

Treball de Fi de Màster

Màster Universitari en Enginyeria Industrial (MUEI)

Algorisme de control sensorless per a motors d'imants permanents sense ranures

MEMÒRIA

26 de juny de 2023

Autor: Oriol Ferrer Ronchera

Directors: Daniel Montesinos Miracle

Convocatòria: 06/2023



Escola Tècnica Superior
d'Enginyeria Industrial de Barcelona



Resum

En aquest treball s'ha implementat un algorisme de control de velocitat per a un motor síncron d'imants permanents de pols llisos amb debanat sense ranures sense utilitzar un sensor de posició, mitjançant l'entorn de Simulink.

Tradicionalment, el control d'aquest tipus de motors es basa en la realimentació de la posició i velocitat del rotor obtinguda a través de sensors, com encoders o sensors d'efecte hall. Aquest tipus de motors són majoritàriament emprats en dispositius per al sector mèdic i aeroespacial, on l'espai i la lleugeresa del sistema són uns dels factors més importants. Al mateix temps poden ser sotmesos a condicions ambientals extremes que potencialment malmetin el sensor de posició. L'ús d'algorismes d'estimació de la posició implica l'eliminació del sensor i pot suposar un augment de la fiabilitat i robustesa del sistema, disminuir l'espai usat i reduir els costos associats.

L'enfocament d'aquest treball es basa en la utilització d'una tècnica d'estimació de la posició i la velocitat del rotor mitjançant la mesura de les tensions i corrents del motor. Per aconseguir-ho, s'implementa un algorisme d'estimació de la posició del rotor basat en el model, concretament en l'estimació del flux del rotor. El sistema s'ha complementat amb el disseny del llaç de corrent i velocitat mitjançant tècniques de control de camp orientat.

L'algorisme s'ha implementat en el programa de simulació Simulink, en temps continu. Els experiments realitzats han permès validar el mètode en tot el rang de velocitats, arrancant amb posició inicial desconeguda, i comprovar la seva robustesa enfront de la indeterminació dels paràmetres del motor.

Índex

Resum	1
Glossari	5
1 Introducció	9
1.1 Motivació	9
1.2 Objectius del treball	9
1.3 Abast del treball	10
2 Introducció als motors d'imants permanents	11
2.1 Els motors d'imants permanents	11
2.2 Classificació dels motors d'imants permanents	11
2.3 Motors síncrons d'imants permanents sense ranures o slotless	13
2.4 Principals mètodes de control de motors síncrons d'imants permanents	15
2.4.1 Control V/f	16
2.4.2 Control vectorial	16
3 Model matemàtic del motor síncron d'imants permanents	19
3.1 Equacions del motor en variables de la màquina	19
3.2 Equacions del motor en la referència fixa del rotor	23
3.2.1 Transformada de Clarke	23
3.2.2 Transformada de Park	24
3.3 Equació de parell	25
3.4 Equació mecànica	26
4 Control en llaç tancat	27
4.1 Mètode de control	27
4.2 Estratègia de control vectorial	28
4.3 Controlador de corrent	29
4.3.1 Disseny del controlador de corrent	29
4.3.2 Desacoblament	32
4.3.3 Limitador de voltatge	33
4.3.4 Funció anti-windup	33
4.4 Llaç de velocitat	35
4.5 Validació del sistema de control en llaç tancat	38
4.5.1 Simulació del llaç de corrent	38
4.5.2 Simulació del llaç de velocitat	41
5 Estimació de la posició del rotor sense sensor	43

5.1	Mètodes d'estimació de la posició del rotor	43
5.1.1	Basats en la prominència del rotor	43
5.1.2	Basats en el model	45
5.2	Disseny de l'estimador de la posició	47
5.2.1	Disseny de l'observador	48
5.2.2	Simulació i validació de l'estimador	51
5.3	Control de velocitat sense sensor	54
5.3.1	Model del sistema	54
5.3.2	Simulació i validació del control de velocitat amb estimador	56
6	Planificació	63
7	Estudi econòmic	65
7.1	Cost horari	65
7.2	Cost energètic	65
7.3	Cost de llicències	66
7.4	Cost total	66
8	Impacte ambiental	69
9	Estudi social i d'igualtat de gènere	71
	Conclusions	73
	Bibliografia	75

Glossari

Llistat d'abreviacions

BLDC Brushless Direct current motor o motor de corrent continu sense escombretes.

BLAC Brushless alternate current motor o motor de corrent altern sense escombretes.

PMSM Permanent magnet synchronous motor o motor síncron d'imants permanents.

AlNiCo Alumini, níquel i cobalt.

SaCo Samarium i cobalt.

NdFeB Neodimi, ferro i bor.

PMDC Permanent magnet direct current o motor d'imants permanents de corrent continu.

PMAC Permanent magnet alternate current o motor d'imants permanents de corrent altern.

SPMSM Surface permanent magnet synchronous motor o motor síncron d'imants permanents de pols llisos.

IPMSM Interior permanent magnet synchronous motor o motor síncron d'imants permanents de pols sortints.

FOC Field oriented control o control de camp orientat.

DTC Direct torque control o control directe de parell.

PI Proportional Integral.

CTAC Constant torque angle control.

OTPAC Optimum torque per ampere control.

MTPAC Maximum torque per ampere control.

UPFC Unity power factor control.

CMFLC Constant mutual air gap flux linkages control.

ACAGF Angle control of air gap flux and current phasors.

ODS Objectius de desenvolupament sostenible.

Índex de figures

1	Classificació dels motors d'imants permanents.	12
2	Secció d'un motor BLDC amb rotor intern.	13
3	Posicionament dels imants en el rotor de PMSM	13
4	Bobinats més comuns per a motors sense ranures.	14
5	Diferents configuracions d'estator en motor PMAC.	15
6	Esquema de control V/f d'un PMSM amb sensor de posició	16
7	Classificació dels principals mètodes de control vectorial de motors PMSM se- gons [5].	17
8	Esquema de control de camp orientat de parell i velocitat	18
9	Model equivalent del debanat de l'estator d'un PMSM.	20
10	Representació gràfica de la transformada de Clarke.	23
11	Representació gràfica de la transformada de Park.	24
12	Esquema de control de camp orientat	28
13	Esquema de control de corrent amb CTAC.	29
14	Representació en blocs del desacoblament en la referència del rotor.	32
15	Diagrama de blocs amb implementació de limitació de voltatge	33
16	Diagrama de blocs d'un controlador PI amb anti-windup.	34
17	Diagrama de blocs del llaç de control de corrent amb limitador de voltatge i fun- ció anti-windup.	35
18	Esquema de blocs del model de control del llaç de velocitat.	36
19	Esquema de blocs del control de velocitat i de corrent	38
20	Resposta a un graó de corrent de 0,5 A d'amplitud per a i_{qs}^r	39
21	Resposta a un graó de corrent de 0,5 A d'amplitud per a i_{ds}^r	39
22	Resposta a un graó de corrent de 0,2 A d'amplitud a alta velocitat, amb limitador de voltatge de 24 V.(a) Mesura dels corrents i (b) Mesura dels voltatges.	40
23	Resposta a un graó de corrent de 0,2 A d'amplitud a alta velocitat, amb limita- dor de voltatge de 24 V i anti-windup.(a) Mesura dels corrents i (b) Mesura dels voltatges.	41
24	Resposta a una consigna graó de velocitat nominal.	41
25	Resposta a una rampa de velocitat i parell extern(a) Velocitats (b) Càrrega apli- cada (c) Corrents.	42
26	Representació de l'esquema de blocs segons [14] de la estimació de la posició amb injecció de senyal sinusoidal a) rotativa b) polsant.	45
27	Representació de l'esquema de blocs d'un observador de mode lliscant.	47
28	Diagrama de blocs de l'observador	49
29	Diagrama de blocs de l'observador i l'estimador	51

30	Resposta del sistema a una seqüència de rampes de velocitat del 5, 50 i 100% del valor nominal, i amb posició inicial coneguda. Mesura de la velocitat i l'error de l'angle estimat.	52
31	Resposta del sistema a una seqüència de rampes de velocitat del 5, 50 i 100% del valor nominal, i amb posició inicial coneguda. Mesura de l'error de l'angle i el flux estimat.	53
32	Resposta del sistema a una consigna d'un 5 % de la velocitat nominal sense coneixement de la posició inicial. Mesura de les velocitats, l'error de l'angle i el flux estimat.	54
33	Diagrama de blocs del bucle de fase bloquejada.	55
34	Esquema de control de velocitat sense sensor.	55
35	Resposta del sistema a una seqüència de rampes del 5, 50 i 100% de la velocitat nominal, amb graons del 5, 50 i 100% del parell nominal. Mesura de les velocitats, el parell de càrrega i l'error de l'angle elèctric estimat.	56
36	Resposta del sistema a una seqüència de rampes del 5, 50 i 100% de la velocitat nominal, amb graons de parell del 5, 50 i 100%. Mesura de l'angle elèctric i el flux estimat.	57
37	Resposta del sistema a un 5% de la velocitat nominal sense coneixement de la posició inicial, mesurant les velocitats, l'error de l'angle i el flux estimats.	58
38	Resposta del sistema al canvi de sentit quan s'aplica una càrrega del 100%.	59
39	Resposta del sistema a un 5% de la velocitat nominal amb incertesa de la resistència, i mesurant les velocitats, l'error de l'angle i el flux estimat.	60
40	Resposta del sistema a un 5% de la velocitat nominal amb incertesa de la inducció, i mesurant les velocitats, l'error de l'angle i el flux estimat.	61
41	Resposta del sistema a un 5% de la velocitat nominal amb incertesa del flux, i mesurant les velocitats, l'error de l'angle i el flux estimat.	62
42	Diagrama de Gantt del treball	63

Índex de taules

1	Paràmetres del motor 2232024BX4 de Faulhaber proposat per l'estudi.	27
2	Guany del controlador de corrent.	35
3	Característiques del llaç de control de velocitat	38
4	Guany de l'observador.	52
5	Guany del controlador PI del bucle de fase bloquejada.	55
6	Cost anual del treballador	65
7	Cost horari	65
8	Cost energètic	66
9	Cost de llicències	66
10	Cost total	67
11	Emissions de CO ₂	69

1 Introducció

1.1 Motivació

Les indústries de l'automòbil, semiconductors, aeronàutica, mèdica, entre d'altres, requereixen petits motors de baixa tensió. En els seus inicis, la tecnologia utilitzada eren motors de corrent continu amb escombretes, pel seu cost i la facilitat de controlar-los, però tenen l'inconvenient que la seva vida útil és reduïda degut a la fricció mecànica entre les escombretes i el commutador. Durant el pas dels anys, per la creixent necessitat de desenvolupar màquines amb millors prestacions va sorgir la tecnologia de motors de corrent continu sense escombretes (BLDC), que millorava la densitat de potència, la dinàmica i la vida útil.

Tot i aquesta notable millora, el mercat continuava demanant millors prestacions sobretot per eliminar les vibracions a baixes voltes, que ocorren en els motors BLDC degudes a la forma constructiva de les ranures presents a l'estator. Per aquest motiu van sorgir tècniques amb dissenys innovadors del rotor, excentricitats o canvis en patró del bobinat, inclús s'han desenvolupat algorismes en els quals s'afegeixen components harmònics per reduir les vibracions.

Tot i aquests avenços, les vibracions no es podien eliminar de forma dràstica. Per aquest motiu, d'entre les tecnologies de motors de baixa tensió, es van començar a popularitzar les configuracions sense ranures a l'estator o "slotless", que a causa de la seva construcció generen una força contraelectromotriu sinusoidal, i per tant una reducció de vibracions significativa respecte als BLDC. A més a més, s'aconseguia major densitat de potència perquè les tres fases del motor s'alimenten a la vegada, a diferència dels BLDC que només ho fan dues.

Tot i aquestes significatives millores durant el pas dels anys, cada vegada es requereixen sistemes més miniaturitzats i de baix cost, sense comprometre les seves prestacions. En la indústria aeroespacial, el motor pot arribar a operar en condicions extremes de temperatura i pressió, i per tant el sensor de posició és més propens a fallar.

L'ús de mètodes d'estimació de l'angle del rotor permet desfer-se del sensor de posició. Aquest fet pot implicar una major robustesa, la reducció de l'espai utilitzat i també reduir els costos associats tant al sensor com a l'electrònica de control necessària per a interpretar els seus senyals. Però per aconseguir-ho és necessari que el mètode d'estimació de la posició sigui capaç d'estimar l'angle elèctric del rotor en qualsevol circumstància.

1.2 Objectius del treball

L'objectiu principal del projecte és desenvolupar i validar el funcionament un algorisme de control de velocitat sense sensor per a un SPMSM amb bobinat sense ranures. Concretament, es vol que aquest algorisme compleixi:

- Un control precís en tot el rang de velocitat, independentment de la càrrega aplicada.
- Arrancada amb posició inicial desconeguda.
- Robustesa enfront d'incerteses dels paràmetres del motor.

Per aconseguir-ho s'han de modelar les equacions elèctriques i mecàniques del motor, i dissenyar els controladors de corrent i velocitat per tal que tinguin una resposta ràpida, precisa i robusta enfront de diferents parells de càrrega.

S'estudiaran els principals mètodes d'estimació de la posició del rotor. S'avaluaran els avantatges, limitacions i requisits d'implementació de cada algorisme per seleccionar el més adequat en funció dels objectius definits a l'inici d'aquest apartat i de les característiques del motor del treball.

S'implementarà el sistema complet mitjançant el programa Simulink. Es caracteritzaran les equacions del motor, els controladors de corrent i de velocitat, i el mètode d'estimació de la posició del rotor. Finalment, es realitzaran els experiments necessaris per a comprovar si el sistema compleix amb les prestacions desitjades.

1.3 Abast del treball

L'abast del projecte es limita a la implementació del d'un sistema complet de control sensorless per a un motor SPMSM sense ranures utilitzant el programa Simulink. L'estudi es portarà a cap tenint en compte el model en temps continu del sistema.

Això implica la creació d'un model de simulació fidel a la realitat, el disseny dels controladors de corrent i velocitat, la selecció i implementació de l'algorisme de control sensorless, la realització de proves i anàlisis de funcionament, i la documentació dels resultats obtinguts.

El treball es complementa amb l'anàlisi econòmica, l'impacte ambiental i un estudi social i d'igualtat de gènere.

No es tractaran aspectes com la fabricació del motor, el disseny de la placa electrònica de control ni es realitzaran proves en temps discret o en un sistema físic real.

2 Introducció als motors d'imants permanents

2.1 Els motors d'imants permanents

Les màquines elèctriques d'imants permanents són màquines que consten de dues fonts d'excitació: l'armadura i l'induït. Tenen la peculiaritat que l'excitació d'una de les fonts està generada per imants permanents, en contrapartida d'altres tipus de màquines elèctriques, que requereixen debanats amb excitació externa en les dues fonts.

Normalment, els imants permanents utilitzats solen ser aliatges de diferents materials, entre les quals destaquen les d'AlNiCo (alumini, níquel i cobalt), SaCo (Samarium i cobalt), Ferrita, i NdFeB (Neodimi, ferro i bor). Cadascun d'aquests aliatges té unes propietats determinades que les fan més o menys adients en funció de l'aplicació del motor.

El fet de substituir un dels debanats per imants permanents elimina les pèrdues degudes al coure en aquests, fent que siguin motors més eficients. A més a més, s'aconsegueix una major densitat de potència, factor de potència i control respecte a les altres tecnologies de motor elèctric com els d'inducció i els motors de corrent continu sense imants permanents.

Per altra banda, els motors d'imants permanents presenten certs desavantatges que també han de ser mencionades en aquest projecte. Generalment, el cost de fabricació d'aquests motors és superior als de les altres tecnologies. A més a més, la necessitat de sincronitzar l'excitació de l'estator i el rotor requereix conèixer en tot moment la posició de l'eix, i també utilitzar electrònica de control. Els imants permanents poden desmagnetitzar-se irreversiblement si se sotmet a altes o baixes temperatures, i també en el cas que una gran suma de corrent s'apliqui al motor.

2.2 Classificació dels motors d'imants permanents

Hi ha diverses maneres de diferenciar els diferents tipus de motors d'imants permanents. De manera general els podem identificar de la manera que mostra la figura 1, tot i que existeixen un extens rang de topologies dins de cadascun d'aquests subtipus.

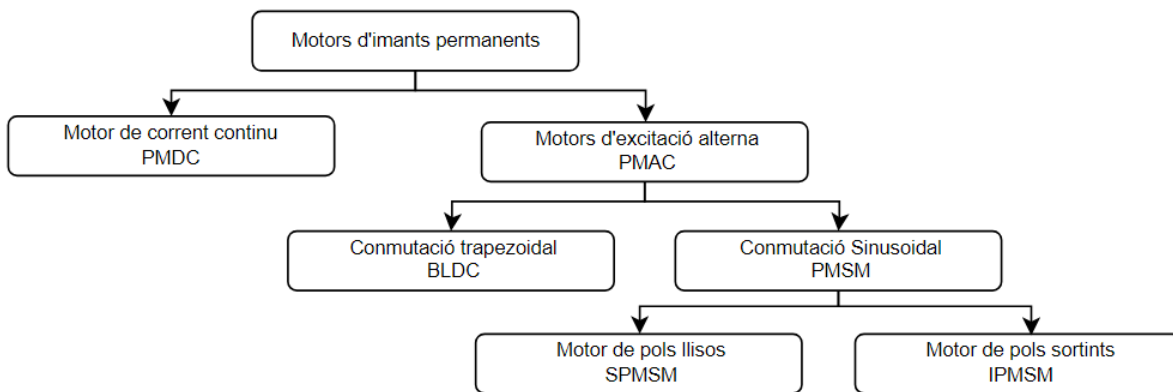


Figura 1: Classificació dels motors d'imants permanents.

Primerament, podem classificar els motors segons el tipus d'excitació que s'aplica al motor. Els PMDC (Permanent magnet direct current) s'exciten amb corrent continu. Això és possible mitjançant les escombretes, que inverteixen constantment el voltatge dels debanats a mesura que el rotor gira. L'avantatge d'aquest tipus de motors és que el cost de fabricació és baix, per contrapartida, la commutació de les escombretes genera pics de corrent i, per tant, pertorbacions electromagnètiques a la font d'alimentació, aigües amunt. A més a més, la fricció continua de les escombretes provoca que la vida útil d'aquesta tecnologia de motors disminueixi, i requereix manteniment habitual. Els motors PMAC (Permanent magnet alternating current) s'exciten amb corrent altern o commutat. Aquests són motors síncrons en els quals els imants permanents estan localitzats al rotor. A causa de la presència d'imants permanents en el rotor redueix la mida d'aquests, proporcionant una major densitat de potència i una inèrcia inferior. Aquestes característiques fan que els motors PMAC siguin ideals per aplicacions amb requisits més dinàmics, com en la indústria robòtica. Per altra banda, els motors PMAC pateixen l'inconvenient que el corrent d'excitació ha de ser sincronitzada, i per tant requereix una electrònica de control extern per a crear parell. En la majoria dels casos també és necessari un sensor de posició per assegurar la sincronització entre la seva posició i els corrents injectats a l'estator. Aquests requisits impliquen que el cost d'implementació dels PMAC sigui superior al dels PMDC.

D'entre els PMAC podem classificar dos grans subgrups, els motors de commutació trapezoidal o BLDC (Brushless direct current), i els de commutació sinusoidal o PMSM (Permanent magnet synchronous motor). Els motors BLDC s'anomenen d'aquesta manera perquè la seva força-contraelectromotriu té una forma trapezoidal, aquesta forma d'ona es deu a la distribució concentrada dels seus debanats, tal com es mostra en la figura 2. Per a produir un parell constant, el corrent injectat a l'estator ha de tenir forma rectangular, coincidint amb la força contraelectromotriu. Entre els PMAC, aquest tipus de motor és el més econòmic pel fet que tant la seva construcció com el control és el més senzill.

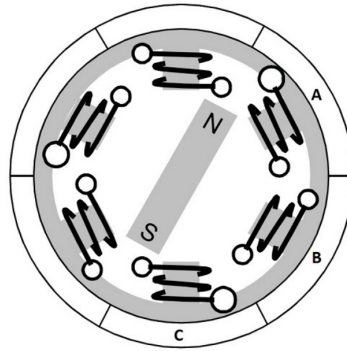
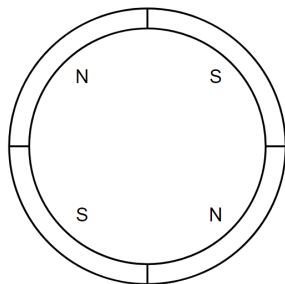
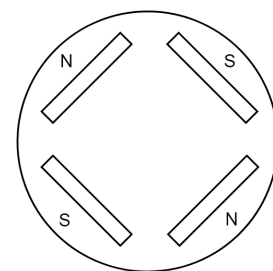


Figura 2: Secció d'un motor BLDC amb rotor intern.

Els PMSM obtenen aquest nom per la força contraelectromotriu sinusoidal, i per tant de la necessitat de sincronitzar perfectament la injecció de l'ona de corrent per a poder generar un parell constant. En funció del disseny del rotor, aquest tipus de motors es poden classificar en SPMSM (Surface permanent magnet synchronous motors) o IPMSM (Interior permanent magnet synchronous motors), com es mostra en la figura 3. En el SPMSM, els imants estan muntats a la superfície del rotor, mentre que els IPMSM, els imants estan a l'interior del rotor.



(a) Rotor d'un motor síncron d'ímants permanents de pols llisos (SPMSM)



(b) Rotor d'un motor síncron d'ímants permanents de pols sortints (IPMSM)

Figura 3: Posicionament dels imants en el rotor de PMSM

Existeixen nombroses classificacions addicionals en les quals no profunditzarem, com per exemple en funció de la direcció del flux (axial o radial), o construccions especials dels imants del rotor i estator, motors de reluctància, pas a pas, entre d'altres.

2.3 Motors síncrons d'ímants permanents sense ranures o slotless

Els motors PMDC són encara els més utilitzats en els mercats i aplicacions que es requereix poca potència i baix voltatge. Tot i això, els BLDC estan guanyant terreny gràcies a l'eliminació de les escombretes, que augmenta dràsticament la vida útil d'aquests respecte als motors de corrent continu. La construcció de l'estator fa que la densitat de potència sigui molt elevada, fent-lo ideal per aplicacions dinàmiques i amb poc espai disponible. A més a més, el cost de l'electrònica de

control és baix, ja que la commutació trapezoidal no requereix algorismes complexos ni sensors de posició d'alta precisió.

Tot i aquests avantatges, els BLDC presenten certs inconvenients que en determinades aplicacions fa que no siguin una bona solució. El control trapezoidal comporta que el parell generat pel motor no sigui del tot constant i presenti ondulacions, fet que es manifesta en vibracions a baixes voltes.

Els motors d'imants permanents sense ranures o "slotless" presenten un disseny sense dents a l'estator, contràriament als dissenys dels motors BLDC i PMSM, com es pot veure en la figura 5. En els motors sense ranures, els bobinats normalment s'enrotllen en forma cilíndrica i s'encapsulen amb una resina epoxi d'alta temperatura per mantenir la seva orientació respecte a les laminacions de l'estator i la carcassa. Un dels principals interessos d'aquest tipus de motor és l'ampli potencial de desenvolupar diferents tipus de formes i topologies, ja que no està limitat físicament per les dents de l'estator. D'entre els dissenys més comuns són els de la figura 4 [9]. Existeixen altres tipologies de motors sense ranurats, com la de bobinat toroidal [10], que redueix significativament la longitud del motor a canvi d'augmentar el seu diàmetre.

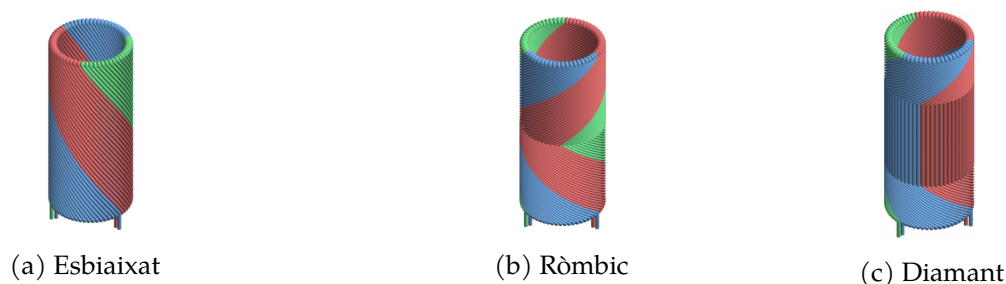


Figura 4: Bobinats més comuns per a motors sense ranures.

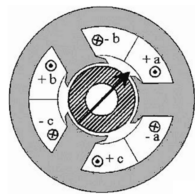
La figura 5 permet comparar la distribució del bobinat entre els motors BLDC convencionals i sense ranurat. Es demostra que l'eliminació de les dents de l'estator dona més espai per als bobinats de coure, el que també permet utilitzar major superfície per als imants permanents del rotor, que és necessari per a suplir l'entreferro més gran respecte als motors BLDC. Degut aquest augment de l'entreferro, els motors sense dents tenen un valor d'inductància significativament menor.

A causa de l'augment del diàmetre del rotor per compensar l'entreferro, la inèrcia del motor augmenta respecte als BLDC, i per tant la constant mecànica també. Per contra, com hem esmentat en aquest mateix apartat, la constant elèctrica disminueix dràsticament degut a la reducció de la inductància.

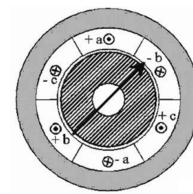
Amb la desaparició de les dents de l'estator, aquesta construcció permet que la distribució del bobinat sigui sinusoidal. Aquesta característica comporta que la forma d'ona de la força contra-

electromotriu sigui gairebé una sinusoide perfecta [3], que implica que per a generar un parell constant en el rotor, la forma d'ona del corrent d'excitació ha de ser sinusoidal. D'aquesta forma s'elimina el parell de retenció característic dels motors BLDC, i permet als motors sense ranures reduir dràsticament les vibracions i soroll, així com obtenir un control precís a velocitats baixes.

Un dels distintius que caracteritza els motors sense ranures a l'estator és la seva capacitat d'aconseguir una alta eficiència. En els motors amb ranurat, les dents de l'estator comencen a arribar a la seva saturació magnètica a prop del seu valor nominal de funcionament. Això comporta un augment de les pèrdues en el ferro i que la corba parell-corrent no sigui lineal. Eliminant el ferro d'entremig del bobinat, és molt més complicat arribar a un punt de saturació magnètica, el que resulta en menys pèrdues en el ferro, i una relació parell-corrent que és quasi lineal en tot el rang de velocitat [3]. Per contra, l'augment de l'entreferro implica que la potència que es pot aconseguir amb aquesta topologia sigui menor a la dels BLDC tradicionals. Tot i això, el descobriment i ús d'imants permanents d'alta energia, com per exemple els NdFeB i SmCo, ha permès als motors sense ranures acostar-se a la densitat de potència dels BLDC.



(a) Estator dun motor BLDC convencional.



(b) Estator d'un motor PMAC sense ranures.

Figura 5: Diferents configuracions d'estator en motor PMAC.

En la indústria existeix certa indecisió a l'hora de classificar els motors d'imants permanents sense ranures. Alguns els posen com un subgrup dels BLDC, ja que operen en el mateix rang de voltatge, s'utilitzen per aplicacions similars, i es poden controlar utilitzant commutació trapezoidal o de sis passos, tot i que es perden prestacions a canvi de simplificar el control. En canvi, si ens basem en la forma d'ona de la força contraelectromotriu, els motors d'imants permanents sense ranures haurien d'estar dins el grup dels PMSM. En aquest treball els tractarem com un PMSM, ja que totes les tècniques de control que s'estudiaran es basen en una forma d'ona de corrent sinusoidal per tal d'aconseguir major precisió de control.

2.4 Principals mètodes de control de motors síncrons d'imants permanents

Tal com s'ha esmentat en l'apartat anterior, la commutació dels motors slotless es pot fer utilitzant tècniques trapezoidals, de sis passos o sinusoidals. D'aquestes tres, la que ofereix un millor control és la sinusoidal, ja que s'obté una millor sincronització del voltatge i corrent, i per tant un parell més estable. En aquest apartat es fa un repàs de les tècniques de control més comunes

per a motors d'imants permanents amb commutació sinusoidal.

Tal com el seu propi nom indica, els motors síncrons d'imants permanents són màquines elèctriques síncrones, i en conseqüència, requereixen que els corrents de l'estator estiguin perfectament sincronitzats amb la posició del rotor per generar parell. En l'actualitat existeixen nombroses estratègies per a controlar PMSM, i en la majoria d'aquestes es requereix conèixer contínuament la posició del rotor. Els dispositius més usats per aquest propòsit són els sensors de posició, entre els quals es troben els encoders, resolvers i sensors d'efecte hall, entre molts d'altres.

2.4.1 Control V/f

El control tensió-freqüència té com a principal característica que al motor se li aplica una tensió modulada en funció de la freqüència de gir del motor, i d'aquesta manera s'aconsegueix mantenir constant el flux de l'entreferro. Aquest tipus de control es pot fer en llaç obert en els PMSM si aquests incorporen debanats d'esmoreïment en el rotor. Aquesta construcció fa que en el cas de no estar sincronitzat, el motor generi un parell asíncron per a tornar al punt de funcionament síncron. En el cas de no comptar amb debanats d'esmoreïment, el control tensió-freqüència requereix un sensor de posició en l'eix del motor per tal d'estimar la velocitat i modular l'ona de tensió aplicada, tal com es mostra en la figura 6.

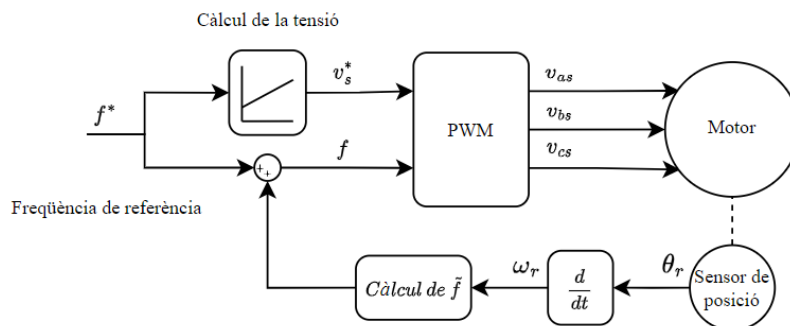


Figura 6: Esquema de control V/f d'un PMSM amb sensor de posició

2.4.2 Control vectorial

El control vectorial és àmpliament utilitzat en aplicacions que requereixen precisió, ja que permet controlar independentment el flux i el parell del motor. Aquesta característica millora les prestacions del control V/f, però, per contra, requereix algorismes de control més complexos.

La figura 7 mostra la classificació de les principals tècniques de control vectorial proposada per [5].

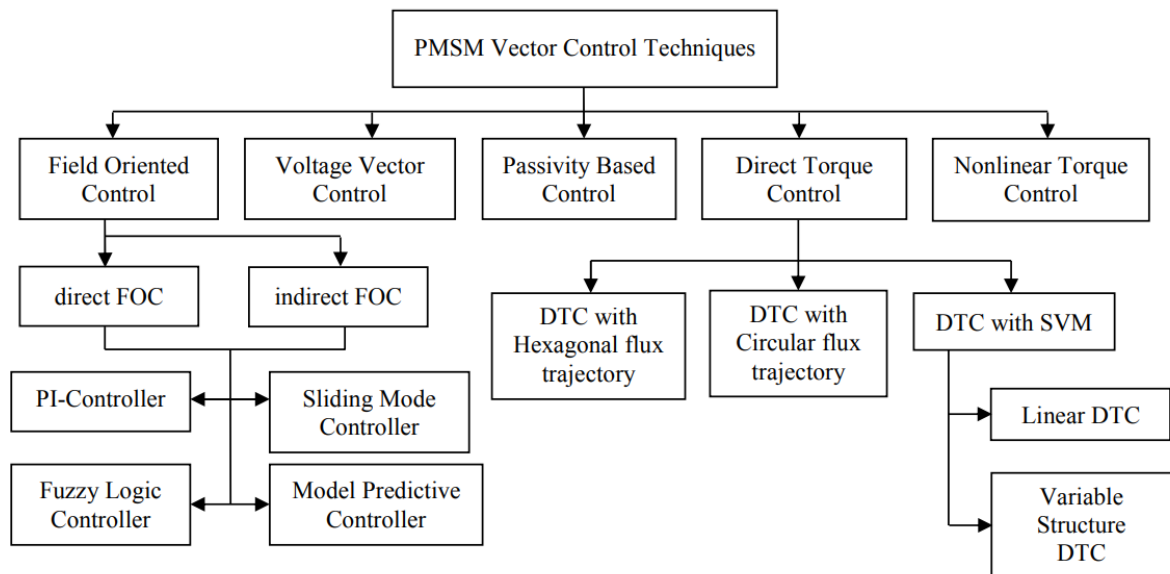


Figura 7: Classificació dels principals mètodes de control vectorial de motors PMSM segons [5].

El control de camp orientat, o en anglès “Field Oriented Control” (FOC), és una tècnica de control vectorial àmpliament estesa. El control vectorial dels corrents i voltatges és degut a l’orientació espacial dels camps electromagnètics del motor. Aquest algorisme transforma el model de tres fases del motor a una referència rotativa de dos vectors desfasats un quart de circumferència, que permet controlar independentment el flux i el parell.

Per a poder treballar en referència rotativa, és necessari conèixer en tot moment la posició del rotor mitjançant un sensor, o emprant tècniques d’estimació de la posició. És, per tant, una de les tècniques de control que ofereix millors prestacions, però també és de les més complexes i que requereixen més potència de càlcul.

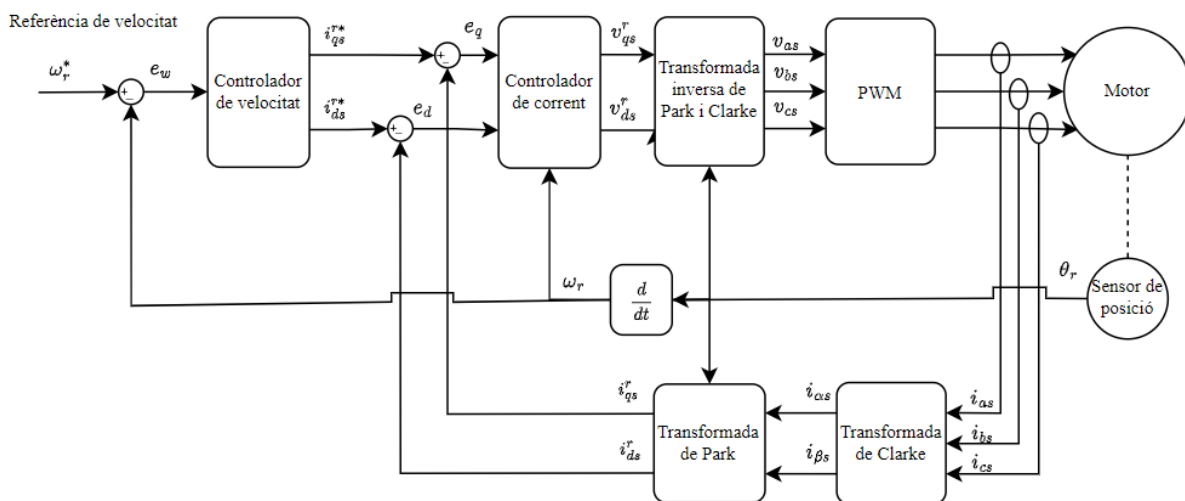


Figura 8: Esquema de control de camp orientat de parell i velocitat

Un altre mètode és el control directe de parell o DTC (Direct Torque Control), que selecciona directament els vectors de voltatge en funció de la diferència entre els valors actuals i de referència del parell i el flux induït. L'error del parell i el flux es comparen, i en funció del seu valor se selecciona un vector de voltatge d'una taula de valors.

El DTC no requereix la complexitat de càlcul que es necessita en el FOC. Els càlculs es fan en el marc de referència de l'estator, i per tant no es requereix conèixer la posició del rotor de manera precisa. Aquest mètode té molt bones prestacions dinàmiques i és poc susceptible a canvis de càrrega i perturbacions. En canvi, la limitació del DTC és que produeix arriestat de parell en els corrents de l'estator, especialment a baixes voltes, i això redueix les seves prestacions en funcionament estacionari.

3 Model matemàtic del motor síncron d'imants permanents

Les equacions electromecàniques permeten descriure el comportament dels motors síncrons d'imants permanents. Aquesta sèrie d'equacions han de ser tan acurades com sigui possible, ja que posteriorment s'utilitzaran per a simular els algorismes de control que es plantejaran en aquest treball. Però per la complexitat del model, és necessari realitzar una sèrie de simplificacions i hipòtesis sense influir de manera significativa en la seva validesa.

Es té en compte que els motors PMAC sense ranurats compleixen les característiques dels PMSM, i per tant el model matemàtic és el mateix. El que diferenciarà entre uns i altres és la magnitud de certs paràmetres, com poden ser la inductància, la inèrcia, entre d'altres.

En aquest capítol es desenvolupa el model electromecànic d'un SPMSM. Primerament, es presenten les equacions en variables de la màquina, de les que seguidament es farà un canvi de base en referència al rotor aplicant un seguit de transformacions matemàtiques. Finalment, s'obté l'equació del parell generat pel motor i l'equació mecànica del sistema incloent la càrrega.

Per tal de tenir en compte tots els factors que condicionen el funcionament d'un PMSM s'hauria de desenvolupar un model matemàtic altament complex, incloent-hi l'efecte de la temperatura, pèrdues en el ferro, imperfeccions en la construcció de l'estator i el rotor, entre d'altres. És per això que en el model que es desenvolupa a continuació es realitzen les següents consideracions:

1. No es tenen en compte els efectes tèrmics sobre el motor, com per exemple l'augment de la temperatura, que redueix la resistència estatòrica.
2. No hi ha efecte de saturació en les inductàncies.
3. La distribució del debanat en l'estator se suposa completament sinusoidal.
4. Per al SPMSM es considera una distribució uniforme dels pols.
5. No es tenen en compte les pèrdues en el ferro

3.1 Equacions del motor en variables de la màquina

Des del punt de vista de l'estator, el motor es compon d'un sistema de tres fases que està balancejat, com es mostra en la figura 9, i l'equació del model és la següent expressió.

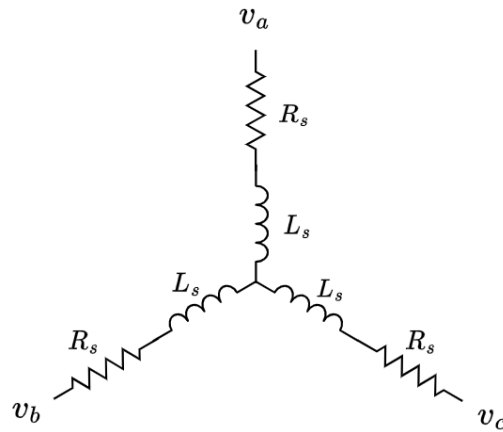


Figura 9: Model equivalent del debanat de l'estator d'un PMSM.

$$v_{abc} = R_s i_{abc} + \frac{d}{dt} \lambda_{abc} \quad (3.1)$$

On v_{abc} i i_{abc} són els vectors de tensions i corrents trifàsics a l'estator, R_s és la matriu de resistències a l'estator, i λ_{abc} és el vector de flux concatenat a les tres fases de l'estator.

$$v_{abc} = \begin{bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{bmatrix}; R_s = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix}; i_{abc} = \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix}; \lambda_{abc} = \begin{bmatrix} \lambda_{as} \\ \lambda_{bs} \\ \lambda_{cs} \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

El flux λ_{abc} és creat pels mateixos corrents que circulen pel debanat de l'estator i pel flux derivats dels imants permanents del rotor. Per aquest motiu, el flux se separa en dues components segons l'expressió.

$$\lambda_{abc} = \lambda_{abc(s)} + \lambda_{abc(r)} \quad (3.3)$$

On $\lambda_{abc(s)}$ es compon pel flux creat pels debanats de l'estator, i $\lambda_{abc(r)}$ és el vector de flux que creen els imants permanents del rotor. El flux de l'estator depèn de les inductàncies estatòriques i el corrent d'acord amb:

$$\lambda_{abc(s)} = L_s i_{abc} = \begin{bmatrix} L_{aas} & L_{abs} & L_{acs} \\ L_{bas} & L_{bbs} & L_{bcs} \\ L_{cas} & L_{cbs} & L_{ccs} \end{bmatrix} i_{abc} \quad (3.4)$$

D'aquesta equació desglossem tres tipus d'inductància diferents. L_{aas} correspon a l'autoinductància del debanat de la fase a , L_{abs} i L_{acs} corresponen a les inductàncies mútues entre a i b , i a i c respectivament. Es pot considerar la mateixa analogia per les inductàncies restants.

A diferència del valor de les inductàncies de l'estator, en el rotor aquestes són variables en funció de l'angle de l'eix θ_r . L'amplitud del flux concatenat per l'estator λ_m serà definida per les característiques dels imants permanents, com mostra la següent equació.

$$\lambda_{abcs(r)} = \lambda_m \begin{bmatrix} \sin(\theta_r) \\ \sin(\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \\ \sin(\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

Per a obtenir les expressions de les inductàncies de la matriu 3.4, es considera un motor de pols llisos o SPMSM. Això permet eliminar de l'equació el terme dependent de la posició del rotor, present en els motors de pols sortints. D'aquesta manera, les inductàncies pròpies dels debanats de l'estator es poden expressar segons les següents equacions.

$$L_{aas} = L_{ls} + L_A - L_B \cos(2\theta_r) \quad (3.6)$$

$$L_{bbs} = L_{ls} + L_A - L_B \cos\left(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.7)$$

$$L_{ccs} = L_{ls} + L_A - L_B \cos\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.8)$$

On L_{ls} és la inductància de dispersió. Com els debanats se suposen idèntics, aquest valor és el mateix en les tres equacions. L_A i L_B venen determinats per les següents expressions.

$$L_A = \left(\frac{N_s}{2}\right)^2 \pi \mu_0 r l \epsilon_1 \quad (3.9)$$

$$L_B = \left(\frac{N_s}{2}\right)^2 \pi \mu_0 r l \epsilon_2 \quad (3.10)$$

On r és el radi des del centre del motor fins a la circumferència interior de l'estator, i l és la llargada axial de l'entreferro. μ_0 és la permeabilitat de l'aire, i ϵ_1 i ϵ_2 venen donats per

$$\epsilon_1 = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{g_{min}} + \frac{1}{g_{max}} \right) \quad (3.11)$$

$$\epsilon_2 = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{g_{min}} - \frac{1}{g_{max}} \right) \quad (3.12)$$

On g_{min} és l'entreferro mínim i g_{max} és l'entreferro màxim. Les inductàncies mútues entre els

debanats de l'estator s'expressen de la següent forma en un motor de pols llisos.

$$L_{abs} = L_{bas} = -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.13)$$

$$L_{acs} = L_{cas} = -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos\left(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (3.14)$$

$$L_{bcs} = L_{cbs} = -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2\theta_r \quad (3.15)$$

Com podem observar, les inductàncies pròpies i mútues depenen de la posició del rotor. En el cas particular del motor amb rotor de pols llisos, $\epsilon_2 = 0$, i la matriu se simplifica perquè els valors es tornen constants. Per tant, L_s no depenen de la posició del rotor, i la matriu d'inductàncies obté uns valors constants, que simplifiquen el càlcul de les equacions. Amb aquest desenvolupament, l'expressió general del motor síncron d'imants permanents de pols llisos és

$$v_{abcs} = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \left(L \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} + \lambda_m \begin{bmatrix} \sin \theta_r \\ \sin \theta_r - \frac{2\pi}{3} \\ \sin \theta_r + \frac{2\pi}{3} \end{bmatrix} \right) \quad (3.16)$$

On

$$L = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_A - L_B \cos(2\theta_r) & -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos\left(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) & L_{ls} + L_A - L_B \cos\left(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2\theta_r \\ -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos\left(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2\theta_r & L_{ls} + L_A - L_B \cos\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

I per a un motor amb rotor de pols llisos

$$L = \begin{bmatrix} L_{ls} + L_A & -\frac{1}{2}L_A & -\frac{1}{2}L_A \\ -\frac{1}{2}L_A & L_{ls} + L_A & -\frac{1}{2}L_A \\ -\frac{1}{2}L_A & -\frac{1}{2}L_A & L_{ls} + L_A \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

Per al desenvolupament de les equacions dels següents apartats es tindrà en compte el model del motor de pols llisos, ja que és el cas d'estudi d'aquest treball.

3.2 Equacions del motor en la referència fixa del rotor

L'equació del motor desenvolupada en l'apartat anterior no és lineal i té l'inconvenient que algunes de les seves variables són canviants, ja que depenen de la posició del rotor. Aquestes característiques suposen un maldecap a l'hora de controlar el motor, i els càlculs es tornen complexos. En aquest apartat es desenvolupa un canvi de referència de les equacions del motor, aplicant les transformades de Clarke i Park [13], de tal manera que la nova referència giri en sincronisme amb el rotor i, per tant, els seus paràmetres no depenguin de la posició.

3.2.1 Transformada de Clarke

La transformada de Clarke és una transformació lineal que s'utilitza per a passar d'una referència de tres fases abc desfasades 120° a un sistema $\alpha\beta\gamma$, tal com es mostra en la figura 10.

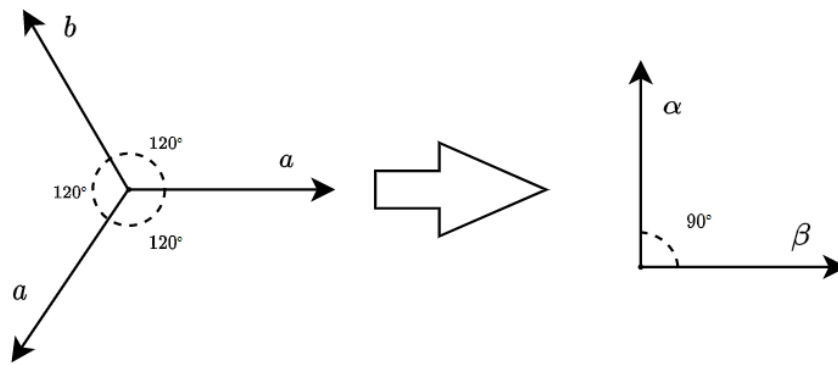


Figura 10: Representació gràfica de la transformada de Clarke.

Es pot considerar que un sistema de tres fases està balancejat si les seves equacions són del tipus

$$x_a = A \cos(\omega t + \phi) \tag{3.19}$$

$$x_b = A \cos\left(\omega t + \phi + \frac{2\pi}{3}\right) \tag{3.20}$$

$$x_c = A \cos\left(\omega t + \phi - \frac{2\pi}{3}\right) \tag{3.21}$$

i compleix

$$x_a + x_b + x_c = 0 \tag{3.22}$$

Com es pot observar en les equacions del motor en el marc de referència estatòric, tant el voltatge, el corrent i el flux magnètic compleixen les condicions d'un sistema balancejat. Per tant, la component γ queda anul·lada i podem transformar el sistema a un de dues coordenades segons la transformada de Clarke simplificada 3.23.

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} & -\sqrt{\frac{3}{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a \\ x_b \\ x_c \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

Aplicant la transformada a els corrents i al flux tenim

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} & -\sqrt{\frac{3}{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_{\alpha s} \\ \lambda_{\beta s} \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \sqrt{\frac{3}{2}} & -\sqrt{\frac{3}{2}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{as} \\ \lambda_{bs} \\ \lambda_{cs} \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

Si s'aplica aquesta transformació a l'equació 3.16 s'obté l'equació del motor en les coordenades α i β

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = R_s \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_\alpha \\ \lambda_\beta \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

3.2.2 Transformada de Park

L'expressió obtinguda en l'apartat anterior 3.26 encara inclou termes dependents de la posició del rotor que afegeixen complexitat al càlcul. Per eliminar aquesta dependència s'ha de transformar aquesta equació en el marc de referència rotatiu $dq0$ utilitzant la transformada de Park, que és definida per la següent expressió.

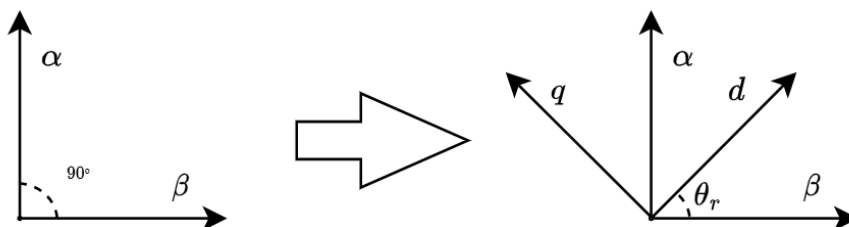


Figura 11: Representació gràfica de la transformada de Park.

$$\begin{bmatrix} x_d \\ x_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

Per tant, obtenim les següents expressions de corrent, flux i voltatge

$$\begin{bmatrix} i_{ds}^r \\ i_{qs}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_{ds}^r \\ \lambda_{qs}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta \\ -\sin \theta & \cos \theta \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{\alpha s} \\ \lambda_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

$$v_{ds}^r = R_s i_{ds}^r + L \frac{d}{dt} i_{ds}^r - \omega_r L i_{qs}^r \quad (3.30)$$

$$v_{qs}^r = R_s i_{qs}^r + L \frac{d}{dt} i_{qs}^r + \omega_r L i_{ds}^r + \omega_r \lambda_m \quad (3.31)$$

Amb

$$L = L_{ls} + \frac{3}{2}(L_A) \quad (3.32)$$

3.3 Equació de parell

Els desenvolupaments mostrats en l'anterior apartat ens permet expressar la potència entregada de la següent manera.

$$p_e = \frac{3}{2}(v_{ds}^r i_{ds}^r + v_{qs}^r i_{qs}^r) \quad (3.33)$$

Substituint les tensions v_{ds}^r i v_{qs}^r els de les equacions, obtenim

$$p_e = \underbrace{\frac{3}{2}(R_s (i_{ds}^r)^2 + R_s (i_{qs}^r)^2)}_{\text{Pèrdues en els conductors}} + \underbrace{\frac{3}{2}\left(\frac{L}{2} \frac{d}{dt} (i_{ds}^r)^2 + \frac{L}{2} \frac{d}{dt} (i_{qs}^r)^2\right)}_{\text{Variació de l'energia magnètica emmagatzemada}} + \underbrace{\frac{3}{2} \omega_e \lambda_m i_{qs}^r}_{\text{Conversió d'energia}} \quad (3.34)$$

Dividint l'equació en tres parts que se sumen, el primer terme és degut a les pèrdues per efecte Joule en els debanats de l'estator, el segon terme és la variació de l'energia magnètica emmagatzemada, i el tercer és la conversió de potència elèctrica a mecànica a l'eix del motor. Aquesta última és equivalent al producte de la velocitat angular del rotor ω_r multiplicat pel parell rea-

litzat T_e .

$$p_{em} = \omega_r T_e = \frac{3}{2} \omega_e \lambda_m i_{qs}^r \quad (3.35)$$

Per a poder relacionar correctament l'equació anterior s'ha de convertir la velocitat elèctrica ω_e en velocitat mecànica mitjançant la següent equació, que depèn dels pols del rotor n .

$$\omega_e = \frac{n}{2} \omega_r \quad (3.36)$$

I, per tant, l'equació del parell queda de la següent manera

$$T_e = \frac{3n}{2} \lambda_m i_{qs}^r \quad (3.37)$$

3.4 Equació mecànica

Es completa el model de motor síncron d'imants permanents amb l'equació mecànica del sistema, que s'expressa com

$$T_e - T_l = J \frac{2}{n} \dot{\omega}_r + \frac{2}{n} B_m \omega_r \quad (3.38)$$

On T_l és el parell de càrrega, J la inèrcia del sistema reflectida a l'eix del rotor, i B_m és el coeficient de fregament viscos del sistema mecànic.

4 Control en llaç tancat

En el següent apartat es desenvolupa el control de velocitat en llaç tancat per al motor de l'estudi, els paràmetres del qual es mostren en la taula 1. Primerament, s'escull el mètode i l'estratègia de control que millor s'adapta a les prestacions desitjades. A continuació es dissenya el controlador de tipus PI de corrent i velocitat i es valida el disseny mitjançant el programa Simulink.

Paràmetre	Valor
Resistència (R_s)	12,5 Ω
Inductància (L)	410 μ H
Constant de flux (λ_m)	$1,08 \cdot 10^{-2}$ Wb
Nombre de pols (n)	4
Voltatge nominal	24 V
Corrent nominal	0,54 A
Parell nominal	$14,6 \cdot 10^{-3}$ Nm
Inèrcia del rotor (J_m)	$5,1 \cdot 10^{-7}$ kgm ²
Coefficient de fricció viscos (B_m)	$1,1 \cdot 10^{-7}$ Nm/rad/s

Taula 1: Paràmetres del motor 2232024BX4 de Faulhaber proposat per l'estudi.

4.1 Mètode de control

En l'apartat 2.4 s'han descrit els principals mètodes de control per a PMSM. Recordem que cadascun dels mètodes presenta certs avantatges però també inconvenients, que els faran més o menys adequats en funció de les prestacions desitjades.

Si bé és cert que els mètodes que aconseguen millors prestacions acostumen a tenir el desavantatge que incorporen algorismes complexos que requereixen el monitoratge o estimació de més paràmetres que els mètodes simples, l'objectiu d'aquest treball és aconseguir un control precís que redueixi les vibracions generades pel control. Per aquest propòsit s'utilitzarà el mètode de control vectorial introduït en l'apartat 2.4.2, concretament el control de camp orientat (FOC), que controla independentment el parell i el flux del motor mitjançant dos vectors de corrent en el marc de referència del rotor i_{qs}^r i i_{ds}^r , desfasats noranta graus entre ells.

En la figura 8 s'havia presentat l'esquema de control de camp orientat, que inclou el bloc del convertidor per enviar la consigna de voltatge al motor. Com que la implementació d'aquest treball és en el marc teòric i en temps continu, no es té en compte aquest bloc, i se suposa que el voltatge de referència a la sortida del controlador de corrent és el que arriba directament al motor, tal com es mostra en la figura 12.

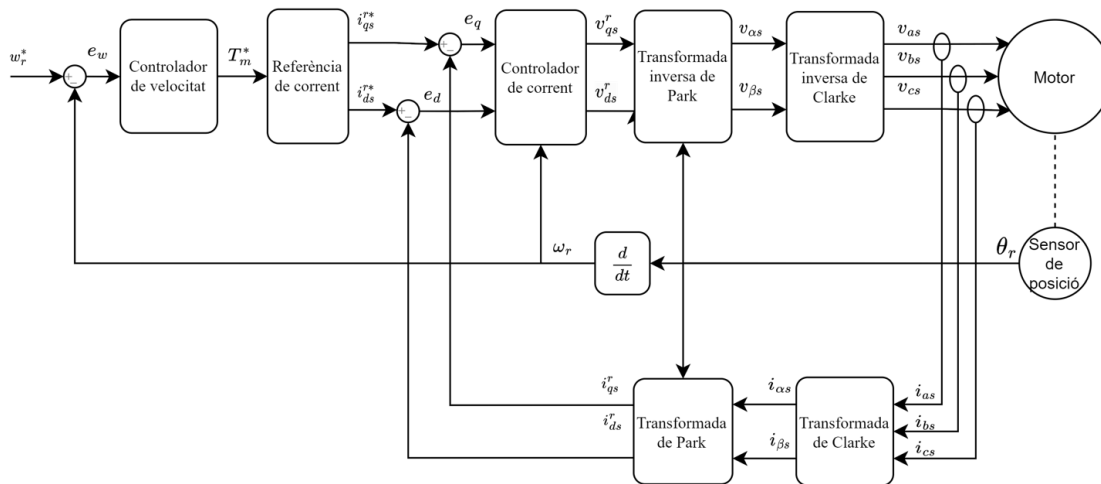


Figura 12: Esquema de control de camp orientat

4.2 Estratègia de control vectorial

L'estratègia de control vectorial és l'algorisme que interpreta la referència de parell i la transforma en consigna de corrent i_{qs}^r i i_{ds}^r per tal d'obtenir les prestacions desitjades. Existeixen diversos estudis que proporcionen una comparativa d'entre les estratègies més utilitzades [1]:

1. Constant torque angle control (CTAC).
2. Optimum torque per ampere control (OTPAC) o Maximum torque per ampere control (MTPAC).
3. Unity power factor control (UPFC).
4. Constant mutual air gap flux linkages control (CMFLC).
5. Angle control of air gap flux and current phasors (ACAGF).

L'estratègia seleccionada en aquest treball és la CTAC. Per a seleccionar aquesta estratègia s'han tingut en compte dos aspectes: les característiques del motor i la complexitat de l'algorisme. D'entre les estratègies de control esmentades podem comprovar que per als motors SPMSM que no tenen gairebé prominència ($L_q \approx L_d$), la CTAC i la MTPAC són equivalents. La MTPAC és la que utilitza una menor demanda de corrent per a generar un parell determinat, la qual cosa permet reduir considerablement les pèrdues en el debanat del motor. Per contra, la demanda de voltatge és significativament major respecte altres estratègies com la CMFLC. La CTAC requereix una complexitat de càlcul menor que les altres estratègies comparades, ja que consisteix a mantenir la component $i_{ds}^r = 0$, i per tant el parell aportat al motor compleix la següent expressió.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{n}{2} \lambda_m i_{qs}^r \tag{4.1}$$

Si aïllem el corrent i_{qs}^r de l'anterior equació, tenim ambdós valors de referència de corrent.

$$i_{qs}^r = \frac{4T_e}{3n\lambda_m} \tag{4.2}$$

$$i_{ds}^r = 0 \tag{4.3}$$

La representació de l'esquema de blocs del llaç de corrent amb l'estratègia CTAC es pot veure en la figura 13.

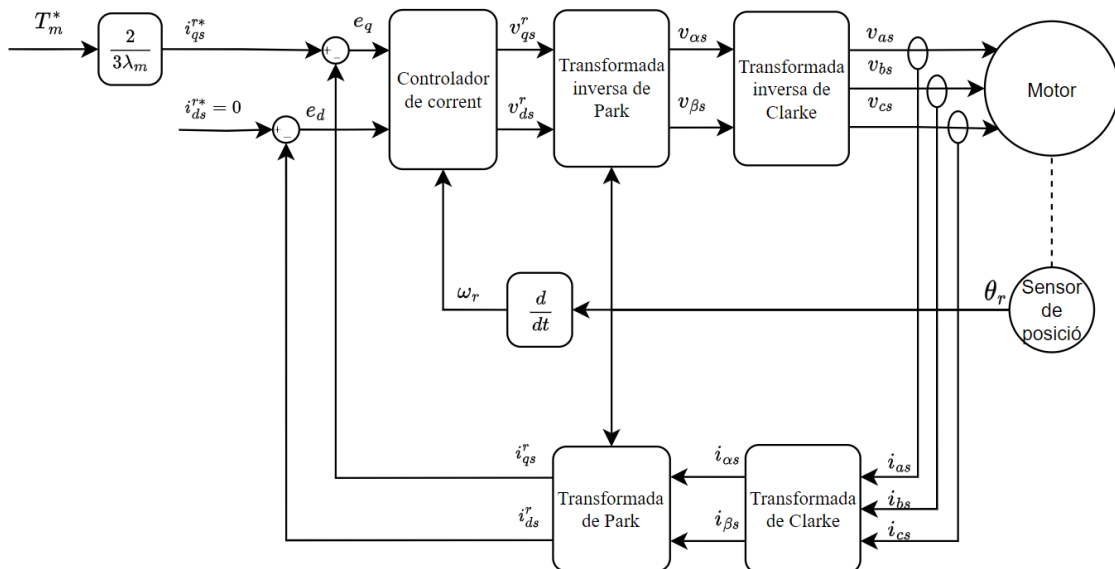


Figura 13: Esquema de control de corrent amb CTAC.

4.3 Controlador de corrent

4.3.1 Disseny del controlador de corrent

La funció de transferència del llaç de corrent del motor s'obté d'aplicar la transformada de Laplace a les equacions de voltatge en la referència del rotor 3.36. Com que $L_q \approx L_d$, s'utilitzarà la mateixa funció de transferència per v_{qs}^r i v_{ds}^r .

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = G(s) = \frac{1}{R_s + Ls} \tag{4.4}$$

Aplicant la representació en forma canònica tenim

$$G(s) = \frac{\frac{1}{R_s}}{1 + \frac{L}{R_s}s} \quad (4.5)$$

Que és un sistema de primer ordre amb guany $k_L = \frac{1}{R_s}$ i constant de temps $\tau = \frac{L}{R_s}$.

Es proposa fer servir un controlador del tipus PI, sovint emprat en aquests sistemes per la seva simplicitat i eficàcia. La transformada de Laplace d'aquest controlador es pot veure en la següent expressió.

$$C_c(s) = K_P + \frac{K_I}{s} \quad (4.6)$$

On K_p i K_i són els guanys proporcionals i de l'integrador respectivament. A partir d'aquest punt expressem el sistema complet en llaç tancat.

$$P(s) = \frac{C_c G(s)}{1 + C_c G(s)} = \frac{\frac{K_P}{K_I}s + 1}{s^2 \frac{L}{K_I} + s \frac{K_P + R_s}{K_I} + 1} \quad (4.7)$$

En ser un sistema de segon ordre, aquest tindrà 2 pols. Per tal d'evitar possibles ressonàncies ens interessa que aquests siguin reals, de manera que desenvolupem la següent expressió.

$$s^2 \frac{L}{K_I} + s \frac{K_P + R_s}{K_I} + 1 = (1 + Cs)(1 + Ds) = CDs^2 + (C + D)s + 1 \quad (4.8)$$

En la que els valors de C i D són reals. I, per tant,

$$CD = \frac{L}{K_I} \quad (4.9)$$

$$C + D = \frac{K_P + R_s}{K_I} \quad (4.10)$$

I solucionant les equacions trobem

$$C = \frac{R_s}{K_I}; D = \frac{K_P}{K_I} \quad (4.11)$$

La funció de transferència queda de la següent forma.

$$P(s) = \frac{(1 + s\frac{K_P}{K_I})}{(1 + s\frac{R_s}{K_I})(1 + s\frac{K_P}{K_I})} = \frac{1}{1 + s\frac{R_s}{K_I}} \quad (4.12)$$

Un dels pols del sistema cancel·la l'únic zero, per la qual cosa el sistema resultant és de primer ordre. Per assegurar-ho hem de tornar a l'equació 4.9 i igualar-la amb els valors de C i D trobats a 4.11

$$\frac{L}{K_I} = \frac{R_s K_P}{K_I^2} \quad (4.13)$$

I trobem que s'ha de complir la següent relació.

$$\frac{L}{R_s} = \frac{K_P}{K_I} \quad (4.14)$$

És a dir, que la relació entre la constant proporcional i la integral ha de ser equivalent a la constant de temps del sistema en llaç obert 4.5.

Es pot apreciar fàcilment que els valors de K_P i K_I determinaran la constant de temps en llaç tancat. Com que el llaç de corrent ha de ser ràpid, una bona opció és $\tau = 0,0001$, és a dir, una dècima de mili-segon. Si substituïm aquest valor tenim que

$$K_I = \frac{R_s}{0,0001} = \frac{12,5}{0,0001} = 125000 \quad (4.15)$$

Un cop determinat K_I és fàcil trobar K_P utilitzant l'expressió 4.14

$$K_P = \frac{L K_I}{R_s} = \frac{410 \cdot 10^{-6} \cdot 125000}{12,5} = 4,1 \quad (4.16)$$

Amb els paràmetres del controlador definits, l'únic pol del sistema en llaç tancat queda emplaçat en

$$p = -\frac{K_i}{R} = -1 \cdot 10^4 \quad (4.17)$$

4.3.2 Desacoblament

De les equacions de voltatge en el marc de referència del rotor 3.36 podem observar que el voltatge v_{ds}^r depèn de la corrent i_{qs}^r , i v_{qs}^r depèn de i_{ds}^r , de manera que hi ha un acoblament entre els components d i q. Si anomenem λ_{qs}^r i λ_{ds}^r segons les següents expressions

$$\lambda_{qs}^r = L_q i_{qs}^r \tag{4.18}$$

$$\lambda_{ds}^r = L_d i_{ds}^r + \lambda_m \tag{4.19}$$

I substituïm en 3.36, obtenim la següent expressió

$$v_{qs}^r = R_s i_{qs}^r + L_q \frac{d}{dt} i_{qs}^r + \omega_r \lambda_{ds}^r \tag{4.20}$$

$$v_{ds}^r = R_s i_{ds}^r + L_d \frac{d}{dt} i_{ds}^r - \omega_r \lambda_{qs}^r \tag{4.21}$$

Aquests termes creuats poden afectar significativament a la resposta del sistema, ja que es poden considerar com una pertorbació externa i impedeixen que la regulació del corrent sigui la desitjada. Per tal d'evitar aquesta problemàtica s'utilitza una estratègia de desacoblament, que consisteix a restar els valors de $\omega_r \hat{\lambda}_{qs}^r$ i $\omega_r \hat{\lambda}_{ds}^r$ respectivament, ja que la velocitat del motor $\hat{\omega}_r$ és estimada gràcies al sensor de posició, tal com es pot veure en la figura 14.

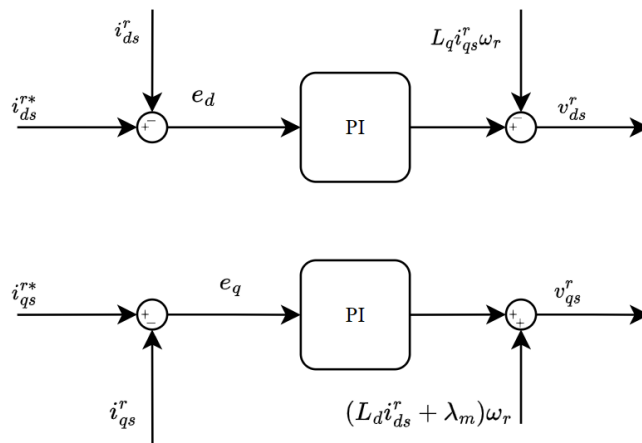


Figura 14: Representació en blocs del desacoblament en la referència del rotor.

4.3.3 Limitador de voltatge

En un sistema de control real, el voltatge que el controlador pot proporcionar al motor mai serà superior a la tensió d'entrada disponible. Per implementar aquesta limitació en la simulació, es desenvolupa un saturador de les tensions en el marc de referència del rotor, tenint en compte la norma del vector de tensió desitjada v_u .

$$v_u = \sqrt{(v_{ds}^{r*})^2 + (v_{qs}^{r*})^2} \tag{4.22}$$

De manera que v_u no superi la tensió d'entrada disponible $v_{lim} = 24V$. I, per tant, si $v_u > v_{lim}$, el voltatge v_{ds}^r i v_{qs}^r estarà limitat de la següent forma.

$$v_{ds}^r = v_{ds}^{r*} \frac{v_{lim}}{v_u}$$

$$v_{qs}^r = v_{qs}^{r*} \frac{v_{lim}}{v_u}$$

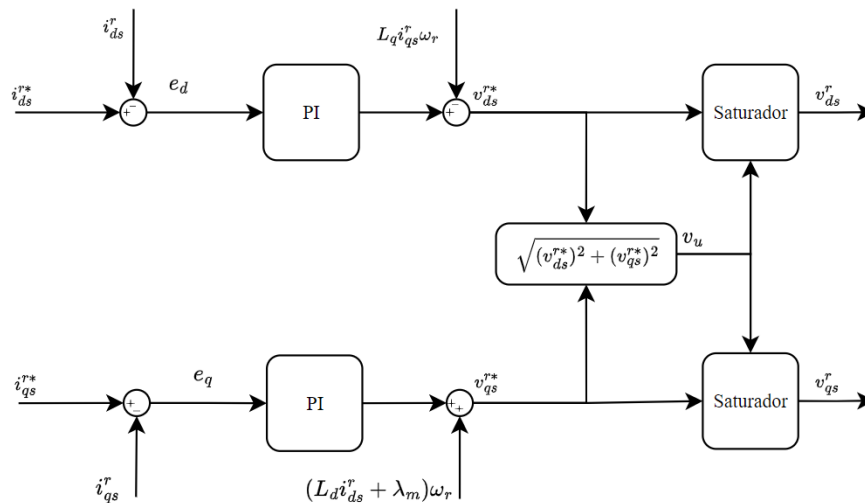


Figura 15: Diagrama de blocs amb implementació de limitació de voltatge

4.3.4 Funció anti-windup

Si la sortida del controlador v_{ds}^{r*} i v_{qs}^{r*} del sistema de la figura 15 supera el límit v_{lim} , el sistema de controlador entrarà en saturació. La component integradora del controlador PI acumularà error progressivament fins a valors molt elevats, i aquest fenomen comportarà un control no desitjat del llaç de corrent.

Per a contrarestar-ho s'ha d'afegir un mecanisme de control que reguli el valor de la component integral perquè no creixi quan la sortida del controlador sobrepassa el límit de la saturació. Aquesta funció s'anomena "anti-windup", i és àmpliament utilitzada en tota classe de controladors industrials.

El mètode desenvolupat es basa en [2], tal com es mostra en la figura 16. Quan la consigna del controlador supera el límit, la diferència entre u_c^* i u_c deixa de tenir un valor nul. Aquesta diferència es multiplica per un guany proporcional que depèn de K_{aw} i es resta a l'entrada del controlador integral, provocant que s'atenuï la component integral del controlador PI del llac de corrent.

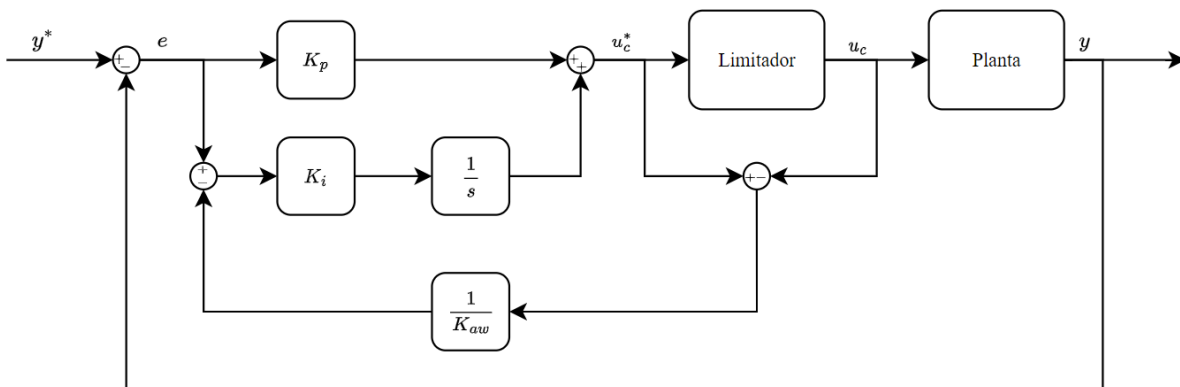


Figura 16: Diagrama de blocs d'un controlador PI amb anti-windup.

Per a seleccionar el valor de K_{aw} s'ha tingut en compte el mètode desenvolupat en [2], i, per tant

$$K_{aw} = K_p \quad (4.23)$$

Si integrem l'esquema de la figura 16 en 15 ens queda l'esquema de blocs representat en la figura 17.

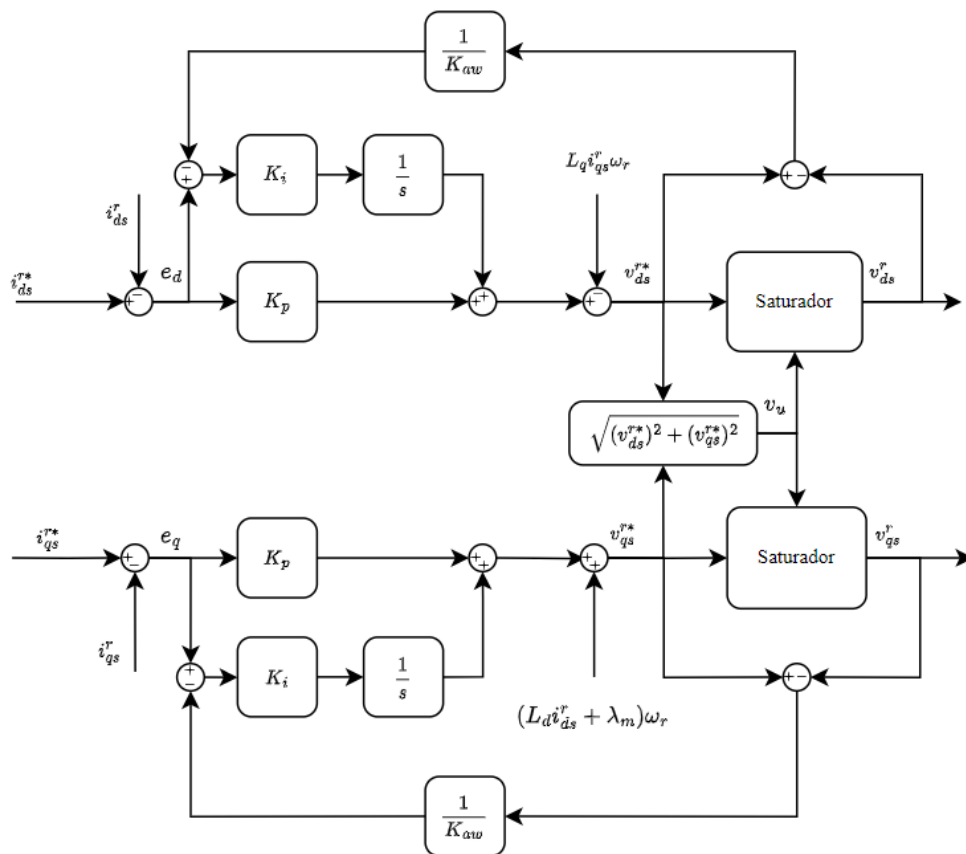


Figura 17: Diagrama de blocs del laç de control de corrent amb limitador de voltatge i funció anti-windup.

El resum dels paràmetres establerts en aquest apartat per al control de corrent es poden veure en la taula 2.

Paràmetre	Valor
K_p	4,1
K_i	$1,25 \cdot 10^5$
K_{aw}	4,1

Taula 2: Guanys del controlador de corrent.

4.4 Llaç de velocitat

Per a realitzar el control de velocitat es considera l'equació mecànica del sistema presentada en apartats anteriors 3.38, de manera que el sistema queda tal com es mostra en la figura 18. El laç de corrent es mostra com un bloc de guany unitari, ja que té un rang de freqüència molt més ampli que el laç de velocitat, i per tant es pot considerar que no hi tindrà cap efecte.

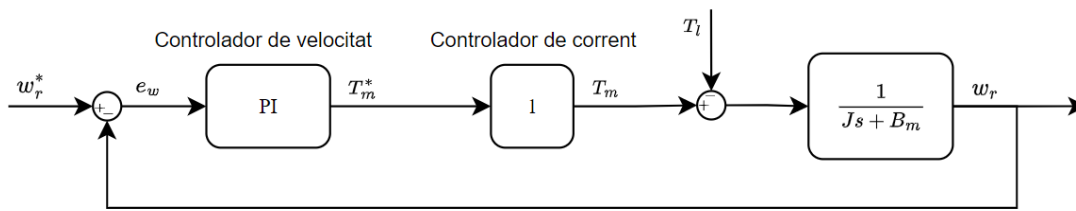


Figura 18: Esquema de blocs del model de control del llaç de velocitat.

La funció de transferència del sistema en llaç obert en temps continu és la que es mostra a continuació.

$$\frac{Y(s)}{X(s)} = G(s) = \frac{1}{B_m + Js} \quad (4.24)$$

On B_m és el coeficient de fricció viscosa del motor, i J representa la inèrcia del sistema reflectida a l'eix del motor. Considerem la càrrega T_l com una pertorbació de la qual no en podem obtenir la informació, i per tant no es mostra en l'equació de transferència anterior.

De la mateixa forma que en el llaç de corrent, el controlador de velocitat escollit és del tipus PI.

$$C_c(s) = K_P + \frac{K_I}{s} \quad (4.25)$$

I el sistema en llaç tancat quedaria de la següent forma

$$P(s) = \frac{C_c G(s)}{1 + C_c G(s)} = \frac{K_P s + K_I}{s^2 + s \frac{K_P + B_m}{J} + \frac{K_I}{J}} \quad (4.26)$$

L'equació resultant és un sistema de segon ordre. Els valors de K_P i K_I es decidiran per tal que la resposta temporal a un graó tingui un coeficient d'esmoreïment $\zeta = 0,95$, estant a la regió de subamortiment, i un temps d'assentament $t_s = 0,05$ segons per arribar a tenir un error menor a un 2% de la consigna. Pot semblar que el valor desitjat d'assentament és molt ràpid, però s'ha de tenir en compte que el motor utilitzat per les proves té una inèrcia baixa i una alta capacitat per suportar pics de corrent, que són factors que permeten aconseguir una resposta ràpida en el llaç de velocitat. L'anterior equació la podem equivaldre a la del sistema de segon ordre.

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (4.27)$$

I si substituïm els termes s'obté

$$\begin{aligned}\omega_n^2 &= \frac{K_I}{J} \\ 2\zeta\omega_n &= \frac{K_P + B_m}{J}\end{aligned}$$

Per a determinar el temps d'assentament t_s en un sistema de segon ordre, s'ha d'utilitzar la següent equació.

$$t_s \approx \frac{4}{\zeta\omega_n} \tag{4.28}$$

Substituint a l'anterior equació tenim

$$2\frac{4}{t_s} = \frac{K_P + B_m}{J} \tag{4.29}$$

$$K_P = 2\frac{4J}{t_s} - B_m \tag{4.30}$$

Substituint els valors dels paràmetres de l'anterior equació tenim que $K_P = 8,055 \cdot 10^{-5}$. Sabent el valor del guany proporcional del controlador, i també el factor d'amortiment desitjat, poden trobar K_I .

$$\zeta = \frac{B_m + K_P}{2\sqrt{K_I J}} \tag{4.31}$$

$$K_I = \frac{\sqrt{\frac{B_m + K_P}{2\zeta}}}{J} \tag{4.32}$$

Si substituïm l'última equació tenim que $K_I = 3,6 \cdot 10^{-3}$.

En la taula 3 es pot veure un resum dels principals valors característics d'aquest sistema. El subamortiment ($0 < \zeta < 1$) obliga que els pols del sistema en llaç tancat tinguin part imaginària no nul·la. Malauradament, hi ha un zero en $z = -44,9$, que provocarà que la resposta a un graó sigui més ràpida, incrementant també el sobrepuig.

Paràmetre	Valor
Factor d'amortiment (ζ)	0,95
Temps d'assentament (t_s)	0,05 s
Freqüència natural (ω_n)	84,2152
K_p	$8,055 \cdot 10^{-5}$
K_i	$3,6 \cdot 10^{-3}$
Pols	$-80 + 26,2947i$ $-80 - 26,2947i$
Zeros	$-44,8991$

Taula 3: Característiques del llaç de control de velocitat

En la figura 19 es mostra l'esquema de control de velocitat i de corrent que s'utilitzarà per a validar el sistema en els següents apartats.

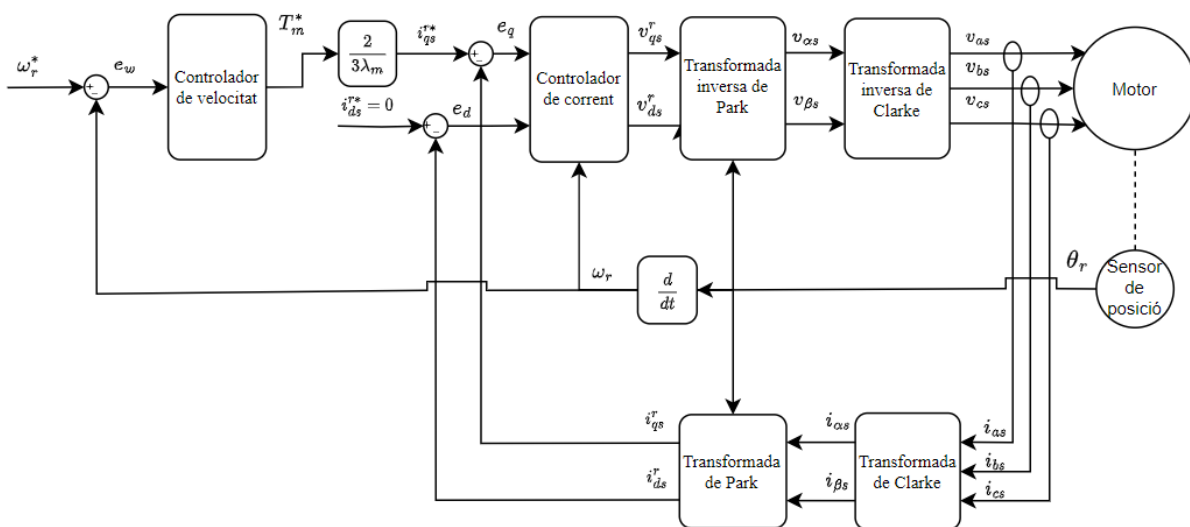


Figura 19: Esquema de blocs del control de velocitat i de corrent

4.5 Validació del sistema de control en llaç tancat

4.5.1 Simulació del llaç de corrent

En la figura 20 es simula una consigna de corrent del tipus graó, amb una amplitud de 0,5 A, que coincideix amb el corrent nominal en la fulla de dades tècniques del motor. La referència i_{ds}^r és zero perquè s'està fent servir l'estratègia de control vectorial CTAC.

S'havia dissenyat el controlador de tipus PI perquè el sistema es comportés com si fos de primer ordre, amb una constant de temps de 0,1 mil·lisegons. La resposta de i_{qs}^r té un comportament que es correspon amb el disseny teòric.

Observem també que el valor de i_{ds}^r és nul en tota la gràfica. Això vol dir que el sistema no es veu afectat per l'acoblament del flux entre i_{ds}^r i i_{qs}^r , i demostra l'eficàcia del desacoblament efectuat en l'apartat 4.3.2

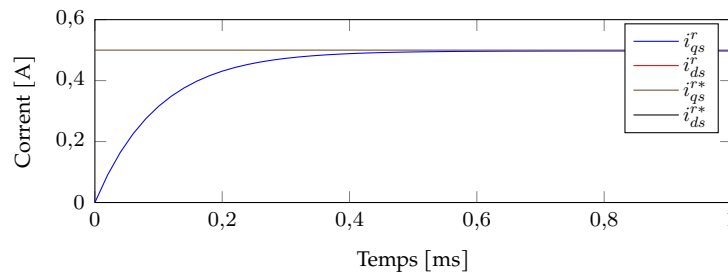


Figura 20: Resposta a un graó de corrent de 0,5 A d'amplitud per a i_{qs}^r .

La resposta de i_{ds}^r a un graó també compleix el temps de resposta desitjat a l'hora de dissenyar el controlador. Es pot veure el resultat en 21.

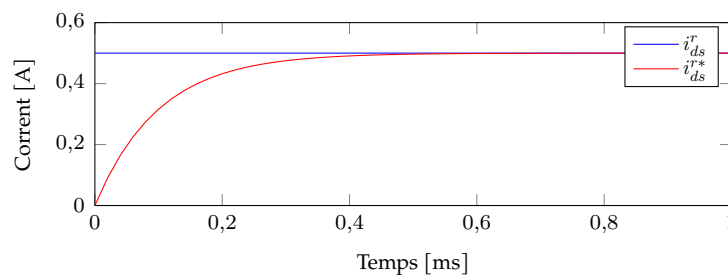


Figura 21: Resposta a un graó de corrent de 0,5 A d'amplitud per a i_{ds}^r .

Per tal de comprovar el funcionament del limitador de voltatge es força una consigna graó quan el motor està girant a alta velocitat. D'aquesta manera la demanda de voltatge arriba a valors propers al voltatge màxim $v_{max} = 24$ V i, per tant, es pot veure l'efecte de la funció.

En la simulació mostrada en la figura 22 s'han aplicat una sèrie de polsos de 0,2 A d'amplitud a la consigna de corrent, tot i que en el gràfic únicament es mostra a partir de l'instant de temps en el que el voltatge que el controlador aplica al motor arriba a v_{max} . Es pot comprovar que quan la consigna de corrent exigeix un voltatge superior al permès, v_{qs}^{r*} s'eleva per l'acció de la component integral del controlador. A partir d'aquest instant, el controlador no pot aconseguir que i_{qs}^r segueixi la referència. Addicionalment, es pot observar que quan la consigna torna a ser nul·la, el valor de i_{qs}^r té un retard significatiu provocat per l'acumulació de la component

integral del controlador.

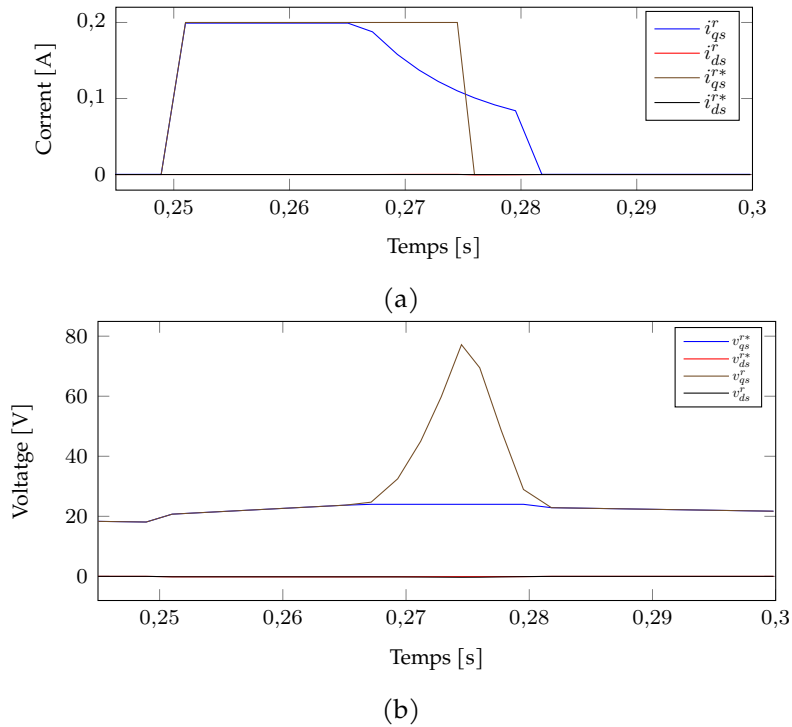


Figura 22: Resposta a un graó de corrent de 0,2 A d'amplitud a alta velocitat, amb limitador de voltatge de 24 V.(a) Mesura dels corrents i (b) Mesura dels voltatges.

Per a poder comprovar de forma efectiva el resultat d'implementar la funció anti-windup, la simulació s'ha dut a terme en les mateixes condicions que en la gràfica 22, en la que s'ha vist que la limitació de voltatge tenia un efecte negatiu en el control de corrent. En la gràfica 23 es pot observar que quan el voltatge demandat v_{qs}^* supera v_{max} , el seu valor no augmenta de forma desproporcionada com en el cas anterior, sinó que s'esmorteix gràcies a l'acció de K_{aw} . Quan la consigna de corrent torna a un valor nul, la resposta del sistema és quasi instantània i sense retard.

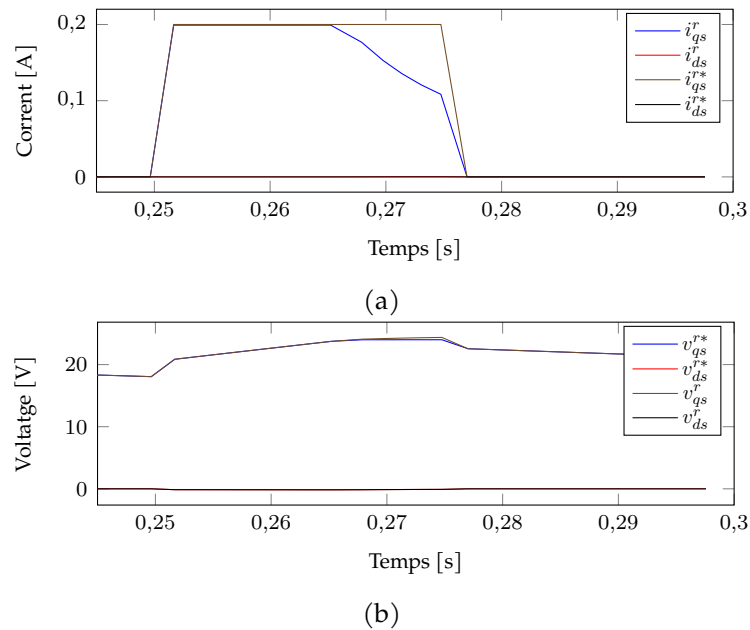


Figura 23: Resposta a un graó de corrent de 0,2 A d'amplitud a alta velocitat, amb limitador de voltatge de 24 V i anti-windup. (a) Mesura dels corrents i (b) Mesura dels voltatges.

4.5.2 Simulació del llaç de velocitat

En la gràfica 24 es veu representada la simulació de la resposta de la velocitat per a una consigna graó de la velocitat nominal del motor. Podem observar que la velocitat arriba a la referència aproximadament en el temps d'assentament que s'ha seleccionat per al controlador. Addicionalment, s'aprecia un sobrepic més pronunciat del que es podia esperar per culpa de l'efecte del zero en la funció de transferència en llaç tancat del controlador.

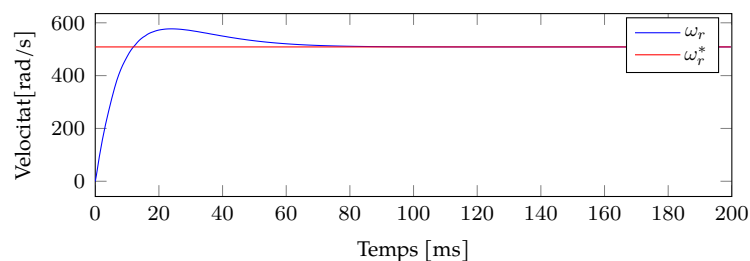


Figura 24: Resposta a una consigna graó de velocitat nominal.

Una consigna de velocitat en forma de graó implica un moviment bruscat i poc controlat del motor, que pot afectar els components mecànics del sistema a moure (engranatges, politges, bandes, etc.). A més a més, és probable que el controlador se sature en els primers instants del graó, provocant no-linearitats. Per evitar-ho, és comú fer servir consignes en forma de rampa amb una acceleració constant, fins a arribar a la velocitat desitjada. En la figura 25 s'aplica una consigna de rampa per arribar a la velocitat nominal en mig segon. Posteriorment, s'aplica un graó de

parell de càrrega T_l equivalent al parell nominal del motor per comprovar si el controlador ho pot compensar ràpidament.

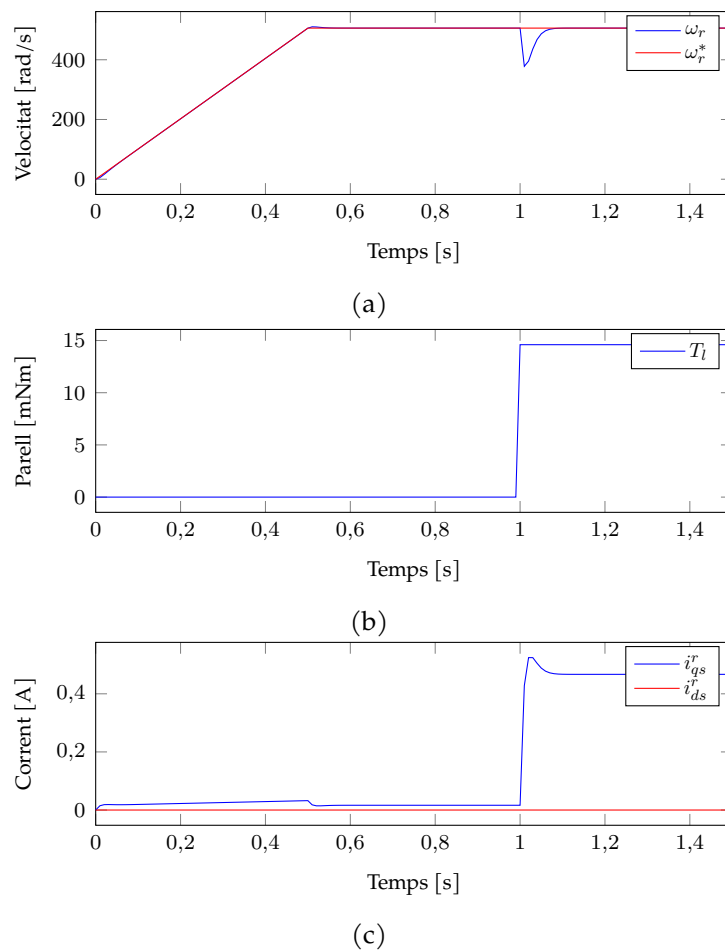


Figura 25: Resposta a una rampa de velocitat i parell extern (a) Velocitats (b) Càrrega aplicada (c) Corrents.

En la figura 25 es pot observar que el sobrepuig en una consigna de rampa es disminueix dràsticament respecte del graó. Quan al cap d'un segon s'aplica el graó de parell de càrrega, la velocitat del rotor disminueix aproximadament un 20 %, però el controlador de velocitat ho compensa en aproximadament 100 mil·lisegons.

5 Estimació de la posició del rotor sense sensor

En aquest apartat es mostra un resum dels principals mètodes d'estimació de la posició del rotor per a SPMSM. Posteriorment, es desenvolupa un dels algorismes d'acord amb les característiques del motor de l'estudi i finalment es valida el funcionament mitjançant la simulació en Simulink.

5.1 Mètodes d'estimació de la posició del rotor

Existeixen nombrosos mètodes per estimar la posició del rotor, i la classificació d'aquests varia en funció de l'autor. Es poden classificar en funció del rang de velocitat òptim [15], en el que es divideixen els mètodes en quatre grups: detecció de posició inicial i els rangs baixos, mig i alt de velocitat. Altres autors fan una classificació diferent [14] contemplant dos grans subgrups: els basats en el monitoratge de la prominència del rotor i els basats en el model. En aquest apartat se'n descriuen els principals segons la classificació proposada per [14] i [4].

5.1.1 Basats en la prominència del rotor

Els mètodes basats en la prominència del rotor consisteixen a utilitzar la diferència entre el valor de L_d i L_q per tal de determinar la posició l'angle elèctric. Concretament, consisteix a injectar senyals de voltatge d'alta freqüència al motor i mesurar el corrent demandat, que dona la informació necessària per estimar la posició.

Quan el motor opera a baixes voltes, la freqüència d'injecció de corrents per detectar la posició és molt més elevada que la freqüència del rotor. El voltatge cau en la resistència de l'estator, i per tant els termes associats a la velocitat del rotor es poden negligir. D'aquesta manera el model del PMSM en alta freqüència només depèn de la inductància, i es pot simplificar expressant-lo com

$$\begin{bmatrix} u_{dh} \\ u_{qh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 \\ 0 & L_q \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{dh} \\ i_{qh} \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

On el subíndex h representa el component d'alta freqüència. Si transformem el model en el marc de referència estacionari i substituïm els valors, queda la següent expressió

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha h} \\ u_{\beta h} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \Sigma L + \Delta L \cos(2\theta_e) & \Delta L \sin(2\theta_e) \\ \Delta L \sin(2\theta_e) & \Sigma L - \Delta L \cos(2\theta_e) \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{\alpha h} \\ i_{\beta h} \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

on $u_{\alpha h}$, $u_{\beta h}$, $i_{\alpha h}$ i $i_{\beta h}$ són respectivament els voltatges i corrents en el marc de referència estacionari, i ΣL i ΔL s'expressen com

$$\Sigma L = \frac{L_d + L_q}{2} \quad (5.3)$$

$$\Delta L = \frac{L_d - L_q}{2} \quad (5.4)$$

Podem veure en 5.2 que els termes on apareix la posició del rotor depenen del fet que $\Delta L \neq 0$, per tant, podem deduir-ne aquests mètodes no són els més adients per un motor de pols llisos, on $\Delta L \approx 0$.

Els mètodes basats en el monitoratge de la prominència del rotor es poden classificar segons el tipus de senyal de voltatge d'alta freqüència injectada. Un dels més freqüents és la injecció de senyal sinusoidal rotativa d'alta freqüència, que proposa la injecció de dos senyals de voltatge ortogonals de la següent forma.

$$\begin{bmatrix} u_{\alpha h} \\ u_{\beta h} \end{bmatrix} = U_h \begin{bmatrix} \cos \omega_h t \\ \sin \omega_h t \end{bmatrix} \quad (5.5)$$

On U_h i ω_h són l'amplitud i la freqüència del senyal de voltatge. A zero o baixes voltes, podem substituir l'anterior equació en l'expressió 5.2. Aïllant les components de corrent obtenim la següent expressió.

$$\begin{bmatrix} i_{\alpha h} \\ i_{\beta h} \end{bmatrix} = \frac{U_h}{\omega_h (\Sigma L^2 - \Delta L^2)} \begin{bmatrix} \Sigma L \sin(\omega_h t) + \Delta L \sin(2\theta_e - \omega_h t) \\ -\Sigma L \cos(\omega_h t) - \Delta L \cos(2\theta_e - \omega_h t) \end{bmatrix} \quad (5.6)$$

A partir d'aquesta equació existeixen diferents mètodes per tractar els senyals i poder extreure'n la informació de la posició del rotor.

Una variant d'aquest mètode és la injecció de senyal sinusoidal polsant d'alta freqüència. La forma de l'ona es pot veure en la següent equació.

$$\begin{bmatrix} u_{dh} \\ u_{qh} \end{bmatrix} = U_h \begin{bmatrix} \sin \omega_h t \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.7)$$

On u_{dh} i u_{qh} són les tensions d'alta freqüència en el marc de referència rotatiu. L'esquema típic d'aquests dos mètodes els podem veure en la figura 26. En aquest esquema, un cop mostrejats els corrents s'utilitza un filtre passa alts per a separar les freqüències degudes al control de baixa freqüència i les degudes a la injecció de senyal, que posteriorment es processen per determinar

la posició del rotor.

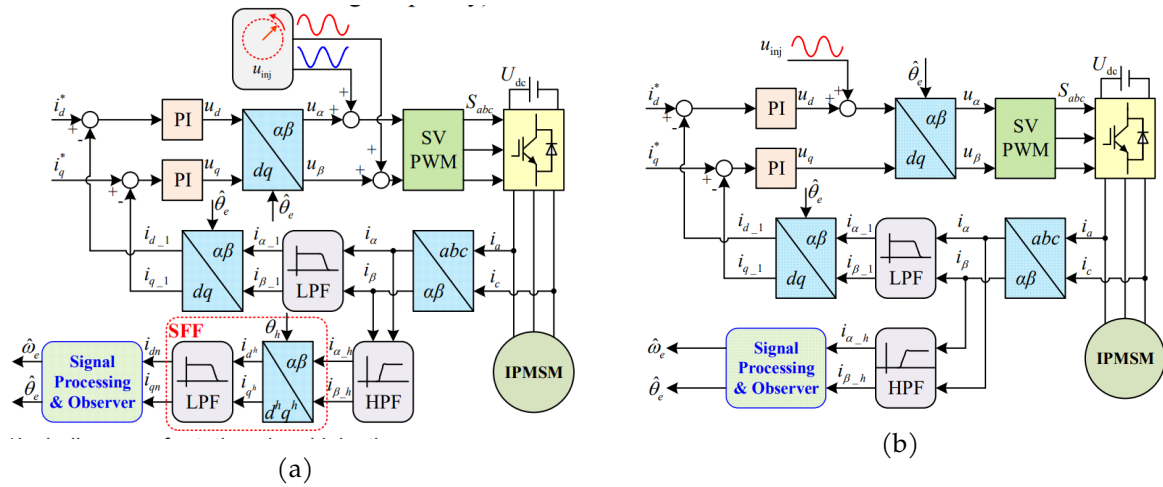


Figura 26: Representació de l'esquema de blocs segons [14] de la estimació de la posició amb injecció de senyal sinusoidal a) rotativa b) polsant.

Existeixen també altres variants, com la injecció de senyal quadrada polsant d'alta freqüència.

$$\begin{bmatrix} u_{dh} \\ u_{qh} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} U_h(-1)^k \\ 0 \end{bmatrix} \tag{5.8}$$

On k indica la seqüència del senyal polsant. En injectar un senyal d'ona quadrada permet una freqüència d'injector major i, per tant, serà més fàcil extreure'n els senyals posteriorment.

La naturalesa d'aquests mètodes fa que siguin ideals per estimar la posició quan el motor està en repòs o es mou a baixa velocitat. Quan el motor gira a altes velocitats, la freqüència del senyal de voltatge augmenta, la diferència de freqüència entre aquesta i el senyal injectada disminueix i, per tant, es fa difícil tractar la mesura del corrent. A més a més, la injecció d'un senyal d'alta freqüència provoca pèrdues addicionals, soroll acústic i vibracions en el motor, deteriorant la precisió del control.

5.1.2 Basats en el model

Els mètodes basats en el model utilitzen la mesura del corrent i la referència de voltatge per a estimar la força contraelectromotriu o el flux del rotor, tenint en compte les equacions del motor. També se solen anomenar mètodes passius, ja que no és necessari injectar cap classe de senyal addicional al sistema, sinó que adquireixen el senyal de voltatge aplicat al motor i el corrent resultant per tal d'estimar la posició del rotor.

Per contra, són susceptibles a incerteses dels paràmetres del motor i a pertorbacions externes,

perquè qualsevol diferència entre el model i la realitat provocaria errors en l'estimació de l'angle. Per a compensar aquestes diferències és comú fer control en llaç tancat fent servir un observador d'estat.

Existeixen nombroses tècniques d'observació, de les quals se'n destaquen l'observador de Kalman estès, que es basa en el filtre de Kalman bàsic adaptat per a sistemes no lineals, el MRAS (Model reference adaptative system), o el SMO (Sliding mode observer). Un exemple més concret és el mètode SMO per observar la força contraelectromotriu, que parteix de la següent equació en el marc de referència en l'estator, ja simplificada pel cas particular dels SPMSM

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix} = -\frac{R_s}{L} \begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha \\ \hat{i}_\beta \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} v_\alpha - z_\alpha \\ v_\beta - z_\beta \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

D'on \hat{i}_α i \hat{i}_β són els valors estimats del corrent en el marc de referència de l'estator. z_α i z_β són els paràmetres de mode de control de lliscament, que han substituït la força contraelectromotriu e_α i e_β de l'equació del motor. El paràmetre de control de lliscament es pot definir de la següent forma

$$\begin{bmatrix} z_\alpha \\ z_\beta \end{bmatrix} = k \begin{bmatrix} \text{sgn}(\hat{i}_\alpha - i_\alpha) \\ \text{sgn}(\hat{i}_\beta - i_\beta) \end{bmatrix} \quad (5.10)$$

On k és el paràmetre de guany de lliscament. I la superfície de mode de lliscament es defineix de la següent forma.

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_\alpha - i_\alpha \\ \hat{i}_\beta - i_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

Quan aquesta condició es compleix, de l'equació 5.9 se'n dedueix que $z_{\alpha,\beta} = e_{\alpha,\beta}$. D'aquesta manera el paràmetre $z_{\alpha,\beta}$ es pot utilitzar per estimar la força contraelectromotriu i extreure informació de la velocitat i la posició del rotor.

En la figura 27 es mostra un exemple d'esquema de blocs per aquest mètode.

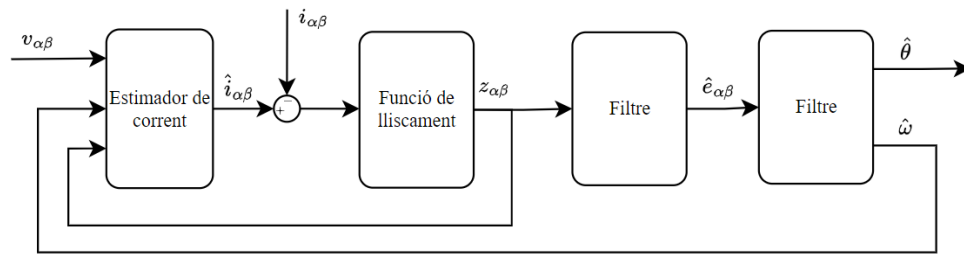


Figura 27: Representació de l'esquema de blocs d'un observador de mode lliscant.

Aquest mètode té un desavantatge clar, i és que quan la funció s'apropa a la condició de superfície de mode de lliscament es poden produir vibracions d'alta freqüència en l'observació degudes a la funció de canvi de signe 5.10. És per aquest motiu que se sol afegir un filtre per esmorteir aquest fenomen.

5.2 Disseny de l'estimador de la posició

A l'hora d'escollir el mètode d'estimació més adequat s'ha de tenir en compte les característiques del motor a controlar, així com les prestacions desitjades en el sistema. En aquest treball es vol aconseguir un sistema de control que permeti controlar la velocitat del motor en el rang més ampli de funcionament possible, garantint l'estabilitat en enfront de les incerteses dels paràmetres del motor, inclús que pugui partir des del repòs desconeixent la posició inicial del rotor. També es requereix que el moviment sigui el més suau possible, evitant possibles vibracions normalment presents a baixes voltes.

Els mètodes d'injecció de senyal basats en la prominència del rotor 5.1.1 són més efectius a baixes voltes, quan la diferència entre la freqüència del voltatge al motor i del senyal injectada és major. Per contra, la injecció de senyals genera perturbacions elèctriques que provoca soroll i rissats de parell, que deriva en oscil·lacions en el control de la velocitat. A més a més, aquests mètodes basen la seva efectivitat en l'anisotropia de la inductància (L_q i L_d), i en aquest treball s'ha suposat que les inductàncies L_q i L_d són iguals, per aquest motiu els mètodes basats en la prominència del rotor queden invalidats. És cert que en un sistema real, els motors SPMSM no tenen una distribució completament uniforme dels imants, i per tant hi ha una petita diferència entre L_q i L_d , per la qual cosa és possible estimar la posició del rotor. Com que la diferència és tan petita, el senyal de voltatge d'alta freqüència que s'ha d'injectar ha de tenir una amplitud molt superior a la que s'utilitza en els IPMSM per tal de poder detectar la posició correctament. Pels motius esmentats en aquest paràgraf es descarta fer servir un mètode basat en la prominència del rotor.

Els mètodes basats en el model no injecten voltatges d'alta freqüència en el motor, i per tant no generen perturbacions. Per altra banda, aquests models són més efectius a partir d'un rang

de velocitats mig, i l'estimació de la posició del rotor depèn dels paràmetres del model, per la qual cosa li resta robustesa al sistema. A priori sembla que aquests arguments són suficients per descartar l'ús de qualsevol mètode basat en el model, però en els últims anys s'han desenvolupat mètodes que intenten solucionar aquests desavantatges.

En [4] es comparen cinc mètodes d'estimació de la posició de SPMSM basats en el model, dos dels quals es basen en la força contraelectromotriu, i tres en el flux del rotor. Els resultats de l'estudi van demostrar que els algorismes basats en l'estimació del flux tenien millors prestacions considerant tot el rang de velocitats i càrrega, i d'entre els tres algorismes, el model adaptatiu [7] era el que major precisió donava. A més a més, aquest últim era el que millor resposta donava en enfront de canvis en els paràmetres del motor. El model adaptatiu és una evolució de l'original proposat per Bobtsov [6]. Com que els observadors de flux del rotor són un integrador pur, el valor inicial d'aquest és desconegut, és per això que l'algorisme de Bobtsov proposa un estimador per al valor inicial del flux aplicant el mètode del gradient. Choi [7] ho complementa afegint un observador de l'error en l'estimació del flux, per a compensar l'error provocat per les desviacions permanents del voltatge o el corrent (dc bias errors).

La compensació del corrent i el voltatge no és un dels objectius d'aquest treball, i per tant l'evolució desenvolupada per Choi no faria cap efecte. És per aquest motiu que el mètode escollit per desenvolupar el control sense sensor és un observador de flux basat en l'algorisme proposat per Bobtsov [6].

5.2.1 Disseny de l'observador

El model d'un SPMSM en la referència estacionària $\alpha\beta$ és expressat per les següents equacions.

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \lambda_\alpha \\ \lambda_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} - R \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \quad (5.12)$$

$$\begin{bmatrix} \lambda_\alpha \\ \lambda_\beta \end{bmatrix} = L \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} + \lambda_m \begin{bmatrix} \cos \theta_e \\ \sin \theta_e \end{bmatrix} \quad (5.13)$$

On θ_e és la posició elèctrica del motor. Es pot reordenar l'expressió 5.13 per obtenir el flux del rotor.

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda_\alpha \\ \lambda_\beta \end{bmatrix} - L \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} = \lambda_m \begin{bmatrix} \cos \theta_e \\ \sin \theta_e \end{bmatrix} \quad (5.14)$$

Si diferenciem l'equació s'obté

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \omega_e \lambda_m \begin{bmatrix} -\sin \theta_e \\ \cos \theta_e \end{bmatrix} \tag{5.15}$$

On ω_e és la velocitat elèctrica del motor. A partir de l'anterior equació, mitjançant l'obtenció de $v_{\alpha\beta}$ i $i_{\alpha\beta}$ es pot obtenir l'estimació de l'estat \hat{x} per tal de conèixer la posició estimada.

$$\hat{\theta}_e = \arctan \frac{\hat{x}_\beta}{\hat{x}_\alpha} \tag{5.16}$$

Aquestes equacions es poden veure representades gràficament en la figura 28.

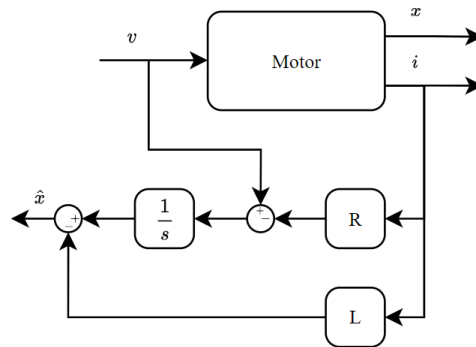


Figura 28: Diagrama de blocs de l'observador

De l'observador desenvolupat se'n desconeixen les condicions inicials $\hat{x}(0)$, és per això que és necessari desenvolupar un algorisme d'estimació dels paràmetres inicials.

Considerem llavors el següent model de referència $q_{\alpha\beta}$ en comptes de 5.15

$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} q_\alpha \\ q_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} - R \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} - L \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \end{bmatrix} \tag{5.17}$$

En el que les condicions inicials es consideren nul·les segons l'expressió $q_{\alpha\beta} = [0 \ 0]^T$. S'ha de definir un paràmetre η que determini les condicions inicials reals, de manera que l'expressió de l'observador queda de la següent forma.

$$\begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} q_\alpha \\ q_\beta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \eta_\alpha \\ \eta_\beta \end{bmatrix} \quad (5.18)$$

On

$$\begin{bmatrix} \eta_\alpha \\ \eta_\beta \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \lambda_\alpha(0) \\ \lambda_\beta(0) \end{bmatrix} - L \begin{bmatrix} i_\alpha(0) \\ i_\beta(0) \end{bmatrix} \quad (5.19)$$

A partir d'aquest punt, i per tal de simplificar les equacions mostrades, es considerarà $q = [q_\alpha \ q_\beta]^T$, $\eta = [\eta_\alpha \ \eta_\beta]^T$ i $x = [x_\alpha \ x_\beta]^T$. Per a desenvolupar l'algorisme per a estimar els valors inicials de l'observador es parteix de

$$\|q + \eta\|^2 = \|x\|^2 \quad (5.20)$$

$$\|x\|^2 = \lambda_m^2 \quad (5.21)$$

Si resollem la suma dels quadrats i substituïm x obtenim

$$-\|q\|^2 = 2q^T \eta + \|\eta\|^2 - \lambda_m^2 \quad (5.22)$$

L'anterior equació inclou dos termes constants, que són λ_m , que és un paràmetre conegut però amb possible incertesa, i η , que és desconegut. Per eliminar l'efecte d'aquests dos termes es pot aplicar un filtre passa-alts a les dues bandes de l'equació, del tipus $\frac{\alpha p}{p+\alpha}$, on $p = \frac{d}{dt}$.

$$-\frac{\alpha p}{p+\alpha} \|q\|^2 = 2\frac{\alpha p}{p+\alpha} q^T \eta + \frac{\alpha p}{p+\alpha} (\|\eta\|^2 - \lambda_m^2) \quad (5.23)$$

Si definim unes noves variables $y(q)$ i $\Omega(q)$ de la següent forma.

$$y(q) = \frac{\alpha p}{p+\alpha} \|q\|^2 \quad (5.24)$$

$$\Omega(q) = \frac{2\alpha p}{p+\alpha} q \quad (5.25)$$

Llavors l'equació 5.23 queda com

$$y(q) \approx \Omega(q)^T \eta \tag{5.26}$$

De l'anterior equació $y(q)$ i $\Omega(q)$ són conegudes, però η no ho és. És necessari estimar-lo aplicant un algorisme del gradient descendent, minimitzant $(y(q) - \Omega(q)^T \hat{\eta})^2$ de forma que

$$p\hat{\eta} = \Gamma \Omega(q)(y(q) - \Omega(q)^T \hat{\eta}) \tag{5.27}$$

On Γ és la matriu de guany. Aquest estimador es pot veure representat gràficament en la figura 29. I de la mateixa manera que en l'anterior apartat, la posició elèctrica del motor es pot obtenir a partir de l'equació

$$\hat{\theta}_e = \arctan \frac{\hat{x}_\beta}{\hat{x}_\alpha} \tag{5.28}$$

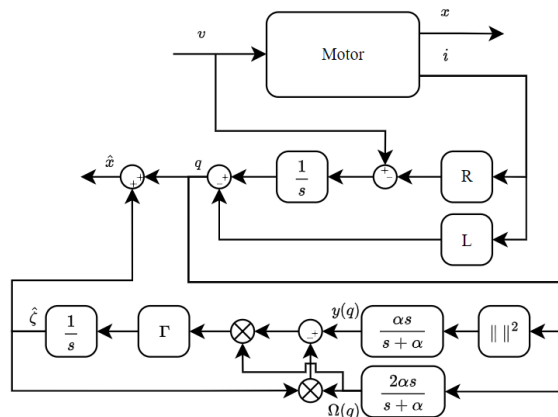


Figura 29: Diagrama de blocs de l'observador i l'estimador

5.2.2 Simulació i validació de l'estimador

En aquest apartat es verifica el disseny de l'observador proposat en l'anterior apartat. Es defineix el mateix sistema en llaç tancat dissenyat anteriorment, amb la posició del rotor coneguda, però paral·lelament es monitorea la posició elèctrica estimada per a comparar-la amb la real.

Els guanys de l'observador han estat escollits de forma heurística, i es mostren a la taula 4.

Γ	100
α	500

Taula 4: Guanys de l'observador.

En la gràfica 30 es mostra la resposta del sistema a una seqüència de consignes en rampa de velocitat, que augmenten proporcionalment fins a arribar al 100% de la velocitat nominal del motor. Es monitora la diferència entre l'angle elèctric real i l'estimat per l'observador proposat. A primera vista es veu que l'estimació de l'angle és precisa, ja que l'error és gairebé nul en tot el rang de velocitats.

En la segona gràfica 31 es mostra com varien els paràmetres de l'observador: \hat{q}_α i \hat{q}_β . Ambdós valors parteixen de zero, ja que l'estat inicial es desconeix. El valor inicial del flux és estimat per $\hat{\eta}_\alpha$ i $\hat{\eta}_\beta$, i com que en aquesta simulació en particular es parteix d'una posició del rotor coneguda, aquests valors es mantenen constants. El flux estimat queda reflectit en \hat{x}_α i \hat{x}_β .

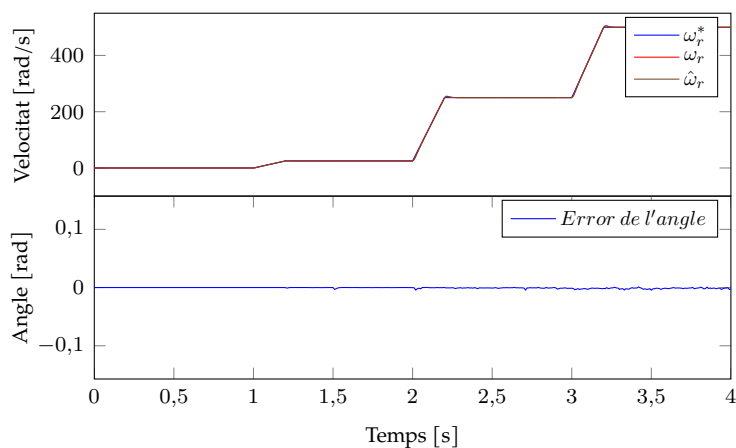


Figura 30: Resposta del sistema a una seqüència de rampes de velocitat del 5, 50 i 100% del valor nominal, i amb posició inicial coneguda. Mesura de la velocitat i l'error de l'angle estimat.

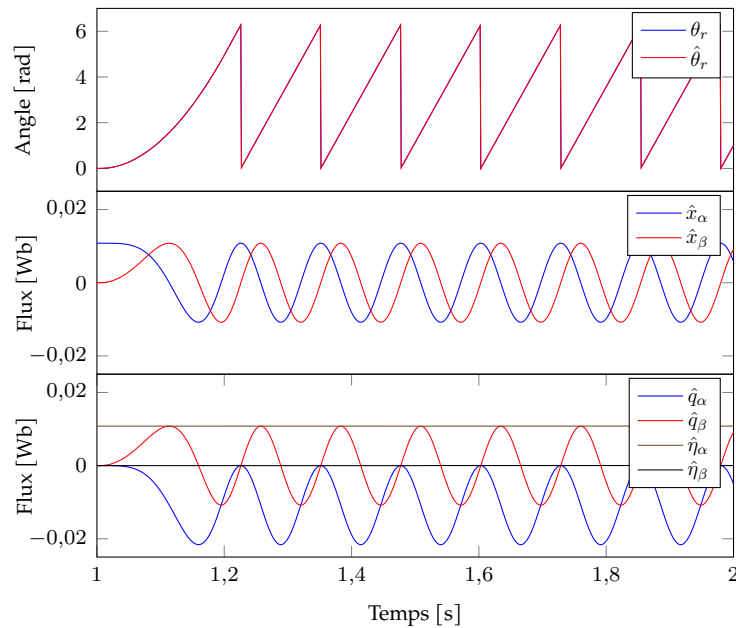


Figura 31: Resposta del sistema a una seqüència de rampes de velocitat del 5, 50 i 100% del valor nominal, i amb posició inicial coneguda. Mesura de l'error de l'angle i el flux estimat.

Per a validar el funcionament de l'estimador del flux inicial es realitza una simulació com l'anterior, però partint d'un angle elèctric inicial desfasat $\pi/2$ radians, tal com mostra la figura 32. Els valors inicials de $\hat{\eta}$ són diferents dels reals, i l'estimador compensa ràpidament aquesta diferència fins a trobar el valor inicial real. Veiem doncs que la posició estimada per l'observador té un error elevat en els primers moments, però un cop s'estabilitza $\hat{\eta}$, l'error és nul. Per tant, els resultats d'aquest apartat demostren l'estabilitat i precisió de l'observador de posició proposat.

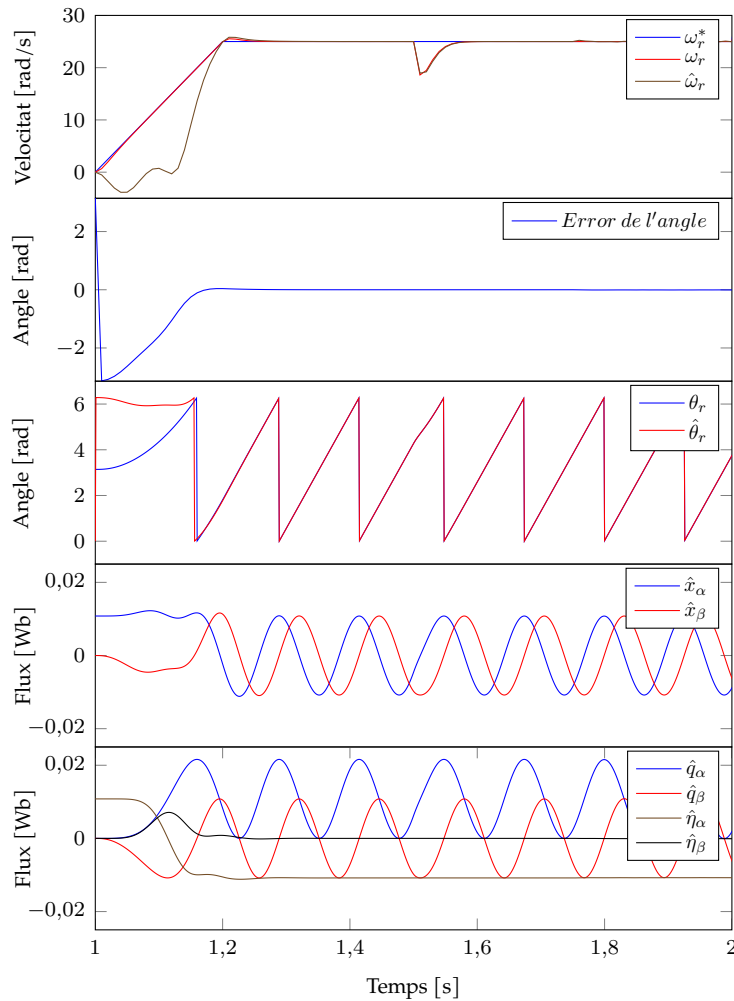


Figura 32: Resposta del sistema a una consigna d'un 5 % de la velocitat nominal sense coneixement de la posició inicial. Mesura de les velocitats, l'error de l'angle i el flux estimat.

5.3 Control de velocitat sense sensor

En aquest apartat es proposa integrar l'observador com a realimentació per a controlar el motor, substituint així el sensor de posició utilitzat fins ara. Primerament, es desenvolupa l'estructura del sistema i posteriorment es valida el seu funcionament mitjançant la simulació en Matlab i Simulink de diferents escenaris.

5.3.1 Model del sistema

L'estimador proposat ens dona la informació respecte a la posició elèctrica del rotor, però per a poder tancar el llaç de control de velocitat i de corrent és necessari conèixer-ne la velocitat. Es podria estimar la velocitat elèctrica del rotor ω_e simplement derivant la posició elèctrica del motor respecte el temps. Malauradament, això amplificaria les components d'alta freqüència del senyal i generaria soroll addicional, i per tant ens donaria un mostreig erroni de la velocitat.

Per a evitar-ho, és habitual fer servir un bucle de fase bloquejada o PLL (Phase-Lock Loop) com en [4], tal com es mostra en la figura 33. Els valors proposats pel controlador PI d'aquest llaç es mostren en la taula 5.

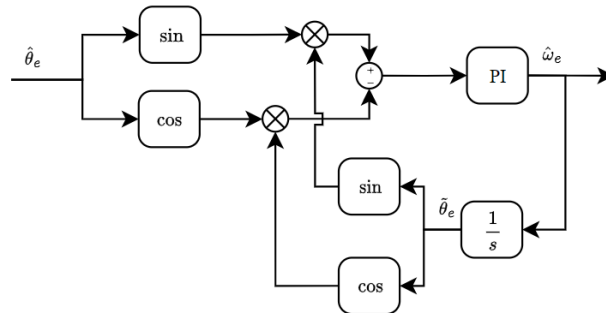


Figura 33: Diagrama de blocs del bucle de fase bloquejada.

Paràmetre	Valor
K_p	10000
K_i	100

Taula 5: Guanys del controlador PI del bucle de fase bloquejada.

L'esquema de control resultant es mostra en la figura 34. La diferència respecte al de la figura 19 és que se substitueix el sensor de posició i velocitat per l'estimador i el bucle de fase bloquejada.

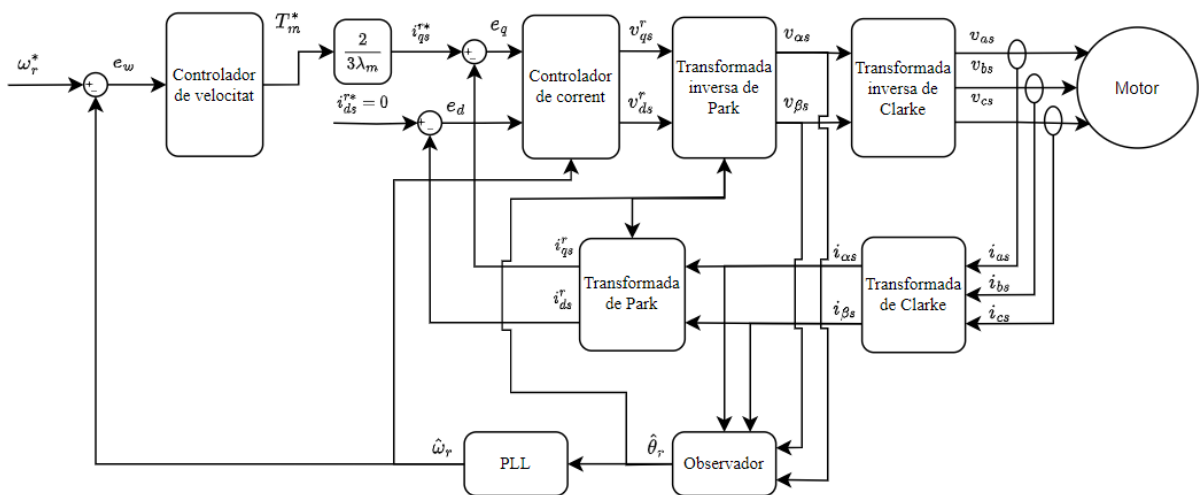


Figura 34: Esquema de control de velocitat sense sensor.

5.3.2 Simulació i validació del control de velocitat amb estimador

En aquest apartat es verifica el disseny de l'observador proposat en llaç tancat segons 34.

És comú trobar que en un sistema real, els valors dels paràmetres del motor no són exactament iguals als teòrics a causa del procés de fabricació d'aquest i a la qualitat del material, així com del deteriorament dels mateixos durant l'ús del motor. A més a més, a mesura que el motor genera parell, augmenta la seva temperatura i els valors de la resistència i el flux decauen de forma significativa [11]. Es proposen una sèrie de simulacions per a validar el disseny en tot el rang de velocitats, i també tenint en compte incerteses en alguns dels paràmetres del motor.

La primera simulació replica l'exercici de la figura 30 per a comprovar si l'estimació de l'angle continua sent correcta quan el controlador es realimenta amb els valors de l'observador. Els resultats es mostren en els gràfics 35 i 36, i es veu que l'angle és estimat de manera precisa tot i els graons de parell aplicats al motor. La velocitat estimada $\hat{\omega}_r$ pel bucle de fase bloquejada s'assimila a la velocitat real.

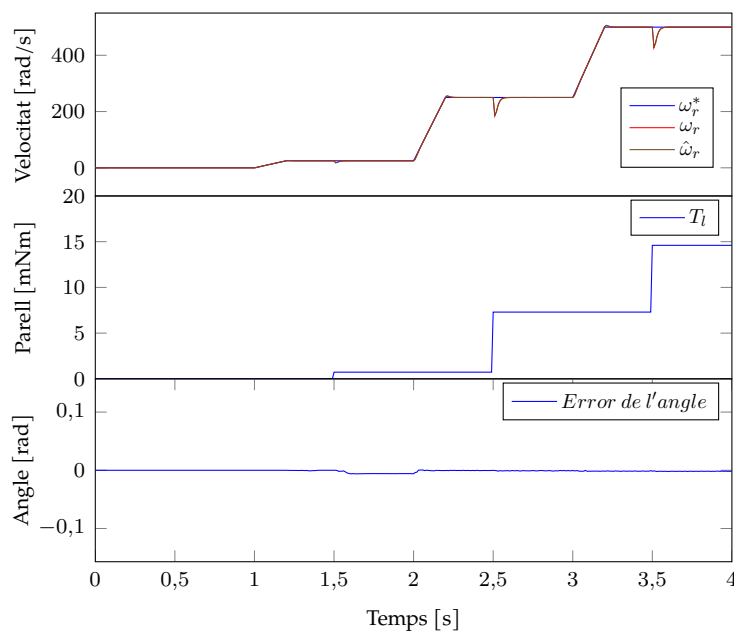


Figura 35: Resposta del sistema a una seqüència de rampes del 5, 50 i 100% de la velocitat nominal, amb graons del 5, 50 i 100% del parell nominal. Mesura de les velocitats, el parell de càrrega i l'error de l'angle elèctric estimat.

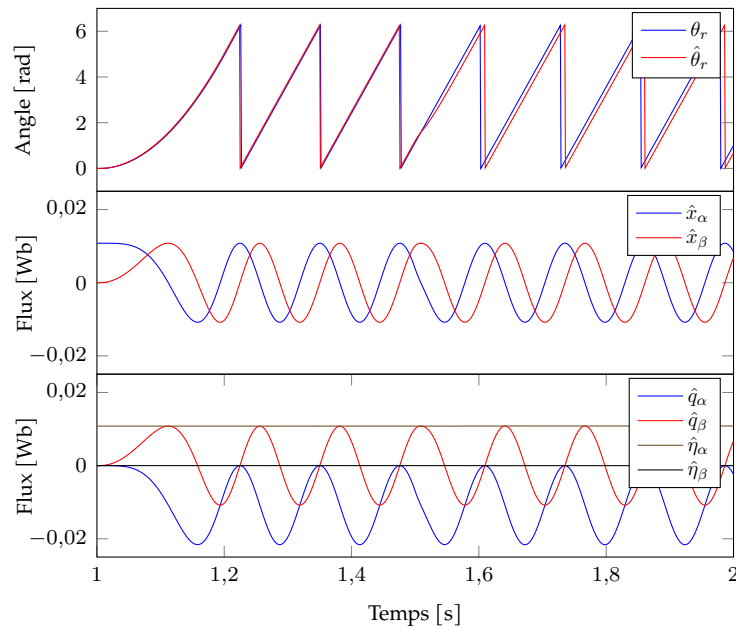


Figura 36: Resposta del sistema a una seqüència de rampes del 5, 50 i 100% de la velocitat nominal, amb graons de parell del 5, 50 i 100%. Mesura de l'angle elèctric i el flux estimat.

En la gràfica 37 es monitora el comportament del controlador sense càrrega, quan la posició inicial és desconeguda. L'error de l'angle es corregeix ràpidament, però durant aquest interval de temps el motor no pot seguir correctament la consigna de velocitat. Un cop l'error de l'angle és gairebé nul, el seguiment de la velocitat és precís.

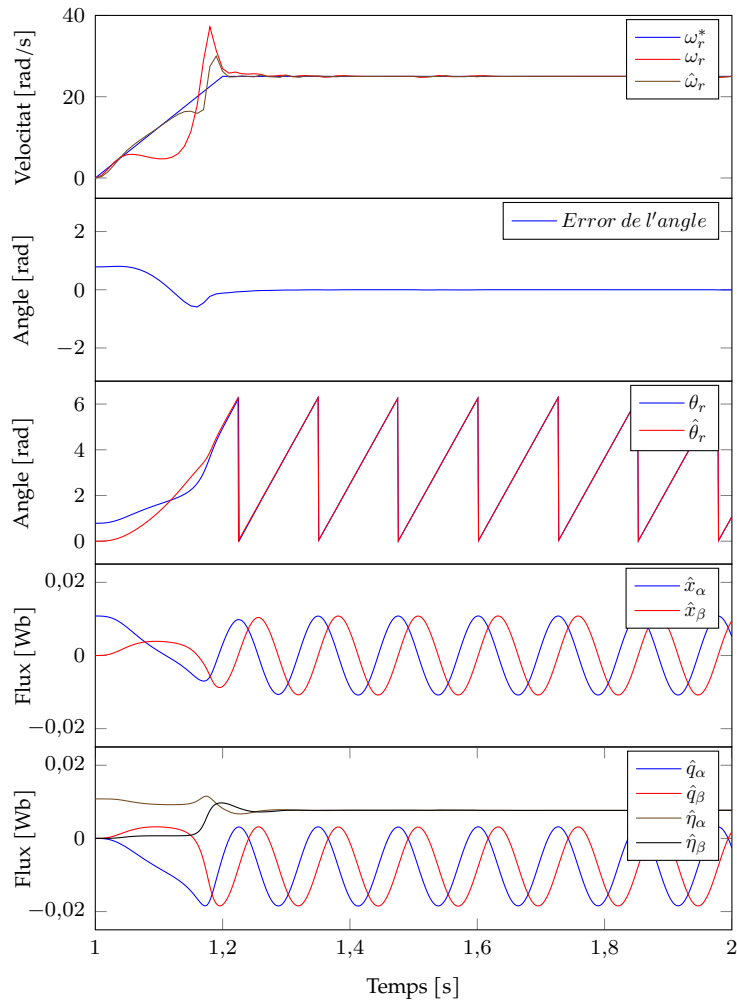


Figura 37: Resposta del sistema a un 5% de la velocitat nominal sense coneixement de la posició inicial, mesurant les velocitats, l'error de l'angle i el flux estimats.

Un cas a considerar és el moment en el qual el motor canvia de sentit. En la gràfica 38 es veu com el comportament de l'estimador i el control no es veuen afectats pel pas per zero ni per la càrrega nominal aplicada. És senzill visualitzar el moment exacte que en el que el motor passa per zero, ja que el valor estimat del flux $\hat{x}_{\alpha\beta}$ inverteix el sentit de l'ona.

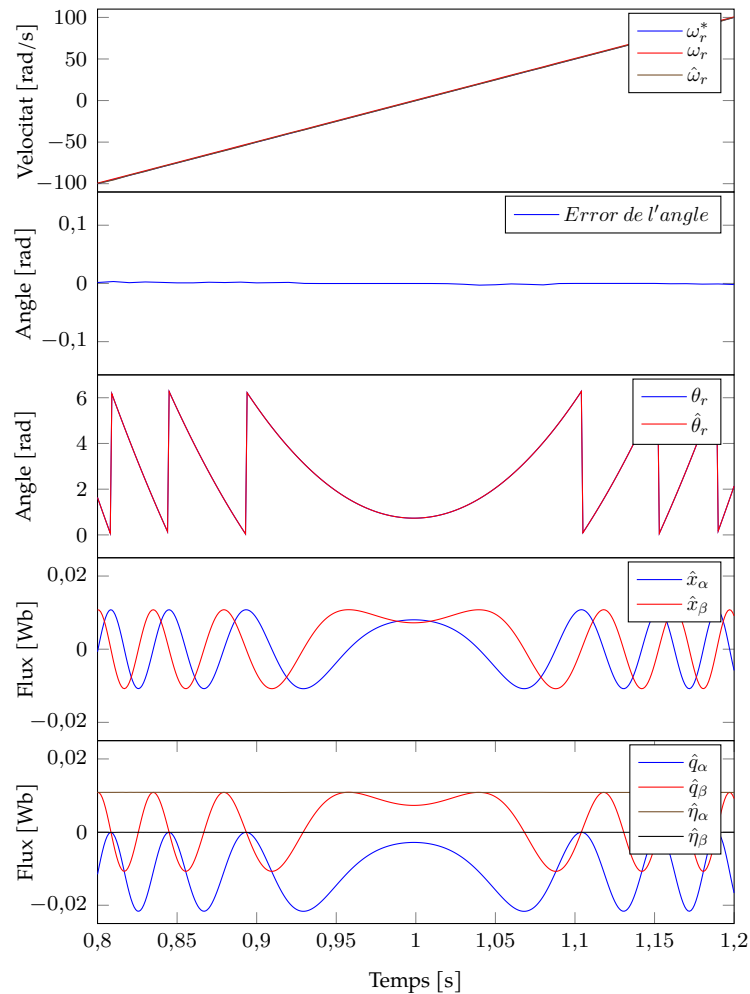


Figura 38: Resposta del sistema al canvi de sentit quan s'aplica una càrrega del 100%.

Arrel d'aquestes tres primeres simulacions és interessant comentar que la precisió del sistema només es veu afectada de manera significativa quan la posició inicial és desconeguda, però l'estimador ràpidament troba el valor correcte del flux inicial i la velocitat s'estabilitza.

Les següents simulacions tenen l'objectiu de comprovar la robustesa del sistema enfront d'incerteses dels paràmetres del motor. Per a dur a terme l'experiment, es modifiquen els valors de la inductància, la resistència estàtica i el flux del motor simulat, i per tant divergeixen respecte als valors introduïts en l'algorisme de l'observador, que coincideixen amb els paràmetres segons la taula del fabricant 1.

En les gràfiques 39 es simula la resposta quan la resistència estàtica del motor no és igual a la de l'observador. Tant si aquest valor de resistència està per sota com per sobre del valor de l'observador, no influeix de manera significativa en l'estimació del flux i la posició. L'error de l'angle es manté gairebé nul des de l'inici i durant el tram de velocitat constant.

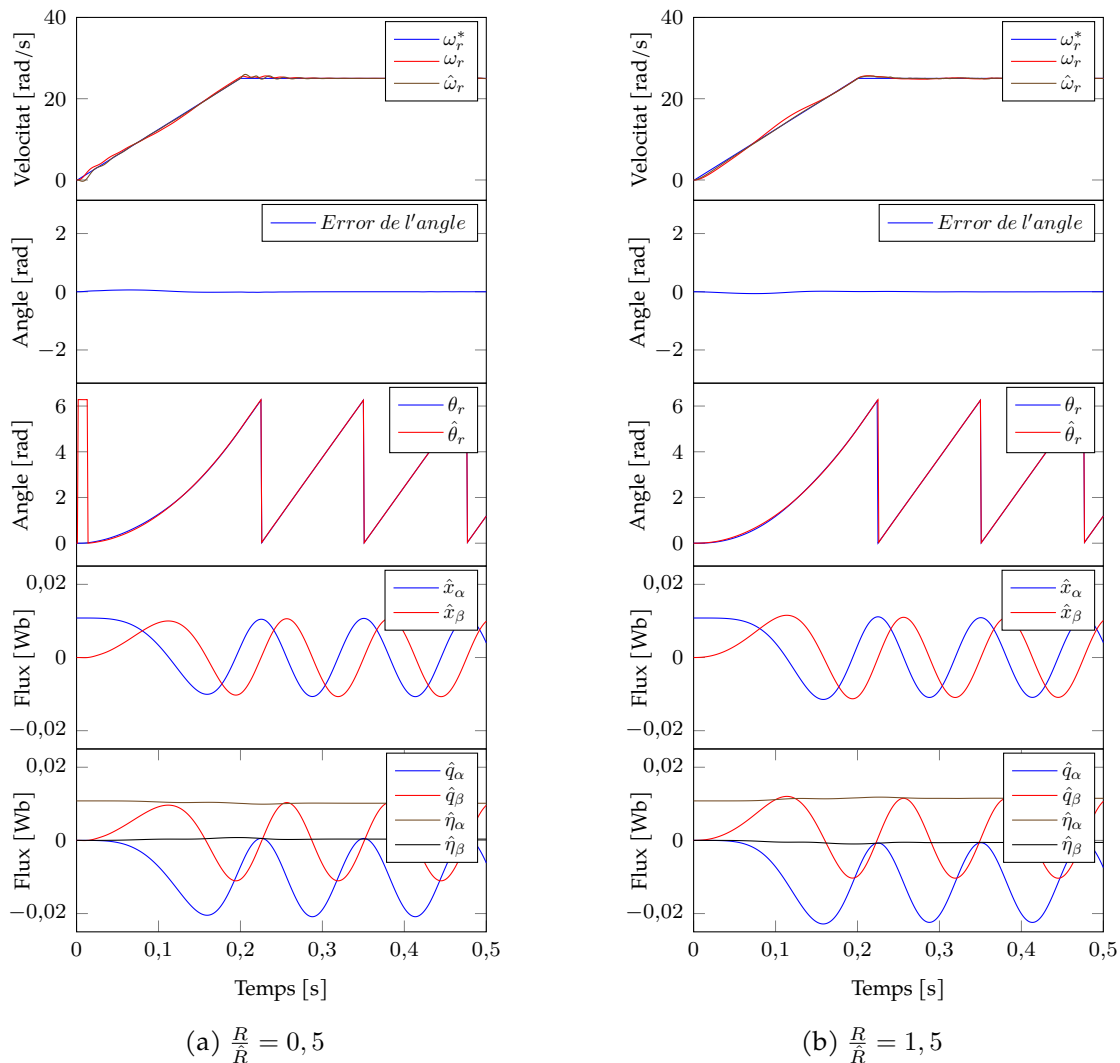


Figura 39: Resposta del sistema a un 5% de la velocitat nominal amb incertesa de la resistència, i mesurant les velocitats, l’error de l’angle i el flux estimat.

Els valors mostrats en la figura 40 mostren que la variació de la inductància no té gens d’efecte en l’estimació de la posició. Aquesta afirmació té sentit, ja que el valor de la inductància en un SPMSM sense ranures és molt petit, i per tant no té gairebé pes a l’hora d’estimar el flux.

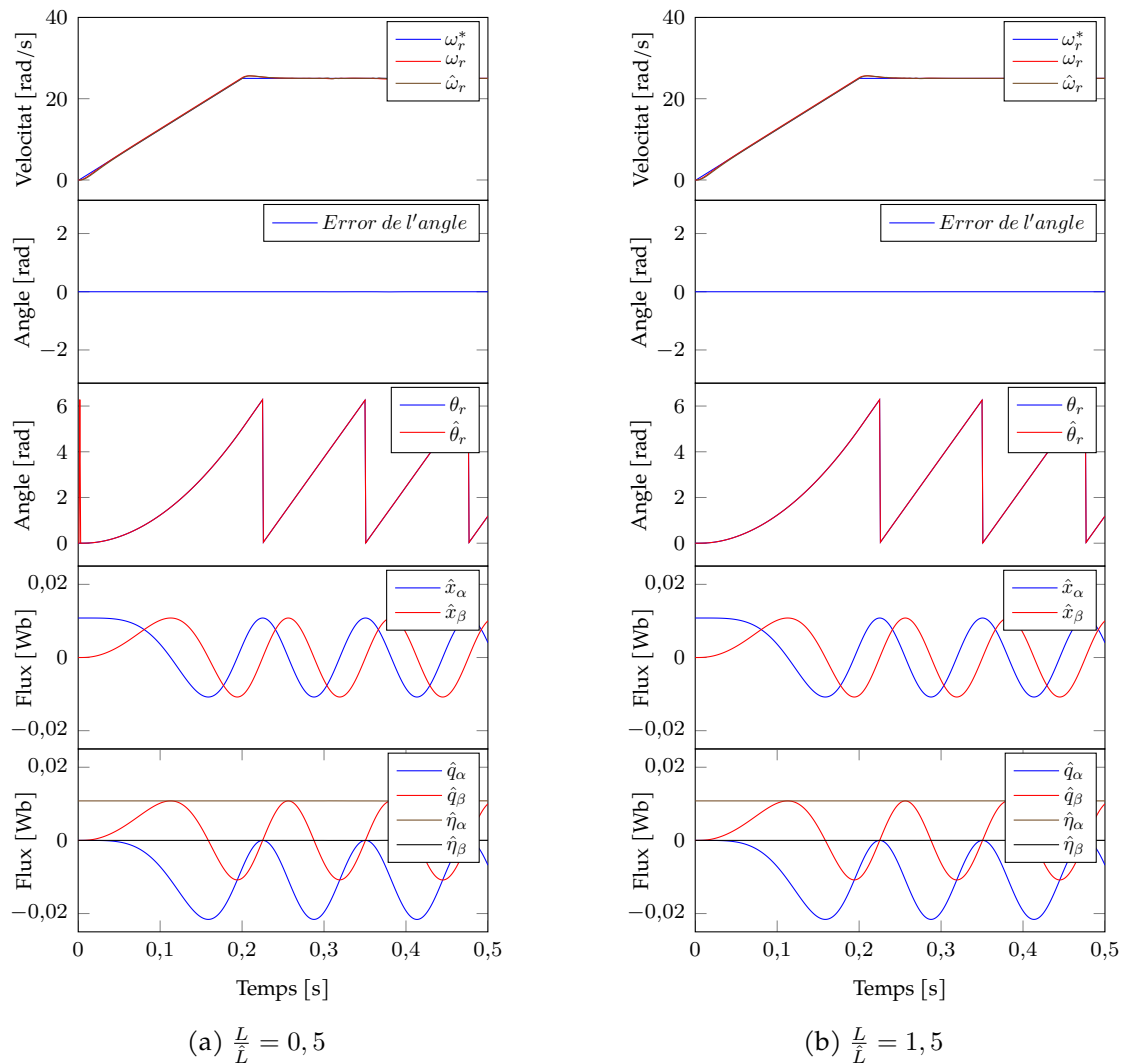


Figura 40: Resposta del sistema a un 5% de la velocitat nominal amb incertesa de la inductància, i mesurant les velocitats, l'error de l'angle i el flux estimat.

En canvi, la incertesa en el valor del flux sí que genera errors transitoris en la posició estimada, tal com es mostra en la figura 41. Quan el valor real del flux és menor al de l'observador, $\hat{q}_{\alpha\beta}$ redueix la seva amplitud fins a coincidir amb el valor absolut del flux real. El mateix passa amb l'estat inicial $\hat{\eta}_{\alpha\beta}$. Tot i això, els errors disminueixen ràpidament i es pot veure com el controlador és capaç de controlar de forma precisa el motor a baixes velocitats.

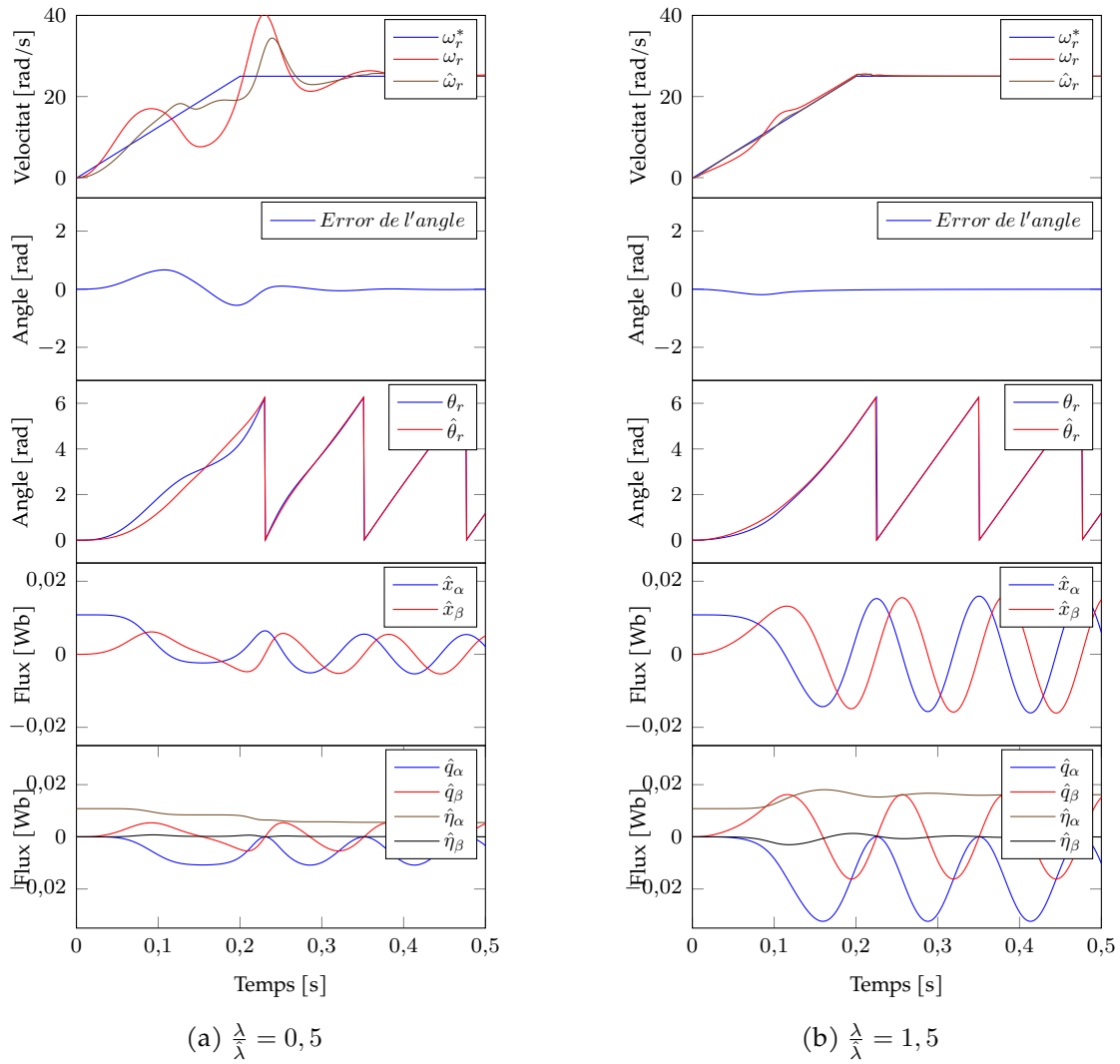


Figura 41: Resposta del sistema a un 5% de la velocitat nominal amb incertesa del flux, i mesurant les velocitats, l'error de l'angle i el flux estimat.

6 Planificació

El desenvolupament d'aquest treball s'ha dut a terme seguint la planificació del diagrama de Gantt mostrat en la figura 42.

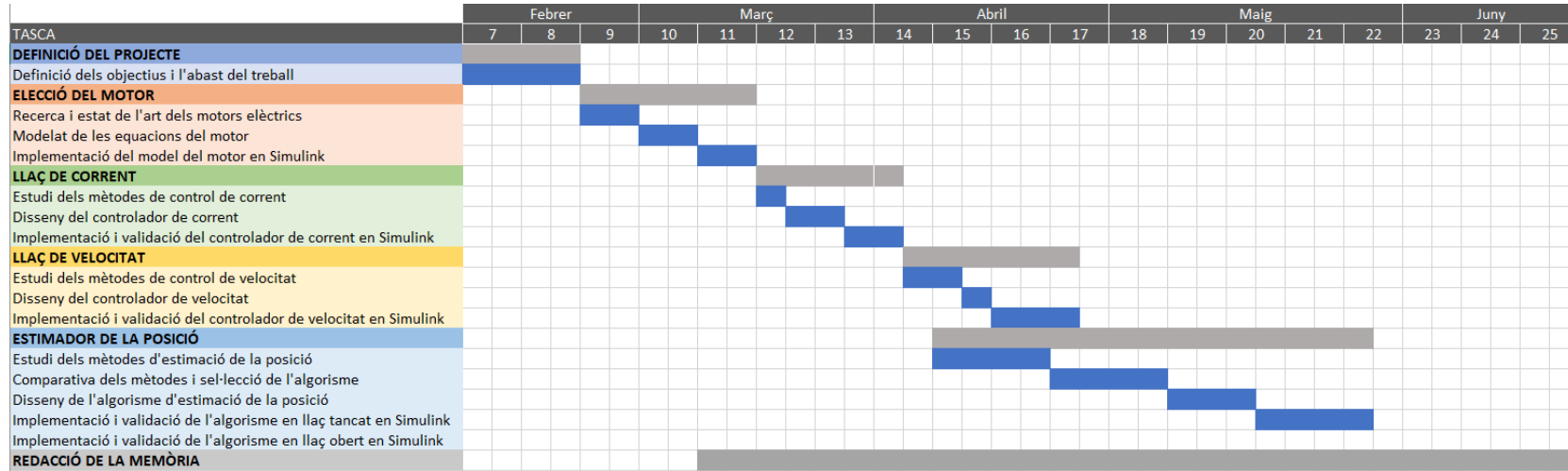


Figura 42: Diagrama de Gantt del treball

7 Estudi econòmic

En aquest apartat es fa un estudi dels costos associats a la realització d'aquest treball. Es divideixen en diferents subapartats en funció del seu tipus.

7.1 Cost horari

Tenint en compte que el nombre de crèdits corresponent al treball és de 12 ECTS, i que cada crèdit equival a 25 hores de dedicació, el nombre total d'hores dedicades a la realització del projecte és de 300.

Per a calcular el cost horari s'ha tingut en compte el sou establert en el conveni d'empreses d'enginyeria i oficines d'estudis tècnics per al primer grup salarial, que és de 28026,81 € bruts anuals. Sobre aquest total s'ha de tenir en compte la cotització sobre la seguretat social, que és d'un 32,5%. Es pot veure el desglossament d'aquests termes i el cost total anual en la taula 6.

Tipus	Cost (€)
Sou brut anual	28026,81
Cotització S.S.	9110,15
Cost total (€)	37136,96

Taula 6: Cost anual del treballador

Tenint en compte que les hores de treball anuals s'estableixen en 1780, el cost horari és de 20,86 €/h. El cost horari total queda resumit en la taula 7.

Cost horari (€/h)	Total d'hores	Cost total (€)
20,86	300	6259

Taula 7: Cost horari

7.2 Cost energètic

Es considera el cost energètic com les despeses associades al consum d'energia. El projecte s'ha desenvolupat principalment en l'entorn particular, i per tant s'ha considerat el preu mitjà del kWh i els termes fixos de les factures d'entre febrer i maig de 2023, que ha estat de 0,233 €/kWh. L'ordinador portàtil utilitzat té un consum de 65 W, i s'ha fet servir un total de 250 hores. Podem considerar el mateix temps d'ús per la il·luminació, amb una potència de 30 W.

També es comptabilitzen els costos associats als desplaçaments fins a la universitat per a fer el

seguiment del projecte amb el tutor, considerant que el preu de la benzina és d'1,6 €/l.

Tipus	Consum (kW)	Hores de funcionament	Cost total (€)
Ordinador	0,06	250	15
Il·luminació	0,035	250	8,75
Tipus	Quilòmetres	Preu de la benzina (€/l)	Cost total (€)
Cotxe	150	1,6	2,4
Cost total (€)			26,05

Taula 8: Cost energètic

7.3 Cost de llicències

Part del programari usat per dur a terme el treball té un cost de llicència. Per a calcular el cost de cadascun s'ha tingut en compte la seva amortització en els quatre mesos de duració del treball. Per al sistema operatiu de Windows 11 s'ha tingut en compte el preu d'una llicència completa, amb una vida útil de dos anys. El preu de les llicències de Matlab i Simulink és d'un any sencer. Per a Overleaf s'ha fet servir la versió gratuïta menys en el transcurs de l'últim mes, que s'ha utilitzat la versió personal.

En la taula 9 es mostra el cost associat a cadascun.

Programa	Preu de llicència(€)	Cost amortitzat (€)
Windows	145	24
Overleaf	8	8
Matlab	860	286,67
Simulink	1300	433,34
Cost total (€)		752,01

Taula 9: Cost de llicències

7.4 Cost total

La suma dels diferents costos es mostra en la taula 10.

Tipus de cost	Preu (€)
Horari	6259
Energètic	26,05
Programari	752,01
Cost total (€)	7037,06

Taula 10: Cost total

I, per tant, el cost total per a la realització del treball ha estat de 7037,06 €.

8 Impacte ambiental

En aquest apartat es fa una avaluació de l'impacte mediambiental generat a causa de la realització d'aquest treball. S'enumeraran i quantificaran els diversos factors que tenen un impacte negatiu durant la seva consecució, i posteriorment es farà una estimació dels potencials beneficis mediambientals derivats del seu desenvolupament.

Per a calcular les emissions de diòxid de carboni equivalents degudes al consum d'energia elèctrica s'han considerat les dades de la comercialitzadora Endesa Energía S.A.U per al 2022 [12], que és de 188 g/kWh. Pel càlcul de les emissions degudes al transport en cotxe particular s'han tingut en compte un valor de 100 g/km de CO₂. El desglossament d'aquests es mostra en la taula 11.

Tipus	Consum (kW)	Hores de funcionament	Emissions de CO ₂ (kg)
Ordinador	0,06	250	2,82
Il·luminació	0,035	250	1,645
Tipus	Quilòmetres	Emissions per km (g/km)	Emissions de CO ₂ (kg)
Cotxe	150	100	15
Emissions totals de CO ₂ (kg)			19,465

Taula 11: Emissions de CO₂

A causa de la naturalesa teòrica del treball, les emissions de gasos d'efecte hivernacle a l'Atmosfera han sigut escasses. Però inclús si s'hagués continuat el treball fent proves de funcionament del motor de forma física, la baixa potència d'aquest suposaria un increment de les emissions gairebé negligible, a l'altura del consum de l'ordinador portàtil. De la taula 11 s'observa que l'impacte més gran ha estat degut al transport amb cotxe, que s'hauria pogut reduir utilitzant el transport públic.

L'any 2019, el consum energètic dels motors elèctrics representava el 70 % de tota la indústria i el 42% del consum energètic mundial [8], i es preveu una tendència creixent en aquesta demanda. Per aquest motiu és important promoure l'ús de motors elèctrics d'alta eficiència, i s'espera que les noves tècniques de control com les que s'han implementat en aquest treball promoguin l'ús d'aquest tipus de motors en la indústria.

9 Estudi social i d'igualtat de gènere

La perspectiva de gènere és fonamental per garantir l'equitat i la igualtat d'oportunitats en tots els àmbits, incloent-hi la investigació i desenvolupament de projectes tecnològics. Tot i que aquest treball no se centra específicament en la perspectiva de gènere, és possible relacionar-lo indirectament a través de les següents consideracions:

- **Accés a la tecnologia:** Els nous dissenys d'algorismes de control sensorless busquen millorar el rendiment i l'eficiència d'aquests motors. En promoure tecnologies més avançades i eficients, el projecte pot contribuir a reduir les barreres d'accés a la tecnologia per a totes les persones, incloent-hi a dones i nenes, que tradicionalment s'han enfrontat a desigualtats en l'accés i participació en camps científics i tecnològics.
- **Participació equitativa:** Durant el desenvolupament del projecte és important fomentar la participació equitativa de persones de diferents gèneres. Això implica promoure la inclusió i diversitat en els equips d'investigació i garantir un ambient de treball inclusiu i respectuós. Durant la recerca de recursos bibliogràfics s'ha pogut observar que la major part de la bibliografia consultada és d'autoria masculina, fet que demostra que l'impacte de les dones en la recerca d'aquest camp és encara insuficient.
- **Aplicacions inclusives:** És essencial considerar les aplicacions i usos finals d'aquests motors. En dissenyar i aplicar aquests sistemes, és rellevant considerar les necessitats i perspectives de gènere, assegurant que siguin inclusius i no perpetuïn estereotips o desigualtats de gènere. Per exemple, es poden explorar aplicacions que promoguin la salut, la seguretat personal o la mobilitat sostenible.
- **Sensibilització i divulgació:** El projecte pot contribuir a sensibilitzar i promoure la participació de dones i nenes en el camp de la tecnologia. A través d'activitats de divulgació com tallers o conferències, es pot inspirar i motivar a més persones a dedicar-se en l'àmbit de l'enginyeria, generant un impacte positiu a llarg termini en l'equitat de gènere en aquesta àrea.

El treball es pot relacionar amb diferents objectius de desenvolupament sostenible (ODS) de l'Agenda 2030 de les nacions unides:

- **ODS 9 - Indústria, innovació i infraestructura:** El desenvolupament i implementació de noves tècniques de control de motors síncrons implica innovació tecnològica en el camp de la indústria i la infraestructura. El treball fomenta l'adopció de tecnologies més avançades i eficients en els sistemes de control de motors elèctrics, que pot conduir a una major productivitat i competitivitat en diversos sectors.

- ODS 12 - Producció i consum responsables: En eliminar la necessitat de sensors addicionals, es contribueix a una producció i consum més responsables. La reducció de components i recursos utilitzats en aquests sistemes s'alinea amb la idea de produir de manera més eficient i sostenible, minimitzant els residus i promovent les pràctiques més responsables amb el medi ambient.

Conclusions

En aquest treball s'ha desenvolupat amb èxit un algorisme que permet controlar la velocitat d'un motor síncron d'ímants permanents de pols llisos amb bobinat sense ranures sense utilitzar un sensor de posició.

En primera instància s'han dissenyat el controlador PI de corrent amb estratègia CTAC perquè la seva resposta a una consigna de graó tingui una constant de temps de 0,1 ms. S'han afegit funcions de desacoblament, limitació de voltatge i anti-windup, i s'han realitzat simulacions de consignes de graó per a i_{ds}^r i i_{qs}^r de 0,2 i 0,5 A per a validar l'algorisme. Els resultats mostren que:

- La resposta a una consigna graó compleix les característiques d'un sistema de primer ordre amb constant de temps de 0,1 ms.
- La funció de limitació de voltatge satura la sortida del controlador quan el voltatge és superior a 24 V.
- La funció anti-windup atenua gairebé completament l'efecte de la component integral del controlador PI quan hi ha saturació del voltatge.

En el disseny del llaç de velocitat també s'ha utilitzat un controlador de tipus PI. S'ha dissenyat per tal de tenir un comportament molt dinàmic, amb un temps d'assentament $t_s = 0,05s$ i un coeficient d'esmoreïment $\zeta = 0,95$. S'ha realitzat una simulació d'una consigna graó a velocitat nominal, i posteriorment una consigna en rampa fins a velocitat nominal amb un graó de parell nominal, amb els següents resultats:

- La resposta a una consigna graó de velocitat nominal compleix el temps d'assentament definit en 0,05 s, però hi ha un sobrepuig d'aproximadament un 8% a causa de l'existència d'un zero en la funció de transferència en llaç tancat.
- El motor segueix correctament la consigna en rampa, amb un error i sobrepuig mínim.
- El controlador és robust enfront de càrregues externes de parell. Quan s'aplica un graó de parell nominal a velocitat nominal, la velocitat disminueix un 20% inicialment, però torna a seguir la consigna en menys de 100 ms.

S'han avaluat dues famílies de mètodes per estimar la posició del rotor: basats en la prominència del rotor i basats en el model. Per a escollir el mètode a implementar s'han tingut en compte que ha de funcionar en tot el rang de velocitats, que tingui robustesa en enfront d'incerteses en els paràmetres del motor i que tingui capacitat de funcionar partint d'una posició inicial desconeguda. Per les característiques del motor de l'estudi i de les prestacions desitjades s'ha

implementat un mètode basat en el model, concretament un observador del flux amb una funció d'estimació de les condicions inicials.

Per a demostrar l'efectivitat del mètode primer s'han realitzat simulacions a diferents velocitats, desconeixen l'angle inicial, i amb incerteses dels paràmetres del motor fins a un 50% del seu valor real. S'ha pogut veure que:

- L'algorisme és capaç de seguir la consigna de velocitat en tot el rang, amb un error de l'angle elèctric menor de 0,01 radians.
- Quan la posició inicial és desconeguda i s'aplica una rampa de velocitat, es produeixen oscil·lacions durant el primer segon, però finalment la resposta s'estabilitza i segueix correctament la consigna.
- L'error de l'angle es manté gairebé nul quan el motor canvia la seva velocitat de gir amb càrrega nominal.
- La incertesa de la resistència i la inductància en un $\pm 50\%$ no afecten en l'estimació de la posició ni en el seguiment de la consigna de velocitat.
- La incertesa de la constant de flux en un $\pm 50\%$ provoca errors en l'estimació de l'angle durant els instants inicials. L'error és més elevat en el cas que la constant de flux del motor sigui més petita que la que s'ha considerat en l'estimador, fent que la velocitat del motor presenti oscil·lacions en els primers 0,4 segons.

Per tant, es pot concloure que s'han assolit els objectius de control en tot el rang de velocitats i que l'algorisme és robust enfront d'incerteses dels paràmetres del motor.

Les futures línies d'estudi passen primer per intentar atenuar les oscil·lacions inicials. Es podria provar de magnetitzar el motor uns instants abans de començar el moviment i comprovar si l'algorisme és capaç de detectar la posició. Una altra possibilitat podria ser combinar el mètode implementat amb un altre mètode de detecció de la posició inicial mitjançant la injecció de voltatges d'alta freqüència.

La simulació en temps discret serà un pas previ necessari abans de realitzar proves en un sistema físic per tal de validar completament l'algorisme de control desenvolupat en aquest treball.

Bibliografia

- [1] Jyoti Agrawal and Sanjay Bodkhe. Steady-state analysis and comparison of control strategies for pmsm. *Modelling and Simulation in Engineering*, 2015:1–11, 2015.
- [2] Karl J. Astrom and Tore Hägglund. *Advanced PID control*, volume 26. 2006.
- [3] T.D. Batzel and K.Y. Lee. Sinusoidal commutation of slotless permanent magnet synchronous machines using discrete hall sensor feedback. *IEEE Power Engineering Society. 1999 Winter Meeting (Cat. No.99CH36233)*, pages 53–58 vol.1, 1999.
- [4] Alessandro Benevieri, Lorenzo Carbone, Simone Cosso, Krishneel Kumar, Mario Marchesoni, Massimiliano Passalacqua, and Luis Vaccaro. Surface permanent magnet synchronous motors' passive sensorless control: A review. *Energies*, 15:7747, 10 2022.
- [5] Vladislav M. Bida, Dmitry V. Samokhvalov, and Fuad Sh. Al-Mahturi. Pmsm vector control techniques — a survey. *2018 IEEE Conference of Russian Young Researchers in Electrical and Electronic Engineering (EIConRus)*, pages 577–581, 1 2018.
- [6] Alexey A. Bobtsov, Anton A. Pyrkin, Romeo Ortega, Slobodan N. Vukosavic, Aleksandar M. Stankovic, and Elena V. Panteley. A robust globally convergent position observer for the permanent magnet synchronous motor. *Automatica*, 61:47–54, 11 2015.
- [7] Jongwon Choi, Kwanghee Nam, Alexey A. Bobtsov, Anton Pyrkin, and Romeo Ortega. Robust adaptive sensorless control for permanent-magnet synchronous motors. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32, 2017.
- [8] Anibal T. de Almeida, Fernando J.T.E. Ferreira, and João Fong. Perspectives on electric motor market transformation for a net zero carbon economy. *Energies*, 16, 2023.
- [9] S. Jumayev, K. O. Boynov, J. J. H. Paulides, E. A. Lomonova, and J. Pyrhonen. Slotless pm machines with skewed winding shapes: 3-d electromagnetic semianalytical model. *IEEE Transactions on Magnetics*, 52:1–12, 11 2016.
- [10] Ho-Young Lee, Seung-Young Yoon, Soon-O Kwon, Jin-Yeong Shin, Soo-Hwan Park, and Myung-Seop Lim. A study on a slotless brushless dc motor with toroidal winding. *Processes*, 9:1881, 10 2021.
- [11] Dan Montone. Temperature effects on motor performance.
- [12] Comisión nacional de los merados y la competencia (CNMC). Resultados del etiquetado de electricidad de las empresas comercializadoras relativos a la energía producida en el año 2022, 2023.

- [13] Colm J. O'Rourke, Mohammad M. Qasim, Matthew R. Overlin, and James L. Kirtley. A geometric interpretation of reference frames and transformations: Dq0, clarke, and park. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 34, 2019.
- [14] Gaolin Wang, Maria Valla, and Jorge Solsona. Position sensorless permanent magnet synchronous machine drives—a review. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 67:5830–5842, 7 2019.
- [15] Qiong Wang, Shuanghong Wang, and Chuanhai Chen. Review of sensorless control techniques for pmsm drives. *IEEJ Transactions on Electrical and Electronic Engineering*, 14, 2019.