, i sense ell. Es comprova que l'efecte del zero és notori únicament a l'inici de la simulació, arribant produir un error al voltant de 60 A. Aquest efecte va disminuint a mesura que transcorre el temps, i a partir dels 10 ms és totalment nul.

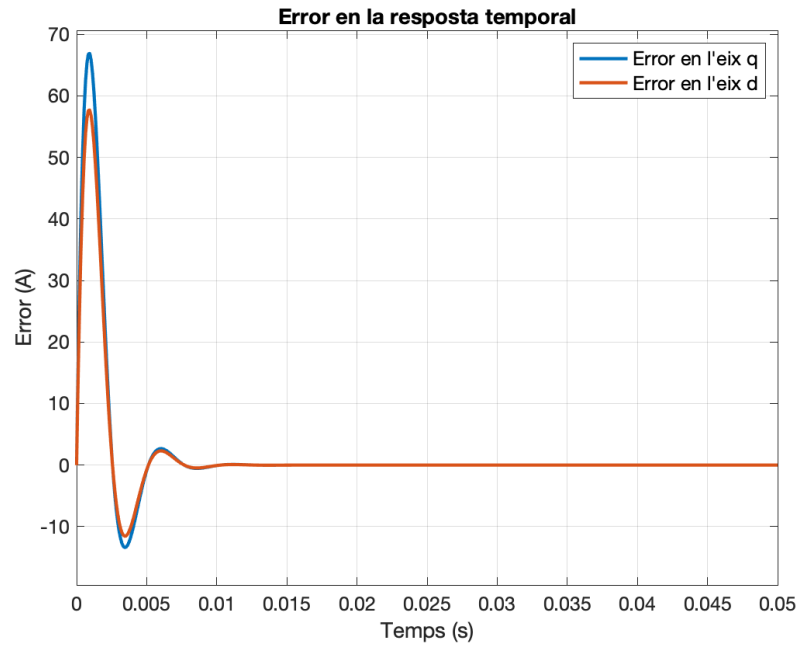


Figura 37: error en la resposta temporal del corrent dels dos eixos

5.3. Limitador de tensió i mètode *anti wind-up*

Els controladors PI de corrent, tal i com s'ha vist, transformen els corrents i_d^r i i_q^r de referència en les tensions que s'apliquen a la planta elèctrica. El valor d'aquestes tensions no poden superar un determinat límit perquè aquestes han de poder ser subministrables per la bateria elèctrica del vehicle. Les tensions v_d^r i v_q^r que apareixen al diagrama de blocs de la Figura 38 representen les tensions que subministra el convertidor.

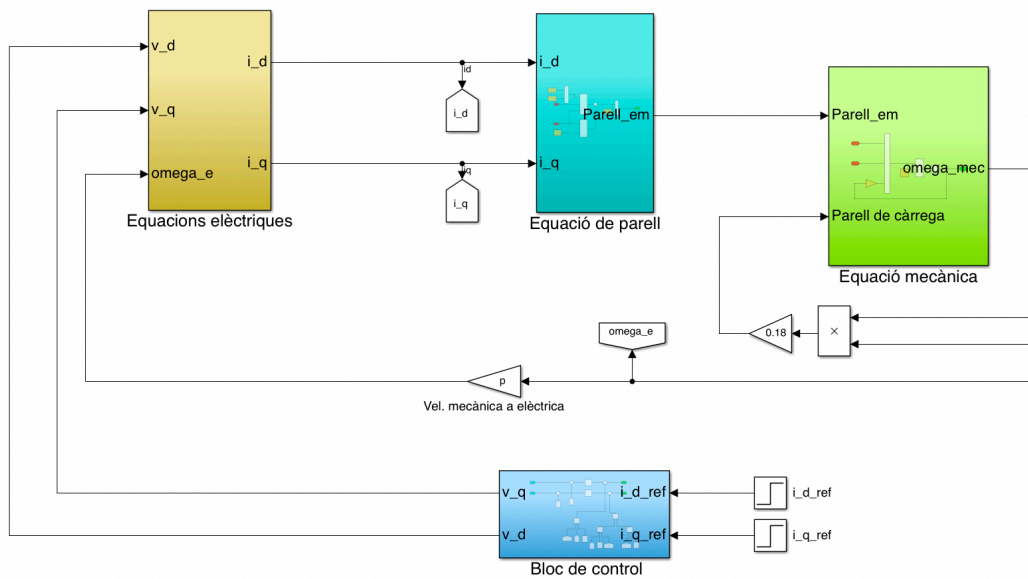


Figura 38: diagrama de blocs amb el bloc de control de corrent

Tal i com es mostra a l'annex, la tensió nominal de la bateria és de 48 V. Per tant, el convertidor de potència no pot proporcionar una tensió fase-fase de pic superior als $\frac{48}{\sqrt{3}}$ V sempre que s'utilitzi una estratègia de commutació Space Vector Pulse Width Modulation (SVPWM).

Per tant, les components de la tensió en referència en sincronisme amb el rotor hauran de complir que

$$v_s = \sqrt{(v_d^r)^2 + (v_q^r)^2} \leq \frac{48}{\sqrt{3}} = v_{max} \quad (5.20)$$

D'aquesta manera, es distingiran dos casos:

1. Si $v_s > v_{max}$, les tensions corregides $v_{d,corr}^r$ i $v_{q,corr}^r$ es calcularan de la següent forma:

$$v_{d,corr}^r = v_d^r \frac{v_{max}}{v_s} \quad (5.21)$$

$$v_{q,corr}^r = v_q^r \frac{v_{max}}{v_s}$$

Es pot comprovar que en aquest cas la nova tensió resultant serà precisament v_{max} :

$$v_{s,corr} = \sqrt{\left(v_d^r \frac{v_{max}}{v_s}\right)^2 + \left(v_q^r \frac{v_{max}}{v_s}\right)^2} = \frac{v_{max}}{v_s} \sqrt{(v_d^r)^2 + (v_q^r)^2} = v_{max} \quad (5.22)$$

2. Si $v_s \leq v_{max}$, en no superar-se el límit de tensió que pot proporcionar el convertidor, els valors de les tensions en els eixos directe i en quadratura no es modifiquen:

$$v_{d,corr}^r = v_d^r \quad (5.23)$$

$$v_{q,corr}^r = v_q^r$$

El que succeeix quan les tensions v_d^r i v_q^r superen el límit del convertidor, és que la part integradora del controlador PI continua integrant l'error. Això provoca que l'acció que surt de l'integrador prengui un valor molt elevat i se sobrecarregui, el que es tradueix en unes tensions massa grans que el convertidor no pot proporcionar.

Per solucionar aquest problema, és convenient implementar un mètode *anti wind-up* per a l'integrador. Existeixen diverses tècniques per aplicar aquest mètode [28], però en aquest treball s'utilitzarà la de descàrrega de l'acció integral. La Figura 39 mostra l'estructura interna del bloc de control de la Figura 38 amb el mètode *anti wind-up* i el limitador de tensió implementats. Aquest últim s'ha dissenyat tenint en compte les expressions (5.21) i (5.23) i la seva estructura interna es pot consultar a l'annex.

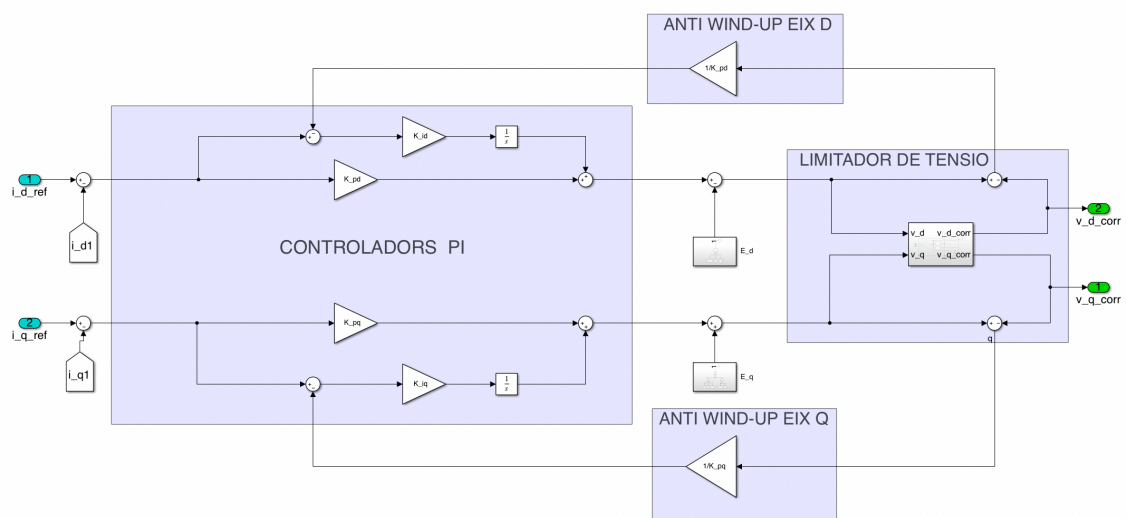


Figura 39: bloc de control amb anti wind-up i limitador de tensió

La tensió que surt del seu corresponent controlador PI es compara mitjançant el limitador de tensió amb el seu valor de saturació, segons es mostra a (5.21), i passa pel guany *anti wind-up*. Com més gran sigui el valor d'aquest guany, més ràpid es produirà la descàrrega de l'integrador i més favorable serà el transitori del sistema. Per simplicitat, s'han considerat uns guanys de $\frac{1}{K_{pd,pq}}$ per a cadascun dels controladors, ja que descarreguen l'integrador amb una velocitat suficient.

La Figura 40 mostra la resultant (v_s) de les tensions que entren a la planta elèctrica amb el limitador de tensió implementat i sense ell. Aquests valors corresponen a corrents de referència de 300 A pels dos eixos.

Es comprova que sense el limitador, aquests corrents provocarien una tensió resultant de 34,32 V a la sortida del bloc de control, valor que supera el límit del convertidor v_{max} . En canvi, quan el limitador està implementat, les tensions v_d^r i v_q^r es corregeixen segons s'ha vist a (5.21) i la tensió resultant esdevindrà $v_{max} = \frac{48}{\sqrt{3}} V \approx 27,71 V$ a partir dels 60 ms (instant en el que s'assolia el límit del convertidor).

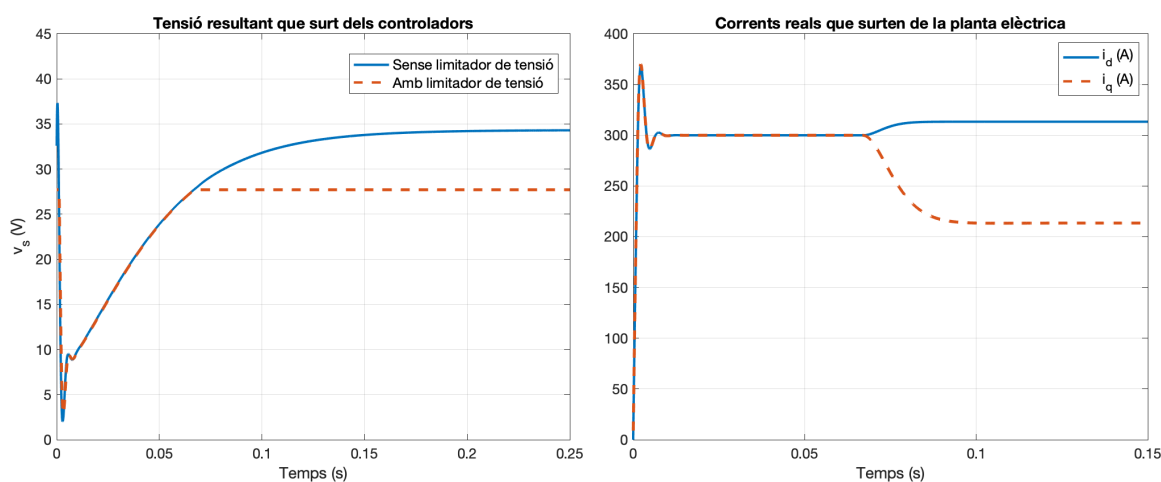


Figura 40: tensions i corrents amb el limitador de tensió

Tanmateix es mostren els nous valors dels corrents que surten de la planta elèctrica. Es pot notar que no prenen en règim estacionari els 300 A de referència que s'havia imposat. Aquests nous valors dels corrents són els necessaris per assolir la tensió resultant de $v_{max} = \frac{48}{\sqrt{3}} V$ i així evitar que se superi el límit del convertidor.

Per tant, els possibles punts d'operació del motor es poden restringir tenint en compte dos aspectes:

- La tensió màxima que pot proporcionar el convertidor, v_{max} .
- El corrent màxim que pot suportar el motor, $i_{s,max}$, que és de 330 A en valor RMS.

Aquestes dues restriccions formen en el pla i_d^r, i_q^r el·lipses i una circumferència, respectivament.

$$(R_s i_d^r - \omega_e L_q i_q^r)^2 + (R_s i_q^r + \omega_e L_d i_d^r + \omega_e \psi_m)^2 \leq \left(\frac{48}{\sqrt{3}}\right)^2 \quad (5.24)$$

$$(i_d^r)^2 + (i_q^r)^2 \leq (330\sqrt{2})^2$$

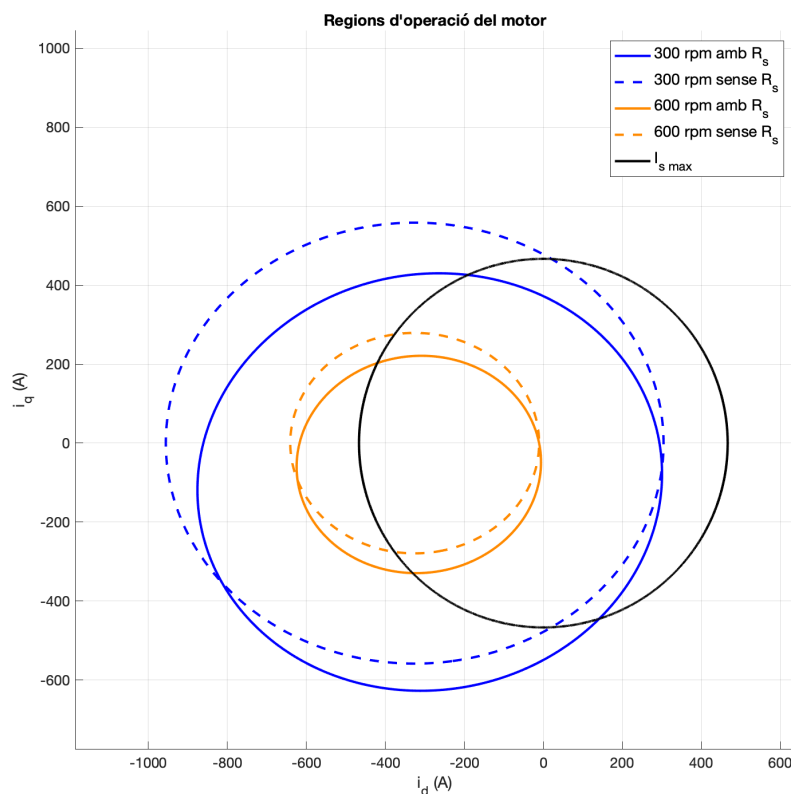


Figura 41: regions d'operació del motor

La figura mostra la representació gràfica de (5.24) per a dues velocitats mecàniques diferents del rotor. Es pot notar que a mesura que la velocitat mecànica augmenta, es restringeixen els

possibles punts d'operació del motor, que seran aquells que queden englobats tant per la circumferència (color negre) com per la corresponent el·lipse.

També s'han representat les equacions de (5.24) sense tenir en compte la caiguda de tensió a les resistències de l'estator. Es comprova que considerar aquestes resistències provoca que les el·lipses pateixin una rotació i una translació.

5.4. Sumari

Aquest capítol ha estat dedicat íntegrament a l'estudi del control del motor síncron d'imants permanents. Primerament s'han presentat els dos mètodes de control que existeixen per a controlar aquest tipus de motors, cadascun d'ells convenient en funció dels requeriments de la màquina. Analitzant ambdues tècniques, s'ha decidit optar pel mètode de control FOC per les màquines síncrones d'imants permanents destinats a la mobilitat elèctrica.

Tot seguit s'ha descrit el procediment per implementar els controladors de corrent pels eixos directe i en quadratura: s'ha obtingut la funció de transferència de la planta amb el controlador i s'han sintonitzat les seves constants per tal d'obtenir la resposta temporal desitjada segons un temps d'establiment i sobrepuig imposats.

Finalment, i degut a les restriccions físiques dels actuadors, s'ha implementat un limitador de tensió juntament amb un mètode *anti wind-up* per als controladors, que evitava la sobrecàrrega de les components integradores dels mateixos.

6. Estratègies de control

Tal i com s'ha mencionat en repetides ocasions, un motor síncron d'imants permanents pot tenir diverses aplicacions. Els mètodes de control escalar i vectorial s'empraran en funció dels requeriments del motor i de la seva aplicació. No obstant, també se'ls hi poden implementar estratègies de control en la zona de baixa força electromotriu, ja que no hi ha la necessitat de fer debilitament de camp degut a que la tensió induïda és inferior a la màxima tensió aplicable segons la tensió de la font d'energia i l'estratègia de commutació.

Aquestes estratègies de control són les següents:

- Màxim parell per ampère (*Maximum Torque per Ampere*. MTPA)
- Angle constant de parell (*Constant Torque Angle Control*. CTAC).
- Factor de potència unitari (*Unity Power Factor Control*. UPFC)
- Flux constant (*Constant Stator Flux Control*. CSFC)

En aquest capítol es durà a terme un anàlisi d'aquestes estratègies quan es controli un PMSM integrat a un vehicle elèctric, i es decidirà quina d'elles és la més òptima per satisfer els seus requeriments, un cop hagin estat comparades.

6.1. Màxim parell per ampère

Aquesta estratègia de control és la més utilitzada pel que fa a vehicles elèctrics. Consisteix en, a partir d'una consigna de parell, deduir la combinació dels corrents i_d^r i i_q^r que maximitzen aquest parell per unitat de corrent. Com que la magnitud del vector corrent és la més petita possible, les pèrdues per efecte Joule es veuen minimitzades, i per consegüent s'assoleix el màxim rendiment pel motor (sempre i quan no es considerin les pèrdues en el ferro). La Figura 42 mostra el pla format pels corrents dels dos eixos.

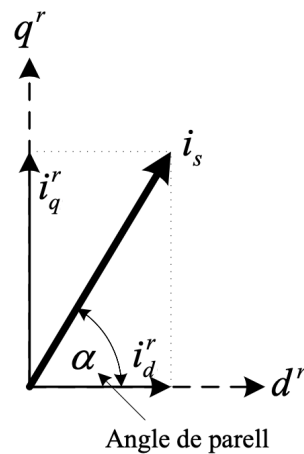


Figura 42: representació del pla $d^r q^r$ [21]

Es defineix l'angle de parell (α) com l'angle comprès entre el vector del corrent i l'eix d^r , que permetrà escriure els corrents com

$$\begin{aligned} i_d^r &= i_s \cos(\alpha) \\ i_q^r &= i_s \sin(\alpha) \end{aligned} \quad (6.1)$$

Tal i com es pot veure a l'equació ((4.41), el parell electromagnètic generat depèn tant del corrent i_d^r com del i_q^r .

En els PMSMs de rotor llis ($L_d = L_q$) el parell reluctant¹⁴ sempre és nul, i per tant seria contraproduent imposar un corrent i_d^r que fos diferent de 0, ja que es generaria el mateix parell però consumint un corrent superior, augmentant les pèrdues per efecte Joule en el bobinat de l'estator i reduint l'eficiència del motor. En aquest cas, el corrent i_d^r s'imposa nul i a partir de (4.41) es dedueix el valor de i_q^r per assolir el parell imposat. En aquest cas, es pot demostrar que l'angle α que maximitza el parell és de 90° :

$$\frac{d(\Gamma_{em})}{d\alpha} = \frac{3}{2} p \psi_m i_s \cos(\alpha) = 0 \quad (6.2)$$

La solució d'aquesta equació és precisament $\alpha = 90^\circ$ i per tant el vector corrent se situarà sobre l'eix i_q^r .

¹⁴ Parell reluctant: component del parell electromagnètic degut a la diferència de les inductàncies dels eixos.

En canvi, en els PMSMs d'imants enterrats ($L_d \neq L_q$) existeix la possibilitat d'aprofitar el parell reluctant. Concretament, en el motor que s'utilitza en aquest treball $L_d < L_q$, que correspon a un motor síncron d'imants permanents enterrat magnetitzat radialment. Aquest fet indica que, per tal d'assolir el parell més elevat possible, s'imposarà que $i_d^r < 0$ A i $i_q^r > 0$ A. Degut a que es treballarà amb una combinació de corrents del segon quadrant, es defineix l'angle β tal que $\beta = 180^\circ - \alpha$. D'aquesta manera, es poden expressar els dos corrents en funció d'aquesta variable com

$$\begin{aligned} i_d^r &= -i_s \cos(\beta) \\ i_q^r &= i_s \sin(\beta) \end{aligned} \quad (6.3)$$

Substituir aquestes expressions a (4.41) permet obtenir el parell en funció de l'angle β :

$$\Gamma_{em} = \frac{3}{2} p [\psi_m i_s \sin(\beta) - (L_d - L_q) i_s \sin(\beta) \cdot i_s \cos(\beta)] \quad (6.4)$$

A continuació es pot derivar l'expressió anterior respecte β per tal de maximitzar el parell

$$\frac{d(\Gamma_{em})}{d\beta} = i_s \cos(\beta) + (L_d - L_q) [i_s^2 \cos^2(\beta) - i_s^2 \sin^2(\beta)] = 0 \quad (6.5)$$

Substituint les equacions de (6.3) a (6.5), s'obté la següent equació de segon grau:

$$(i_d^*)^2 + \frac{\psi_m}{L_d - L_q} i_d^* - (i_q^*)^2 = 0 \quad (6.6)$$

on i_d^* i i_q^* són els corrents òptims, és a dir, els que minimitzen el corrent i_s necessari per assolir un parell determinat. Solucionant (6.6) per a i_d^* s'obté que

$$i_d^* = \frac{\psi_m}{2(L_q - L_d)} - \sqrt{\frac{\psi_m^2}{4(L_d - L_q)^2} + (i_q^*)^2} \quad (6.7)$$

on s'ha considerat únicament la solució negativa per tal d'aprofitar al màxim el parell reluctant, tal i com s'ha comentat.

Tot seguit es pot substituir aquesta expressió a (4.41) per tal d'obtenir el parell de referència en funció de i_q^* .

$$\Gamma_{ref} = \frac{3}{2}p \left[\psi_m i_q^* + (L_d - L_q) i_q^* \left(\frac{\psi_m}{2(L_q - L_d)} - \sqrt{\frac{\psi_m^2}{4(L_d - L_q)^2} + (i_q^*)^2} \right) \right] \quad (6.8)$$

Degut a que es tracta d'una equació de quart grau, no és senzill solucionar-la analíticament. Per tant, s'ha optat per aproximar-la polinòmicament mitjançant *MATLAB* amb una equació de primer, segon, tercer i quart grau. Comparant resultats s'ha deduït que la que ofereix un error d'aproximació més petit és la de grau 3. En aquesta equació, la variable independent és el parell de referència.

$$i_q^* = -4,74 \cdot 10^{-7} \Gamma_{ref}^3 - 6,45 \cdot 10^{-7} \Gamma_{ref}^2 + 1,46 \cdot \Gamma_{ref} - 4,62 \cdot 10^{-5} \quad (6.9)$$

Amb aquest corrent i_q^* i fent ús de (6.7), es podrà calcular i_d^* . Aquests dos corrents seran les entrades del bloc de control del corrent.

A continuació es mostra el diagrama de blocs amb l'estratègia de control MTPA implementada. L'estructura interna dels dos blocs que la formen es pot consultar a l'annex.

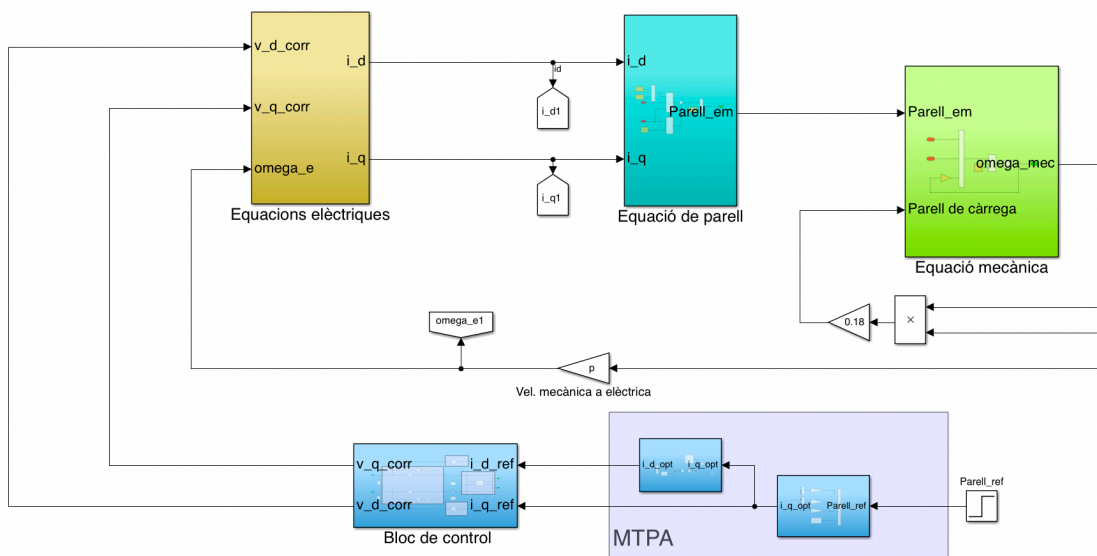


Figura 43: diagrama de blocs amb l'estratègia MTPA

Tal i com s'ha comentat, per a cada parell Γ_{ref} existiran infinites combinacions de i_d^r i i_q^r que el proporcionin, però únicament una d'elles serà la òptima (i_d^* i i_q^*).

La Figura 44 mostra la corba MTPA creada a partir de l'equació (6.6) i dues corbes que

representen parells de 20 Nm i 10 Nm, creades a partir de l'equació (4.41).

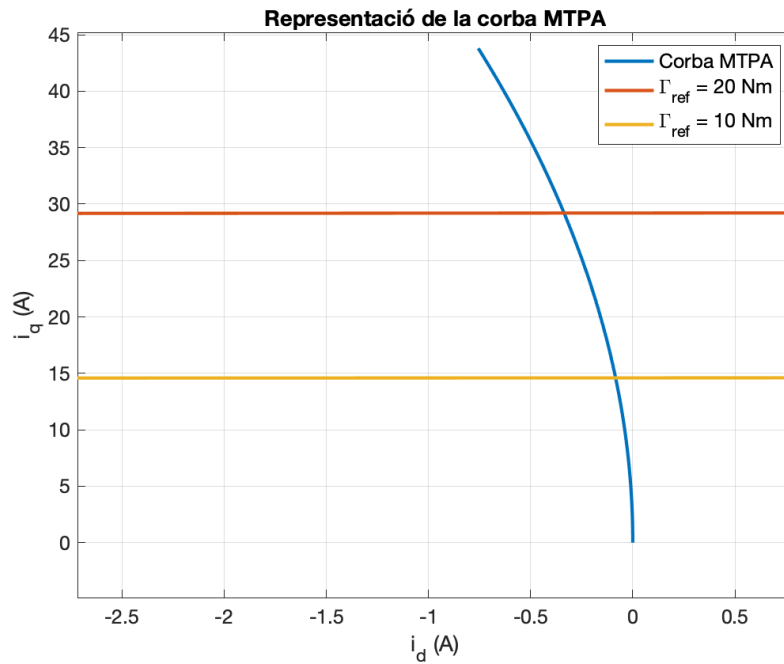


Figura 44: representació de la corba MTPA

Es comprova que hi ha infinites combinacions de corrents que proporcionin aquests parells, però només una d'elles (marcades amb una etiqueta al gràfic) minimitzen el mòdul del vector corrent necessari. Aquests corrents i_d^* i i_q^* són la intersecció de la corba MTPA amb l'equació de parell.

Aquests resultats teòrics coincideixen amb els de la simulació. A la Figura 45 s'ha representat únicament el cas en el qual el parell de referència és de 20 Nm. A més, es comprova que el parell electromagnètic que proporciona el motor és també de 20 Nm, coincidint amb el de referència. Aquest fet implica que aquesta estratègia de control ha estat ben executada.

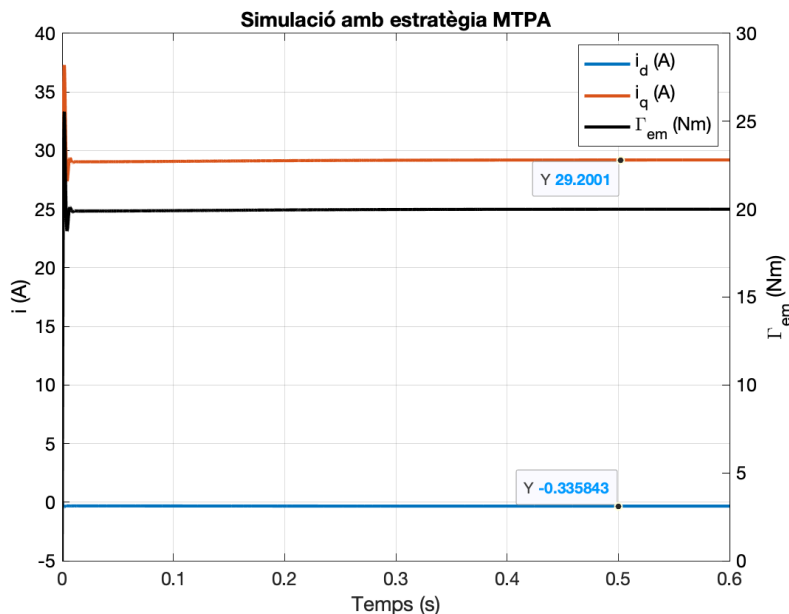


Figura 45: simulació de l'estratègia de control MTPA

6.2. Angle constant de parell

Aquest mode d'operació consisteix en mantenir l'angle de parell a 90° . Aquest fet implica que la component i_d^r sigui nul·la i que per tant el parell reluctant també ho sigui. Aleshores, aquesta estratègia no és adient per motors del tipus IPMSM, ja que aquests presenten diferències a les seves inductàncies i no s'estaria aprofitant al màxim aquesta component del parell.

Per tant, en aquest mode d'operació l'expressió del parell es pot escriure com

$$\Gamma_{em} = \frac{3}{2} p \psi_m i_q^r = \frac{3}{2} p \psi_m i_s \quad (6.10)$$

Observant la Figura 46 es comprova que en aquesta estratègia de control el parell electro-magnètic és directament proporcional al corrent, el que comporta que amb aquest mode d'operació el motor sigui fàcil de controlar.

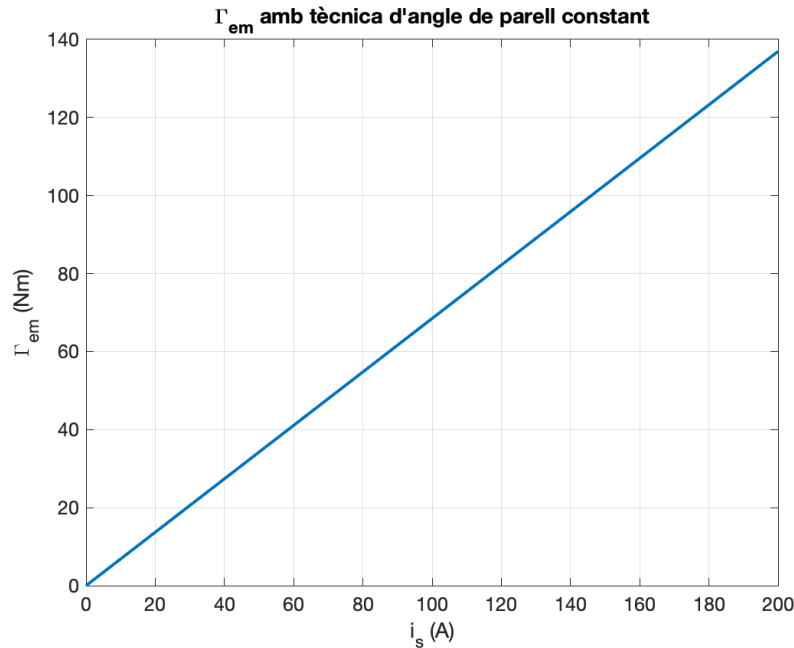


Figura 46: parell en funció del corrent a la tècnica d'angle de parell constant

6.3. Factor de potència unitari

Amb aquesta estratègia de control es manté el factor de potència (f.d.p.) en un valor de 1. Es recorda que el factor de potència està definit com la relació que hi ha entre la potència activa i reactiva d'un sistema.

$$f.d.p. = \cos \phi \quad (6.11)$$

on ϕ representa l'angle de factor de potència, que és l'angle entre el vector corrent i el vector tensió.

Generalment, aquest mode d'operació s'utilitza per aprofitar al màxim la potència del convertidor [29].

Quan $f.d.p. = 1$, els vectors de la tensió i el corrent estaran alineats (ϕ serà 0), i per tant, es pot establir la següent relació amb l'angle de parell α :

$$\tan(\alpha) = \frac{v_q^r}{v_d^r} = \frac{i_q^r}{i_d^r} \quad (6.12)$$

Organitzar els termes i substituir les equacions elèctriques a (6.12) fa arribar a la següent expressió

$$\tan(\alpha) = \frac{\sin(\alpha)}{\cos(\alpha)} = \frac{R_s i_s \sin(\alpha) + \omega_e L_d i_s \cos(\alpha) + \omega_e \psi_m}{R_s i_s \cos(\alpha) - \omega_e L_q i_s \sin(\alpha)} \quad (6.13)$$

De manera que s'obté una equació de segon grau per a la variable $\cos(\alpha)$:

$$\cos^2(\alpha) \omega_e i_s (L_d - L_q) + \cos(\alpha) \omega_e \psi_m + \omega_e i_s L_q = 0 \quad (6.14)$$

La solució de la qual és

$$\alpha_{unit} = \arccos \left(\frac{-\psi_m}{2i_s(L_d - L_q)} - \sqrt{\frac{\psi_m^2}{4i_s^2(L_d - L_q)^2} - \frac{L_q}{L_d - L_q}} \right) \quad (6.15)$$

que és el valor de l'angle de parell pel qual el f.d.p. és unitari. S'ha triat únicament la solució negativa perquè és la que fa que el cosinus estigui comprès entre -1 i 1.

La representació gràfica de l'equació (6.15) és la següent:

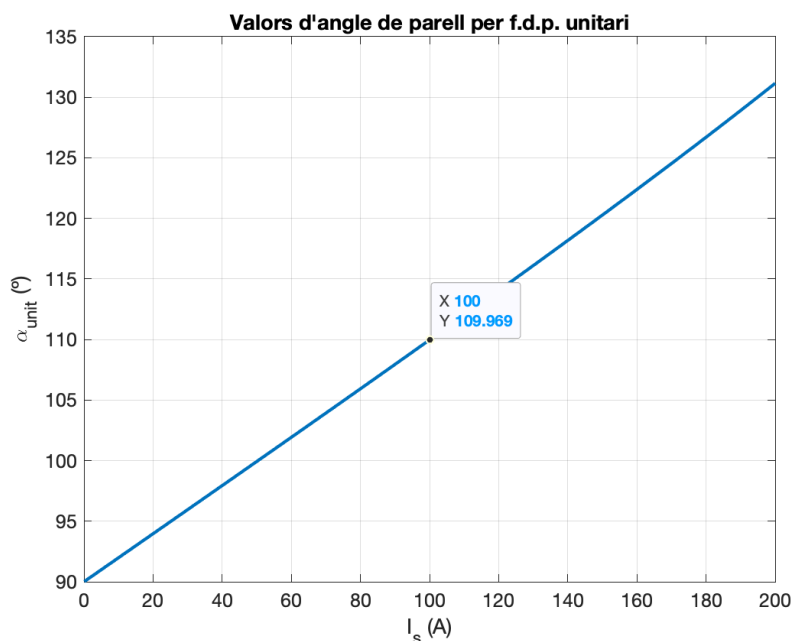


Figura 47: valors de l'angle de parell que provoquen un f.d.p. unitari

Tal i com es pot observar a la figura Figura 47, per a un corrent $I_s = 100$ A en règim estacionari, el corresponent angle de parell és $\alpha_{unit} = 109,97^\circ$. Aquest angle correspon a I_d^r i I_q^r de -34,15 A i 93,98 A, respectivament.

Introduir aquests valors com a corrents de referència fa obtenir unes tensions que surten del bloc de control de valors $V_d^r = -3,40$ V i $V_q^r = 9,36$ V, tal i com es pot comprovar a la Figura

48. Tanmateix s'observa que aquests valors de tensions i corrents són els que satisfan un f.d.p. unitari.

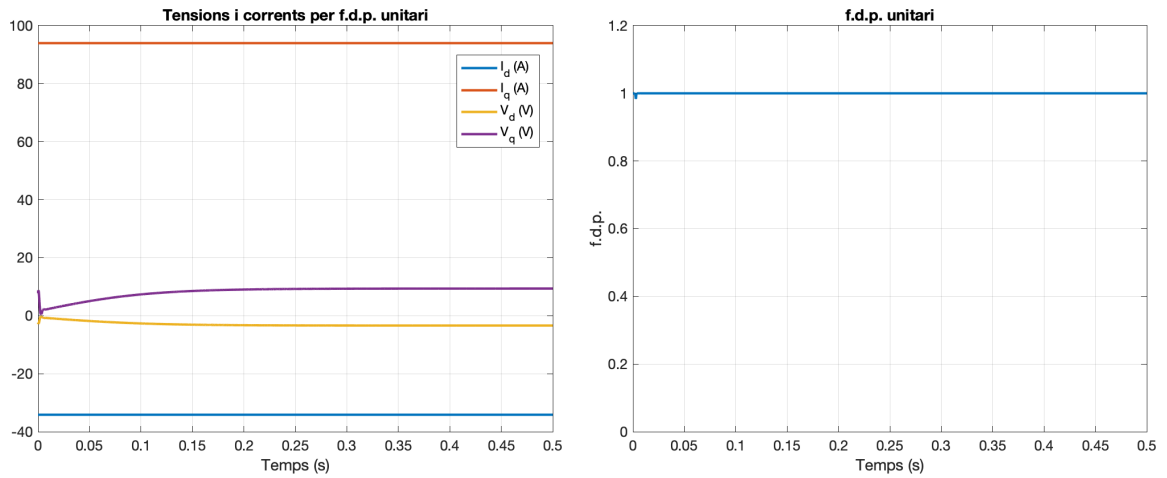


Figura 48: resposta temporal amb f.d.p. unitari

6.4. Flux constant

Aquesta estratègia de control consisteix en mantenir el flux concatenat per l'estator en un valor constant. Normalment s'imposa que tingui el mateix valor que el flux que s'estableix al rotor, és a dir, el que generen els imants permanents. Amb això, el flux que circula per la xapa magnètica de l'estator i del rotor no serà més gran que el flux propi generat pels imants permanents. D'aquesta manera es protegeix el motor vers la saturació magnètica [29]. Aquest mode d'operació també permet fer debilitament de camp (a diferència de les altres estratègies de control vistes), i provoca que el motor pugui funcionar a velocitats superiors a la nominal.

La magnitud del vector flux concatenat per l'estator s'obté tenint en compte el valor de les seves components en els eixos directe i en quadratura:

$$\psi_s = \sqrt{\psi_d^2 + \psi_q^2} = \sqrt{(\psi_m + L_d i_d^r)^2 + (L_q i_q^r)^2} \quad (6.16)$$

Igualant l'expressió anterior a ψ_m i escriure els corrents en funció de l'angle de parell permet obtenir

$$\psi_m^2 = (\psi_m + L_d i_s \cos \alpha)^2 + (L_q i_s \sin \alpha)^2 \quad (6.17)$$

Organitzar termes i fer ús de relacions trigonomètriques fa arribar a la següent equació de segon grau

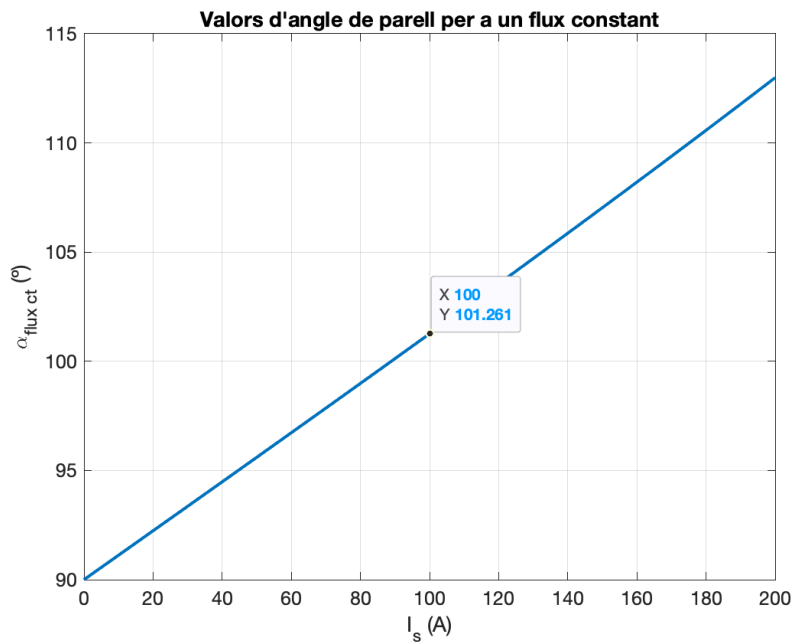
$$\cos^2(\alpha)i_s(L_d^2 - L_q^2) + \cos(\alpha) \cdot 2\psi_m L_d i_s + L_q^2 i_s^2 = 0 \quad (6.18)$$

que té com a solució

$$\alpha_{flux\ ct} = \arccos\left(\frac{-\psi_m L_d}{(L_d^2 - L_q^2)} - \sqrt{\frac{\psi_m^2 L_d^2}{(L_d^2 - L_q^2)^2} - \frac{L_q i_s}{L_d^2 - L_q^2}}\right) \quad (6.19)$$

que és el valor de l'angle de parell pel qual el flux concatenat a l'estator pren el valor de ψ_m . De la mateixa manera que en l'apartat 6.3, s'ha considerat únicament la solució negativa perquè és la que satisfà que el cosinus estigui comprès entre -1 i 1.

La representació gràfica de (6.19) és la següent:



Es pot comprovar que un corrent $I_s = 100$ A correspon a un angle de parell $\alpha_{flux\ ct} = 101,26^\circ$ i a unes components I_d^r i I_q^r de valor -19,53 A i 98,07 A, respectivament.

Alimentant el motor amb aquests corrents s'obté que efectivament la magnitud del vector del flux concatenat per l'estator és $\psi_m = 0,0228$ Wb (valor de pic), tal i com mostra la Figura 49.

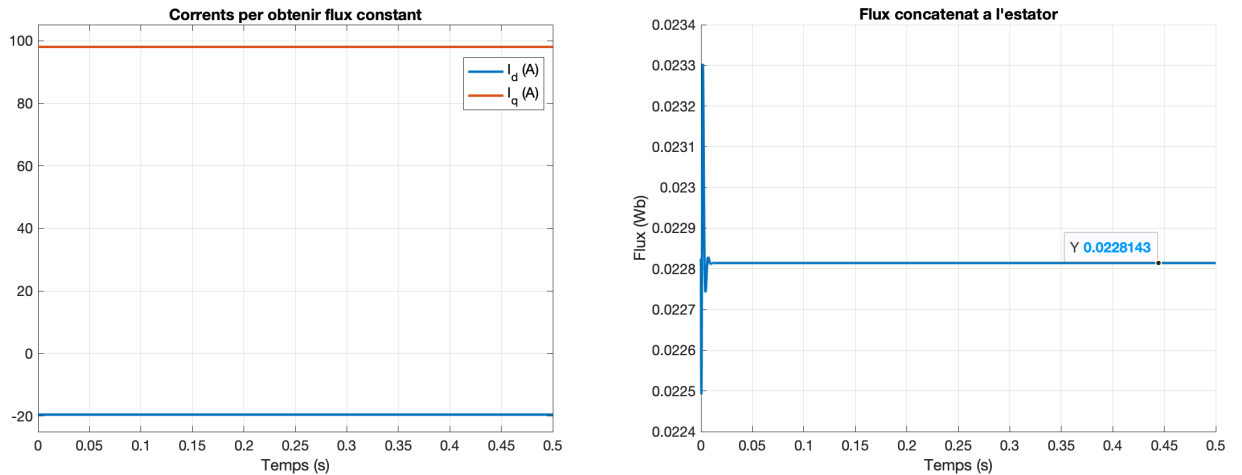


Figura 49: resposta temporal amb flux constant

6.5. Anàlisi i comparació de les estratègies de control

En aquest apartat es compararan les estratègies de control que s'han presentat a l'apartat anterior. Per dur a terme aquesta comparació, és convenient expressar les diferents variables en p.u. (valors per unitat), de manera que serà necessària una normalització de les mateixes. Això consisteix en dividir la variable en qüestió entre un valor base que s'hagi fixat prèviament.

La Taula 7 mostra les variables normalitzades juntament amb el valor base que s'ha escollit.

Variable	i_s	v_s	Γ_{em}	L_d	L_q
Variable base	I_b	V_b	Γ_b	L_{db}	L_{qb}
Valor base	$\sqrt{2}I_{nom,RMS}$	$\omega_b\psi_m$	$\frac{3}{2}p\psi_m I_b$	$\frac{V_b}{I_b\omega_b}$	$\frac{V_b}{I_b\omega_b}$
Variable normalitzada	$I_{sn} = \frac{i_s}{I_b}$	$V_{sn} = \frac{v_s}{V_b}$	$\Gamma_{emn} = \frac{\Gamma_{em}}{\Gamma_b}$	$L_{dn} = \frac{L_d}{\frac{V_b}{I_b\omega_b}}$	$L_{qn} = \frac{L_q}{\frac{V_b}{I_b\omega_b}}$

Taula 7: valors base i variables normalitzades

En aquesta taula, $\omega_b = 2\pi f_b$, on f_b és la freqüència base. S'ha seleccionat per a ω_b la velocitat nominal del motor.

L'anàlisi que es durà a terme en els següents apartats s'ha fet respectant els paràmetres del motor, que es poden consultar a l'annex.

6.5.1. Anàlisi del parell electromagnètic

La següent figura expressa el parell normalitzat en funció del corrent normalitzat per a les quatre estratègies de control.

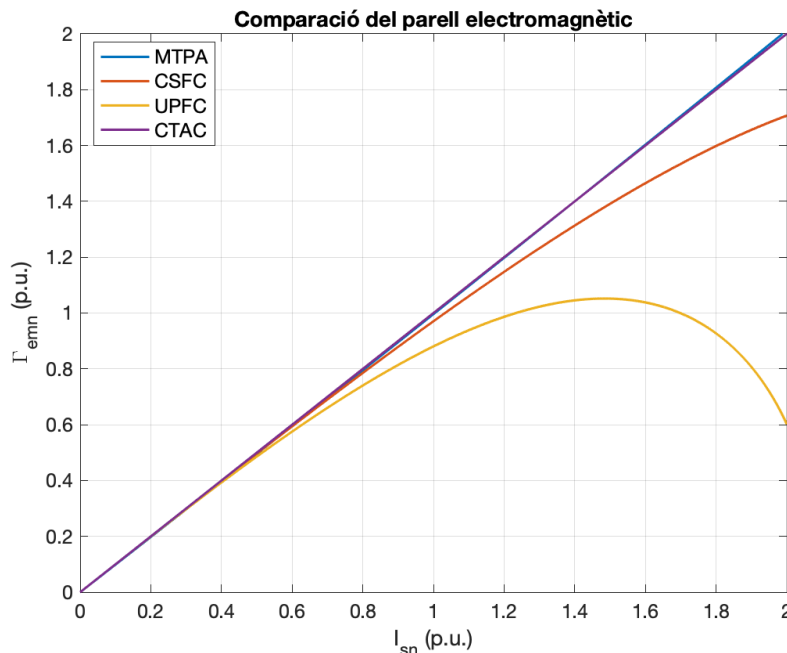


Figura 50: parell normalitzat en funció del corrent normalitzat

Tal i com era d'esperar, les estratègies que maximitzen el parell per unitat de corrent són el MTPA i el CTAC. Fins a un corrent d'1 p.u., els quatre modes d'operació es comporten de forma similar, però a partir d'aquest valor, les estratègies de CSFC i UPFC tenen un valor de parell que disminueix notablement. El gràfic també posa de manifest que, per a un motor que no sigui de rotor llis, el mètode del màxim parell per ampère és més beneficiós que no pas el d'angle constant de parell, començant-se a notar la diferència a partir del 1,6 p.u. de corrent en aquest cas. Si el motor fos de rotor llis, les corbes de MTPA i CTAC se solaparien i, per tant, les dues estratègies serien igual d'òptimes per aconseguir un parell màxim per unitat de corrent. En aquest últim cas, el parell i el corrent normalitzats serien directament proporcionals amb una constant d'1 ($\Gamma_{emn} = I_{sn}$). De la mateixa manera, com més gran sigui la diferència de les dues inductàncies, més diferència hi haurà en les trajectòries de MTPA i CTAC. En el cas del motor d'estudi (veure l'annex), la diferència d'inductàncies és molt petita ($9 \cdot 10^{-6}$ H, en valor absolut), i per tant es comprova que les dues estratègies tenen gairebé el mateix comportament. Per tant, la principal conclusió que es pot extreure d'aquest anàlisi és que l'estratègia CTAC seria convenient utilitzar-la per a vehicles que tinguin un grup motriu amb

màquines de pols llisos o que tinguin una diferència d'inductàncies entre els eixos d' i q' poc elevada.

Per últim, és convenient tenir en compte que, a diferència de les variables que es compararan en els apartats posteriors, el parell normalitzat no depèn de la velocitat de rotació del motor.

6.5.2. Anàlisi de la tensió requerida

En aquest apartat es compararà la tensió que requereix el motor en funció de la velocitat de gir que es vol assolir i del corrent.

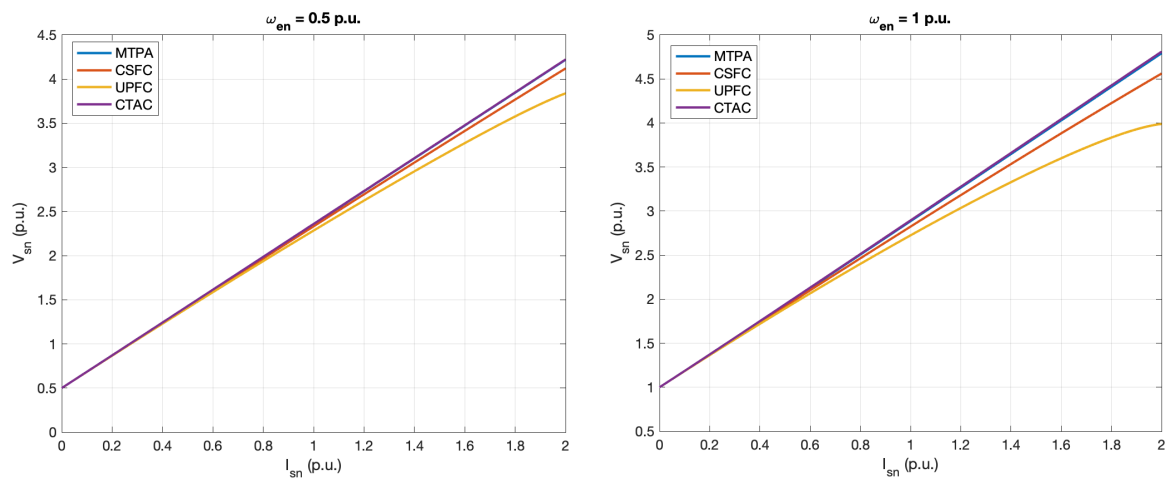


Figura 51: requeriment de tensió per a diferents velocitats de rotació del motor

La Figura 51 compara la tensió necessària per assolir una determinada velocitat de rotació del motor. Es comprova que per a una velocitat de 0,5 p.u., les quatre estratègies de control ofereixen resultats força similars fins a un corrent de 1,2 p.u.. A partir d'aquest punt, la que menys tensió demanda és el mode d'operació del factor de potència unitari, mentre que el MTPA i CTAC tenen el mateix resultat i són els modes que més tensió necessiten.

També es pot notar que aquestes diferències entre estratègies augmenten a mesura que ho fa la velocitat de rotació.

6.5.3. Anàlisi del factor de potència

La Figura 52 compara el factor de potència de la màquina en funció del corrent i de la velocitat de rotació del rotor.

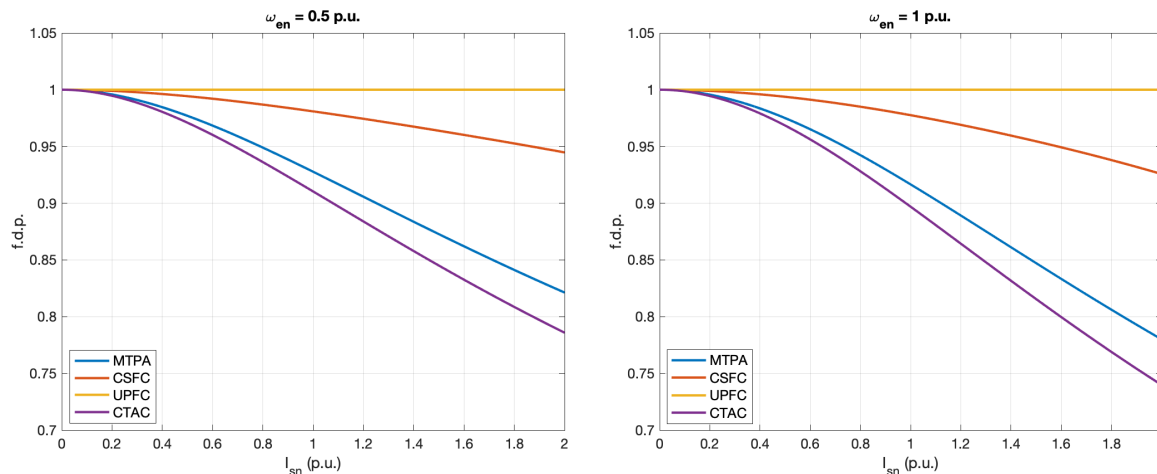


Figura 52: factor de potència per a diferents velocitats de rotació del motor

En aquest cas, es pot comprovar com les estratègies que més fan reduir-se el factor de potència són les del màxim parell per ampère i la de l'angle constant de parell. De la mateixa manera que a l'apartat anterior, la diferència entre els diferents modes d'operació s'aprecia s'accentua a mesura que incrementa la velocitat de rotació del motor. Com és evident, l'estratègia del f.d.p. unitari manté el valor del factor de potència a un valor d'1 per a qualsevol corrent i velocitat de rotació.

En aplicacions de motors amb fonts d'energia aïllades, el factor de potència no és un aspecte important. En canvi, quan la màquina està connectada a la xarxa, la potència que se li aplica té una part activa i una reactiva. Per tant, des del punt de vista de la xarxa, s'estaran consumint les dues. En aquests casos el factor de potència sí que esdevé crucial, ja que aquest aspecte es pot veure reflectit al cost de la factura.

6.5.4. Comparació de les estratègies

Tal i com s'ha pogut comprovar a la Figura 50, l'estratègia MTPA és la que produeix més parell per unitat de corrent, seguida pel CTAC amb una diferència molt petita (en el cas d'un IPMSM). No obstant, aquests dos modes d'operació també són els que requereixen més tensió per tal de desenvolupar un determinat parell, i per tant exigiran més al convertidor. L'estratègia de l'angle constant de parell també és la que presenta un factor de potència menor, com mostra la Figura 52.

Com és evident, el mode d'operació que permet dimensionar un inversor més petit és el que controla el f.d.p. per tal que sigui igual a 1, ja que s'aprofita al màxim la potència d'aquest.

Per contra, aquesta estratègia també és la que permet generar menys parell per unitat de corrent.

Pel que fa a l'estratègia CSFC, es pot comprovar a les figures Figura 50, Figura 51 i Figura 52 que no destaca en cap dels aspectes, però ofereix respostes robustes en tots les variables que s'han analitzat: produeix un parell considerable per unitat de corrent, no té un requeriment de tensió gaire elevat i el seu f.d.p. és molt proper a la unitat.

De totes maneres, degut a que en mobilitat elèctrica, la potència de la màquina elèctrica s'obté d'una font d'energia aïllada (com per exemple una bateria) el factor més important a l'hora de determinar quina és la millor estratègia de control a baixes velocitats és reduir el consum de corrent, ja que aquest afecta directament a l'autonomia del vehicle. Tot i això, s'ha de tenir cura en que el flux generat pels corrents de l'estator no provoqui la saturació de la xapa magnètica i, per consegüent, es modifiquin els paràmetres de la màquina desestabilitzant el control del sistema.

Per aquest motiu, l'algorisme de control utilitzat generalment per aplicacions de mobilitat elèctrica és el MTPA. Aquest algorisme, a part de satisfer els requeriments principals de la mobilitat elèctrica (un alt rendiment i que el vehicle pugui operar en un rang de velocitats elevat), implica que el motor treballi maximitzant el seu rendiment per produir un parell determinat.

6.6. Sumari

Aquest capítol ha estat dedicat a l'estudi de les estratègies de control més habituals amb les que actuen els motors síncrons d'imants permanents a un baix règim de revolucions: el màxim parell per ampère, l'angle constant de parell, el factor de potència unitari i el flux constant. Fora de l'abast del projecte ha quedat l'anàlisi de les estratègies de control a velocitat superior a la nominal, és a dir, amb debilitament de camp.

Primerament, s'han descrit aquestes estratègies de control tenint en compte les equacions matemàtiques que aquests imposaven i les raons per les quals s'utilitzen.

Tot seguit, per tal de poder dur a terme un anàlisi de les diferents estratègies, ha estat convenient realitzar una normalització de les variables. Aquest anàlisi s'ha fet respecte tres punts de vista: el parell electromagnètic que genera el motor, la tensió requerida i el factor de potència amb el qual opera.

El capítol ha finalitzat amb una comparació dels diferents modes d'operació, tot conclouent que el més adient per a implementar en un motor síncron d'imants permanents destinat a la mobilitat elèctrica és la tècnica del màxim parell per ampère.

7. Pressupost

En aquesta secció s'estudiarà el cost econòmic que ha suposat el desenvolupament d'aquest projecte, tenint en compte tant el cost de les hores de treball, el de les llicències de software, el cost del material i el cost energètic.

7.1. Cost de personal

Es calcula el cost de personal aplicant la suposició que les hores dedicades al projecte es cobren segons el salari que podria tenir un treballador amb les característiques de l'autor del treball: un estudiant en pràctiques o bé algú amb poca experiència laboral. És per això que s'ha decidit considerar un salari de 12 €/hora.

Per altra banda, el temps dedicat a l'elaboració del projecte es determinarà tenint en compte el pla d'estudis de l'Escola Tècnica Superior d'Enginyeria Industrial de Barcelona, que estableix que el temps que l'estudiant ha dedicar al treball de fi de grau és de 300 hores, el que correspon a 12 crèdits ECTS. Tot i això, tractant-se d'un projecte que s'ha portat a terme amb modalitat B, l'empresa externa (en aquest cas, el CITCEA), estableix que l'estudiant ha de dedicar-li aproximadament 20 hores setmanals, el que correspon a 360 hores (i no pas 300) al llarg d'un quadrimestre d'una durada de 4 mesos i mig.

Tenint en compte aquests factors, el cost de personal ascendeix a 4320 €.

7.2. Cost de software

Per a l'elaboració d'aquest projecte s'han usat els softwares següents: Microsoft Office, *MATLAB* i *Simulink*.

El primer d'ells va suposar un cost de 133,39 € en el moment de la seva adquisició. Pel que fa als softwares *MATLAB* i *Simulink*, aquests s'han considerat gratuïts, ja que tot i tractar-se d'eines amb llicències professionals valorades en 2000 €, venien proporcionades per l'Escola, amb un accés total a cadascuna de les seves prestacions.

Per tant, el cost total de software per a portar a terme aquest projecte ha estat de 133,39 €.

7.3. Cost de material

Aquest projecte s'ha confeccionat mitjançant l'ús d'un ordinador MacBook, el cost del qual va ser de 1800 € en el moment de la seva compra.

L'esperança de vida d'un ordinador d'aquest tipus ronda els 10 anys aproximadament. Aleshores, tenint en compte que el desenvolupament d'aquest treball ha ocupat la totalitat d'aquest quadrimestre (des dels inicis de setembre del 2020 fins mitjans de gener del 2021), es procedeix a calcular el cost del material tenint en compte la seva amortització:

$$C.A. = 1800 \text{ €} \cdot \frac{4,5 \text{ mesos}}{10 \text{ anys}} \cdot \frac{1 \text{ any}}{12 \text{ mesos}} = 67,5 \text{ €} \quad (7.1)$$

7.4. Cost energètic

El cost energètic total del projecte es calcula, una vegada més, tenint en compte el consum de l'ordinador amb el qual aquest s'ha portat a terme. El seu consum és de 270 W, que multiplicats per les 360 hores de la duració del projecte, permeten obtenir un total de 97,2 kWh.

Per altra banda, el preu mitjà de l'electricitat, tenint en compte els costos fixos i variables, és d'uns 0,14 €/kWh. Aleshores, el cost energètic esdevé:

$$C.E. = 97,2 \text{ kWh} \cdot \frac{0,14 \text{ €}}{\text{kWh}} = 13,61 \text{ €} \quad (7.2)$$

7.5. Cost total

Com és evident, el cost total associat a l'elaboració del projecte s'obtindrà sumant les quantitats obtingues del cost de personal, cost de software, cost de material i cost energètic.

Aquest serà de

$$C.T. = 4320 + 133,39 + 67,5 + 11,34 = 4534,5 \text{ €} \quad (7.3)$$

8. Impacte ambiental

Calcular l'impacte ambiental d'un projecte basat únicament en simulacions i disseny per ordinador és una tasca complicada. És evident que molts mitjans utilitzats per a portar a terme el treball tenen una petjada de carboni notable, però no resulta senzill determinar amb precisió el seu valor. Algunes d'aquestes accions són el disseny, fabricació, transport i reciclatge de les peces de hardware que s'han emprat per a realitzar el projecte: ordinador portàtil, *router*, etc.

El consum d'energia elèctrica també juga un paper molt important en la petjada ecològica. Utilitzant la mateixa quantitat d'energia determinada en l'apartat 7.4, es procedeix a calcular les emissions de CO₂ associades a aquesta. Per a tal fi, es tindran en compte les emissions de diòxid de carboni associades a un consum elèctric de 81 kWh, que són de 57,31 kg de CO₂.

Pel que s'ha comentat, aquesta xifra no correspon amb exactitud a la quantitat d'emissions generades, però sí que es pot confirmar que es tracta del seu valor mínim.

Conclusions

La primera conclusió que s'ha pogut extreure resideix en la necessitat del canvi cap a la electrificació que ha de patir el sector del transport per tal d'assolir les metes proposades en base a la reducció d'emissions, ja que amb les restriccions actuals les dades de consum estan molt lluny d'apropar-se a les desitjades. En relació amb això, també es pot deduir que al llarg dels darrers anys, la popularitat i l'ús de la electromobilitat ha patit un increment molt significatiu que encara no ha arribat al seu màxim.

Un altre aspecte a considerar és la varietat de motors elèctrics que existeixen actualment al món de la indústria i el transport. S'ha demostrat que, tot i que s'utilitzen uns cinc tipus de motors diferents en el transport, el més adient per a formar part d'un vehicle elèctric és el motor síncron d'imants permanents, degut al seu alt rendiment, a la capacitat per operar a un rang molt ampli de velocitats i a la seva alta densitat de potència. Tot i això, en els darrers anys s'han estat investigant altres tipologies de propulsió. Aquest fet és degut a que els PMSMs tenen una dependència de terres rares, que tenen un preu molt elevat. La disponibilitat limitada d'aquests recursos en països molt concrets fa difícil pensar en una fabricació massiva d'aquest tipus de motor a llarg termini.

En quant a la modelització del motor síncron d'imants permanents, l'aspecte més important a considerar és que, tot hi haver tres maneres de descriure el comportament electromecànic d'un PMSM, la forma més adient de fer-ho és mitjançant la referència en sincronisme amb el rotor. D'aquesta manera, s'elimina la dependència de l'angle elèctric de les equacions diferencials i resulta més senzill estudiar el comportament electromagnètic, dinàmic i estàtic de la màquina que no pas amb la referència estacionària. Un matís per a aquesta conclusió seria que el model mecànic no canvia en funció de la referència en la que es modelitzi el motor.

No obstant, la part del projecte d'on es poden extreure més conclusions són els capítols 5 i 6, que fan referència al control del motor i que inclouen els resultats de simulacions. La primera d'elles és que, tot existir dos principals mètodes de control pels PMSM (escalar i vectorial), la majoria dels motors destinats a vehicles elèctrics es controlen mitjançant el

segon d'ells. Això és degut a que el control vectorial permet fer operar el motor amb dinàmiques molt ràpides tot augmentant les seves prestacions. En quant al disseny dels controladors de corrent, la conclusió més important a tenir en compte és que el fet que la planta quedi modelitzada amb una funció de transferència amb dos pols i un zero, no permet fer ús de les expressions conegudes de dinàmica de sistemes per establir la resposta temporal de la mateixa a partir d'una resposta temporal desitjada. En conseqüència, s'han hagut d'imposar restriccions per tal que la resposta temporal sigui dominada únicament pels pols del sistema i per tal que aquest tingués una resposta subesmorteïda. Aquestes restriccions implicaven que no fos assolible qualsevol combinació de temps d'establiment i sobrepuig desitjada. La resposta temporal real de la planta no coincideix amb la desitjada si no hi ha dominància per part dels pols. En aquest cas, tot i que la resposta pugui seguir sent subesmorteïda, els valors del sobrepuig i del temps d'establiment difereixen dels definits prèviament.

En quant a les estratègies de control en la zona de baixa força electromotriu (baix règim de revolucions), tot i haver-hi dues candidates principals a ser òptimes per a controlar un PMSM (màxim parell per ampère i flux constant), la més adient per a un motor síncron d'imants permanents ha resultat ser la del MTPA, ja que permet assolir un parell determinat amb el mínim corrent possible, el que es tradueix en una maximització del rendiment del motor i en el mínim consum possible. Aquest últim aspecte és fonamental en les tecnologies elèctriques, ja que allargaria el cicle d'ús de la bateria que alimenta la màquina elèctrica.

Bibliografía

- [1] GONZÁLEZ D., OLMEDILLAS B., *El protocolo de Kioto y su implementación: los casos de España, Alemania, Francia e Italia*. Madrid: 2003.
- [2] EUROPEAN FEDERATION FOR TRANSPORT AND ENVIRONMENT. *CO₂ Emissions From Cars: The Facts*. 2018.
- [3] DELOITTE. *New Market. New entrants. New challenges. Battery Electric Vehicles* 2019.
- [4] KELMAN B., PANKRATZ D., ZARIF RASHEQ. *Making micromobility work for citizens, cities and service providers*. Deloitte. 2016.
- [5] IBERDROLA: *El vehículo eléctrico: tipología y principales características*. 2006.
- [6] DHAND, A., MUNCEY A., WALKER A. *Stop-Start Micro Hybrid : An estimation of automatic engine stop duration in real world usage*. Londres: 2009.
- [7] U.S. DEPARTMENT OF ENERGY. *Vehículos eléctricos híbridos y enchufables*. 2015.
- [8] JIANG W., SUNTHARALINGAM P., YANG Y. *Plug-In Hybrid Electric Vehicles*. IEEE Press, Ontario: 2009.
- [9] SAE INTERNATIONAL. *Taxonomy & Classification of Powered Micromobility Vehicles*. 2019.
- [10] SAE INTERNATIONAL. *Taxonomy and Classification of Powered Micromobility Vehicles*. 2014.
- [11] FINKEN, T., FELDEN, M., HAMEYER, K. *Comparison and design of different electrical machines regarding their applicability in hybrid electrical vehicles*. Aachen: 2008.
- [12] ARTETXE, G., ELOSEGUI, I., PAREDES, J., PRIETO, B. *Optimal Pole Number and Winding Designs for Low Speed-High Torque Synchronous Reluctance Machines*. San Sebastián: 2017.
- [13] COLLINS R., *Copper Demand in Electric Traction Motors 2020 – 2030*. ID Tech Research. 2019.
- [14] TEXAS INSTRUMENTS. *The Difference between PMSM & BLDC Motor*. 2007.

- [15] MARINO, A., PERNÍA, C., *Máquinas Asíncronas*. Universidad Experimental Nacional del Tachira. Departamento de Ingeniería Electrónica. 2016.
- [16] RICHTER, M., *Design and Optomozation of a Permanent Magnet Synchronous Machine*. Universitat Politècnica de Catalunya. Barcelona: 2018, p. 32.
- [17] SCHNEIDER ELECTRIC. *Introducción a la tecnología de motores. Información sobre cargas y comportamiento*. 2003.
- [18] JAGASICS S., VAJDA I. *Comparison of Different PMSM Rotor Configurations*. IEEE Press, Budapest: 2016.
- [19] DE ÁNGELO, C.H., *Control para máquinas de CA de imanes permanentes con FEM arbitraria sin sensores mecánicos*. Universidad Nacional de la Plata. La Plata: 2004.
- [20] CHO, R., KIM, Y. *Comparison of IPM and SPM motors using ferrite magnets for low voltage traction systems*. IEEE Press, Korea del Sud: 2005.
- [21] MONTESINOS MIRACLE, D., *Modelització i control d'accionaments elèctrics*. Universitat Politècnica de Catalunya. Barcelona: abril de 2008.
- [22] D. W. Novotny and T. A. Lipo, *Vector control and dynamics of AC drives*, P. Hammond, T. J. E. Miller, and T. Kenjo, Eds. Oxford University Press, 2000.
- [23] CHACHA CUJI, W.D., *Simulación y comparación de algoritmos de control vectorial para un motor síncrono de imanes permanentes*. Sangoloquí: 2008.
- [24] SAMOKHVALOV D. *PMSM Vector Control Techniques*. IEEE Press, Sant Petersburg: 2018.
- [25] MONTESINOS-MIRACLE, D., CHANDANA PERERA, P. D., GALCERAN ARELLANO S., BLAABJERG, F. *Sensorless V/f Control of Permanent Magnet Synchronous Motors*. Research Gate.
- [26] KRONBERG, A. *Design and Simulation of Field Oriented Control and Direct Torque Control for a Permanent Magnet Synchronous Motor with Positive Salency*. Uppsala: maig del 2012.
- [27] GARONE E. *Control System Design. Foundations of Systems Theory*. Brussel·les: novembre del 2017.
- [28] GHOSHAL, A., VINOD, J. *Anti-windup Schemes for Proportional Integral and Proportional Controllers*. IEEE Press. Bangalore: 2010.
- [29] AGRAWAL J., BODKHE, S. *Steady-State Analysis and Comparison of Control Strategies for PMSM*. Hindawi Publishing Corporation. Índia. 2015.