

MODELITZACIÓ I CONTROL D'ACCIONAMENTS ELÈCTRICS

Part I. Modelització, anàlisi i control V/f sense sensor de posició del motor síncron d'imants permanents

Part II. Plataforma per l'experimentació del control d'accionaments elèctrics

Daniel Montesinos i Miracle
Tesi Doctoral
Barcelona, abril 2008



UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA

DEPARTAMENT D'ENGINYERIA ELÈCTRICA



Departament d'Enginyeria Elèctrica



UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA



CITCEA - Centre d'Innovació Tecnològica
en Convertidors Estàtics i Accionaments

Tesi doctoral

Modelització i control d'accionaments elèctrics

**Part I. Modelització, anàlisi i control V/f sense sensor
de posició del motor síncron d'imants permanents**

**Part II. Plataforma per l'experimentació del control
d'accionaments elèctrics**

Autor: **Daniel Montesinos i Miracle**

Director: **Samuel Galceran i Arellano**

Barcelona, abril 2008

Universitat Politècnica de Catalunya
Departament d'Enginyeria Elèctrica
Centre d'Innovació Tecnològica en Convertidors Estàtics i Accionaments
Av. Diagonal, 647. Pl. 2
08028 Barcelona

Copyright © Daniel Montesinos i Miracle, 2008

Imprès a Barcelona per CPDA, S.L.
Primera impressió, abril 2008

ISBN:
Dipòsit legal:

ACTA DE QUALIFICACIÓ DE LA TESI DOCTORAL

Reunit el tribunal integrat pels sota signants per jutjar la tesi doctoral:

Títol de la tesi: Modelització i control d'accionaments elèctrics. Part I. Modelització, anàlisi i control V/f sense sensor de posició del motor síncron d'imants permanents.

Part II. Plataforma per l'experimentació del control d'accionaments elèctrics.

Autor de la tesi: Daniel Montesinos i Miracle

Acorda atorgar la qualificació de:

- No apte
- Aprovat
- Notable
- Excel·lent
- Excel·lent Cum Laude

Barcelona, de/d' de

El President

El Secretari

.....
(nom i cognoms)

.....
(nom i cognoms)

El vocal

El vocal

El vocal

.....
(nom i cognoms)

.....
(nom i cognoms)

.....
(nom i cognoms)

Si haig de dedicar a algú aquesta tesi doctoral és a tots aquells i aquelles que en algun moment del procés de confecció de la mateixa hi han dedicat ni que sigui un minut del seu valuós temps.

Però el que si que m'agradaria fer és agrair l'esforç, la dedicació, la paciència i les ganes de dues persones en especial. Primer, el qui va ser director del meu Projecte Final de Carrera, i també director d'aquesta tesi i per sobre d'això, amic, el Dr. Samuel Galceran i Arellano. Tota aquesta història va començar el dia que vaig començar a fer les pràctiques de l'assignatura de Control de Màquines Elèctriques amb ell, ell de professor i jo d'estudiant. Segon, el Dr. Antoni Sudrià i Andreu, per haver confiat en mi en aquest i en molts altres projectes. Confiança sense la qual mai hagués estat possible això.

Per extensió, vull agrair el recolzament del Centre d'Innovació Tecnològica en Convertidors Estàtics i Accionaments (CITCEA-UPC) i del Departament d'Enginyeria Elèctrica de la Universitat Politècnica de Catalunya. En especial al meu company el Dr. Oriol Gomis i Bellmunt, pels seus valuosos comentaris, per sempre voler anar més enllà, i per les hores passades a dins el despatx. Sento els sorolls de la cafetera. Al Dr. Joan Rull i Duran i Dr. Joan Gabriel Bergas i Jané per ser un pou que mai s'asseca de coneixements i noves propostes. També al Dr. Oriol Boix i Aragonès, per haver fet de més i de menys dins la gestió del Departament d'Enginyeria Elèctrica.

També vull agrair el suport de la meva família, que sempre ha estat allà. A la Maria i a la Mariona per haver sofert els danys colaterals d'aquesta tesi. També als meus companys de Salicru, pels esmorzars i els bons moments a la gàbia, i pel que em van ensenyar. Als meus amics, coneguts i saludats per tot el recolzament que m'han donat. També els hi vull demanar perdó per si en algun moment els hi ha semblat que no els feia gaire cas, o que els hi posava com excusa la tesi per no veurel's.

Finalment, voldria agrair al Sr. [Donald E. Knuth](#) que un bon dia decidís engendrar \TeX . Sense ell, aquesta tesi hagués estat un infern en un anell inferior.

Resum

L'actual situació energètica demanda cada cop més d'aplicacions que reduïxin el consum energètic. A nivell d'energia elèctrica, i de la conversió d'aquesta a energia mecànica, els nivells d'eficiència energètica són força elevats si es compara amb altres fonts d'energia com poden ser els combustibles fòssils. Però no per això s'ha de deixar de treballar per tal de millorar l'eficiència d'aquests sistemes.

Existeixen certes aplicacions de funcionament continu, que una petita millora en el seu rendiment significa, una gran millora en el consum absolut d'energia. Aquestes aplicacions poden ser bombes, ventiladors i compressors per aplicacions de ventilació, calefacció i aire condicionat (HVAC).

En aquestes aplicacions, el cavall de tir fins avui dia ha estat el motor d'inducció. El motor d'inducció és relativament senzill de construir, es coneix molt bé el seu funcionament, i no requereix d'un sensor de posició per tal d'implementar un control de baixes prestacions com el necessari per aquestes aplicacions.

Però es pot augmentar l'eficiència del sistema usant un motor síncron d'imants permanents. Aquest, pel fet de ser un motor síncron, necessita que els corrents injectades a l'estator estiguin perfectament sincronitzades amb la posició del l'imant del rotor per tal de produir el parell adequat. Per tant, cal desenvolupar nous mètodes de control, de baix cost, per aquest tipus de motor i que no requereixin d'un sensor de posició acoblat al rotor. Aquest tipus de sensors encareixen el cost final del producte i en reduïxen la fiabilitat.

Com que les aplicacions HVAC no requereixen d'una alta dinàmica del parell, el control V/f es mostra com una estratègia adequada per aquest tipus de motor per aquestes aplicacions. Però pels motor síncrons d'imants permanents, fins i tot usant aquesta estratègia de control necessiten de la sincronització de la posició del rotor i els corrents injectades a l'estator.

La primera part d'aquesta tesi versa sobre el modelat i l'anàlisi del motor síncron d'imants permanents, per proposar una alternativa de control sense sensor de posició pel control V/f del motor síncron d'imants permanents. L'anàlisi d'estabilitat permet veure que es pot afegir esmorteïment al sistema modulant la freqüència d'excitació en funció de les pertorbacions de la potència. Finalment, la proposta es verifica mitjançant simulacions i resultats experimentals.

La segona part d'aquesta tesi està enfocada als nous reptes en el control dels accionaments elèctrics i convertidors. L'electrònica de potència en si cada cop té més aplicacions. Convertidors de freqüència, filtres i rectificadors actius, fonts d'alimentació, escalfament per inducció, noves formes de transmissió de l'energia, i les energies renovables incorporen algun convertidor estàtic, i depenen d'aquest per funcionar.

Per tant, cal disposar d'eines per a poder experimentar a tots els nivells en aquests nous camps. El treball presentat a la segona part de la tesi és la feina duta a terme per l'autor durant aquests últims anys en el camp de l'experimentació i la docència del control dels accionaments elèctrics i els convertidors.

Aquest treball ha dut a la construcció d'una plataforma per a l'experimentació del control dels accionaments elèctrics i els convertidors. Aquesta plataforma es mostra com una eina efectiva també dins el nou Espai Europeu d'Educació Superior, ja que fomenta que sigui l'estudiant qui aprengui i també l'ús transversals dels coneixements.

Abstract

The current energetic situation demands for a reduction in consumption. The efficiency levels in electrical energy and in the electromechanical transformation are high compared with other energy sources, like fossil fuels. But that it is not a reason not to work to increase efficiency.

There are some continuous running applications where a small amount of efficiency increase means a huge amount of energy saved per year. These applications are pumps, fans and compressors for heating, ventilating and air conditioning (HVAC), for example.

The workhorse for these applications has been for years the induction motor. The induction motor is a well known motor, a cheap motor, and does not require position sensor to implement a low-cost control for this kind of applications.

But efficiency can be improved if the induction motor is substituted by a permanent magnet synchronous motor. However, in a permanent magnet synchronous motor, the stator currents have to be synchronized with the rotor permanent magnet in order to produce torque and not to lose synchronization. The need of a rotor position sensor increases cost and reduces reliability. Therefore, it is necessary to develop new control strategies to avoid the use of the rotor position sensor.

Because the HVAC applications do not demand for a high performance control, the V/f control strategy is suitable for these drives. However, even using a V/f control strategy for permanent magnet synchronous motor there is a need in synchronization for stator currents with the rotor magnet position.

The first part of this thesis deals with modelling and analysis of permanent magnet synchronous motors in order to obtain a sensorless V/f control. The stability analysis shows that adding damping by frequency modulation using input power perturbations stabilize the system. Finally, the method is verified by means of simulations and experimental results.

The second part of this thesis deals with the new challenges in drives and power converters. Power electronics is now pervasive in even most applications. Frequency converters, drives, active filters and rectifiers, power supplies, induction heating, new power transmission systems (HVDC) and renewable energy sources include any type of static converter.

Hence, it is necessary to develop new tools to experiment and to teach these new applications. The work presented in this second part has been

done by the author during these last years in the education and training of drives and power electronics.

This work has the result of the construction of a new platform for the experimentation, training and education for drives and power electronics. This unique platform appears as an effective tool also inside the European Higher Education Area, because is a learn-by-donig tool, and uses transverse knowledge from other disciplines.

Estructura de la tesi

Aquesta tesi doctoral s'ha dividit en dues parts. La Part I, titulada Modelització, anàlisi i control V/f sense sensor de posició del motor síncron d'imants permanents inclou els Capítols del 1 al 6. Aquesta primera part engloba els treballs realitzats en el camp del control sense sensor de posició del motor síncron d'imants permanents. La Part II, titulada Plataforma per l'experimentació del control d'accionaments elèctrics presenta una nova eina per la docència i l'experimentació en el camp del control dels accionaments elèctrics i els convertidors. Inclou els Capítols 7 a 10.

El Capítol 1 és la introducció al treball que es presenta en aquesta primera part. Inclou una descripció dels motors síncrons d'imants permanents (PMSM) i les seves estratègies de control bàsiques. També inclou un estudi de l'estat de la tècnica del control sense sensor de posició dels motors PMSM. Finalment es presenten els objectius i l'abast del treball. En el Capítol 2 es dedueixen les equacions que conformen el model del motor PMSM. A la secció 2.8 s'estudien les característiques de funcionament dels motors PMSM per diferents estratègies de funcionament a partir del model obtingut al Capítol 2. Al Capítol 3 s'estudia l'estabilitat del motor PMSM per les diferents estratègies de control. Al Capítol 4 es presenten els mètodes d'estabilització del motor PMSM funcionant en un control V/f . Al Capítol 5 es mostra com s'implementa l'estratègia d'estabilització presentada al Capítol 4. Finalment, a la secció 5.4 es presenten els resultats obtinguts tant a la simulació del model, com en la plataforma construïda per demostrar l'efectivitat del mètode d'estabilització. El Capítol 6 presenta les conclusions i fa propostes futures de treball en aquest camp.

Pel que fa a la segona part, el Capítol 7 planteja la necessitat i les especificacions del què ha de ser una plataforma per l'experimentació i la docència del control dels accionaments elèctrics. També es fa una revisió de les propostes trobades a la literatura. Al Capítol 8 es presenta la part física de la plataforma presentada. Els elements necessaris de la plataforma, el convertidor, l'element de control, i el *software* relacionat. El Capítol 9 fa una revisió del nou Espai Europeu d'Educació Superior, i de com hi té cabuda la nova plataforma. També presenta com es pot dur a terme la docència del control dels accionaments elèctrics. Al Capítol 10 es fa una avaluació de la

plataforma i es presenten les conclusions.

Índex

Índex de figures	xiii
Índex de taules	xix
Nomenclatura	xxi
I Modelització, anàlisi i control V/f sense sensor de posició del motor síncron d'imants permanents	1
1 Introducció	3
1.1 Introducció	3
1.2 Motors elèctrics d'imants permanents	4
1.2.1 Classificació dels motors d'imants permanents	4
1.3 Mètodes de control dels motors síncrons d'imants permanents	6
1.3.1 Control V/f	7
1.3.2 Control vectorial	8
1.3.3 Control directe de parell	9
1.3.4 Eliminació del sensor de posició	9
1.4 Estat de la tècnica	11
1.4.1 Control sense conèixer la posició del rotor	11
1.4.2 Estimació de la posició absoluta del rotor	15
1.4.3 Conclusions	20
1.5 Objectius i abast	22
1.6 Sumari	23
2 Modelització del motor síncron d'imants permanents	25
2.1 Introducció	25
2.2 Equacions del motor en variables de la màquina	25
2.3 Equacions de la màquina en forma de vectors espacials	31
2.4 Transformacions matricials	33
2.5 Equacions del motor en la referència en sincronisme al rotor	35
2.6 Equació de parell	37

2.7	Equació mecànica	39
2.8	Modes d'operació del motor síncron d'imants permanents	40
2.8.1	Model en estat estacionari	40
2.8.2	Normalització	41
2.8.3	Angle de parell constant	42
2.8.4	Factor de potència unitari	44
2.8.5	Flux constant	45
2.8.6	Màxim parell per Ampère	47
2.8.7	Comparació	48
2.9	Sumari	51
3	Anàlisi d'estabilitat	53
3.1	Introducció	53
3.2	Equacions del motor en variables d'estat	53
3.2.1	Linealització	55
3.2.2	Model linealitzat del motor síncron d'imants permanents	56
3.3	Funcionament en llaç obert del model linealitzat	58
3.4	Estabilitat del model linealitzat	60
3.4.1	Estabilitat del motor en buit	60
3.4.2	Estabilitat del motor amb càrrega	61
3.5	Simulacions i resultats experimentals	63
3.6	Sumari	67
4	Estabilització del control V/f	69
4.1	Introducció	69
4.2	Model de petita senyal operant en un control V/f	69
4.3	Simplificació del model de petita senyal	71
4.4	Model de petita senyal simplificat operant en un control V/f	73
4.5	Estabilització per modulació de la freqüència	73
4.6	Modulació de la freqüència a partir de la potència	75
4.7	Modulació de la freqüència a partir del corrent del bus de continua	77
4.8	Verificació de l'estabilitat	79
4.8.1	Model de petita senyal amb modulació de la freqüència	79
4.9	Sumari	86
5	Control V/f estabilitzat	87
5.1	Introducció	87
5.2	Càlcul de les pertorbacions de la potència	88
5.3	Magnitud del vector tensió	90

5.3.1	Compensació de les caigudes resistives	91
5.4	Simulacions i resultats experimentals	92
5.4.1	Introducció	92
5.4.2	Implementació i resultats de les simulacions	93
5.4.3	Resultats experimentals	96
5.5	Sumari	106
6	Conclusions	109
6.1	Contribucions	109
6.2	Futures línies de treball	110
II	Plataforma per l'experimentació del control d'accionaments elèctrics	111
7	Introducció	113
7.1	Especificacions de la plataforma docent	114
7.1.1	Estat de l'art	115
7.2	Sumari	117
8	La plataforma docent	119
8.1	Introducció	119
8.2	L'entorn de treball	119
8.2.1	L'element de control	120
8.2.2	La CDM2480	123
8.3	Sumari	128
9	Docència del control de les màquines elèctriques	131
9.1	Introducció	131
9.2	L'Espai Europeu d'Educació Superior	131
9.2.1	Una mica d'història	132
9.2.2	L'Espai Europeu d'Educació Superior a l'estat espanyol	135
9.2.3	El crèdit ECTS	135
9.2.4	Els estudis de Grau	136
9.2.5	Els estudis de Postgrau: Màster i Doctorat	137
9.3	Enginyeria Industrial a l'ETSEIB	138
9.3.1	La intensificació en electrotècnia	139
9.4	Aprenentatge del control dels accionaments elèctrics	141
9.4.1	Coneixements previs	142
9.4.2	Introducció a la plataforma	143

9.4.3	El control del motor de contínua	144
9.4.4	El control del motor <i>brushless</i> DC	145
9.4.5	El control vectorial del motor síncron d'imants permanents	147
9.4.6	El control del motor de reluctància commutada	153
9.5	Sumari	154
10	Conclusions	155
10.1	Avaluació de la plataforma	155
10.2	Contribucions	156
10.3	Futures línies de treball	158
	Bibliografia	161
A	Paràmetres del motor	171
B	Obtenció d'algunes relacions	173
B.1	Obtenció de l'expressió $\frac{\Delta T_e}{\Delta \delta}$	173
B.2	Obtenció de l'expressió T_{e0} en funció de V_s , ω_{r0} i δ_0	174
B.3	Obtenció de l'expressió K_e	176
C	Síntesi d'ones sinusoidals	177
C.1	<i>Space Vector Modulation</i>	177
D	Plataforma d'assaig	183
D.1	El convertidor	183
D.2	El sistema de control	186
D.2.1	Adquisició de les variables necessàries pel control	186
D.2.2	El sistema de control digital	187
D.2.3	El programa de control	187
D.3	El sistema de càrrega	187
E	Programa de l'assignatura Control de Màquines Elèctriques	189

Índex de figures

1.1	Classificació dels motors d'imants permanents	5
1.2	Diferents seccions de motors PMSM	6
1.3	Control V/f del motor PMSM amb gàbia d'esquirol	7
1.4	Control V/f del motor PMSM sense gàbia d'esquirol	8
1.5	Control vectorial del motor PMSM	9
1.6	Control V/f sense sensor de posició	10
1.7	Control vectorial sense sensor de posició	10
1.8	Control V/f amb modulació de la freqüència a partir de la corrent del bus de continua	12
1.9	Diferents formes de la corrent del bus de continua en funció del factor de potència	12
1.10	Control V/f amb modulació de la freqüència a partir de la potència lliurada al motor	13
1.11	Diagrama de blocs del control directe de parell	14
1.12	DTC basat en SVPWM	14
1.13	Estimació de la posició del rotor a partir de la f_{cem}	16
1.14	Estimació de la posició del rotor amb un filtre de Kalman	18
2.1	Diagrama conceptual del motor síncron d'imants permanents	26
2.2	Eixos usats en la transformació de Park	33
2.3	Circuits equivalents	37
2.4	Components del vector corrent	39
2.5	Diagrama vectorial del model en estat estacionari	41
2.6	Diagrama de vectors en estat estacionari pel control en angle de parell constant	43
2.7	Característiques de funcionament en règim permanent en angle de parell constant	44
2.8	Característiques de funcionament en règim permanent en el cas d'un control amb factor de potència unitari	46
2.9	Característiques de funcionament en règim permanent en el cas d'un control amb flux constant	47

2.10	Parell produït per unitat de corrent per les estratègies de control presentades	48
2.11	Requeriment de tensió per cada estratègia de control a diferents velocitats de gir del rotor del motor	49
2.12	Variació de la potència aparent respecte el corrent per les diferents estratègies de control. Velocitat de gir 1,0 p.u.	50
2.13	Variació del factor de potència respecte el corrent per les estratègies de control	50
3.1	Angle de càrrega δ	54
3.2	Lloc geomètric de les arrels del motor síncron d'imants permanents operant en buit en funció de la freqüència d'excitació de l'estator	61
3.3	Lloc geomètric de les arrels del motor síncron d'imants permanents per les estratègies d'angle de parell constant i màxim parell per Ampère en funció de la freqüència d'excitació de l'estator	62
3.4	Lloc geomètric de les arrels del motor síncron d'imants permanents per l'estratègia d'operació en factor de potència unitari, operant a plena càrrega, en funció de la freqüència d'excitació de l'estator	63
3.5	Lloc geomètric de les arrels del motor síncron d'imants permanents per l'estratègia d'operació a flux constant, operant a plena càrrega, en funció de la freqüència d'excitació de l'estator	64
3.6	Velocitat de gir del motor per diferents freqüències d'excitació. El solc inicial és degut a la caiguda de tensió del convertidor deguda als temps morts i les caigudes als díodes i transistors.	65
3.7	Velocitat real de gir del motor per diferents freqüències d'excitació	66
4.1	Diagrama de blocs del model del motor síncron d'imants permanents operant en un control V/f	70
4.2	Relació entre T_{e0} i δ_0 a la freqüència nominal per diferents tensions aplicades al motor. La tensió aplicada es calcula seguint l'estratègia de control de flux constant	72
4.3	Variació de K_e en funció de la freqüència per diferents nivells de càrrega en un control de flux constant	72
4.4	Diagrama de blocs del model de petita senyal simplificat operant en un control V/f	73

4.5	Diagrama de blocs del model de petita senyal simplificat del motor síncron d'imants permanents	74
4.6	Diagrama de blocs del model de petita senyal simplificat on es modula la freqüència d'excitació en funció de les pertorbacions de la velocitat del rotor	75
4.7	Diagrama de blocs del model simplificat de petita senyal incorporant la modulació de la freqüència d'excitació proporcional a les pertorbacions de potència	77
4.8	Diagrama de blocs del model simplificat de petita senyal incorporant la modulació de la freqüència d'excitació proporcional a les pertorbacions del corrent del bus de continua . . .	79
4.9	Lloc geomètric de les arrels en funció del K_p operant el motor en buit i a velocitat nominal	82
4.10	Lloc geomètric de les arrels en funció de K_p operant el motor a plena càrrega i a velocitat nominal	83
4.11	Lloc geomètric de les arrels del motor en funció de ω_{r0} operant el motor en buit	84
4.12	Lloc geomètric de les arrels del motor en funció de ω_{r0} operant el motor a plena càrrega	84
4.13	Ubicació dels pols del rotor sense i amb el llaç estabilitzador operant el motor en buit	85
4.14	Ubicació dels pols del rotor sense i amb el llaç estabilitzador operant el motor a plena càrrega	85
5.1	Diagrama de blocs del control V/f estabilitzat del motor síncron d'imants permanents	87
5.2	Tensió i corrent en referència en sincronisme al rotor	89
5.3	Vector tensió i corrent en la referència en sincronisme amb l'estator	89
5.4	Diagrama de vectors en estat estacionari	91
5.5	Diagrama de blocs de la implementació del càlcul de la tensió i les pertorbacions de potència	93
5.6	Diagrama de blocs de la implementació del llaç estabilitzador i la compensació de les caigudes resistives en el càlcul de la tensió aplicada	94
5.7	Velocitat de gir del rotor per diferents freqüències d'excitació un cop incorporat el llaç estabilitzador. A 1,5 s s'aplica un grau de parell nominal (8,1 Nm). Als 3 s, el parell resistent desapareix	95

5.8	Resposta dinàmica de la velocitat de gir del rotor per diferents freqüències d'excitació un cop incorporat el llaç estabilitzador. A 1,5 s s'aplica un graó de parell nominal (8,1 Nm). Als 3 s, el parell resistent desapareix	97
5.9	Velocitat del rotor a diferents freqüències d'excitació amb el llaç estabilitzador, i en buit.	98
5.10	Evolució de la velocitat del rotor, corrent, tensió aplicada i potència entregada al motor per una freqüència d'excitació de 100 Hz (5.10(a)) i de 200 Hz (5.10(b)).	100
5.11	Evolució de la velocitat del rotor quan s'aplica i es retira un graó de parell nominal a una freqüència d'excitació de 100 Hz i de 200 Hz.	101
5.12	Evolució de la velocitat del rotor, potència, pertorbacions de la potència, K_p , pertorbacions de la freqüència ($\Delta\omega_s$) i freqüència d'excitació per freqüències d'excitació de 100 Hz i de 200 Hz.	102
5.13	Evolució de la velocitat del rotor per diferents valors de C_p	103
5.14	Evolució de la velocitat del rotor quan s'aplica i es retira un graó de parell nominal per diferents valors de C_p	104
5.15	Evolució de la velocitat del rotor quan es fa $C_p = 0$, deshabilitant el llaç estabilitzador	105
5.16	Efecte sobre la velocitat del rotor quan no es compensen les caigudes de tensió per efecte de la resistència dels debanats del rotor a una freqüència d'excitació de 40 Hz	107
8.1	Entorn de treball proposat per la docència de les màquines elèctriques	120
8.2	Pantalla del CCS	123
8.3	Diagrama de blocs de la placa CDM2480	124
8.4	Esquema del pont trifàsic	124
8.5	Parell de càrrega	126
8.6	Fotografia de la placa CDM2480 on s'hi poden veure le seves parts	127
8.7	Fotografia de la placa IOCDM2480	128
8.8	Fotografia de la placa CDM2480 on s'hi pot veure l'eZdsp, la placa CDM2480 i els dos motors	129
9.1	Seqüència de commutació del motor <i>brushless</i> DC	145
9.2	Diagrama de blocs del control en llaç obert del motor <i>brushless</i> DC	146

9.3	Diagrama de blocs del control en llaç tancat de velocitat del motor <i>brushless</i> DC	146
9.4	Diagrama de blocs del control en llaç tancat de corrent del motor <i>brushless</i> DC	147
9.5	Diagrama de blocs del control en llaç tancat de velocitat i de parell del motor <i>brushless</i> DC	147
9.6	Etapes en la programació del motor PMSM	148
9.7	Control en llaç obert del motor PMSM	149
9.8	Llaç de parell del motor PMSM	150
9.9	Mesura de la posició del motor PMSM	151
9.10	Llaç de velocitat del motor PMSM	152
9.11	Rotor d'un motor de reluctància commutada	153
9.12	Estator d'un motor de reluctància commutada	154
C.1	Topologia del pont trifàsic usat en aquest treball	177
C.2	Representació dels vuit estats possibles de l'inversor	179
C.3	Seqüència de commutació per sintetitzar un vector tensió del primer sector usant la tècnica del SVPWM simètric	181
D.1	Diagrama de blocs de la plataforma d'assaig	184
D.2	Fotografia de la plataforma de treball emprada en aquest treball.	185

Índex de taules

1.1	Comparació dels mètodes de control dels motors síncrons d'ímants permanents	21
9.1	Distribució dels crèdits de la titulació d'Enginyeria Industrial a l'ETSEIB	139
9.2	Assignatures de l'àmbit elèctric que condueixen a la intensificació en electrotècnia	140
10.1	Resultat de les qüestions fetes als estudiants	157
C.1	Els vuit estats possibles del mètode <i>Space Vector PWM</i> i les tensions aplicades	178

Nomenclatura

Símbols romans

- \mathbf{i}_{abc} Vector corrents de l'estator en referència estacionària
- \mathbf{i}_{0dqs}^r Vector corrents de l'estator transformats en referència en sincronisme
- \mathbf{L} Matriu d'inductàncies de l'estator
- $\mathbf{P}(\theta)$, $(\mathbf{P}(\theta))^{-1}$ Matriu de Park, matriu de Park inversa
- \mathbf{R}_s Matriu de resistències de l'estator
- \mathbf{v}_{abc} Vector tensions de l'estator en referència estacionària
- \mathbf{v}_{0dqs}^r Vector tensions de l'estator transformats en referència en sincronisme
- B_m Coeficient de fregament viscos del rotor
- i_s Mòdul del vector corrent aplicat a l'estator
- I_{ds}^r, I_{qs}^r Corrents dels eixos d i q en estat estacionari
- J_m Inèrcia mecànica del rotor
- K_e Constant elàstica electromecànica
- L_d, L_q Inductància equivalent a l'eix d i q
- n Nombre de pols del rotor
- v_s Mòdul del vector tensió aplicada a l'estator
- V_{DC} Tensió del bus DC
- V_{ds}^r, V_{qs}^r Tensions dels eixos d i q en estat estacionari

Símbols grecs

- α Angle de parell

Nomenclatura

α_0	Angle de parell en estat estacionari
λ_{abcs}	Flux concatenat per l'estator en referència estacionària
δ	Angle de càrrega
λ_s	Mòdul del vector flux concatenat per l'estator
$\dot{\lambda}_{0dqs(r)}^r$	Vector derivada dels fluxs dels imants permanents concatenats per l'estator transformats en referència en sincronisme
ω_e	Velocitat elèctrica de les tensions aplicades a l'estator
ω_{r0}	Velocitat elèctrica del rotor en estat estacionari
ω_r	Velocitat elèctrica del rotor
ϕ_0	Factor de potència en estat estacionari
θ_e	Angle elèctric de les tensions aplicades a l'estator
θ_r	Angle elèctric del rotor

Superíndexs

\cdot	Operador derivada
r	Referència en sincronisme al rotor

Subíndexs

s	Variables de l'estator
-----	------------------------

Altres símbols

V/f	Tensió-freqüència
-------	-------------------

Acrònims

ADC	Analog-to-Digital Converter
CA	Corrent Altern
CAN	Controller Area Network
CC	Corrent Continu
CPLD	Complex Programmable Logic Device

CPU	Central Processing Unit
CSFC	Constant Stator Flux Control
CTAC	Constant Torque Angle Control
DAC	Digital-to-Analog Converter
DSK	DSP Starter Kit
DSP	Digital Signal Processor, Digital Signal Processing
DTC	Direct Torque Control
ECTS	European Credit Transfer System
EEES	Espai Europeu d'Educació Superior
ERA	European Research Area
FDPA	Filtre Digital Passa Alts
FDPB	Filtre Digital Passa Baixos
FPGA	Field Programmable Gate Array
HVAC	Heat, Ventilating and air Conditioning
IIR	Infinite Impulse Response
JTAG	Joint Test Action Group
McBSP	Multichannel Buffered Serial Port
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
MTAC	Maximum Torque per Ampere Control
PM	Permanent Magnet
PMSM	Permanent Magnet Synchronous Motor
PWM	Pulse Width Modulation, Pulse Width Modulator
QEP	Quadrature Encoder Pulse
SPI	Serial Peripheral Interface
SVPWM	Space Vector Pulse Width Modulation
UPFC	Unity Power Factor Control

Part I

Modelització, anàlisi i control V/f sense sensor de posició del motor síncron d'ímants permanents

Capítol 1

Introducció

1.1 Introducció

La reducció en el consum d'energia en els motors elèctrics és una demanda en aplicacions de funcionament continu, com poden ser bombes, sistemes de calefacció, ventilació i condicionament d'aire (HVAC), i compressors. En moltes d'aquestes aplicacions s'usen motors d'inducció connectats directament a la xarxa. L'ús de variadors de freqüència en aquestes aplicacions permet un control de les condicions de funcionament del motor en funció de la càrrega, reduint el consum d'energia en un 50 per cent o més [1]. El tipus de motor tradicionalment usat en aquest tipus d'aplicacions és el motor d'inducció però, en els últims anys, el motor síncron d'imants permanents ha aparegut com un bon candidat a substituir el motor d'inducció per la seva major eficiència energètica [2]. L'intent de reduir la despesa energètica en aquestes aplicacions és el fet que ha motivat l'elaboració del treball presentat en aquesta tesi doctoral.

Si es volen usar motors síncrons d'imants permanents en bombes, compressors i en sistemes HVAC, cal desenvolupar tècniques de control adequades per aquestes aplicacions. Totes aquestes aplicacions tenen en comú que requereixen d'un control de velocitat de baixes prestacions i de baix cost. I en aquest sentit, el control V/f , a l'igual que en el cas del motor d'inducció, es mostra com un bon candidat per donar solució a aquests requeriments [3].

L'inconvenient principal dels motors síncrons d'imants permanents és que, al ser un motor síncron, necessita en tot moment el coneixement de la posició del rotor per tal de poder sincronitzar l'excitació de l'estator amb la posició del rotor [4]. Aquest fet condiona l'aplicació a incorporar un sensor de posició, el qual és un element que incrementa el cost, redueix la fiabilitat i disminueix la flexibilitat de l'accionament. Fins i tot, a diferència del motor d'inducció, el control V/f necessita d'aquest sensor per assegurar el sincronisme entre l'excitació de l'estator i la posició del rotor.

És per això, que el desenvolupament de tècniques de control sense sensor

de posició dels motors síncrons d'imants permanents ha cridat l'atenció dels investigadors en els últims anys. Aquest treball se centra en l'estudi dels mètodes de control V/f sense sensor de posició pels motors síncrons d'imants permanents.

1.2 Motors elèctrics d'imants permanents

Els motors elèctrics d'imants permanents són motors de doble excitació, o sigui, tenen dues fonts d'energia anomenades excitació i induït. En els motors de doble excitació convencionals (motor de continua i motor síncron) les dues excitacions s'aconsegueixen a partir de debanats connectats a fonts externes d'energia elèctrica. En els motors d'imants permanents, una d'aquestes dues fonts, es generada per un imant permanent, eliminant la necessitat del debanat i de la font externa.

En contrast amb els motors de doble excitació convencionals, en els motors d'imants permanents no existeixen pèrdues en el coure associades al debanat substituït, la qual cosa millora l'eficiència energètica [2]. Però per altra banda, en els motors amb imants permanents, no es pot regular tan fàcilment la intensitat de flux com en els motors convencionals, limitant la capacitat de control sobre el motor.

1.2.1 Classificació dels motors d'imants permanents

En general, els motors d'imants permanents es poden classificar de la forma que es mostra a la Figura 1.1.

La primera classificació que es fa és pel tipus d'excitació del motor. Els motors anomenats PMDC s'exciten amb corrent continu, i els motors PMAC s'exciten amb corrent altern. L'estructura dels motors PMDC és molt semblant als motors convencionals de continua. La única diferència recau en què l'excitació, en comptes de ser un debanat amb una font d'energia externa, és un imant permanent. El col·lector, les escombretes i les delgues continuen sent presents i fent la seva funció habitual. Per tant, aquests motors pateixen els mateixos inconvenients que els motors de continua convencionals.

Els motors PMAC són motors síncrons en els que els imants permanents estan localitzats al rotor. En aquest tipus de motors desapareixen els anells rodants presents al motor síncron convencional. Això fa que aquest tipus de motors siguin de senzilla construcció i de baix manteniment. A més, el fet de què al rotor només hi hagi imants permanents permet reduir la mida i el pes d'aquests, reduint la inèrcia, però també permet dissenyar el motor amb la forma adequada en funció de l'aplicació, fet important en les aplicacions

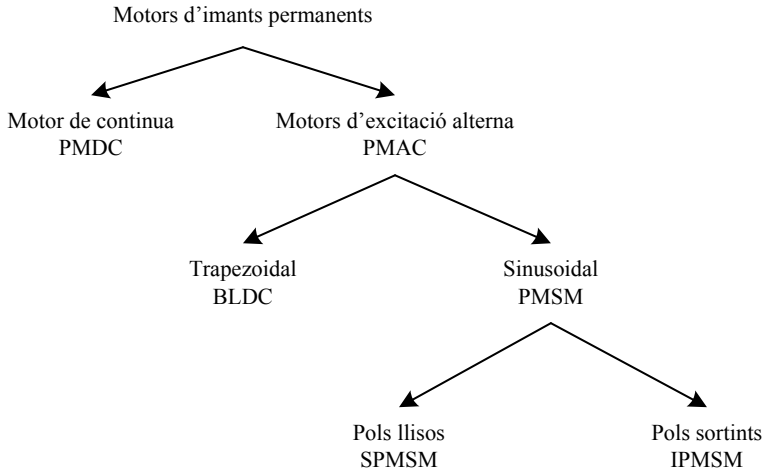


Figura 1.1: Classificació dels motors d'imants permanents

on l'estètica és un valor afegit. La baixa inèrcia del rotor fa especialment indicat aquest tipus de motors en aplicacions amb alts requeriments dinàmics, com poden ser robots. Tots els avantatges que s'han comentat fins ara fan que aquest tipus de motor tingui un gran atractiu per la indústria actual. Només presenten l'inconvenient de la necessitat d'incloure un sensor de posició del rotor per assegurar la sincronització entre la seva posició i els corrents injectats a l'estator, i l'elevat cost dels imants permanents.

Els motors PMAC es poden classificar en dos grups, els trapezoïdals (BLDC) i els sinusoidals (PMSM). En els motors trapezoïdals, quan el rotor gira, s'indueix una f_{cem} de forma trapezoïdal als debanats de l'estator, mentre que en els motors sinusoidals la forma de la f_{cem} és sinusoidal. Això s'aconsegueix a partir de la distribució espacial dels debanats de l'estator. Per produir un parell constant, els motor BLDC s'han d'excitar amb un corrent de fase de forma rectangular, coincidint amb la part plana de la trapezoide, mentre que en els PMSM, el corrent de fase ha de ser sinusoidal.

Els motors trapezoïdals s'anomenen també motors de continua sense escobretes (BLDC) ja que el seu control és molt semblant al motor de continua convencional, exceptuant que la commutació, enlloc de ser mecànica, és electrònica. Els motors BLDC es van desenvolupar abans que els PMSM degut a què el seu control és més senzill. Però aquest tipus de motor fou descartat en aplicacions d'altres prestacions degut a la presència d'un arrissat de parell degut a les commutacions entre fases [1, 5]. No fou fins més tard que es van desenvolupar els motors PMSM degut a la possibilitat d'implementar

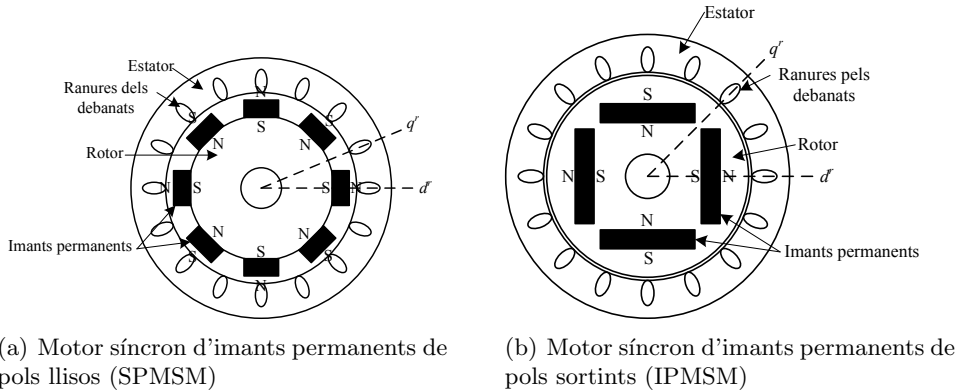


Figura 1.2: Diferents seccions de motors PMSM

el control d'aquests motors usant les tècniques del control vectorial.

Els motors PMSM encara es poden dividir en dos grups més en funció de la disposició interior dels imants del rotor. Les dues configuracions es poden veure a la Figura 1.2.

En els motors de pols llisos (SPMSM) els imants estan muntats a la superfície del rotor, mentre que al motor de pols sortints (IPMSM), els imants estan a l'interior del rotor. Tal i com es veu a les Figures 1.2(a) i 1.2(b), el flux magnètic creat pels imants del rotor defineix l'eix d^r . Es defineix l'eix q^r com l'eix que està en quadratura elèctrica amb el d^r . El fet de col·locar els imants a l'interior, tal i com es veu a la Figura 1.2(b), provoca que el camí magnètic dels eixos d^r i q^r tingui diferent reluctància i, per tant, diferent inductància. Com que es considera que la permeabilitat dels imants és la mateixa que la de l'aire, l'entreferro efectiu de l'eix d^r del motor IPMSM és més gran que en l'eix q^r , per tant, la reluctància també és major. I com a resultat, la inductància de l'eix q^r és major que la de l'eix d^r , o sigui, $L_q > L_d$ en el motor IPMSM.

1.3 Mètodes de control dels motors síncrons d'imants permanents

Els motors síncrons d'imants permanents són màquines síncrones i, per tant, només es pot produir parell de forma acurada quan els corrents de l'estator estan perfectament sincronitzades amb la posició del rotor. La primera aproximació per aconseguir aquesta sincronització és la mesura continua de

1.3 Mètodes de control dels motors síncrons d'imants permanents

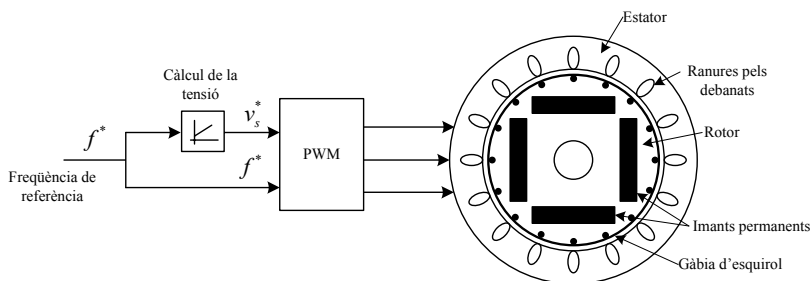


Figura 1.3: Control V/f del motor PMSM amb gàbia d'esquirol

la posició del rotor per mitjà d'un sensor de posició. *Resolvers* i *encoders* són els més usats.

1.3.1 Control V/f

El control V/f es pot implementar en els motors síncrons d'imants permanents de forma senzilla si aquests incorporen debanats d'esmortiment en forma de gàbia d'esquirol [5] tal i com es mostra a la Figura 1.3. D'aquesta manera, el motor produeix parell asíncron quan el motor no gira a la velocitat de sincronisme [4]. Aquest parell asíncron fa que el motor torni al punt de funcionament síncron quan es perd el sincronisme. La inclusió d'aquests debanats fa possible la realització d'un simple control en llaç obert V/f , que permet implementar un control de velocitat per aplicacions que no requereixen d'una elevada dinàmica, com poden ser bombes, compressors i aplicacions HVAC. El debanat d'esmortiment fa fins i tot possible la connexió directa del motor a la xarxa. Però la inclusió d'aquests debanats fa més complicat el disseny del rotor, n'encareix el preu, i li fa augmentar la mida. A més, es redueix l'eficiència energètica.

Si el motor no té la gàbia d'esquirol al rotor, cas més freqüent per motius constructius, el control V/f no és tan senzill d'implementar. La no existència dels debanats al rotor significa que no es pot assegurar la sincronització i, per tant, l'operació estable del motor. Per operar el motor sense debanats al rotor en un control V/f cal informació de la velocitat del rotor per tal de sincronitzar l'excitació del motor. En aquest cas es pot dissenyar el mètode de control per operar en llaç tancat, mesurant la velocitat, i modulant la freqüència d'excitació mitjançant les pertorbacions de la velocitat, tal i com es pot veure a la Figura 1.4.

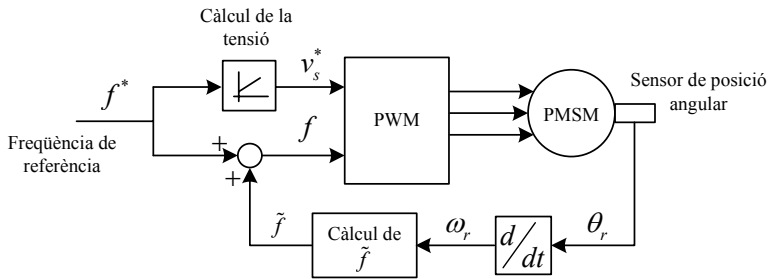


Figura 1.4: Control V/f del motor PMSM sense gàbia d'esquirol

1.3.2 Control vectorial

Millors prestacions que en el cas del control V/f es poden obtenir tancant els llaços de parell, velocitat, i també posició. El parell produït pel motor síncron d'imants permanents està relacionat amb els corrents de l'estator. Per tant, per tancar aquest llaç de parell serà necessari mesurar les corrents de l'estator. A més, com que és un motor síncron, els corrents aplicades a l'estator hauran d'estar sincronitzades amb la posició del rotor per tal de produir el parell adequat en tot moment. Aquest fet obliga a mesurar en tot instant de temps la posició del rotor. Aquest control del parell es fa indirectament a través del vector corrent de l'estator, i del model del motor en la referència en sincronisme al rotor. D'aquesta manera, els corrents esdevenen constants quan el motor opera en estat estacionari. Aquest tipus de control s'anomena control vectorial ja que es controlen les components de vector corrent per tal que el motor desenvolupi el parell requerit.

El control de velocitat es pot implementar com un llaç extern al llaç de parell. La mesura de la velocitat necessària es pot fer en base al mateix sensor de posició angular que ens determina la posició del rotor. Tal i com es veu a la Figura 1.5. La sortida del controlador de velocitat donarà la referència al llaç de parell. Si es desitja un control de posició, només cal tancar un altre llaç extern al de velocitat, que donarà la referència de velocitat al llaç de velocitat. Amb aquest mètode de control es poden obtenir unes altes prestacions dinàmiques amb aquest tipus de motor. Aquest és el tipus de control emprat en la majoria d'aplicacions de robòtica i de posicionament i control de velocitat i posició d'alta dinàmica i prestacions.

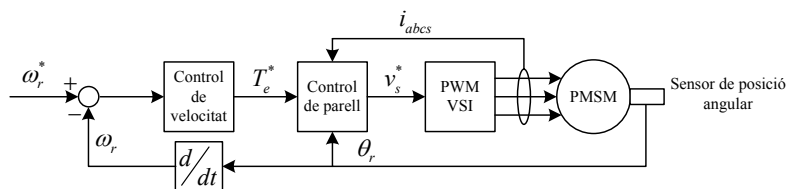


Figura 1.5: Control vectorial del motor PMSM

1.3.3 Control directe de parell

El control directe de parell (DTC) controla el flux de l'estator i el parell produït pel motor mitjançant dos controladors per histèresi, tenint en compte els vuit estats possibles de l'inversor (Figura 1.11). Els dos controladors decideixen quin dels vuit estats cal aplicar al motor per arribar el més ràpidament possible a les consignes de flux i parell. En el cas del motor PMSM, el flux de l'estator i el parell produït pel motor estan íntimament relacionats.

Amb el DTC s'obtenen unes elevades prestacions dinàmiques, fins i tot més elevades que en el cas del control vectorial, però presenta un seguit d'inconvenients. El fet d'usar controladors per histèresi provoca que l'arissat de parell pugui ser elevat (vibracions mecàniques). Per obtenir bons resultats cal una estimació del flux i del parell acurada. Més detalls del DTC es poden trobar a [6, 7, 8, 9].

1.3.4 Eliminació del sensor de posició

De tot el que s'ha dit fins ara, exceptuant el cas que el motor tingui debanats d'esmoreïment al rotor, es veu que el control del motor síncron d'imants permanents necessita del sensor de posició per poder operar de forma correcta. Aquest sensor, muntat al rotor, presenta una sèrie d'inconvenients que fan que sigui desitjable la seva eliminació [6]. Els sensors de posició tenen un cost elevat i augmenten el cost del sistema. L'acoblament mecànic entre l'eix del motor i el sensor de posició és un element que afegeix complexitat, a més que afegeix més cablejat. Alguns sensors són sensibles a la temperatura, degradant les seves característiques amb les variacions de temperatura. Les vibracions també poden afectar al correcte funcionament del sensor. Els sensors de posició, a més, tenen un rang de velocitat limitat d'operació.

Per tal de reduir la complexitat i el cost del sistema, i augmentar la fiabilitat i robustesa del sistema, és molt desitjable eliminar aquest sensor de posició. Això possibilita que aquest tipus de motor pugui treballar en

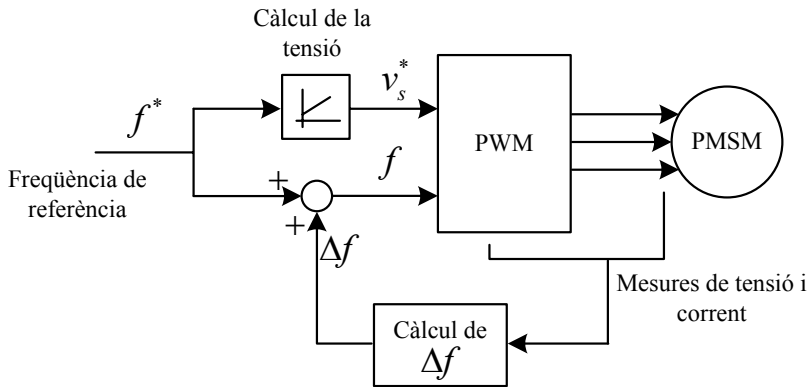


Figura 1.6: Control V/f sense sensor de posició

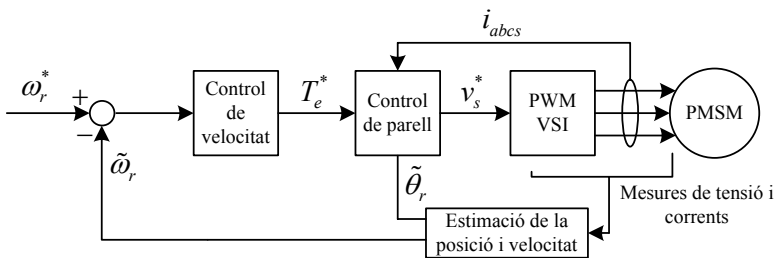


Figura 1.7: Control vectorial sense sensor de posició

ambients hostils, i també reduir el cost de manteniment.

Pel control V/f hi ha altres maneres, a part d'usar la posició del rotor, per aconseguir l'operació síncrona. És possible usar les mesures de les tensions i els corrents aplicats a l'estator, o el corrent del bus de continua, per tal de modular la freqüència aplicada al motor, aconseguint l'operació síncrona, tal i com es veu a la Figura 1.6.

Pel control vectorial, cal, a partir de les mesures de les tensions i corrents aplicades al motor, o les mesures de les variables del bus de continua, estimar la posició en cada instant de temps per poder aplicar el parell que assegura l'operació síncrona del motor. Aquesta solució es pot veure a la Figura 1.7.

1.4 Estat de la tècnica

Com ja s'ha dit amb anterioritat, els motors síncrons d'ímants permanents necessiten d'un sensor de posició del rotor a fi i efecte de sincronitzar els corrents aplicats a l'estator amb la posició del rotor. L'eliminació d'aquest sensor de posició és desitjable, ja que redueix el cost de l'aplicació, en millora la fiabilitat, i permet l'aplicació d'aquest tipus de motor en aplicacions on no seria possible degut al sensor de posició. El sensor de posició es pot eliminar del sistema si s'usen les tècniques adequades per, a partir d'altres quantitats mesurables del motor, establir el sistema o estimar aquesta posició i la velocitat per aconseguir la sincronització dels corrents de l'estator amb la posició del rotor.

Els mètodes de control sense sensor de posició es divideixen en dos grans grups: els que no requereixen del coneixement de la posició del rotor, i dels que si que requereixen de la posició del rotor.

1.4.1 Control sense conèixer la posició del rotor

Dins d'aquest grup s'inclouen dos mètodes: el control V/f en llaç obert, i el control directe de parell (DTC).

Control V/f en llaç obert

El control V/f en llaç obert es pot usar en aplicacions que no requereixin unes altes prestacions dinàmiques [3]. Tal i com es pot veure a [10, 11], els motors síncrons d'ímants permanents operant en un control V/f en llaç obert tenen problemes d'estabilitat a freqüències baixes. Malgrat tot, diversos autors, [10, 11, 12], han demostrat que es pot establir el motor modulant la freqüència de forma adequada.

A [10, 12] s'usa la mesura del corrent del bus de continua per modular la freqüència. L'estratègia proposada a [10] es mostra a la Figura 1.8.

En aquesta estratègia se suposa una tensió del bus de continua constant. La corrent del bus s'expressa com la suma d'un valor constant més una pertorbació. El llaç que estabilitza el sistema modula la freqüència de forma proporcional a aquesta pertorbació de la corrent del bus de continua. Aquesta pertorbació és, també, la pertorbació en la potència entregada al motor.

A [12] es proposen dos mètodes. El primer, basat en la mínima potència d'entrada, és molt semblant al mètode proposat a [10]. El segon mètode es basa en la forma de la corrent del bus de continua. Dels dos mètodes

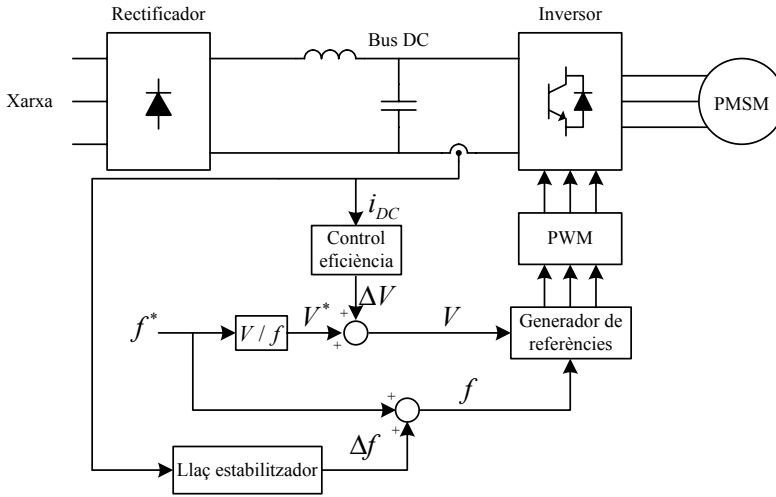


Figura 1.8: Control V/f amb modulació de la freqüència a partir de la corrent del bus de continua

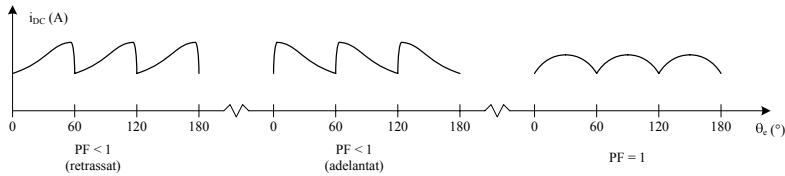


Figura 1.9: Diferents formes de la corrent del bus de continua en funció del factor de potència

s'obtenen eficiències semblants per diferents càrregues i diferents velocitats d'operació. A la Figura 1.9 es pot veure la forma del corrent del bus de continua en funció del factor de potència.

El mètode proposat a [11] modula la freqüència de forma proporcional a la pertorbació de la potència entregada al motor ($\Delta f = -k_p \Delta p_e$). Pel càlcul d'aquesta potència cal mesurar els corrents de fase (i_{as} i i_{bs}). La Figura 1.10 mostra un diagrama de blocs de l'algorisme emprat a [11] per estabilitzar el sistema.

Amb els mètodes de control V/f en llaç obert descrits es pot fer girar el motor amb velocitats d'entre el 5% i el 100% de la velocitat nominal. Això sí, les prestacions dinàmiques no són gaire elevades, però suficients per moltíssimes aplicacions, com poden ser bombes, ventiladors i compressors.

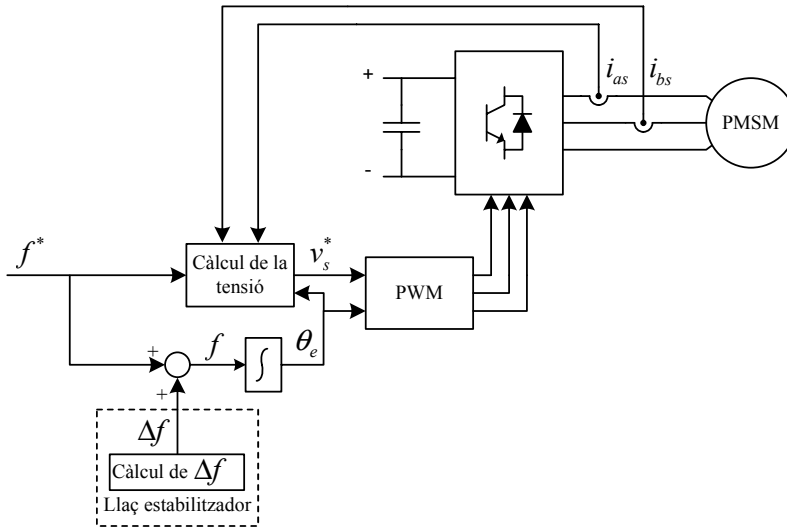


Figura 1.10: Control V/f amb modulació de la freqüència a partir de la potència lliurada al motor

Control directe de parell (DTC)

El control directe de parell no necessita de la informació de la posició del rotor ja que el parell s'estima directament en la referència estacionària. El parell i el flux s'obtenen d'estimadors i es controlen mitjançant dos controladors per histèresi. L'error entre els valors estimats i els valors de referència s'usen per obtenir el proper cicle de treball dels transistors. A la Figura 1.11 es pot veure un diagrama de blocs del control directe de parell pel motor síncron d'imants permanents proposat a [13].

L'algorisme de control pel control directe de parell és senzill en la seva implementació i presenta certs avantatges respecte el control vectorial. Però l'inconvenient més important són els elevats arrissats de parell i flux. La freqüència de commutació no és constant i varia amb la velocitat, el parell i la banda d'histèresi dels controladors. A [14] es presenta un control directe de parell basat en la tècnica SVPWM. El principal avantatge d'aquesta tècnica és que la commutació dels transistors és a freqüència fixa. A la Figura 1.12 es presenta un diagrama de blocs del mètode proposat a [14].

Malgrat que hi ha aplicacions industrials que només requereixen d'un control de parell ràpid, la majoria de les aplicacions presents a la indústria demanen d'un control de velocitat o, fins i tot, de posició. Per això, el control directe de parell s'ha de modificar per poder oferir un control de velocitat

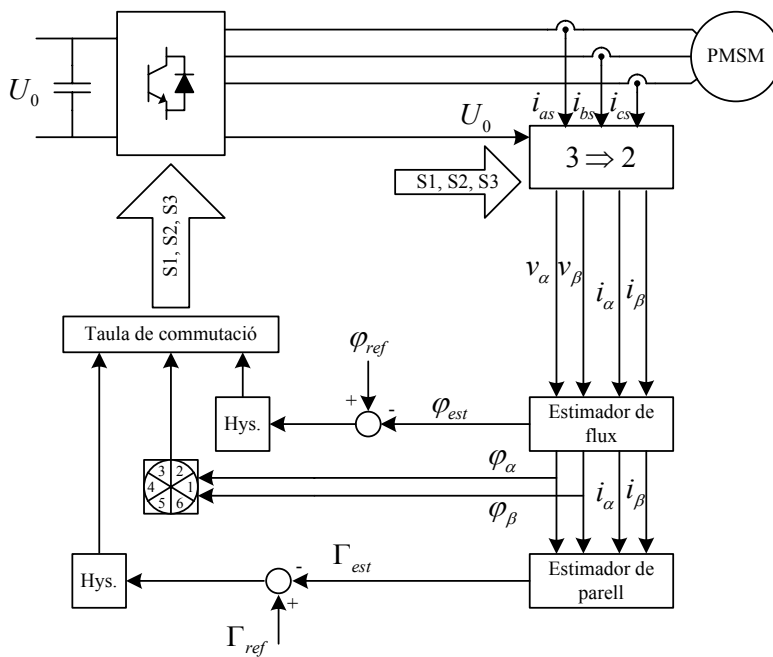


Figura 1.11: Diagrama de blocs del control directe de parell

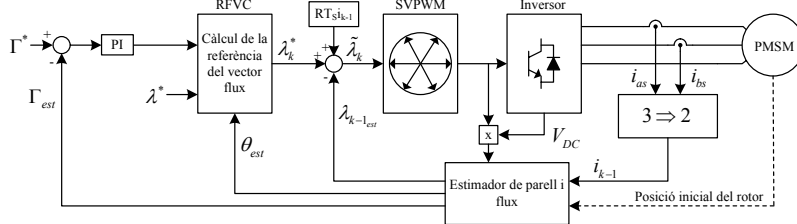


Figura 1.12: DTC basat en SVPWM

o de posició. A [15] es proposa un control directe de parell amb un llaç de control de velocitat exterior. D'aquesta manera es mantenen les prestacions del control directe de parell i s'afegeix un control de velocitat. El mètode d'estimació de la velocitat està basat en l'estimació del flux concatenat per l'estator, present ja en el control directe de parell, i en l'angle de parell, calculat a partir d'una taula o d'una equació no lineal.

1.4.2 Estimació de la posició absoluta del rotor

Els mètodes d'estimar la posició del rotor es poden dividir en tres categories: els mètodes basats en la mesura de les tensions i corrents, i en manipulacions algebraiques de les equacions del motor, els mètodes basats en la mesura de la f_{cem} i un tercer grup que inclou tècniques que no s'ha cregut convenient incloure-les en cap de les dues anteriors categories. El segon grup, per estar dedicat als motors BLDC, no s'ha inclòs en aquest treball, però la descripció d'aquests mètodes es pot trobar a [16].

Mètodes basats en la mesura de les tensions i corrents, i en manipulacions algebraiques de les equacions del motor

Aquests mètodes es basen en, a partir de mesures de variables del motor, extreure la posició del rotor per poder implementar a posteriori el control vectorial del motor.

Mesura del flux concatenat per l'estator Les tensions i els corrents de l'estator s'usen per calcular el flux concatenat per l'estator:

$$\lambda_{ds}^r = \int (v_{ds}^r - R_s i_{ds}^r) dt \quad (1.1)$$

$$\lambda_{qs}^r = \int (v_{qs}^r - R_s i_{qs}^r) dt \quad (1.2)$$

La posició del rotor es pot estimar mitjançant l'expressió

$$\theta_r = \tan^{-1} \left(\frac{\lambda_{ds}^r}{\lambda_{qs}^r} \right) \quad (1.3)$$

A [17] el flux estimat s'usa per calcular les corrents de l'estator amb una posició suposada del rotor. La diferència entre les corrents calculades i les mesurades s'usa per corregir la posició suposada del rotor. Per tal d'evitar els problemes de deriva de l'integrador durant l'estimació del flux, el flux estimat

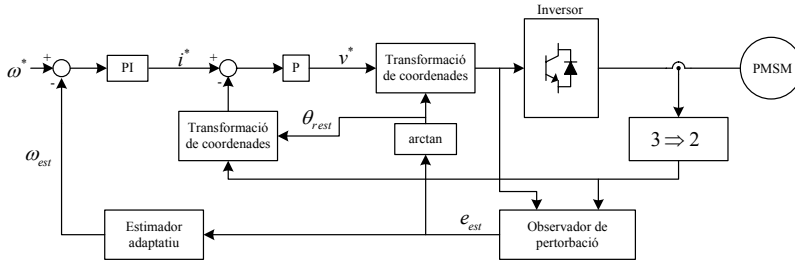


Figura 1.13: Estimació de la posició del rotor a partir de la *f_{cem}*

es calcula mitjançant la posició corregida del rotor i les corrents mesurades. Aquest mètode és aplicable tan als motors PMAC com als BLDC.

Aquests mètodes depenen en gran mesura de la qualitat i l'precisió de l'estimació del flux λ , per tant, dels valors mesurats de les tensions i els corrents de l'estator. La deriva dels integradors és també un inconvenient molt important a tenir en compte, però usant tècniques adequades d'integració [18] es pot solucionar aquest problema.

Altres mètodes usen una estimació de la *f_{cem}* induïda enlloc del flux concatenat per l'estator. La posició del rotor es pot estimar usant l'equació

$$\theta_r = \tan^{-1} \left(\frac{e_{ds}^r}{e_{qs}^r} \right) \quad (1.4)$$

Aquest mètode és fàcilment implementable per motors síncrons d'imants permanents de pols llisos, però el càlcul directe de la posició no és possible en el cas del motor de pols sortints. Per poder aplicar aquest mètode al motor de pols sortints, a [19, 20] s'usa un observador d'estat, tal i com es veu a la Figura 1.13.

Tots aquests mètodes són molt sensibles a les variacions dels paràmetres del motor. Una bona estimació dels paràmetres que entren en joc és fonamental per obtenir uns bons resultats. A més a més, la posició inicial no és detectable amb aquests mètodes i, per tant, cal una estratègia diferenciada a l'hora d'arrencar el motor.

Estimació de la posició a partir d'una posició hipotètica del rotor A partir d'una posició hipotètica del rotor, suposada correcta, es calculen les variables elèctriques del motor usant les equacions en la referència en sincronisme. La diferència entre les variables calculades i les mesurades és proporcional a l'error en la posició de la forma

$$\Delta v = v_{dq}^r - v_{dq}^{r_{hipotètica}} \propto \Delta \theta_r \quad (1.5)$$

Les tensions aplicades als debanats de l'estator es poden calcular a partir de la tensió del bus de continua, els estats dels transistors de l'inversor, el temps mort aplicat i les caigudes de tensió als díodes i transistors del convertidor.

Les variables del motor usades per calcular l'error en l'angle suposat són tensió i corrent. A [21] el mètode s'aplica a ambdues variables, i es conclou que s'obtenen millors resultats si s'aplica amb el corrent que amb la tensió.

Com que el mètode es basa en el model del motor, tindrà una forta dependència de les variacions dels paràmetres. A més, la relació entre l'error de la tensió i l'error de la posició depen de $k_{f_{cem}}$. A [22] la dependència de $k_{f_{cem}}$ s'elimina suposant que durant el període d'estimació, la posició del rotor és constant, i la dependència es redueix a la resistència dels debanats de l'estator.

Manipulacions algebraiques de les equacions del motor Aquests mètodes usen les variables mesurades del motor, tensions i corrents, els seus paràmetres i una sèrie de manipulacions algebraiques per tal d'obtenir una expressió que determina la posició del rotor. Manipulant les equacions del motor, tal i com es fa a [23], es possible obtenir una expressió de la posició del rotor de la forma

$$\theta_r = \tan^{-1} \left(\frac{v_{as} - v_{cs} - R_s (i_{as} - i_{cs}) - L_d \frac{d}{dt} (i_{bs} - i_{cs}) - \sqrt{3} \omega_r (L_q - L_d) i_{as}}{\sqrt{3} (v_{as} - R_s \cdot i_{as} - L_d \frac{d}{dt} i_{as}) + \omega_r (L_q - L_d) \cdot (i_{as} - i_{cs})} \right) \quad (1.6)$$

i una expressió de la velocitat del motor de la forma

$$\omega_r = \frac{\sqrt{(v_{as} - R_s \cdot i_{as} - L_s \frac{d}{dt} i_{as})^2 + \frac{1}{3} (v_{bs} - v_{cs} - R_s \cdot (i_{bs} - i_{cs}) - L_s \frac{d}{dt} (i_{bs} - i_{cs}))^2}}{\lambda_m} \quad (1.7)$$

Aquests mètodes tenen una forta dependència de les variacions dels paràmetres del motor i de la qualitat de les mesures de les variables del motor (tensions i corrents). També hi intervenen derivades de variables, la qual cosa és una font important de sorolls.

Observadors d'estat. El filtre de Kalman Els observadors d'estat es basen en el model dinàmic del motor. El model dinàmic s'usa per extreure qualsevol de les variables d'estat i, en particular, es pot usar per extreure la posició del rotor. Al model dinàmic del motor se li apliquen les mateixes entrades que al motor real. L'error entre les sortides del motor real, que es poden mesurar, i les del model, s'usa per corregir el model en les futures iteracions.

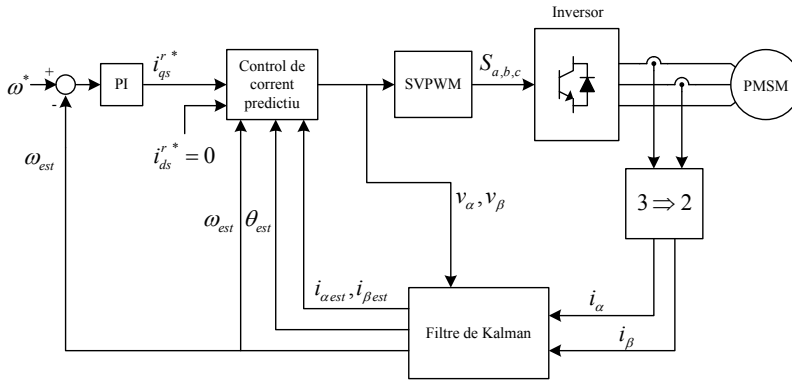


Figura 1.14: Estimació de la posició del rotor amb un filtre de Kalman

Com que aquests observadors es basen en el model del motor, la precisió del model assegura que els estats cap a on evoluciona el model són els mateixos cap a on evoluciona el motor real. La variació dels paràmetres del motor afecta l'evolució de l'observador, però es pot incloure un estimador en temps real dels paràmetres del motor per solucionar aquest inconvenient.

Un altre punt a tenir en compte és l'estabilitat de l'observador. Si durant l'operació es perd aquesta estabilitat es pot produir un funcionament erràtic del motor que fins i tot el pot dur a la destrucció. A més, els estats inicials de l'observador són importants per obtenir una bona i ràpida convergència cap al valor real de la posició del rotor.

L'observador bàsic és l'observador complet, que observa totes les variables d'estat del motor. Però hi ha algunes variables d'estat, com les tensions i els corrents, que són fàcilment mesurables i, per tant, no cal estimar-les. Això porta cap a reduir l'ordre de l'observador i, per tant, en reduir el temps de càlcul necessari.

Un cas particular dels observadors d'estat és el filtre de Kalman (Figura 1.14).

El filtre de Kalman [24] proporciona un mètode d'observació òptim per senyals amb una presència de soroll important i per sistemes amb una forta variació dels paràmetres, però és computacionalment intensiu. El pas crític en el disseny del filtre és la tria dels coeficients que donen les millors prestacions per estimar la posició del rotor.

Variacions de la inductància del motor En els motors de pols sortints és possible obtenir la posició del rotor observant la variació de la inductància

dels debanats de l'estator, ja que aquesta inductància és funció de la posició del rotor.

A [25] la inductància es calcula mitjançant la injecció de corrents d'alta freqüència per un debanat i mesurant el corrent induït en l'altre. Amb aquesta tècnica es pot extreure, a més de la posició del rotor, un model del debanat en termes de resistència i inductància equivalent. El senyal d'alta freqüència s'injecta constantment i, per tant, també s'indueix en l'altre debanat un senyal constantment. Aquest fet permet calcular la posició del rotor fins i tot quan el rotor està aturat, la qual cosa fa que aquest sigui un mètode molt atractiu.

A [26] el càlcul de la inductància per extreure la posició del rotor es fa a partir de les tensions i els corrents aplicades. El controlador de corrent és un controlador per histèresi, i mesurant el corrent que passa pels debanats del motor a una freqüència molt més elevada que la de commutació, és possible determinar la inductància. Una taula de valors relaciona la inductància amb la posició.

Aquests mètodes requereixen un càlcul previ de la inductància i una relació amb la posició del rotor. La precisió a l'hora de confeccionar aquesta taula determinarà els resultats del mètode. Els filtres usats per determinar la inductància afecten també a les prestacions i als resultats obtinguts.

Altres tècniques

Els mètodes que es presenten a continuació són mètodes que per la seva particularitat no s'han inclòs en els casos anteriors. Aquests mètodes van des dels que proposen l'ús de xarxes neuronals, als que proposen modificacions del motor per poder estimar la posició.

A [27] una xarxa neuronal s'usa per obtenir una expressió no lineal que relaciona les tensions i els corrents de l'estator amb la posició del rotor. En la fase d'entrenament de la xarxa, la posició del rotor s'usa per estimar el vector flux concatenat per l'estator. Aquest flux es compara amb el flux estimat mitjançant l'expressió

$$\lambda = \int (v - R_s i) dt \quad (1.8)$$

La diferència s'usa per modificar els coeficients de la xarxa neuronal. Aquest mètode necessita el coneixement de la posició inicial.

La lògica difusa (*Fuzzy Logic*) també es pot usar per estimar la posició del rotor. Sabent la relació entre les tensions i corrents aplicades a l'estator i la posició del rotor es pot desenvolupar un sistema lògic difús per obtenir

estimacions de la posició del rotor. Un altre mètode basat en la lògica difusa usa l'estimació de la posició del rotor per generar les referències de corrent de cada fase per diferents estratègies de control: factor de potència unitari i màxim parell per Ampère.

Alguns mètodes proposen aplicar modificacions al motor per tal de poder estimar la posició del rotor. A [28] dues petites bobines s'inserten als debanats de l'estator i, mitjançant l'injecció de tensions o corrents per una d'elles, i mesurant la tensió induïda a l'altre, es pot estimar la posició del rotor. En aquest treball s'usa el segon harmònic de la senyal mesurada per estimar la posició. A [29] els debanats auxiliars se situen en un laminat auxiliar de l'estator amb ranures igualment espaciades.

Es possible modificar el motor per, a partir d'un rotor de pols llisos crear-ne un de pols sortints [30], i poder aplicar algun dels mètodes proposats amb anterioritat per aquest tipus de motors.

Hi ha certes variables que no es comporten a la realitat de la forma que suposen les teories i models del motor. Les irregularitats conegudes en tensions i corrents es poden usar per estimar la posició del rotor. A [31] es detecten irregularitats al corrent quan la f_{cem} i el corrent no estan alineats convenientment. Aquestes irregularitats s'usen per corregir la posició del rotor que determinen els instants de commutació d'un motor BLDC.

1.4.3 Conclusions

En aquesta secció s'han pogut veure els mètodes de control sense sensor de posició existents actualment. Es pot veure que la majoria de mètodes persegueixen obtenir una estimació de la posició absoluta del rotor per poder implementar el control vectorial sense sensor de posició del motor i, en canvi, pocs esforços s'han dedicat als mètodes de control sense conèixer la posició del rotor. Això sorprèn si es té en compte que la gran majoria d'aplicacions industrials on s'usen motors d'inducció el mètode de control és el control V/f i, a més, tal i com es diu a [3], les prestacions que s'obtenen en un control V/f són semblants a un control vectorial sense sensor de posició, excepte pel cas d'operar el motor a baixa velocitat, on el control vectorial ofereix un millor comportament. El control directe de parell (DTC) té un interès creixent degut a les seves bones propietats, però cal tenir en compte que és un control de parell i, per tant, si es vol implementar un control de velocitat, cal estimar-la d'alguna forma. La taula 1.1 mostra una comparació dels mètodes de control sense sensor de posició dels motor síncrons d'imants permanents.

	Llaç obert V/f	Llaç obert (V/f) amb compensació	DTC	DTC amb SVPWM	Control vectorial sense sensor	Control vectorial
Requeriments de càlcul	Baix	Baix	Baix	Mig	Molt alt	Alt
Rang de velocitat	10%-100%	5%-100%	0%-100%	0%-100%	0%-100%	0%-100%
Resposta dinàmica	Baixa	Baixa	Alta	Alta	Mitja	Alta
Precisió	Baixa	Baixa	Mitja	Mitja	Mitja	Alta
Parell d'arrencada	60%-80%	60%-80%	100%	100%	100%	100%
Arriassat de parell	Baix	Mig	Alt	Alt	Baix	Baix
Sensitivitat paràmetres	Baixa	Mitja	Mitja	Mitja	Alta	Baixa
Requeriment posició inicial	No	No	Si	Si	Si	Si
Cost	Baix	Baix	Mig	Mig	Molt alt	Alt

Taula 1.1: Comparació dels mètodes de control dels motors síncrons d'inductants permanents

1.5 Objectius i abast

L'objectiu principal d'aquest treball és implementar un mètode de control sense sensor de posició per un motor síncron d'imants permanents. Es busca un mètode que pugui ser implementat en aplicacions de baixes prestacions i, per tant, també de cost reduït.

Aquestes aplicacions de baixes prestacions inclouen bombes, compressors i sistemes de ventilació i aire condicionat, o qualsevol altra aplicació que no requereixi d'una dinàmica molt elevada. En totes aquestes aplicacions, que normalment tenen un ús intensiu, l'estalvi energètic és un element a tenir en compte i, per tant, els motors síncrons d'imants permanents, són uns bons candidats a substituir els motors d'inducció connectats directament a la xarxa, o a través d'un convertidor, usats actualment.

Per aquest tipus d'aplicacions, el mètode de control V/f es presenta com un magnífic candidat i, per tant, serà el mètode estudiat en aquest treball (veure Figura 1.4). La decisió també ve motivada perquè actualment, les aplicacions de baixes prestacions usen aquest tipus de control en motors d'inducció amb resultats acceptables des del punt de vista de la seva dinàmica i les seves prestacions.

L'objectiu d'eliminar el sensor de posició, tal i com ja s'ha vist necessari pels motors síncrons, ve donat per la necessitat d'incrementar la fiabilitat, minimitzar la complexitat i reduir el cost de l'aplicació.

Les aplicacions per les quals va destinat aquest treball no requereixen d'un control molt precís ni de la velocitat ni del parell. Tampoc requereixen la producció de parell a velocitat zero. Aquest és un altre motiu que justifica l'ús d'un control V/f . El rang de velocitats d'operació del motor és del 10% al 100% de la nominal. El règim d'operació en debilitament de camp no es considera en aquest treball. El motor, un cop implementat el llaç ha de ser capaç de soportar graons de la meitat del parell nominal en tot el rang d'operació.

En aquest treball s'ha escollit un motor síncron d'imants permanents de pols llisos. El motiu d'aquesta elecció ve justificat perquè la majoria de fabricants de motors síncrons d'imants permanents industrials fabriquen aquest tipus de motors [32, 33, 34, 35]. Els mateixos fabricants també fabriquen aquests motors amb una distribució sinusoidal dels debanats, i per això també s'ha descartat l'ús de motors BLDC. Una altra raó per descartar els motors BLDC és l'inherent arrissat de parell que presenten quan s'implementa el seu control [1, 5]. Aquest arrissat, per les aplicacions a les quals es vol enfocar aquest treball, pot presentar problemes indesitjables de vibracions i sorolls.

Com que també es busca una aplicació directa d'aquest treball a la indústria s'ha escollit, a l'hora d'implementar el mètode de control, un dispositiu industrial, un processador digital del senyal. L'electrònica que acompanya a aquest, així com els sensors emprats per les corrents i les tensions també són elements industrials. S'ha defugit d'implementacions de laboratori, mitjançant equips molt costosos de desenvolupament, que si bé si que permeten avaluar de forma ràpida i senzilla els algorismes implementats, no permeten fer-se una idea de la complexitat real industrial de la solució aportada.

1.6 Sumari

En aquest primer capítol s'ha fet una introducció al motor síncron d'imants permanents, que és l'objecte d'estudi d'aquest treball. S'han descrit els diferents mètodes de control que es coneixen per aquest tipus de motors. Com que l'objectiu principal d'aquest treball és aconseguir un mètode de control sense sensor de posició pels motors síncrons d'imants permanents, s'ha presentat, també, un estudi dels mètodes de control sense sensor de posició que existeixen actualment per aquest tipus de motors. Per acabar, s'han presentat els objectius que es volen aconseguir amb aquest treball.

Capítol 2

Modelització del motor síncron d'imants permanents

2.1 Introducció

El comportament electromecànic de les màquines elèctriques es pot predir mitjançant un seguit d'equacions que les descriuen. Aquest conjunt d'equacions s'anomena el model de la màquina. Aquest model es pot desenvolupar a partir d'entendre els fenòmens físics que intervenen en el funcionament de la màquina. El correcte desenvolupament d'aquest model és la clau per poder analitzar correctament el comportament, i també per poder dissenyar qualsevol tipus de control per a la màquina. Malgrat tot, a fi i efecte de reduir la complexitat del model, és necessari fer una sèrie de suposicions i simplificacions. Aquestes cal fer-les sense malmetre la validesa del model de la màquina en el rang de l'estudi.

En aquest capítol es presenta el desenvolupament del model del motor síncron d'imants permanents. Primer es presenten les equacions en variables de la màquina. Tot seguit, aplicant un seguit de transformacions matemàtiques, es presenta el model en la referència en sincronisme amb el rotor. També es presenten l'equació que ens permet obtenir el parell mecànic generat pel motor i l'equació mecànica del sistema motor-càrrega. Totes aquestes equacions són les que conformen el model electromecànic del motor síncron d'imants permanents.

2.2 Equacions del motor en variables de la màquina

Un diagrama conceptual del motor síncron d'imants permanents es pot veure a la Figura 2.1. El motor presentat en aquesta figura és un motor trifàsic d'un parell de pols, amb imants interiors. Els tres debanats de l'estator són idèntics i desplaçats 120° . La seva distribució és sinusoidal i estan connectats en estrella. Cada debanat té N_s espines amb una resistència equivalent R_s .

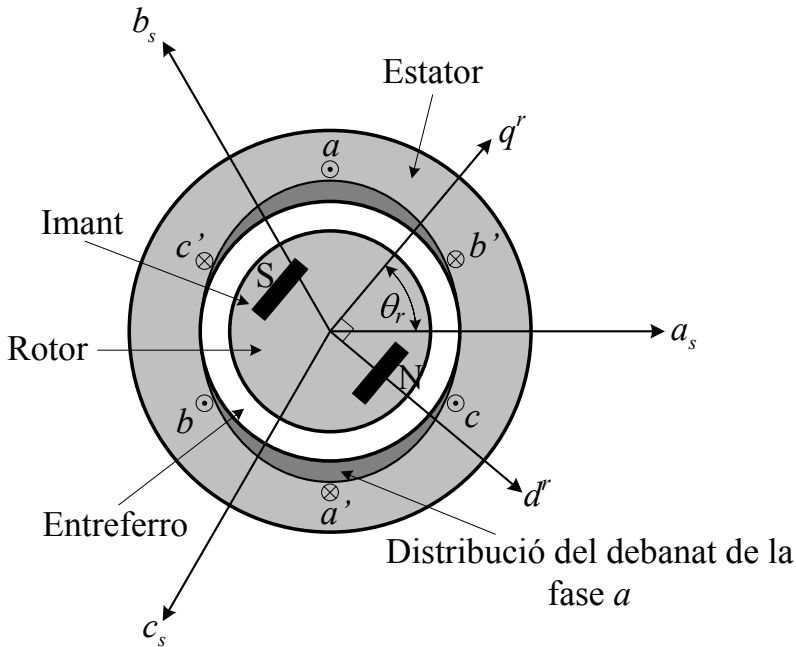


Figura 2.1: Diagrama conceptual del motor síncron d'imants permanents

Els eixos a_s , b_s i c_s són els eixos magnètics de les fases a , b i c respectivament. Els imants del rotor estan situats a l'interior del rotor. En la Figura 2.1 també es poden veure els eixos en directe (d^r) i en quadratura (q^r).

Tal i com ja s'ha esmentat, per tal de reduir la complexitat del model, cal fer una sèrie de suposicions i simplificacions [36, 37]. Aquestes simplificacions són comunes a la literatura, i es fan sense degradar la validesa del model en el rang de funcionament del motor en aquest treball. Aquestes suposicions i simplificacions són:

- La distribució espacial dels debarats se suposa perfectament sinusoidal. Per tant, la força magnetomotriu produïda per l'estator se suposa també sinusoidal.
- No es considera cap tipus d'efecte tèrmic. Ni sobre els debarats, ni sobre l'imant, ni tampoc sobre el material magnètic.
- El material magnètic se suposa que té un comportament lineal. Per tant, no es considera la saturació magnètica d'aquest.
- No es consideren les pèrdues en el ferro

2.2 Equacions del motor en variables de la màquina

Amb aquestes suposicions i simplificacions es possible obtenir les equacions elèctriques del motor en forma matricial de la forma

$$\mathbf{v}_{abc s} = \mathbf{R}_s \cdot \mathbf{i}_{abc s} + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\lambda}_{abc s} \quad (2.1)$$

on $\mathbf{v}_{abc s}$ és el vector de tensions de l'estator, \mathbf{R}_s és la matriu de resistències de l'estator, $\mathbf{i}_{abc s}$ és el vector de corrents de l'estator, i $\boldsymbol{\lambda}_{abc s}$ és el vector de flux concatenat per l'estator. Aquests vectors i matrius estan definits per

$$\mathbf{v}_{abc s} = \begin{Bmatrix} v_{as} \\ v_{bs} \\ v_{cs} \end{Bmatrix}; \mathbf{R}_s = \begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{pmatrix}; \mathbf{i}_{abc s} = \begin{Bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{Bmatrix}; \boldsymbol{\lambda}_{abc s} = \begin{Bmatrix} \lambda_{as} \\ \lambda_{bs} \\ \lambda_{cs} \end{Bmatrix} \quad (2.2)$$

El vector de flux concatenat per l'estator $\boldsymbol{\lambda}_{abc s}$ està relacionat amb el flux creat pels propis corrents de l'estator i el flux creat per l'imant permanent del rotor de la següent forma

$$\boldsymbol{\lambda}_{abc s} = \boldsymbol{\lambda}_{abc s(s)} + \boldsymbol{\lambda}_{abc s(r)} \quad (2.3)$$

A (2.3), $\boldsymbol{\lambda}_{abc s(s)}$ es el flux creat pels propis corrents de l'estator, i es defineix com

$$\boldsymbol{\lambda}_{abc s(s)} = \begin{pmatrix} L_{aas} & L_{abs} & L_{acs} \\ L_{bas} & L_{bbs} & L_{bcs} \\ L_{cas} & L_{cbs} & L_{ccs} \end{pmatrix} \mathbf{i}_{abc s} \quad (2.4)$$

on, L_{aas} és la inductància pròpia del debanat de la fase a , L_{abs} i L_{acs} són les inductàncies mútues entre els debanats de les fases a i b , i, a i c respectivament. Per les inductàncies pròpies de les fases b i c s'usa la mateixa notació. I $\boldsymbol{\lambda}_{abc s(r)}$ és el flux creat per l'imant del rotor, i es defineix de la següent manera

$$\boldsymbol{\lambda}_{abc s(r)} = \lambda_m \begin{Bmatrix} \sin(\theta_r) \\ \sin\left(\theta_r - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \sin\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \end{Bmatrix} \quad (2.5)$$

on λ_m és l'amplitud del flux concatenat per l'estator creat per l'imant permanent del rotor vist des dels debanats de l'estator.

El cas general dels motors síncrons d'imants permanents correspon al motor de pols sortints. El motor de rotor llis correspon a un cas particular d'aquest, tal i com es veurà més endavant. Per això, en aquest treball es modelitza el motor síncron d'imants permanents de pols sortints. En aquest cas, com que l'entreferro no és uniforme, les inductàncies pròpies i mútues dels debanats de l'estator són funció de la posició del rotor. Una descripció

detallada de com s'obtenen les expressions de les inductàncies es pot trobar a [36, 38]. Aquí només es presenten les expressions finals d'aquestes inductàncies.

Les inductàncies pròpies dels debanats de l'estator es poden expressar de la següent forma

$$\begin{aligned} L_{aas} &= L_{ls} + L_A - L_B \cos 2\theta_r \\ L_{bbs} &= L_{ls} + L_A - L_B \cos \left(2\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \\ L_{ccs} &= L_{ls} + L_A - L_B \cos \left(2\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) \end{aligned} \quad (2.6)$$

on L_{ls} és la inductància de dispersió i és igual pels tres debanats ja que són idèntics. L_A i L_B venen determinats per les expressions

$$\begin{aligned} L_A &= \left(\frac{N_s}{2} \right)^2 \pi \mu_0 r l \varepsilon_1 \\ L_B &= \left(\frac{N_s}{2} \right)^2 \pi \mu_0 r l \varepsilon_2 \end{aligned} \quad (2.7)$$

on r és el radi des del centre de la màquina fins la circumferència interior de l'estator i l és la llargada axial de l'entreferro de la màquina. μ_0 és la permeabilitat de l'aire, i, ε_1 i ε_2 estan definides per

$$\begin{aligned} \varepsilon_1 &= \frac{1}{2} \left(\frac{1}{g_{\min}} + \frac{1}{g_{\max}} \right) \\ \varepsilon_2 &= \frac{1}{2} \left(\frac{1}{g_{\min}} - \frac{1}{g_{\max}} \right) \end{aligned} \quad (2.8)$$

on g_{\min} és l'entreferro mínim i g_{\max} és l'entreferro màxim.

Les inductàncies mútues entre els debanats de l'estator es poden expressar de la forma

$$\begin{aligned} L_{abs} &= L_{bas} = -\frac{1}{2} L_A - L_B \cos \left(2\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) \\ L_{acs} &= L_{cas} = -\frac{1}{2} L_A - L_B \cos \left(2\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \\ L_{bcs} &= L_{cbs} = -\frac{1}{2} L_A - L_B \cos 2\theta_r \end{aligned} \quad (2.9)$$

En el cas del rotor de pols llisos $g_{\min} = g_{\max}$ i, per tant, es pot veure a (2.8) que $\varepsilon_2 = 0$. En aquest cas, les inductàncies pròpies i les mútues no

2.2 Equacions del motor en variables de la màquina

depenen de la posició del rotor i la matriu d'inductàncies de (2.4) esdevé una matriu constant. L'únic terme que depen de l'angle és el flux creat per l'imant del rotor $\lambda_{abc_s(r)}$.

Finalment, en el cas general del rotor de pols sortints, la matriu de flux concatenat λ_{abc_s} de (2.1) es pot expressar de la següent forma

$$\begin{Bmatrix} \lambda_{as} \\ \lambda_{bs} \\ \lambda_{cs} \end{Bmatrix} = \mathbf{L} \begin{Bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{Bmatrix} + \lambda_m \begin{Bmatrix} \sin \theta_r \\ \sin \left(\theta_r - \frac{2\pi}{3} \right) \\ \sin \left(\theta_r + \frac{2\pi}{3} \right) \end{Bmatrix} \quad (2.10)$$

on

$$\mathbf{L} = \begin{pmatrix} L_{ls} + L_A - L_B \cos 2\theta_r & -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}) \\ -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}) & L_{ls} + L_A - L_B \cos(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2\theta_r \\ -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos(2\theta_r + \frac{2\pi}{3}) & -\frac{1}{2}L_A - L_B \cos 2\theta_r & L_{ls} + L_A - L_B \cos(2\theta_r - \frac{2\pi}{3}) \end{pmatrix} \quad (2.11)$$

2.3 Equacions de la màquina en forma de vectors espacials

Una altra manera de representar les equacions de la màquina és usar els vectors espacials. Aquesta forma de representació presenta certs avantatges, com pot ser la compacitat de la notació, una senzilla manipulació algebraica, i una representació gràfica també simplificada. Aquesta notació és interessant quan s'analitzen les tècniques de control vectorial de les màquines elèctriques. S'ha escrit nombrosa literatura de com representar les equacions de les màquines elèctriques en vectors espacials [6, 38].

El valor instantani de qualsevol variable de la màquina, ja sigui tensió, corrent o flux, es pot representar sobre l'eix de la fase corresponent com un vector, i la representació en vectors espacials de la variable és

$$\underline{f}_{abc} = \frac{2}{3} (f_{as} + \underline{a}f_{bs} + \underline{a}^2 f_{cs}) \quad (2.12)$$

on f_{as} , f_{bs} i f_{cs} són els valors instantanis de qualsevol variable de la màquina en els eixos a , b i c respectivament, i

$$\underline{a} = e^{j\frac{2\pi}{3}} \quad (2.13)$$

$$\underline{a}^2 = e^{j\frac{4\pi}{3}} \quad (2.14)$$

Amb la definició anterior, el conjugat de la variable es pot escriure com

$$\underline{f}_{abc}^* = \frac{2}{3} (f_{as} + \underline{a}^2 f_{bs} + \underline{a} f_{cs}) \quad (2.15)$$

La selecció de la constant $\frac{2}{3}$ a (2.12) garanteix que per un sistema trifàsic sinusoidal simètric i equilibrat, la magnitud del vector espacial és igual a l'amplitud de la sinusoide de fase.

Les expressions de les equacions del motor síncron d'imants permanents en vectors espacials es pot obtenir a partir de la definició donada a (2.12) i de l'expressió (2.1). Multiplicant la segona fila per \underline{a} , la tercera fila per \underline{a}^2 , sumant el resultat a la primera fila i multiplicant aquesta suma per $\frac{2}{3}$ es poden obtenir les equacions elèctriques del motor síncron d'imants permanents en forma de vectors espacials

$$\underline{v}_{abc} = R_s \underline{i}_{abc} + \frac{d}{dt} \underline{\lambda}_{abc} \quad (2.16)$$

on,

$$\underline{v}_{abc s} = \frac{2}{3} (v_{as} + \underline{a}v_{bs} + \underline{a}^2v_{cs}) \quad (2.17)$$

$$\underline{i}_{abc s} = \frac{2}{3} (i_{as} + \underline{a}i_{bs} + \underline{a}^2i_{cs}) \quad (2.18)$$

$$\underline{\lambda}_{abc s} = \frac{2}{3} (\lambda_{as} + \underline{a}\lambda_{bs} + \underline{a}^2\lambda_{cs}) \quad (2.19)$$

El vector espacial de flux concatenat $\underline{\lambda}_{abc s}$ es pot obtenir a partir del vector espacial de corrents $\underline{i}_{abc s}$, la matriu d'inductàncies \mathbf{L} i el flux de l'imant permanent del rotor λ_m . El vector de flux donat a (2.10) es pot reescriure de la següent forma

$$\begin{aligned} \begin{Bmatrix} \lambda_{as} \\ \lambda_{bs} \\ \lambda_{cs} \end{Bmatrix} &= \begin{pmatrix} L_{ls} + L_A & -\frac{1}{2}L_A & -\frac{1}{2}L_A \\ -\frac{1}{2}L_A & L_{ls} + L_A & -\frac{1}{2}L_A \\ -\frac{1}{2}L_A & -\frac{1}{2}L_A & L_{ls} + L_A \end{pmatrix} \begin{Bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{Bmatrix} \\ -\frac{L_B}{2} \begin{pmatrix} e^{j2\theta_r} & \underline{a}^2e^{j2\theta_r} & \underline{a}e^{j2\theta_r} \\ \underline{a}^2e^{j2\theta_r} & \underline{a}e^{j2\theta_r} & e^{j2\theta_r} \\ \underline{a}e^{j2\theta_r} & e^{j2\theta_r} & \underline{a}^2e^{j2\theta_r} \end{pmatrix} \begin{Bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{Bmatrix} &- \frac{L_B}{2} \begin{pmatrix} e^{-j2\theta_r} & \underline{a}e^{-j2\theta_r} & \underline{a}^2e^{-j2\theta_r} \\ \underline{a}e^{-j2\theta_r} & \underline{a}^2e^{-j2\theta_r} & e^{-j2\theta_r} \\ \underline{a}^2e^{-j2\theta_r} & e^{-j2\theta_r} & \underline{a}e^{-j2\theta_r} \end{pmatrix} \begin{Bmatrix} i_{as} \\ i_{bs} \\ i_{cs} \end{Bmatrix} \\ &+ \frac{\lambda_m}{2j} \begin{Bmatrix} e^{j2\theta_r} \\ \underline{a}^2e^{j2\theta_r} \\ \underline{a}e^{j2\theta_r} \end{Bmatrix} - \frac{\lambda_m}{2j} \begin{Bmatrix} e^{-j2\theta_r} \\ \underline{a}e^{-j2\theta_r} \\ \underline{a}^2e^{-j2\theta_r} \end{Bmatrix} \end{aligned} \quad (2.20)$$

Multiplicant la segona fila d'aquesta equació per \underline{a} , la tercera per \underline{a}^2 , sumant el resultat a la primera i multiplicant-ho tot per $\frac{2}{3}$, s'obté (després de simplificar)

$$\begin{aligned} \underline{\lambda}_{abc s} &= \frac{2}{3} (\lambda_{as} + \underline{a}\lambda_{bs} + \underline{a}^2\lambda_{cs}) \\ &= \frac{2}{3} \left(L_{ls} + \frac{2}{3}L_A \right) (i_{as} + \underline{a}i_{bs} + \underline{a}^2i_{cs}) - L_B (i_{as} + \underline{a}^2i_{bs} + \underline{a}i_{cs}) \\ &\quad + \lambda_m e^{j(\theta_r - \frac{\pi}{2})} \end{aligned} \quad (2.21)$$

Usant la definició del vector espacial i del seu conjugat, aquesta expressió es pot escriure de la forma

$$\underline{\lambda}_{abc s} = \left(L_{ls} + \frac{2}{3}L_A \right) \underline{i}_{abc s}^* e^{j2\theta_r} + \lambda_m e^{j(\theta_r - \frac{\pi}{2})} \quad (2.22)$$

Les equacions (2.16) i (2.22) conformen el model elèctric del motor síncron d'imants permanents en vectors espacials.

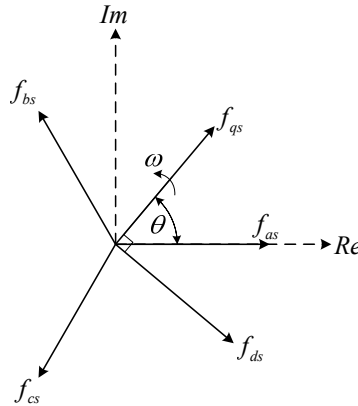


Figura 2.2: Eixos usats en la transformació de Park

2.4 Transformacions matricials

Les equacions diferencials desenvolupades en les seccions anteriors descriuen el comportament dinàmic del motor, però no formen un conjunt d'equacions apte per l'anàlisi. Tampoc en la forma més compacte usant vectors espacials. Les expressions (2.10) i (2.22), fins i tot en el cas del rotor del pols llisos, tenen termes que depenen de la posició del rotor. Aquesta dependència fa que l'anàlisi del model sigui complex, ja que és un sistema d'equacions diferencials no lineals.

En aquests casos, sovint, s'usa un canvi de base a fi i efecte d'eliminar la dependència de la posició de l'angle dels coeficients de les equacions. Com es pot veure a la literatura, aquesta transformació referencia les variables del motor en una referència que gira de forma arbitrària en el cas general.

Aquesta transformació es coneix avui en dia amb el nom de transformació de Park [39]. A la Figura 2.2 es poden veure els eixos a_s , b_s i c_s estacionaris i els eixos d_s i q_s rotatius de Park. Les variables expressades en els eixos estacionaris es poden expressar en els eixos de Park mitjançant les següents relacions

$$\begin{aligned} f_{ds} &= \frac{2}{3} \left(f_{as} \sin \theta + f_{bs} \sin \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) + f_{cs} \sin \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \right) \\ f_{qs} &= \frac{2}{3} \left(f_{as} \cos \theta + f_{bs} \cos \left(\theta - \frac{2\pi}{3} \right) + f_{cs} \cos \left(\theta + \frac{2\pi}{3} \right) \right) \end{aligned} \quad (2.23)$$

on f representa qualsevol de les variables del motor, ja siguin tensions, cor-

rents o fluxos. Com que hi ha tres fases, per obtenir una aplicació bijectiva entre les dues referències cal definir una tercera equació, anomenada la component zero o homopolar. L'expressió per obtenir aquesta component zero és

$$f_{0s} = \frac{1}{3} (f_{as} + f_{bs} + f_{cs}) \quad (2.24)$$

Els debanats del motor poden estar connectats en triangle o en estrella, però en les aplicacions generals no hi ha un camí de retorn del neutre. Això implica que

$$f_{as} + f_{bs} + f_{cs} = 0 \quad (2.25)$$

i per tant, la component homopolar és zero.

La matriu inversa de Park que dona la transformació

$$\mathbf{f}_{0dq} = (\mathbf{P}(\theta))^{-1} \cdot \mathbf{f}_{abcs} \quad (2.26)$$

es pot definir com

$$(\mathbf{P}(\theta))^{-1} = \frac{2}{3} \begin{pmatrix} \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ \sin \theta & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos \theta & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{pmatrix} \quad (2.27)$$

i la matriu de Park que dona la transformació inversa

$$\mathbf{f}_{abcs} = \mathbf{P}(\theta) \cdot \mathbf{f}_{0dqs} \quad (2.28)$$

es pot definir com

$$\mathbf{P}(\theta) = \begin{pmatrix} 1 & \sin \theta & \cos \theta \\ 1 & \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ 1 & \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{pmatrix} \quad (2.29)$$

Els vectors \mathbf{f}_{abcs} i \mathbf{f}_{0dqs} es defineixen com

$$\begin{aligned} \{\mathbf{f}_{abcs}\}^T &= \{f_{as} \quad f_{bs} \quad f_{cs}\} \\ \{\mathbf{f}_{0dqs}\}^T &= \{f_{0s} \quad f_{ds} \quad f_{qs}\} \end{aligned} \quad (2.30)$$

La interpretació física d'aquesta transformació es pot trobar a [40].

2.5 Equacions del motor en la referència en sincronisme al rotor

En l'anàlisi del motor síncron d'imants permanents es pot deduir fàcilment que la única referència interessant a l'hora d'obtenir unes expressions més senzilles de les equacions del motor és la referència en sincronisme al rotor, ja que el vector de flux concatenat depen de la posició del rotor [36]. Fent aquest canvi de base, l'equació (2.10) se simplifica, com es veurà més endavant en aquesta secció. Observant la Figura 2.2, els eixos d^r i q^r (el volat r significa que la referència és en sincronisme amb el rotor) es defineixen quan $\theta = \theta_r$. D'aquesta manera, a partir de (2.27) i de (2.29), es poden definir les matrius de Park, $\mathbf{P}(\theta_r)$ i $(\mathbf{P}(\theta_r))^{-1}$, que transformen les variables del motor en els eixos a , b i c , als eixos rotatoris d^r i q^r .

A la secció 2.2 s'ha vist que les equacions del motor es poden escriure en forma matricial de la forma

$$\mathbf{v}_{abcs} = \mathbf{R}_s \cdot \mathbf{i}_{abcs} + \frac{d}{dt} (\mathbf{L} \cdot \mathbf{i}_{abcs}) + \frac{d}{dt} (\boldsymbol{\lambda}_{abcs}) \quad (2.31)$$

Per obtenir les equacions del motor en la referència que gira en sincronisme al rotor, l'equació (2.31) s'ha de premultiplicar per $(\mathbf{P}(\theta_r))^{-1}$

$$\begin{aligned} (\mathbf{P}(\theta_r))^{-1} \cdot \mathbf{v}_{abcs} &= (\mathbf{P}(\theta_r))^{-1} \cdot \mathbf{R}_s \cdot \mathbf{i}_{abcs} \\ &+ (\mathbf{P}(\theta_r))^{-1} \cdot \frac{d}{dt} (\mathbf{L} \cdot \mathbf{i}_{abcs}) \\ &+ (\mathbf{P}(\theta_r))^{-1} \cdot \dot{\boldsymbol{\lambda}}_{abcs(r)} \end{aligned} \quad (2.32)$$

on $\dot{\boldsymbol{\lambda}}_{abcs(r)}$ és la derivada temporal de $\boldsymbol{\lambda}_{abcs}$. L'equació (2.32) es pot reescriure com

$$\begin{aligned} (\mathbf{P}(\theta_r))^{-1} \cdot \mathbf{v}_{abcs} &= (\mathbf{P}(\theta_r))^{-1} \cdot \mathbf{R}_s \cdot \mathbf{P}(\theta_r) \cdot (\mathbf{P}(\theta_r))^{-1} \cdot \mathbf{i}_{abcs} \\ &+ (\mathbf{P}(\theta_r))^{-1} \cdot \frac{d}{dt} \left(\mathbf{L} \cdot \mathbf{P}(\theta_r) \cdot (\mathbf{P}(\theta_r))^{-1} \cdot \mathbf{i}_{abcs} \right) \\ &+ (\mathbf{P}(\theta_r))^{-1} \cdot \dot{\boldsymbol{\lambda}}_{abcs(r)} \end{aligned} \quad (2.33)$$

Simplificant i aplicant la regla de la cadena es pot obtenir la següent expressió

$$\begin{aligned}
 \mathbf{v}_{0dqs}^r &= (\mathbf{P}(\theta_r))^{-1} \cdot \mathbf{R}_s \cdot \mathbf{P}(\theta_r) \cdot \mathbf{i}_{0dqs}^r \\
 &+ (\mathbf{P}(\theta_r))^{-1} \cdot \frac{d}{dt} (\mathbf{L}) \cdot \mathbf{P}(\theta_r) \cdot \mathbf{i}_{0dqs}^r \\
 &+ (\mathbf{P}(\theta_r))^{-1} \cdot \mathbf{L} \cdot \frac{d}{dt} (\mathbf{P}(\theta_r)) \cdot \mathbf{i}_{0dqs}^r \\
 &+ (\mathbf{P}(\theta_r))^{-1} \cdot \mathbf{L} \cdot \mathbf{P}(\theta_r) \frac{d}{dt} (\mathbf{i}_{0dqs}^r) \\
 &+ \dot{\boldsymbol{\lambda}}_{0dqs(r)}^r
 \end{aligned} \tag{2.34}$$

on \mathbf{v}_{0dqs}^r , \mathbf{i}_{0dqs}^r i $\dot{\boldsymbol{\lambda}}_{0dqs(r)}^r$ són les variables transformades. Aquests vectors es defineixen com

$$\mathbf{v}_{0dqs}^r = \begin{Bmatrix} v_{0s}^r \\ v_{ds}^r \\ v_{qs}^r \end{Bmatrix}; \quad \mathbf{i}_{0dqs}^r = \begin{Bmatrix} i_{0s}^r \\ i_{ds}^r \\ i_{qs}^r \end{Bmatrix}; \quad \dot{\boldsymbol{\lambda}}_{0dqs(r)}^r = \begin{Bmatrix} \dot{\lambda}_{0s}^r \\ \dot{\lambda}_{ds}^r \\ \dot{\lambda}_{qs}^r \end{Bmatrix} \tag{2.35}$$

Per la resta de termes de (2.34) es pot demostrar que

$$(\mathbf{P}(\theta_r))^{-1} \cdot \mathbf{R}_s \cdot \mathbf{P}(\theta_r) = \mathbf{R}_s = \begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{pmatrix} \tag{2.36}$$

$$(\mathbf{P}(\theta_r))^{-1} \cdot \frac{d}{dt} (\mathbf{L}) \cdot \mathbf{P}(\theta_r) = \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 3\omega_r L_B \\ 0 & 3\omega_r L_B & 0 \end{pmatrix} \tag{2.37}$$

$$(\mathbf{P}(\theta_r))^{-1} \cdot \mathbf{L} \cdot \frac{d}{dt} (\mathbf{P}(\theta_r)) = \omega_r \begin{pmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{3L_A + 3L_B + 2L_{ls}}{2} \\ 0 & \frac{3L_A - 3L_B + 2L_{ls}}{2} & 0 \end{pmatrix} \tag{2.38}$$

$$(\mathbf{P}(\theta_r))^{-1} \cdot \mathbf{L} \cdot \mathbf{P}(\theta_r) = \begin{pmatrix} L_{ls} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{3L_A}{2} + \frac{3L_B}{2} + L_{ls} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{3L_A}{2} - \frac{3L_B}{2} + L_{ls} \end{pmatrix} \tag{2.39}$$

$$\dot{\boldsymbol{\lambda}}_{0dqs(r)}^r = \begin{Bmatrix} \dot{\lambda}_{0s}^r \\ \dot{\lambda}_{ds}^r \\ \dot{\lambda}_{qs}^r \end{Bmatrix} = \begin{Bmatrix} 0 \\ 0 \\ \omega_r \lambda_m \end{Bmatrix} \tag{2.40}$$

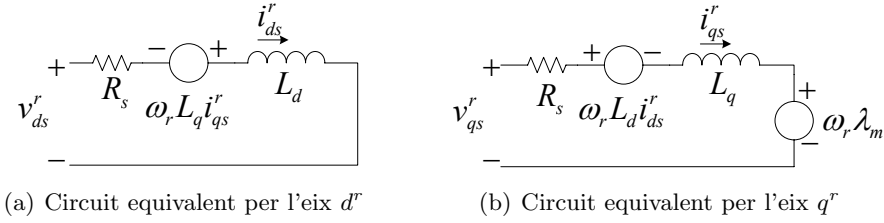


Figura 2.3: Circuits equivalents del motor síncron d'imants permanents en la referència en sincronisme amb el rotor

I ara, fent

$$L_d = L_{ls} + \frac{3}{2}(L_A + L_B) \quad (2.41)$$

$$L_q = L_{ls} + \frac{3}{2}(L_A - L_B) \quad (2.42)$$

i agrupant termes, s'obtenen les equacions del motor en la referència d^r , q^r en sincronisme amb el rotor

$$v_{0s}^r = R_s i_{0s}^r + L_{ls} \dot{i}_{0s}^r \quad (2.43)$$

$$v_{ds}^r = R_s i_{ds}^r + L_d \dot{i}_{ds}^r - \omega_r L_q i_{qs}^r \quad (2.44)$$

$$v_{qs}^r = R_s i_{qs}^r + L_q \dot{i}_{qs}^r + \omega_r L_d i_{ds}^r + \omega_r \lambda_m \quad (2.45)$$

En general, els motors trifàsics estan connectats en estrella o en triangle, però sempre sense un camí de retorn pel punt neutre. Per això, tal i com ja s'ha dit anteriorment, la component homopolar és zero, i no es té en compte. A la Figura 2.3 es poden veure els circuits equivalents obtinguts a partir de les expressions (2.44) i (2.45).

Fent aquest canvi de variables s'eliminen els termes que depenen de l'angle de les equacions obtingudes a les seccions 2.2 i 2.3.

2.6 Equació de parell

L'expressió del parell electromagnètic generat pel motor síncron d'imants permanents es pot obtenir a partir del balanç de potència [38]. El valor instantani de la potència entregada al motor es pot escriure mitjançant el model desenvolupat a la secció 2.5 de la forma

$$p_e = \frac{3}{2} (v_{ds}^r i_{ds}^r + v_{qs}^r i_{qs}^r) \quad (2.46)$$

Després de substituir les tensions v_{ds}^r i v_{qs}^r de (2.44) i (2.45), el balanç de potència es pot reescriure com

$$p_e = \underbrace{\frac{3}{2} \left(R_s (i_{ds}^r)^2 + R_s (i_{qs}^r)^2 \right)}_{\text{Pèrdues en els conductors}} + \underbrace{\frac{3}{2} \left(\frac{L_d}{2} \frac{d}{dt} (i_{ds}^r)^2 + \frac{L_q}{2} \frac{d}{dt} (i_{qs}^r)^2 \right)}_{\text{Variació de l'energia magnètica emmagatzemada}} + \underbrace{\frac{3}{2} \left(\omega_r (\lambda_m i_{qs}^r + (L_d - L_q) i_{ds}^r i_{qs}^r) \right)}_{\text{Per a la conversió d'energia}} \quad (2.47)$$

A (2.47), el primer terme són les pèrdues per efecte Joule en els conductors dels debanats de l'estator, el segon terme indica la variació d'energia emmagatzemada, i el tercer i últim terme és la conversió de potència elèctrica a mecànica a l'eix del motor. Aquesta potència, p_{em} , és el producte de la velocitat mecànica de l'eix (w_{rm}) pel parell produït pel motor (T_e)

$$p_{em} = \omega_{rm} T_e = \frac{3}{2} \left(\omega_r (\lambda_m i_{qs}^r + (L_d - L_q) i_{ds}^r i_{qs}^r) \right) \quad (2.48)$$

La relació entre la velocitat mecànica i la velocitat elèctrica ve definida pel nombre de pols del rotor, n , de la forma

$$\omega_r = \frac{n}{2} \omega_{rm} \quad (2.49)$$

Substituint w_r de (2.49) a (2.48) es pot obtenir l'expressió del parell del motor síncron d'imants permanents

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{n}{2} (\lambda_m i_{qs}^r + (L_d - L_q) i_{ds}^r i_{qs}^r) \quad (2.50)$$

Com es pot veure a (2.50) el parell produït pel motor és la suma de dos termes. El primer terme és el parell produït per l'imant permanent del rotor, T_m , i el segon terme, l'anomenat parell reluctant, T_{re} , és el produït per les diferències en les reluctàncies dels eixos d^r i q^r . Les expressions d'aquests dos termes són

$$T_m = \frac{3}{2} \frac{n}{2} \lambda_m i_{qs}^r \quad (2.51)$$

$$T_{re} = \frac{3}{2} \frac{n}{2} (L_d - L_q) i_{ds}^r i_{qs}^r \quad (2.52)$$

En el cas del motor de rotor llis el parell reluctant no hi és present ja que no hi ha diferència entre la reluctància dels dos eixos d^r i q^r ($L_d = L_q$). En aquest cas, tot el parell és produït per efecte de l'imant permanent.

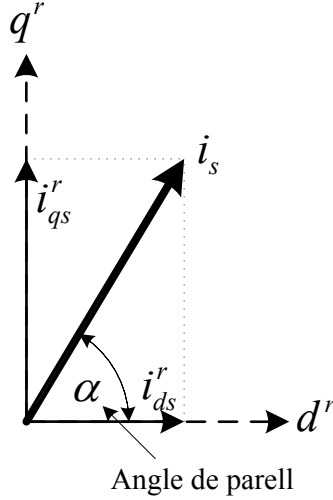


Figura 2.4: Components del vector corrent

Una altra manera útil d'expressar el parell del motor és usant la magnitud del vector corrent i_s i l'angle de parell α definit com l'angle entre el vector corrent i l'eix d^r . A la Figura 2.4 es poden veure les components del vector corrent. Usant l'angle de parell α i les components del vector corrent i_{ds}^r i i_{qs}^r definides com

$$i_{ds}^r = i_s \cos \alpha \quad (2.53)$$

$$i_{qs}^r = i_s \sin \alpha \quad (2.54)$$

es pot expressar el parell produït pel motor com

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{n}{2} \left(\lambda_m i_s \sin \alpha + \frac{1}{2} (L_d - L_q) i_s^2 \sin 2\alpha \right) \quad (2.55)$$

De (2.55) es poden reescriure les components T_m i T_{re} del parell com

$$T_m = \frac{3}{2} \frac{n}{2} \lambda_m i_s \sin \alpha \quad (2.56)$$

$$T_{re} = \frac{3}{2} \frac{n}{2} \frac{1}{2} (L_d - L_q) i_s^2 \sin 2\alpha \quad (2.57)$$

2.7 Equació mecànica

L'equació mecànica relaciona les variables elèctriques amb les mecàniques (parell de càrrega, T_l i velocitat mecànica ω_{rm}) a través del parell electro-

magnètic produït pel motor. Aquesta equació completa el model amb la relació entre el motor i la seva càrrega mecànica, i es pot expressar com

$$T_e = J_m \frac{2}{n} \dot{\omega}_r + \frac{2}{n} B_m \omega_r + T_l \quad (2.58)$$

on, J_m és la inèrcia del rotor i la càrrega mecànica acoblada a aquest i B_m és el coeficient de fregament viscos del sistema mecànic.

2.8 Modes d'operació del motor síncron d'imants permanents

Les estratègies d'operació del motor síncron d'imants permanents són [7, 37, 41]:

- Angle constant de parell (CTAC)
- Factor de potència unitari (UPFC)
- Flux constant (CSFC)
- Màxim parell per Ampère (MTAC)

Per analitzar aquestes estratègies primer cal desenvolupar un model del motor en estat estacionari. Aquest es desenvolupa a partir de les equacions dinàmiques en els eixos d^r i q^r . Per tal de comparar les estratègies de control entre elles, es desenvolupen les equacions que descriuen el comportament en valors en per unitat (p.u.). Aquí es presenten les equacions pel cas del motor síncron d'imants permanents de pols llisos, ja que és el motor usat en aquest treball. Els paràmetres del motor usat es poden trobar a l'Apèndix A. Al final es presenta una comparació dels mètodes de control.

2.8.1 Model en estat estacionari

El model en estat estacionari del motor síncron d'imants permanents es pot obtenir fàcilment a partir de les equacions dinàmiques en els eixos d^r i q^r . En estat estacionari, totes les variables (tensions, corrents i fluxos) són valors constants, i els termes derivatius en el temps esdevenen zero. També, com que es tracta d'un motor síncron d'imants permanents de rotor llis, $L_d = L_q = L$. Aplicant això a les equacions (2.44) i (2.45) el model en estat estacionari del motor queda com

$$V_{ds}^r = R_s I_{ds}^r - \omega_{r0} L_q I_{qs}^r \quad (2.59)$$

$$V_{qs}^r = R_s I_{qs}^r + \omega_{r0} L_d I_{ds}^r + \omega_{r0} \lambda_m \quad (2.60)$$

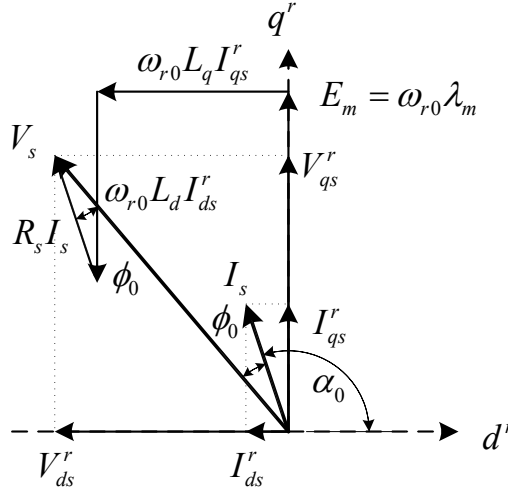


Figura 2.5: Diagrama vectorial del model en estat estacionari

on V_{ds}^r i V_{qs}^r són els valors en règim estacionari de les tensions, I_{ds}^r i I_{qs}^r són els valors en règim estacionari de les corrents, i ω_{r0} el valor en règim estacionari de la velocitat elèctrica del rotor. Un diagrama vectorial es pot veure a la Figura 2.5

L'expressió del parell en estat estacionari es pot reescriure a partir de (2.50) com

$$T_{e0} = \frac{3}{2} \frac{n}{2} (\lambda_m I_{qs}^r + (L_d - L_q) I_{ds}^r I_{qs}^r) \quad (2.61)$$

on, T_{e0} és el parell electromagnètic en estat estacionari del motor. Imposant

$$I_{ds}^r = I_s \cos \alpha_0 \quad (2.62)$$

$$I_{qs}^r = I_s \sin \alpha_0 \quad (2.63)$$

on α_0 és l'angle de parell i I_s és el mòdul del vector tensió en règim estacionari, i tenint en compte que es tracta d'un motor síncron d'imants permanents de rotor llis ($L_d = L_q$), el parell es pot expressar com

$$T_{e0} = \frac{3}{2} \frac{n}{2} (\lambda_m I_s \sin \alpha_0) \quad (2.64)$$

2.8.2 Normalització

La normalització del model en estat estacionari del motor síncron d'imants s'usa aquí per comparar les variables del motor en les diferents estratègies de control.

El valor base per al corrent es pren com

$$I_b = \sqrt{2}I_{\text{rms(nominal)}} \quad (2.65)$$

El valor base de la tensió es defineix com

$$V_b = \omega_b \lambda_m \quad (2.66)$$

on, $\omega_b = 2\pi f_b$, i f_b és la freqüència base, que se selecciona com el valor nominal de la velocitat del motor.

El valor base pel parell es defineix com

$$T_b = \frac{3}{2} \frac{n}{2} \lambda_m I_b \quad (2.67)$$

I, per definició, la impedància base és

$$Z_b = \frac{V_b}{I_b} \quad (2.68)$$

I, per tant, la inductància base

$$L_b = \frac{Z_b}{\omega_b} \quad (2.69)$$

2.8.3 Angle de parell constant

Aquesta estratègia de control està basada en mantenir l'angle de parell igual a 90° ($\alpha_0 = 90^\circ$). Per mantenir aquest angle de parell, i_{ds}^r s'ha de controlar perquè sigui zero, deixant el vector corrent sobre l'eix q^r . Usant aquesta estratègia de control es fa zero el parell reluctant que pugui tenir el motor, i per tant, no és una estratègia recomanada pels motors que tinguin diferències de reluctàncies elevades en els eixos d^r i q^r , ja que no es treu màxim profit del parell que és capaç de produir el motor. Aquesta estratègia, però, és àmpliament usada en els motors de rotor llis, ja que el parell reluctant no hi és present al no haver-hi diferències entre les inductàncies dels eixos d^r i q^r ($L_d = L_q$).

Com que $I_{ds}^r = 0$, $I_{qs}^r = I_s$, les equacions de les tensions en estat estacionari esdevenen per aquesta estratègia de control

$$V_{ds}^r = -\omega_{r0} L I_{qs}^r = -\omega_{r0} L I_s \quad (2.70)$$

$$V_{qs}^r = R_s I_{qs}^r + \omega_{r0} \lambda_m = R_s I_s + \omega_{r0} \lambda_m \quad (2.71)$$

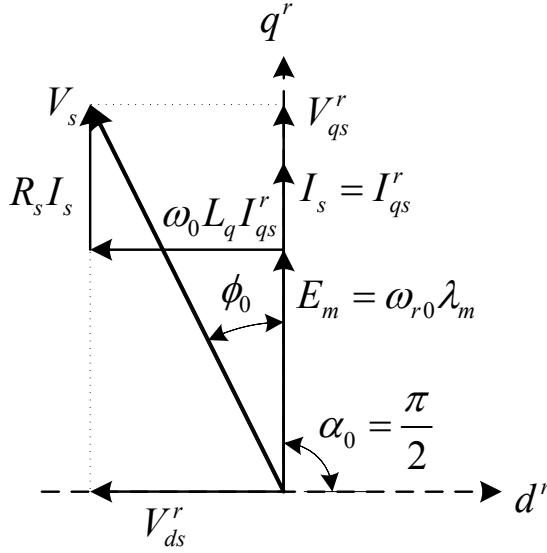


Figura 2.6: Diagrama de vectors en estat estacionari pel control en angle de parell constant

Un diagrama vectorial per aquesta estratègia de control es pot veure a la Figura 2.6.

La magnitud del vector tensió ve donada per

$$V_s = \sqrt{(V_{qs}^r)^2 + (V_{ds}^r)^2} \quad (2.72)$$

Normalitzant

$$V_{sn} = \frac{V_s}{V_b} = \frac{V_s}{\omega_b \lambda_m} = \sqrt{(R_{sn} I_{sn} + \omega_{r0n})^2 + (\omega_{r0n} L_n I_{sn})^2} \quad (2.73)$$

L'expressió del parell és

$$T_{e0} = \frac{3}{2} \frac{n}{2} \lambda_m I_{qs}^r = \frac{3}{2} \frac{n}{2} \lambda_m I_s \quad (2.74)$$

on s'observa que el parell és proporcional al corrent sobre l'eix q^r , I_{qs}^r , o el que és el mateix en aquest cas, al corrent I_s . El parell normalitzat es pot expressar com

$$T_{e0n} = \frac{T_{e0}}{T_b} = \frac{\frac{3}{2} \frac{n}{2} \lambda_m I_s}{\frac{3}{2} \frac{n}{2} \lambda_m I_b} = I_{sn} \quad (2.75)$$

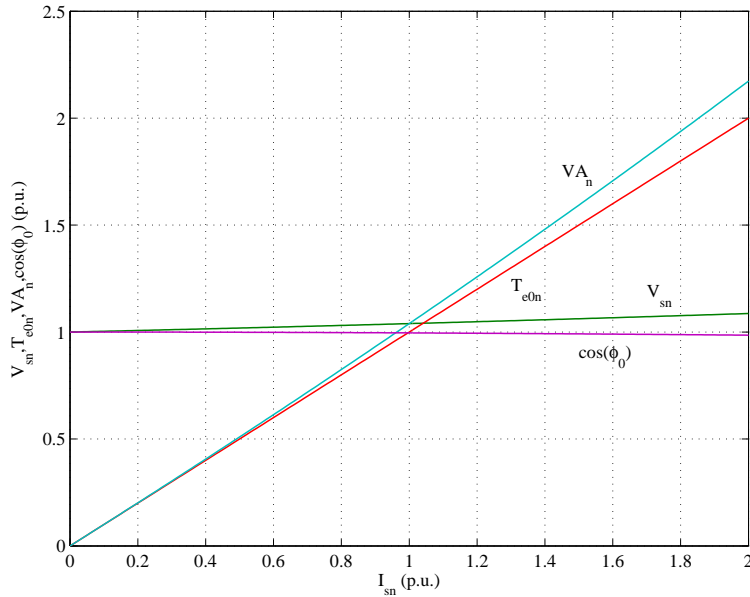


Figura 2.7: Característiques de funcionament en règim permanent en angle de parell constant

on es veu que el parell normalitzat en estat estacionari és igual al mòdul del vector corrent normalitzat.

Com que el vector corrent I_s està en aquest cas sobre l'eix q^r , el factor de potència es pot obtenir a partir de l'expressió

$$\cos \phi_0 = \frac{V_{qs}^r}{V_s} = \frac{V_{qs}^r}{\sqrt{(V_{qs}^r)^2 + (V_{ds}^r)^2}} = \frac{1}{\sqrt{1 + \frac{(L_n I_{sn})^2}{\left(1 + \frac{R_{sn} I_{sn}}{\omega_r 0_n}\right)^2}}} \quad (2.76)$$

Aquesta expressió mostra que el factor de potència disminueix a mesura que s'incrementa la velocitat del rotor, i també a mesura que creix la corrent de l'estator. Les característiques de funcionament en règim permanent per aquesta estratègia de control es poden veure a la Figura 2.7.

2.8.4 Factor de potència unitari

Controlar el motor perquè tingui un consum amb factor de potència unitari significa aprofitar al màxim el convertidor a nivell de potència. El control amb factor de potència unitari s'aconsegueix controlant l'angle de parell en

2.8 Modes d'operació del motor síncron d'imants permanents

funció de les variables del motor. Com que no hi ha potència reactiva, l'angle de factor de potència, ϕ_0 , esdevé zero. Això implica que la relació entre la tensió en directe i en quadratura és igual a la relació entre el corrent en directe i en quadratura

$$\frac{V_{qsn}^r}{V_{dsn}^r} = \frac{I_{qsn}^r}{I_{dsn}^r} = \tan \alpha_0 \quad (2.77)$$

Les equacions de les tensions en estat estacionari es poden expressar en funció de la magnitud del vector corrent I_s i l'angle de parell α_0 de la forma

$$V_{ds}^r = R_s I_s \cos \alpha_0 - \omega_{r0} L I_s \sin \alpha_0 \quad (2.78)$$

$$V_{qs}^r = R_s I_s \sin \alpha_0 + \omega_{r0} L I_s \cos \alpha_0 + \omega_{r0} \lambda_m \quad (2.79)$$

Normalitzant i substituint les equacions (2.78) i (2.79) a l'equació (2.77) s'obté l'expressió

$$\tan \alpha_0 = \frac{V_{qsn}^r}{V_{dsn}^r} = \frac{R_{sn} I_{sn} \sin \alpha_0 + \omega_{r0n} L_n I_{sn} \cos \alpha_0 + \omega_{r0n}}{R_{sn} I_{sn} \cos \alpha_0 - \omega_{r0n} L_n I_{sn} \sin \alpha_0} \quad (2.80)$$

Solucionant l'equació (2.80) per α_0 , s'obté l'expressió de l'angle de parell pel qual el factor de potència és unitari

$$\alpha_0 = \arccos(-L_n I_{sn}) \quad (2.81)$$

En l'estratègia de control de factor de potència unitari el parell es pot expressar com

$$T_{e0n} = I_{sn} \sin \alpha_0 \quad (2.82)$$

Les característiques de funcionament en règim permanent per aquesta estratègia de control es poden veure a la Figura 2.8.

2.8.5 Flux constant

Aquesta estratègia persegueix mantenir la magnitud del vector flux concatenat per l'estator λ_s constant. La principal característica d'aquesta estratègia de control és que limitant el vector flux, el requeriment de tensió es manté comparativament baix. Però limitar el vector flux també limita la capacitat de donar parell del motor. Limitar el vector flux també permet fer debilitament de camp per aconseguir velocitats de girs del rotor superiors a la nominal.

Usualment, quan s'aplica aquesta estratègia de control, es manté el flux de l'estator igual al flux de l'imant permanent del rotor λ_m . Amb aquest

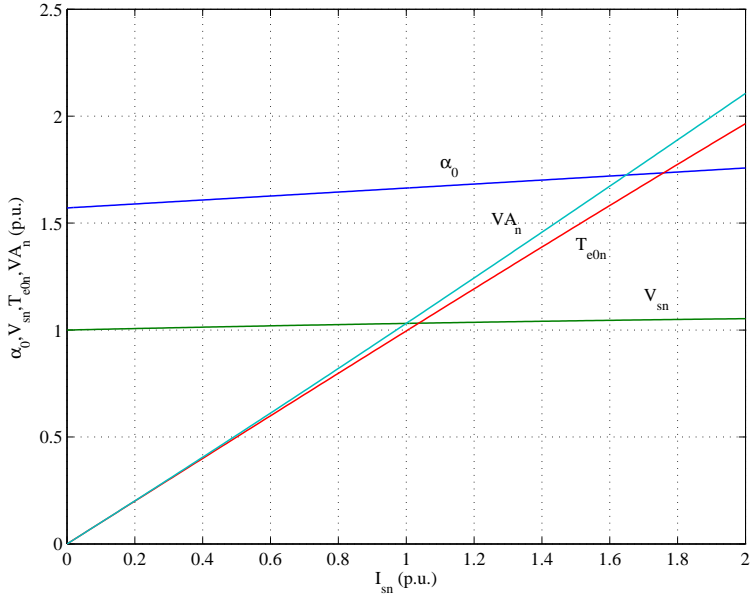


Figura 2.8: Característiques de funcionament en règim permanent en el cas d'un control amb factor de potència unitària

valor el requeriment de tensió és manté en valors comparativament baixos i la capacitat de produir parell no es degrada excessivament. És el cas del control V/f .

La magnitud del vector de flux concatenat per l'estator és

$$\lambda_s = \sqrt{(\lambda_{qs}^r)^2 + (\lambda_{ds}^r)^2} = \sqrt{(LI_{qs}^r)^2 + (LI_{ds}^r + \lambda_m)^2} \quad (2.83)$$

Substituint els corrents expressats en la referència en sincronisme pel la magnitud del vector corrent I_s i l'angle de parell α_0 es pot obtenir la següent expressió

$$\lambda_s = \sqrt{2L\lambda_m \cos \alpha_0 + \lambda_m^2 + L^2 I_s^2} \quad (2.84)$$

Igualant $\lambda_s = \lambda_m$ i solucionant l'equació anterior per α_0 s'obté l'expressió de α_0 en funció de I_s

$$\alpha_0 = \arccos\left(-\frac{1}{2} \frac{LI_s}{\lambda_m}\right) \quad (2.85)$$

I ara, normalitzant, s'obté

$$\alpha_0 = \arccos\left(-\frac{1}{2} L_n I_{sn}\right) \quad (2.86)$$

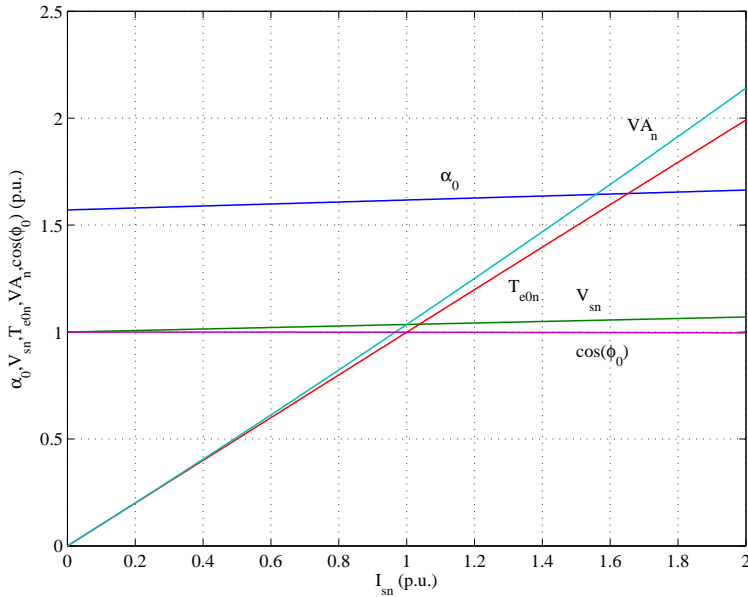


Figura 2.9: Característiques de funcionament en règim permanent en el cas d'un control amb flux constant

Les característiques de funcionament en règim permanent per aquesta estratègia de control es poden veure a la Figura 2.9.

2.8.6 Màxim parell per Ampère

Aquesta estratègia de control maximitza el parell produït per unitat de corrent. Aplicant aquesta estratègia les pèrdues per efecte Joule en els conductors es minimitzen. Si es menystenen les pèrdues en el ferro, amb aquesta estratègia de control s'aconsegueix la màxima eficiència del motor. Com les altres estratègies de control, aquesta es basa en calcular l'angle de parell α_0 que aconseguix el màxim parell per unitat de corrent.

L'expressió del parell normalitzat és

$$T_{e0n} = \frac{T_{e0}}{T_b} = I_{sn} \left(\sin \alpha + \frac{1}{2} (L_{dn} - L_{qn}) I_{sn} \sin 2\alpha \right) \quad (2.87)$$

El màxim parell en funció de l'angle de parell es pot obtenir derivant l'expressió anterior respecte l'angle de parell i igualant-la a zero

$$\frac{d(T_{e0n})}{d\alpha} = I_{sn} (\cos \alpha + (L_{dn} - L_{qn}) I_{sn} \cos 2\alpha) = 0 \quad (2.88)$$

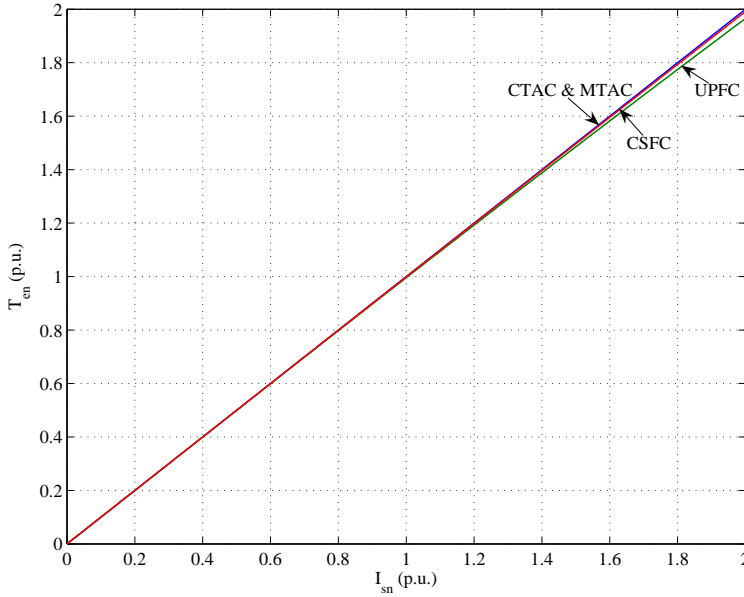


Figura 2.10: Parell produït per unitat de corrent per les estratègies de control presentades

En el cas del motor síncron d'imants permanents de rotor llis $L_{dn} = L_{qn}$. Es pot veure clarament que la solució de (2.88) és $\alpha_0 = 90^\circ$. Així doncs, en el cas del motor síncron d'imants permanents de rotor llis les estratègies d'angle constant de parell i màxim parell per unitat de corrent són equivalents i s'obté el mateix resultat en ambdues.

2.8.7 Comparació

Per tal de comparar les diferents estratègies de control es grafiquen a continuació algunes quantitats per cada estratègia de control.

El parell produït per unitat de corrent per les diferents estratègies de control es pot observar a la Figura 2.10. Cal notar, tal i com s'ha vist anteriorment, que, per totes les estratègies de control, tant l'angle de parell com el parell produït són independents de la velocitat de rotació del rotor, per tant, els resultats de la Figura 2.10 són independents de la velocitat de rotació del motor. A la Figura 2.10 es pot veure que el parell produït per unitat de corrent de les diferents estratègies de control no difereix gaire. Fins a un corrent de 1 p.u., les diferències són mínimes, i, és a partir d'aquest punt que es veu que l'estratègia de control amb factor de potència unitari desenvolupa

2.8 Modes d'operació del motor síncron d'imants permanents

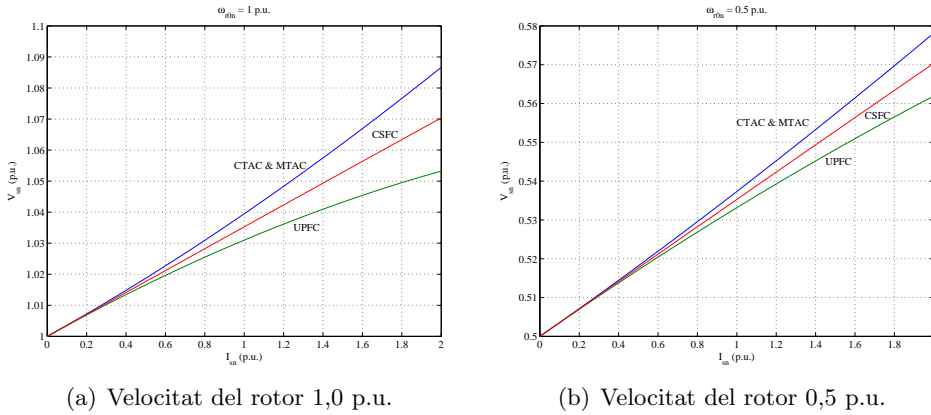


Figura 2.11: Requeriment de tensió per cada estratègia de control a diferents velocitats de gir del rotor del motor

un menor parell que la resta. Com era d'esperar, l'estratègia que produeix més parell per unitat de corrent és la que maximitza el parell per unitat de corrent, que en el cas del motor síncron d'imants permanents de rotor llis coincideix amb l'estratègia de mantenir constant l'angle de parell. En aquest cas, el parell i el corrent són proporcionals. L'estratègia de mantenir el flux constant, si bé no produeix el mateix parell que la que maximitza el parell per unitat de corrent, s'hi acostava molt, essent la diferència bastant petita per corrents de 2 p.u.

El requeriment de tensió per cadascuna de les estratègies de control en funció del corrent, per dues velocitats de gir diferents, es pot veure a la Figura 2.11. Tant per velocitats altes com baixes, l'estratègia que té menys requeriments en quan a tensió es refereix és la que manté el factor de potència unitari. En canvi, la que té més requeriment de tensió és l'estratègia d'angle constant de parell i la que maximitza el parell per unitat de corrent.

La potència aparent entregada al motor en funció del corrent, per una velocitat de gir d'1 p.u., per les quatre estratègies de control es pot veure a la Figura 2.12. Com era d'esperar l'estratègia que minimitza el requeriment de potència aparent és l'estratègia que manté el factor de potència unitari. A l'altre extrem, encara que amb nivells relativament semblants, es troba l'estratègia que maximitza el parell.

La variació del factor de potència en funció de la corrent es pot veure a la Figura 2.13. Com es pot veure, el factor de potència decreix ràpidament per l'estratègia que manté l'angle de parell constant i per la que maximitza

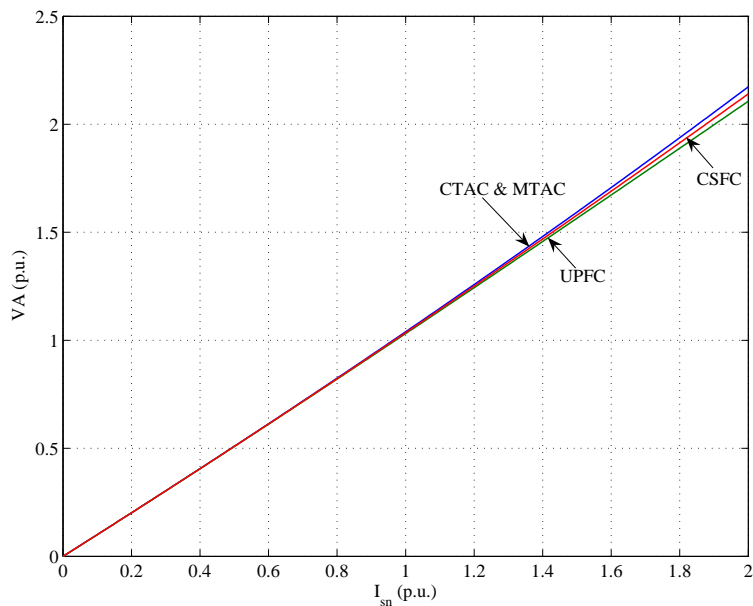


Figura 2.12: Variació de la potència aparent respecte el corrent per les diferents estratègies de control. Velocitat de gir 1,0 p.u.

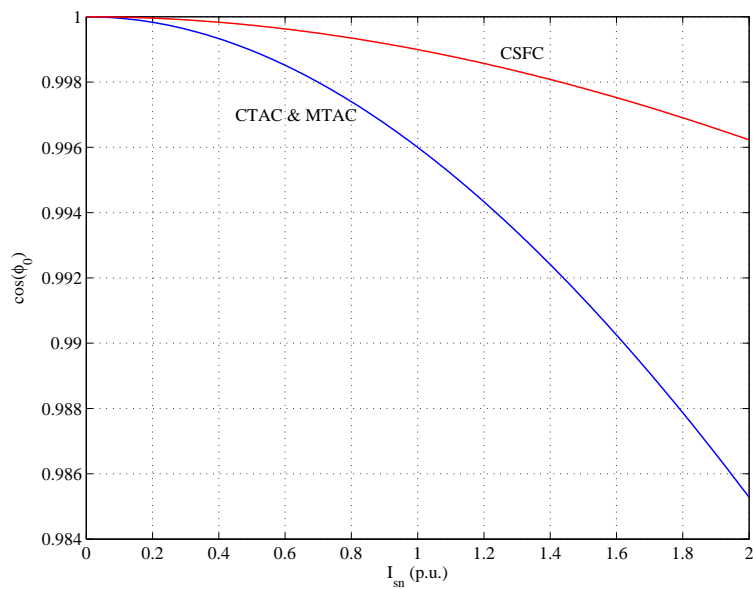


Figura 2.13: Variació del factor de potència respecte el corrent per les estratègies de control

el parell produït en funció del corrent. En canvi, per l'estratègia que manté el flux constant, es manté a nivells més elevats.

Com s'ha pogut veure, l'estratègia que produeix més parell per unitat de corrent és la que manté l'angle de parell constant, que, pel cas del motor síncron d'imants permanents de rotor llis, és la mateixa estratègia de control que maximitza el parell produït. Malgrat això, aquesta estratègia és la que necessita més tensió per desenvolupar aquest parell i, per tant, també augmenta el requeriment en quan a potència del convertidor. També és la que presenta un factor de potència menor. L'estratègia que permet dimensionar un convertidor de menor potència és la que controla el factor de potència igual a la unitat, però també és la que genera menys parell per unitat de corrent. Al mig d'aquestes dues estratègies, es troba la que manté el flux constant, que si ve no destaca en cap de les propietats, el seu comportament és òptim en quant al parell produït per unitat de corrent, el requeriment de tensió no és molt elevat, i el factor de potència és molt proper a la unitat, tal i com es pot veure a la Figura 2.13, mantenint el requeriment de potència del convertidor relativament baix. Per això, aquesta estratègia de control és una molt bona candidata a l'hora de controlar el motor síncron d'imants permanents de rotor llis.

2.9 Sumari

En aquest capítol s'ha obtingut el model matemàtic del motor síncron d'imants permanents que ha de permetre el seu anàlisi posterior. Malgrat que hi ha diverses maneres d'expressar les equacions que descriuen el comportament dinàmic del motor, les equacions obtingudes a partir d'expressar el model en els eixos d^r i q^r són les més convenientes, ja que fan que s'obtinguin unes equacions diferencials sense termes que depenen de l'angle.

També s'ha obtingut una expressió que permet calcular en tot moment el parell produït pel motor. S'ha vist que el parell electromagnètic generat no és únicament degut a l'imant permanent, si no que també apareix una component deguda a les diferències de les inductàncies dels eixos d^r i q^r . Aquest parell reluctant només és present en el motor de pols sortints, i desapareix en el rotor de pols llisos, degut a que no hi ha tal diferència entre les inductàncies dels dos eixos.

Per completar el model, s'ha obtingut la última equació del model que relaciona les variables elèctriques amb les variables mecàniques.

S'ha presentat també el comportament en règim estacionari del motor síncron d'imants permanents per diferents estratègies de control. Per obtenir

el comportament del motor, primer s'han desenvolupat les equacions del motor en règim estacionari. Per tal de poder comparar igualitàriament el comportament de cadascun dels mètodes de control, s'han normalitzat les equacions en règim permanent.

La comparació de les quatre principals estratègies de control ha permès veure que l'estratègia que manté el flux concatenat per l'estator constant i igual al flux de l'imant del rotor, presenta un comportament òptim des del punt de vista de les principals magnituds estudiades: el parell produït, el requeriment de tensió i de potència del convertidor, i el factor de potència de l'energia consumida. Per això cal considerar aquesta estratègia com a la millor opció pel control del motor síncron d'imants permanents.

Capítol 3

Anàlisi d'estabilitat

3.1 Introducció

El control V/f és un mètode de control àmpliament usat en els motors d'inducció. La seva senzillesa en la implementació, el cas més simple és connectar directament el motor a la xarxa, ha fet que aquest mètode de control sigui un dels més emprats, evidentment, fins i tot abans de l'aparició de l'electrònica de potència tal i com es coneix avui en dia. En el cas dels motors síncrons d'imants permanents, el control V/f ja no és tan extens ja que en alguns casos es pot donar el cas que, pel fet de ser una màquina síncrona, el motor perdi el sincronisme.

L'objectiu d'aquest capítol és estudiar l'estabilitat del motor síncron d'imants permanents operant en un control V/f . Per realitzar aquest anàlisi, els models obtinguts en el Capítol 2 s'han de linealitzar per poder aplicar tota la teoria d'anàlisi d'estabilitat lineal.

Finalment s'estudia l'estabilitat del motor en estudi, i es compara amb resultats experimentals.

3.2 Equacions del motor en variables d'estat

Les equacions desenvolupades al Capítol 2 formen un model que descriu el comportament dinàmic del motor síncron d'imants permanents. Per poder analitzar aquestes equacions amb la teoria de control lineal, cal desenvolupar un model en variables d'estat. El model en variables d'estat es construeix a partir de les equacions del motor en els eixos d^r i q^r (2.44) i (2.45), l'expressió del parell electromagnètic del motor (2.50), i l'equació mecànica del motor (2.58). Per dur a terme aquest anàlisi és útil definir una nova variable, l'angle de càrrega δ [36], que es defineix com

$$\delta = \theta_e - \theta_r \quad (3.1)$$

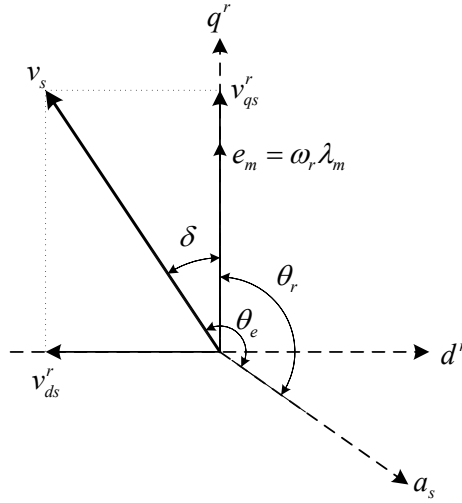


Figura 3.1: Angle de càrrega δ

on θ_e és la posició elèctrica de les tensions aplicades a l'estator, i θ_r és la posició elèctrica del rotor. L'angle de càrrega δ es pot veure a la Figura 3.1.

Derivant respecte del temps l'expressió (3.1), s'obté

$$\frac{d\delta}{dt} = \omega_e - \omega_r \quad (3.2)$$

on ω_e i ω_r són la velocitat elèctrica de les tensions aplicades a l'estator i la velocitat elèctrica del rotor respectivament.

Usant l'angle de càrrega es poden redefinir les tensions aplicades en els eixos d^r i q^r com

$$v_{ds}^r = -v_s \sin \delta \quad (3.3)$$

$$v_{qs}^r = v_s \cos \delta \quad (3.4)$$

D'aquesta manera les equacions elèctriques del motor (2.44) i (2.45) queden

$$-v_s \sin \delta = R_s i_{ds}^r + L_d \dot{i}_{ds}^r - \omega_r L_q i_{qs}^r \quad (3.5)$$

$$v_s \cos \delta = R_s i_{qs}^r + L_q \dot{i}_{qs}^r + \omega_r L_d i_{ds}^r + \omega_r \lambda_m \quad (3.6)$$

Substituint l'equació de parell (2.50) a l'equació mecànica (2.58), s'obté

$$\frac{3}{2} \frac{n}{2} (\lambda_m i_{qs}^r + (L_d - L_q) i_{ds}^r i_{qs}^r) = J \frac{2}{n} \dot{\omega}_r + B_m \frac{2}{n} \omega_r + T_l \quad (3.7)$$

Les quatre equacions (3.2), (3.5), (3.6) i (3.7) conformen el model del motor síncron d'imants permanents en variables d'estat

$$\dot{i}_{ds}^r = -\frac{R_s}{L_d} i_{ds}^r + \omega_r \frac{L_q}{L_d} i_{qs}^r - \frac{v_s \sin \delta}{L_d} \quad (3.8)$$

$$\dot{i}_{qs}^r = -\frac{R_s}{L_q} i_{qs}^r - \omega_r \frac{L_d}{L_q} i_{ds}^r - \frac{\lambda_m}{L_q} \omega_r + \frac{v_s \cos \delta}{L_q} \quad (3.9)$$

$$\dot{\omega}_r = \frac{3}{2} \left(\frac{n}{2}\right)^2 \frac{1}{J_m} \lambda_m i_{qs}^r + \frac{3}{2} \left(\frac{n}{2}\right)^2 \frac{1}{J} (L_d - L_q) i_{ds}^r i_{qs}^r - \frac{B_m}{J_m} \omega_r - \frac{n}{2J} T_l \quad (3.10)$$

$$\dot{\delta} = \omega_e - \omega_r \quad (3.11)$$

3.2.1 Linealització

Les equacions desenvolupades a la secció 3.2 conformen un model en variables d'estat que descriu el comportament dinàmic del motor síncron d'imants permanents. Aquest model, però, és un model no lineal i, per tant, no s'hi pot aplicar tota la teoria d'anàlisi lineal. Per poder analitzar aquest model, primer cal linealitzar-lo [36].

Les equacions (3.8), (3.9), (3.10) i (3.11) conformen un sistema d'equacions no lineals de la forma

$$\dot{\mathbf{x}}(t) = \mathbf{f}(\mathbf{x}, \mathbf{u}, t) \quad (3.12)$$

on $\mathbf{x}(t)$ és el vector de les variables d'estat, \mathbf{f} és una funció no lineal de $\mathbf{x}(t)$ i $\mathbf{u}(t)$ és el vector d'entrada.

Per aplicar les teories de control i anàlisi lineals cal linealitzar l'equació (3.12). El procés de linealització es basa en l'expansió de les funcions en sèries de Taylor al voltant d'un punt i en agafar només els termes de primer ordre [36, 42]. El punt per fer l'expansió és el punt de funcionament en règim permanent. D'aquesta forma, cada variable del motor està formada per un valor en estat estacionari X_i i per una petita pertorbació Δx_i al voltant d'aquest punt de la forma

$$x_i = X_i + \Delta x_i \quad (3.13)$$

on x_i és la variable d'estat i . Substituint totes les variables d'estat de (3.12) el sistema lineal queda de la forma

$$\Delta \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}(\mathbf{X}) \Delta \mathbf{x} + \mathbf{B}(\mathbf{X}) \Delta \mathbf{u} \quad (3.14)$$

on $\Delta \mathbf{x}$ és la matriu de pertorbacions per les variables d'estat \mathbf{x} , $\mathbf{A}(\mathbf{X})$ és la matriu d'estat, $\Delta \mathbf{u}$ és la matriu de pertorbacions d'entrada, i $\mathbf{B}(\mathbf{X})$ és la matriu d'entrada. Si les matrius \mathbf{x} , $\mathbf{A}(\mathbf{X})$ i $\mathbf{B}(\mathbf{X})$ no inclouen el temps t , el sistema és temps invariant.

3.2.2 Model linealitzat del motor síncron d'imants permanents

Aplicant aquest procés de linealització a les equacions (3.8), (3.9), (3.10) i (3.11) s'obté el model linealitzat del motor síncron d'imants permanents. Substituint cada variable d'estat, simplificant, cancelant els termes estacionaris i despreciant els termes de segon ordre, el sistema linealitzat pren la forma de (3.15), on I_{ds}^r i I_{qs}^r són les magnituds dels corrents en estat estacionari, V_s és la magnitud de la tensió en estat estacionari, ω_{r0} és el valor en estat estacionari de la velocitat elèctrica del rotor, i δ_0 és el valor estacionari de l'angle de càrrega.

Com que la tensió i els corrents esdevenen constants en estat estacionari, la matriu d'estat $\mathbf{A}(\mathbf{X})$ i la matriu d'entrada del sistema $\mathbf{B}(\mathbf{X})$ són matrius temps invariants, o sigui, tots els seus coeficients són constants en el temps.

$$\begin{pmatrix} \dot{\Delta v_{ds}^r} \\ \dot{\Delta v_{qs}^r} \\ \dot{\Delta \omega_r} \\ \dot{\Delta \delta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & & & \\ -\frac{L_d \dot{\omega}_r 0}{L_q} & & & \\ \frac{3}{2} \left(\frac{n}{2}\right)^2 \frac{1}{J_m} & (L_d - L_q) I_{qs}^r & I_{qs}^r & 0 \\ \frac{3}{2} \left(\frac{n}{2}\right)^2 \frac{1}{J_m} & (\lambda_m + (L_d - L_q) I_{ds}^r) & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{L_q \dot{\omega}_r 0}{L_d} \\ -\frac{R_s}{L_q} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{L_q I_{qs}^r}{L_d} \\ (L_d I_{ds}^r + \lambda_m) \\ -\frac{B_m}{J_m} \\ -1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} -\frac{V_s \cos \delta_0}{L_d} \\ -\frac{V_s \sin \delta_0}{L_q} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} -\frac{\sin \delta_0}{L_d} \\ \frac{\cos \delta_0}{L_q} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta v_s \\ \Delta \omega_e \\ \Delta T_l \end{pmatrix} \quad (3.15)$$

3.3 Funcionament en llaç obert del model linealitzat

Quan el motor opera en un control V/f en llaç obert, la tensió i la freqüència aplicades són constants. Això vol dir que no hi ha pertorbació per aquestes dues variables d'entrada [10, 11]

$$\Delta v_s = 0 \quad (3.16)$$

$$\Delta \omega_e = 0 \quad (3.17)$$

Imposant aquestes dues condicions al model linealitzat, s'obté el model del motor operant en un control V/f en llaç obert (veure (3.18)). Notar que la matriu d'estat $\mathbf{A}(\mathbf{X})$ és la mateixa que a l'equació (3.15).

$$\begin{aligned}
 \begin{Bmatrix} \Delta \dot{\nu}_{ds}^r \\ \Delta \dot{\nu}_{qs}^r \\ \Delta \dot{\omega}_r \\ \Delta \dot{\delta} \end{Bmatrix} &= \begin{pmatrix} -\frac{R_s}{L_d} & & & \\ -\frac{L_d \dot{\omega}_r 0}{L_q} & & & \\ \frac{3}{2} \left(\frac{n}{2}\right)^2 \frac{1}{J_m} & \frac{1}{J_m} (\lambda_m + (L_d - L_q) I_{qs}^r) & & \\ & & \frac{3}{2} \left(\frac{n}{2}\right)^2 \frac{1}{J_m} & \\ & & & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \frac{L_q \dot{\omega}_r 0}{L_d} \\ -\frac{R_s}{L_q} \\ \frac{1}{J_m} (\lambda_m + (L_d - L_q) I_{ds}^r) \\ 0 \end{pmatrix} \\
 &\quad - \frac{1}{L_q} \begin{pmatrix} L_q I_{qs}^r \\ (L_d I_{ds}^r + \lambda_m) \\ -\frac{B_m}{J} \\ -1 \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} -\frac{V_s \cos \delta_0}{L_d} \\ -\frac{V_s \sin \delta_0}{L_q} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \begin{Bmatrix} \Delta \dot{\nu}_{ds}^r \\ \Delta \dot{\nu}_{qs}^r \\ \Delta \dot{\omega}_r \\ \Delta \dot{\delta} \end{Bmatrix} \\
 &\quad + \begin{Bmatrix} 0 \\ 0 \\ -\frac{n}{2J_m} \\ 0 \end{Bmatrix} \Delta T_l \quad (3.18)
 \end{aligned}$$

3.4 Estabilitat del model linealitzat

Un cop el model està linealitzat, aquest es pot analitzar amb la teoria de control lineal. D'acord amb la teoria d'anàlisi de sistemes lineals, els valors propis de la matriu d'estat $\mathbf{A}(\mathbf{X})$ són els pols del sistema i, per tant, la localització d'aquests valors propis determina l'estabilitat del sistema [42]. Els valors propis de la matriu d'estat són les arrels de l'equació característica

$$|\mathbf{A}(\mathbf{X}) - s\mathbf{I}| = 0 \quad (3.19)$$

Els valors propis poden ser reals o complexos. Quan són complexos són parells conjugats, significat un mode d'oscil·lació de les variables d'estat. Part reals negatives signifiquen oscil·lacions que decreixen amb el temps. Parts reals positives signifiquen oscil·lacions que creixen indefinidament en el temps i, per tant, inestables.

A les properes seccions s'estudia l'estabilitat del sistema en funció de la velocitat de gir del rotor en diferents condicions de càrrega operant en un control V/f en llaç obert. Primer s'estudia el cas d'operació del motor en buit, després el cas d'operar a plena càrrega. Finalment es presenta un seguit de simulacions, usant el model no lineal, i resultats experimentals que verifiquen l'anàlisi dut a terme amb la teoria de control lineal.

3.4.1 Estabilitat del motor en buit

Quan el motor opera en buit, o sigui sense cap tipus de càrrega, no es produeix parell. Per tant, $I_{qs}^r = 0$. Per tal de reduir les pèrdues, la component en l'eix d^r del corrent es pot fer zero, $I_{ds}^r = 0$. En aquest cas, en el qual el motor opera sense càrrega, la tensió aplicada només ha de vèncer la força contra electromotriu induïda per l'imant permanent del rotor. Per tant, les condicions d'operació del motor en buit són $V_s = \omega_{r0}\lambda_m = V_{qs}^r$, $V_{ds}^r = 0$, $I_{qs}^r = 0$, i $I_{ds}^r = 0$. Aplicant aquests valors a la matriu d'estat $A(X)$ de (3.15), es pot obtenir (Figura 3.2) el lloc geomètric de les arrels que determina l'estabilitat del motor en funció de la velocitat de gir ω_{r0} . El valors dels paràmetres del motor emprats es pot trobar a l'Apèndix A. La gràfica del lloc geomètric de les arrels es simètrica respecte l'eix real, i les quatre parts corresponen als quatre valors propis de la matriu d'estat $A(X)$ per cada punt de treball. La part real d'aquests valors determina l'estabilitat del sistema. Si la part real és positiva, el sistema és inestable, i, en canvi, si la part real és negativa, el sistema és estable.

A la Figura 3.2 es pot veure com, a mesura que la freqüència augmenta, un parell de pols es desplaça cap a l'esquerra. Per freqüències per sobre

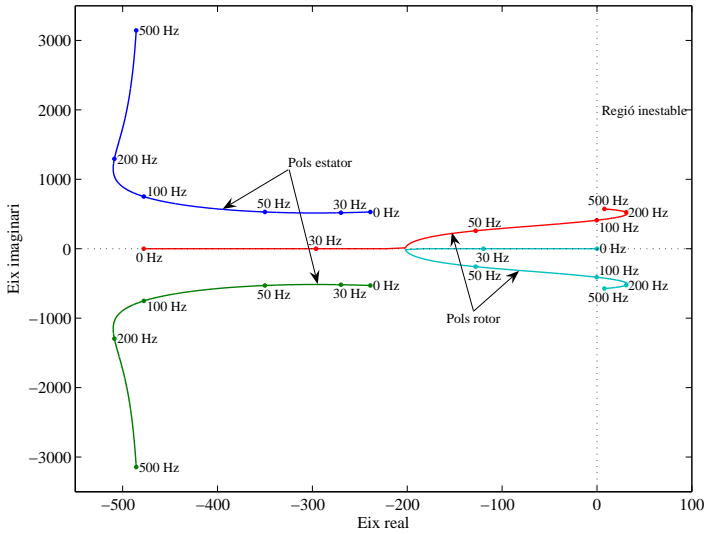


Figura 3.2: Lloc geomètric de les arrels del motor síncron d'ímants permanents operant en buit en funció de la freqüència d'excitació de l'estator

de la nominal, la part real d'aquests pols es manté pràcticament constant. L'esmoreïment de l'altre parell de pols decau a mesura que augmenta la freqüència i, a partir d'aproximadament els 100 Hz, la part real dels pols esdevé positiva, fent el sistema inestable. A partir d'aquest punt, aquest parell de pols romanen a la zona inestable a mesura que la freqüència augmenta, deixant el sistema en la zona inestable.

El parell de pols conjugats relativament ràpids de la Figura 3.2 (els de l'esquerra) representen l'elevada dinàmica elèctrica de l'estator. Aquests pols es refereixen a la literatura [36] com els pols de l'estator. Els altres dos pols (els de la dreta de la figura), de dinàmica comparablement més baixa són els anomenats pols del rotor, i representen la dinàmica del rotor. De la Figura 3.2 es pot determinar que els pols del rotor són els pols dominants, ja que són els que determinen l'estabilitat del motor.

3.4.2 Estabilitat del motor amb càrrega

En aquesta secció s'estudia el comportament del motor en diferents nivells de càrrega per cadascuna de les estratègies de control presentades al Capítol 2.8. Per calcular els elements de la matriu de transició $A(X)$ (els seus valors propis són els pols del sistema), es calculen, per cadascuna de les estratègies

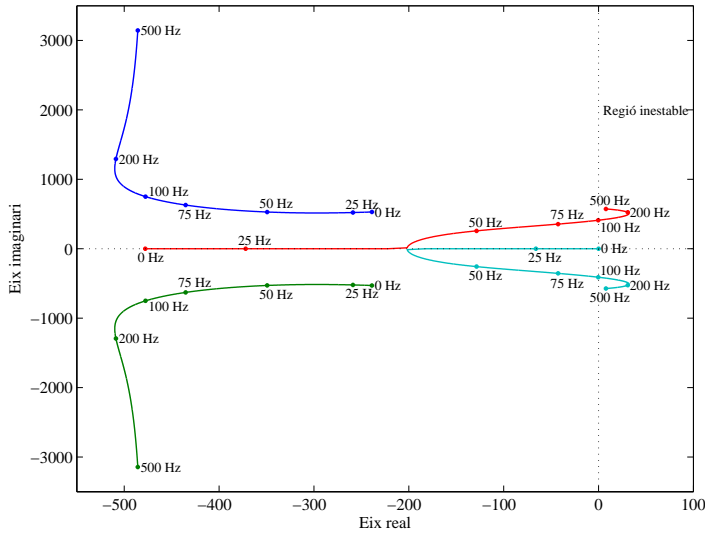


Figura 3.3: Lloc geomètric de les arrels del motor síncron d'imants permanents per les estratègies d'angle de parell constant i màxim parell per Ampère en funció de la freqüència d'excitació de l'estator

del control, els valors en estat estacionari de les variables del motor (V_{ds}^r , V_{qs}^r , I_{ds}^r , I_{qs}^r) per cada règim de càrrega.

Les Figures de la 3.3 a la 3.5 són els llocs geomètrics de les arrels en funció de la freqüència d'excitació per cadascuna de les estratègies de control per diferents nivells de càrrega. Cal recordar que, tal i com s'ha vist al Capítol 2.8, l'estratègia d'angle de parell constant i la de màxim parell per Ampère, en el cas del motor de pols llisos, són equivalents i, per tant, aquí només s'ha inclòs un cop aquest anàlisi, ja que el motor objecte d'estudi és de pols llisos.

El lloc geomètric de les arrels usant l'estratègia de control d'angle de parell constant no presenta diferències substancials pel que fa al funcionament en diferents règims de càrrega. Com es pot observar a la Figura 3.3 la semblança d'aquesta estratègia de control no varia excessivament respecte al funcionament en buit del motor. Aproximadament a una freqüència d'excitació de l'estator de 100 Hz, el motor esdevé inestable, i roman així a mesura que la freqüència augmenta.

A la Figura 3.4 es pot veure un dels pols dominants en el cas d'usar l'estratègia de factor de potència unitari per diferents nivells de càrrega. Les diferències d'estabilitat en funció de la càrrega no són gaire importants,

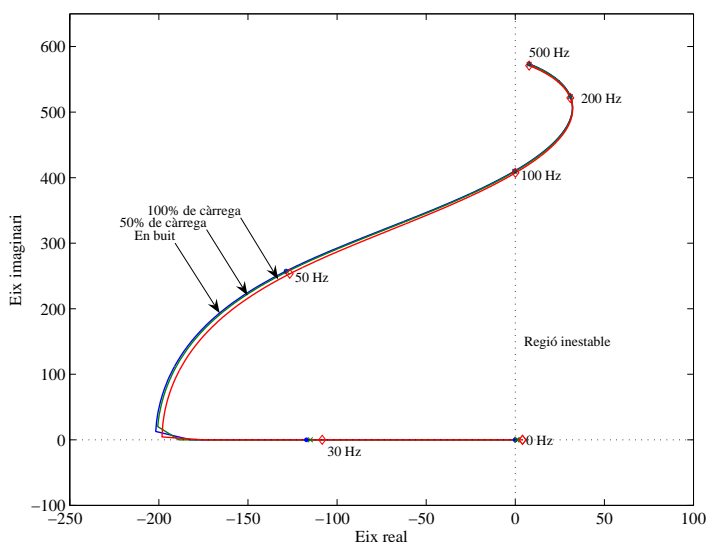


Figura 3.4: Lloc geomètric de les arrels del motor síncron d'ímants permanents per l'estratègia d'operació en factor de potència unitari, operant a plena càrrega, en funció de la freqüència d'excitació de l'estator

i a partir d'aproximadament una freqüència d'excitació de 100 Hz el motor esdevé inestable a mesura que la freqüència augmenta.

Pel cas del control en flux constant de l'estator, el comportament és molt semblant a la resta d'estratègies, tal i com es pot veure a la Figura 3.5. Quan la freqüència d'excitació augmenta per sobre dels 100 Hz aproximadament, el motor esdevé inestable.

3.5 Simulacions i resultats experimentals

Una altra manera d'analitzar el comportament del motor en diferents condicions de treball és realitzar simulacions dinàmiques del model no linealitzat del motor. Els actuals ordinadors i paquets informàtics permeten realitzar aquest tipus de simulacions de forma senzilla.

El motor s'ha modelitzat usant les equacions elèctriques (2.44), (2.45), l'equació del parell (2.50) i l'equació mecànica (2.58). Aquestes quatre equacions conformen el model dinàmic de la màquina. Els valors dels paràmetres del motor es poden trobar a l'Apèndix A.

El model s'excita amb una rampa de velocitat i, per tant, també de tensió

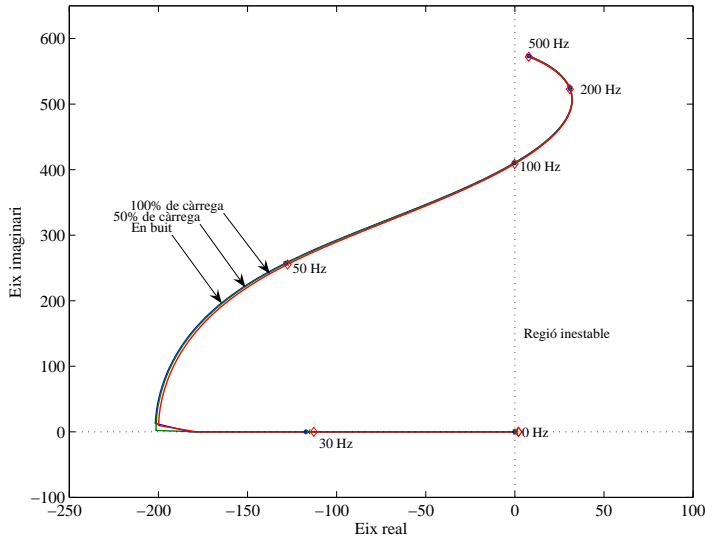


Figura 3.5: Lloc geomètric de les arrels del motor síncron d'ímants permanents per l'estratègia d'operació a flux constant, operant a plena càrrega, en funció de la freqüència d'excitació de l'estator

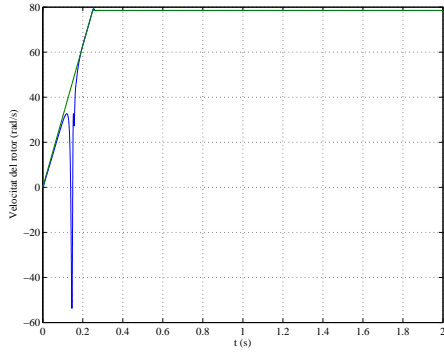
segons $V_s = \omega_r \lambda_m$. La tensió del bus de continua s'ha suposat constant i igual a $\sqrt{2} \cdot 400$ V per l'inversor que alimenta el motor. Les caigudes degudes als temps morts i als díodes i transistors s'han simulat com una reducció de la tensió que s'aplica al motor.

La Figura 3.6 mostra el comportament simulat del motor en diferents freqüències d'excitació quan el motor opera en buit, o sigui, que s'imposa un tensió $V_s = \omega_r \lambda_m$. Com es pot observar, el motor és estable a baixes voltes (a 50 Hz i a 100 Hz), però en canvi, es torna inestable quan s'excita a freqüències més elevades (a 105 Hz i a 200 Hz, freqüència nominal), tal i com s'esperava del diagrama del lloc de les arrels de la Figura 3.2.

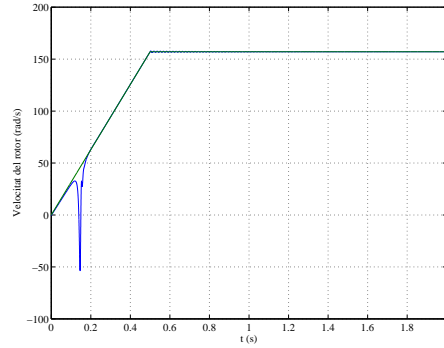
Per tal d'observar el comportament real del motor, el mateix experiment s'ha realitzat amb la plataforma d'assaig. Més detalls d'aquesta plataforma es poden trobar a l'Appendix D.

El motor s'ha excitat amb una rampa de tensió segons $V_s = \omega_r \lambda_m$. Per tots els experiments, el motor s'ha fet començar a girar des de la mateixa posició. L'evolució de la velocitat de gir del rotor es pot observar a la Figura 3.7. Els resultats obtinguts mitjançant la plataforma d'assaig són els esperats de l'anàlisi teòric fet fins ara.

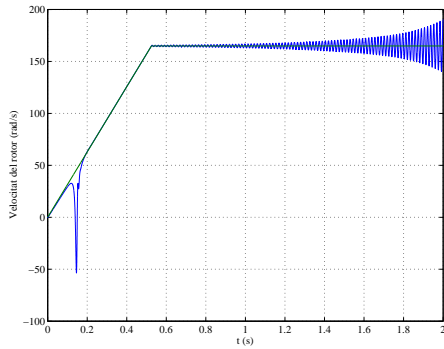
3.5 Simulacions i resultats experimentals



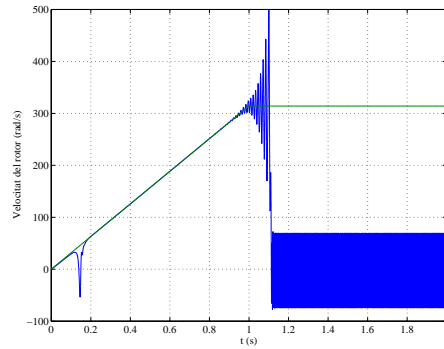
(a) Velocitat del rotor a una freqüència d'excitació de 50Hz



(b) Velocitat del rotor a una freqüència d'excitació de 100Hz

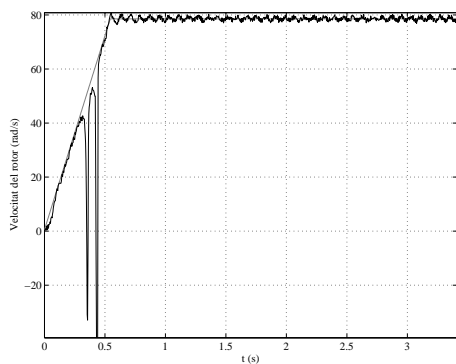


(c) Velocitat del rotor a una freqüència d'excitació de 105 Hz

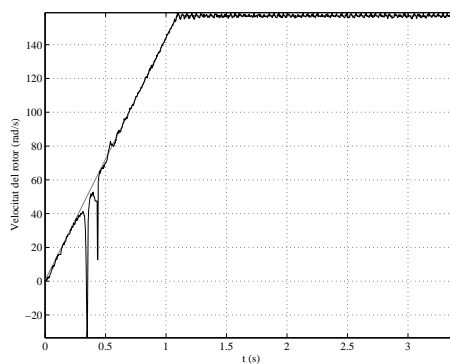


(d) Velocitat del rotor a una freqüència d'excitació de 200 Hz

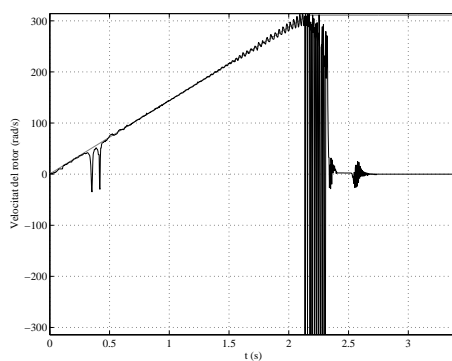
Figura 3.6: Velocitat de gir del motor per diferents freqüències d'excitació. El solc inicial és degut a la caiguda de tensió del convertidor deguda als temps morts i les caigudes als díodes i transistors.



(a) Velocitat del rotor a una freqüència d'excitació de 50Hz



(b) Velocitat del rotor a una freqüència d'excitació de 100 Hz



(c) Velocitat del rotor a una freqüència d'excitació de 200 Hz

Figura 3.7: Velocitat real de gir del motor per diferents freqüències d'excitació

3.6 Sumari

En aquest capítol s'ha estudiat l'estabilitat del motor síncron d'imants permanents quan funciona en un control V/f en llaç obert. Per fer aquest anàlisi primer s'ha establert un model matemàtic del motor en equacions en variables d'estat. Aquest model en variables d'estat és no lineal. Per tal de poder estudiar la seva estabilitat, s'ha linealitzat el model. La situació en el pla complex de les arrels del polinomi característic (pols del sistema) determina l'estabilitat del sistema. Les arrels del polinomi característic són els valors propis de la matriu d'estat. El lloc geomètric d'aquestes arrels en funció de la freqüència de la tensió d'excitació ha permès veure que el motor, operant en V/f en llaç obert, és inestable a partir d'una freqüència d'excitació determinada, i roman inestable a mesura que aquesta freqüència creix, fins a la freqüència nominal, i també per sobre d'aquesta. Per un control V/f , aquest tipus de comportament es pot observar també a [10, 11]. Aquesta inestabilització provoca que per aquest tipus de motors calgui algun sistema que asseguri en tot moment la sincronització de l'excitació de l'estator amb la posició del rotor, per tal de mantenir estable el motor en tot el rang de velocitats de gir del motor. Aquesta inestabilitat també s'ha pogut comprovar mitjançant assaigs amb la plataforma real d'assaig.

Capítol 4

Estabilització del control V/f del motor síncron d'imants permanents

4.1 Introducció

L'operació del motor síncron d'imants permanents en un control V/f no assegura la sincronització entre els corrents de l'estator i la posició del rotor. Aquest fet provoca la inestabilitat observada al Capítol 3 a partir d'una determinada freqüència d'excitació molt per sota de la nominal. Per tant, per tal d'operar el motor síncron d'imants permanents en un control V/f cal algun mecanisme que assegni la sincronització entre les corrents aplicades a l'estator i la posició del rotor.

4.2 Model de petita senyal operant en un control V/f

El model obtingut a la secció 3.2.2 del Capítol 3 és un model linealitzat del motor. Permet estudiar el comportament del motor quan s'apliquen petites pertorbacions al voltant del punt de treball en règim estacionari. Malgrat que sigui un model linealitzat, aquest model encara és massa complex per tal de poder veure com es pot estabilitzar el motor en un control V/f . Per tant cal fer encara una sèrie de simplificacions per poder estudiar com estabilitzar el motor.

Com ja s'ha dit a la secció 3.3, quan el motor opera en un control V/f

$$\Delta v_s = 0 \quad (4.1)$$

$$\Delta \omega_e = 0 \quad (4.2)$$

Aplicant aquestes condicions al model (3.15), aquest pren la forma (3.18). I, a partir d'aquest últim model del motor operant en un control V/f , es pot obtenir un diagrama de blocs com el de la Figura 4.1.

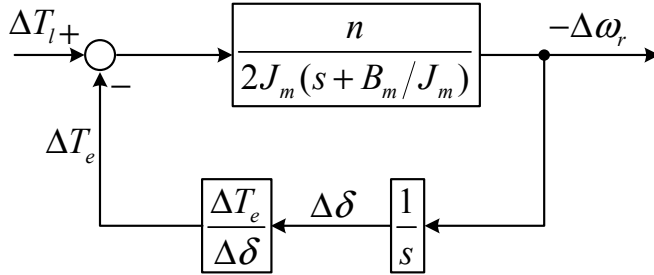


Figura 4.1: Diagrama de blocs del model del motor síncron d'imants permanents operant en un control V/f

L'expressió de la relació $\frac{\Delta T_e}{\Delta \delta}$ es

$$\frac{\Delta T_e}{\Delta \delta} = \frac{3}{2} \frac{n}{2} \lambda_m \frac{\left(I_{ds}^r + \frac{\lambda_m}{L_d} \right) s^2 + \frac{R_s}{L_d} \left(\frac{\lambda_m}{L_d} - 2I_{ds}^r \right) s + \omega_{r0}^2 \left(\frac{\lambda_m}{L_d} + I_{ds}^r \right) + \frac{R_s^2}{L_d^2} I_{ds}^r}{s^2 + \frac{2R_s}{L_d} s + \frac{R_s^2}{L_d^2} + \omega_{r0}^2} \quad (4.3)$$

i la seva deducció es pot trobar a l'Apèndix B.1.

En el model de la Figura 4.1 es veu com petites pertorbacions del parell provoquen pertorbacions de freqüència del rotor, a través de la dinàmica del rotor, que a la vegada produeixen pertorbacions de l'angle de càrrega que produeix pertorbacions del parell, formant un sistema enllaçat tancat. L'equació característica d'aquest sistema enllaçat tancat determina l'estabilitat del motor

$$1 + \frac{n}{2J_m s \left(s + \frac{B_m}{J_m} \right)} \frac{\Delta T_e}{\Delta \delta} = 0 \quad (4.4)$$

De l'expressió (B.12) obtinguda a l'Apèndix B.1 es pot observar que l'estabilitat del motor de rotor llis no és funció explícita del parell en règim estacionari. Però, per un valor de tensió, el corrent I_{ds}^r i, per tant, els coeficients de (B.12), si que seran funció del parell. També cal dir que combinacions de tensió i parell que donin el mateix corrent I_{ds}^r tindran la mateixa característica d'estabilitat. En el cas del control d'angle de parell constant o màxim parell per Ampère pel motor de rotor llis, on $I_{ds}^r = 0$, tots els punts de treball tindran també la mateixa característica d'estabilitat.

4.3 Simplificació del model de petita senyal

Es pot fer una simplificació del model de petita senyal de la Figura 4.1 suposant que les pertorbacions del parell electromagnètic ΔT_e són produïdes només per les pertorbacions de l'angle de càrrega $\Delta\delta$ i de forma proporcional a aquest [10] de la forma

$$\Delta T_e = K_e \Delta\delta \quad (4.5)$$

La constant K_e és la constant elàstica electromecànica i és igual al pendent de la corba parell-angle de càrrega del punt de treball en estat estacionari

$$K_e = \left. \frac{\partial T_{e0}}{\partial \delta_0} \right|_{\delta_0} \quad (4.6)$$

El parell electromagnètic en estat estacionari T_{e0} és funció de V_s , ω_{r0} i δ_0 . Es pot obtenir l'expressió del parell en estat estacionari a partir de les equacions elèctriques del motor en estat estacionari ((2.59) i (2.60)) i l'expressió del parell en estat estacionari (2.61) com

$$T_{e0} = \frac{3}{2} \frac{n}{2} \lambda_m \frac{R_s V_s \cos \delta_0 + \omega_{r0} L_d V_s \sin \delta_0 - R_s \omega_{r0} \lambda_m}{R_s^2 + \omega_{r0}^2 L_d^2} \quad (4.7)$$

L'obtenció d'aquesta expressió es pot trobar a l'Apèndix B.2. Per una tensió V_s i un freqüència ω_{r0} donada, la Figura 4.2 representa la relació entre l'angle de càrrega δ_0 i el parell produït T_{e0} en estat estacionari pel motor objecte d'estudi. La constant K_e és el pendent d'aquestes corbes en el punt de treball en estat estacionari.

L'expressió de K_e es pot obtenir fàcilment a partir de l'expressió (4.7) del parell electromagnètic T_{e0} com

$$K_e = \frac{\partial T_{e0}}{\partial \delta_0} = \frac{3}{2} \frac{n}{2} \lambda_m \left(\frac{\omega_{r0} L_d V_s \cos \delta_0 - R_s V_s \sin \delta_0}{R_s^2 + \omega_{r0}^2 L_d^2} \right) \quad (4.8)$$

L'obtenció d'aquesta expressió es pot trobar a l'Apèndix B.3. K_e és també funció de V_s , ω_{r0} i δ_0 . Serà útil en l'anàlisi posterior veure la dependència de K_e respecte la freqüència en diferents situacions de càrrega. Tal i com es pot veure a la Figura 4.3, aquesta no es veu molt afectada per variacions de la càrrega.

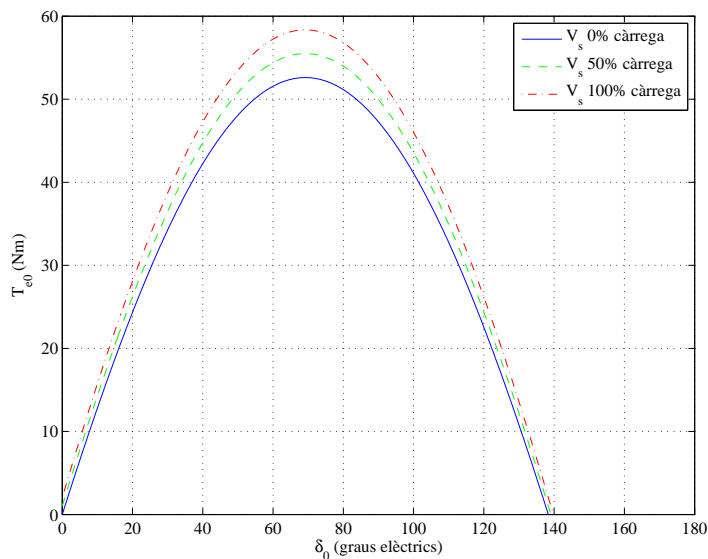


Figura 4.2: Relació entre T_{e0} i δ_0 a la freqüència nominal per diferents tensions aplicades al motor. La tensió aplicada es calcula seguint l'estratègia de control de flux constant

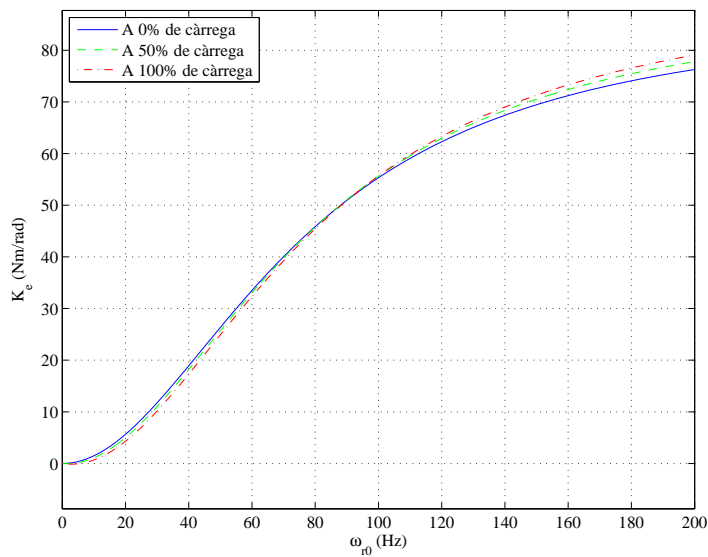


Figura 4.3: Variació de K_e en funció de la freqüència per diferents nivells de càrrega en un control de flux constant

4.4 Model de petita senyal simplificat operant en un control V/f

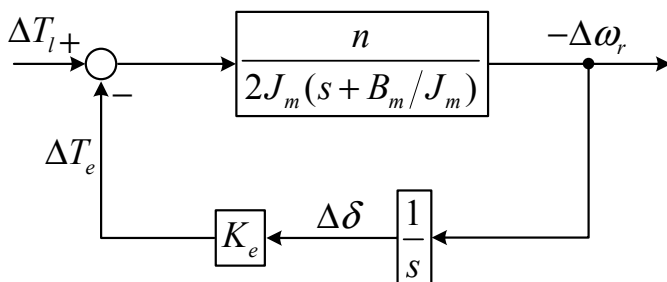


Figura 4.4: Diagrama de blocs del model de petita senyal simplificat operant en un control V/f

4.4 Model de petita senyal simplificat operant en un control V/f

Quan el motor síncron opera en un control V/f s'excita amb una tensió d'amplitud i freqüència constant, per tant, es compleixen les condicions

$$\Delta v_s = 0 \quad (4.9)$$

$$\Delta \omega_e = 0 \quad (4.10)$$

Per tant, un diagrama de blocs del model de petita senyal simplificat és el que es mostra a la Figura 4.4.

L'equació característica del model de la Figura 4.4 es

$$1 + \frac{n}{2J_m \left(s + \frac{B_m}{J_m} \right)} \frac{K_e}{s} = 0 \quad (4.11)$$

La solució de (4.11) (ubicació dels pols del sistema en el pla complex s) és

$$s = \frac{-B_m}{2J_m} \pm j \frac{\sqrt{2J_m n K_e - B_m^2}}{2J_m} \quad (4.12)$$

A (4.12), K_e varia en funció del punt de treball en règim permanent

4.5 Estabilització per modulació de la freqüència

La velocitat angular del rotor ω_r , la freqüència d'excitació ω_e i l'angle de càrrega δ es poden representar com la suma d'un valor en estat estacionari

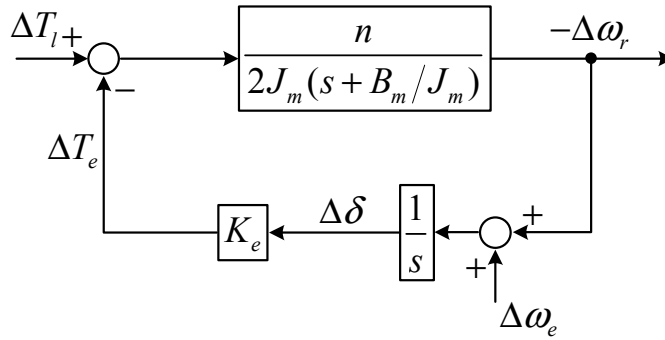


Figura 4.5: Diagrama de blocs del model de petita senyal simplificat del motor síncron d'imants permanents

més una petita pertorbació de la forma

$$\omega_r = \omega_{r0} + \Delta\omega_r \quad (4.13)$$

$$\omega_e = \omega_{e0} + \Delta\omega_e \quad (4.14)$$

$$\delta = \delta_0 + \Delta\delta \quad (4.15)$$

tenint en compte que $\omega_{e0} = \omega_{r0}$. Substituint aquestes expressions a (3.2) del Capítol 3, es pot obtenir la següent relació

$$\Delta\delta = \int (\Delta\omega_e + \Delta\omega_r) dt \quad (4.16)$$

L'equació mecànica del sistema és (veure (2.58) del Capítol 2)

$$\dot{\omega}_r = \frac{n}{2J_m} T_e - \frac{1}{J_m} B_m \omega_r - \frac{n}{2J_m} T_l \quad (4.17)$$

Linealitzant l'expressió (4.17) es pot obtenir

$$\Delta\dot{\omega}_r = \frac{n}{2J_m} \Delta T_e - \frac{1}{J_m} B_m \Delta\omega_r - \frac{n}{2J_m} \Delta T_l \quad (4.18)$$

Usant les expressions (4.16) i (4.18) i tenint en compte la simplificació feta a la secció 4.3 es pot obtenir un diagrama de blocs del model del motor síncron d'imants permanents com el de la Figura 4.5.

La inestabilitat del motor síncron d'imants permanents descrita al Capítol 3 es caracteritza per un pèssim acoblament entre els modes elèctric i mecànic, i per un valor positiu relativament baix dels pols dominants del sistema. Per tant, només cal afegir esmorteïment al sistema per tal de fer-lo estable.

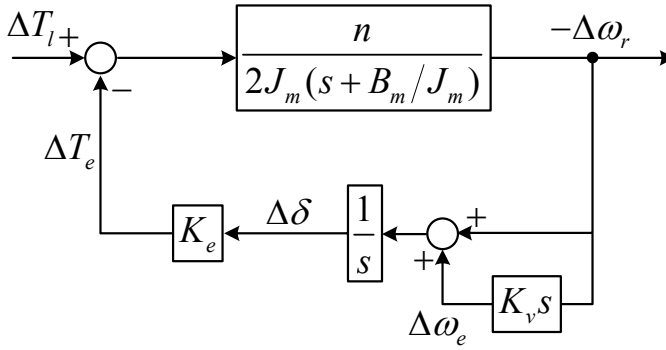


Figura 4.6: Diagrama de blocs del model de petita senyal simplificat on es modula la freqüència d'excitació en funció de les pertorbacions de la velocitat del rotor

Per tal d'afegir aquest esmorteïment cal afegir una component del parell proporcional a la pertorbació de la velocitat $\Delta\omega_r$. Observant el diagrama de blocs de la Figura 4.5 es pot veure que això es pot fer de la forma

$$\Delta\omega_e = -K_v \frac{d\Delta\omega_r}{dt} \quad (4.19)$$

tal i com es veu a la Figura 4.6.

Del diagrama de blocs del model simplificat de la Figura 4.6 es pot veure que l'equació característica del sistema és

$$s^2 + \frac{2B_m + n + K_e K_v}{2J_m} s + \frac{n}{2J_m} K_e = 0 \quad (4.20)$$

d'on es pot veure que l'esmorteïment pot ser afegit seleccionant de forma adequada el valor de la constant K_v .

Aquesta manera d'estabilització, però, requereix de la mesura de la velocitat del rotor i, per tant, queda fora d'aquest estudi, ja que es partia de la premissa de què la solució aportada ha de ser sense sensor de posició o velocitat acoblat al rotor.

4.6 Modulació de la freqüència a partir de la potència

Les pertorbacions de la potència també es poden usar per tal de modular la freqüència d'excitació i afegir l'esmorteïment desitjat al sistema per tal d'estabilitzar-lo [11].

El balanç de potència del motor es pot expressar de la forma

$$p_e = P_p + \frac{dW_{em}}{dt} + \frac{2}{n}\omega_r T_e \quad (4.21)$$

on, es pot veure que la potència d'entrada al motor p_e és la suma de pèrdues P_p , la variació de l'energia magnètica $\frac{dW_{em}}{dt}$ emmagatzemada al circuit magnètic del motor i la potència mecànica a l'eix del motor.

La potència entregada al motor es pot expressar com la suma d'un valor en estat estacionari més un petita pertorbació al voltant d'aquest punt

$$p_e = P_e + \Delta p_e \quad (4.22)$$

Si ara se substitueix a (4.21) el parell electromagnètic T_e obtingut de l'equació mecànica (2.58) s'obté

$$p_e = P_e + \Delta p_e = P_p + \frac{dW_{em}}{dt} + \left(\frac{2}{n}\right)^2 \frac{J_m}{2} \frac{d}{dt} \omega_r^2 + \left(\frac{2}{n}\right)^2 B_m \omega_r^2 + \frac{2}{n} \omega_r T_l \quad (4.23)$$

Per petites pertorbacions al voltant del punt de treball en estat estacionari, el primer terme de (4.23), P_p es pot considerar constant. El segon terme, si bé no serà constant, si que tindrà un valor mig constant al llarg d'un període en règim estacionari. Per tant, les pertorbacions de la potència seran degudes als tres últims termes de (4.23)

$$\Delta p_e = \left(\frac{2}{n}\right)^2 J_m \omega_{r0} \frac{d}{dt} \Delta \omega_r + 2 \left(\frac{2}{n}\right)^2 B_m \omega_{r0} \Delta \omega_r + \frac{2}{n} T_{l0} \Delta \omega_r \quad (4.24)$$

on T_{l0} és el parell de càrrega en estat estacionari.

Si la freqüència d'excitació es modula de forma proporcional a les pertorbacions de la potència, es pot dir que

$$\begin{aligned} \Delta \omega_e &= -K_p \Delta p_e = \\ &-K_p \left(\left(\frac{2}{n}\right)^2 J_m \omega_{r0} \frac{d}{dt} (-\Delta \omega_r) + 2 \left(\frac{2}{n}\right)^2 B_m \omega_{r0} (-\Delta \omega_r) + \frac{2}{n} T_{l0} (-\Delta \omega_r) \right) \end{aligned} \quad (4.25)$$

Del diagrama de blocs de la Figura 4.7 es pot trobar que l'equació característica del sistema és

$$s^2 + \left(\frac{B_m}{J_m} + \frac{2K_e \omega_{r0} K_p}{n} \right) s + \frac{K_e}{2J_m} \left(n + 4 \frac{2}{n} B_m K_p \omega_{r0} + 2T_{l0} K_p \right) = 0 \quad (4.26)$$

4.7 Modulació de la freqüència a partir del corrent del bus de continua

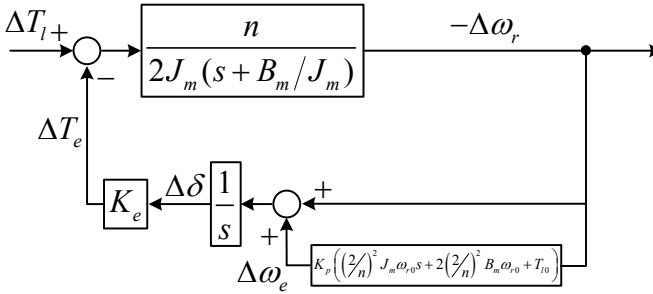


Figura 4.7: Diagrama de blocs del model simplificat de petita senyal incorporant la modulació de la freqüència d'excitació proporcional a les pertorbacions de potència

Els pols del sistema són les solucions de l'equació característica

$$s = -\left(\frac{B_m}{2J_m} + \frac{K_e \omega_{r0} K_p}{n}\right) \pm \sqrt{\left(\frac{B_m}{2J_m} + \frac{K_e \omega_{r0} K_p}{n}\right)^2 - \frac{K_e}{2J_m} \left(n + 4\frac{2}{n} B_m K_p \omega_{r0} + 2T_{l0} K_p\right)} \quad (4.27)$$

B_m , J_m i n són paràmetres constants del motor. K_e , ω_{r0} i T_{l0} són valors constants en règim estacionari. Per tant, l'esmoreïment del sistema es pot controlar a través de K_p en un punt de treball en règim estacionari.

De (4.27) es pot veure que seleccionant una K_p constant no es poden fixar els pols del sistema ja que aquests també varien en funció de K_e , ω_{r0} i T_{l0} , derivant en un comportament diferent per cada punt de treball. Si que es pot quasi bé fixar la ubicació dels pols imposant que el producte $\omega_{r0} K_p$ sigui constant

$$C_p = \omega_{r0} K_p \quad (4.28)$$

Malgrat aquesta elecció, no s'obtindrà un esmoreïment igual per tot els punts del sistema degut a que K_e no és tampoc constant en funció de ω_{r0} , tal i com es pot observar a la Figura 4.3.

4.7 Modulació de la freqüència a partir del corrent del bus de continua

Es pot fer un raonament semblant al de la secció 4.6 si es computa la potència com el producte de la tensió al bus de continua V_{DC} , que se suposa constant, i el corrent del bus de continua, que se suposa igual a un valor en estat

estacionari més una pertorbació [10, 43] de la forma

$$P_e + \Delta p_e = V_{DC} (I_{DC} + \Delta i_{DC}) = P_p + \frac{dW_e m}{dt} + \left(\frac{2}{n}\right)^2 \frac{J_m}{2} \frac{d}{dt} \omega_r^2 + \left(\frac{2}{n}\right)^2 B_m \omega_r^2 + \frac{2}{n} \omega_r T_l \quad (4.29)$$

on ara, la potència de pèrdues P_p inclou també les pèrdues al convertidor però que també es poden suposar constants.

Tal i com a la secció 4.6, les pertorbacions de la potència es poden expressar

$$V_{DC} \Delta i_{DC} = \left(\frac{2}{n}\right)^2 J_m \omega_{r0} \frac{d}{dt} (-\Delta \omega_r) + 2 \left(\frac{2}{n}\right)^2 B_m \omega_{r0} (-\Delta \omega_r) + \frac{2}{n} T_{l0} (-\Delta \omega_r) \quad (4.30)$$

Les pertorbacions del corrent del bus de continua es poden calcular com

$$\Delta i_{DC} = \frac{1}{V_{DC}} \left(\left(\frac{2}{n}\right)^2 J_m \omega_{r0} \frac{d}{dt} (-\Delta \omega_r) + 2 \left(\frac{2}{n}\right)^2 B_m \omega_{r0} (-\Delta \omega_r) + \frac{2}{n} T_{l0} (-\Delta \omega_r) \right) \quad (4.31)$$

Ara, es pot modular la freqüència en funció de les pertorbacions de la corrent del bus de continua de la forma

$$\Delta \omega_e = -K_i \Delta i_{DC} = \frac{1}{V_{DC}} \left(\left(\frac{2}{n}\right)^2 J_m \omega_{r0} \frac{d}{dt} (-\Delta \omega_r) + 2 \left(\frac{2}{n}\right)^2 B_m \omega_{r0} (-\Delta \omega_r) + \frac{2}{n} T_{l0} (-\Delta \omega_r) \right) \quad (4.32)$$

Del diagrama de blocs de la Figura 4.8 es pot trobar l'equació característica

$$s^2 + \left(\frac{B_m}{J_m} + \frac{2K_e \omega_{r0} K_i}{nV_{DC}} \right) s + \frac{K_e}{2J_m} \left(n + 4 \frac{2}{n} \frac{B_m K_i \omega_{r0}}{V_{DC}} + \frac{2T_{l0} K_i}{V_{DC}} \right) = 0 \quad (4.33)$$

Els pols del sistema són les solucions de l'equació característica

$$s = - \left(\frac{B_m}{2J_m} + \frac{K_e \omega_{r0} K_i}{nV_{DC}} \right) \pm \sqrt{\left(\frac{B_m}{2J_m} + \frac{K_e \omega_{r0} K_i}{nV_{DC}} \right)^2 - \frac{K_e}{2J_m} \left(n + 4 \frac{2}{n} \frac{B_m K_i \omega_{r0}}{V_{DC}} + \frac{2T_{l0} K_i}{V_{DC}} \right)} \quad (4.34)$$

Es pot aconseguir un esmorteïment quasi constant fent que el producte $\omega_{r0} K_i$ sigui constant, pels mateixos motius expressats abans. De (4.26) i

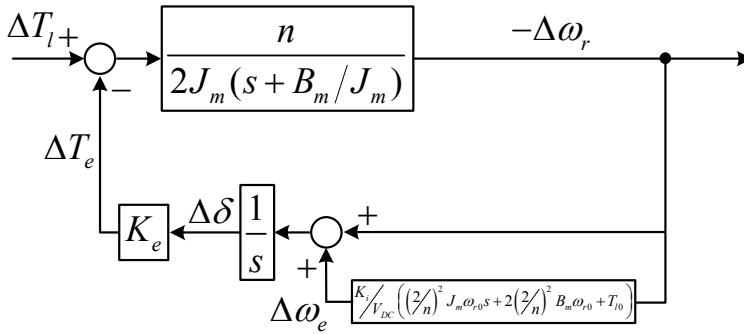


Figura 4.8: Diagrama de blocs del model simplificat de petita senyal incorporant la modulació de la freqüència d'excitació proporcional a les pertorbacions del corrent del bus de continua

(4.33) es pot veure que es pot aconseguir que els pols del sistema siguin iguals pels dos mètodes de modulació de la freqüència si es fa

$$K_i = K_p V_{DC} \tag{4.35}$$

4.8 Verificació de l'estabilitat

L'estudi realitzat fins ara usa un model simplificat per mostrar com es pot afegir esmoreïment al sistema per tal de fer-lo estable. L'ús d'aquest model simplificat ha permès veure de forma senzilla que es pot afegir aquest esmoreïment modulant la freqüència aplicada de forma proporcional a les pertorbacions de la potència o de les pertorbacions del corrent del bus de continua.

L'efecte real de la modulació de la freqüència cal verificar-lo sobre el model de petita senyal sense simplificació per tal de validar el mètode d'estabilització.

4.8.1 Model de petita senyal amb modulació de la freqüència

En aquesta secció s'estudia l'efecte de la modulació de la freqüència de forma proporcional a les pertorbacions de la potència sobre el model de petita senyal presentat al Capítol 3.2.2.

Quan es modula la freqüència el model (3.15) continua sent vàlid. Però ara, la freqüència ω_e passa a ser una variable d'estat i, per tant, té una relació amb les altres variables. Aquesta relació ha de quedar reflexada en

una cinquena equació d'estat per la variable ω_e . Aquesta relació entre la freqüència i la resta de variables ve donada per la forma com es modula la freqüència.

Com s'ha vist a la secció 4.6 es pot afegir esmorteïment al sistema modulant la freqüència de forma proporcional a les pertorbacions de la potència de la forma

$$\Delta\omega_e = -K_p\Delta p_e \quad (4.36)$$

Les pertorbacions de la potència es poden extreure a través d'un filtre passa alts de primer ordre que pren la següent expressió

$$\Delta p_e = \frac{s}{s + \frac{1}{\tau_h}} p_e \quad (4.37)$$

on τ_h és la constant de temps del filtre passa alts. Substituint (4.37) a (4.36) es pot obtenir l'expressió

$$\Delta\dot{\omega}_e + \frac{\Delta\omega_e}{\tau_h} = -K_p\dot{p}_e \quad (4.38)$$

L'expressió de \dot{p}_e es pot trobar derivant respecte el temps l'expressió de la potència.

La potència p_e es pot obtenir com

$$p_e = \frac{2}{3} (v_{ds}^r i_{ds}^r + v_{qs}^r i_{qs}^r) \quad (4.39)$$

Substituint les expressions de v_{ds}^r i v_{qs}^r de (3.3) i (3.4) l'expressió de la potència es pot reescriure com

$$p_e = \frac{2}{3} v_s (-i_{ds}^r \sin \delta + i_{qs}^r \cos \delta) \quad (4.40)$$

Fent la derivada respecte al temps de l'expressió anterior, s'obté

$$\dot{p}_e = \frac{2}{3} V_s \left(-i_{ds}^r \sin \delta + i_{qs}^r \cos \delta - (i_{ds}^r \cos \delta + i_{qs}^r \sin \delta) \dot{\delta} \right) \quad (4.41)$$

Quan s'obté l'expressió (4.41) cal considerar que la tensió aplicada al motor és constant ($\Delta v_s = 0$), ja que no s'incorpora cap tipus de pertorbació.

Ara, substituint l'expressió de la derivada temporal de la potència (4.41) a (4.38) s'obté

$$\Delta\dot{\omega}_e + \frac{\Delta\omega_e}{\tau_h} = -K_p \frac{2}{3} V_s \left(-i_{ds}^r \sin \delta + i_{qs}^r \cos \delta - (i_{ds}^r \cos \delta + i_{qs}^r \sin \delta) \dot{\delta} \right) \quad (4.42)$$

Substituint ara l'expressió de les derivades temporals \dot{i}_{ds}^r , \dot{i}_{qs}^r i $\dot{\delta}$ de (3.8), (3.9) i (3.11) a (4.42) s'obté la cinquena equació d'estat

$$\begin{aligned} \Delta\dot{\omega}_e &= \frac{3}{2}K_p V_s \left(\frac{\omega_r L_d \cos \delta}{L_q} - \frac{R_s \sin \delta}{L_d} + (\omega_e - \omega_r) \cos \delta \right) i_{ds}^r \\ &+ \frac{3}{2}K_p V_s \left(\frac{\omega_r L_q \sin \delta}{L_d} + \frac{R_s \cos \delta}{L_q} + (\omega_e - \omega_r) \sin \delta \right) i_{qs}^r \\ &+ \frac{3}{2}K_p V_s \frac{\lambda_m \cos \delta}{L_q} \omega_r \\ &- \frac{3}{2}K_p V_s \left(\frac{V_s \sin^2 \delta}{L_d} - \frac{V_s \cos^2 \delta}{L_q} \right) \\ &- \frac{1}{\tau_h} \Delta\omega_e \end{aligned} \quad (4.43)$$

Per tal de poder estudiar l'estabilitat cal linealitzar el sistema funcionant amb la modulació de la freqüència format ara per les expressions (3.8), (3.9), (3.10), (3.11) i (4.43). El sistema linealitzat pren la forma

$$\delta\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}_1(\mathbf{X}) \Delta\mathbf{x} + \mathbf{B}_1(\mathbf{X}) \Delta T_l \quad (4.44)$$

on $\Delta\mathbf{x}$ és el vector de variables d'estat i és

$$\Delta\mathbf{x} = \{ \Delta i_{ds}^r \quad \Delta i_{qs}^r \quad \Delta\omega_r \quad \Delta\delta \quad \Delta\omega_e \}^T \quad (4.45)$$

i la matriu d'entrada B_1 pren la forma

$$\mathbf{B}_1(\mathbf{X}) = \begin{pmatrix} 0 & 0 & \frac{-n}{2J_m} & 0 & 0 \end{pmatrix}^T \quad (4.46)$$

Els elements de la matriu d'estat \mathbf{A}_1 són: $A_{11} = -\frac{R_s}{L_d}$, $A_{12} = \frac{L_q \omega_{r0}}{L_d}$, $A_{13} = \frac{L_q I_{qs}^r}{L_d}$, $A_{14} = -\frac{V_s \cos \delta_0}{L_d}$, $A_{15} = 0$

$$A_{21} = -\frac{L_d \omega_{r0}}{L_q}, A_{22} = -\frac{R_s}{L_q}, A_{23} = -\frac{1}{L_q} (L_d I_{ds}^r + \lambda_m), A_{24} = -\frac{V_s \sin \delta_0}{L_q}, A_{25} = 0$$

$$A_{31} = \frac{3}{2} \left(\frac{n}{2} \right)^2 \frac{1}{J_m} (L_d - L_q) I_{qs}^r, A_{32} = \frac{3}{2} \left(\frac{n}{2} \right)^2 \frac{1}{J_m} (\lambda_m + (L_d - L_q) I_{ds}^r),$$

$$A_{33} = -\frac{B_m}{J_m}, A_{34} = 0, A_{35} = 0$$

$$A_{41} = 0, A_{42} = 0, A_{43} = -1, A_{44} = 0, A_{45} = 1$$

$$A_{51} = \frac{3}{2} K_p V_s \left(\frac{L_d \omega_{r0} \cos \delta_0}{L_q} - \frac{R_s \sin \delta_0}{L_d} \right), A_{52} = \frac{3}{2} K_p V_s \left(\frac{R_s \cos \delta_0}{L_q} + \frac{L_q \omega_{r0} \sin \delta_0}{L_d} \right),$$

$$A_{53} = \frac{3}{2} K_p V_s \left(\left(\frac{L_q}{L_d} - 1 \right) I_{qs}^r \sin \delta_0 + \left(\left(\frac{L_d}{L_q} - 1 \right) I_{ds}^r + \frac{\lambda_m}{L_q} \right) \cos \delta_0 \right),$$

$$A_{54} = \frac{3}{2} K_p V_s \left(\left(\frac{1}{L_q} - \frac{1}{L_d} \right) V_s \sin 2\delta_0 + \frac{1}{L_d} (L_q \omega_{r0} I_{qs}^r - R_s I_{ds}^r) \cos \delta_0 - \right)$$

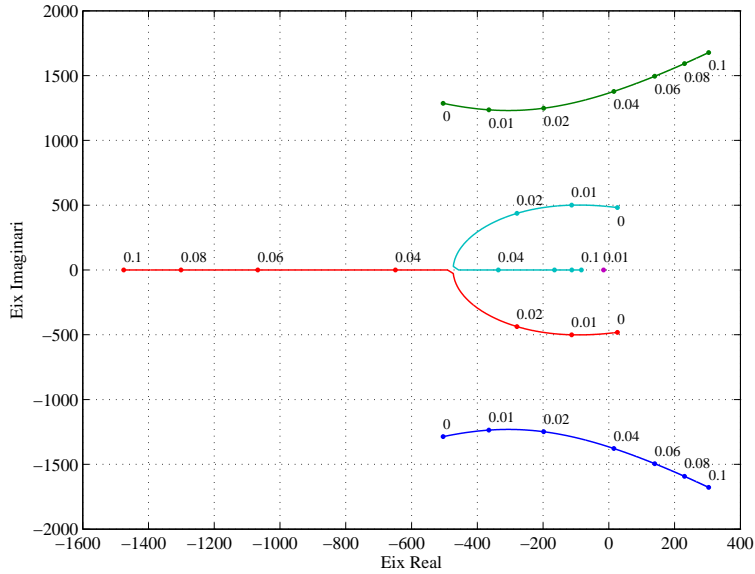


Figura 4.9: Lloc geomètric de les arrels en funció del K_p operant el motor en buit i a velocitat nominal

$$\left(\frac{1}{L_q} (R_s I_{qs}^r + (L_d I_{ds}^r + \lambda_m) \omega_{r0}) \sin \delta_0 \right),$$

$$A_{55} = \frac{3}{2} K_p V_s (I_{ds}^r \cos \delta_0 + I_{qs}^r \sin \delta_0) - \frac{1}{\tau_h}$$

Un cop tinguda en compte la modulació de la freqüència d'excitació del motor, el model que descriu el comportament del motor esdevé un sistema d'ordre cinc. Els valors propis d'aquest sistema, tal i com ja s'ha fet al Capítol 3 es poden usar per tal d'estudiar l'estabilitat del sistema. Els valors propis del sistema són les solucions de

$$|\mathbf{A}_1(\mathbf{X}) - s\mathbf{I}| = 0 \quad (4.47)$$

L'evolució dels pols del sistema en funció del paràmetre K_p a velocitat nominal es pot veure a la Figura 4.9 en el cas d'operar el motor en buit, i a la Figura 4.10 en el cas d'operar el motor a plena càrrega.

La freqüència escollida del filtre passa alts per extreure les pertorbacions de la potència Δp_e és de 2,5 Hz, per tant la constant de temps $\tau_h = 0,0637$ s. Aquesta constant de temps afecta bàsicament al cinquè pol del sistema. Això situa el cinquè pol del sistema al voltant de $s = -16$.

Com es pot veure a la Figura 4.9 i a la Figura 4.10, els pols relacionats amb la dinàmica del rotor es mouen des del semiplà positiu (regió inestable)

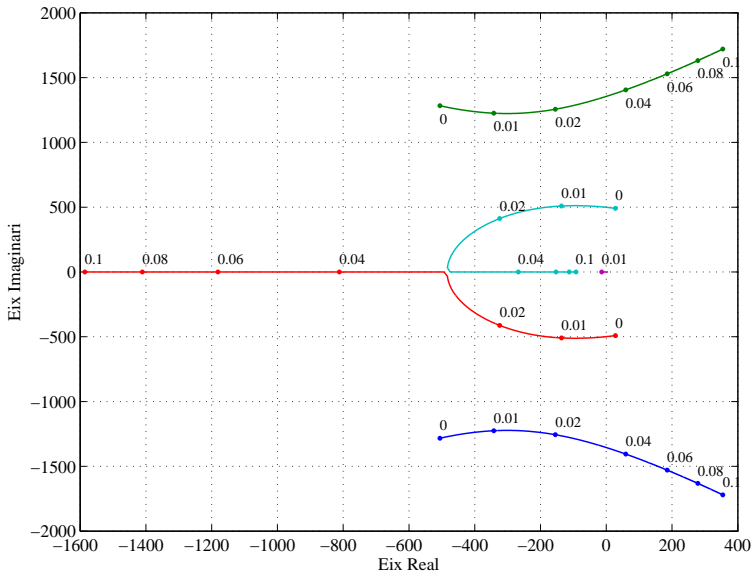


Figura 4.10: Lloc geomètric de les arrels en funció de K_p operant el motor a plena càrrega i a velocitat nominal

cap al semiplà negatiu (regió estable), però en canvi, els pols relacionats amb la dinàmica de l'estator es mouen en sentit contrari fins a travessar la línia de la regió inestable. Això indica que la constant K_p té tant un límit superior com inferior.

Com ja s'ha vist abans, per tal d'intentar mantenir l'esmoreïment el més constant possible s'escull K_p de manera que varïi en funció de ω_{r0} de forma $C_p = K_p \omega_{r0}$. En aquest cas s'ha escollit la C_p de forma que K_p prengui un valor de 0,01 per la velocitat nominal ($C_p = 12,5664$, $\omega_{r0} \neq 0$).

L'efectivitat en l'estabilització del motor de la modulació de la freqüència d'excitació es pot veure a la Figura 4.11 pel motor operant en buit i a la Figura 4.12 en el cas d'operar el motor a plena càrrega. Ara es pot veure com els pols del sistema estan situats al semiplà negatiu, que defineix la regió estable, per qualsevol freqüència de gir.

El comportament dels pols de rotor sense el llaç estabilitzador i amb el llaç estabilitzador es pot comparar a la Figura 4.13 pel cas d'operar el motor en buit i a la Figura 4.14 en el cas d'operar el motor a plena càrrega.

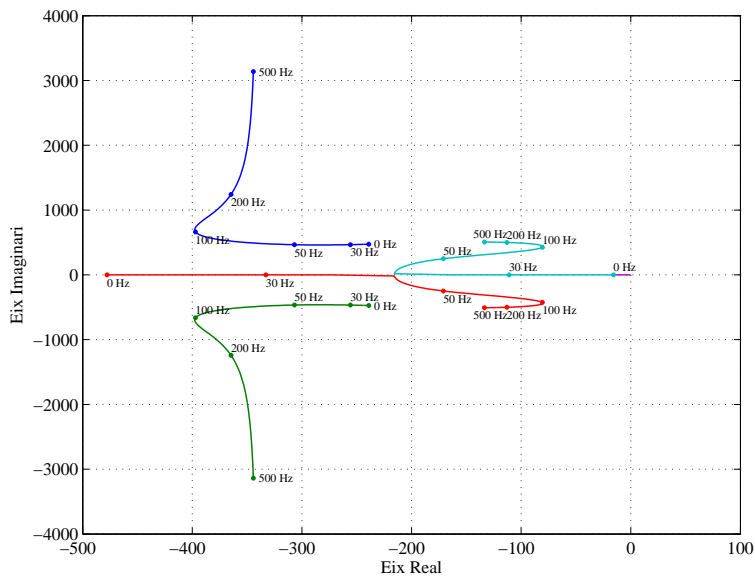


Figura 4.11: Lloc geomètric de les arrels del motor en funció de ω_{r0} operant el motor en buit

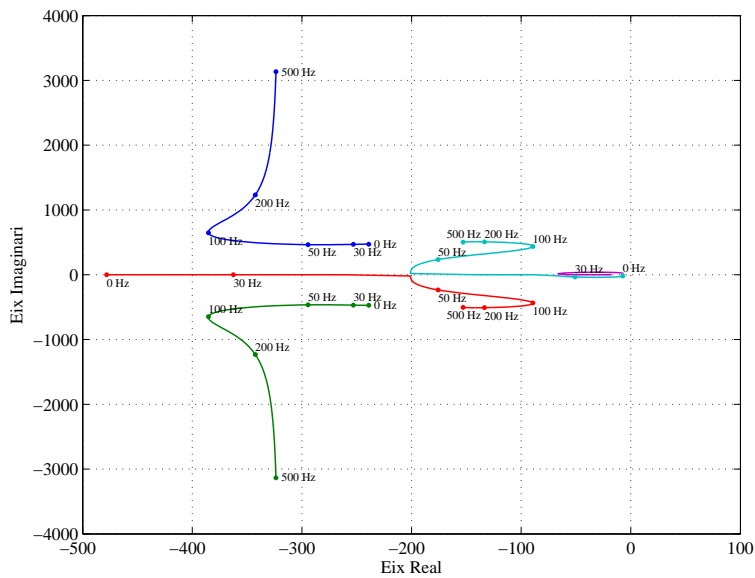


Figura 4.12: Lloc geomètric de les arrels del motor en funció de ω_{r0} operant el motor a plena càrrega

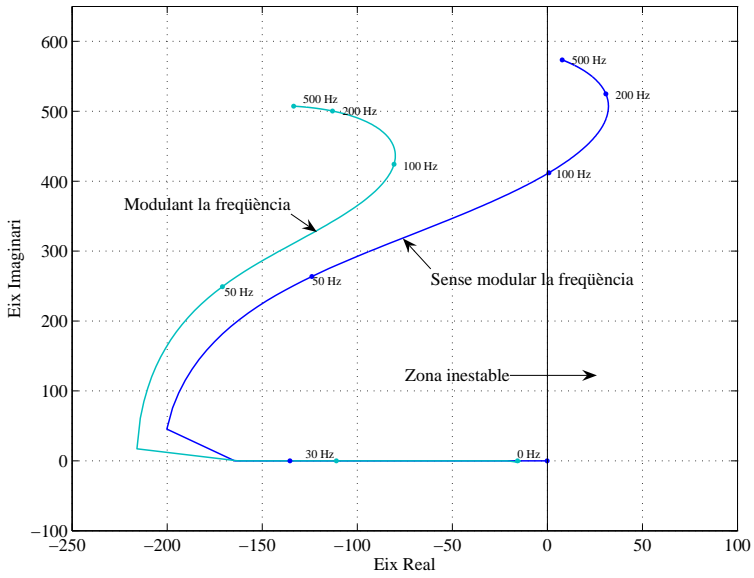


Figura 4.13: Ubicació dels pols del rotor sense i amb el laç estabilitzador operant el motor en buit

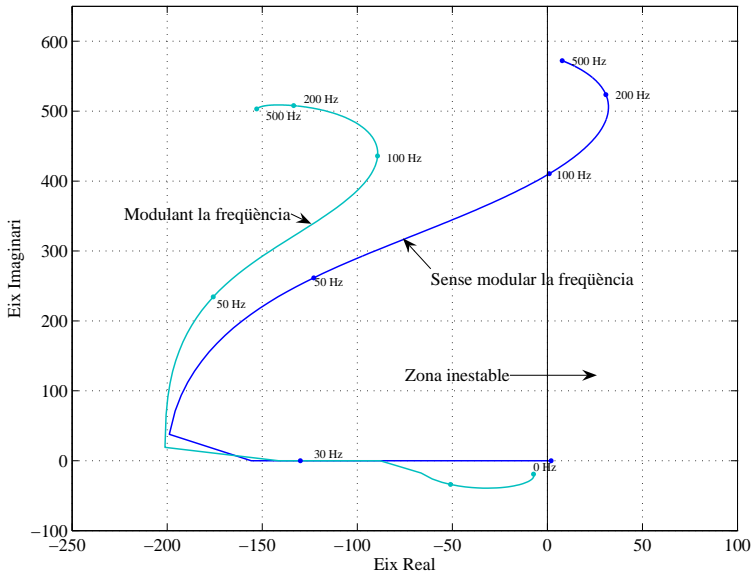


Figura 4.14: Ubicació dels pols del rotor sense i amb el laç estabilitzador operant el motor a plena càrrega

4.9 Sumari

En aquest capítol s'ha vist com és possible estabilitzar el motor operant en un control V/f . Per tal de poder veure com es pot aconseguir aquesta estabilització, s'ha desenvolupat un model simplificat de petita senyal que ha permès veure que es pot aconseguir aquesta estabilització modulant la freqüència d'excitació del motor. Aquesta modulació es pot fer de forma proporcional a les pertorbacions de la potència. L'estabilitat del mètode proposat s'ha estudiat mitjançant tècniques d'anàlisi lineal i ha quedat demostrada l'efectivitat del llaç estabilitzador pel rang de velocitats i de càrregues en que se centra aquest treball.

També s'ha vist que la modulació es pot fer, també, de forma proporcional a les pertorbacions de la corrent del bus de continua.

Capítol 5

Implementació, validació i resultats experimentals del control V/f estabilitzat

5.1 Introducció

En aquest Capítol es presenta la implementació, la validació i els resultats experimentals del mètode proposat al Capítol 4 per tal d'aconseguir una operació estable del control V/f del motor síncron d'imants permanents. Un diagrama de blocs del motor operant en un control estable V/f es pot veure a la Figura 5.1.

El control V/f està basat en mantenir el flux constant a l'entreferro, imposant una relació V/f constant. Això es pot suposar cert a elevades voltes i per nivells baixos de càrrega, quan les caigudes de tensió resistives de l'estator són menyspreables, però quan el motor opera a baixes voltes o a elevats nivells de càrrega, les caigudes resistives provoquen que aquesta relació ja no es mantingui constant. En aquest capítol es presenta un mètode per com-

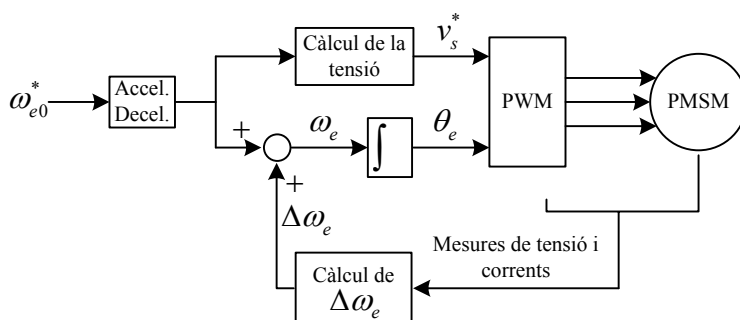


Figura 5.1: Diagrama de blocs del control V/f estabilitzat del motor síncron d'imants permanents

pensar aquestes caigudes i mantenir la relació V/f constant per qualsevol velocitat i en qualsevol nivell de càrrega.

Per tal d'implementar el llaç estabilitzador cal calcular les pertorbacions de la potència. Això obliga a calcular la potència instantània per després, mitjançant un filtre passa alts, computar aquestes pertorbacions.

Finalment es presentarà un seguit de simulacions i resultats experimentals per tal de verificar la proposta d'estabilització.

5.2 Càlcul de les pertorbacions de la potència

Per tal de tancar el llaç que estabilitza el sistema, segons s'ha vist a la secció 4.6, la freqüència d'excitació ω_e s'ha de modular de forma proporcional a les pertorbacions de la potència Δp_e de la forma

$$\Delta\omega_e = -K_p\Delta p_e \quad (5.1)$$

La component de la pertorbació de la potència Δp_e es pot extreure a partir de la potència p_e mitjançant un filtre passa alts de primer ordre, de constant de temps τ_h .

La potència entregada al motor es pot calcular mitjançant l'expressió

$$p_e = \frac{3}{2}v_s i_s \cos \phi \quad (5.2)$$

on v_s és la magnitud del vector tensió aplicada al motor, i_s és la magnitud del vector corrent que circula pel motor, i $\cos \phi$ és el factor de potència.

L'expressió (5.2) de la potència d'entrada es pot obtenir a partir de (4.40), i tenint en compte que

$$-i_{ds}^r \sin \delta + i_{qs}^r \cos \delta = i_s \cos \phi \quad (5.3)$$

tal i com es pot veure a la Figura 5.2

La referència de tensió a aplicar es pot usar a (5.2) com a v_s . El terme $i_s \cos \phi$ és la projecció del vector i_s sobre el vector tensió v_s i es pot calcular directament si s'observa el vector corrent en la referència en sincronisme amb a tensió aplicada v_s , tal i com es pot veure a la Figura 5.3 de la forma

$$i_{qs}^v = i_s \cos \phi = \frac{2}{3} \left(i_{as} \cos \theta_e + i_{bs} \cos \left(\theta_e - \frac{2\pi}{3} \right) - (i_{as} + i_{bs}) \cos \left(\theta_e + \frac{2\pi}{3} \right) \right) \quad (5.4)$$

L'angle θ_e és l'angle de la tensió aplicada i, per tant, és conegut.

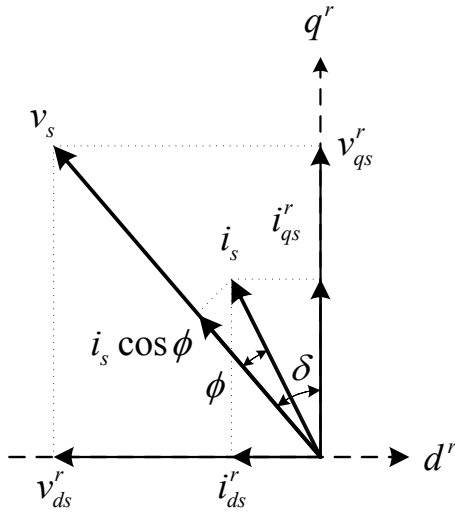


Figura 5.2: Tensió i corrent en referència en sincronisme al rotor

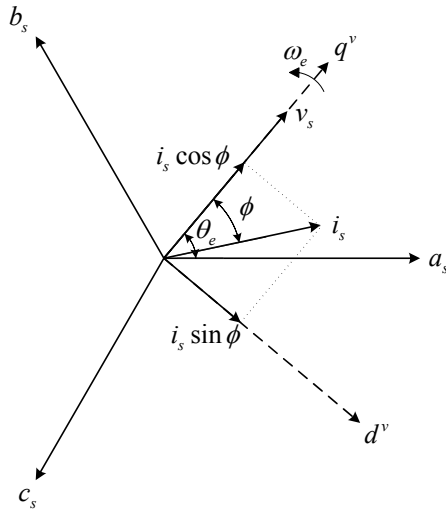


Figura 5.3: Vector tensió i corrent en la referència en sincronisme amb l'estator

Un cop coneguda la potència, un filtre passa alts de primer ordre permet extreure les pertorbacions de la forma

$$\Delta p_e = \frac{s}{s + \frac{1}{\tau_h}} p_e \quad (5.5)$$

5.3 Magnitud del vector tensió

En el control V/f , tant del motor d'inducció com del motor síncron d'imants permanents, cal controlar adequadament la magnitud del vector tensió per tal de mantenir el nivell de flux requerit. Pel cas del motor síncron d'imants permanents, les característiques de funcionament quan es manté el flux constant s'han vist a la secció 2.8.5.

El control de la magnitud del vector tensió en el control V/f ha merescut una especial atenció, degut al seu ampli ús, en el cas del motor d'inducció [7, 44]. En el cas del motor síncron d'imants permanents, degut al seu ús reduït amb aquest tipus de control, no ha tingut molt interès. Malgrat tot, les tècniques usades en el motor d'inducció també es poden extrapolar pel motor síncron d'imants permanents.

Al Capítol 2.8.1 s'ha vist que les equacions en règim permanent del motor síncron d'imants permanents eren

$$V_{ds}^r = R_s I_{ds}^r - \omega_{r0} L_q I_{qs}^r = R_s I_{ds}^r - \omega_{r0} \lambda_{ds}^r \quad (5.6)$$

$$V_{qs}^r = R_s I_{qs}^r + \omega_{r0} L_d I_{ds}^r + \omega_{r0} \lambda_m = R_s I_{qs}^r + \omega_{r0} \lambda_{qs}^r \quad (5.7)$$

si es menysté la caiguda a la resistència, les equacions en estat estacionari prenen la forma

$$V_{ds}^r \approx -\omega_{r0} \lambda_{ds}^r \quad (5.8)$$

$$V_{qs}^r \approx \omega_{r0} \lambda_{qs}^r \quad (5.9)$$

La magnitud del vector tensió és

$$V_s = \sqrt{(V_{ds}^r)^2 + (V_{qs}^r)^2} \approx \omega_{r0} \sqrt{(\lambda_{ds}^r)^2 + (\lambda_{qs}^r)^2} \quad (5.10)$$

i, per tant,

$$\frac{V_s}{\omega_{r0}} \approx \lambda_s \quad (5.11)$$

Tal i com es pot veure, quan es menystenen les caigudes a les resistències dels debanats de l'estator, per tal de mantenir el flux al valor desitjat, només cal mantenir la relació $\frac{V_s}{\omega_{r0}}$. Però quan el motor opera a baixes voltes, o a

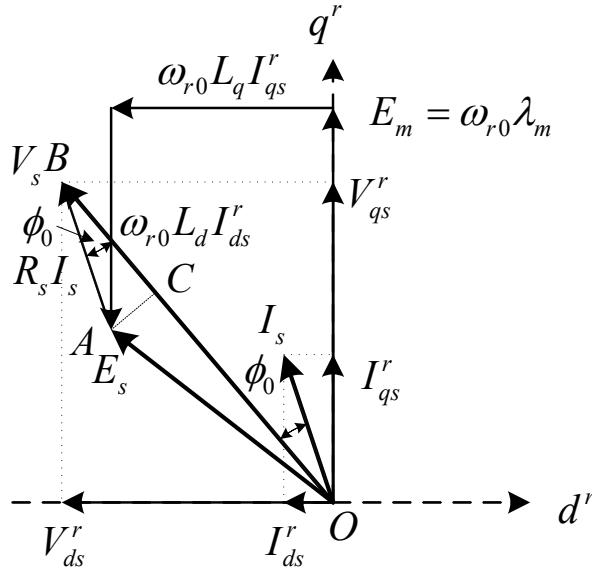


Figura 5.4: Diagrama de vectors en estat estacionari

un nivell elevat de càrrega no es poden menystenir les caigudes resistives, ja que, fins i tot, poden superar la tensió induïda. En aquests casos, mantenir la relació $\frac{V_s}{\omega_{r0}}$ constant no implica mantenir el nivell de flux del motor i, per tant, es degraden les característiques de funcionament.

Per tant, per tal de mantenir el nivell de flux constant en qualsevol situació de càrrega o a qualsevol velocitat de gir el motor, és necessari aplicar una compensació que tingui en compte les caigudes resistives.

5.3.1 Compensació de les caigudes resistives

El vector tensió V_s es pot expressar com la suma del vector de caigudes resistives més el vector de la tensió induïda pel flux de l'estator tal i com es pot veure a la Figura 5.4.

Observant la Figura 5.4 es pot veure que el vector V_s es pot expressar de la forma

$$V_s = BC + CO = I_s R_s \cos \phi_0 + \sqrt{E_s^2 + I_s^2 R_s^2 \cos^2 \phi_0 - I_s^2 R_s^2} \quad (5.12)$$

El vector E_s és el vector de la tensió induïda pels fluxos de l'estator. Com s'ha vist amb anterioritat a la secció 2.8.5 és una bona pràctica seleccionar

el flux concatenat per l'estator λ_s igual al flux creat per l'imant del rotor λ_m . D'aquesta forma es té

$$E_s = \omega_{r0} \lambda_m \quad (5.13)$$

Malgrat que els termes de (5.12) siguin termes en estat estacionari, aquesta expressió es pot usar per computar el mòdul del vector tensió a aplicar en cada instant de temps usant els valors instantanis de les variables mesurades. D'aquesta forma, el terme $I_s \cos \phi_0$ és el mateix terme usat en el càlcul de les pertorbacions de potències (veure (5.4)). I la magnitud del vector corrent I_s es pot calcular de forma instantània com i_s

$$i_s = \sqrt{(i_{ds}^s)^2 + (i_{qs}^s)^2} = \sqrt{\frac{1}{3} (i_{as} + 2i_{bs})^2 + (i_{as})^2} \quad (5.14)$$

Finalment, l'expressió per al càlcul de la tensió a aplicar en cada instant al motor v_s^* tenint en compte les caigudes de tensió a les resistències dels debanats de l'estator es pot calcular de la forma

$$v_s^* = R_s i_s \cos \phi + \sqrt{(\omega_{r0} \lambda_m)^2 + (R_s i_s \cos \phi)^2 - (R_s i_s)^2} \quad (5.15)$$

En la implementació digital de l'expressió de $i_s \cos \phi_0$ (5.4) s'usa l'angle elèctric calculat en el període anterior $\theta_e [k - 1]$ ja que els corrents mesurats es corresponen als calculats per aquest angle. Els valors de i_s i $i_s \cos \phi_0$ presenten un elevat rissat. Aquest rissat pot afectar l'operació estable del sistema i, en el cas d'operar el motor a baixes voltes, la distorsió de la tensió aplicada pot provocar que el moviment no sigui el desitjat. Per tal d'eliminar aquest rissat, s'usen dos filtres digitals passa baixos de primer ordre idèntics per filtrar i_s i $i_s \cos \phi$. Per tal d'obtenir unes característiques òptimes de funcionament, s'ha escollit la freqüència de tall d'aquests filtres de 5 Hz.

Un diagrama de blocs de com s'implementa la compensació de la tensió a aplicar al motor, i el càlcul de les pertorbacions de potència es pot veure a la Figura 5.5.

5.4 Simulacions i resultats experimentals

5.4.1 Introducció

Una primera aproximació per tal d'analitzar amb més profunditat el comportament del llaç estabilitzador és realitzar simulacions dinàmiques del model no linealitzat presentat al Capítol 3.2. Anteriorment s'ha usat el model de petita senyal per tal de verificar de forma analítica l'estabilitat del sistema.

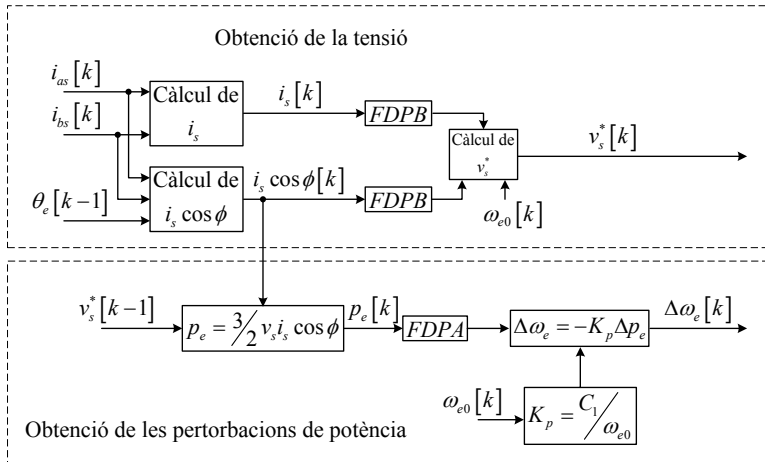


Figura 5.5: Diagrama de blocs de la implementació del càlcul de la tensió i les pertorbacions de potència

Ara, s'usa el model dinàmic per tal de verificar el comportament del llac estabilitzador i avaluar-ne el seu comportament.

Finalment, però, l'ús de la plataforma d'assaig (veure l'Apèndix D) permet donar una verificació real del funcionament del sistema estabilitzador.

5.4.2 Implementació i resultats de les simulacions

A la Figura 5.6 es pot veure un diagrama de blocs de com s'ha implementat el llac estabilitzador i la compensació de les caigudes resistives en el càlcul de la tensió.

El model usat en les simulacions dinàmiques és el mateix que l'usat al Capítol 3.5. S'ha suposat una tensió del bus de continua constant i igual a $\sqrt{2} \cdot 400$ V. La freqüència d'execució del llac estabilitzador s'ha fixat en 15 kHz.

La freqüència dels filtres passa baixos de primer ordre usats per filtrar l'arissat del vector corrent i_s i del terme $i_s \cos \phi$ de la potència p_e s'han fixat en 5 Hz. Aquest valor s'ha seleccionat per tal d'obtenir un comportament satisfactori en tot el rang de velocitat d'operació del motor. Aquests són filtres digitals IIR de primer ordre.

Per tal d'extreure les pertorbacions de la potència, s'ha usat un filtre passa alts IIR de primer ordre amb una freqüència de tall de 2,5 Hz. La constant de temps del filtre és de $\tau_h = 0,0637$ s.

Tal i com ja s'ha explicat a 4.8, per tal de mantenir el més constant

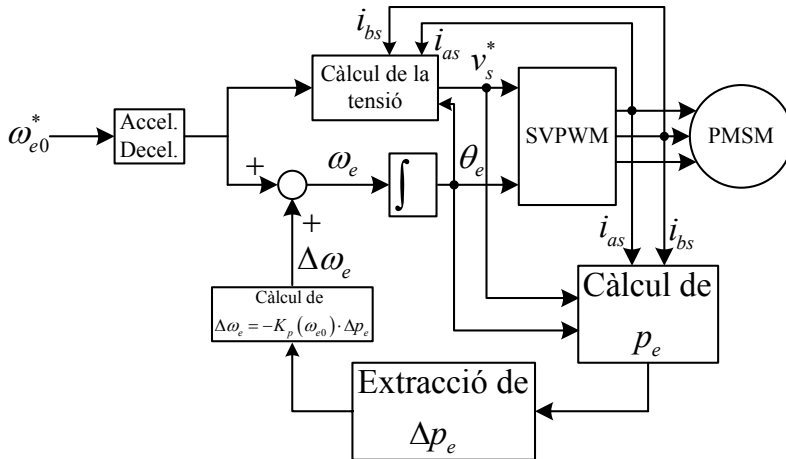


Figura 5.6: Diagrama de blocs de la implementació del llac estabilitzador i la compensació de les caigudes resistives en el càlcul de la tensió aplicada

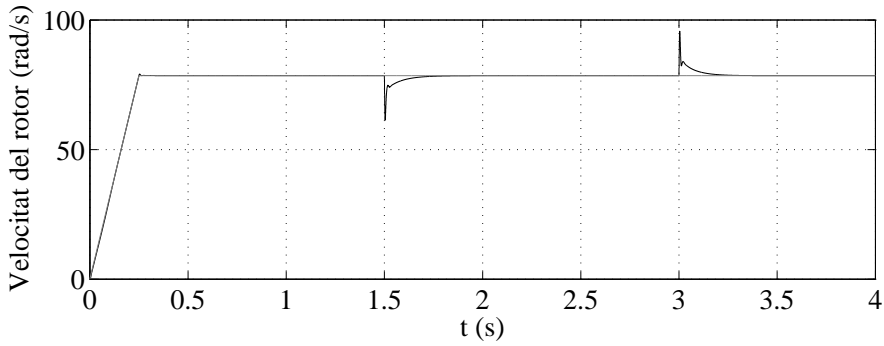
possible l'esmoreïment del sistema, s'ha escollit la constant K_p que variï en funció de ω_{r0} segons

$$C_p = K_p \omega_{r0} \quad (5.16)$$

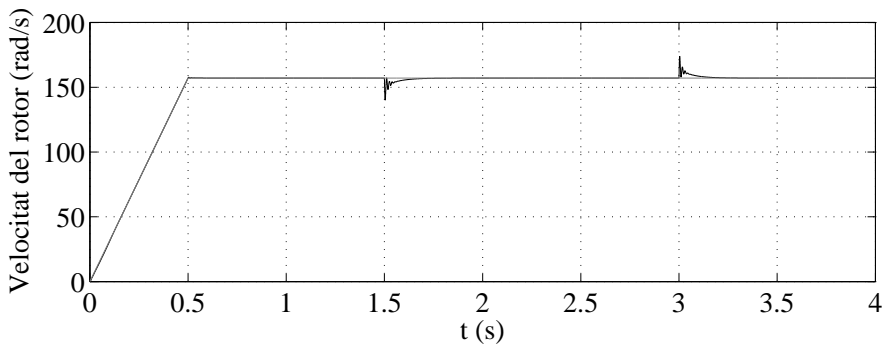
S'ha pres un valor de $C_p = 12,5664$, $\omega_{r0} \neq 0$ i, per tant, a la freqüència nominal d'excitació del motor (200 Hz), K_p pren un valor de 0,01.

El comportament del model del motor operat en un control V/f amb el llac estabilitzador que modula la freqüència en funció de les pertorbacions de la potència es pot veure a la Figura 5.7. Tal i com es pot veure, el motor s'arrenca mitjançant una rampa de velocitat i un cop arribat a la velocitat desitjada, s'aplica un graó del parell nominal (8,1 Nm) a 1,5 s. Com es pot veure, a diferència dels resultats obtinguts al Capítol 3.5, un cop implementat el llac estabilitzador, el motor es estable en tot el rang de freqüències, i també en el cas d'operar amb càrrega. També es pot observar la dinàmica quan aquest parell desapareix (3 s).

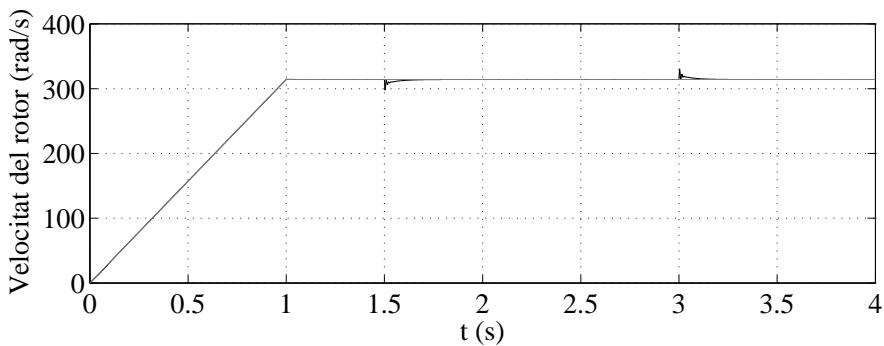
A la Figura 5.8 es pot veure amb més detall el comportament de la velocitat del rotor en els mateixos casos que els de la Figura 5.7. Com es pot veure, el transitori quan s'aplica o es treu el graó de parell nominal no dura més de 400 ms en tots els casos. En totes les freqüències d'excitació que es mostren, la desviació, tant quan s'aplica el graó de parell, com quan es retira el parell, la variació respecte la velocitat nominal del rotor està al voltant dels 16 rad/s. En el cas de la freqüència d'excitació nominal (200 Hz) que



(a) Velocitat del rotor a una freqüència d'excitació de 50Hz



(b) Velocitat del rotor a una freqüència d'excitació de 100 Hz



(c) Velocitat del rotor a una freqüència d'excitació de 200 Hz

Figura 5.7: Velocitat de gir del rotor per diferents freqüències d'excitació un cop incorporat el llaç estabilitzador. A 1,5 s s'aplica un graó de parell nominal (8,1 Nm). Als 3 s, el parell resistent desapareix

correspon a una velocitat mecànica del rotor de 314 rad/s, això representa una pertorbació del 5% de la velocitat de treball.

Els resultats de la simulació del model dinàmic verifiquen l'anàlisi dut a terme fins ara. Malgrat tot, el model dinàmic no és més que això, un model, i no reflecteix la realitat en tots els sentits. És per això que es convenient verificar l'efectivitat del llaç en una plataforma real.

5.4.3 Resultats experimentals

Per tal de demostrar l'efectivitat de l'operació del control V/f estabilitzat del motor síncron d'imants permanents s'ha implementat el llaç estabilitzador en una plataforma real. La descripció i funcionament d'aquesta plataforma es pot trobar a l'apèndix D. Aquesta conté tots els elements necessaris per tal d'implementar el llaç estabilitzador sobre un motor síncron d'imants permanents.

La implementació del llaç s'ha fet de la mateixa manera que s'ha descrit en aquest Capítol i que es pot veure a la Figura 5.5, que és, també, la manera com s'han implementat les simulacions realitzades a la secció 5.4.2.

S'ha escollit una freqüència d'execució del llaç de control de 15 kHz. També s'ha escollit una freqüència de commutació dels transistors del convertidor de 15 kHz. A més, l'execució del llaç de control i la commutació dels transistors s'ha sincronitzat. D'aquesta manera s'aconsegueix mesurar les variables necessàries, en aquest cas els corrents, en l'instant que no hi ha cap transistor commutant, reduint així el soroll en les mesures.

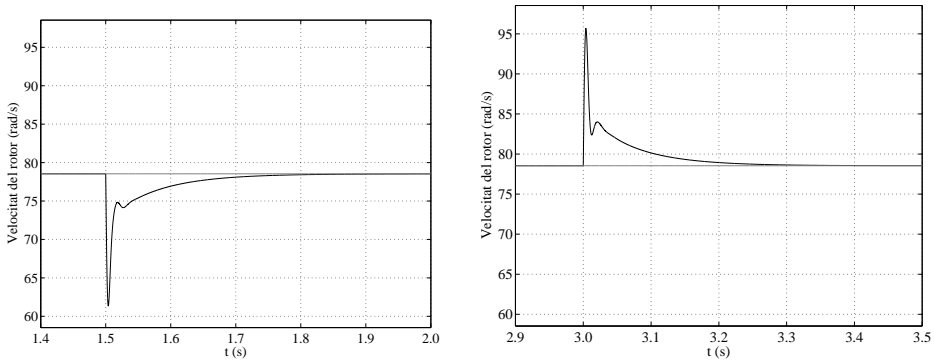
Per tal de reduir l'afectació del soroll en les mesures de corrent, aquestes s'han filtrat mitjançant un filtre passa baixos IIR, amb una banda passant de 2 kHz. Aquest filtre serveix per eliminar soroll d'alta freqüència que pugui existir en les mesures de corrent. La freqüència de 2 kHz s'ha escollit perquè sigui un ordre de magnitud superior de la màxima freqüència que poden tenir les corrents del motor (200 Hz).

En tots els experiments realitzats, el rotor del motor inicia el moviment des de la mateixa posició. Això s'aconsegueix excitant el motor amb un vector tensió fix, amb l'amplitud necessària i durant el temps necessari, perquè el rotor quedi en una posició estable i fixa. I sempre la mateixa.

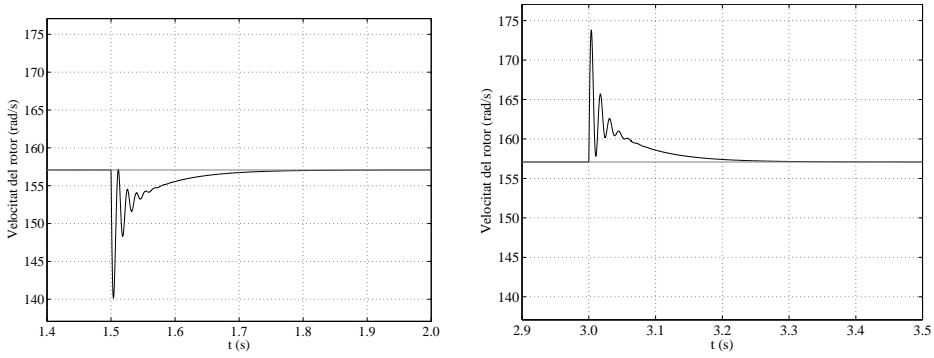
Un cop el rotor alineat, el motor s'arrenca fins a la velocitat de treball mitjançant una rampa.

Els filtres passa baixos del vector corrent i_s i del terme $i_s \cos \phi$ de la potència p_e s'han fixat en 5 Hz, com en el cas de les simulacions realitzades en la secció 5.4.2. Aquests són filtres digitals IIR de primer ordre.

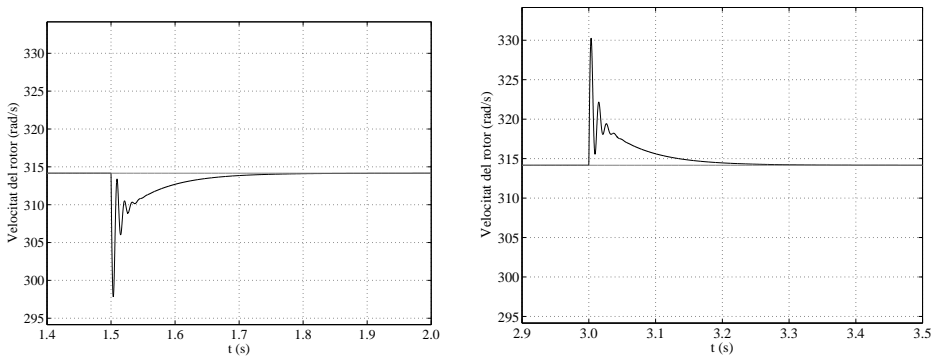
5.4 Simulacions i resultats experimentals



(a) Velocitat del rotor a una freqüència d'excitació de 50Hz



(b) Velocitat del rotor a una freqüència d'excitació de 100 Hz



(c) Velocitat del rotor a una freqüència d'excitació de 200 Hz

Figura 5.8: Resposta dinàmica de la velocitat de gir del rotor per diferents freqüències d'excitació un cop incorporat el llaç estabilitzador. A 1,5 s s'aplica un graó de parell nominal (8,1 Nm). Als 3 s, el parell resistent desapareix

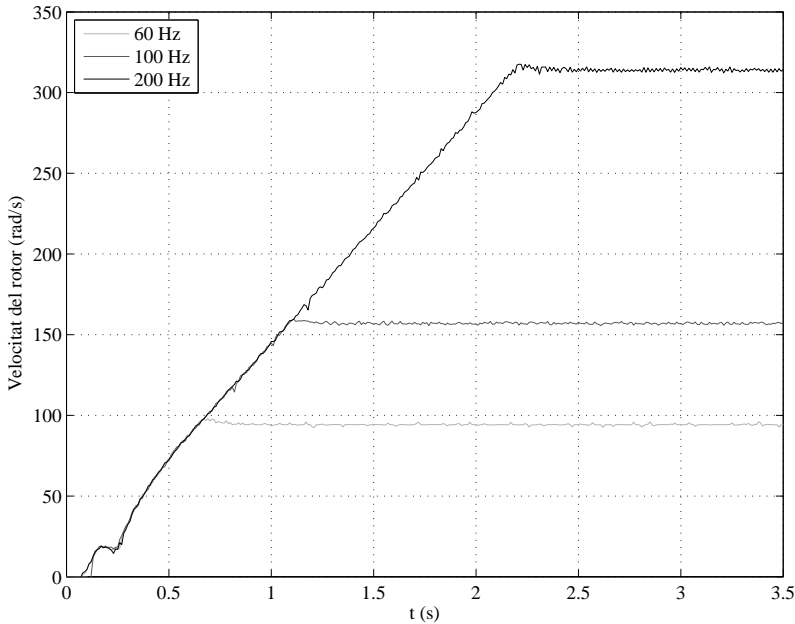


Figura 5.9: Velocitat del rotor a diferents freqüències d'excitació amb el llaç estabilitzador, i en buit.

El filtre passa alts per extreure les pertorbacions de la potència s'ha implementat de la mateixa manera que s'ha fet a les simulacions presentades a la secció 5.4.2. És un filtre IIR, de primer ordre, amb una freqüència de tall de 2,5 Hz, o el que és el mateix, una constant de temps $\tau_h = 0,0637$ s.

El paràmetre K_p s'ha seleccionat de la mateixa manera que a les simulacions de la secció 5.4.2, fent $C_p = K_p \omega_{r0}$, on $C_p = 12,5664$, $\omega_{r0} \neq 0$.

A la Figura 5.9 es pot veure la velocitat del rotor per diferents freqüències d'excitació (60 Hz, 100 Hz i 200 Hz) en buit quan s'aplica el llaç estabilitzador. A diferència de no aplicar el llaç, tal i com es pot veure a la Figura 3.7, el motor no es torna inestable per freqüències elevades, demostrant l'efectivitat del llaç.

El comportament de la velocitat del rotor amb el llaç estabilitzador quan s'aplica un graó de parell a l'eix del motor es pot veure a la Figura 5.10. En aquesta figura es pot veure com el motor, després d'un petit transitori, torna a la velocitat consignada, tant quan s'aplica o es deixa d'aplicar aquest graó de parell. Això es pot veure per dues freqüències d'excitació a 100 Hz (Figura 5.10(a)) i 200 Hz (Figura 5.10(b), freqüència nominal).

A la mateixa Figura 5.10 es pot veure l'evolució de diverses variables. Com

es pot observar, a l'aplicar el graó de parell, el corrent creix fins aproximadament al valor nominal. El corrent que circula pel motor quan el motor opera en buit (des del final de la rampa d'arrencada fins aproximadament els 4 s) és degut al fregament i a les desalineacions presents a la bancada de proves. També es pot observar a la Figura 5.10 la compensació de la tensió deguda a les caigudes resistives.

El detall de les pertorbacions produïdes a la velocitat del rotor quan s'aplica un graó de parell i es treu aquest graó de parell es pot veure a la Figura 5.11 per una freqüència d'excitació de 100 Hz i de 200 Hz. Com es pot veure a la Figura 5.11(a) i a la Figura 5.11(b), per una excitació de 100 Hz, la pertorbació produïda a la velocitat del rotor és d'uns 11 rad/s, tant quan s'aplica el graó de parell com quan es treu. Això representa un 7 % de la velocitat de treball, que a una freqüència d'excitació de 100 Hz són 157 rad/s.

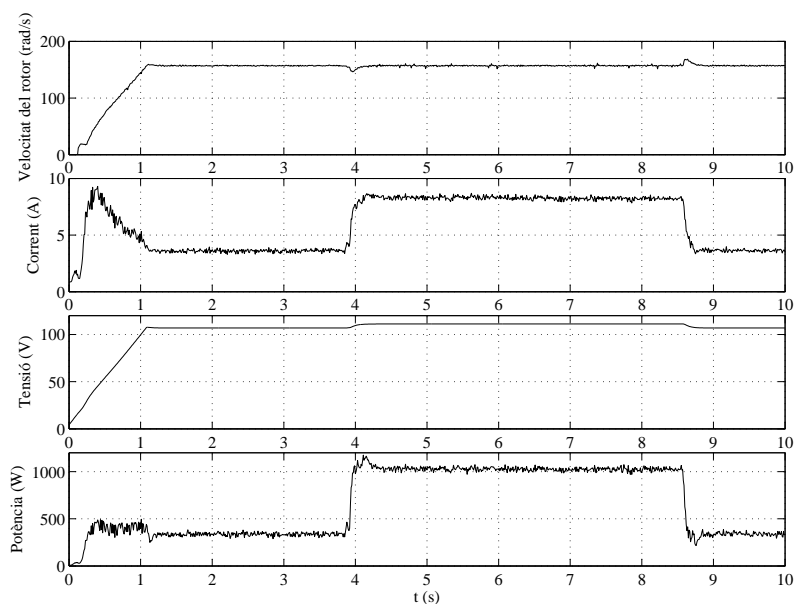
La pertorbació produïda en el cas d'una freqüència d'excitació de 200 Hz (veure Figura 5.11(c) i Figura 5.11(d) és d'uns 14 rad/s, que representa un 4,5 % de la velocitat nominal (314,16 rad/s).

També es pot observar a la Figura 5.11 que la durada de la pertorbació, en les dues freqüències d'excitació, i pel cas d'aplicar i retirar el graó de parell, és d'uns 300 ms.

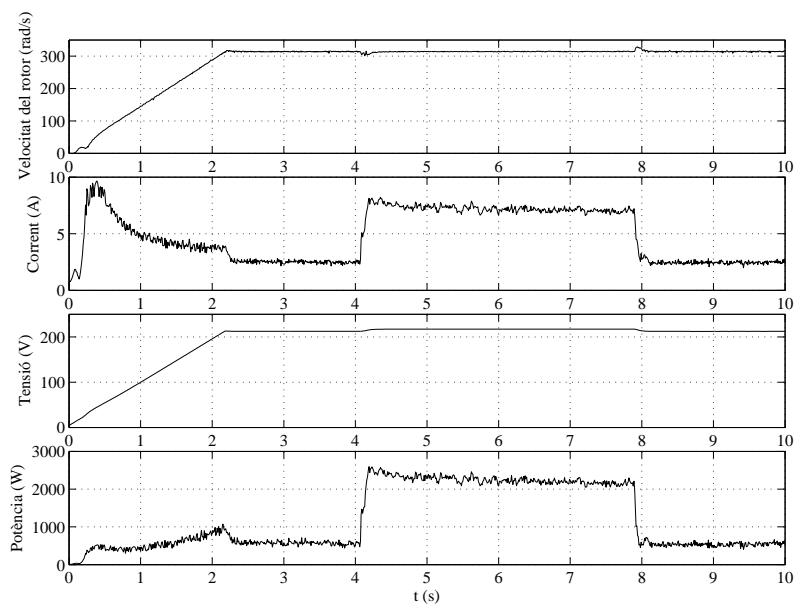
A la Figura 5.12 es pot veure l'evolució de les variables que intervenen en el llaç estabilitzador quan el motor opera en buit i en càrrega per una freqüència d'excitació de 100 Hz i 200 Hz. Es pot observar l'extracció de les pertorbacions de la potència i la variació del paràmetre K_p en funció de la freqüència d'excitació. També es pot observar la pertorbació introduïda a la freqüència d'excitació.

Tal i com ja s'ha vist al Capítol 4.6, el paràmetre C_p del llaç estabilitzador afecta a la dinàmica del sistema. A la Figura 5.13 es pot veure l'evolució de la velocitat del rotor per diferents valors de C_p quan s'aplica un graó de parell. Com es pot observar, per valors petits de C_p millora la resposta dinàmica enfront graons de parell, però en canvi, empitjora en l'arrencada, on el valor elevat de K_p fa la planta inestable, tal i com s'ha vist a la secció 4.8. A mesura que C_p augmenta, millora la resposta a l'arrencada, però empitjora la resposta dinàmica enfront de graons de parell treballant a velocitat nominal.

La resposta dinàmica enfront de graons de parell es pot observar millor a la Figura 5.14. Com es pot observar, la resposta dinàmica enfront graons de parell empitjora a mesura que augmenta C_p . Malgrat tot, el graó de parell provoca una pertorbació en la velocitat del 4,5% de la velocitat nominal en el cas escollit de $C_p = 12,5664$.



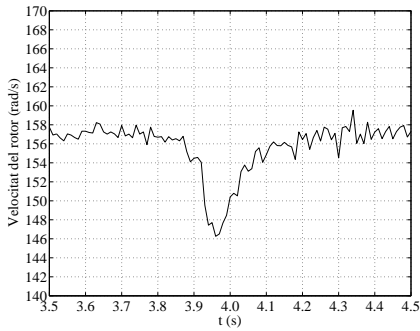
(a) Freqüència d'excitació de 100 Hz



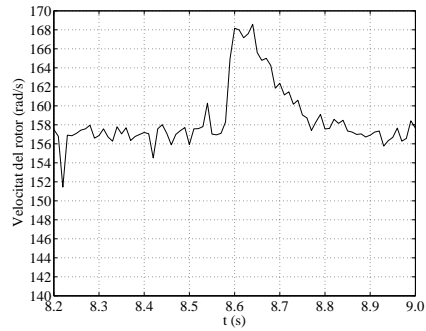
(b) Freqüència d'excitació de 200 Hz

Figura 5.10: Evolució de la velocitat del rotor, corrent, tensió aplicada i potència entregada al motor per una freqüència d'excitació de 100 Hz (5.10(a)) i de 200 Hz (5.10(b)).

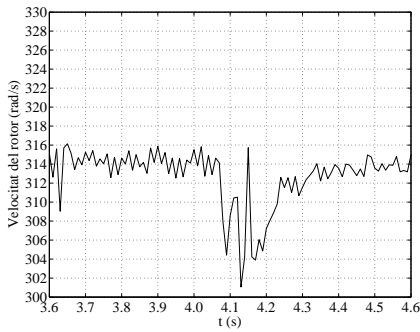
5.4 Simulacions i resultats experimentals



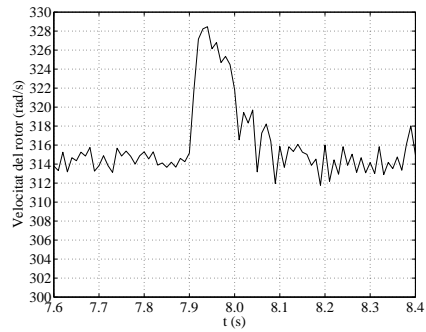
(a) Aplicació del grau de parell nominal a 100 Hz



(b) Retirada del parell nominal a 100 Hz

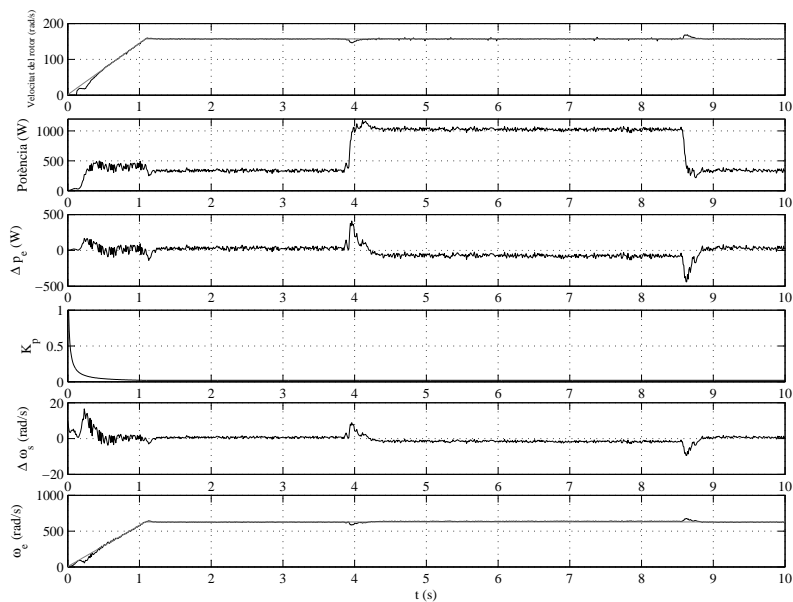


(c) Aplicació del grau de parell nominal a 200 Hz

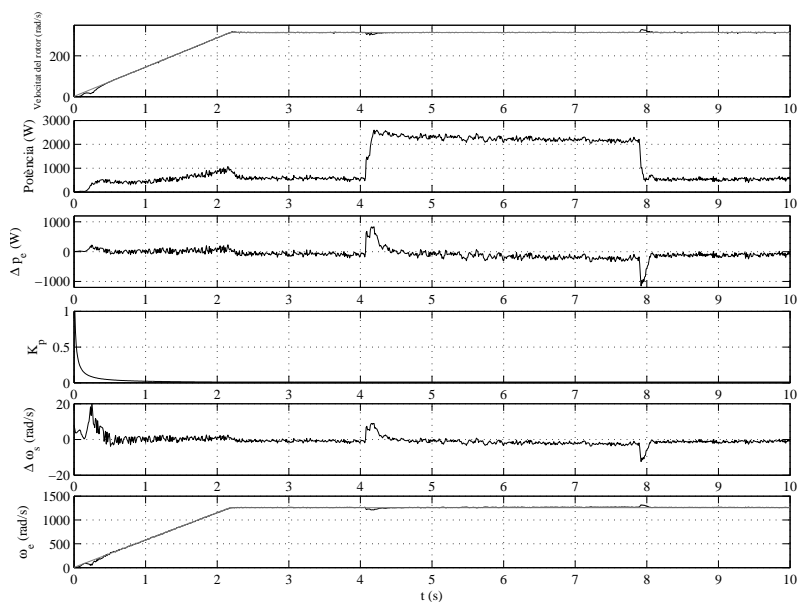


(d) Retirada del parell nominal a 200 Hz

Figura 5.11: Evolució de la velocitat del rotor quan s'aplica i es retira un grau de parell nominal a una freqüència d'excitació de 100 Hz i de 200 Hz.

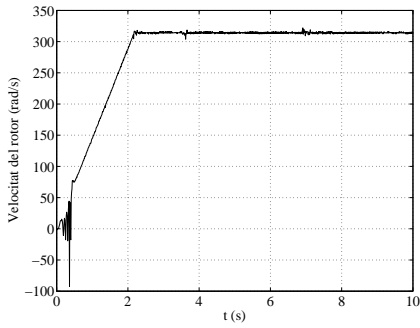


(a) Freqüència d'excitació de 100 Hz

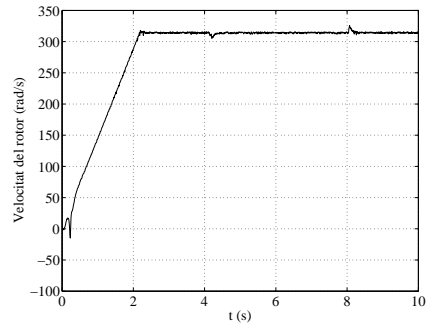


(b) Freqüència d'excitació de 200 Hz

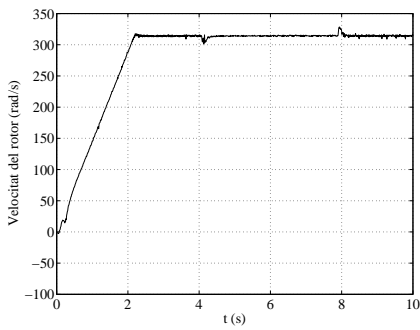
Figura 5.12: Evolució de la velocitat del rotor, potència, pertorbacions de la potència, K_p , pertorbacions de la freqüència ($\Delta\omega_s$) i freqüència d'excitació per freqüències d'excitació de 100 Hz i de 200 Hz.



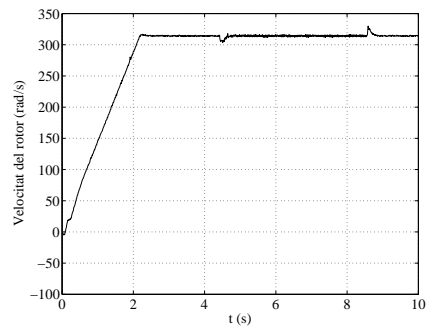
(a) $C_p = 2,51328$



(b) $C_p = 7,53984$

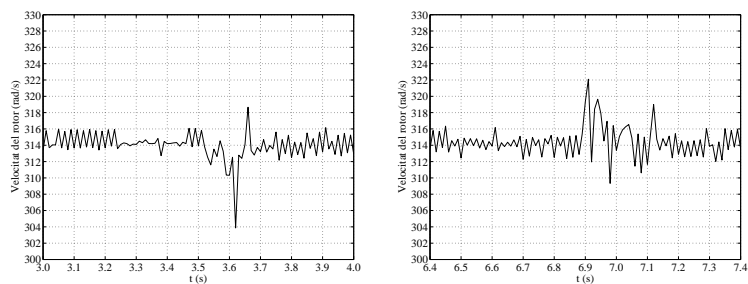


(c) $C_p = 12,5664$

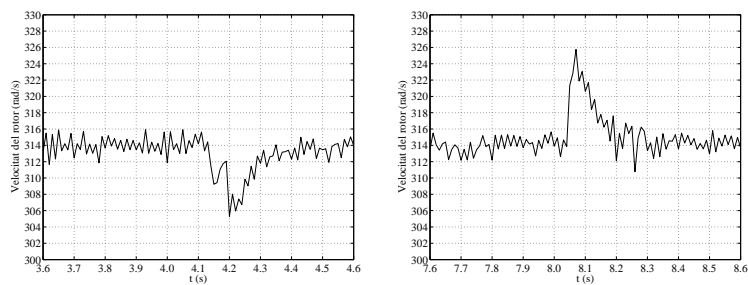


(d) $C_p = 17,5929$

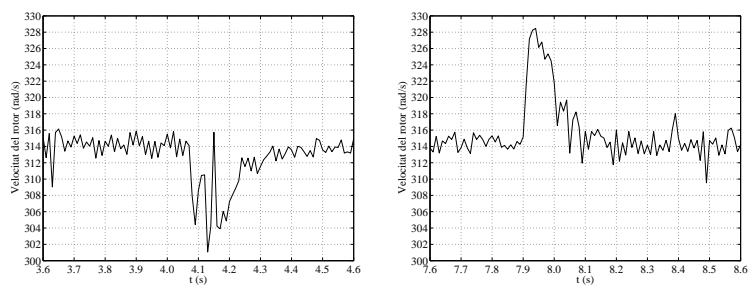
Figura 5.13: Evolució de la velocitat del rotor per diferents valors de C_p .



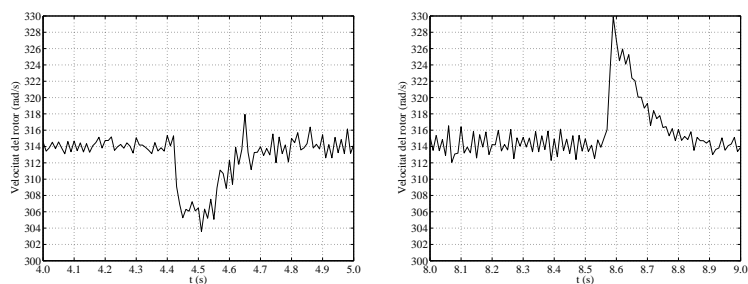
(a) $C_p = 2,51328$



(b) $C_p = 7,53984$

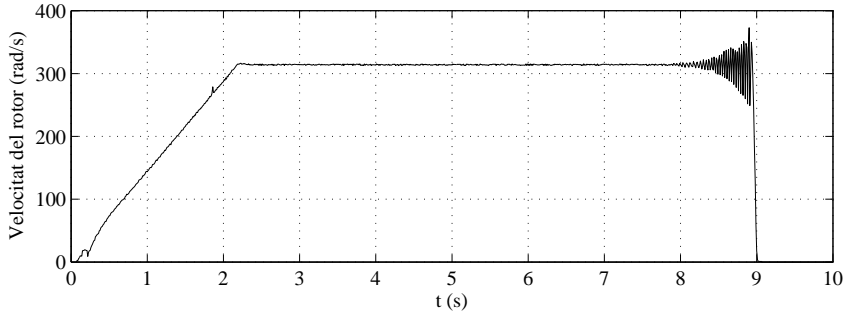


(c) $C_p = 12,5664$



(d) $C_p = 17,5929$

Figura 5.14: Evolució de la velocitat del rotor quan s'aplica i es retira un graó de parell nominal per diferents valors de C_p .



(a) Velocitat del rotor

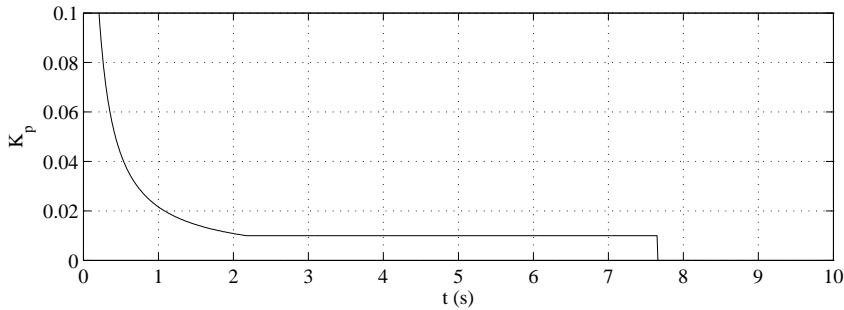
(b) K_p

Figura 5.15: Evolució de la velocitat del rotor quan es fa $C_p = 0$, deshabilitant el llaç estabilitzador

Un cas excepcional és el que es mostra a la Figura 5.15 i que també mostra l'efectivitat i la necessitat del llaç estabilitzador. En aquest cas, el motor s'ha arrencat amb una $C_p = 12,5664$, i en buit, s'ha accelerat fins a la freqüència nominal d'excitació. Al cap d'uns 7,5 s, s'ha fet la constant $C_p = 0$, tal i com es pot observar a la Figura 5.15(b), on es veu l'evolució de la constant K_p . I tal i com es pot veure a la Figura 5.15(a) l'operació del motor en un control V/f en llaç obert, sense el llaç estabilitzador és inestable. Tan bon punt es fa $C_p = 0$, que és equivalent a eliminar el llaç estabilitzador, el sistema es torna inestable, i es perd el sincronisme.

A la Figura 5.16 es pot veure l'efecte de la compensació en la tensió aplicada al motor de les caigudes resistives a baixes freqüències d'excitació. Per comprovar aquest efecte, s'ha eliminat la compensació d'aquestes caigudes fent $R_s = 0 \Omega$ a l'equació (5.15), tal i com es pot veure a la Figura 5.16(b) i a la Figura 5.16(c). Com es pot veure a la Figura 5.16(a), en el moment en

què es treu aquesta compensació, el rotor perd el sincronisme i el motor es torna inestable.

5.5 Sumari

En aquest capítol s'han presentat els aspectes més importants de la implementació del llaç que permet el funcionament estable del motor síncron d'imants permanents operant en un control V/f .

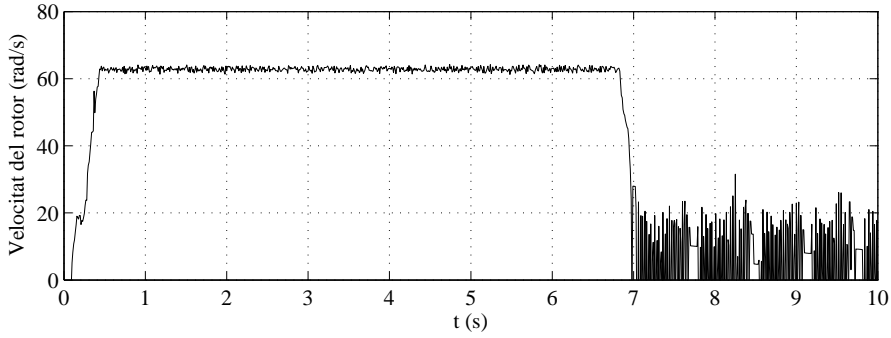
S'ha presentat la manera de computar la potència. Les pertorbacions presents en la potència quan hi ha una variació del parell de càrrega o de les condicions de funcionament, s'usen per modular la freqüència d'excitació del motor. La modulació d'aquesta freqüència, tal i com ja s'ha vist en capítols anteriors, és la que afegeix l'esmoreïment suficient al sistema per tal de fer-lo estable en tot el rang de freqüències d'operació del motor.

Un altre aspecte important a l'hora d'implementar el control del motor per tal de millorar les prestacions, sobretot a baixes voltes i a alts nivells de càrrega, és tenir en compte les caigudes resistives a l'hora de computar el vector tensió que cal aplicar al motor per obtenir el flux desitjat. La inclusió d'aquesta compensació, encara que incrementa les necessitats de càlcul de sistema, millora les prestacions, i també és una pràctica habitual en el control V/f dels motors d'inducció [44].

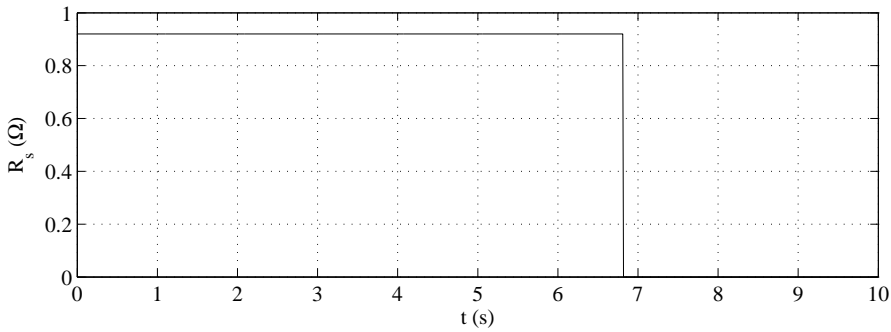
S'han presentat els resultats de les simulacions efectuades amb el model dinàmic per tal de verificar el funcionament del llaç estabilitzador. S'ha pogut veure a les simulacions que el llaç estabilitzador afegeix esmoreïment al sistema, tal i com es desitjava i que estabilitza el funcionament del motor síncron d'imants permanents operant en un control V/f .

També s'han mostrat els resultats d'implementar aquest llaç estabilitzador en una plataforma real d'assaig (veure l'Apèndix D). En aquesta plataforma s'ha pogut veure la resposta dinàmica del llaç estabilitzador en diferents punts de treball. S'ha pogut observar també com es veu modificada la dinàmica del llaç en funció dels paràmetres escollits.

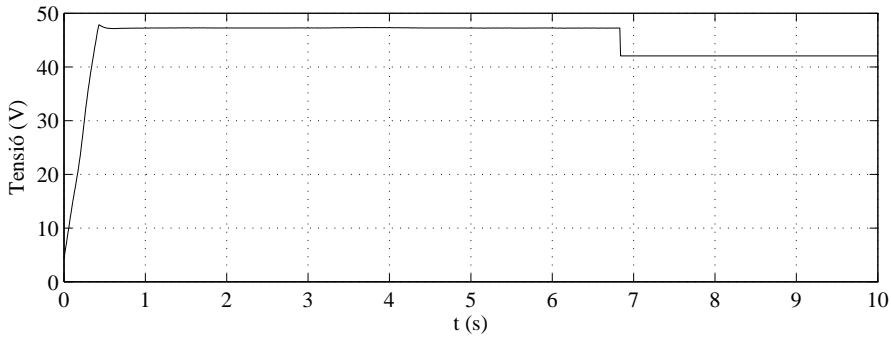
Finalment, també s'ha vist que la compensació de la tensió deguda a les caigudes resistives afecta a la dinàmica del sistema, sobretot quan opera a baixes freqüències d'excitació.



(a) Velocitat del rotor a una freqüència d'excitació de 40 Hz



(b) Valor de la resistència dels debanats del rotor usada per calcular les caigudes resistives



(c) Mòdul del vector tensió aplicat al motor

Figura 5.16: Efecte sobre la velocitat del rotor quan no es compensen les caigudes de tensió per efecte de la resistència dels debanats del rotor a una freqüència d'excitació de 40 Hz

Capítol 6

Conclusions

Aquesta part del treball s'ha centrat en estudiar el control V/f del motor síncron d'imants permanents. Com s'ha vist al Capítol 3, l'operació en un control V/f d'aquest tipus de motor presenta una inestabilitat a baixes freqüències d'excitació. Aquesta inestabilitat provoca que no es pugui usar aquest mètode de control sense algun element que assegurï la sincronització de les corrents imposades a l'estator amb la posició del rotor.

Al Capítol 4 s'ha vist que es pot aconseguir aquesta estabilització modulant la freqüència d'excitació en funció de les pertorbacions de la velocitat, del corrent del bus de continua i de la potència entregada al motor. El present treball s'ha centrat en l'ús de les pertorbacions de la potència entregada per tal d'afegir l'esmoreïment necessari a fi i efecte d'estabilitzar el control V/f del motor síncron d'imants permanents.

L'implementació i els resultats obtinguts s'han presentat al Capítol 5. Els resultats experimentals presentats verifiquen l'estabilització del control V/f .

6.1 Contribucions

Les contribucions d'aquesta part d'aquest treball es poden enumerar:

- L'estudi comparatiu de les diferents estratègies de control pel motor objecte d'estudi ha mostrat que el control V/f es presenta com una opció que, si bé no destaca en cap de les seves propietats, manté sempre unes prestacions acceptables des del punt de vista dels requeriments del convertidor, del parell produït i de la eficiència.
- L'anàlisi d'estabilitat fet mitjançant el model de petita senyal ha permès observar que el motor objecte d'estudi és inestable en un control V/f a partir de freqüències d'excitació per sobre de la meitat de la nominal.

- S'ha presentat i estudiat l'estabilització del control V/f mitjançant la modulació de la freqüència d'excitació a partir de les pertorbacions de la potència.
- S'ha construït una plataforma usant components disponibles a nivell industrial on implementar el mètode proposat. Aquest mètode s'ha vist molt efectiu, i satisfà els objectius marcats a l'inici del treball. Es mostra com un mètode aplicable per aplicacions de baixes prestacions com poden ser bombes, compressors i sistemes de ventilació i condicionament d'aire.

6.2 Futures línies de treball

Del treball realitzat n'han sorgit algunes propostes que s'enumeren a continuació que seria interessant que es tractessin en futurs treballs:

- En aquesta part del treball, l'arrencada del motor s'ha fet des d'una posició coneguda. Inicialment, s'alinea el motor fins aquesta posició coneguda però sense tenir control en aquest moviment. En algunes aplicacions això pot ser un inconvenient i, per tant, caldria buscar solucions per detectar la posició inicial del rotor i poder arrencar el motor predient en tot moment el seu moviment.
- En el control V/f intervenen alguns dels paràmetres del motor. En l'estudi realitzat no es tenen en compte les variacions d'aquests. Les variacions dels paràmetres del motor poden conduir a la degradació de les prestacions del control. Per això seria convenient recercar les maneres d'estimar aquests paràmetres.
- Per tal de poder augmentar la velocitat de rotació del motor per sobre de la nominal caldria investigar el funcionament del control V/f en debilitament de camp.

Part II

Plataforma per l'experimentació del control d'accionaments elèctrics

Capítol 7

Introducció

En els últims anys, la revolució de l'electrònica, tant de potència com de control, ha provocat profunds canvis també dins el món dels accionaments elèctrics. L'ús de potents processadors permet aplicar estratègies de control que fins fa poc només es podien llegir als llibres. El desenvolupament de millors transistors de potència ha permès la generalització de l'ús de l'electrònica de potència en el control dels accionaments elèctrics. Aquesta revolució tecnològica ha ampliat l'ús dels accionaments elèctrics i ha millorat les prestacions en aquelles aplicacions on ja hi eren presents.

És per aquesta revolució industrial, que és obligació de la universitat dotar als futurs enginyers i als professionals amb les eines necessàries per afrontar aquesta revolució electrònica i satisfer les demandes reals de la societat [45].

En els últims anys, l'ensenyament del control dels accionaments elèctrics ha patit una constant renovació, sobretot en el que fa la seva vessant més pràctica, i ha calgut adaptar-se a la realitat industrial. El nou Espai Europeu d'Educació Superior (EEES) ha donat també les eines necessàries als docents per poder readaptar els continguts i les metodologies a les noves tecnologies i a les noves condicions socials i laborals de la societat actual. Aquest ràpid desenvolupament de noves tecnologies també ha obligat a les empreses i als professionals a aprendre ràpidament les noves tècniques i eines en el camp dels accionaments elèctrics.

Aquesta part del present treball, presenta la tasca desenvolupada en el camp de la docència del control dels accionaments elèctrics.

En aquest capítol es presenten les necessitats de crear una eina docent, que permeti la docència dels accionaments elèctrics i els convertidors, i també la investigació, d'una forma senzilla i adaptada a les tecnologies actualment existents.

7.1 Especificacions de la plataforma docent

El primer objectiu de la plataforma és satisfer els objectius docents i d'investigació marcats. Per tal de donar la màxima cobertura a la docència i a la investigació en el camp dels accionaments elèctrics, i també per poder estendre el seu ús en l'electrònica de potència i el de les teories de control i tractament del senyal digital en general, la plataforma ha de permetre treballar amb el major nombre d'actuadors possible i ha de permetre poder implementar qualsevol estratègia de control o de tractament del senyal.

Pel cas del control dels accionaments elèctrics, és molt recomanable que els algorismes implementats es puguin avaluar en diferents situacions de càrrega de l'accionament, i per això es fa necessari que la plataforma incorpori algun element que pugui simular qualsevol tipus de càrrega mecànica acoblada a l'accionament.

Per motius de seguretat, i també per motius econòmics, l'ús de tensions i potències baixes en la plataforma és el més adient. Aquest fet no representa cap límit a l'hora d'implementar els algorismes de control i a més afegeix un seguit d'avantatges, com són la seguretat i també el menor cost i la mida reduïda de la plataforma. El cost, la portabilitat i també la mida, són factors importants a tenir en compte en un centre docent.

La potència màxima dels actuadors no és necessari que sigui molt elevada. A més, això tampoc representa un límit en la gamma d'actuadors amb els quals podrà interaccionar aquesta plataforma, ja que al mercat existeix un gran nombre d'actuadors d'aquestes característiques.

La robustesa de la plataforma vindrà determinada pel disseny i el procés constructiu o de fabricació de la plataforma. Aquest és un element clau, ja que aquesta eina ha de passar per moltes mans, la majoria d'elles inexpertes, no només en el control dels accionaments elèctrics, si no també en la manipulació i ús d'equips elèctrics i electrònics. La plataforma ha de ser robusta, però al mateix temps ha de permetre a l'estudiant poder veure i experimentar amb equipament d'aquest tipus, ja que és el que es trobarà en el futur en la seva vida professional.

L'objectiu final és que l'estudiant implementi algun algorisme de control digital per algun tipus de motor en un element comercial, ja sigui microprocessador, DSP, FPGA o altres. Per això, l'estudiant haurà d'usar les eines que proporioni el fabricant per l'element de control. El fet d'usar dispositius comercials industrials és també un dels objectius marcats dins la formació del futur enginyer i també dels professionals en actiu. Aquest fet pot complicar inicialment l'aprenentatge en l'ús de la plataforma, però a la llarga, i sobretot pel futur professional de l'estudiant, és un valor afegit de

la seva formació.

7.1.1 Estat de l'art

L'ús de tècniques digitals en el control dels accionaments elèctrics ha estat possible en els últims anys gràcies al ràpid desenvolupament de microprocessadors, DSP i FPGA. La revolució digital, amb el desenvolupament de potents microprocessadors, ha forçat un canvi també en les eines de control. Actualment es fa impensable la implementació de segons quines estratègies de control de manera analògica. Malgrat tot, molts dels curs en processat digital de senyal estan enfocats o cap a temes molt introductoris, o a temes més relacionats amb les telecomunicacions i les noves tecnologies com poden ser les comunicacions mòbils i digitals o el tractament del so i de la imatge [46, 47]. Molts altres cursos estan enfocats cap a l'ensenyament de tècniques de control [48, 49], però no necessàriament cap al control de les màquines elèctriques.

Una altra forma emprada en la docència de l'enginyeria són els laboratoris virtuals [50]. Es poden desenvolupar laboratoris virtuals per qualsevol tipus d'aplicació, també pels accionaments elèctrics [51, 52, 53, 54, 55]. L'ús de laboratoris virtuals permet experimentar amb els accionaments elèctrics, però no permet una implementació real del controlador, doncs l'accionament no és més que un model que s'executa en una computadora. Això pot ser molt útil en determinades circumstàncies de mancança de recursos, però no per l'objectiu del material que es proposa en aquest treball, on es pretén que l'estudiant conegui de primera mà els recursos tècnics disponibles i experimenti amb la realitat.

A [56] es presenta un curs basat en projectes per construir un variador de freqüència. Els estudiants, dividits en grups, desenvolupen cadascuna de les parts del projecte i finalment les ajunten totes. El projecte consisteix en dissenyar un convertidor amb un control V/f . El desenvolupament d'aquest projecte pot resultar perillós pels estudiants, ja que usa tensions a nivell industrial (400 V, 50 Hz). A més, només contempla un estratègia de control per un motor determinat. El curs presentat a [57] també és un curs basat en un projecte desenvolupat pels estudiants però només permet el control d'un motor de continua.

El sistema presentat a [58] usa diferents plataformes per cadascun dels tipus de motor involucrats. A més, el sistema de programació de la plataforma no és un sistema comercial, si no un sistema implementat pels autors de la plataforma. La plataforma presentada a [59] usa també un sistema de programació propi.

Desafortunadament, el desenvolupament d'algorismes per aplicacions en temps real és difícil i normalment requereix d'uns elevats coneixements en el llenguatge ensamblador propi del dispositiu. I encara que els coneixements de programació es tinguin prèviament, el procés d'implementació d'una aplicació concreta esdevé una tasca feixuga i llarga. Això és realment un problema quan es vol fer docència. Es demana als estudiants que, amb poc temps, programin diversos algorismes de control en sistemes reals.

Els fabricants de DSPs ofereixen un gran nombre de plataformes d'iniciació (DSK, DSP *Starter Kit*) i per avaluar la funcionalitat d'un determinat dispositiu. Malgrat tot, aquests sistemes d'iniciació són de propòsit general, i normalment no són aplicables directament al control d'accionaments elèctrics. Cal desenvolupar circuiteria externa per tal de poder realitzar completament el control de l'accionament elèctric. Els mateixos fabricants de DSP proporcionen unes eines molt potents de programació i depuració dels dispositius. Aquestes eines també permeten l'anàlisi en temps real del codi. Normalment, els fabricants també proporcionen llibreries *software* amb funcions relacionades amb el control d'accionaments elèctrics. L'ús d'aquestes llibreries pot simplificar molt l'aprenentatge inicial, però si cal desenvolupar una aplicació comercial no són eficients en quan a llargada i temps d'execució del codi.

Existeixen també al mercat una gran quantitat d'eines per PC que permeten investigar les característiques del control i de l'accionament elèctric mitjançant modelat i la posterior simulació.

La plataforma presentada a [60] s'usa per la docència del control del motor d'inducció. Inclou un DSP per implementar els algorismes de control i un PC com a interfície amb l'usuari. Aquesta solució només permet programar el control V/f i a més, no tots els càlculs es fan de forma digital al DSP. A [61] i a [62] es presenta una plataforma de desenvolupament per DSP, però el DSP necessita de molta circuiteria externa per realitzar el control de motors (convertors ADC, registres PWM). A [63] es presenta una plataforma controlada per un microprocessador. L'accionament elèctric, a l'igual que el convertidor són de disseny i enginy propi.

Una altra aproximació usada és l'ús d'eines de programació i d'implementació d'alt nivell com pot ser dSPACE [64, 65]. Aquesta solució ofereix una senzillesa en la programació, que es fa gràficament mitjançant blocs, però acostuma a ser una solució més costosa econòmicament respecte a moltes de les solucions vistes fins ara. És útil per la implementació ràpida de nous algorismes de control, però no reflecteix la realitat industrial.

Existeixen al mercat solucions que inclouen un processador digital de senyal on implementar els algorismes de control, i també tota l'electrònica de

potència necessària pel control del motor [66, 67]. Malgrat tot, aquestes solucions no ofereixen la flexibilitat buscada per la plataforma de desenvolupament. Tampoc ofereixen la possibilitat de fer treballar l'accionament sota diferents condicions de càrrega. A més, les eines de programació són proporcionades pel propi fabricant de l'eina.

7.2 Sumari

En aquest capítol s'han vist les especificacions de caràcter general esperades de la plataforma. També s'han presentat les opcions existents actualment, tant a la literatura, com al mercat. S'ha pogut veure que cap de les opcions presentades satisfà totalment les necessitats presentades per la plataforma per la docència dels accionaments elèctrics.

Capítol 8

La plataforma docent

8.1 Introducció

Quan es vol que la docència sigui eminentment pràctica cal dissenyar i construir les eines perquè els estudiants puguin dur a terme aquesta component pràctica de la millor manera possible. Aquestes eines s'han de dissenyar sota les premisses de què satisfacin els objectius docents marcats, però a més, han de complir una sèrie de requisits, com poden ser l'ús d'equips i elements industrials estàndards, la seguretat dels estudiants i la robustesa i senzillesa de les eines emprades.

Tal i com s'ha vist al Capítol 7, cap de les opcions conegudes per l'autor compleix tots els requisits plantejats per la plataforma. Per això es fa necessari el desenvolupament d'una nova eina per la docència i la investigació en el camp dels accionaments elèctrics.

En aquest capítol es presenta la plataforma docent dissenyada per dur a terme l'experimentació del control dels accionaments elèctrics i convertidors.

8.2 L'entorn de treball

Com es pot veure a la Figura 8.1 l'entorn de treball dissenyat està compost per un ordinador personal, que és la interfície a través de la qual l'usuari interacciona amb la plataforma. Des d'ell s'implementa el programa i es realitzen totes les funcions de programació, depurat i adquisició de dades de la plataforma. El segon element que influeix molt en el disseny de la plataforma és l'element de control. Tal i com es veurà a la secció 8.2.1, s'ha escollit un DSP com a element de control. La plataforma està pensada inicialment pel control d'accionaments elèctrics rotatius. Per tant, disposa de dos motors elèctrics. Un primer, que és l'accionament objecte d'estudi, i un altre accionament, aquest és un motor CC, que és l'encarregat de simular la càrrega mecànica acoblada a l'eix. Finalment, i per acabar de completar el sistema, una placa electrònica dissenyada a tal efecte, fa d'interfície entre

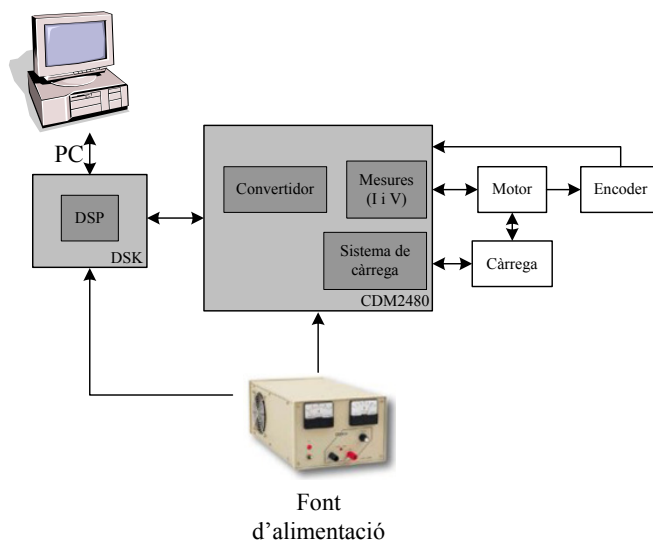


Figura 8.1: Entorn de treball proposat per la docència de les màquines elèctriques

el motor i l'element de control. Aquest inclou el convertidor, i el tractament del senyal de totes les mesures de corrents i tensions, i també la interfície amb l'encoder incremental que incorpora el motor. Dues fonts d'alimentació independents són les encarregades de subministrar l'alimentació a la part de potència (motors) i a la part de control (DSK).

8.2.1 L'element de control

L'ús de DSP en les aplicacions de control d'accionaments elèctrics i convertidors s'ha generalitzat en els últims anys. Molts fabricants d'aquest tipus de dispositius ofereixen DSPs dedicats a tasques de control, i també de control d'accionaments elèctrics i convertidors. Aquests incorporen tots els elements necessaris per implementar el control de qualsevol tipus de motor. Incorporen registres PWM amb possibilitat d'afegir temps morts programables entre transistors d'una mateixa branca, conversors analògic-digital (ADC), mòduls de captura de polsos d'encoders incrementals, i diferents busos de comunicació industrial (CAN, UART, SPI,...). La frontera entre DSP i microcontrolador és cada vegada més difusa. Cada cop més, i degut a la digitalització en el tractament de qualsevol senyal de qualsevol dispositiu, els microcontroladors incorporen arquitectures i *hardware* més propis de DSPs, i els DSP incorporen més funcionalitats pròpies dels microcontro-

ladors. Malgrat tot, els DSP encara ofereixen unes prestacions més elevades per realitzar tasques de control, i els fabricants s'inclinen més per oferir DSP per realitzar aquest tipus de feines.

L'ús de FPGA en ambients industrials encara no està molt estès, malgrat que la potència de càlcul i la flexibilitat que ofereixen és elevada. L'entorn industrial és també un entorn molt tradicional, resistent als canvis tecnològics. Per norma general, les FPGAs tenen un cost superior als microcontroladors o DSP. A part del cost del propi xip, cal afegir la circuiteria externa que necessiten (memòries, conversors analògic-digital, ...). És per aquests motius que s'ha desestimat l'ús d'aquest tipus de dispositius per aquesta plataforma.

Per totes aquestes raons s'ha escollit com element de control un DSP orientat al control de motors per aquesta plataforma. Per la pròpia experiència de l'autor i després d'estudiar les possibilitats que oferien els principals fabricants de DSP, s'ha escollit un DSP de la casa Texas Instruments. En concret el TMS320F2812 [68].

DSP TMS320F2812

Els DSPs són processadors dissenyats específicament per fer càlculs en temps real de processat digital del senyal. Des de filtres digitals, transformades de Fourier, tractament d'imatge i so... Qualsevol càmera fotogràfica, de vídeo, telèfon mòbil o reproductor d'àudio o de vídeo, disposa d'un o més DSPs.

El TMS320F2812 és un DSP d'última generació que opera a 150 MHz. Incorpora tres temporitzadors de 32 bits a la CPU, 56 entrades/sortides digitals, i tres interrupcions externes. El DSP disposa també de diversos perifèrics específics per a comunicacions com són el SPI, dos SCI, CAN i McBSP. A més també incorpora un port de comunicacions JTAG per programar i depurar en temps real el codi implementat sense interrompre la CPU. Aquest bus és el que s'usa per comunicar-se amb l'ordinador personal via el port paral·lel. L'ordinador personal s'usa per programar i visualitzar l'evolució del programa en temps real mitjançant el Code Composer Studio (veure secció 8.2.1).

Una altra de les funcionalitats que incorpora aquest DSP és el conversor analògic-digital (ADC). L'ADC té 16 canals amb una resolució de 12 bits. El rang per les entrades analògiques de l'ADC és de 0 a 3 V, fet a tenir en compte a l'hora d'adaptar el senyal de les mesures de tensions i corrents per fer-les compatibles amb l'ADC.

El DSP també disposa de dos *Event Managers* (EVA, EVB). Els *Event Managers* són els perifèrics dedicats al control d'accionaments elèctrics i convertidors. Inclouen tots els perifèrics per desenvolupar aquesta tasca:

registres PWM, els temporitzadors associats a aquests, generador de temps morts programables, unitats capturadores pels polsos provinents d'encoders incrementals i funcions de protecció pensades específicament per la protecció de convertidors (PDPINT).

Cada *event manager* té tres parells de generadors de senyals PWM associats, amb els seus corresponents temps morts programables. Per tant, és possible controlar amb el mateix dispositiu fins a dos convertidors trifàsics [69]. Els sis senyals PWM són els que comandaran els interruptors del convertidor trifàsic mitjançant els *drivers*. Per altra banda, les unitats capturadores QEP (*Quadrature Encoder Pulse*) serveixen per rebre els senyals d'un *encoder* o de sondes Hall disposades de forma adequada al motor i obtenir informació de la posició del rotor. La velocitat del rotor es pot obtenir matemàticament, derivant numèricament al DSP la informació de la posició.

L'eZdspF2812

El fabricant del TMS320F2812, Texas Instruments, ofereix el eZdspF2812 [70], el que anomena un *DSP Starter Kit (DSK)*, que és un kit d'iniciació a aquest dispositiu. El DSK inclou una placa electrònica amb el DSP i tota la circuiteria necessària per fer funcionar el DSP (alimentacions, seqüenciació d'aquestes, rellotge, memòria externa, interfície amb un ordinador personal...).

Per tal de poder programar el DSP i poder també depurar el codi programat en temps real, la comunicació entre el PC i el DSP es fa a través del bus JTAG. Una CPLD és l'encarregada de fer d'interfície entre el bus JTAG sèrie del DSP amb el port paral·lel de l'ordinador personal.

El fabricant també subministra el programa Code Composer Studio, que és el *software* necessari per programar i depurar el codi programat en temps real.

Tots els pins del DSP van a parar a un connector i, per tant, són fàcilment accessibles. És a través d'aquest connector que es fa la connexió amb la placa que fa d'interfície entre el DSP i el motor, i que inclou, entre altres, el convertidor trifàsic que comandarà el motor.

El Code Composer Studio

El Code Composer Studio [71] és una potent eina que suporta el desenvolupament de programari per tots els DSPs de Texas Instruments. Inclou un editor, les eines per generar el codi màquina, un depurador en temps real amb punts de ruptura, i també té capacitat per visualitzar i analitzar

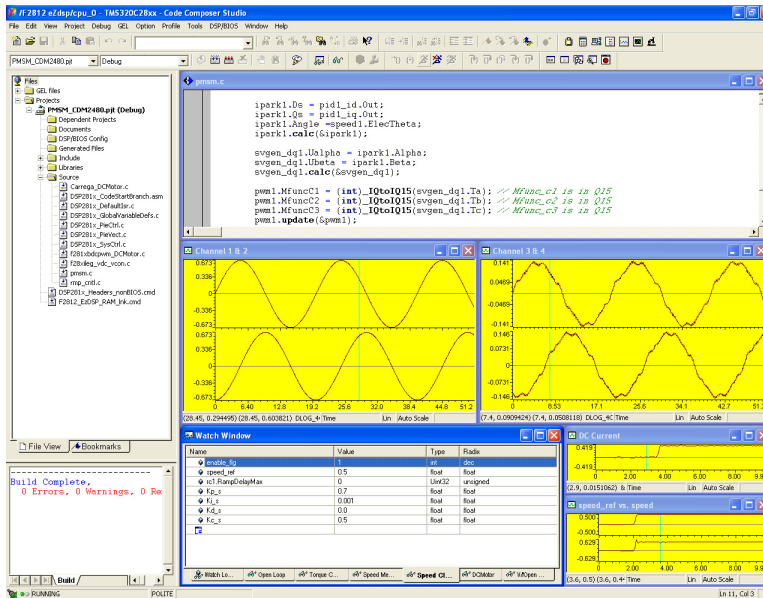


Figura 8.2: Captura de pantalla del Code Composer Studio on s'hi poden veure les seves eines principals

variables internes en temps real. La Figura 8.2 mostra la captura d'una pantalla del Code Composer Studio on s'hi poden veure les eines principals de programació, depurat i visualització i anàlisi en temps real de variables internes.

El Code Composer Studio és una eina senzilla d'usar, i que en poc temps, l'usuari de la plataforma s'hi familiaritza. L'aspecte i forma de treballar-hi no difereix gaire de la majoria d'eines de programació disponibles al mercat de diferents fabricants.

8.2.2 La CDM2480

La placa anomenada per l'autor CDM2480 és al que incorpora el convertidor trifàsic i el tractament de totes les senyals mesurades per poder implementar les estratègies de control. Aquesta placa ha estat dissenyada i construïda expressament per aquesta plataforma de treball. Tots els detalls del disseny es poden trobar a [72, 73]. Aquí només es fa una breu descripció de cadascuna de les parts.

La CDM2480 està dividida en una sèrie de blocs funcionals que es poden veure a la Figura 8.3.

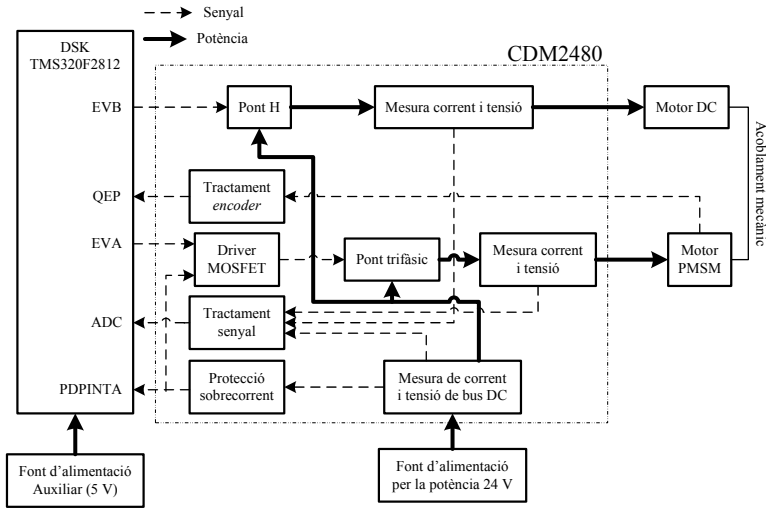


Figura 8.3: Diagrama de blocs de la placa CDM2480

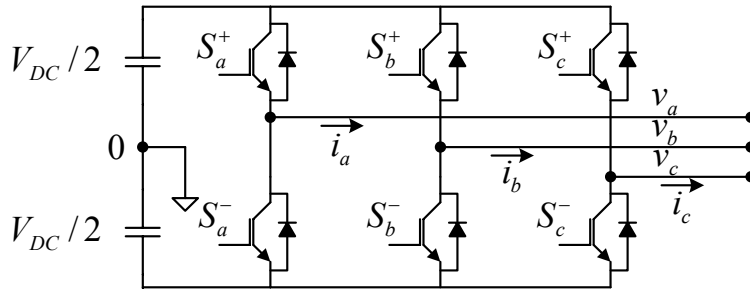


Figura 8.4: Esquema del pont trifàsic

El bloc principal és un pont triàsic. La topologia d'aquest convertidor es mostra a la Figura 8.4, amb els corresponents drivers. El pont trifàsic són sis transistors discrets MOSFET. S'ha optat per aquesta solució, enlloc de buscar una solució monolítica per tenir més flexibilitat, i també perquè l'estudiant vegi realment que hi ha sis transistors. Pels drivers si que s'ha optat per una solució monolítica [74], ja que aquesta ja incorpora totes les proteccions necessàries.

Per tal de fer la placa el més flexible possible, es mesuren els tres corrents i les tres tensions de les fases. Malgrat que no sigui necessari per moltes de les aplicacions de control de motors, incloure totes aquestes mesures dona peu a poder implementar i controlar qualsevol de les topologies més freqüents

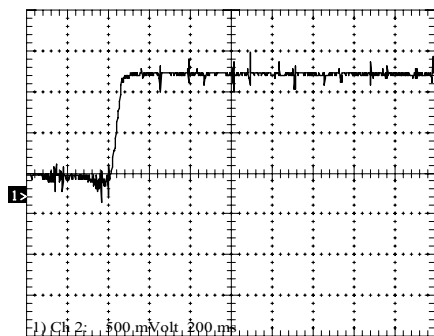
de convertidor estàtic. També es mesura la tensió del bus de continua i el corrent que circula per aquest. Amb aquestes dues últimes mesures, s'inclouen totes les variables elèctriques. Les tensions es mesuren mitjançant simples divisors resistius i, pels corrents s'han escollit *shunts*. Els senyals de tensió i corrent mesurats són tractats analògicament per tal d'adaptar-los als marges d'entrada del conversor analògic digital del DSP.

Tal i com s'ha dit, és molt recomanable que una plataforma d'aquestes característiques, pensada per la docència del control dels accionaments elèctrics incorpori algun sistema per tal de poder sotmetre a diferents càrregues el motor pel qual es programa el controlador. D'aquesta manera es pot estudiar la resposta dinàmica de l'estratègia de control implementada. Una de les màquines elèctriques rotatives més senzilles de controlar és el motor de continua. S'ha escollit aquest motor per tal de fer de càrrega. Per això, ha calgut afegir a la placa tota l'electrònica de potència i de control per tal de controlar aquest motor. El convertidor escollit és un pont en H, en una solució monolítica [75], aquest cop, si, ja que aquest no és el convertidor principal. S'ha optat per un pont en H perquè aquest permet fer funcionar el motor en qualsevol dels quatre quadrants, permetent el funcionament com a càrrega o com a motor.

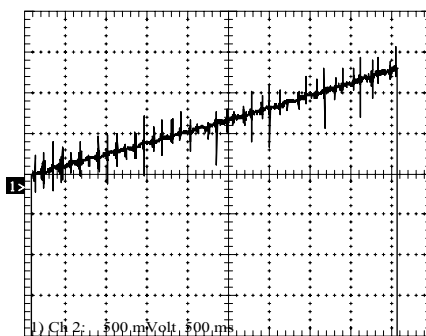
El parell del motor de continua és proporcional al corrent que circula per ell, per tant, per fer un control de parell, n'hi ha prou en controlar el corrent. Això fa necessari la mesura del corrent que circula per aquest motor. Aquesta mesura es fa de la mateixa manera que pel cas de les fases del motor en estudi. També s'ha implementat la mesura de la tensió en borns del motor, permetent d'aquesta manera, la implementació d'altres estratègies de control sobre aquest motor, i usar-lo com a motor en estudi, si es vol. Ha calgut la inclusió d'una inductància per tal de reduir l'arriestat.

El control del motor de contínua es fa des del mateix DSP. Només cal afegir un mòdul *software* al programa que s'està implementant i provant durant les sessions pràctiques. Tot els detalls del sistema de càrrega es poden veure a [76]. Aquest mòdul és totalment parametrizable i permet programar fins a quatre tipus de càrrega diferents: parell constant, parell proporcional a la velocitat, parell quadràtic amb la velocitat i potència constant. Els valors i constants per cada cas es poden modificar en temps real mitjançant el Code Composer Studio. Aquests quatre patrons de càrrega són els més habituals en el món industrial i domèstic. A la Figura 8.5 es pot veure l'evolució del corrent del motor de continua, o sigui el parell resistent quan es fa un canvi en la velocitat de referència.

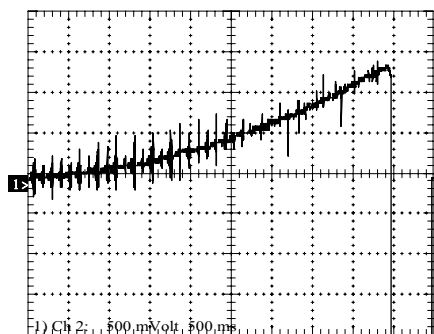
Com a elements auxiliars, la placa compta amb electrònica pel tractament del senyal dels *encoders* o sensors d'efecte Hall dels dos motors, el de càrrega i



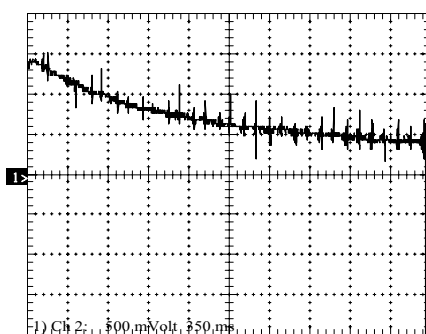
(a) Parell de càrrega constant



(b) Parell de càrrega lineal amb la velocitat



(c) Parell de càrrega quadràtic amb la velocitat



(d) Parell de càrrega a potència constant

Figura 8.5: Mesura del corrent del motor de continua pels diferents tipus de càrrega implementats

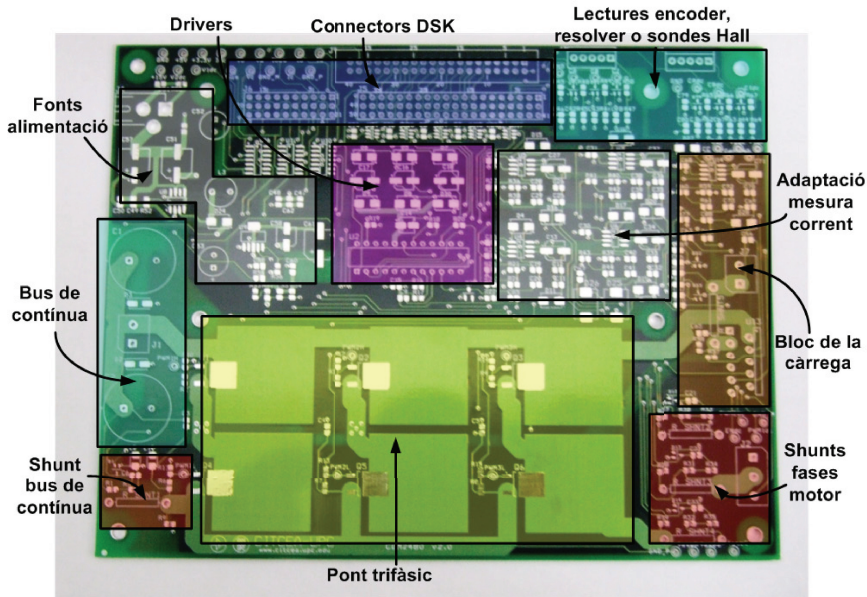


Figura 8.6: Fotografia de la placa CDM2480 on s'hi poden veure les seves parts

el motor objecte d'estudi. També incorpora la generació de les alimentacions necessàries per fer funcionar tota l'electrònica present.

A la Figura 8.6 es pot veure una fotografia de la placa CDM2480 on se situen totes les parts.

Per tal de donar encara més flexibilitat a la plataforma docent, des de la placa CDM2480, s'han posat disponibles a través d'un connector tots els pins del DSP que queden lliures. A aquest connector s'hi pot endollar la placa IOCDM2480, dissenyada també per aquesta plataforma de control. Aquesta placa, de la qual se'n pot veure una fotografia a la Figura 8.7, disposa de variis i diversos elements.

Aquesta placa permet ampliar les funcionalitats de la plataforma i no limitar-les al control de les màquines elèctriques i els convertidors. Incorpora entrades i sortides digitals, mitjançant pulsadors o regleta, i analògiques. Les entrades analògiques poden ser a través de potenciòmetres, o a través d'una regleta. Les sortides digitals són a través d'un convertidor digital analògic (DAC) de 4 canals i 10 bits per canal, que es comunica amb el DSP a través d'un port SPI. La placa IOCDM2480 permet també la docència en el camp de les comunicacions industrials, ja que incorpora la circuiteria necessària per un bus de comunicacions RS-232 i CAN. També incorpora una entrada per

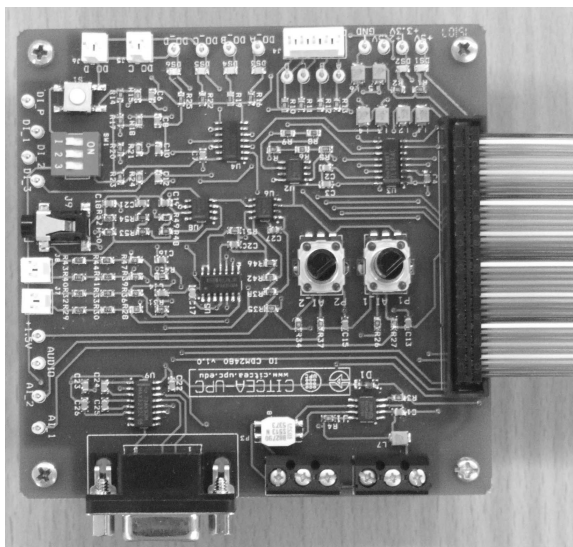


Figura 8.7: Fotografia de la placa IOCDM2480

un micròfon. Totes aquestes funcionalitats, amplien les capacitats docents de la placa a qualsevol disciplina del control i del tractament del senyal digital.

8.3 Sumari

En aquest capítol s'ha presentat la plataforma docent pel control de les màquines elèctriques i els convertidors estàtics. Aquesta està formada per un ordinador personal, que permet programar i depurar el codi implementat en l'element de control, un DSP i la placa CDM2480

La placa CDM2480 dissenyada per aquesta plataforma de control incorpora els elements de mesura i el convertidor estàtic. Pel cas de controlar màquines elèctriques rotatives també incorpora un motor de contínua, i l'electrònica necessària per tal d'implementar un sistema de càrrega programable. El mateix DSP controla els dos sistemes. A la Figura 8.8 es pot veure una fotografia del DSK muntat sobre la placa CDM2480 i els dos motors.

Per tal d'ampliar la capacitat docent de la plataforma, una placa auxiliar permet la docència en el camp de les comunicacions industrials i el tractament digital del senyal.

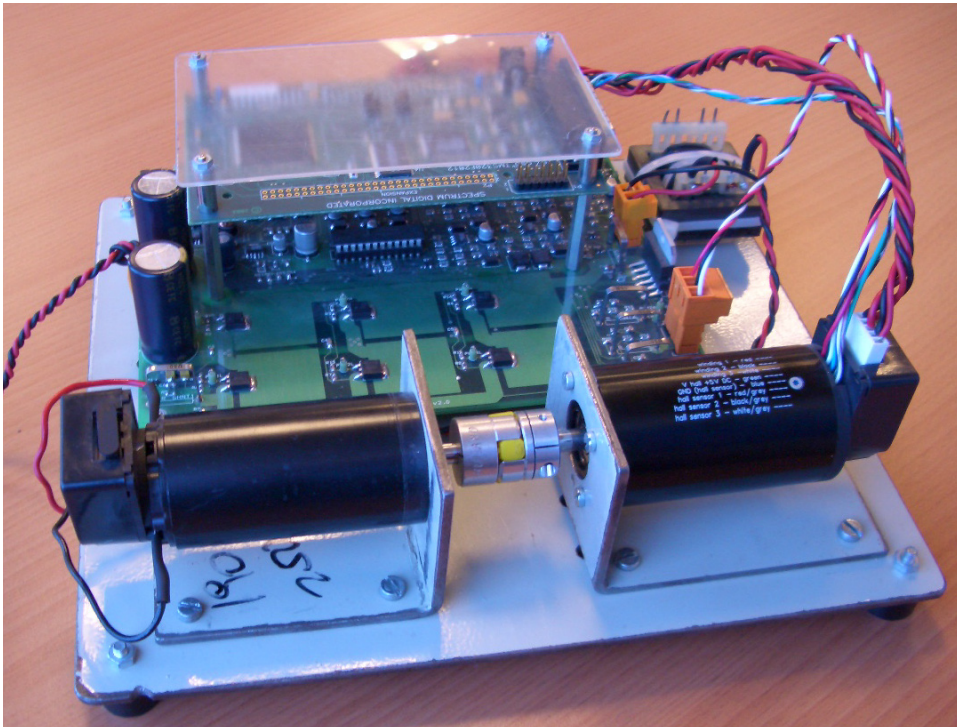


Figura 8.8: Fotografia de la placa CDM2480 on s'hi pot veure l'eZdsp, la placa CDM2480 i els dos motors

Capítol 9

Docència del control de les màquines elèctriques

9.1 Introducció

Al Capítol 8 s'ha presentat la plataforma docent per a la docència dels accionaments elèctrics i els convertidors estàtics. Però per tal de poder usar aquesta plataforma en la tasca docent, cal un material que permeti a l'estudiant poder treballar de forma senzilla i ràpida.

En aquest Capítol es presenta el material docent desenvolupat per la docència de les màquines elèctriques [77]. Abans, però es fa una breu presentació del nou marc docent universitari que ha portat el nou Espai Europeu d'Educació Superior (EEES). L'Educació Superior és un dels principals motius per desenvolupar aquesta plataforma docent.

9.2 L'Espai Europeu d'Educació Superior

El nou escenari educatiu que resulta del procés d'harmonització de l'Espai Europeu d'Educació Superior posa de manifest que el model docent ha de canviar des d'un model d'aprenentatge centrat en el professor i en les classes magistrals, a un model centrat en l'estudiant, on és l'estudiant qui aprèn, no el professor qui fa aprendre. També planteja la necessitat de fer aflorar en l'estudiant, no només habilitats específiques del camp de coneixement on estan enfocats els plans d'estudi, si no també en les competències transversals demandades per l'entorn professional.

En aquest context, l'educació superior s'ha d'adaptar a les noves circumstàncies mitjançant noves metodologies actives per l'estudiant, com poden ser l'aprenentatge basat en problemes, el mètode del cas, o l'aprenentatge basat en projectes.

9.2.1 Una mica d'història

La idea de crear un Espai Europeu d'Educació Superior (EEES) es va formular per primera vegada a la *Declaración conjunta para la armonización del diseño del Sistema de Educación Superior Europeo*, l'anomenada Declaració de La Sorbona [78], firmada el 25 de maig a la universitat de La Sorbona, París pels ministres responsables de l'educació superior d'Alemanya, França, Itàlia i el Regne Unit. La Declaració de la Sorbona proposava la creació d'un Espai Europeu d'Educació Superior amb l'objectiu de promocionar la mobilitat dels ciutadans, la capacitat de crear ocupació i el desenvolupament general del continent.

Al cap d'un any, el 19 de juny de 1999, els responsables de l'educació superior de 29 estats europeus, firmaven a Bolonya un document titulat *El espacio europeo de la enseñanza superior*. Aquest document és l'anomenada Declaració de Bolonya [79]. El document posa les bases per la construcció d'un Espai Europeu d'Educació Superior organitzat d'acord amb els principis de qualitat, mobilitat, diversitat, competitivitat i orientació, amb la fita temporal de l'any 2010. La construcció d'aquest espai d'ensenyament comú va lligat a canvis substancials dels sistemes educatius:

- L'adopció d'un sistema fàcilment comprensible i comparable de titulacions per fomentar l'accés al mercat laboral i incrementar la competitivitat, i també l'atractiu d'Europa com a destí per estudiants i professors d'altres regions del món.
- L'estructura de les titulacions ha de constar de dos cicles principals: el Grau (*Bachelor*) i el Postgrau (Màster i Doctorat). Per accedir al Màster caldrà haver cursat amb èxit els estudis de Grau, la duració mínima dels quals serà de tres anys. Tots els títols de Grau han de qualificar per la integració en el mercat laboral, i han de convertir-se en un punt de partida per la mobilitat europea de titulats, ja sigui per incorporar-se al món laboral com per continuar estudiant.
- L'increment de la mobilitat d'estudiants, professors i personal administratiu de les universitats i altres institucions d'ensenyament superior. Una de les mesures que contribueix a fomentar aquesta mobilitat és una planificació de la docència amb una orientació internacional.

El nou sistema de titulacions ha requerit la creació de procediments específics per la seva avaluació i acreditació. També s'està desenvolupant un suplement del títol, document informatiu que facilitarà els processos tècnics implicats en la mobilitat dels estudiants. L'establiment d'un sistema

de crèdits basat en el crèdit ECTS (Sistema Europeu de Transferència de Crèdits) i d'un nou marc de qualificacions també són iniciatives que fomentaran la mobilitat. No es pretén estandarditzar els continguts dels estudis ni els examens, però si arribar a una similitud estructural i formal suficient que garanteixi l'equivalència dels títols respecte al nivell de qualificació adquirit.

Per arribar a tots aquests objectius es imprescindible potenciar la cooperació interunivesitària europea a través del desenvolupament de xarxes, projectes conjunts, organismes específics, etc., per definir criteris i metodologies comparables. Cada reunió ministerial ve precedida per debats, seminaris i altres trobades que s'organitzen en diferents països per analitzar situacions i proposar solucions.

Una d'aquestes reunions es va celebrar a Salamanca [80] quasi bé dos anys després de Bolonya (el març del 2001). Es tractava de la Convenció preparatòria de la reunió de ministres de Praga. Entre les conclusions destaca el recolzament al sistema ECTS i al Suplement del Títol com a factors de mobilitat, i també la evidència de què l'ocupació és un tema clau per tots els països europeus. Amb respecte a l'estructura dels plans d'estudi, tots els esforços se centren en regular el Grau, molt divers actualment. Tots els països implicats estan desenvolupant mecanismes que garanteixin la qualitat i molts s'orienten cap a agències d'acreditació independents [81].

L'objectiu de la Conferència de Praga [82] (maig 2001) va ser avaluar els progressos fets i definir les prioritats del futur desenvolupament de l'Educació Superior Europea. Hi van assistir representants de 32 països, que van elaborar i aprovar un comunicat en el qual es recolzaven les actuacions realitzades fins la data, i s'apuntaven els passos a seguir en el futur. Aquest document fa èmfasi en el concepte d'educació superior com a bé públic i que, per tant, ha de quedar sota la responsabilitat pública, i en la consideració de què els estudiants són membres de ple dret de la comunitat de l'educació superior.

El comunicat revisa el grau de coordinació en cadascun dels objectius de Bolonya i posa de manifest les divergències respecte a les vies d'obtenció de títols equivalents en els diferents països, la qual cosa implica que les orientacions sobre la nova estructura cíclica dels plans d'estudi s'hauran d'adaptar a les necessitats acadèmiques i laborals que són molt diverses. Com a novetats respecte les declaracions anteriors, el Comunicat de Praga destaca la importància de la formació continuada per afrontar els reptes de la competitivitat i de l'ús de les noves tecnologies per millorar la cohesió social, la igualtat d'oportunitats i la qualitat de vida. Així mateix, insisteix en la necessitat de què les universitats i els estudiants s'impliquin –més del que han fet fins ara– com a socis competents, actius i constructius en

l'establiment i la configuració d'un Espai Europeu d'Educació Superior.

La reunió ministerial celebrada a Berlin [83] (setembre 2003) va donar la oportunitat de valorar l'evolució global del procés. En el comunicat de Berlin, els ministres responsables de l'educació superior dels 33 països europeus assistents, reafirmen que l'educació superior és un bé públic i de responsabilitat pública que permetrà avançar en la dimensió social del procés de Bolonya. Com a novetat respecte a les declaracions anteriors en el comunicat de Berlin, s'insisteix en la necessitat d'establir una estreta cooperació entre les institucions europees d'educació superior i els sistemes d'investigació i en concret amb l'Espai Europeu d'Investigació (ERA) com a base per la construcció de l'Europa del Coneixement. Proposen que l'esforç en els pròxims anys se centri en els següents aspectes:

- promoció de sistemes que assegurin la qualitat: posta en marxa pel 2005 dels sistemes nacionals de qualitat
- posta en marxa d'estudis basats en dos cicles al 2005: Grau amb accés al Postgrau, i Postgrau amb accés al Doctorat
- promoció de la mobilitat de professors i estudiants mitjançant una política d'ajudes i beques
- establiment del sistema de crèdits ECTS
- reconeixement del títol de Grau: adopció d'un sistema de reconeixement de títols que faciliti la seva convalidació a nivell europeu
- promoure la implantació de mesures en l'àmbit nacional que assegurin la participació i compromís dels estudiants amb l'EEES
- facilitar l'aprenentatge al llarg de la vida

Per seguir avançant s'estan desenvolupant diferents seminaris internacionals sobre l'acreditació i assegurament de la qualitat, ús dels crèdits en el procés de Bolonya, el desenvolupament de títols conjunts, la dimensió social –amb atenció específica als obstacles a la mobilitat–, l'aprenentatge al llarg de la vida i la participació i compromís dels estudiants.

Els ministres d'educació dels països participants en l'Espai Europeu d'Educació Superior (45 en aquell instant) es van reunir a Bergen [84] (maig 2005) amb l'objectiu d'estudiar el progrés del procés de Bolonya i establir directrius pel futur, amb la finalitat de què els objectius sobre la construcció del EEES es compleixin el 2010. Com a resultat d'aquesta reunió se va confirmar el compromís de coordinar les polítiques a través del procés de

Bolonya per establir l'Espai Europeu d'Educació superior el 2010, i a ajudar als nous països participants a posar en marxa els objectius de procés (Armènia, Azerbaidjan, Geòrgia, Moldàvia i Ucraïna).

La última reunió dels ministres d'educació dels països participants de l'EES es va dur a terme a Londres [85] (maig 2007). En ella es va redirigir el procés de Bolonya cap al món globalitzat actual i cap al desenvolupament d'una societat més sostenible.

La propera trobada està programada per l'abril del 2009 a la ciutat de Lovain-la-Neuve, a Bèlgica.

9.2.2 L'Espai Europeu d'Educació Superior a l'estat espanyol

El document-marc *La integración del sistema universitario español en el Espacio Europeo de Enseñanza Superior* [86] presentat pel *Ministerio de Educación, Cultura y Deporte* el febrer del 2003 pretén harmonitzar l'estructura dels ensenyaments universitaris espanyols amb l'esquema dissenyat en la Declaració de Bolonya, vigent en gran part dels estats membres de la Unió Europea. Aquest sistema inclou un primer nivell de Grau, que permet obtenir un títol amb qualificació professional en el mercat laboral europeu (títol de llicenciat, enginyer o arquitecte), i un segon nivell de Postgrau, pel qual serà necessari haver superat el Grau, i que donarà lloc a l'obtenció del Títol de Màster i/o Doctorat. El disseny final que hagin d'adoptar aquests dos nivells serà debatut en el si del *Consejo de Coordinación Universitaria*.

Amb l'adopció d'aquest sistema, l'estructura de l'ensenyament i els nivells dels títols que reben els estudiants espanyols al finalitzar els seus estudis serà més homogeni amb els corresponents títols i ensenyaments dels països de la Unió Europea, afavorint la seva mobilitat i integració en el mercat laboral europeu.

9.2.3 El crèdit ECTS

El Sistema Europeu de Transferència de Crèdits (ECTS) s'ha generalitzat a partir dels programes de mobilitat Sócrates-Erasmus, facilitant les equivalències i el reconeixement dels estudis realitzats en altres països. Així mateix, la seva implantació ha estat recomanada en les successives declaracions de Bolonya (1999), Praga (2001), Berlin (2003), Bergen (2005) i Londres (2007).

El sistema de crèdits europeu és un punt de referència bàsic per arribar a la transparència i harmonització dels estudis universitaris dels països de la Unió Europea. L'adopció d'aquest sistema de mesura dels crèdits constitueix

una reformulació conceptual de l'organització del currículum de l'educació superior adaptant-la als nous models de formació centrats en el treball de l'estudiant. Comporta un nou model educatiu que ha d'orientar les programacions i les metodologies docents, centrant-les en l'aprenentatge dels estudiants, no exclusivament en les hores lectives.

El *Real Decreto 1125/2003* [87], del 5 d'agost del 2003, estableix que el crèdit ECTS és la unitat de valoració de l'activitat acadèmica, en la que s'integren els ensenyaments teòrics i pràctics, així com altres activitats acadèmiques dirigides, i la quantitat de treball que l'estudiant ha de realitzar per assolir els objectius formatius de cadascuna de les matèries del pla d'estudis.

El nombre total de crèdits per cada curs acadèmic dels plans d'estudi serà de 60. Aquest nombre de crèdits estarà distribuït entre la totalitat de les assignatures i les activitats formatives integrades en el pla d'estudis que hagi de cursar l'estudiant, en funció del nombre global d'hores que comporti la seva superació o realització. A l'assignació de crèdits de cada assignatura que configuren els plans d'estudis computarà la quantitat total d'hores de treball que requereixi per l'estudiant l'obtenció dels coneixements, competències i habilitats corresponents. Aquesta assignació haurà d'incloure les hores que requereixen les classes lectives, teòriques o pràctiques, les hores d'estudi, les dedicades a la realització de seminaris, treballs, pràctiques externes, o projectes, i les exigides per la preparació i realització dels examens i proves d'avaluació. Aquesta assignació de crèdits, i l'estimació del seu nombre d'hores corresponent, s'entendrà referida a un estudiant dedicat a cursar a temps complet els estudis universitaris durant un mínim de 36 i un màxim de 40 setmanes per curs acadèmic. El nombre mínim d'hores, per crèdit, serà de 25 i el nombre màxim de 30.

9.2.4 Els estudis de Grau

Aquest nou sistema de titulacions es basa en dos nivells. Un primer nivell de Grau, que capacita als estudiants a integrar-se directament en el mercat de treball europeu amb una qualificació professional adequada, i un segon nivell de Postgrau, que s'estructura en els cicles de Màster i Doctorat.

Els ensenyaments oficials a nivell de Grau es regulen amb un objectiu formatiu clar que no és altra que el de proporcionar als estudiants una formació universitària que integri coneixements generals bàsics juntament amb coneixements transversals relacionats amb la formació integral de la persona, així com els coneixements específics de caràcter professional orientats a la integració en el mercat de treball.

Aquest primer cicle i nivell dels ensenyaments universitaris dona lloc als títols oficials de llicenciat, arquitecte o enginyer, que requereixin que l'estudiant completi, amb caràcter general, 180 o 240 crèdits en funció del títol oficial específic al que s'opti.

El nombre de crèdits fixat per les directrius generals pròpies pel conjunt de les matèries troncal d'un pla d'estudis conduent a l'obtenció del títol oficial de Grau serà entre un mínim del 65 % i un màxim del 70 % del nombre global de crèdits assignats a la titulació, incloent, en el seu cas, el treball o projecte final de carrera, exàmen o prova general necessària per l'obtenció del títol.

Els plans d'estudi conduents a l'obtenció del títol oficial de Grau poden constar de:

- Matèries troncal (mínim del 65 % dels crèdits), d'acord amb les directrius generals corresponents a cada titulació
- Matèries determinades per cada Universitat: obligatòries, optatives i crèdits de lliure elecció

9.2.5 Els estudis de Postgrau: Màster i Doctorat

Els estudis oficials de Postgrau tenen com a finalitat l'especialització de l'estudiant en la seva formació tan acadèmica, professional, com investigadora, dins d'un àmbit del coneixement científic, tècnic, humanístic o artístic.

Els estudis oficials de Postgrau s'estructuren en forma de Programes i estan integrats pels ensenyaments universitaris conduents a l'obtenció del títol de Màster i posteriorment al títol de Doctor.

Els estudis oficials de Màster tindran una extensió mínima de 60 crèdits i una màxima de 120 crèdits. Tindran dues parts: una, de formació acadèmica avançada, i una altra d'iniciació a la investigació o d'especialització professional. Cada una d'aquestes parts no podrà tenir una extensió inferior a 30 crèdits. El títol de Màster té efectes acadèmics plens i pot habilitar per l'exercici de funcions professionals específiques.

L'estudiant, un cop obtingut un mínim de 90 crèdits en Programes de Postgrau o el títol de Màster, podrà sol·licitar la seva admissió al Programa de Doctorat. Per ser admès, serà necessari que hagi completat un mínim de 300 crèdits en el conjunt dels seus estudis universitaris, incloent el Grau i el Postgrau.

9.3 Enginyeria Industrial a l'Escola Tècnica Superior d'Enginyeria Industrial de Barcelona

La titulació d'Enginyeria Industrial és la de més llarga tradició de les enginyeries a l'estat espanyol. Al 1850 s'aprova el Decret Fundacional de la Carrera d'Enginyer Industrial amb les especialitats química i mecànica. La titulació comença a impartir-se a l'escola de Madrid, però ràpidament s'hi afegeixen les escoles de Barcelona, València, Sevilla i Vergara. Des de llavors l'expansió ha sigut notable, i avui en dia s'imparteix en 26 universitats públiques i també en algunes de privades.

Encara que existeixen especialitats o intensificacions dins la pròpia titulació, s'ha pretès impartir un ensenyament de caire generalista, d'acord amb les atribucions professionals de l'enginyer industrial, recollides en el decret de 18 de setembre del 1935, publicat pel llavors *Ministerio de Instrucción Pública y Bellas Artes* [88]. Aquest enfoc generalista és, a més, coherent amb al realitat industrial catalana i espanyola.

L'enfoc generalista de la titulació d'Enginyeria Industrial s'observa també en el llistat d'assignatures troncal de la titulació [89], on s'inclouen assignatures relacionades amb totes les àrees de l'enginyeria industrial, especialment en el segon cicle: química-ambiental, energètica, elèctrica, mecànica i dels transports, organització industrial i electrònica-automàtica. Aquestes assignatures, pel seu caràcter obligatori, són cursades per tots els estudiants independentment de la seva especialització o intensificació.

L'Escola Industrial de Barcelona va ser fundada el 1851, i després de diversos canvis de nom i d'ubicació va passar a ser l'Escola Tècnica Superior d'Enginyeria Industrial de Barcelona (ETSEIB). L'ETSEIB fou un dels centres que van constituir la Universitat Politècnica de Barcelona, la qual, al cap de poc temps, va passar a ser l'actual Universitat Politècnica de Catalunya.

L'Escola Tècnica Superior d'Enginyeria Industrial de Barcelona imparteix actualment 4 titulacions:

- Enginyeria Industrial (1r i 2n cicle)
- Enginyeria Química (1r i 2n cicle)
- Enginyeria de Materials (2n cicle)
- Enginyeria en Organització Industrial (2n cicle)

Ofereix també un seguit de Màsters oficials emmarcats ja totalment dins el nou EEES (Màster en Enginyeria Biomèdica, Màster en Logística, Transport i Mobilitat, Màster en Ciència i Enginyeria de Materials & European

	Anys	Troncals	Obligatoris	PFC	Optatives	Lliure Elecció	Total
1r cicle	3	126	46,5	—	27	19,5	219
2n cicle	2	85,5	—	24	28,5	18	156

Taula 9.1: Distribució dels crèdits de la titulació d'Enginyeria Industrial a l'ETSEIB

Master in Advanced Science and Engineering, Erasmus Mundus Master of Mechanical Engineering, Màster en Enginyeria Biotecnològica, i Màster en Polímers i Biopolímers).

L'actual Pla d'Estudis de la titulació d'Enginyeria Industrial de l'Escola Tècnica Superior d'Enginyeria Industrial de Barcelona data de l'any 1994 [90, 91]. Té un total de 375 crèdits i s'estructura en cinc cursos. A més, l'escola emet un certificat propi d'Intensificació als estudiants que hagin cursat un seguit d'assignatures optatives i hagin realitzat el Projecte Final de Carrera en el mateix camp que la Intensificació. Actualment hi ha 15 intensificacions (Automàtica, Disseny de Producte i Sistemes, Electrònica, Electrotècnia, Estructures i Construccions Industrials, Fabricació, Fluidotècnia, Gestió, Mecànica, Medi Ambient, Nuclear, Química, Termoenergètica, i Transports i Vehicles).

Els 375 crèdits de la titulació estan estructurats tal i com es mostra a la Taula 9.1.

9.3.1 La intensificació en electrotècnia

La formació elèctrica dels enginyers industrials comença a tercer curs amb l'assignatura Electrotècnia, obligatòria per totes les intensificacions. En aquesta assignatura es posen els fonaments per analitzar els circuits elèctrics. L'assignatura obligatòria de quart curs Tecnologia Elèctrica proporciona als estudiants una sèrie de coneixements que defugen del contingut teòric tradicional i donen coneixements pràctics de gran utilitat pel futur enginyer. Aquestes dues són les úniques assignatures obligatòries dins l'àmbit de l'enginyeria elèctrica que tots els estudiants de la titulació d'enginyeria industrial de l'ETSEIB han de cursar.

Les assignatures de caire elèctric que condueixen a la intensificació electrotècnia es troben resumides a la Taula 9.2.

L'assignatura de Control de Màquines Elèctriques és una assignatura optativa de la intensificació Electrotècnia, situada al 9è quadrimestre, això és, el primer quadrimestre del cinquè curs.

Quadrimestre	Obligatòries	Optatives	Crèdits ECTS
3	—	Taller elèctric	3,5
4	—	Teoria de circuits	3,5
	Electrotècnia	—	5
5	—	Fonaments de màquines elèctriques	3,5
6	—	Ampliació d'electrotècnia	5
7	—	Convertidors	3,5
	Tecnologia elèctrica	—	3,5
8	—	Sistemes elèctrics de potència	5
	—	Aparamenta elèctrica	5
	—	Disseny de màquines elèctriques	5
9	—	Control de màquines elèctriques	5

Taula 9.2: Assignatures de l'àmbit elèctric que condueixen a la intensificació en electrotècnia

L'assignatura de Control de Màquines Elèctriques dins la titulació d'Enginyeria Industrial

L'actual assignatura de Control de Màquines Elèctriques és l'evolució d'aquesta assignatura des de l'any 1994 [92, 93], en què va entrar en vigor l'actual pla d'estudis de la titulació d'Enginyeria Industrial a l'Escola Tècnica Superior d'Enginyeria Industrial de Barcelona.

L'assignatura en el pla d'estudis de l'any 1994 es va cursar per primer cop durant el curs 1998-1999. Ja llavors es va adaptar a les noves tecnologies existents i es van incorporar alguns dels conceptes que proposava el recent EEES. Des de llavors fins ara ha sofert una constant evolució deguda a les noves tecnologies disponibles però també degut al nou Espai Europeu d'Educació Superior (EEES).

La plataforma presentada en aquest treball es va concebre inicialment per a la realització de les pràctiques de l'assignatura de Control de Màquines Elèctriques de l'ETSEIB, però ràpidament es va veure que era una eina molt més potent per l'aprenentatge i la investigació en control dels accionaments elèctrics i els convertidors.

9.4 Aprenentatge del control dels accionaments elèctrics

Per tal de què la plataforma sigui útil de cara a la docència dels accionament elèctrics i els convertidors, primer cal fer una introducció a les eines usades per la plataforma. Per tal de fer funcionar la plataforma calen uns coneixements previs.

El control dels accionaments elèctrics i els convertidors és una disciplina que aglutina coneixements de moltes altres disciplines de l'enginyeria. No només calen coneixements dels propis accionaments i convertidors, si no que calen coneixements de teoria de control, d'electricitat, d'electrònica i d'informàtica.

Així doncs, el control dels accionaments elèctrics és una disciplina transversal, que obliga a usar coneixements i habilitats pròpies d'altres disciplines i ajuda a fer aflorar en l'estudiant, no només habilitats específiques del camp de coneixement concret dels accionaments elèctrics, si no també en competències transversals. El control dels accionaments elèctrics és una disciplina que dona sentit a la formació de l'enginyer, usant les eines que l'estudiant ha après amb anterioritat i aplicant-les.

9.4.1 Coneixements previs

L'aprenentatge pràctic del control dels accionaments elèctrics i els convertidors requereix, evidentment, d'uns coneixements previs en quant al funcionament i les característiques de les màquines elèctriques i també dels convertidors.

Evidentment, també calen coneixements de teoria de control si el que es vol és controlar un sistema en llaç tancat. L'estudi de l'estabilitat de la planta ha de permetre dissenyar un controlador amb la resposta dinàmica adequada per l'aplicació.

Però si el que es pretén es difondre uns coneixements pràctics i reals a nivell industrial actual del control dels accionaments elèctrics i els convertidors, calen també coneixements d'electrònica i d'informàtica.

Actualment, l'electrònica digital està desplaçant a l'electrònica analògica en moltes aplicacions de control. I aquest és el cas del control dels accionaments elèctrics i els convertidors estàtics. L'ús de l'electrònica digital no desplaça del tot a l'electrònica analògica, doncs, al cap i a la fi, el món real, l'accionament a controlar, és *analògic* i les variables que intervenen en el seu control també. L'ús de l'electrònica digital en el camp del control obliga a conèixer les teories de control discret, que obren nous camps de treball absolutament tancats en el camp analògic (possibilitat d'implementar filtres FIR, DFFT,...). I també obliga al coneixement dels microprocessadors i a la programació d'aquests.

I aquí és on entra la informàtica. Els microprocessadors es programen bàsicament en dos llenguatges. En el seu més baix nivell, en ensamblador, propi de cada microprocessador i en llenguatge C o C++. L'ús del llenguatge C simplifica la feina del programador i incrementa la portabilitat del codi, però normalment fa que el codi sigui menys eficient, en quan a velocitat d'execució i també en quan a memòria ocupada. Malgrat això, la capacitat d'incloure cada cop més memòria dins els processadors i l'elevada capacitat de realitzar operacions, la gran majoria de microprocessadors, exceptuant els més petits, tenen la possibilitat de programar-se en C. Això és cert pels DSP. Es deixa per l'ensamblador les rutines més crítiques en quant a temps d'execució. O si cal realment optimitzar el codi en quan a espai.

En l'ensenyament superior i, concretament en l'Enginyeria Industrial, els coneixements previs s'obtenen de forma esglaonada en els cursos previs a l'assignatura de Control de Màquines Elèctriques [90]. I aquests coneixements, no s'obtenen només dins l'especialitat elèctrica, si no que provenen també, tal i com ja s'ha dit, del camp de l'electrònica, l'automàtica i la informàtica

A l'estudiant usuari de la plataforma se li pressuposen uns coneixements previs, sense els quals no podrà tirar endavant l'aprenentatge del control dels accionaments elèctrics. No només no podrà, si no que a més, no té cap mena de sentit lògic aprendre control sobre accionaments elèctrics i convertidors, sense saber què és control, o sense saber programar un microprocessador.

9.4.2 Introducció a la plataforma

Malgrat que es tinguin coneixements d'electrònica de potència i de programació de microprocessadors, és necessari fer una revisió dels conceptes generals. Aquesta revisió serveix també per mostrar a l'estudiant tots els recursos disponibles a la plataforma. D'aquesta manera, a mesura que es revisen els aspectes més importants de conceptes apresos amb anterioritat, es va presentant la plataforma.

Pel que fa a l'electrònica de potència, es descriuen tots els convertidors dels quals disposa (pont trifàsic i pont en H). A més, també es fa un repàs dels elements necessaris per controlar els transistors (*drivers*). També es fa una revisió dels elements de mesura dels corrents i les tensions.

L'element pel qual es presta més atenció és el DSP. Malgrat que l'estudiant tingui coneixements de microcontroladors i de programació d'aquests, molt probablement mai haurà treballat amb aquest tipus de dispositius, i menys amb el TMS320F2812, que és el DSP emprat en aquesta plataforma.

A l'estudiant se li suposen coneixement de microcontroladors, per tant només es fa una introducció a l'arquitectura concreta d'aquest DSP, i on es presta més atenció és en la programació i en l'ús de l'eina de programació, el Code Composer Studio.

Texas Instruments proporciona unes llibreries *software*, *DMC Library* [94] i *IQMath* [95], amb la gran majoria de funcions pel control de les màquines elèctriques. Aquestes llibreries estan implementades i optimitzades per aquest DSP. Pel material docent confeccionat es preveu l'ús d'aquestes llibreries, ja que el que es vol aconseguir és que l'estudiant implementi el control, i no s'hagi de preocupar de la programació de certes funcions.

Com que el DSP és un dispositiu que treballa en coma fixa, es donen una sèrie de normes i recomanacions de programació en coma fixa. Quan es programa en coma fixa, cal anar en compte en tot moment amb el rang de les variables. La llibreria *IQMath* ajuda a la programació en coma fixa, incorporant primitives per fer el canvi de posició de la coma de forma intuïtiva i senzilla.

El primer contacte de l'estudiant amb la plataforma es fa mitjançant la programació d'una tasca molt senzilla, com és engegar i parar un LED en

funció del valor d'una variable. És simplement perquè l'estudiant conegui l'entorn de programació, aprengui com interaccionar amb els registres del DSP, aprengui a compilar i carregar el codi, i vegi com es pot depurar el programa en temps real. Una tasca molt senzilla posa a l'estudiant en situació de l'entorn, i no s'ha de preocupar pel codi que ha de programar.

Per programar aquesta primera tasca es proporciona a l'estudiant un programa mig confeccionat, on totes les inicialitzacions i configuracions pròpies del DSP en qüestió ja estan pre-programades. L'objectiu no és que l'estudiant aprengui a fer funcionar el DSP, si no que aprengui estratègies de control dels accionaments elèctrics i els convertidors.

Per continuar amb aquest primer contacte, s'introdueix a l'estudiant el concepte d'interrupció com a eina per programar tasques en temps real a una freqüència fixa, imprescindible en el control digital de processos. Per introduir aquest concepte es proposa també la implementació d'una tasca molt simple. Fer una intermitència amb el mateix LED, on es pugui variar el període i l'amplitud. Per això, també es proporciona un programa on les inicialitzacions dels temporitzadors i de les interrupcions ja estan fetes, i l'estudiant només ha d'introduir el codi a la rutina d'interrupció i a la principal.

9.4.3 El control del motor de contínua

Alguna assignatura relacionada amb el control dels accionaments elèctrics és present a totes les escoles on s'imparteix la titulació d'Enginyeria Industrial. I també amb molta freqüència va lligada als convertidors estàtics i al control d'aquests. En definitiva, en un accionament elèctric sempre hi ha un convertidor estàtic.

L'ensenyament del control dels convertidors comença amb els rectificadors i amb les convertidors CC/CC, i són precisament aquests els usats per controlar els motors de contínua.

El control del motor de contínua és una bona introducció al control dels accionaments elèctrics per un motiu molt clar. Les equacions del model que regeix el motor de contínua són lineals i, per tant, és senzill aplicar les tècniques de control lineal per tal d'implementar un controlador. A més, des del punt de vista de l'electrònica de potència necessària, el convertidor no és d'elevada complexitat.

Així es pot introduir fàcilment a l'estudiant a l'anàlisi i modelat dels accionaments elèctrics d'una forma senzilla, a usar aquest model per dissenyar un controlador i, posteriorment, a implementar un control digital pel motor de contínua [76]. I també és una manera senzilla d'introduir a l'estudiant a

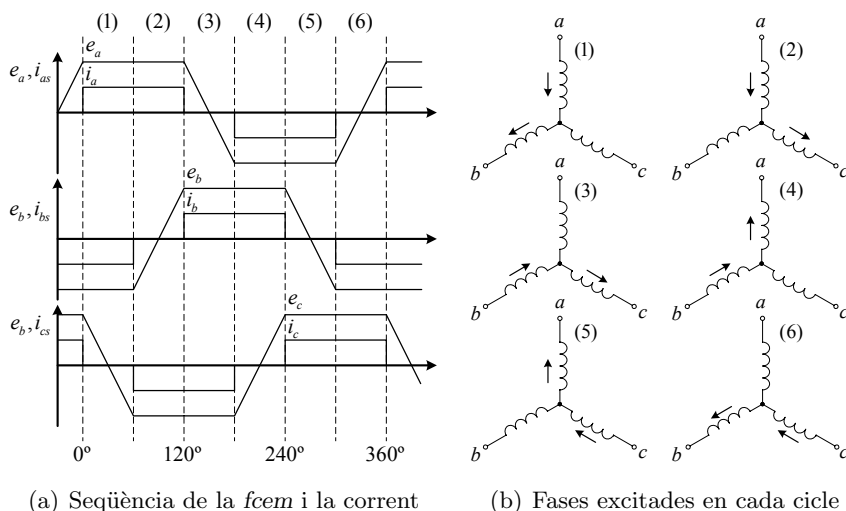


Figura 9.1: Seqüència de commutació del motor *brushless* DC

l'ús de convertidors i a les tècniques de modulació per generar les tensions desitjades en els convertidors amb font de tensió.

9.4.4 El control del motor *brushless* DC

El control del motor *brushless* DC és també relativament senzill de controlar. L'estratègia de control és molt semblant a la del motor de contínua, però en aquest cas les commutacions es fan de forma electrònica, enlloc de mecànica, com es fa en el motor de contínua, mitjançant el sistema de delgues i col·lector [72]. Per tant, cal sincronitzar la posició del rotor i quina de les fases s'alimenta en tot moment.

Per tal de fer aquesta sincronització, només calen, tres sensors de posició que ens determinen els sis estats possibles del motor, tal i com es pot veure a la Figura 9.1.

El control del motor *brushless* DC es pot fer de forma molt senzilla en llaç obert, tal i com es veu a la Figura 9.2. Segons això, s'imposa una tensió fixa al motor. Aquesta tensió, farà girar al motor a una velocitat. Però cal un sistema de sincronització per assegurar que en tot moment s'excita la fase corresponent en funció de la posició del rotor, i seguint el patró de la Figura 9.1.

Si no es tenen en compte les commutacions de les fases, aquest motor es pot analitzar com un motor de contínua, on la f_{cem} és proporcional a la

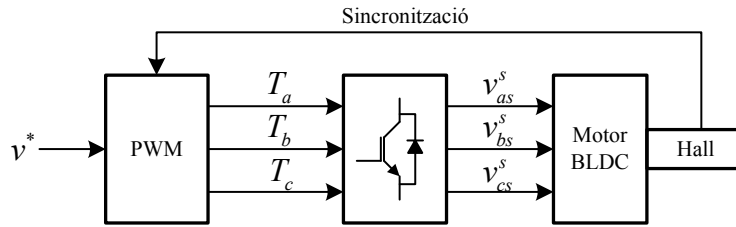


Figura 9.2: Diagrama de blocs del control en laç obert del motor *brushless* DC

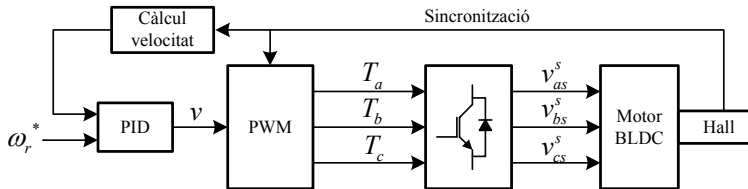


Figura 9.3: Diagrama de blocs del control en laç tancat de velocitat del motor *brushless* DC

velocitat de rotació de l'eix, i el parell és proporcional al corrent que circula pels debanats.

A l'igual que el motor de contínua, un primer laç que es pot tancar sobre aquest motor és un laç de velocitat. A partir de la informació dels sensors d'efecte Hall que determinen la posició del rotor es pot calcular la velocitat i, per tant, és possible tancar un laç amb aquesta mesura tal i com es veu a la Figura 9.3. L'esforç de control del controlador de velocitat ens donarà la consigna de tensió a aplicar al motor. L'anàlisi d'aquest control es pot fer de la mateixa manera que es fa el control del motor de contínua.

Ara bé, per tal d'incrementar les prestacions dinàmiques de l'accionament, és convenient afegir un laç de corrent intern tal i com es veu en la Figura 9.4. Com ja s'ha dit, en els motors *brushless* DC el parell és proporcional al corrent que circula pel motor. Per tant, es pot controlar el parell que genera el motor a partir del corrent que circula per ell. En aquest cas, en comptes de mesurar el corrent per cada fase, és molt més adequat usar el corrent del bus de contínua. D'aquesta forma es pot controlar com si d'un motor de contínua es tractés.

I ja per acabar, ara es pot tancar un laç de velocitat completant el sistema tal i com es veu a la Figura 9.5. Al fer el tancament també del laç de velocitat, amb un laç intern de parell, la resposta dinàmica de l'accio-

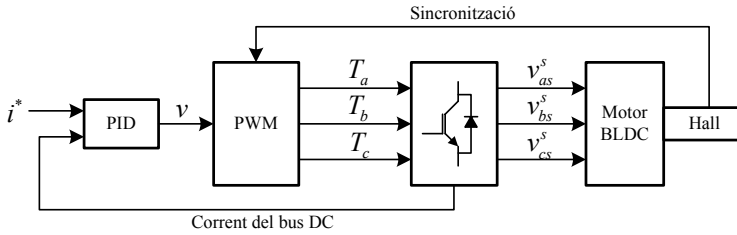


Figura 9.4: Diagrama de blocs del control en laç tancat de corrent del motor *brushless DC*

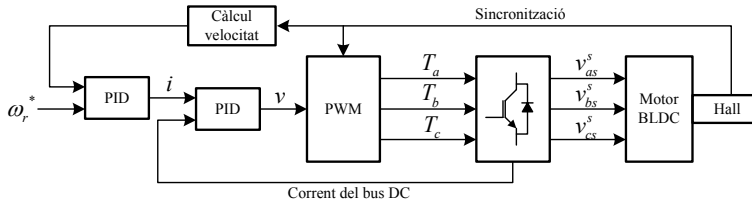


Figura 9.5: Diagrama de blocs del control en laç tancat de velocitat i de parell del motor *brushless DC*

nament davant de perturbacions del parell és molt més elevada que tancant directament el laç de velocitat. A més, apareix la possibilitat de l'accionament de fer parell a velocitat zero, fet imprescindible per moltes aplicacions. Tancar el laç de parell també permet implementar estratègies de control per minimitzar algun paràmetre, com poden ser les pèrdues de l'accionament.

9.4.5 El control vectorial del motor síncron d'imants permanents

Malgrat que pugui semblar una tasca complicada, el control vectorial del motor síncron d'imants permanents és senzill si es coneixen bé les equacions transformades del model d'aquest motor.

El control vectorial del motor síncron d'imants permanents s'ha vingut usant com a part de pràctiques de l'assignatura Control de Màquines Elèctriques de l'ETSEIB des de l'any 2005. Les pràctiques es realitzen a mig curs, a raó de sis sessions de dues hores, dues sessions per setmana.

L'assignatura comença amb aspectes generals dels accionaments elèctrics i, en particular, dels motors. Continua amb el control del motor de contínua. Es fa servir el control vectorial del motor síncron d'imants permanents per introduir als estudiants als motors trifàsics alimentats en alterna. L'assigna-

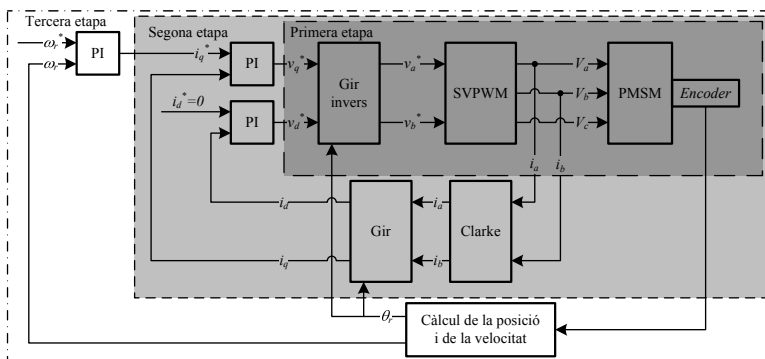


Figura 9.6: Etapes en la programació del control vectorial del motor síncron d'imants permanents

tura continua amb el motor d'inducció i el seu control vectorial. I, finalment, es presenten altres tipus de motor i el seu control. A l'Apèndix E es pot veure el programa de l'assignatura.

Com que el que es pretén és que es vegin clarament tots els blocs que intervenen en la programació del control vectorial del motor síncron d'imants permanents, es fa una implementació per passos. A més, com que s'usen les funcions de les llibreries *DMCLibrary* i *IQMath*, la implementació resulta molt senzilla, quasi bé com si fos una programació en blocs.

La programació en diverses etapes funcionals permet a l'estudiant comprendre el que està fent, i avaluar els efectes que produeix sobre el motor la part programada en cadascuna de les etapes. El control vectorial es programa en tres etapes, tal i com es pot veure a la Figura 9.6. Una primera etapa és el control enllaç obert. En la segona etapa ja es tanca el laç de corrent, o parell i, en l'última es tanca el laç de velocitat.

Control enllaç obert

La primera etapa de la programació del control vectorial és el control enllaç obert, tal i com es mostra a la Figura 9.7. Aquesta primera etapa es dona confeccionada als estudiants. D'aquesta manera poden veure com usar i com ajuntar una rere l'altra les funcions de les llibreries.

En aquesta primera etapa, una de les funcions de les llibreries a la que es presta més atenció és a la generació del sistema trifàsic de tensions que alimenta el motor mitjançant la tècnica del *Space Vector PWM*. Aquesta tècnica de modulació és de molta importància en el control de les màquines

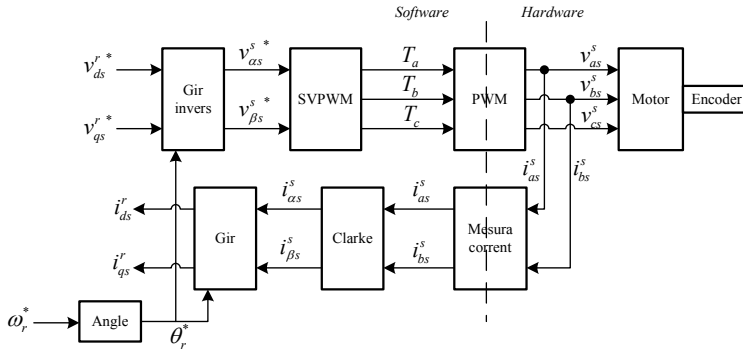


Figura 9.7: Control enllaç obert del motor síncron d'imants permanents

elèctriques. Es pot veure amb més detall aquesta tècnica de modulació a l'Apèndix C.

També és important que l'estudiant vegi com, mitjançant la transformada de Park, que en aquest cas es realitza en les dues etapes de Clarke i el gir, els corrents i_{as} , i_{bs} i i_{cs} que circulen pel motor i que en regim permanent són sinusoides d'amplitud i freqüència fixa, esdevenen valors constants. Valors constants que en la següent etapa haurà de regular.

Llaç de parell

Tancar el llaç de parell en el motor síncron d'imants permanents, vol dir controlar els corrents i_{ds}^r i i_{qs}^r , tal i com es pot veure a l'equació de parell del motor síncron d'imants permanents

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{n}{2} (\lambda_m i_{qs}^r + (L_d - L_q) i_{ds}^r i_{qs}^r) \quad (9.1)$$

De les estratègies de control vistes a la secció 2.8 la més senzilla en quan a la seva implementació és l'estratègia d'angle constant de parell. També es justifica l'ús d'aquesta estratègia degut a que motors petits com el que es disposa a la plataforma, normalment són de rotor llis i, per tant, $L_d = L_q$ i no produeixen parell reluctant. Per tant, l'estratègia de control d'angle de parell constant també és la que proporciona el màxim parell per unitat de corrent.

Imposar un angle de parell constant i igual a $\alpha = 90^\circ$, vol dir controlar $i_{ds}^r = 0$ i controlar i_{qs}^r per obtenir el parell desitjat segons

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{n}{2} \lambda_m i_{qs}^r \quad (9.2)$$

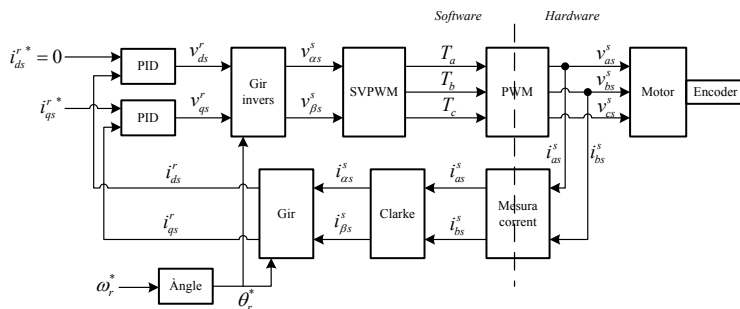


Figura 9.8: Tancament del llaç de corrent, o parell, del motor síncron d'inductàncies permanents

El controlador per excel·lència emprat per fer regulació és el controlador proporcional-integral-derivatiu (PID). Com que en el cas del control vectorial s'està fent regulació de les corrents transformades, aquest serà el controlador triat. Aquest és un dels controladors més estudiats i més ben coneguts, també pels estudiants.

Finalment, a la Figura 9.8 es pot veure un diagrama de blocs de com queda finalment el sistema amb el llaç de parell, o corrent, tancat.

Cal dir en aquest punt, que fins ara s'ha suposat que el motor no perd el sincronisme en tot moment. Això es pot veure ja que l'angle de gir amb el qual es fa la transformació de Park és un angle imposat internament al DSP, per *software* i, per tant, no té perquè ser el mateix angle que el rotor. Es pot dir que és el mateix angle, mentre no es perdi el sincronisme, ja que el motor en estudi és un motor síncron.

Mesura de la posició i la velocitat

Abans de tancar el llaç de velocitat, que serà l'últim pas en el control vectorial, cal implementar la mesura de la posició del rotor i el càlcul de la velocitat. La llibreria *DMCLibrary* disposa també de les funcions necessàries per fer aquestes operacions.

Pel càlcul de la posició, ja s'ha dit que el motor disposa d'un *encoder* incremental. Els tres senyals de l'*encoder* estan connectats a tres pins del DSP indicats per això. Un mòdul *hardware* (QEP) és l'encarregat de descodificar els senyals i donar la informació del sentit de gir i generar les interrupcions adequades per tal de poder calcular la posició del rotor. Una funció de la llibreria ja retorna directament la posició i el sentit de gir del rotor.

Abans de poder usar aquest angle mesurat cal establir quina és la posició

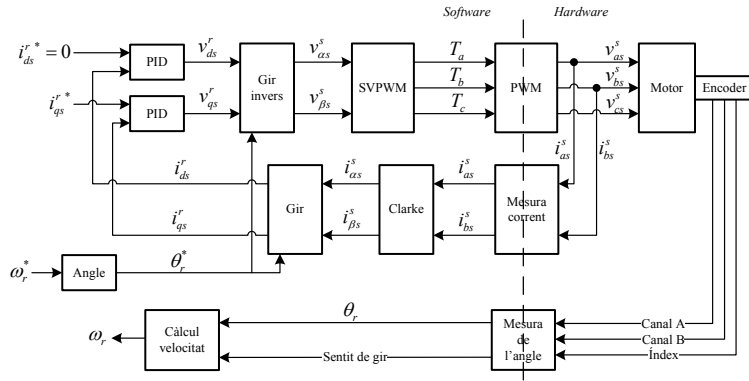


Figura 9.9: Mesura de la posició i càlcul de la velocitat del motor síncron d'ímants permanents

del nord de l'ímant del rotor respecte als zero graus de l'encoder. Això es fa mitjançant una variable d'offset de la funció de lectura de la posició de l'encoder. Aquest ajust es fa manualment.

Un cop calculada la posició i establert quin és el nord de l'ímant i, per tant, saber en quina posició cal imposar i_{qs}^r per obtenir el parell desitjat, ja es pot calcular la velocitat. La velocitat es computa mitjançant una funció de la llibreria *DMC Library*. L'entrada d'aquesta funció és la posició i el sentit de gir, i la velocitat es computa per derivació numèrica de la posició. Un filtre passa-baixos és l'encarregat d'eliminar el soroll que pugui haver-hi en el càlcul de la velocitat.

A la Figura 9.9 es pot veure un diagrama de blocs de la inclusió de la mesura de posició i el càlcul de la velocitat dins el programa de control.

Llaç de velocitat

Un cop calculada la velocitat ja es pot tancar el llaç de velocitat i completar el control vectorial del motor síncron d'ímants permanents, tal i com es mostra a la Figura 9.10. Un controlador PI serà l'encarregat de controlar que la velocitat de referència i la velocitat real a la que gira el motor siguin el més properes possibles. Ara, per completar el llaç, l'esforç de control del controlador de velocitat servirà com a referència de parell pel llaç de parell.

Un cop arribats a aquest punt, el control vectorial ja està completat i arriba el moment de verificar-ne la resposta dinàmica i estàtica. Per realitzar aquesta tasca, el Code Composer Studio permet modificar el valor de totes

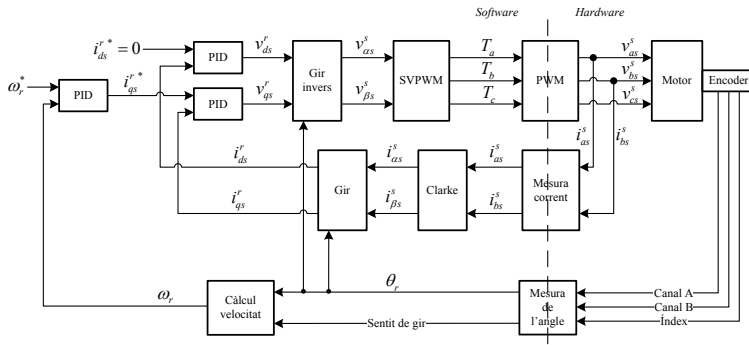


Figura 9.10: Tancament del laç de velocitat per completar el control vectorial del motor síncron d'imants permanents

les variables en temps real, sense interrompre la CPU del DSP. D'aquesta manera, l'estudiant podrà avaluar la resposta dinàmica per diferents graus de velocitat, inclosos canvis de sentit, i també per diferents situacions de parell per diferents ajustos de les constants dels controladors. La possibilitat de veure els corrents transformats, permet, també, verificar la resposta del laç de parell.

Control sense sensor de posició

Arribats a aquest punt és un bon exercici proposar a l'estudiant el repte d'eliminar el sensor de posició. Com s'ha vist a la Part I, el motor síncron d'imants permanents necessita en tot moment la sincronització de les corrents de l'estator amb la posició del rotor per tal de produir el parell desitjat. Fins i tot el control V/f necessita d'aquesta sincronització.

Les estratègies de control del motor síncron d'imants permanents sense sensor de posició són múltiples i variades, i depenen també del tipus de control que es vulgui implementar, tal i com s'ha vist a la secció 1.4. Si es vol implementar un control V/f estabilitzat com s'ha vist al Capítol 4 no cal saber la posició. N'hi ha prou en afegir esmorteïment al sistema per tal d'estabilitzar-lo. Si es vol implementar una estratègia de control vectorial, cal saber la posició per tal de transformar els corrents a la referència síncrona al rotor. Per tant, cal una estratègia que estimi la posició. Els mètodes per aconseguir la posició són diversos.



Figura 9.11: Rotor d'un motor de reluctància commutada. S'hi poden veure els pols de rotor

9.4.6 El control del motor de reluctància commutada

El principi de funcionament dels motors de reluctància commutada és una mica diferent dels motors vistos fins ara. El motor de reluctància es basa en la reluctància variable mitjançant un rotor dentat (veure Figura 9.11) de material ferromagnètic que tendeix a alinear-se amb els pols bobinats de l'estator (veure Figura 9.12). Els pols del rotor intentaran alinear-se amb els pols de l'estator per tal de minimitzar la reluctància rotor-estator.

El nombre de pols del rotor ha de ser tal que impedeixi, per a qualsevol posició, l'alineació completa amb tots els pols estatòrics, ja que sempre ha d'existir algun pol rotòric que pugui arribar a l'alineament. Si no, s'arribaria a situacions d'equilibri estable que no permetrien girar el motor.

Aquest tipus de motor presenta certs avantatges però també certs inconvenients. L'avantatge principal és el seu preu i senzillesa en la fabricació. El rotor, al ser simplement un tros de ferro, sense imants ni debanats, té un molt baix cost. L'estator acostuma a ser trifàsic, semblant al d'un motor síncron d'imants permanents, però amb els debanats concentrats. L'inconvenient és que la densitat de potència és relativament baixa. Malgrat això, aquest tipus de motor s'usa en determinades aplicacions on el preu és un factor determinant.

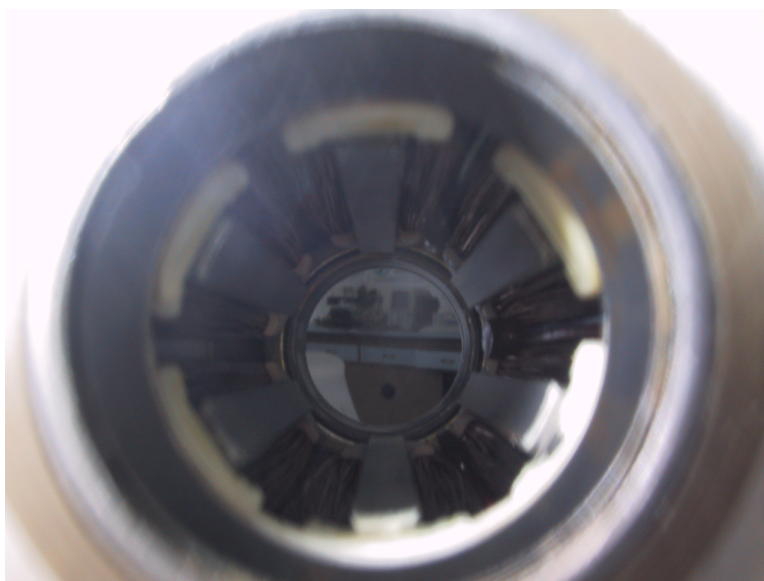


Figura 9.12: Estator d'un motor de reluctància commutada. S'hi poden veure els debanats concentrats de les tres fases

El control del motor de reluctància commutada és relativament senzill, comparat al del motor *brushless* DC (veure secció 9.4.3 i [96])

9.5 Sumari

En aquest capítol s'ha presentat tot el material desenvolupat per treballar amb la plataforma per l'experimentació del control dels accionaments elèctrics. Com s'ha pogut veure, la plataforma compleix amb els objectius docents i investigadors marcats. També compleix enormement en la seva flexibilitat, permetent experimentar amb una gran quantitat d'accionaments elèctrics i convertidors.

També s'ha vist que una eina d'aquestes característiques s'adapta molt bé als requeriments marcats pel nou Espai Europeu d'Educació Superior que en els pròxims anys s'aniran adaptant a la docència universitària de l'estat espanyol. La plataforma permet aprofundir en el coneixement d'una determinada àrea de coneixement, però sempre usant coneixements d'altres, aconseguint un aprenentatge transversal i integrador.

Capítol 10

Conclusions

10.1 Avaluació de la plataforma

La plataforma docent s'ha vingut usant els últims anys en l'assignatura Control de Màquines Elèctriques de la titulació d'Enginyeria Industrial de l'Escola Tècnica Superior d'Enginyeria Industrial de Barcelona. Aquesta assignatura ha servit com a plataforma de proves tant de l'entorn de treball, com de la metodologia docent.

Malauradament, el nombre d'estudiants d'aquesta assignatura no és molt elevat. Per tal d'avaluar la plataforma i el mètode, s'han fet un seguit d'enquestes als estudiants per tal de localitzar les mancances de l'entorn de treball i de la plataforma.

Les qüestions fetes i el resultat d'aquestes es pot veure a la Taula 10.1. S'han fet un total de 22 enquestes en dos anys consecutius.

Tal i com es pot veure, l'aspecte pitjor valorat són els apunts de classe (qüestió 4). Actualment, els apunts de classe es basen en unes transparències on s'expliquen tots els conceptes de motor síncron d'imants permanents i el seu control vectorial. També es fa la introducció a la plataforma i la programació del control vectorial a la plataforma mitjançant aquestes transparències. S'està treballant per editar un manual de pràctiques i uns apunts sobre el modelat i control vectorial del motor síncron d'imants permanents pels estudiants, ja que les transparències no han de ser una font única per l'estudi. Malgrat tot, es proporciona als estudiants bibliografia on es poden trobar tots els conceptes explicats a classe. Però com bé se sap, la bibliografia, sovint és difícil de trobar i, a vegades, difícil de seguir quan es veuen conceptes molt nous.

De la qüestió 7 també es pot intuir que els estudiants han hagut de treballar a casa els conceptes explicats durant les sessions pràctiques. Si bé això pot semblar un inconvenient pels estudiants, és evident que el treball fet a classe cal complementar-lo amb treball individual a casa. D'aquesta manera és com s'assimilen millor els coneixements.

En general, els estudiants valoren positivament la plataforma i la seva fiabilitat (qüestions 9 i 10). Val a dir que hi ha algun problema d'estabilitat de l'aplicació de depurat en temps real, però si se segueixen uns determinats passos, aquests problemes desapareixen, i el sistema és altament fiable.

Finalment, cal remarcar que la majoria d'estudiants valoren molt positivament el curs i que, a més, el recomanaran a companys seus.

10.2 Contribucions

Aquesta part de la tesi ha presentat una plataforma d'experimentació del control dels accionaments elèctrics. Aquesta plataforma única per la seva flexibilitat i les seves possibilitats permet, no només l'experimentació i la docència del control dels accionaments elèctrics, si no també, l'experimentació en qualsevol convertidor estàtic.

En el cas del control dels accionaments elèctrics, incorpora la possibilitat de poder avaluar la resposta estàtica i dinàmica del controlador mitjançant un sistema de càrrega. Aquest sistema de càrrega és un motor de contínua, en el qual es realitza un control de parell amb el mateix element de control. Aquesta és una aportació nova respecte a altres plataformes disponibles.

La plataforma incorpora tots els elements per experimentar amb el control digital dels accionaments elèctrics i els convertidors estàtics. Incorpora un DSP d'última generació, però al tenir una estructura modular, permet el canvi de l'element de control per qualsevol altra, ja sigui DSP, microcontrolador, FPGA i, fins i tot, perquè no, un control analògic.

Aquesta plataforma s'ha vingut usant amb èxit en la docència de l'assignatura Control de Màquines Elèctriques a l'Escola Tècnica Superior d'Enginyeria Industrial de Barcelona i en un seguit de cursos monogràfics destinats a enginyers i professionals dins del camp del control dels accionaments elèctrics. En tots aquests usos, la plataforma s'ha mostrat una eina útil, robusta i senzilla d'usar, i ha estat ben valorada pels seus usuaris.

El nou Espai Europeu d'Educació Superior demana un canvi als mètodes docents universitaris. La responsabilitat de què l'estudiant aprengui ja no recau en el professor, qui fins ara havia d'ensenyar. Ara, la responsabilitat recau, principalment, en l'estudiant, qui és responsable d'aprendre. Evidentment, això no és possible si el professor no posa les eines adequades a l'abast de l'estudiant.

El nou EEES també demanda de la integració de coneixements dins de les assignatures. Les assignatures ja no poden ser un temari sobre un tema específic i prou, si no que han de ser el lligam entre les aptituds apreses amb

Qüestions	1		2		3		4		5		Mitjana
	totalment desacord	desacord	desacord	indiferent	d'acord	totalment d'acord	totalment d'acord	totalment d'acord	totalment d'acord		
1. El curs ha sigut interessant?	0	0	0	1	3	18	4.77				
2. Has après més del que esperaves amb aquest curs?	0	0	0	2	7	13	4.50				
3. El curs ha estat a l'alçada de les expectatives?	0	0	0	1	6	15	4.64				
4. Els apunts són de qualitat i fàcils de comprendre?	0	0	0	11	10	1	3.55				
5. Les pràctiques són senzilles de seguir?	0	0	0	1	13	8	4.32				
6. Has necessitat més temps del previst a cada sessió per completar el treball demanat? (1-Si, 5-No)	0	0	0	1	17	4	4.14				
7. Has necessitat temps d'estudi extra a casa per comprendre i assimilar els conceptes explicats? (1-Si, 5-No)	0	0	0	2	19	1	3.95				
8. Hi ha un repetiment innecessari de conceptes teòrics d'altres cursos? (1-Si, 5-No)	0	0	0	1	19	2	4.05				
9. És la plataforma fiable?	0	0	0	1	4	17	4.73				
10. És la plataforma senzilla de fer servir?	0	0	0	1	6	15	4.64				
11. Recomanaràs aquest curs a companys teus?	0	0	0	1	2	19	4.82				
12. Com avaluaries el curs?	0	0	0	0	6	16	4.73				

Taula 10.1: Resultat de les qüestions fetes als estudiants

anterioritat.

La plataforma presentada permet el treball en equip, on un grup d'estudiants es poden dedicar a una tasca concreta, per, al final, ajuntar la tasca de tots i aconseguir un objectiu comú integrant els coneixements apresos amb anterioritat de teoria de control, informàtica i electrònica, i aplicant-los a l'enginyeria elèctrica, al control dels accionaments elèctrics.

Com s'ha vist a la secció 10.1 el curs i la plataforma estan ben valorats pels estudiants. Per tant, es veu reforçat l'ús d'aquest tipus d'eines per a l'experimentació i la docència del control dels accionaments elèctrics.

10.3 Futures línies de treball

Si bé el nombre d'aplicacions i de diferents controls d'accionaments elèctrics que és possible implementar amb la plataforma presentada en aquest treball és força gran, encara queden moltes aplicacions per continuar-hi treballant.

Les anomenades energies renovables han obert un nou camp d'aplicació a l'electrònica de potència. Totes, o quasi bé totes les fonts renovables d'energia necessiten d'un convertidor estàtic per tal de poder injectar l'energia a la xarxa de transport o distribució. A més, el nou concepte de generació distribuïda, on el que fins ara un punt de consum a la xarxa, podrà també ser-ho de generació, necessita de nous convertidors per poder realitzar aquesta funció.

Per tota aquesta revolució energètica calen nous convertidors, però sobretot noves estratègies de control. I per tal de dissenyar aquestes noves estratègies de control calen les eines adequades. La plataforma presentada permet experimentar amb les estratègies de control de tots aquests convertidors que, ja siguin monofàsics o trifàsics, han d'anar connectats a la xarxa.

Els nous estàndards en quant a harmònics de corrent i consums d'energia reactiva obliguen també a connectar a la xarxa elèctrica de distribució i transport convertidors que filtrin harmònics i compensin l'energia reactiva. Aquest tipus de dispositiu també necessita d'eines que permetin la seva avaluació de forma senzilla i segura.

El futur de la transmissió de l'energia pot passar perquè les xarxes trifàsiques d'alterna es converteixin en xarxes de corrent continu a alta tensió. Probablement, la generació i la distribució de l'energia elèctrica continuarà sent en alterna i, per tant, calen convertidor CA/CC i CC/CA per aquest tipus d'aplicacions.

Com s'ha vist, els laboratoris remots són una eina important per tal de difondre el coneixement en aquelles societats on l'accés als recursos és limi-

tat. També és una bona eina per incrementar els temps d'ús de les eines existents, permetent un ús continuat. Un treball interessant a desenvolupar és l'experimentació del control dels accionaments elèctrics de forma remota amb la plataforma presentada en aquest treball.

El disseny de la placa IOCDM2480 s'ha fet amb el propòsit d'ampliar les capacitats experimentals de la plataforma cap al món de les comunicacions industrials i també cap al camp del tractament digital del senyal. I, per tant, cal aprofitar aquestes capacitats per introduir, també, als estudiants cap aquest món de vital importància en la indústria.

Bibliografia

- [1] T. J. E. Miller, *Brushless permanent-magnet and reluctance motor drives*, ser. Monographs in electrical and electronic engineering, P. Hammond and R. L. Grimsdale, Eds. Oxford university press, 1989, no. 21. [3](#), [5](#), [22](#)
- [2] G. R. Slemon, *Electrical machines for drives*. IEEE Press, 1997, ch. 2 in Power electronics and variable frequency drives. Technology and applications, pp. 36–76. [3](#), [4](#)
- [3] J. Itoh, N. Nomura, and Hiroshi Ohsawa, “A comparison between V/f control and position-sensorless vector control for the permanent magnet synchronous motor,” in *Proc. Power Conversion Conf.*, vol. 3, Osaka, Japan, Apr. 2002, pp. 1310–1315. [3](#), [11](#), [20](#)
- [4] T. M. Jahns, *Variable frequency permanent magnet AC machine drives*. IEEE Press, 1997, ch. 6 in Power electronics and variable frequency drives. Technology and applications, pp. 277–325. [3](#), [7](#)
- [5] B. K. Bose, Ed., *Power electronics and variable frequency drives. Technology and applications*. IEEE Press, 1997. [5](#), [7](#), [22](#), [177](#)
- [6] P. Vas, *Sensorless vector control and direct torque control*. Oxford University Press, 1998. [9](#), [31](#)
- [7] M. P. Kazmierkowski, R. Krishnan, and F. Blaabjerg, Eds., *Control in power electronics*, ser. Academic Press series in engineering. Academic Press. Elsevier Science, 2002. [9](#), [40](#), [90](#), [177](#), [180](#)
- [8] J. Bergas-Jané, “Control del motor d’inducció considerant els límits del convertidor i del motor,” Ph.D. dissertation, Departament d’Enginyeria Elèctrica. Universitat Politècnica de Catalunya, May 2000. [9](#), [177](#), [180](#)
- [9] B. K. Bose, *Modern power electronics and AC drives*. Prentice Hall PTR, 2002. [9](#)

- [10] R. S. Colby and D. W. Novotny, "An efficiency-optimizing permanent-magnet synchronous motor drive," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 24, no. 3, pp. 462–469, May/Jun. 1988. [11](#), [58](#), [67](#), [71](#), [78](#)
- [11] P. D. Chandana Perera, F. Blaabjerg, J. K. Pedersen, and P. Thøgersen, "A sensorless, stable V/f control method for permanent-magnet synchronous motor drives," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 39, no. 3, pp. 783–791, May/Jun. 2003. [11](#), [12](#), [58](#), [67](#), [75](#)
- [12] P. S. Frederiksen, J. Birk, and F. Blaabjerg, "Comparison of two energy optimizing techniques for PM-machines," in *Proc. IECON'94*, vol. 1, Sep. 1994, pp. 32–37. [11](#)
- [13] M. Zolghardi, E. M. Olasagasti, and D. Roye, "Steady state torque correction of a direct torque controlled PM synchronous machine," in *Proc. IEEE Int'l. Conf. on Electric Machines and Drives*, May 1997, pp. MC3–4.1–MC3–4.3. [13](#)
- [14] L. Tang, L. Zhong, M. F. Rahman, and Y. Hu, "A novel direct torque control for interior permanent-magnet synchronous machine drive with low ripple in torque and flux—A speed-sensorless approach," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 39, no. 6, pp. 1748–1756, Nov./Dec. 2003. [13](#)
- [15] M. F. Rahman, L. Zhong, M. E. Haque, and M. Rahman, "A direct torque-controlled interior permanent-magnet synchronous motor drive without a speed sensor," *IEEE Trans. Energy Conversion*, vol. 18, no. 1, pp. 17–22, Mar. 2003. [15](#)
- [16] D. Montesinos, S. Galceran, F. Blaabjerg, A. Sudria, and O. Gomis, "Sensorless control of pm synchronous motors and brushless dc motors - An overview and evaluation," in *Proc. EPE'05*, 2005, pp. 10 pp.–. [15](#)
- [17] N. Ertugrul and P. Acarnley, "A new algorithm for sensorless operation of permanent magnet motors," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 30, no. 1, pp. 126–133, Jan./Feb. 1994. [15](#)
- [18] J. X. Shen, Z. Q. Zhu, and D. Howe, "Improved speed estimation in sensorless PM brushless AC drives," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 38, no. 4, pp. 1072–1080, Jul./Aug. 2002. [16](#)

- [19] Z. Chen, M. Tomita, S. Doki, and S. Okuma, "An extended electromotive force model for sensorless control of interior permanent-magnet synchronous motors," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 50, no. 2, pp. 288–295, Apr. 2003. [16](#)
- [20] H. Kim, M. C. Harke, and R. D. Lorenz, "Sensorless control of interior permanent-magnet machine drives with zero-phase lag position estimation," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 39, no. 6, pp. 1726–1733, 2003. [16](#)
- [21] N. Matsui, "Sensorless PM brushless DC motor drives," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 43, no. 2, pp. 300–308, Apr. 1996. [17](#)
- [22] J. S. Kim and S. K. Sul, "New approach for high performance PMSM drives without rotational position sensors," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 12, no. 5, pp. 904–911, Sep. 1997. [17](#)
- [23] M. A. Hoque and M. A. Rahman, "Speed and position sensorless permanent magnet synchronous motor drives," in *Proc. Canadian Conference on Electrical and Computer Engineering*, vol. 2, Sep. 1994, pp. 689–692. [17](#)
- [24] A. Bado, S. Bolognani, and M. Zigliotto, "Effective estimation of speed and rotor position of a PM synchronous motor drive by a Kalman filtering technique," in *Proc. PESC'92*, vol. 2, 29Jun.–3Jul. 1992, pp. 951–957. [18](#)
- [25] K. J. Binns, D. W. Shimmin, and K. M. Al-Aubidy, "Implicit rotor-position sensing using motor windings for a self-commutating permanent-magnet drive systems," *IEE Proceedings*, vol. 138, no. 1, pp. 28–34, Jan. 1991. [19](#)
- [26] A. B. Kulkarni and M. Ehsani, "A novel position sensor elimination technique for the interior permanent-magnet synchronous motor drive," *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 28, no. 1, pp. 144–150, Jan./Feb. 1992. [19](#)
- [27] F. Huang and D. Tien, "A neural network approach to position sensorless control of brushless DC motors," in *Proc. IECON'96*, vol. 2, Aug. 1996, pp. 1167–1170. [19](#)
- [28] K. J. Binns, K. M. Al-Aubidy, and D. W. Shimmin, "Implicit rotor position sensing using search coils for a self-commutating permanent

- magnet drive system,” *IEE Proceedings*, vol. 137, pp. 253–258, Jul. 1990. [20](#)
- [29] D. E. Hesmondhalgh, D. Tipping, and M. Amrani, “Performance and design of an electromagnetic sensor for brushless DC motors,” *IEE Proceedings*, vol. 137, pp. 174–183, May 1990. [20](#)
- [30] M. Tomita, M. Satoh, and H. Yamaguchi, “Sensorless estimation of rotor position of cylindrical brushless DC motors using eddy current,” in *Proc. AMC’96*, 1996, pp. 24–28. [20](#)
- [31] J. P. Johnson and M. Ehsani, “Sensorless brushless DC control using a current waveform anomaly,” in *Proc. IEEE IAS Annual Meeting*, vol. 1, Oct. 1999, pp. 151–158. [20](#)
- [32] *AC Brushless servomotors series 8. Installation and use manual*, ABB Servomotors, 2003. [22](#)
- [33] Yaskawa Electric, *Sigma II Servo System. Product Catalog Supplement*, Yaskawa Electric, may 2004. [22](#)
- [34] Infranor, *CD1-a digital drive for AC sinusoidal brushless motors*, Infranor, april 2000. [22](#), [187](#)
- [35] Maxon Motors, *Maxon Motors Catalog*, Maxon Motors, 2006. [22](#)
- [36] P. C. Krause, O. Wasynczuk, and S. D. Sudhoff, *Analysis of electrical machinery and drive systems*, 2nd ed. IEEE Press, 2002. [26](#), [28](#), [35](#), [53](#), [55](#), [61](#)
- [37] R. Krishnan, *Electric motor drives. Modeling, analysis, and control*. Prentice Hall, 2001. [26](#), [40](#)
- [38] D. W. Novotny and T. A. Lipo, *Vector control and dynamics of AC drives*, P. Hammond, T. J. E. Miller, and T. Kenjo, Eds. Oxford University Press, 2000. [28](#), [31](#), [37](#)
- [39] R. H. Park, “Two-reaction theory of synchronous machines — Genralized method of analysis, Part I,” *AIEE Transactions*, vol. 48, pp. 716 – 727, 1929. [33](#)
- [40] J. Lesenne, F. Notelet, and G. Segquier, *Introduction à l’électrotechnique approfondie*. Technique et documentation, 1981. [34](#)

- [41] R. Monajemy, “Control strategies and parameter compensation for permanent magnet synchronous motor drives,” Ph.D. dissertation, Virginia Polytechnic Institute, Blacksburg, VA, Oct. 2000. [40](#)
- [42] K. Ogata, *Ingeniería de control moderna*, 3rd ed. Prentice Hall, 1998. [55](#), [60](#)
- [43] P. D. C. Perera, F. Blaabjerg, J. K. Pedersen, and P. Thøgersen, “Open loop stability and stabilization of permanent magnet synchronous motor drives using DC-link current,” in *Proc. IEEE Nordic Workshop on Power and Industrial Electronics*, 2000, pp. 47–43. [78](#)
- [44] W. Leonhard, *Control of electrical drives*, 3rd ed. Springer Verlag, 2001. [90](#), [106](#)
- [45] T. V. Duggan, “Engineering education in Europe,” *IEEE Commun. Mag.*, vol. 30, no. 11, pp. 38–43, 1992. [113](#)
- [46] P. S. Hong, D. V. Anderson, D. B. Williams, J. R. Jackson, T. P. Barnwell, M. H. Hayes, R. W. Schafer, and J. D. Echard, “DSP for practicing engineers: a case study in internet course delivery,” *IEEE Trans. Educ.*, vol. 47, no. 3, pp. 301–310, Aug. 2004. [115](#)
- [47] W.-S. Gan, “Teaching and learning the hows and whys of real-time digital signal processing,” *IEEE Trans. Educ.*, vol. 45, no. 4, pp. 336–343, Nov. 2002. [115](#)
- [48] A. Leva, “A hands-on experimental laboratory for undergraduate courses in automatic control,” *IEEE Trans. Educ.*, vol. 46, no. 2, pp. 263–272, May 2003. [115](#)
- [49] M. Moallem, “A laboratory testbed for embedded computer control,” *IEEE Trans. Educ.*, vol. 47, no. 3, pp. 340–347, Aug. 2004. [115](#)
- [50] O. Gomis-Bellmunt, D. Montesinos-Miracle, S. Galceran-Arellano, J. Bergas-Jané, and A. Sudrià-Andreu, “A chemical process automation virtual laboratory to teach PLC programming,” *Int. J. Engng Ed.*, vol. 23, pp. 403–410, Apr. 2007. [115](#)
- [51] M. A. Akcayol, A. Cetin, and C. Elmas, “An educational tool for fuzzy logic-controlled BDCM,” *IEEE Trans. Educ.*, vol. 45, no. 1, pp. 33–42, Feb. 2002. [115](#)

- [52] C. Elmas and M. A. Akcayol, “PC based educational tool for a switched reluctance drive with fuzzy logic,” *Int. J. of Electr. Eng. Educ.*, vol. 40, no. 3, pp. 208 – 209, Jul. 2003. [115](#)
- [53] ———, “Virtual electrical machinery laboratory: a fuzzy logic controller for induction motor drives,” *Int. J. Engng Ed.*, vol. 20, no. 2, pp. 226–233, 2004. [115](#)
- [54] R. Pastor, C. Martín, J. Sánchez, and S. Dormido, “Development of an XML-based lab for remote control experiments on a servo motor,” *Int. J. of Electr. Eng. Educ.*, vol. 42, no. 2, pp. 173 –184, Apr. 2005. [115](#)
- [55] M. Gökbulut, C. Bal, and B. Dandil, “A virtual electrical drive control laboratory: Neuro-fuzzy control of induction motors,” *Comput. Appl. Eng. Educ.*, vol. 14, no. 3, pp. 211–221, 2006. [115](#)
- [56] E. Mese, “Project-oriented adjustable speed motor drive course for undergraduate curricula,” *IEEE Trans. Educ.*, vol. 49, no. 2, pp. 236–246, May 2006. [115](#)
- [57] R. H. Chu, D. D.-C. Lu, and S. Sathiakumar, “Project-based lab teaching for power electronics and drives,” *IEEE Trans. Educ.*, vol. 51, no. 1, pp. 108–113, 2008. [115](#)
- [58] M. Mazo, J. Urena, F. Rodriguez, J. Garcia, J. Lazaro, E. Santiso, F. Espinosa, R. Garcia, P. Revenga, J. Garcia, E. Bueno, and R. Mateos, “Teaching equipment for training in the control of DC, brushless, and stepper servomotors,” *IEEE Trans. Educ.*, vol. 41, no. 2, pp. 146–158, May 1998. [115](#)
- [59] A. Keyhani, M. Marwali, L. Higuera, G. Athalye, and G. Baumgartner, “An integrated virtual learning system for the development of motor drive systems,” *IEEE Trans. Power Syst.*, vol. 17, no. 1, pp. 1–6, Feb. 2002. [115](#)
- [60] P. C.-K. Luk and K. D. E. Khamlichi, “An innovative DSP-based teaching module for electrical machine drives,” *IEEE Trans. Educ.*, vol. 39, no. 2, pp. 158–164, May 1996. [116](#)
- [61] C. E. Wick and G. E. Piper, “Teaching DSP servo-motor control with extended SHARC evaluation boards; the Pilot-Fish project,” in *Proc. Frontiers in Education Conference*, Nov. 10–13, 1999, paper 12b6. [116](#)

- [62] D. Hercog and K. Jezernik, “Rapid control prototyping using MATLAB/Simulink and a DSP-based motor controller,” *Int. J. Engng Ed.*, vol. 2, no. 4, pp. 596–605, 2005. [116](#)
- [63] S. Shirsavar, B. Potter, and I. Ridge, “Three-phase machines and drives-equipment for a laboratory-based course,” *IEEE Trans. Educ.*, vol. 49, no. 3, pp. 383–388, Aug. 2006. [116](#)
- [64] R. Teodorescu, M. Bech, F. Blaabjerg, and J. Pedersen, “A new approach in teaching power electronics control of electrical drives using real-time systems,” in *Proc. COMPEL 2000*, Jul. 16–18, 2000, pp. 221–226. [116](#)
- [65] S. Li and R. Chaloo, “Restructuring an electric machinery course with an integrative approach and computer-assisted teaching methodology,” *IEEE Trans. Educ.*, vol. 49, no. 1, pp. 16–28, 2006. [116](#)
- [66] Technosoft, *MCK2812 DSP Motion Control Kit*, Technosoft. [117](#)
- [67] Spectrum Digital, *DMC550 Digital Motor Controller*, Spectrum Digital, 2002. [117](#)
- [68] Texas Instruments, *TMS320F2810, TMS320F2811, TMS320F2812, TMS320C2810, TMS320C2811, TMS320C2812, Digital Signal Processors Data Manual*, Texas Instruments, Dec. 2003. [121](#), [187](#)
- [69] J. Bergas and M. Teixidó, “Un novedoso sistema de accionamiento eléctrico,” *Automática e Instrumentación*, no. 342, pp. 83–84, Jul. 2003. [122](#)
- [70] Spectrum Digital, *eZdspF2812 Technical Reference*, Spectrum Digital, 12502 Exchange Dr., Suite 440 Stafford, TX. 77477, Feb. 2003. [122](#)
- [71] Texas Instruments, *Code Composer Studio Development Tools v3.3 Getting Started Guide*, Texas Instruments, October 2006. [122](#), [187](#)
- [72] P. Lloret-Gallego, “Disseny i realització d’unt plataforma docent d’accionaments elèctrics i convertidors: aplicació al motor brushless DC,” Master’s thesis, Escola Tècnica Superior d’Enginyeria Industrial de Barcelona, May 2006. [123](#), [145](#)
- [73] D. Montesinos-Miracle, S. Galceran-Arellano, O. Gomis-Bellmunt, and A. Sudria-Andreu, “A new low-cost motion control educational equipment,” in *Proc. European Conference on Power Electronics and Applications*, S. Galceran-Arellano, Ed., 2007, pp. 1–6. [123](#)

- [74] Intersil, *HIP4086, 80V, 0.5A Three Phase Driver*, Intersil, July 2004. [124](#)
- [75] STMicroelectronics, *L6203, DMOS full bridge driver*, STMicroelectronics, July 2003. [125](#)
- [76] X. Ortiz-Verdura, “Control amb DSP d’un motor de corrent continu per simular càrregues mecàniques per a una nova plataforma docent de control de màquines elèctriques,” Master’s thesis, Escola Tècnica Superior d’Enginyeria Industrial de Barcelona, Oct. 2006. [125](#), [144](#)
- [77] D. Montesinos, S. Galceran, A. Sudrià, and O. Gomis, “A new low-cost DSP educational tool for a laboratory for motor control,” *Int. J. of Electr. Eng. Educ.*, no. Publication pending, Oct. 2008. [131](#)
- [78] I. Ministers in charge for France, Germany and the United Kingdom, “Joint declaration on harmonisation of the architecture of the european higher education system,” May 1998. [132](#)
- [79] European Ministers of Education, “Joint declaration of the european ministers of education,” Jun. 1999. [132](#)
- [80] Convention of European higher education institutions, “Shaping the european higher education area,” Mar. 2001. [133](#)
- [81] F. Jurado, M. Llamas, E. Tovar, F. Arcega, F. Mur, J. Sanchez, and M. Castro, “A review of the accreditation bodies and processes in europe. A vision from the engineering,” in *Proc. 35th Annual Conference Frontiers in Education FIE '05*, M. Llamas, Ed., 2005, pp. F2D–13–F2D–18. [133](#)
- [82] Conference of European Ministers Responsible for Higher Education, “Towards the european higher education area,” May 2001. [133](#)
- [83] —, “Realising the european higher education area,” Sep. 2003. [134](#)
- [84] —, “The european higher education area - Achieving the goals,” May 2005. [134](#)
- [85] —, “Towards the european higher education area: responding to challenges in a globalised world,” May 2007. [135](#)
- [86] Ministerio de Educación, Cultura y Deporte, “La integración del sistema universitario español en el espacio europeo de enseñanza superior,” Feb. 2003. [135](#)

- [87] —, “Real decreto 1125/2003, de 5 de septiembre, por el que se establece el sistema europeo de créditos y el sistema de calificaciones en las titulaciones universitarias de carácter oficial y validez en todo el territorio nacional,” Sep. 2003. [Online]. Available: http://www.boe.es/g/es/bases_datos/doc.php?coleccion=iberlex&id=2003/17643 136
- [88] Ministerio de Instrucción Pública y Bellas Artes, “Decreto del 18 de septiembre de 1935, publicado en la Gaceta de Madrid, n.º 263 de 20 de septiembre de 1935,” Sep. 1935. 138
- [89] Ministerio de Educación y Ciencia, “Real decreto 921/1992, de 17 de julio por el que se establece el título universitario oficial de ingeniero industrial y la aprobación de las directrices generales propias de los planes de estudios conducentes a la obtención de aquél,” Jul. 1992. [Online]. Available: <http://www.boe.es/boe/dias/1992/08/27/pdfs/A29816-29818.pdf> 138
- [90] Universitat Politècnica de Catalunya, “Resolución de 11 de julio de 1994, de la Universidad Politécnica de Cataluña, por la que se ordena la publicación del plan de estudios de ingeniero industrial, que se imparte en la Escuela Técnica Superior de Ingenieros Industriales de Barcelona, dependiente de esta Universidad,” Jul. 1994. [Online]. Available: http://www.boe.es/g/es/bases_datos/doc.php?coleccion=iberlex&id=1994/19527 139, 142
- [91] —, “Resolución de 28 de septiembre de 1994, de la Universidad Politécnica de Cataluña, por la que se corrige un error de la de 11 de julio de 1994, por la que se ordenaba la publicación del plan de estudios de ingeniero industrial, de la Escuela Técnica Superior de Ingenieros Industriales de Barcelona, dependiente de esta Universidad,” Sep. 1994. [Online]. Available: <http://www.boe.es/boe/dias/1994/10/12/pdfs/A31816-31816.pdf> 139
- [92] S. Galceran, A. Sudrià, J. Bergas, and J. Rull, “Innovación docente en las prácticas de la asignatura control de máquinas eléctricas,” in *SAAEI'00, Seminario Anual de Automatica, Electronica Industrial e Instrumentacion*, Sep. 2000. 141
- [93] —, “Prácticas para la asignatura control de máquinas eléctricas,” in *RGIIE'00, X Reunión de Grupos de Investigación en Ingeniería Eléctrica*, Mar. 2000. 141

- [94] Texas Instruments, “C28x Digital Motor Control Library,” Texas Instruments, Tech. Rep., Jul. 2003. [143](#), [187](#)
- [95] —, “IQMath Library, A Virtual Floating Point Engine,” Texas Instruments, Tech. Rep., Jun. 2002. [143](#), [187](#)
- [96] A. Rodriguez-Espinosa, “Control digital d’un motor de reluctància commutada,” Master’s thesis, EUETIB, Jun. 2007. [154](#)
- [97] H. van der Broeck, H.-C. Skudelny, and G. Stanke, “Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors,” *IEEE Trans. Ind. Applicat.*, vol. 24, no. 1, pp. 142–150, Jan./Feb. 1988. [180](#)
- [98] S. Ogasawara, H. Akagi, and A. Nabae, “A novel PWM scheme of voltage source inverters based on space vector theory,” in *Proc. EPE 1989*, 1989, pp. 1197 – 1202. [180](#)
- [99] Semikron, *SKiiP 132GDL120-412CTV*, 1998. [183](#)
- [100] Telcon, *PCB mounting hall effect current transformer type HTP50*, Telcon, may 2000. [186](#)
- [101] LEM Components, *Voltage transducer LV25-1000/SP1*, LEM Components. [186](#)
- [102] Mavilor Motors, *AC servo motors BL 110/140/190 series*, Mavilor Motors, 2001. [187](#)

Apèndix A

Paràmetres del motor

Marca i model	MAVILOR BLS 115 4/400
Nombre de pols (n)	8
Potència nominal	2,2 kW
Velocitat nominal	3000 rpm
Freqüència nominal	200 Hz
Parell nominal	8,1 Nm
Tensió de fase nominal	400 V(rms)
Corrent de fase nominal	5,71 A(rms)
Resistència per fase de l'estator (R_s)	0,92 Ω
Inductància de l'eix d (L_d)	1,925 mH
Inductància de l'eix q (L_q)	1,925 mH
Flux dels imants del rotor (λ_m)	0,1674 V s rad ⁻¹
Inèrcia mecànica (J_m)	0,9724 $\times 10^{-3}$ kg m ²
Coefficient de fregament viscos (B_m)	1,3671 $\times 10^{-6}$ Nm s rad ⁻¹

Apèndix B

Obtenció d'algunes relacions

B.1 Obtenció de l'expressió $\frac{\Delta T_e}{\Delta \delta}$

Linealitzant l'expressió del parell (2.50) s'obté

$$\Delta T_e = X \cdot \Delta i_{qs}^r + Y \cdot \Delta i_{ds}^r \quad (\text{B.1})$$

on,

$$X = \frac{3}{2} \frac{n}{2} (\lambda_m + (L_d - L_q) I_{ds}^r) \quad (\text{B.2})$$

$$Y = \frac{3}{2} \frac{n}{2} (L_d - L_q) I_{qs}^r \quad (\text{B.3})$$

Ara cal trobar una expressió per Δi_{qs}^r i Δi_{ds}^r . Això es pot fer a partir de les dues primeres i la quarta equació de l'expressió (3.18) del model linealitzat operant en un control V/f .

Aquestes tres equacions es poden posar de la forma

$$\Delta \dot{i}_{ds}^r = A \cdot \Delta i_{ds}^r + B \cdot \Delta i_{qs}^r + C \cdot \Delta \omega_r + D \cdot \Delta \delta \quad (\text{B.4})$$

$$\Delta \dot{i}_{qs}^r = E \cdot \Delta i_{ds}^r + F \cdot \Delta i_{qs}^r + G \cdot \Delta \omega_r + H \cdot \Delta \delta \quad (\text{B.5})$$

$$\Delta \dot{\delta} = -\Delta \omega_r \quad (\text{B.6})$$

on, $A = -\frac{R_s}{L_d}$, $B = \frac{L_q \omega_r}{L_d}$, $C = \frac{L_q I_{qs}^r}{L_d}$, $D = -\frac{V_s \cos \delta_0}{L_d}$, $E = -\frac{L_d \omega_r}{L_q}$, $F = -\frac{R_s}{L_q}$, $G = -\frac{1}{L_q} (L_d I_{ds}^r + \lambda_m)$ i $H = -\frac{V_s \sin \delta_0}{L_q}$.

Ara, substituint $\Delta \omega_r$ de (B.6) a les expressions (B.4) i (B.5), i substituint l'operador derivada per la variable complexa de Laplace s , es pot obtenir, solucionant el sistema d'equacions, les expressions de les pertorbacions de les corrents Δi_{ds}^r i Δi_{qs}^r en funció de la pertorbació de l'angle de càrrega $\Delta \delta$

$$\Delta i_{ds}^r = \frac{(F - s)(D - sC) - B(H - sG)}{(s - A)(F - s) + BE} \Delta \delta \quad (\text{B.7})$$

$$\Delta i_{qs}^r = \frac{(A - s)(H - sG) - E(D - sC)}{(s - A)(F - s) + BE} \Delta \delta \quad (\text{B.8})$$

Apèndix B Obtenció d'algunes relacions

Substituint ara les expressions (B.7) i (B.8) a l'expressió (B.1) s'obté la funció de transferència $\frac{\Delta T_e}{\Delta \delta}$ operant en un control V/f

$$\frac{\Delta T_e}{\Delta \delta} = X \frac{(A-s)(H-sG) - E(D-sC)}{(s-A)(F-s) + BE} + Y \frac{(F-s)(D-sC) - B(H-sG)}{(s-A)(F-s) + BE} \quad (\text{B.9})$$

En el cas del motor de rotor llis, $L_d = L_q$ i, per tant, l'expressió (B.1) queda

$$\Delta T_e = \frac{3}{2} \frac{n}{2} \lambda_m \Delta i_{qs}^r \quad (\text{B.10})$$

on s'observa clarament que en aquest cas les pertorbacions del parell són degudes a les pertorbacions del corrent de l'eix q^r , tal i com era d'esperar. Substituint s'obté la funció de transferència

$$\frac{\Delta T_e}{\Delta \delta} = \frac{3}{2} \frac{n}{2} \lambda_m \frac{\left(I_{ds}^r + \frac{\lambda_m}{L_d} \right) s^2 + \left(\omega_{r0} I_{qs}^r + \frac{R_s \lambda_m}{L_d^2} - \frac{V_s}{L_d} \sin \delta_0 + \frac{R_s I_{ds}^r}{L_d} \right) s}{s^2 + \frac{2R_s}{L_d} s + \frac{R_s^2}{L_d^2} + \omega_{r0}^2} + \frac{\frac{V_s}{L_d} \left(\omega_{r0} \cos \delta_0 - \frac{R_s}{L_d} \sin \delta_0 \right)}{s^2 + \frac{2R_s}{L_d} s + \frac{R_s^2}{L_d^2} + \omega_{r0}^2} \quad (\text{B.11})$$

L'equació anterior es pot expressar de la forma

$$\frac{\Delta T_e}{\Delta \delta} = \frac{3}{2} \frac{n}{2} \lambda_m \frac{\left(I_{ds}^r + \frac{\lambda_m}{L_d} \right) s^2 + \frac{R_s}{L_d} \left(\frac{\lambda_m}{L_d} - 2I_{ds}^r \right) s + \omega_{r0}^2 \left(\frac{\lambda_m}{L_d} + I_{ds}^r \right) + \frac{R_s^2}{L_d^2} I_{ds}^r}{s^2 + \frac{2R_s}{L_d} s + \frac{R_s^2}{L_d^2} + \omega_{r0}^2} \quad (\text{B.12})$$

B.2 Obtenció de l'expressió T_{e0} en funció de V_s , ω_{r0} i δ_0

Les equacions de la tensió en referència en sincronisme es poden escriure, en el cas estacionari com (veure (2.59) i (2.60) del Capítol 2.8)

$$V_{ds}^r = R_s I_{ds}^r - \omega_{r0} L_q I_{qs}^r \quad (\text{B.13})$$

$$V_{qs}^r = R_s I_{qs}^r + \omega_{r0} L_d I_{ds}^r + \omega_{r0} \lambda_m \quad (\text{B.14})$$

B.2 Obtenció de l'expressió T_{e0} en funció de V_s , ω_{r0} i δ_0

La relació entre l'angle de càrrega i les tensions, tal i com s'ha vist al Capítol 3 es pot expressar com

$$V_{ds}^r = -V_s \sin \delta_0 \quad (\text{B.15})$$

$$V_{qs}^r = V_s \cos \delta_0 \quad (\text{B.16})$$

Substituint aquestes relacions a (B.13) i (B.14), s'obté

$$-V_s \sin \delta_0 = R_s I_{ds}^r - \omega_{r0} L_q I_{qs}^r \quad (\text{B.17})$$

$$V_s \cos \delta_0 = R_s I_{qs}^r + \omega_{r0} L_d I_{ds}^r + \omega_{r0} \lambda_m \quad (\text{B.18})$$

Solucionant ara aquestes dues equacions per I_{ds}^r i I_{qs}^r , s'obté

$$I_{ds}^r = \frac{\omega_{r0} L_q V_s \cos \delta_0 - R_s V_s \sin \delta_0 - \omega_{r0}^2 L_q \lambda_m}{R_s^2 + \omega_{r0}^2 L_d L_q} \quad (\text{B.19})$$

$$I_{qs}^r = \frac{R_s V_s \cos \delta_0 + \omega_{r0} L_d V_s \sin \delta_0 - R_s \omega_{r0} \lambda_m}{R_s^2 + \omega_{r0}^2 L_d L_q} \quad (\text{B.20})$$

Substituint ara aquestes dues expressions a l'expressió del parell en estat estacionari (2.61)

$$T_{e0} = \frac{3}{2} \frac{n}{2} (\lambda_m + (L_d - L_q) I_{ds}^r) I_{qs}^r \quad (\text{B.21})$$

s'obté l'expressió de T_{e0} en funció de V_s , ω_{r0} i δ_0

$$T_{e0} = \frac{3}{2} \frac{n}{2} \left(\lambda_m + (L_d - L_q) \frac{\omega_{r0} L_q V_s \cos \delta_0 - R_s V_s \sin \delta_0 - \omega_{r0}^2 L_q \lambda_m}{R_s^2 + \omega_{r0}^2 L_d L_q} \right) \left(\frac{R_s V_s \cos \delta_0 + \omega_{r0} L_d V_s \sin \delta_0 - R_s \omega_{r0} \lambda_m}{R_s^2 + \omega_{r0}^2 L_d L_q} \right) \quad (\text{B.22})$$

En el cas del motor de rotor llis, $L_d = L_q$. L'expressió (B.21) esdevé

$$T_{e0} = \frac{3}{2} \frac{n}{2} \lambda_m I_{qs}^r \quad (\text{B.23})$$

En aquest cas el parell només depen de la corrent I_{qs}^r . L'expressió del parell en estat estacionari T_{e0} en funció de V_s , ω_{r0} i δ_0 és

$$T_{e0} = \frac{3}{2} \frac{n}{2} \lambda_m \frac{R_s V_s \cos \delta_0 + \omega_{r0} L_d V_s \sin \delta_0 - R_s \omega_{r0} \lambda_m}{R_s^2 + \omega_{r0}^2 L_d^2} \quad (\text{B.24})$$

B.3 Obtenció de l'expressió K_e

De l'expressió (B.22) obtinguda abans es pot obtenir l'expressió K_e fent

$$\begin{aligned}
 K_e = \frac{\partial T_{e0}}{\partial \delta_0} = & \frac{3}{2} \frac{n}{2} (L_d - L_q) \left(\frac{-R_s V_s \cos \delta_0 - \omega_{r0} L_q V_s \sin \delta_0}{R_s^2 + \omega_{r0}^2 L_d L_q} \right) \\
 & \left(\frac{R_s V_s \cos \delta_0 + \omega_{r0} L_d V_s \sin \delta_0 - R_s \omega_{r0} \lambda_m}{R_s^2 + \omega_{r0}^2 L_d L_q} \right) + \\
 & \frac{3}{2} \frac{n}{2} \left(\lambda_m + (L_d - L_q) \frac{\omega_{r0} L_q V_s \cos \delta_0 - V_s \sin \delta_0 - \omega_{r0}^2 L_q \lambda_m}{R_s^2 + \omega_{r0}^2 L_d L_q} \right) \\
 & \left(\frac{-V_s R_s \sin \delta_0 + \omega_{r0} L_d V_s \cos \delta_0}{R_s^2 + \omega_{r0}^2 L_d L_q} \right) \quad (\text{B.25})
 \end{aligned}$$

Pel cas del motor de rotor llis l'expressió de K_e s'obté de (B.24)

$$K_e = \frac{\partial T_{e0}}{\partial \delta_0} = \frac{3}{2} \frac{n}{2} \lambda_m \left(\frac{\omega_{r0} L_d V_s \cos \delta_0 - R_s V_s \sin \delta_0}{R_s^2 + \omega_{r0}^2 L_d^2} \right) \quad (\text{B.26})$$

expressió força més senzilla que l'obtinguda pel cas general del motor de pols sortints.

Apèndix C

Síntesi d'ones sinusoidals

Un cop el sistema de control ha calculat quin és el vector tensió que cal aplicar al motor, l'inversor és l'encarregat de sintetitzar-lo a partir de la tensió continua disponible al bus de continua. Per sintetitzar aquest vector tensió a partir d'un pont trifàsic s'han vingut usant diverses tècniques al llarg dels anys i en funció de la tecnologia disponible [5, 7, 8]. Avui en dia, la tècnica més usada és l'anomenada *Space Vector Modulation*. En aquest apèndix es presenta aquesta tècnica de modulació, que és l'emprada en aquest treball.

C.1 Space Vector Modulation

Aquesta tècnica de modulació està basada en els vuit estats possibles en els que l'inversor es pot trobar. L'inversor és un pont trifàsic com el que es pot veure a la Figura C.1. Tenint en compte que mai dos transistors de la mateixa branca poden estar o els dos oberts o els dos tancats (s'estaria fent un curtcircuit), i que, els dos transistors d'una mateixa branca han d'estar en estats oposats, el nombre d'estats possibles és de vuit. Aquests vuit estats possibles i les tensions aplicades al motor es poden veure a la Taula C.1.

La representació en vectors espacials d'aquests vuit estats es pot veure a la Figura C.2. Els vectors \underline{V}_0 i \underline{V}_7 (vectors nuls), tal i com es pot veure

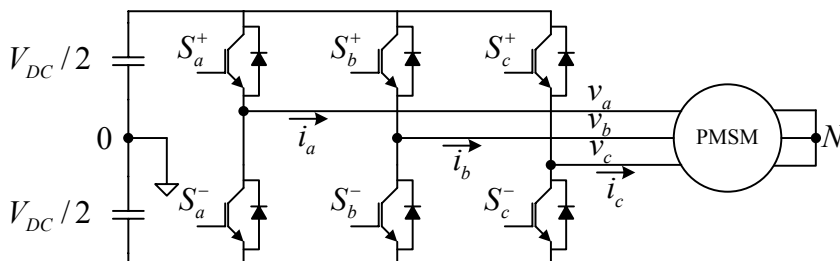


Figura C.1: Topologia del pont trifàsic usat en aquest treball

Estat	S_a	S_b	S_c	V_{a0}	V_{b0}	V_{c0}	V_{aN}	V_{bN}	V_{cN}	V_{N0}
V_0	0	0	0	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	0	0	0	$-V_{DC}/2$
V_1	1	0	0	$V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$2V_{DC}/3$	$-V_{DC}/3$	$-V_{DC}/3$	$-V_{DC}/6$
V_2	1	1	0	$V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$V_{DC}/3$	$V_{DC}/3$	$-2V_{DC}/3$	$V_{DC}/6$
V_3	0	1	0	$-V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/3$	$2V_{DC}/3$	$-V_{DC}/3$	$-V_{DC}/6$
V_4	0	1	1	$-V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$-2V_{DC}/3$	$V_{DC}/3$	$V_{DC}/3$	$V_{DC}/6$
V_5	0	0	1	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$-V_{DC}/3$	$-V_{DC}/3$	$2V_{DC}/3$	$-V_{DC}/6$
V_6	1	0	1	$V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$V_{DC}/3$	$-2V_{DC}/3$	$V_{DC}/3$	$V_{DC}/6$
V_7	1	1	1	$V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	0	0	0	$V_{DC}/2$

Taula C.1: Els vuit estats possibles del mètode *Space Vector* PWM i les tensions aplicades

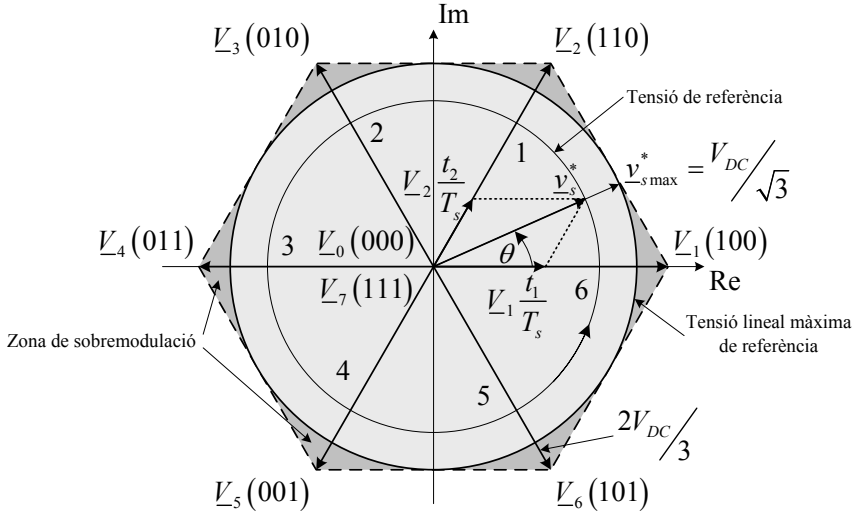


Figura C.2: Representació dels vuit estats possibles de l'inversor

a la Taula C.1, no apliquen tensió en borns del motor i es representen per un punt a l'origen. La magnitud de cadascun dels vectors, exceptuats els vectors nuls, és de $2V_{DC}/3$. Aquesta és la màxima tensió fase-neutre que es pot aplicar al motor.

La llargada màxima del vector tensió aplicada per qualsevol angle θ és $\underline{v}_{s\max}^* = V_{DC}/\sqrt{3}$, si es vol obtenir un funcionament en la zona lineal. Aquest límit correspon a l'espai definit pel cercle inscrit a l'hexàgon de tensions (Figura C.2), i correspon a generar un sistema trifàsic equilibrat de tensions en borns de les tres fases del motor per qualsevol angle θ . Però es poden obtenir valors més grans de tensió per certs angles θ , fins a arribar al mode *six-step*, aplicant tècniques de sobremodulació no lineal. El límit de tensió que podem aplicar en borns del motor si s'apliquen aquestes tècniques ve marcat per l'hexàgon de tensions. A partir d'aquest límit, si es volen aplicar tensions més elevades al motor, cal augmentar la tensió del bus de continua.

Un cop conegut el vector tensió \underline{v}_s^* que es vol aplicar, el càlcul dels temps que cal aplicar cadascun dels vectors es fa a partir de l'increment de flux en un període de commutació

$$\underline{v}_s^* \cdot T_s = \sum \underline{V}_i \cdot t_i \quad (\text{C.1})$$

on \underline{V}_i és cadascun dels vectors $i = 0, \dots, 7$ i t_i és el temps d'aplicació del vector. El vector tensió que es vol aplicar \underline{v}_s^* està mostrejat a la freqüència de

commutació dels transistors, T_s . Per tant, s'obtindrà el vector \underline{v}_s^* en valor mig a llarg d'un període de commutació T_s . Com es pot veure, aquesta manera de sintetitzar el vector tensió dona lloc a diferents possibilitats, ja que no hi ha una única manera de sintetitzar un vector tensió qualsevol a partir dels vuit estats possibles del convertidor.

La tècnica usada en aquest treball sintetitza el vector tensió \underline{v}_s^* aplicant els dos vectors adjacents i els vectors nuls [97]. Aquesta tècnica va encaminada a minimitzar les commutacions dels transistors, però existeixen altres tècniques encaminades a altres optimitzacions [8, 98].

Suposant que només s'apliquen els dos vectors adjacents i els vectors nuls, l'expressió (C.1) queda de la següent forma per un vector situat al primer sector

$$\underline{v}_s^* = \frac{V_1 \cdot t_1}{T_s} + \frac{V_2 \cdot t_2}{T_s} \quad (\text{C.2})$$

on els vectors nuls no incrementen el flux ja que no apliquen tensió en borns del motor i, per tant, no apareixen a l'expressió (C.2).

A partir de (C.2) es poden obtenir les expressions que determinen els temps d'aplicació de cadascun dels dos vectors adjacents

$$t_1 = \frac{\sqrt{3} T_s v_s^*}{V_{DC}} \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) \quad (\text{C.3})$$

$$t_2 = \frac{\sqrt{3} T_s v_s^*}{V_{DC}} \sin(\theta) \quad (\text{C.4})$$

Durant la resta del temps del període de commutació s'aplica algun dels vectors nuls

$$t_0 + t_7 = T_s - t_1 - t_2 \quad (\text{C.5})$$

Habitualment, aquest temps d'aplicació dels dos vectors nuls es reparteix de forma simètrica, donant lloc al que es coneix com SVPWM simètric

$$t_0 = t_7 = \frac{T_s - t_1 - t_2}{2} \quad (\text{C.6})$$

Però existeixen altres maneres de repartir el temps d'aplicació dels vectors nuls que donen lloc a altres estratègies de modulació [7].

Per aconseguir un menor nombre de commutacions, tal i com es pot veure a la Figura C.3, se segueix l'estratègia d'anar canviant l'ordre d'aplicació de cadascun dels quatre vectors, així, per un vector \underline{v}_s^* situat al primer sector, l'ordre d'aplicació seria $\underline{V}_0 \rightarrow \underline{V}_1 \rightarrow \underline{V}_2 \rightarrow \underline{V}_7 \rightarrow \underline{V}_7 \rightarrow \underline{V}_2 \rightarrow \underline{V}_1 \rightarrow \underline{V}_0 \rightarrow \dots$. D'aquesta manera s'aconsegueix que durant la transició de vector a vector només hi hagi la commutació dels transistors d'una branca.

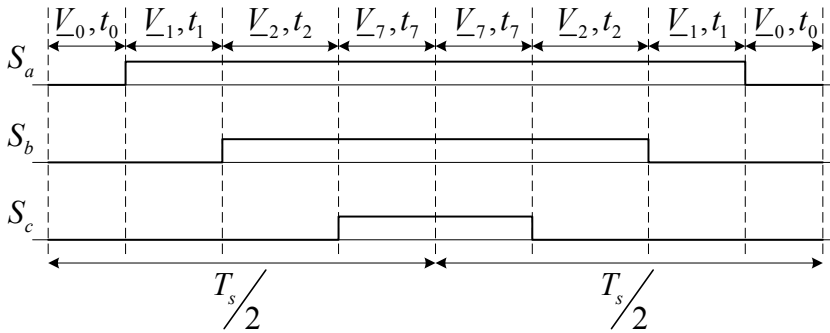


Figura C.3: Seqüència de commutació per sintetitzar un vector tensió del primer sector usant la tècnica del SVPWM simètric

Apèndix D

Plataforma d'assaig

Aquest apèndix descriu la plataforma d'assaig usada en aquest treball. Un esquema d'aquesta plataforma es pot veure a la Figura D.1. Bàsicament consisteix en un convertidor, un motor síncron d'imants permanents, un sistema de control, i un sistema de càrrega. Les següents seccions descriuen cadascuna de les parts que conformen la plataforma d'assaig, excepte el motor, els detalls del qual es poden trobar a l'Apèndix A.

La Figura D.2 és una fotografia de la plataforma usada en aquest treball. S'hi poden veure tots els elements usats per dur a terme el control proposat.

D.1 El convertidor

El convertidor usat està format per un rectificador i un inversor. El rectificador trifàsic, format per sis díodes, s'alimenta de la xarxa (400 V, 50 Hz) i converteix tensió alterna, d'amplitud i freqüència fixa, en una tensió continua. L'inversor és l'encarregat de transformar aquesta tensió continua en la tensió d'amplitud i freqüència necessària per poder fer girar el motor de la manera desitjada. Aquest inversor està format per un pont trifàsic de transistors, en aquest cas IGBTs. Els senyals de commutació d'aquests transistors provenen del sistema de control digital.

El nexa d'unió entre el rectificador i l'inversor, el bus de continua, està format per una bateria de condensadors. Aquests estableixen la tensió del bus de continua enfront de qualsevol pertorbació, ja sigui provinent de la xarxa, com de l'inversor.

L'inversor usat en aquest cas és el SKiiP 132GDL-412CTVU(E) [99] de Semikron. Aquest incorpora tots els elements necessaris pel seu correcte funcionament: *drivers*, *snubbers*, fonts de tensió auxiliars, proteccions de sobrecorrent, de sobretemperatura,... A més, de forma automàtica, afegeix un temps mort de $2,3 \mu\text{s}$ entre les commutacions dels dos transistors d'una

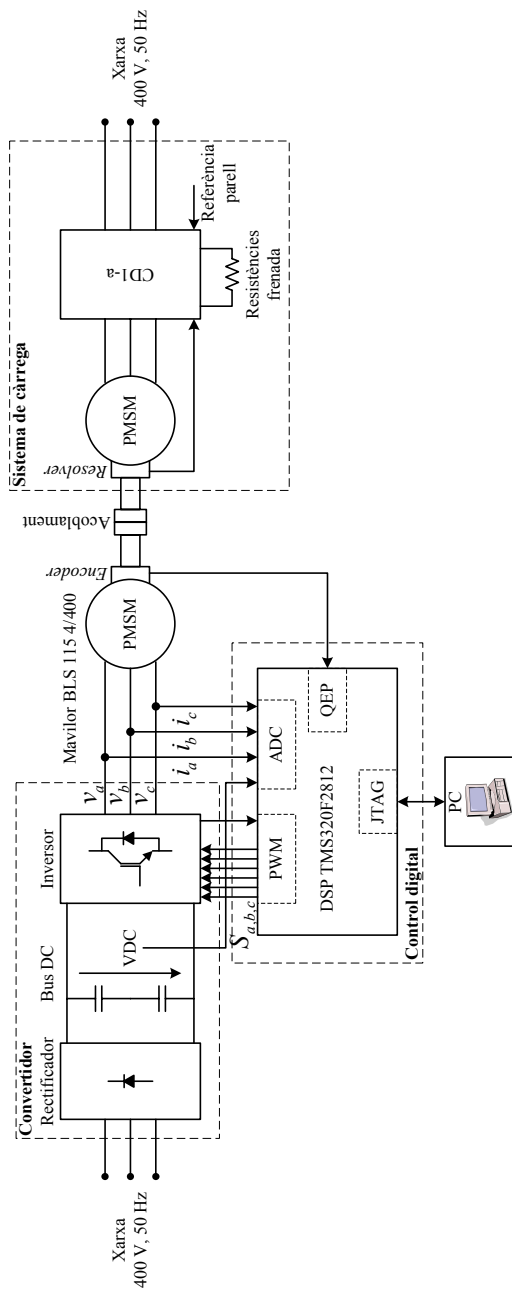


Figura D.1: Diagrama de blocs de la plataforma d'assaig

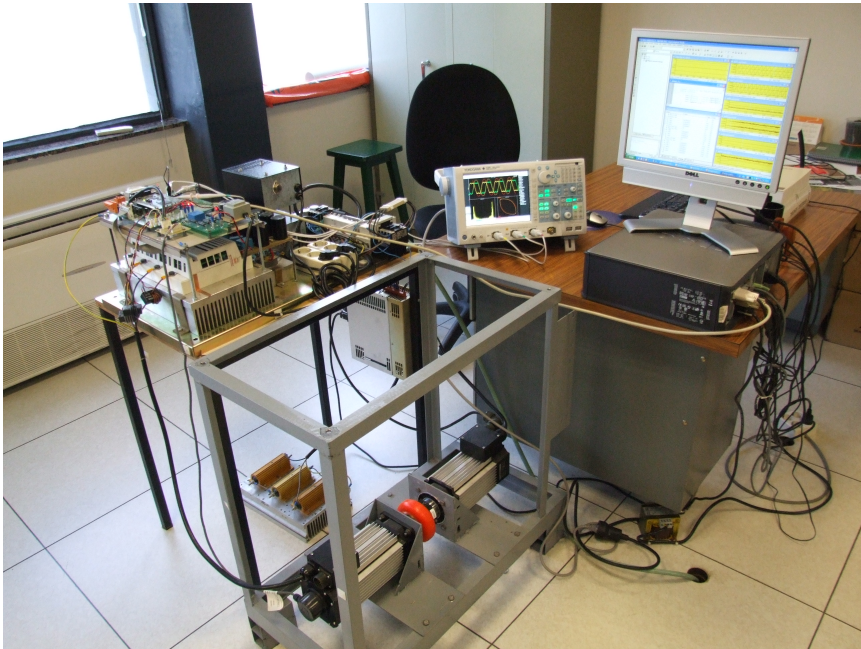


Figura D.2: Fotografia de la plataforma de treball emprada en aquest treball.

mateixa branca, assegurant que mai es produirà un curtcircuit. L'inversor incorpora a més un trossejador de frenat.

D.2 El sistema de control

El sistema de control digital és l'encarregat de decidir quins transistors s'han d'obrir i quins altres s'han de tancar per aplicar la tensió adequada al motor. Aquesta decisió es fa a partir de la mesura de determinades senyals i de la posterior aplicació dels algorismes descrits en aquest treball.

D.2.1 Adquisició de les variables necessàries pel control

Per tal d'implementar els algorismes de control, i també per tasques de visualització, supervisió i seguretat, cal mesurar un seguit de variables. Les variables que en aquest cas es mesuren són: els tres corrents de les tres fases del motor, la tensió del bus de continua, i la posició del rotor mitjançant un *encoder* incremental. Aquestes quatre variables són suficients per fer del sistema una plataforma segura i poder implementar els algorismes proposats en aquest treball.

Els corrents de fase es mesuren mitjançant sondes d'efecte Hall HTP50 [100] de Telcon. Aquests són sensors d'efecte Hall que treballen en llaç tancat, augmentant la seva precisió i sobretot la banda passant, que arriba fins als 100 kHz. La relació entre primari i secundari és de 1000:1.

La mesura de la tensió de bus es fa mitjançant un transductor LV25-1000/SP1 [101] de LEM. Aquest transductor és un sensor d'efecte Hall que mesura el corrent que passa a través d'unes resistències d'elevat valor òhmic.

Un circuit analògic és l'encarregat d'adaptar els nivells de tensió dels transductors als que el conversor A/D del DSP requereix.

L'*encoder* està acoblat al rotor del motor en estudi. Aquest *encoder*, de 1000 polsos per revolució, envia tres senyals diferencials cap al DSP. Aquestes són els dos canals en quadratura i el senyal d'índex. El propi DSP, mitjançant un *hardware* específic és l'encarregat de descodificar la informació i extreure la posició relativa del rotor. La velocitat és calcula posteriorment mitjançant un programa que s'executa dins la rutina de control.

Disposar de la posició del rotor i, per tant, de la velocitat és útil de cara a valorar la bondat dels resultats obtinguts i també per fer la posta a punt de la plataforma d'assaig, així com per permetre també futurs treballs sobre la mateixa plataforma.

Una placa electrònica dissenyada a tal efecte fa la interfície entre tots els sensors, convertidor, i altres elements i el cervell del sistema, que es descriu

a la secció [D.2.2](#).

D.2.2 El sistema de control digital

El cervell del sistema és un processador digital de senyal (DSP) model TMS320F2812 [68] de Texas Instruments (150 MHz, 32-bits coma fixa). Aquest incorpora tots els elements necessaris per aplicacions de control digital de motors, com poden ser el convertidor A/D, generadors PWM, i interfícies per *encoders* incrementals. Incorpora també un seguit de perifèrics de comunicacions per dotar el sistema de la capacitat de transferir dades a l'exterior. La programació i depurat dels algorismes de control es fa mitjançant el programa subministrat pel fabricant del DSP (Code Composer Studio) [71], un ordinador personal i un port JTAG. Això, a més, permet guardar els valors de les variables de control a l'ordinador, pel seu posterior tractament i visualització.

L'ús d'un DSP d'aquestes característiques ha permès dissenyar una plataforma de baix cost amb una directa aplicació industrial.

D.2.3 El programa de control

L'algorisme de control està implementat en llenguatge C, excepte algunes rutines crítiques en quan a temps d'execució i precisió en els càlculs, que estan desenvolupades en llenguatge ensamblador. A més, s'han usat les llibreries subministrades pel fabricant del DSP per programar aplicacions de control de motors. L'ús d'aquestes llibreries (IQMath [95] i DMC Library [94]) incrementa la producció i permet centrar-se només en la programació de l'algorisme de control.

El programa de control està basat en una interrupció periòdica (15 kHz) proporcionada pel mateix comptador que usen els registres PWM. D'aquesta manera, la commutació dels transistors i l'execució del laç de control va sincronitzada, permetent la mesura del corrent de fase en el moment més propici de cara a minimitzar el soroll en la lectura.

D.3 El sistema de càrrega

El sistema de càrrega està format per un motor Mavilor BLS115 4/400 [102] acoblat al motor en estudi i un convertidor comercial CD1-a-400/14 [34] d'Infranor. Una entrada a aquest convertidor és la referència del parell resistent que es vol aplicar al motor en estudi. Unes resistències s'encarreguen

Apèndix D Plataforma d'assaig

de dissipar l'energia de frenada, ja que el convertidor no disposa d'un sistema de recuperació d'energia cap a la xarxa.

Apèndix E

Programa de l'assignatura Control de Màquines Elèctriques de l'Escolta Tècnica Superior d'Enginyeria Industrial de Barcelona

Titulació	Enginyeria Industrial
Assignatura	Control de Màquines Elèctriques
Departament	709 Enginyeria Elèctrica
Tipus	Optativa
Crèdits teoria	3,0
Crèdits problemes	1,5
Crèdits laboratori	1,5
Crèdits ECTS	5,0

Objectius

- Proporcionar una visió general de les tècniques modernes de control dels diversos tipus de màquines elèctriques des de les micromàquines fins a les màquines de gran potència
- Establir connexió amb les realitzacions industrials i adquirir criteris de valoració del sistema de regulació més adequat en funció del tipus de màquina, tipus de càrrega i prestacions exigides
- Conèixer tècniques de simulació per a anàlisi de sistemes de regulació i comportament en planta

Programa

1. ASPECTES GENERALS DELS SISTEMES DE REGULACIÓ DE LES MÀQUINES ELECTRIQUES (5h).

Plantejament del sistema a controlar: Xarxa elèctrica, convertidor estàtic, màquina elèctrica i sistema mecànic. Magnituds a controlar: Posició, velocitat, parell, flux. Definició del diagrama de blocs general del sistema de Regulació: Reguladors. Sistemes de protecció i comunicació amb l'entorn.

2. CONTROL DE MÀQUINES DE CORRENT CONTINUU (5h).

Estudi del sistema convertidor-màquina de CC. Model de la màquina. Magnituds a controlar i mesura de les mateixes. Funcionament en 1, 2 i 4 quadrants. Sistemes de frenat. Procés d'acceleració, frenat i canvi de sentit de gir. Esquema de la regulació. Comportament estàtic i dinàmic.

3. CONTROL DE MÀQUINES DE CORRENT ALTERN: MÀQUINES SÍNCRONES (5h).

Tipus de màquines síncrones. Models estàtics i dinàmics. Control escalar. Control vectorial. Esquemes de regulació. Comportament estàtic i dinàmic.

4. CONTROL DE MÀQUINES DE CORRENT ALTERN: MÀQUINA D'INDUCCIÓ (5h).

Estudi del sistema convertidor-màquina de CA. Alimentació amb tensió i amb corrent. Model estàtic i dinàmic de la màquina. Mètodes de control basats en la variació del lliscament. Mètodes basats en la variació de freqüència. Control escalar. Control vectorial. Esquemes de regulació. Comportament estàtic i dinàmic.

5. CONTROL DE MÀQUINES DE COMMUTACIÓ ELECTRÒNICA (5h).

Màquina síncrona autopilotada. Motor *Brushless* DC. Motors de reluctància. Motors pas a pas.

6. INFLUÈNCIA DELS SISTEMES DE REGULACIÓ SOBRE LA XARXA ELÈCTRICA (5h).

Consum d'energia reactiva. Injecció d'harmònics a la xarxa generats pels convertidors. Anàlisis i mètodes de cancel·lació. Filtres actius de potència. Càrregues electròniques amb factor de potència unitat i baixa distorsió harmònica.

Treballs pràctics

1. INTRODUCCIÓ AL CONTROL VECTORIAL DEL MOTOR SÍNCRON D'IMANTS PERMANENTS (2h).

Estructura del motor PMSM. Tipus i modelat. Transformacions matricials. Obtenció de l'expressió del parell. Anàlisi d'estabilitat.

2. INTRODUCCIÓ A LA PLATAFORMA DE PRÀCTIQUES (2h).

Hardware. Introducció al DSP TMS320F2812 i al seu entorn de programació. Introducció a les llibreries. Programació bàsica.

3. CONTROL EN LLAÇ OBERT DEL MOTOR PMSM (2h).

Introducció a l'ús de les llibreries. Anàlisi del control en llaç obert

4. CONTROL DE PARELL (2h).

Tancament dels llaços de corrent del motor PMSM. Ajust dels controladors per diferents situacions de càrrega.

5. LLAÇ DE VELOCITAT (2h).

Mesura de la posició. Càlcul de la velocitat. Tancament del llaç de velocitat. Resposta dinàmica del sistema per diferents situacions de càrrega i diferents paràmetres del controlador.

6. CONTROL SENSE SENSOR DE POSICIÓ (2h).

Introducció als mètodes de control sense sensor de posició. Estimació de la posició. Mètodes de control que no requereixen de la posició del rotor.



Departament d'Enginyeria Elèctrica



UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA



**CITCEA • Centre d'Innovació Tecnològica
en Convertidors Estàtics i Accionaments**

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA