

Modelització, anàlisi i control sense sensor de posició d'un motor
síncron pentafàsic d'imants permanents interiors

Aleix Toda Mas

29 d'agost de 2014



Resum

En el present projecte s'han indagat els diferents mètodes de control de motors per tal de trobar-ne un que asseguri el correcte funcionament per a una aplicació de ventilació dins el rang de velocitats de treball d'un motor síncron d'imants permanents pentafàsic. Es desitja que el mètode de control permeti prescindir de qualsevol sensor de posició o velocitat.

La principal peculiaritat d'aquest treball és el de treballar amb un motor de més de tres fases, ja que susciten un gran interès pels avantatges que reporten per a aplicacions concretes. Actualment comença a existir un nombre considerable d'articles que tracten de motors polifàsics, però tot i així només s'utilitzen en camps com la generació eòlica, en nàutica, com a injectors de combustible en aeronàutica i actualment en alguns vehicles elèctrics. El fet de tenir més fases aporta principalment fiabilitat, que permet que el motor segueixi funcionant correctament inclús després d'haver sofert fallades en algunes de les seves fases.

El fet de que el motor sigui síncron d'imants permanents té a veure amb la seva major eficiència en relació amb el motor d'inducció, que és el més utilitzat avui en dia. Gràcies a les innovacions en l'electrònica de potència i en els microcontroladors avui en dia és possible implantar els motors síncrons d'imants permanents gairebé qualsevol aplicació, fet que pot reportar enormes estalvis energètics en aplicacions amb un funcionament continu i de potència considerable.

El procediment seguit en el treball comença per una breu introducció de les característiques que presenten cadascuna de les peculiaritats del motor que es desitja controlar i una menció de l'estat de l'art. A continuació es prossegueix amb la modelització matemàtica del IPMSM per tal de predir el comportament d'aquest en diferents punts de treball. Tot seguit, es comenten les característiques i estratègies que s'han implementat en el convertidor de potència que alimenta el motor per posteriorment seguir amb una explicació de les principals característiques dels mètodes de control de motors que s'han considerat vàlids per a l'aplicació present i una comparació entre ells.

També s'ha exposat el muntatge realitzat per a dur a terme la part experimental del projecte i alguns dels càlculs necessaris. Seguidament, s'ha realitzat un anàlisi d'estabilitat en règim transitori del motor a partir de la tècnica del lloc geomètric de les arrels i després s'ha comprovat com es veia afectada l'estabilitat quan el sistema actuava en règim dinàmic a més de fer un anàlisi de sensibilitat per identificar els paràmetres propis del motor o del control que més afecten a l'estabilitat del sistema.



A continuació s'ha comparat el comportament teòric del motor amb els resultats obtinguts de la plataforma experimental i s'han justificat les diferències observades. Finalment, s'ha dut a terme l'estudi econòmic i d'impacte ambiental, s'han enumerat les conclusions extretes del treball i s'han mencionat algunes futures línies de treball en relació amb els motors polifàsics.



Índex

Resum	i
Prefaci	xvii
1 Introducció als motors síncrons d'imants permanents polifàsics	1
1.1 Introducció a la màquina síncrona d'imants permanents interiors	1
1.1.1 Motors síncrons	1
1.1.2 Configuració dels imants en un IPMSM	2
1.2 Producció de parell en un IPMSM	3
1.3 Motors polifàsics	5
1.4 Millores inherents dels motors polifàsics	6
1.4.1 Reducció de l'arissat de parell	6
1.4.2 Reducció de les pèrdues a l'estator	6
1.5 Millores a escollir en els motors polifàsics	7
1.5.1 Augment de la capacitat de produir parell	7
1.5.2 Millora de la utilització del bus de contínua	8
1.5.3 Sistemes Multi-motor	9
1.5.4 Tolerància a fallades	11
1.5.5 Motors sense rodaments	12
1.6 Inconvenients de l'ús de motors polifàsics	12
2 Modelització del motor síncron pentafàsic d'imants permanents interiors	15
2.1 Introducció	15
2.2 Consideracions prèvies	15



2.3	Equacions del motor en la base natural	17
2.4	Transformacions matricials	20
2.5	Equacions del motor en la base de desacoblament	23
2.5.1	Màquines fictícies i components harmòniques	24
2.6	Equació del parell electromagnètic	25
2.7	Equació mecànica	26
3	Tècniques de control de màquines polifàsiques	27
3.1	Control escalar o tensió freqüència (V/f)	27
3.2	Control vectorial del camp	30
3.3	Control directe de parell	31
3.4	Elecció del control	34
4	Plataforma d'assaig experimental	37
4.1	Obtenció i càlcul dels paràmetres del IPMSM	38
4.1.1	Extracció del flux degut als imants permanents λ_m	38
4.1.2	Extracció del fregament (B_m)	40
4.1.3	Extracció de les inductàncies L_{md}, L_{mq} i L_{ls}	40
4.1.4	Paràmetres del IPMSM	41
4.2	DSP TMS320F2809 de la casa Texas Instruments	41
4.3	Alimentació del motor	43
4.3.1	Introducció	43
4.3.2	Topologia convertidor	44
4.3.3	Modulació de la tensió	45
5	Anàlisi d'estabilitat del model del motor síncron d'imants permanents interiors pentafàsic	55
5.1	Introducció	55
5.2	Equacions en variables d'estat del motor síncron d'imants permanents pentafàsic	56
5.2.1	Linealització	58
5.2.2	Model linealitzat del motor síncron d'imants permanents pentafàsic . .	58
5.3	Condicions d'operació del motor aplicant un control V/f en llaç obert	61



5.4	Model del motor síncron d'imants permanents pentafàsic en estat estacionari	63
5.5	Estabilitat del model linealitzat del motor síncron d'imants permanents pentafàsic en règim estacionari	64
5.5.1	Estabilitat del motor síncron d'imants permanents pentafàsic operant en buit	66
5.5.2	Estabilitat del motor síncron d'imants permanents pentafàsic operant en càrrega	68
5.6	Estabilitat del motor síncron d'imants permanents pentafàsic en règim dinàmic	71
5.6.1	Resposta dinàmica del sistema en buit	71
5.6.2	Resposta dinàmica del sistema en càrrega	73
5.7	Anàlisi sensibilitat	75
6	Anàlisi d'estabilitat experimental del motor síncron d'imants permanents pentafàsic	77
6.1	Justificació de l'estabilitat del IPMSM en llaç obert	79
7	Estudi econòmic i impacte mediambiental	83
7.1	Estudi econòmic	83
7.1.1	Recursos humans	83
7.1.2	Recursos Materials	84
7.1.3	Recursos $I + D$	84
7.1.4	Pressupost total del projecte	85
7.2	Impacte mediambiental	86
8	Conclusions i futures línies de treball	87
8.1	Conclusions	87
8.2	Futures línies de treball	88
	Agraïments	89
	Bibliografia	94



A	Valor de les variables del motor per cada freqüència d'excitació i per diferents càrregues	95
A.1	Càlcul de les variables del motor en estat estacionari	95
A.1.1	En buit	95
A.1.2	En càrrega	96
A.2	Càlcul de les variables del motor en règim dinàmic	97
A.2.1	En buit	97
A.2.2	En càrrega	98



Índex de figures

1.1	Diverses configuracions dels imants en un IPMSM	3
1.2	Principi del parell d'alineació.	4
1.3	5
1.4	Parells realitzats per màquines homòlogues de 3 (a), 5(b) i 7(c) fases [1].	8
1.5	Connexió sèrie d'una màquina de sis fases amb una màquina trifàsica.	11
2.1	Diagrama conceptual del motor síncron d'imants permanents pentafàsic.	17
2.2	Transformació Concòrdia de dimensió cinc.	22
2.3	Transformació de Park de dimensió cinc.	23
3.1	Esquema del control V/f en un motor pentafàsic	28
3.2	Esquema del control FOC, extret de [2].	32
3.3	Principi del DTC.	33
3.4	Esquema DTC [3].	34
3.5	Comparadors d'histèresi utilitzats en el DTC [3].	35
4.1	Visió del conjunt del muntatge.	38
4.2	Esquema del sistema amb el motor DC arrossegant el IPMSM per tal de mesurar-ne la tensió induïda.	39
4.3	Tensió induïda del IPMSM girant a 2505 min^{-1}	39
4.4	Diagrama de blocs del procés que segueix el DSP en cada cicle.	43
4.5	Convertidor de tensió AC xarxa - AC cinc fases amb precàrrega del bus de contínua i branca de frenada	44
4.6	Esquema d'un inversor en font de tensió pentafàsic de dos nivells	45
4.7	Càrrega pentafàsica simètrica connectada en estrella	45



4.8	Tensions fase-neutre que l'inversor es capaç de generar en el pla $\alpha - \beta$	47
4.9	Tensions fase-neutre que l'inversor es capaç de generar en el pla $x - y$	48
4.10	Senyals de dispar en un VSI de cinc fases per a una modulació <i>ten-step</i>	50
4.11	Tensions de branca i fase-neutre en un VSI de cinc fases per a una modulació <i>ten-step</i>	51
4.12	Càlcul dels temps d'aplicació dels vectors espacials per un determinat sector del diagrama SVPWM	52
5.1	Angle de càrrega δ	56
5.2	Lloc geomètric de les arrels del sistema operant en buit en funció de la freqüència d'excitació.	66
5.3	Detall dels pols dominants del sistema en funció de la freqüència d'excitació en buit.	67
5.4	Corrents I_d^s i I_q^s en referència rotor i I_s en funció de la freqüència d'excitació en buit.	68
5.5	Corrents I_d^s i I_q^s en referència rotor i I_s en funció de la freqüència d'excitació per diferents càrregues.	70
5.6	Resposta de velocitat del IPMSM per a diverses freqüències d'excitació consigna en buit	72
5.7	Resposta de velocitat del IPMSM per a diverses freqüències d'excitació consigna en càrrega ($R_c = 24, 6\Omega$)	74
5.8	Sensibilitat del sistema front a la variació dels paràmetres del motor	75
6.1	Esquema del muntatge.	78
6.2	Valor mig dels corrents i_d^s , i_q^s i i_s per al rang de freqüències d'excitació i el motor en buit.	78
6.3	Valor mig dels corrents i_d^s , i_q^s i i_s per al rang de freqüències d'excitació i el generador DC aplicant una càrrega lineal amb una resistència de càrrega $R_c = 44, 3$	79
6.4	Valor mig dels corrents i_d^s , i_q^s i i_s per al rang de freqüències d'excitació i el generador DC aplicant una càrrega lineal amb una resistència de càrrega $R_c = 24, 6$	79
A.1	Variables del motor en règim estacionari en funció de la freqüència d'excitació en buit.	96



A.2	Variables del motor en règim estacionari en funció de la freqüència d'excitació en càrrega per una $R_c = 24, 6\Omega$.)	97
A.3	Velocitats mecàniques, corrents i_{dq}^r , angles δ^r i γ^r i potència instantània consumida pel motor per a una freqüència elèctrica consigna donada i el sistema en buit	98
A.4	Velocitats mecàniques, corrents i_{dq}^r , angles δ^r i γ^r i potència instantània consumida pel motor per a diverses freqüències d'excitació en càrrega ($R_c = 24, 6\Omega$) .	99





Índex de taules

1.1	Reducció de les pèrdues per efecte Joule a l'estator segons el número de fases prenent com a referència el cas trifàsic	6
1.2	Interacció entre harmònics d'espai i de corrent en un motor pentafàsic.	7
1.3	Percentatge d'increment de la tensió fonamental a la sortida amb la injecció de components harmònics homopolars	9
2.1	Distribució dels harmònics	25
3.1	Taula comparativa dels mètodes de control exposats en la secció 3, extreta de [4].	36
4.1	Valor de pic de l'ona fonamental de la tensió induïda i flux degut als imants permanents per a diverses velocitats de gir del IPMSM.	40
4.2	Paràmetres del IPMSM.	42
4.3	Vectors de tensió fase-neutre en la càrrega de cinc fases en estrella	49
4.4	Tensions de cada branca de l'inversor de cinc fases	50
4.5	Radi del cercle inscrit per a cada grup de vectors	53
7.1	Pressupost de recursos humans.	84
7.2	Pressupost de recursos humans.	84
7.3	Pressupost de recursos I+D.	85
7.4	Pressupost total del projecte.	85





Glossari

Símbols

- $\mathbf{C}_s, \mathbf{C}_s^{-1}$ Matriu Concòrdia, matriu Concòrdia inversa
- \mathbf{i}_s Vector corrents de l'estator en referència estacionària
- \mathbf{L}_s Matriu d'inductàncies de l'estator
- $\mathbf{P}_s, \mathbf{P}_s^{-1}$ Matriu de Park, matriu de Park inversa
- \mathbf{R}_s Matriu de resistències de l'estator
- \mathbf{u}_s Vector tensions de l'estator en referència estacionària
- B_m Coeficient de fregament viscos del rotor
- $d_3^r - q_3^r$ Coordenades del subespai en sincronisme amb el tercer harmònic
- E Tensió induïda
- g Gruix de l'entreferro
- i_s Mòdul del vector corrent aplicat a l'estator
- $i_{d_3q_3}$ Vector corrents de l'estator transformats en referència en sincronisme amb el tercer harmònic
- i_{dq} Vector corrents de l'estator transformats en referència en sincronisme amb l'harmònic fonamental
- I_{ds}^r, I_{qs}^r Corrents dels eixos d i q en estat estacionari
- J_m Inèrcia mecànica del rotor
- k_w Factor de bobinat
- L_d, L_q Inductància equivalent a l'eix d i q del subespai en sincronisme amb l'harmònic fonamental
- L_{d3}, L_{q3} Inductància equivalent a l'eix d i q del subespai en sincronisme amb el tercer harmònic



L_{ls}	Inductància de dispersió
L_{m13}	Inductància mútua entre els subespais associats a l'harmònic fonamental i al tercer harmònic
n	Nombre de fases
N_s	Número de voltes per fase de l'estator
p	Nombre de parelles de pols
u_s	Mòdul del vector tensió aplicada a l'estator
u_{d3q3}	Vector tensions de l'estator transformats en referència en sincronisme amb el tercer harmònic
u_{dq}	Vector tensions de l'estator transformats en referència en sincronisme amb l'harmònic fonamental
U_{ds}^r, U_{qs}^r	Tensions dels eixos d i q en estat estacionari
V_{DC}	Tensió del bus DC
$x^r - y^r$	Coordenades del subespai estacionari associat a tercer harmònic

Símbols grecs

α	Desfasament entre els eixos magnètics de dues fases consecutives
$\alpha - \beta$	Coordenades del subespai estacionari associat a l'harmònic fonamental
λ_s	Flux concatenat per l'estator en referència estacionària
δ	Angle de càrrega
λ_m	Mòdul del vector flux generat pels imants permanents
λ_s	Mòdul del vector flux concatenat per l'estator
ω_e	Velocitat elèctrica de les tensions aplicades a l'estator
ω_r	Velocitat elèctrica del rotor
ω_{r0}	Velocitat elèctrica del rotor en estat estacionari
θ_e	Angle elèctric de les tensions aplicades a l'estator
θ_r	Angle elèctric del rotor
φ	Desfasament entre tensió de fase i corrent de fase
ξ	Rati de saliència



CITCEA Centre d'Innovació Tecnològica en Convertidors Estàtics i Accionaments

Superíndexs

r Referència en sincronisme al rotor

Subíndexs

s Variables de l'estator

Altres símbols

V/f Tensió-freqüència

UPC Universitat Politècnica de Catalunya

Acrònims

BLDC Brushless DC

CA Corrent Altern

CSI Current Source Inverter

DTC Direct Torque Control

FCEM Força ContraElectroMotriu

FMM Força MagnetoMotriu

FOC Field Oriented Control

IGBT Isolated Gate Bipolar Transistor

IPMSM Interior Permanent Magnet Synchronous Motor

LGA Lloc Geomètric de les Arrels

MOSFET Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor

PMSM Permanent Magnet Synchronous Motor

PWM Pulse Width Modulation

RMS Root Mean Square

SPMSM Surface Permanent Magnet Synchronous Motor

SRM Synchronous Reluctance Motor

SVM Space Vector Modulation

SVPWM Space Vector Pulse Width Modulation

VSI Voltage Source Inverter





Prefaci

Es defineix com a desenvolupament sostenible aquell que permet satisfer les necessitats actuals sense comprometre els recursos i les possibilitats de les generacions futures.

El ritme de creixement de la població, sobretot en nuclis concentrats i l'increment del consumisme al que la societat actual es veu abocada provoquen que el desenvolupament sostenible sigui una meta lluny d'assolir. Tot i així, cada dia hi ha més persones que s'adonen de que cal fer un fort canvi en la nostre manera de viure si es vol millorar la situació, i contínuament sorgeixen avenços tecnològics que a curt o llarg plaç tenen la possibilitat de reduir el consum i els residus generats.

Una de les vies per a la reducció del consum energètic és la millora de l'eficiència en aplicacions que funcionen contínuament, on un petit increment del rendiment significa un gran estalvi energètic a nivell global, com és el cas de bombes, ventiladors, compressors per a aplicacions de ventilació, aparells de calefacció i aire condicionat (HVAC) o també el cas dels vehicles elèctrics. Per a aquestes aplicacions s'utilitza habitualment un motor trifàsic d'inducció degut a la seva senzillesa de construcció i control, a més de que el seu funcionament és àmpliament conegut. Però si es persegueix disminuir el consum es pot optar pel motor síncron d'imants permanents, que encara que fa necessari un mètode de control més complex, gaudeix d'un rendiment superior i una major densitat de parell.

Amb l'aparició de l'electrònica de potència, que condiciona l'energia elèctrica provinent de la xarxa, no només s'han solucionat o atenuat alguns dels inconvenients que presentaven les màquines elèctriques, sinó que també el nombre de fases de la màquina ha esdevingut un paràmetre de disseny. Això no significa que els motors trifàsics puguin ser substituïts, sinó que els motors polifàsics seran els més indicats per a unes finalitats molt concretes, afavorits per les seves peculiaritats.

Els inicis de les màquines amb més de tres fases es remunten a finals de 1960, quan els convertidors es trobaven encara en un estat de desenvolupament poc madur i l'estratègia comuna de modulació de la tensió era la de l'ona semiquadrada, també anomenada six step, que produïa arrissat de parell de baixa freqüència, traduïble en soroll i funcionament brusc. Amb l'afany d'augmentar la freqüència de les ondulacions de corrent es va optar per incrementar el nombre de fases.



Tot i que avui en dia existeixen mètodes eficients de reducció dels harmònics de corrent s'ha trobat que els motors multifase posseeixen una serie d'avantatges com un menor arriestat i major densitat de parell, modularitat, tolerància a fallades, estabilitat superior, menor arriestat de corrent i menys contaminació acústica [5, pág. 1]. També cal dir que presenten inconvenients com un menor rendiment, major complexitat de construcció i control, així com un increment del cost de fabricació.

La utilització d'aquest tipus de motors cobra sentit principalment quan es treballa a elevades potències, ja que el fet de poder dividir el corrent que consumeix la màquina en un nombre superior de fases permet la utilització de conductors de menor diàmetre i de dispositius semiconductors de nivells de potència més estandarditzats i econòmics.

La màquina polifàsica també resulta atractiva en el cas d'haver de treballar a baixes tensions i elevats corrents, com és el cas dels vehicles elèctrics, la font d'alimentació dels quals són bateries. D'aquesta manera s'aconsegueix reduir el corrent per fase sense la necessitat d'eleva la tensió.

Degut a la robustesa que proporcionen els graus de llibertat addicionals del motor pentafàsic respecte a l'equivalent trifàsic, aquest podria seguir funcionant en condicions de fallada i permetria a un vehicle elèctric arribar al mecànic o al garatge, a un ventilador seguir refrigerant un reactor en un moment crític o a un avió seguir injectant combustible en una situació de fallada. Un motor pentafàsic pot seguir funcionant en mode degradat inclús després de la fallada de dues fases contigües.

Com que les aplicacions HVAC no requereixen una ràpida resposta dinàmica front a variacions de parell ni una elevada precisió de la velocitat, s'ha decidit prescindir del sensor de posició, ja que augmenta el cost del conjunt i en redueix la fiabilitat a llarg plaç. D'aquesta manera el control V/f representa una estratègia adequada per aquest cas, essent simple i capaç de satisfer els requeriments desitjats.

El motor utilitzat es va dissenyar íntegrament al CITCEA-UPC, tot i que el procés de fabricació va ser dut a terme per una empresa externa. En el moment de començar la implementació del control a la màquina síncrona, es va observar que aquesta presentava certes discrepàncies respecte al comportament esperat, per la qual cosa es va indagar intensament el problema fins que es va trobar que la causa era que durant el procés de fabricació s'havien orientat incorrectament els imants. Un cop corregida l'orientació dels imants, es va poder prosseguir amb les proves experimentals.

Origen del projecte

De la tesi Modelització, anàlisi i control V/f sense sensor de posició del motor síncron d'imants permanents [4] d'en Daniel Montesinos i l'arribada del primer motor dissenyat íntegrament al Centre d'Investigació Tecnològica de Convertidors Estàtics i Accionaments (CITCEA-UPC)



sorgeix la voluntat de seguir una metodologia similar per estudiar les coincidències i diferències d'un motor síncron d'imants permanents trifàsic amb aquest motor, que presenta unes característiques força peculiars. Aquest motor dissenyat pel CITCEA-UPC va ser fruit de la col·laboració del professor Samuel Galceran, que va realitzar una estada de recerca relacionada amb el tema al IET a Aalborg University i de diversos enginyers del CITCEA-UPC, entre ells en Gabriel Gros i en Pau Sala.

Motivació del projecte

La reducció del consum elèctric en aplicacions amb un funcionament continu és de vital importància si es vol estabilitzar l'augment de la generació elèctrica i la contaminació i residus que aquesta produeix. Una gran part d'aquestes aplicacions s'accionen mitjançant motors d'inducció per la seva facilitat d'ús i la seva presència al llarg de la història. Però amb la tecnologia disponible actualment aquests es poden substituir per motors síncrons d'imants permanents per tal de millorar la seva eficiència i prestacions. A més, segons la finalitat desitjada els motors polifàsics poden oferir una sèrie d'avantatges crucials respecte als motors trifàsics, sobretot quan es tracta de potències elevades. Les seves característiques resulten molt atractives per satisfer un ampli ventall d'usos com la impulsió de vaixells, injecció de combustible en aviació i avui en dia cada vegada s'utilitza més en aerogeneradors, vehicles elèctrics i aplicacions HVAC.





Introducció

Objectius

L'objectiu principal d'aquest projecte és implementar un mètode de control aplicat a una plataforma experimental gestionada per un control digital basat en un DSP que permeti operar dins el rang de velocitats de disseny a un motor pentafàsic d'imants permanents. L'aplicació del motor és la de ventilació i, per tant, no serà necessària una elevada resposta dinàmica ni una acurada precisió. També es desitja prescindir del sensor de posició amb la finalitat de reduir el cost de l'equip, l'espai ocupat i augmentar la fiabilitat, ja que els sensors de posició poden perdre precisió quan operen a elevades temperatures a més de perdre facultats al llarg del temps.

Abast del projecte

L'abast del present projecte es resumeix en els següents punts:

- Descripció del motor síncron pentafàsic d'imants permanents.
- Modelització del motor síncron pentafàsic d'imants permanents.
- Anàlisi dels mètodes de control susceptibles de ser utilitzats.
- Anàlisi de l'estabilitat del motor síncron d'imants permanents pentafàsic en estat estacionari en buit i en càrrega.
- Anàlisi de l'estabilitat del sistema complet, format pel convertidor de potència i pel motor síncron d'imants permanents pentafàsic tant en règim transitori com en dinàmic tant en les condicions de buit com en càrrega.
- Anàlisi de sensibilitat dels paràmetres del motor.
- Implementació de l'estratègia de control amb un DSP.
- Avaluació dels resultats experimentals.



- Anàlisi econòmic i mediambiental.
- Conclusions.
- Futures línies de treball.



Capítol 1

Introducció als motors síncrons d'imants permanents polifàsics

Aquest capítol està dividit en quatre seccions. En la Secció 1.1.1 es defineixen els motors síncrons d'imants permanents, així com els seus avantatges i inconvenients respecte als motors d'inducció. A continuació, en la Secció 1.3 s'expliquen els avantatges i els inconvenients de la utilització dels motors polifàsics i les seves principals aplicacions industrials. Posteriorment, en la Secció 1.1.2 es descriuen diverses configuracions dels imants permanents i la seva influència en el funcionament del motor.

1.1 Introducció a la màquina síncrona d'imants permanents interiors

1.1.1 Motors síncrons

Els motors síncrons són màquines elèctriques de doble excitació, és a dir, tenen dues fonts d'energia anomenades excitació i induït. En els motors de doble excitació convencionals (motor de contínua 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 (PM), eliminant la necessitat del debanat i de la font externa. En contrast amb les màquines de doble excitació, les pèrdues en el coure del debanat del rotor són nul·les, augmentant-ne així l'eficiència.

A més, com que l'espai que ocupen els PMs és menor que si s'haguessin de muntar debanats de la mateixa potència i en tenir menys pèrdues tampoc fa falta dissipar tanta calor, aquest tipus de motors tenen dissenys més lleugers i compactes. Per contra, els PMs generen un flux magnètic constant i el motor no pot ser controlat tan fàcilment com les màquines doblement



excitades [6, pág. 3] i a més el preu dels PMs d'elevada densitat magnètica (principalment NdFeB i SmCo), que són els que ofereixen més prestacions, està augmentant considerablement els darrers anys.

1.1.2 Configuració dels imants en un IPMSM

Existeixen diferents configuracions del rotor per a les màquines síncrones d'imants permanents (PMSMs) segons la disposició dels imants. Principalment es poden diferenciar entre motors d'imants permanents superficials o motors d'imants permanents interiors. Tal com indica el nom, els imants superficials es troben muntats sobre la superfície externa del rotor, mentre que els imants interiors es caracteritzen per ubicar-los encastats a l'interior del rotor.

Els PMSMs amb imants superficials resulten més senzills de controlar i són els més utilitzats. La utilització de tipologies de imants interiors es basa generalment en cinc raons, que es presenten a continuació.

- En primer lloc l'entreferro dels imants permanents en l'estructura del rotor fa possible utilitzar la concentració de flux.
- En segon lloc, el recobriment dels imants permet dotar de major robustesa al rotor permetent assolir majors velocitats de rotació.
- En tercer lloc, mitjançant l'ús dels imants enterrats és possible fer treballar el motor en un rang de velocitats major mitjançant el control per debilitament de camp [7]. En els SPMSM l'efecte de debilitar el camp magnètic de l'imant provoca una caiguda en picat del parell en augmentar la velocitat, impedit que el motor augmenti la seva velocitat gaire més enllà de la nominal. En els IPMSM, en canvi, quan es debilita el camp de l'imant el parell entregat disminueix més lentament en augmentar la velocitat, permetent a aquest tipus de motors augmentar la velocitat considerablement per sobre de la nominal.
- En quart lloc, la diferència d'inductància en funció de la posició del rotor ofereix la possibilitat de detectar la posició inicial del rotor mitjançant la injecció de corrents d'alta freqüència, vital per evitar que el motor arrenqui en el sentit contrari al desitjat.
- Finalment, la configuració IPM també pot contribuir a millorar l'estabilitat en règim transitori.



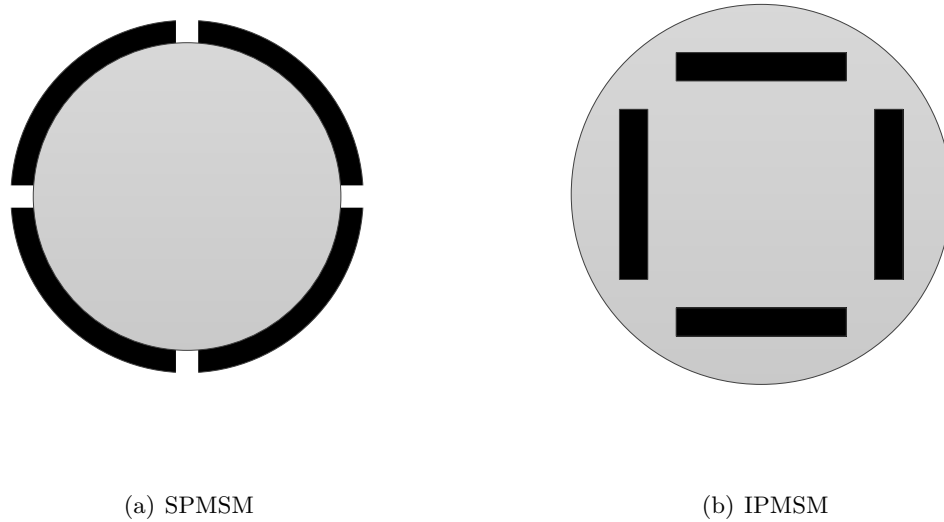


Figura 1.1: Diverses configuracions dels imants en un IPMSM

1.2 Producció de parell en un IPMSM

Per explicar les característiques dels IPMSM resulta interessant explicar el principi de producció de parell. En un IPMSM el parell és constituït principalment per tres components: el parell d'alineació, el reluctant i el degut a la variació de la reluctància provocada per les dents de l'estator en l'entreferro, anomenat parell de cogging en termes anglosaxons.

El parell d'alineació és el mecanisme de producció de parell dominant en els PMSMs, que en la majoria dels casos es pot descompondre en una component contínua i per altra banda les components harmòniques, essent les darreres les culpables de l'arissat del parell. Es genera com a resultat de l'atracció entre el camp magnètic dels imants del rotor i el generat per les corrents que circulen pels debanats de l'estator i té un valor màxim quan l'angle entre el flux creat per l'imant i el creat per l'estator és de 90° . Una representació gràfica es pot veure en la figura 1.2, on en la subfigura de l'esquerra el motor està exercint un parell i en la subfigura de la dreta es pot veure el motor un cop s'ha alineat, de manera que es troba en estat de repòs.

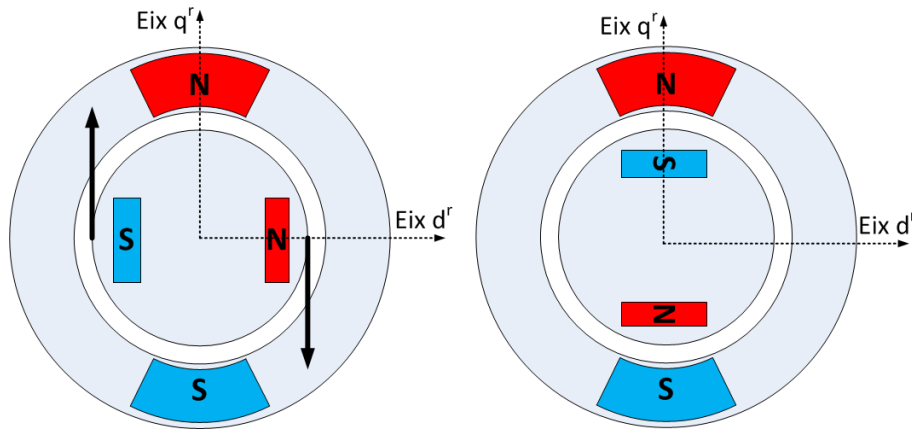


Figura 1.2: Principi del parell d'alineació.

El parell reluctant en els PMSMs només existeix en el cas de que el motor sigui de pols sortints o imants enterrats en el rotor (IPMSMs). Per entendre el parell reluctant en el cas dels IPMSMs fa falta introduir els eixos d^r (directe) i q^r (quadratura) del rotor. L'eix d^r és el que es troba perpendicular a la superfície de cadascun dels imants del rotor en direcció a l'estator. Per altra banda, l'eix q^r es situa a 90° elèctrics de l'eix d^r , és a dir, entre un imant i el contigu. Un cop definits aquests eixos, cal dir que el parell reluctant no té res a veure amb el camp magnètic creat pels imants, sinó que només té a veure amb el camp magnètic creat als debanats de l'estator i la forma constructiva del rotor.

Un cop definits els eixos d^r i q^r , s'ha de considerar com si els imants del rotor estiguessin desmagnetitzats, ja que aquests no interaccionen en la producció d'aquest tipus de parell. Aproximadament seria com si l'espai ocupat per cada imant estigués ple d'aire. Llavors, en excitar una fase de l'estator, aquesta produeix un camp magnètic, les línies de flux de la qual concatenaran a través del rotor. Dels possibles camins que el flux pot seguir per concatenar a través del rotor, les línies de flux que travessin l'eix d^r veuran un camí de baixa permeabilitat magnètica, ja que l'imant té una permeabilitat molt inferior (similar a la de l'aire) a la de la xapa magnètica que forma la resta del rotor. Per altra banda, les línies de flux que travessin l'eix q^r veuran un camí d'elevada permeabilitat magnètica, ja que està íntegrament format per xapa magnètica. Com que qualsevol sistema tendeix a un estat de mínima energia en estat estacionari, el rotor sempre intentarà alinear l'eix q^r amb la fase excitada.

En la figura 1.3 esquerra, amb els imants permanents desmagnetitzats, es pot observar l'eix q del rotor orientat amb la fase a mentre que per dita fase hi circula una determinada corrent i per tant es produeix un camp magnètic, de manera que les línies del flux creat per les bobines tenen disponible un camí de xapa magnètica d'alta permeabilitat. Per contra, en la 1.3 dreta és l'eix d del rotor el que està orientat amb la fase a mentre hi circula corrent, de manera que el flux creat per les bobines veu un camí de menys permeabilitat que en el cas anterior, ja que els imants tenen una permeabilitat similar a la de l'aire, i el flux es veu obligat a buscar camins alternatius més llargs.



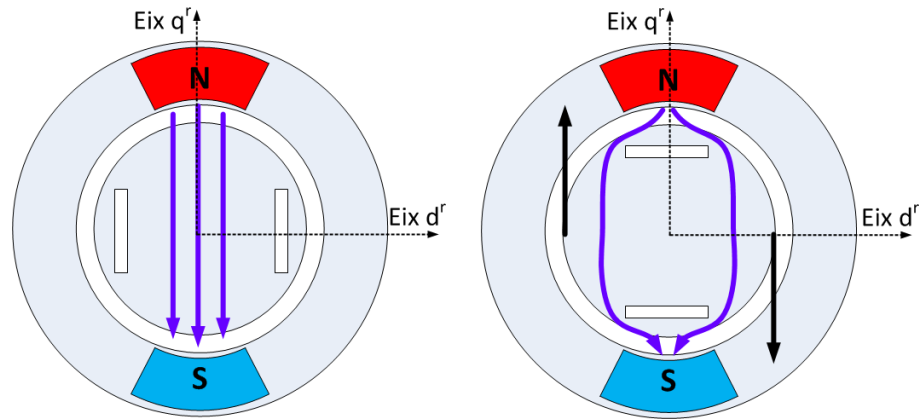


Figura 1.3

Per altra banda, el parell de cogging fa referència a la predisposició dels imants del rotor de mantenir-se alineats amb les posicions de major permeabilitat magnètica de l'estator i és independent del corrent que circula per l'estator. Únicament existeix quan el motor té dents a l'estator, de manera que la permeabilitat que veuen les línies de flux del camp magnètic dels imants és major quan l'imant està encarat a una dent que quan està encarat a un forat (*slot*) entre dues dents. El valor de pic i la freqüència a la qual es dona depèn del nombre de pols i de dents a l'estator. El valor de pic es calcula segons

$$T_{cog} = -\frac{1}{2}\phi_g^2 \frac{d\mathfrak{R}}{d\theta_r} \quad (1.1)$$

on ϕ_g és la densitat de flux magnètic, \mathfrak{R} la reluctància de l'entreferro i θ_r la posició angular del rotor. La freqüència es calcula com el mínim comú múltiple entre el nombre de dents i el nombre de pols del motor. Aquesta component no és desitjable, ja que no representa un parell útil, sinó polsant i només contribueix a augmentar l'arissat de parell.

Nombrosos estudis han indagat mètodes tant constructius com de control amb l'objectiu de reduir els efectes indesitjables del cogging torque, aconseguint resultats força satisfactoris [8], [9], [10].

1.3 Motors polifàsics

Per tal d'aconseguir una màxima controlabilitat del comportament de les màquines elèctriques de corrent altern, es desitja controlar independentment el flux en l'entreferro i el parell electro-magnètic generat pel motor, com si d'un motor DC es tractés. Això es pot aconseguir sempre i quan es pugui controlar independentment la corrent que circula per un mínim de dos debanats de l'estator del motor. Es a dir, un motor trifàsic no disposa de cap grau de llibertat ja que en el cas de voler controlar independentment la corrent que circula per dos dels debanats de

l'estator, el corrent que circula pel tercer ve marcat per la llei de Kirchoff. D'aquesta manera, es diu que en un motor trifàsic no existeix cap grau de llibertat.

Per altra banda, en el cas polifàsic es disposa d'un major nombre de fases, aportant graus de llibertat addicionals al sistema. Cadascun d'aquests graus de llibertat poden ser utilitzats per millorar certs aspectes del seu funcionament. Cal tenir en compte que en utilitzar un grau de llibertat per aconseguir una de les millores que es presenten en la secció 1.5, aquest es consumeix i no pot ser utilitzat per a una altra millora.

Cal dir que com més elevat és el nombre de fases les millores que es poden aconseguir respecte al motor trifàsic són més notables, tot i que el percentatge de millora amb cada fase addicional és cada vegada més reduït, mentre que certs inconvenients que es comenten en la secció 1.6 fan que l'augment del nombre de fases perdi el sentit depenent de l'aplicació.

1.4 Millores inherents dels motors polifàsics

1.4.1 Reducció de l'arriat de parell

En les màquines elèctriques l'harmònic de parell de menor ordre generat és el $2n$, essent n el nombre de fases. Com menor és l'ordre de l'harmònic, la seva amplitud sol ser major i la seva freqüència més propera a l'audible per l'ésser humà, provocant més contaminació acústica. D'aquesta manera, com més fases posseeix el motor, més elevat és l'ordre del primer harmònic, augmentant la freqüència de l'arriat de parell i reduint la seva amplitud. Tot i que aquesta és una característica inherent en els motors polifàsics, també és possible injectar certs components harmòniques de corrent per reduir encara més l'arriat de parell. A [11] s'estudia la sonoritat de diversos motors amb les mateixes prestacions però de diferent nombre de fases, conclouent que com més fases té un motor menys soroll audible genera.

1.4.2 Reducció de les pèrdues a l'estator

Segons l'estudi realitzat a [12], les pèrdues per efecte Joule en el coure de l'estator es redueixen amb l'augment del nombre de fases de la màquina. Els resultats es presenten a la Taula 1.1, on es pot veure que la reducció de les pèrdues amb l'augment del nombre de fases és relativament modest i que ràpidament s'aproxima a un valor asimptòtic.

Taula 1.1: Reducció de les pèrdues per efecte Joule a l'estator segons el número de fases prenent com a referència el cas trifàsic

Número de fases	5	6	9	12	15	∞
Reducció pèrdues [%]	5,6	6,7	7,9	8,3	8,5	8,8



1.5 Millors a escollir en els motors polifàsics

1.5.1 Augment de la capacitat de produir parell

En l'anàlisi de màquines elèctriques, els harmònics presents degut a la distribució dels debanats en l'estator i que condicionen la forma del flux concatenat pels debanats de l'estator s'anomenen harmònics d'espai, mentre que els harmònics presents en la forma dels corrents s'anomenen harmònics temporals. Els harmònics d'espai només són presents en els motors amb debanats concentrats o distribuïts de manera no sinusoidal [13].

En les màquines trifàsiques, només la interacció entre la component fonamental del flux i la component fonamental de la corrent contribueix a generar parell útil, ja que els harmònics parells no existeixen i l'harmònic de corrent d'ordre tres és de seqüència homopolar i com que no circula en una connexió estrella amb neutre aïllat tampoc té la capacitat de produir parell útil. Per altra banda, en les màquines polifàsiques amb un nombre de fases senars amb qualsevol distribució dels debanats o nombre de fases parell amb distribució asimètrica del debanat és possible explotar tots els harmònics senars per augmentar el parell efectiu.

En les màquines polifàsiques, la particular interacció entre els harmònics d'espai i temporals permet disminuir o potenciar la contribució de certs harmònics de parell amb l'objectiu de disminuir l'arriat de parell o augmentar el parell produït a partir del disseny constructiu del motor i de la forma de les corrents que circulen pels debanats de l'estator. En la Taula 1.2 es ressalten en fons gris les interaccions entre harmònics que produeixen parell útil en un motor de cinc fases, mentre que els que no estan ressaltats només generen parell polsant que es tradueix en vibracions mecàniques i soroll [1].

Taula 1.2: Interacció entre harmònics d'espai i de corrent en un motor pentafàsic.

		Harmònics de corrent							
		I_1	I_3	I_5	I_7	I_9	I_{11}	I_{13}	I_{15}
Harmònics d'espai	λ_1	1				k_{1-9}	k_{1-11}		
	λ_3		k_{3-3}		k_{3-7}				
	λ_5								
	λ_7		k_{7-3}		k_{7-7}				
	λ_9	k_{9-1}				k_{9-9}			
	λ_{11}	k_{11-1}					k_{11-11}		
	λ_{13}							k_{13-13}	
	λ_{15}								k_{15-15}

Per aconseguir augmentar el parell produït, es persegueix incrementar la component fonamental del flux evitant augmentar el seu valor de pic per tal de no saturar la xapa magnètica. Com a resultat el parell produït es pot augmentar fins a un 15% gràcies a l'increment de la



fonamental i un 5% degut al tercer harmònic, un total d'un 20% de millora respecte al seu homòleg trifàsic [14]. Resulta de vital importància calcular acuradament el percentatge de tercer harmònic a injectar, que pot variar en funció de la geometria i característiques del motor. Tant per un valor inferior com superior al percentatge ideal el parell entregat serà menor. Segons diversos articles aquest ha de tenir un valor comprès entre el 20% i el 40%.

En la Figura 1.4, es pot comparar l'increment del valor mig del parell i la reducció de l'arissat del parell entregat en funció del nombre de fases de diversos motor elèctric amb ca.

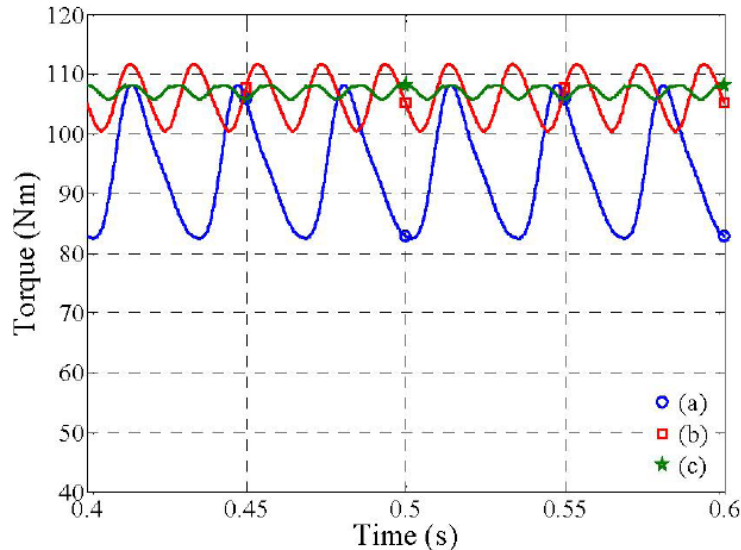


Figura 1.4: Parells realitzats per màquines homòlogues de 3 (a), 5(b) i 7(c) fases [1].

1.5.2 Millora de la utilització del bus de contínua

En una màquina trifàsica connectada en estrella amb el punt neutre aïllat i alimentada mitjançant un inversor en font de tensió (VSI), és possible optimitzar la utilització de la tensió disponible al bus de contínua en un rati del 115% mitjançant l'addició de la component de tercer harmònic de la tensió de referència [15]. En una màquina pentafàsica, per exemple, la injecció de tercer harmònic, a banda de tenir un impacte en la producció de parell si existeix una component de tercer harmònic en la FCEM com s'ha comentat a la secció 1.5.1, també permet millorar la utilització del bus de contínua com en el cas d'una màquina trifàsica.

A [16] s'analitza l'impacte del rati entre l'harmònic tercer i fonamental de la FCEM, en un rang d'entre el 0% i el 50%, sobre la màxima velocitat que es pot assolir aplicant el màxim parell sense saturar el VSI, és a dir, sobre la velocitat base del conjunt convertidor-motor. S'observa que quan el rati $\frac{E_3}{E_1}$ està entre el 16% i el 26%, la velocitat base es pot incrementar més enllà del 15%. Per ratis $\frac{E_3}{E_1}$ més enllà del 35%, la velocitat base és inferior a la que s'assoleix quan només hi ha component fonamental de la FCEM. A [16] també es mostra que més enllà del rati $\frac{E_3}{E_1}$ també influeix el desfasament entre ambdues components harmòniques.



S'observa que quan estan en fase o desfasades 115° , la velocitat base es pot augmentar en un 18% en comparació amb una màquina de cinc fases amb una FCEM sinusoidal.

Les components harmòniques, però, que tenen el mateix efecte que el tercer harmònic de la tensió de referència en les màquines trifàsiques, són les components que formen la seqüència homopolar. En una màquina de cinc fases, per exemple, la component harmònica d'ordre cinc que forma part de la seqüència homopolar pot utilitzar-se per millorar la utilització del bus de contínua del VSI. De totes formes, com es comenta a [17], amb l'augment del nombre de fases el grau de millora en la utilització del bus de contínua es redueix. A la Taula 1.3 es mostra l'increment percentual de la tensió de sortida fonamental en la regió lineal de modulació mitjançant la injecció d'harmònics de seqüència homopolar segons el nombre de fases de la màquina respecte la tensió de sortida sense la injecció d'harmònics.

Taula 1.3: Percentatge d'increment de la tensió fonamental a la sortida amb la injecció de components harmònics homopolars

Fases	Harmònics de seqüència homopolar	Increment tensió de sortida fonamental
3	3,9,15,21,...	15,47%
5	5,15,25,35,...	5,15%
7	7,21,35,49,...	2,57%
9	9,27,45,63,...	1,54%

Per altra banda, a [16] s'analitza l'impacte del rati entre l'harmònic cinquè i la component fonamental de la tensió fase-neutre amb la que s'alimenta una màquina de cinc fases en un rang d'entre el 0% i el 20% sobre la velocitat base del conjunt convertidor-motor. S'observa que quan el rati $\frac{E_5}{E_1}$ està entre el 2% i el 18%, la velocitat base es pot incrementar en quasi un 6% com es mostra a la Taula 1.3. Si el rati s'augmenta fins el 18,5%, la freqüència base es pot augmentar fins un màxim del 11%. A [16] també es fa una anàlisi de la influència del desfasament entre l'harmònic cinquè i el fonamental però es comprova que aquest no influeix en la millora de la utilització del bus de contínua.

1.5.3 Sistemes Multi-motor

Alimentant diverses màquines elèctriques amb un únic convertidor es pot estalviar el cost d'un convertidor addicional. En un primer moment pot semblar que la millor opció seria la d'una connexió paral·lel, ja que les dues màquines veurien la totalitat de la tensió del bus DC, però s'ha de tenir en compte que en un sistema multi-màquina en paral·lel es la tensió la que és controlada, i no hi ha possibilitat de controlar les components harmòniques del corrent de l'estator mentre que en la connexió sèrie es controla el corrent i per tant presenta millors característiques.



Una altra forma d'utilitzar els graus de llibertat addicionals de les màquines polifàsiques és controlar diversos motors n -fàsics connectats en sèrie amb un únic convertidor de n fases. Mitjançant una connexió adequada dels debanats de l'estator de cada màquina és possible un control vectorial independent de cada màquina mitjançant un únic convertidor polifàsic. El concepte multi-motor és aplicable a tot tipus de motors polifàsics amb un nombre de fases igual o superior a cinc. La idea principal és que amb una connexió adequada dels debanats d'ambdues màquines s'aconsegueix que els corrents que produeixen flux i parell en una de les màquines siguin corrents no productors de flux i parell per a la resta de màquines del conjunt. A [18] i [19] s'estudien aquest tipus de sistemes amb màquines amb un nombre parell i senar de fases respectivament. A [20] es presenten dues possibles connexions sèrie. Una basada en dues màquines de sis fases amb distribució asimètrica dels debanats, és a dir, formades per dos debanats trifàsics desfasats 30° i amb els punts neutres aïllats i una altra basada en una màquina de sis fases asimètrica i una màquina bifàsica. La particularitat en aquest últim cas és que els corrents que produeixen flux/parell en la màquina bifàsica apareixen com corrents de seqüència homopolar en la màquina de sis fases. Això fa que s'hagi de pensar on connectar el punt neutre. Una possibilitat és connectar-lo al punt mig del bus de contínua o, una altra possibilitat, és utilitzar una branca addicional per a la connexió del neutre.

En general, el control independent de diverses màquines polifàsiques connectades en sèrie només és aplicable a màquines amb una distribució sinusoidal del flux a l'entreferro com es comenta a [17]. Tot i això, hi ha una excepció a aquesta norma que consisteix en la utilització d'una màquina de sis fases amb distribució simètrica dels seus debanats. Com es mostra a [21], una màquina amb sis fases regularment desfasades 60° a l'espai, té les mateixes característiques en termes d'interacció entre harmònics d'espai (harmònics de la FCEM) i harmònics temporals (harmònics del corrent) que una màquina trifàsica. Per tant, fins i tot si la màquina de sis fases simètrica té els debanats concentrats, no es produeix una interacció entre els harmònics espacials de la màquina de sis fases amb els corrents que produeixen flux i parell en la segona màquina connectada en sèrie i que degut a la connexió, han de circular per la màquina hexafàsica. Aquest cas especial es mostra a [22] on un motor d'inducció de sis fases es connecta en sèrie amb un PMSM trifàsic, tal i com es mostra en la Figura 1.5. El conjunt es controla amb un VSI de sis fases obtingut mitjançant dos inversors trifàsics en paral·lel amb bus de contínua comú. S'observa que els corrents que produeixen flux i parell en la màquina trifàsica no produeixen ni flux ni parell en la màquina de sis fases. A més, degut a la connexió apropiada dels dos estators, els corrents que produeixen flux i parell en la màquina de sis fases sumen zero en el punt de connexió amb la màquina trifàsica. Per tant, és possible aconseguir un control independent de la màquina de sis fases i de la màquina trifàsica. Aquest sistema és interessant per aplicacions que requereixen controlar, per exemple, un motor principal d'elevada potència (motor polifàsic) i un motor de potència reduïda per tasques auxiliars.



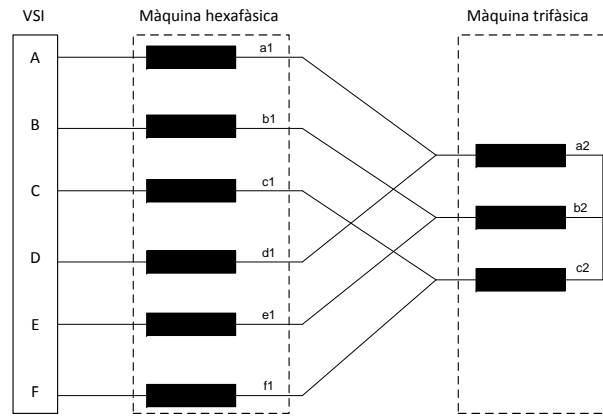


Figura 1.5: Connexió sèrie d'una màquina de sis fases amb una màquina trifàsica.

Un dels inconvenients dels sistemes multi-motor és l'increment de les pèrdues per efecte Joule en els debanats de l'estator. Per exemple, si un motor de sis fases es connecta en sèrie amb un motor trifàsic, els corrents que produeixen flux/parell en la màquina trifàsica han de circular a través dels debanats de la màquina de sis fases sense produir parell útil, contribuint a les pèrdues en els debanats. De totes formes, si el motor trifàsic és d'una potència notablement inferior, l'efecte de l'increment de pèrdues en el rendiment de la màquina de sis fases pot ser menyspreable.

1.5.4 Tolerància a fallades

La capacitat de ser tolerants a fallades és una de les raons principals de la utilització de les màquines polifàsiques.

És conegut que per controlar independentment el flux i el parell es necessita poder controlar independentment dos corrents. Quan en una màquina trifàsica amb neutre aïllat falla una fase i per tant esdevé un circuit obert, només resten dues fases per les quals ha de circular el mateix corrent i per tant no es possible controlar flux i parell a la vegada. Per altra banda, una màquina multifàsica amb neutre aïllat pot seguir funcionant correctament tot i la fallada de $n-3$ fases, on n és el nombre de fases del motor.

Aquesta característica és especialment interessant en aplicacions que requereixen d'un elevat nivell de fiabilitat com en la indústria aeronàutica, naval, en tracció locomotora, aplicacions en cadenes de producció industrials d'elevada potència, assistència a la conducció de vehicles, vehicles elèctrics [23, 17, 24, 16], etc.

Per tal de dotar les màquines trifàsiques de la capacitat de ser tolerants a fallades, cal una reconfiguració del hardware del sistema. Després d'haver aïllat la branca de la fase on s'ha produït la fallada, és possible connectar el punt neutre del motor o la corresponent fase del motor al punt mig del bus de contínua a través d'un triac com es mostra a [25]. Les màquines polifàsiques, en canvi, tenen l'habilitat inherent de continuar funcionant després de la pèrdua

d'una o més fases sense haver d'acudir a una reconfiguració en la connexió entre la font d'alimentació i el motor. Les diferents estratègies desenvolupades per gestionar la tolerància a fallades de les màquines polifàsiques es poden dividir principalment en dos grups. El primer conjunt d'estratègies s'aplica a les màquines de n fases amb k debanats de $\frac{n}{k}$ subfases amb k punts neutres aïllats. Per exemple, en una màquina de sis fases formada per dos debanats trifàsics amb els neutres aïllats, si una de les fases falla, es perd el debanat trifàsic al qual pertany. De totes formes, el motor pot continuar funcionant amb el debanat trifàsic restant, sense haver-se de modificar l'algorisme de control amb, evidentment, la corresponent reducció de parell assumint que no s'incrementa el corrent de fase. El segon conjunt d'estratègies s'aplica a les màquines amb n fases amb un únic debanat i amb el punt neutre aïllat. Encara que en aquest cas l'algorisme de control s'ha de reconfigurar, és possible continuar utilitzant la totalitat de les fases restants dotant al conjunt d'una major fiabilitat. Per exemple, una màquina de cinc fases amb un únic punt neutre pot seguir funcionant amb fins a dues fases malmeses.

A més, hi ha diferents criteris per gestionar el funcionament en mode degradat del sistema. Com es comenta a [17], un possible criteri pot ser que el parell de la màquina es mantingui constant assumint un increment en el corrent de fase. Una altra possibilitat és mantenir la quantitat de pèrdues per efecte Joule als debanats.

1.5.5 Motors sense rodaments

En la referència [26], s'exposa la limitació de la velocitat màxima a la que pot girar el rotor d'un motor per culpa dels seus rodaments. Així que prescindir dels rodaments que sustenten el rotor permet incrementar la velocitat màxima a més d'eliminar les pèrdues per fricció i la necessitat de lubricant. Quan en un motor trifàsic es desitja eliminar els rodaments, és obligatòria la presència d'un debanat addicional. És a dir, un debanat per tal de generar el parell útil i un altre per fer levitar el rotor. Però gràcies als graus de llibertat disponibles en les màquines polifàsiques, és possible realitzar les dues funcions amb un únic debanat.

1.6 Inconvenients de l'ús de motors polifàsics

Al llarg d'aquest capítol s'han remarcat les millores que aporten les màquines polifàsiques en relació amb les trifàsiques convencionals, però cal tenir en compte que no es produeix el mateix increment per cada fase addicional, sinó que aquest cada vegada és més reduït, fins que per a una màquina de més de nou fases la millora resulta insignificant. Per contra, en augmentar el nombre de fases el disseny constructiu i el control sí que es compliquen considerablement, repercutint en temps de fabricació i cost. A més, a [27] també s'exposa que les pèrdues per efecte skin són proporcionals a la freqüència de l'harmònic, repercutint en una reducció de la millora amb l'addició de fases. Finalment, s'ha considerat per l'autor del present projecte que



el nombre de fases que presenta un millor compromís entre avantatges i inconvenients per a l'aplicació i potència requerides és el motor pentafàsic.





Capítol 2

Modelització del motor síncron pentafàsic d'imants permanents interiors

2.1 Introducció

Per poder estudiar el motor síncron d'imants permanents pentafàsic analíticament és necessari construir un model matemàtic del mateix, de manera que les equacions relacionin totes les variables del motor entre elles i descriguin el comportament del motor en un punt d'operació donat. En el present capítol es mostra el model matemàtic del motor síncron d'imants permanents interiors pentafàsic. A partir d'aquest model matemàtic es pot simular el comportament ideal del motor (tenint en compte les consideracions mencionades en 2.2) tant en estàtic com en dinàmic per tal d'ajustar l'algorisme de control adequat que satisfaci les necessitats de l'aplicació. Aquest model matemàtic s'utilitzarà per estudiar l'estabilitat del motor tan en buit com en càrrega i també per fer un anàlisi de sensibilitat dels paràmetres més importants en l'estudi d'estabilitat del motor.

2.2 Consideracions prèvies

Amb l'objectiu de reduir la complexitat del model, es fa necessari considerar una sèrie d'hipòtesis simplificatives sense que aquestes afectin la validesa del model dins el rang d'estudi.

- La longitud de l'entreferro entre les superfícies del rotor i de l'estator és negligible en relació amb el diàmetre exterior del rotor.
- Es suposa un comportament lineal del material magnètic i, per tant, no es té en compte la saturació de la xapa magnètica.



- No es tenen en compte les pèrdues de Foucault ni la dispersió del camp magnètic en els extrems axials de la màquina.
- Es negligeixen les pèrdues en el ferro.
- Es suposa que la secció dels conductors és menyspreable en relació a les dimensions de la màquina i que aquestes es disposen paral·lels a l'eix radial de la màquina sense ocupar espai en sentit radial. Això significa que no es té en compte el ranurat de la màquina.
- La distribució espacial dels debanats es suposa perfectament sinusoidal. Per tant, la força magnetomotriu produïda per l'estator es suposa també sinusoidal.
- No es consideren efectes tèrmics sobre els debanats ni sobre el material magnètic, per tant les propietats dels materials es consideren invariants respecte la temperatura.

En la Figura 2.1 es mostra el diagrama conceptual del motor síncron d'imants permanents de cinc fases i un parell de pols. Els cinc debanats de l'estator són idèntics i desplaçats $\frac{2\pi}{5}$ radianys mecànics entre ells. La distribució dels debanats es suposa sinusoidal i es connecten en estrella amb el punt neutre aïllat. Els eixos a , b , c , d i e són els eixos magnètics de les fases a , b , c , d i e respectivament. Cada parell de pols d'un motor es tradueix en la disposició de dos imants, un a cada banda de l'eix del motor, amb la mateixa orientació magnètica, és a dir, un orientat amb el nord cap a l'estator i l'altre amb el sud. El motor conceptual de la Figura 2.1 posseeix un parell de pols i per tant dos imants, on cadascun d'ells s'anomena segons la polaritat orientada en sentit estator. L'eix d^r correspon amb la posició zero de referència del rotor i està alineat amb el nord de l'imant. L'eix q^r avança un angle $\frac{\pi}{2P}$ radianys mecànics a d^r , on P són els parells de pols del motor.



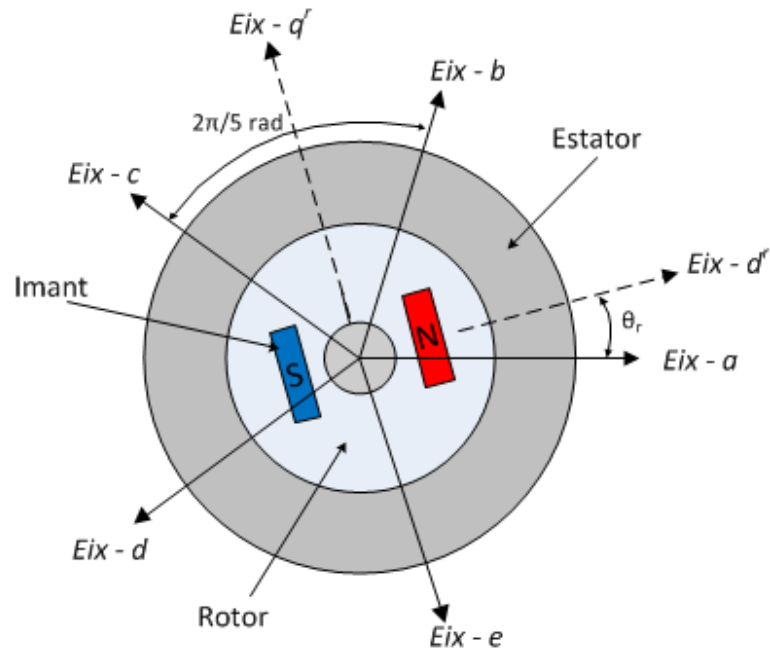


Figura 2.1: Diagrama conceptual del motor síncron d'imants permanents pentafàsic.

S'ha de tenir en compte que els angles varien en funció de si es troben en referència mecànica o elèctrica, de manera que per un motor d'un parell de pols una volta mecànica equival a una d'elèctrica, però per un motor de P parells de pols, una volta mecànica equival a P voltes elèctriques.

2.3 Equacions del motor en la base natural

Si un vector espacial Euclidià de n dimensions és associat amb n fases, és possible definir un vector amb n valors d'una quantitat (p.e. tensió, corrent, etc) com coordenades [28]. Una base ortogonal d'aquest espai s'anomena natural i s'escriu com $B^n = \{\vec{x}_1^n, \vec{x}_2^n, \dots, \vec{x}_n^n\}$

Les equacions en forma matricial que descriuen el comportament elèctric del motor tant en

règim estacionari com en règim transitori s'expressen com:

$$\mathbf{v}_s = \mathbf{R}_s \cdot \mathbf{i}_s + \frac{d}{dt} \boldsymbol{\lambda}_s$$

$$\mathbf{v}_s = \begin{pmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \\ v_d \\ v_e \end{pmatrix} \mathbf{R}_s = \begin{pmatrix} R_s & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & R_s & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & R_s \end{pmatrix} \quad (2.1)$$

$$\mathbf{i}_s = \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ i_d \\ i_e \end{pmatrix} \boldsymbol{\lambda}_s = \begin{pmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \\ \lambda_d \\ \lambda_e \end{pmatrix}$$

on \mathbf{v}_s és el vector de tensions de l'estator, \mathbf{R}_s és la matriu de resistències de estator i \mathbf{i}_s és el vector de corrents de l'estator. El vector $\boldsymbol{\lambda}_s$ representa el flux concatenat per l'estator, format per la suma del flux creat per les corrents que circulen a través dels debanats de l'estator més el flux creat pels imants permanents del rotor. Les consideracions prèviament definides en 2.2 permeten escriure una relació lineal entre corrents estatòrics i el vector de flux a l'estator amb la matriu

$$\boldsymbol{\lambda}_s = \boldsymbol{\lambda}_{s(s)} + \boldsymbol{\lambda}_{s(r)}$$

$$\boldsymbol{\lambda}_{s(s)} = \begin{pmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} & L_{ad} & L_{ae} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} & L_{bd} & L_{be} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} & L_{cd} & L_{ce} \\ L_{da} & L_{db} & L_{dc} & L_{dd} & L_{de} \\ L_{ea} & L_{eb} & L_{ec} & L_{ed} & L_{ee} \end{pmatrix} \cdot \mathbf{i}_s \quad (2.2)$$

$$\boldsymbol{\lambda}_{s(r)} = \lambda_m \cdot \begin{pmatrix} \cos \theta_r \\ \cos \left(\theta_r - \frac{2\pi}{5} \right) \\ \cos \left(\theta_r - \frac{4\pi}{5} \right) \\ \cos \left(\theta_r - \frac{6\pi}{5} \right) \\ \cos \left(\theta_r - \frac{8\pi}{5} \right) \end{pmatrix}$$

on

- L_{ii} són les inductàncies pròpies de cada un dels debanats de l'estator.
- L_{ij} amb $i \neq j$ són les inductàncies mútues entre dos debanats de l'estator.
- λ_m és l'amplitud del flux concatenat per l'estator creat pels imants permanents del rotor.
- θ_r indica la posició del rotor en relació als eixos de referència.



En el cas dels motors síncrons d'imants permanents interiors, l'entreferro no és uniforme, provocant que les inductàncies pròpies i mútues dels debanats de l'estator variïn en funció de la posició del rotor. Una descripció detallada de l'obtenció de les expressions de les inductàncies per a una màquina trifàsica es pot trobar a [29]. Com que tota màquina elèctrica té el seu homòleg polifàsic, s'ha extrapolat el model trifàsic per tal de deduir les expressions corresponents al model pentafàsic .

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

$$\begin{aligned}
 L_{aa} &= L_{ls} + L_A - L_B \cos 2\theta_r \\
 L_{bb} &= L_{ls} + L_A - L_B \cos 2\left(\theta_r - \frac{2\pi}{5}\right) \\
 L_{cc} &= L_{ls} + L_A - L_B \cos 2\left(\theta_r - \frac{4\pi}{5}\right) \\
 L_{dd} &= L_{ls} + L_A - L_B \cos 2\left(\theta_r + \frac{4\pi}{5}\right) \\
 L_{ee} &= L_{ls} + L_A - L_B \cos 2\left(\theta_r + \frac{2\pi}{5}\right)
 \end{aligned} \tag{2.3}$$

on L_{ls} és la inductància de dispersió que es considera idèntica per als tres debanats. En un motor amb debanats distribuïts, L_A i L_B venen determinades per les expressions

$$L_A = \left(\frac{N_s}{2}\right)^2 \pi \mu_0 r l \epsilon_1 \qquad L_B = \frac{1}{2} \left(\frac{N_s}{2}\right)^2 \pi \mu_0 r l \epsilon_2 \tag{2.4}$$

$$\epsilon_1 = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{g_{min}} + \frac{1}{g_{max}}\right) \qquad \epsilon_2 = \frac{1}{2} \left(\frac{1}{g_{min}} - \frac{1}{g_{max}}\right) \tag{2.5}$$

on:

- N_s és el número de voltes en les bobines.
- r és el radi des del centre de la màquina fins la circumferència interior de l'estator.
- l és la longitud axial de l'entreferro de la màquina.
- μ_0 és la permeabilitat de l'aire, $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7} \frac{T \cdot m}{AV}$.
- g_{min} i g_{max} són els entreferros mínim i màxim respectivament.



Las inductàncies mútues dels debanats de l'estator poden expressar-se de la forma

$$\begin{aligned}
L_{ab} &= L_{ba} = \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) L_A - L_B \cos\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{5}\right) \\
L_{ac} &= L_{ca} = \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) L_A - L_B \cos\left(2\theta_r - \frac{4\pi}{5}\right) \\
L_{ad} &= L_{da} = \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) L_A - L_B \cos\left(2\theta_r - \frac{6\pi}{5}\right) \\
L_{ae} &= L_{ea} = \cos\left(\frac{8\pi}{5}\right) L_A - L_B \cos\left(2\theta_r - \frac{8\pi}{5}\right) \\
L_{bc} &= L_{cb} = \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) L_A - L_B \cos\left(2\theta_r - \frac{6\pi}{5}\right) \\
L_{bd} &= L_{db} = \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) L_A - L_B \cos\left(2\theta_r - \frac{8\pi}{5}\right) \\
L_{be} &= L_{eb} = \cos\left(\frac{6\pi}{5}\right) L_A - L_B \cos(2\theta_r) \\
L_{cd} &= L_{dc} = \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) L_A - L_B \cos(2\theta_r) \\
L_{ce} &= L_{ec} = \cos\left(\frac{4\pi}{5}\right) L_A - L_B \cos\left(2\theta_r - \frac{2\pi}{5}\right) \\
L_{de} &= L_{ed} = \cos\left(\frac{2\pi}{5}\right) L_A - L_B \cos\left(2\theta_r - \frac{4\pi}{5}\right)
\end{aligned} \tag{2.6}$$

2.4 Transformacions matricials

Fins aquest punt s'ha modelat el motor en base natural, és a dir, en un espai de n dimensions on n és el nombre de fases del motor. Però aquesta base presenta un problema, i és que els valors de les variables en estat estacionari varien amb la posició del rotor, a més de que les fases estan acoblades magnèticament entre elles. Aquest fet augmenta la complexitat del modelat matemàtic del sistema i en dificulta la comprensió, així que per a facilitar l'estudi del motor és convenient transformar les equacions a una altra referència en la qual les variables no variïn amb la posició rotòrica. Tal referència ha de girar síncronament junt amb el rotor del motor i a continuació s'exposen els passos a seguir per transformar les equacions desenvolupades en 2.3 en base natural a la referència síncrona amb el rotor.

En el cas de les màquines trifàsiques, es coneix aquesta adaptació com a transformació de Park. El mateix procediment pot aplicar-se a les màquines amb un nombre de fases superior a tres en el que es coneix com a teoria de la descomposició de vectors espacials[30].

Aquesta teoria parteix del fet que la relació entre el flux concatenat en l'estator i el vector de corrent (2.2) es compleix sigui quina sigui la base escollida. En particular, interessa escollir la base que assegura que no existeixi acoblament magnètic entre cada una de les fases. Es a dir, aquella que permeti escriure cada una de les coordenades del vector flux λ_s en funció de la seva coordenada homòloga del vector corrent. Això significa que la matriu \mathbf{L}_s expressada en aquesta nova base és diagonal.



Segons la distribució dels debanats exposada en 2.2, es pot afirmar que la matriu d'inductàncies de l'estator \mathbf{L}_s és simètrica i, per tant, es compleix que

- \mathbf{L}_s és diagonalitzable.
- Existeix una base ortogonal formada pels vectors propis de \mathbf{L}_s que assegura el desacoblament magnètic entre las fases de l'estator.
- Els valors propis de \mathbf{L}_s constitueixen la diagonal de la matriu d'inductàncies de l'estator transformada i són valors reals.

En àlgebra lineal, els valors propis són les solucions de l'equació característica que es defineix com

$$\det(\mathbf{L}_s - \Lambda \mathbf{I}) = 0 \quad (2.7)$$

essent \mathbf{I} la matriu identitat i Λ els valors propis que constitueixen la diagonal de la nova matriu \mathbf{L}_s^d .

La diagonalització de la matriu d'inductàncies de l'estator té com a resultat.

$$\mathbf{L}_s^d = \begin{pmatrix} L_{ls} + L_{md} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & L_{ls} + L_{mq} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & L_{ls} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & L_{ls} & \\ 0 & 0 & 0 & 0 & L_{ls} \end{pmatrix} \quad (2.8)$$

amb

$$L_{md} = \frac{5}{2}(L_A - L_B) \quad (2.9)$$

$$L_{mq} = \frac{5}{2}(L_A + L_B) \quad (2.10)$$

Per obtenir les variables del motor en la nova base de desacoblament, cal passar per dues transformacions matricials en cascada. La primera s'anomena transformació Concòrdia \mathbf{C}_d , que és l'expansió de la transformació de Clarke que s'aplica en el cas trifàsic però per motors polifàsics. La transformada Concòrdia per al cas pentafàsic divideix l'espai de cinc dimensions que es tenia inicialment en la base natural, en dos espais bidimensionals i un espai unidimensional 2.2.

$$\mathbf{C}_d = \frac{2}{5} \begin{pmatrix} \cos(0) & \cos(\frac{2\pi}{5}) & \cos(\frac{4\pi}{5}) & \cos(\frac{6\pi}{5}) & \cos(\frac{8\pi}{5}) \\ \sin(0) & \sin(\frac{2\pi}{5}) & \sin(\frac{4\pi}{5}) & \sin(\frac{6\pi}{5}) & \sin(\frac{8\pi}{5}) \\ \cos(0) & \cos(\frac{4\pi}{5}) & \cos(\frac{8\pi}{5}) & \cos(\frac{2\pi}{5}) & \cos(\frac{6\pi}{5}) \\ \sin(0) & \sin(\frac{4\pi}{5}) & \sin(\frac{8\pi}{5}) & \sin(\frac{2\pi}{5}) & \sin(\frac{6\pi}{5}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{pmatrix} \quad (2.11)$$



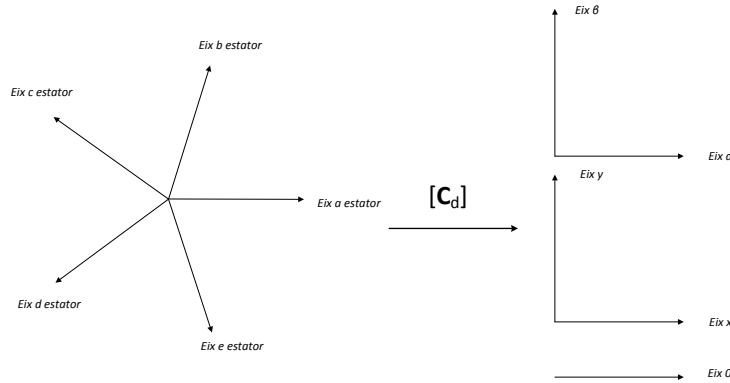


Figura 2.2: Transformació Concòrdia de dimensió cinc.

La constant $\frac{2}{5}$ s'escolleix en funció de si es desitja mantenir constant el mòdul de la tensió i corrent o si es prefereix que sigui la potència que es mantingui constant. En aquest cas s'ha optat per mantenir constant el mòdul de la tensió i corrent, de manera que el valor de les variables després d'haver aplicat la transformada Concòrdia representen el valor de pic de la variable en la base natural.

Aplicant la transformació Concòrdia pentafàsica al vector de flux creat per l'imant permanent del rotor $\lambda_{s(r)}$, s'obté:

$$\lambda_s^d = \begin{Bmatrix} \omega \lambda_m \cos \theta_r \\ \omega \lambda_m \sin \theta_r \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{Bmatrix} \quad (2.12)$$

Com es pot observar en l'equació 2.12, el vector flux transformat, es pot representar com un vector que gira en el subespai $\alpha - \beta$ a la velocitat del rotor. Així que posteriorment a la descomposició proveïda per la transformada Concòrdia l'estudi del sistema s'ha simplificat, però els espais obtinguts encara estan en referència a l'estator, i el fet de que les variables variïn amb la posició del rotor comporta que l'anàlisi del sistema encara sigui excessivament complex.

Per eliminar aquesta dependència lligada a la posició del rotor, pot aplicar-se una rotació de la referència en els subespais $\alpha - \beta$ i $x - y$, de manera que la referència de les variables gira síncronament amb l'estator. Aquesta transformació es du a terme mitjançant una matriu de rotació

$$\mathbf{R}(\theta_r) = \begin{pmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r \\ -\sin \theta_r & \cos \theta_r \end{pmatrix} \quad (2.13)$$

L'aplicació d'ambdues transformacions en cascada dona lloc, per analogia al cas trifàsic, a la



transformació de Park.

$$\mathbf{P}(\theta_r) = \begin{pmatrix} \cos \theta_r & \sin \theta_r & 0 & 0 & 0 \\ -\sin \theta_r & \cos \theta_r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{pmatrix} \mathbf{C}_d \quad (2.14)$$

L'aplicació de la matriu de transformació de Park pentafàsica permet diagonalitzar \mathbf{L}_s i assegurar el desacoblament magnètic entre cada un dels subespais bifàsics i monofàsics en els que es pot descompondre l'espai pentafàsic inicial.

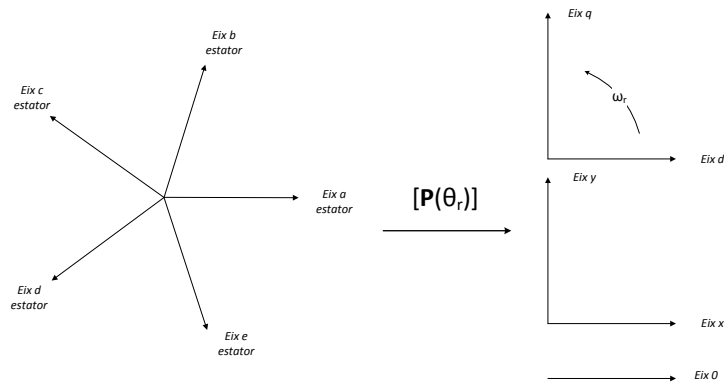


Figura 2.3: Transformació de Park de dimensió cinc.

2.5 Equacions del motor en la base de desacoblament

Aplicant la transformació de Park a les equacions elèctriques del motor s'obté

$$\begin{aligned} \mathbf{v}_s^r &= \mathbf{P}(\theta_r) \cdot \mathbf{R}_s \cdot (\mathbf{P}(\theta_r))^{-1} \cdot \mathbf{i}_s^r \\ &+ \mathbf{P}(\theta_r) \cdot \frac{d}{dt} \mathbf{L}_s \cdot (\mathbf{P}(\theta_r))^{-1} \cdot \mathbf{i}_s^r \\ &+ \mathbf{P}(\theta_r) \cdot \mathbf{L}_s \cdot \frac{d}{dt} (\mathbf{P}(\theta_r))^{-1} \cdot \mathbf{i}_s^r \\ &+ \mathbf{P}(\theta_r) \cdot \mathbf{L}_s \cdot (\mathbf{P}(\theta_r))^{-1} \cdot \frac{d}{dt} \mathbf{i}_s^r \\ &+ \dot{\boldsymbol{\lambda}}_s^r \end{aligned} \quad (2.15)$$

on \mathbf{v}_s^r , \mathbf{i}_s^r i $\dot{\boldsymbol{\lambda}}_s^r$ són les variables transformades i es defineixen

$$\mathbf{v}_s^r = \begin{Bmatrix} v_d^r \\ v_q^r \\ v_x^r \\ v_y^r \\ v_0^r \end{Bmatrix}; \quad \mathbf{i}_s^r = \begin{Bmatrix} i_d^r \\ i_q^r \\ i_x^r \\ i_y^r \\ i_0^r \end{Bmatrix}; \quad \dot{\boldsymbol{\lambda}}_s^r = \begin{Bmatrix} \dot{\lambda}_d^r \\ \dot{\lambda}_q^r \\ \dot{\lambda}_x^r \\ \dot{\lambda}_y^r \\ \dot{\lambda}_0^r \end{Bmatrix} \quad (2.16)$$

Finalment, las equacions elèctriques de la màquina en la nova base de desacoblament resulten

$$\begin{Bmatrix} v_d^r \\ v_q^r \end{Bmatrix} = \begin{pmatrix} R_s & -\omega(L_{ls} + L_{mq}) \\ \omega(L_{ls} + L_{md}) & R_s \end{pmatrix} \cdot \begin{Bmatrix} i_d^r \\ i_q^r \end{Bmatrix} + \begin{pmatrix} L_{ls} + L_{md} & 0 \\ 0 & L_{ls} + L_{mq} \end{pmatrix} \cdot \begin{Bmatrix} \dot{i}_d^r \\ \dot{i}_q^r \end{Bmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ \omega\lambda_m \end{pmatrix} \quad (2.17)$$

$$\begin{Bmatrix} v_x^r \\ v_y^r \end{Bmatrix} = \begin{pmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_s \end{pmatrix} \cdot \begin{Bmatrix} i_x^r \\ i_y^r \end{Bmatrix} + \begin{pmatrix} L_{ls} & 0 \\ 0 & L_{ls} \end{pmatrix} \cdot \begin{Bmatrix} \dot{i}_x^r \\ \dot{i}_y^r \end{Bmatrix} \quad (2.18)$$

$$v_0^r = \mathbf{R}_s \cdot i_0^r + L_{ls} \cdot \dot{i}_0^r \quad (2.19)$$

Amb l'objectiu de simplificar el control i l'anàlisi del motor pentafàsic, s'associa cada un dels espais $d-q$ i $x-y$ amb una màquina fictícia bifàsic i l'espai unidimensional 0 amb una màquina fictícia monofàsic. Com pot observar-se en (2.17), el procés electromecànic de conversió de l'energia es restringeix a l'espai $d-q$. És per aquest motiu que la màquina fictícia associada al subespai $d-q$ és denominada màquina principal. Per altre banda, a la màquina fictícia associada al subespai $x-y$ se l'anomena màquina secundària i per últim, a la màquina fictícia monofàsic se li atribueix el nom de màquina homopolar. D'aquesta manera, el control del parell del motor es tradueix en el control del parell de cadascuna de les màquines fictícies sense acoblament magnètic però amb acoblament elèctric i mecànic.

2.5.1 Màquines fictícies i components harmòniques

Tota senyal periòdica es pot descompondre com una suma de funcions sinusoidals mitjançant la utilització de les sèries de Fourier. Cada funció sinusoidal està associada a un harmònic d'ordre k . Mitjançant l'aplicació de la teoria dels vectors espacials, pot observar-se que la projecció de cada un dels harmònics sobre els diferents subespais obtinguts és diferent depenent de l'ordre de l'harmònic. De manera que depenent de l'ordre de l'harmònic, aquest anirà associat al subespai $d-q$, $x-y$ o homopolar [31].

Els harmònics d'espai es defineixen com els components harmònics del flux en l'entreferro deguts a la distribució dels debanats de l'estator i els harmònics temporals es defineixen com els components harmònics de les corrents que circulen pels debanats de l'estator. Uns i altres interaccionen produint parell segons la 1.2. Degut a la simetria de les funcions del bobinat els harmònics d'ordre parell no existeixen, i a més, degut a la simetria de les formes d'ona de corrent que circulen pel motor, els harmònics temporals d'ordre parell tampoc apareixen.



Taula 2.1: Distribució dels harmònics

Màquina fictícia	Subespai	Ordre harmònic
Màquina principal	$\alpha\text{-}\beta$	$1, 9, 11, 19, \dots, 5\nu \pm 1$
Màquina secundària	$x - y$	$3, 7, 13, 17, \dots, 5\nu \pm 2$
Màquina homopolar	0	$5, 15, 25, 35, \dots, 5\nu$

En la Taula 2.1 es pot observar que les components fonamentals de les diferents magnituds estan associades a la màquina principal. Per tant, si es considera una distribució sinusoidal del flux en l'entreferro únicament existirà flux en la màquina principal, fent que la producció de parell es limiti a l'alimentació d'aquesta màquina. Com a conseqüència, l'alimentació de la màquina secundària es tradueix exclusivament en pèrdues i cal evitar-se. També es pot veure que els harmònics associats al subespai 0 són de seqüència homopolar, així que mitjançant la connexió de les fases en estrella i amb el neutre aïllat no circulen corrents per la màquina fictícia homopolar.

En definitiva, l'estudi d'una màquina multifàsica s'ha simplificat limitant-se a l'estudi de diverses màquines fictícies acoblades mecànicament. Les magnituds característiques (tensió, corrent, FEM, inductància, etc.) de cada una de les màquines fictícies s'obtenen com la projecció de les magnituds reals en cada un dels subespais.

2.6 Equació del parell electromagnètic

L'expressió del parell electromagnètic s'obté a partir del balanç de potència en el PMSM. El valor de la potència instantània que s'entrega al motor ve donada per l'expressió

$$p_e = \frac{5}{2} \left(v_d^r i_d^r + v_q^r i_q^r + v_x^r i_x^r + v_y^r i_y^r \right) \quad (2.20)$$

on el factor $\frac{5}{2}$ permet que el valor de la potència instantània sigui invariant amb el canvi de referència. Substituint en (2.20) les expressions en (2.17) s'obté

$$\begin{aligned}
p_e = & \underbrace{\frac{5}{2} \left(R_s \cdot (i_d^r)^2 + R_s \cdot (i_q^r)^2 + R_s \cdot (i_x^r)^2 + R_s \cdot (i_y^r)^2 \right)}_{\text{pèrdues en els conductors}} \\
& + \underbrace{\frac{5}{2} \left(\frac{L_{ls} + L_{md}}{2} \frac{d}{dt} (i_d^r)^2 + \frac{L_{ls} + L_{mq}}{2} \frac{d}{dt} (i_q^r)^2 + \frac{L_{ls}}{2} \frac{d}{dt} (i_x^r)^2 + \frac{L_{ls}}{2} \frac{d}{dt} (i_y^r)^2 \right)}_{\text{variació de l'energia emmagatzemada}} \\
& + \underbrace{\frac{5}{2} \left(\omega_r \left(\lambda_m i_q^r + (L_{md} - L_{mq}) i_d^r i_q^r \right) \right)}_{\text{per a la conversió d'energia}}
\end{aligned} \quad (2.21)$$

El primer terme correspon a les pèrdues per efecte Joule en els conductors, el segon a la variació de l'energia magnètica emmagatzemada en els bobinats de l'estator, i, finalment, el



tercer terme representa la potència elèctrica que es transfereix a l'eix de la màquina en forma de potència mecànica. Aquest últim terme, permet deduir el valor del parell electromagnètic. Suposant ideal la conversió d'energia elèctrica a mecànica en el motor, la potència elèctrica que pot ser aprofitada per a la conversió mecànica p_{em} té l'expressió

$$p_{em} = \tau_e \cdot \omega_{rm} \quad (2.22)$$

on τ_e és el parell electromagnètic produït pel motor i ω_{rm} és la velocitat mecànica del rotor que es relaciona amb la velocitat elèctrica del rotor (ω_r) a través del número de pols n del motor.

$$\omega_{rm} = \frac{2}{n} \omega_r \quad (2.23)$$

En definitiva, el parell electromagnètic pot expressar-se com:

$$\tau_e = \frac{p_{em}}{\omega_{rm}} = \frac{5}{2} \frac{n}{2} \left(\lambda_m i_q^r + (L_{md} - L_{mq}) i_d^r i_q^r \right) \quad (2.24)$$

2.7 Equació mecànica

Un cop descrit el comportament elèctric del motor, fa falta relacionar-lo amb la resposta mecànica del motor. El parell electromagnètic desenvolupat pel motor és l'encarregat d'establir aquesta relació mitjançant l'equació mecànica, que es pot expressar segons

$$\tau_e - \tau_l = \frac{2}{n} (J_m \dot{\omega}_r + \tau_f(t, \omega_r, \theta_r)) \quad (2.25)$$

on τ_l és el parell de la càrrega, J_m és la inèrcia total del sistema reduïda a l'eix del motor i τ_f és el parell resistent de fricció, que és format per diversos termes: un fregament sec constant i independent de la velocitat, un frec estàtic que solament apareix a velocitats baixes o nul·les, un fregament viscos proporcional a la velocitat i un frec amb l'aire degut principalment al ventilador de refrigeració en el cas de que aquest existeixi.

Una bona aproximació consisteix en considerar el parell de fricció proporcional a la velocitat, en forma de frec viscos amb una constant de proporcionalitat B_m que rep el nom de coeficient de fregament viscos.

$$\tau_e - \tau_l = \frac{2}{n} (J_m \dot{\omega}_r + B_m \omega_r) \quad (2.26)$$



Capítol 3

Tècniques de control de màquines polifàsiques

Els mètodes utilitzats per controlar les màquines polifàsiques es poden extrapolar dels usats per les trifàsiques. En un motor síncron el control serveix sobretot per garantir que la velocitat del rotor es mantingui síncrona amb la velocitat del camp magnètic provocat per l'estator dins el rang de velocitats d'operació del motor, és a dir, mantenir el motor estable. A més, en funció del tipus de control i del hardware del sistema es pot mesurar i controlar corrents, tensions, posició, factor de potència i multitud de paràmetres que poden servir per millorar el comportament del motor.

La major part dels controls poden actuar en llaç obert o en llaç tancat. Quan un control actua en llaç obert, no existeix cap realimentació en el sistema, de manera que es dona una consigna fixa i no es varia l'entrada del sistema sigui quina sigui la seva resposta. Per altra banda, es diu que un control actua en llaç tancat quan l'entrada del sistema varia en funció de la seva resposta.

Els tipus de control es divideixen principalment en dos grans grups segons si el control és escalar (V/f) o vectorial (FOC, DTC). A continuació es comentaran alguns d'ells.

3.1 Control escalar o tensió freqüència (V/f)

Tot i que amb l'augment de la capacitat de càlcul i memòria dels microcontroladors i DSPs és un mètode que s'està deixant de banda per altres més complexos i precisos, resulta una bona opció quan no es disposa de sensor de posició, sempre i quan la precisió i la resposta dinàmica no siguin prioritats per l'aplicació. A més, presenta una gran robustesa, ja que quan altres mètodes van perdent fiabilitat amb el temps degut a la variació del valor de paràmetres del motor o relacionats amb el control, el control V/f es veu poc afectat per aquesta variació.

El principal inconvenient d'aquest tipus de control és que a baixes velocitats el parell que pot



entregar és baix i la precisió molt limitada. Per aquest motiu el seu àmbit d'utilització és el d'aplicacions que funcionen pràcticament la totalitat del temps en règim estacionari, com per exemple en bombes, compressors, ventiladors i sistemes de baix cost.

Per implementar el control V/f en un motor síncron d'imants permanents, habitualment aquest ha de disposar de debanats d'esmoreïment en forma de gàbia d'esquirol. D'aquesta manera s'aconsegueix que mentre el rotor no gira a velocitat síncrona els debanats d'esmoreïment produeixen parell, com si es tractés d'un motor d'inducció, enganxant-se síncronament quan la velocitat del rotor és propera a la del camp magnètic dels debanats. L'inconvenient d'aquesta alternativa és que el motor resulta tenir un disseny constructiu més complex, més car de fabricar, n'augmenta la mida i a més redueix l'eficiència de la màquina.

En el cas de no disposar de debanats d'esmoreïment, si el rotor no gira en sincronisme amb el camp magnètic de l'estator, deixa de produir-se un parell electromagnètic constant, el sistema es desestabilitza i el rotor deixarà de girar adequadament.

Un esquema general del control V/f pentafàsic es mostra en la figura 3.1 on la modulació de la tensió es pot dur a terme de diverses formes en funció de les prioritats de l'aplicació.

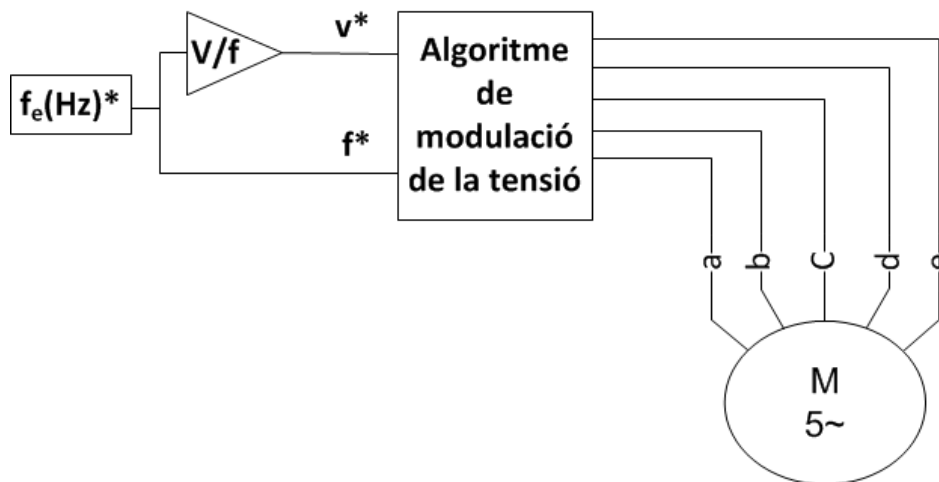


Figura 3.1: Esquema del control V/f en un motor pentafàsic

El principi de funcionament del control V/f consisteix en mantenir la relació tensió-freqüència constant al llarg de tot el rang de velocitats d'operació del motor, de manera que el flux generat pels debanats de l'estator és pràcticament constant independentment de la velocitat del rotor.

Per aplicar la tensió desitjada s'han de compensar les caigudes de tensió en l'estator, de manera que la tensió a aplicar es calcula com:

$$V_s = I_s r_s \cos \phi_0 + \sqrt{E_s^2 - I_s^2 r_s^2 \sin^2 \phi_0} \quad (3.1)$$

on I_s és la mòdul del vector corrent, E_s és la magnitud del vector tensió induïda, i ϕ_0 és



l'angle del factor de potència, tots els valors en estat estacionari. r_s és la resistència per fase de l'estator.

Amb un flux concatenat per l'estator constant, el IPMSM ofereix la mateixa capacitat de producció de parell en tot el rang de freqüències d'operació en règim estacionari, ja que durant l'arrencada les fluctuacions del valor del corrent i les caigudes en les inductàncies provoquen que el parell no sigui el màxim.

Utilitzant la relació trigonomètrica $\sin^2\phi_0 + \cos^2\phi_0 = 1$ (3.1) també es pot escriure com

$$V_s = I_s r_s \cos\phi_0 + \sqrt{E_s^2 + I_s^2 r_s^2 \sin^2\phi_0 - I_s^2 r_s^2} \quad (3.2)$$

L'equació (3.1) pot ser utilitzada per calcular la magnitud de la tensió consigna del IPMSM. La tensió induïda E_s en l'equació (3.1), pot ser calculada segons la constant de flux concatenat per l'estator requerida en estat estacionari de l'equació (3.1), que es desitja que sigui igual que el flux dels imants permanents λ_m . Segons [6] aquesta selecció la tensió necessària per alimentar la màquina pot ser mantinguda considerablement baixa i els corrents quan el motor treballa en buit poden ser minimitzats.

$$E_s = 2\lambda_m \quad (3.3)$$

on f_0 és la freqüència elèctrica de la màquina. Encara que I_s i $\cos\phi_0$ siguin valors en estat estacionari, els valors instantanis poden ser utilitzats per calcular la tensió a aplicar a cada instant en funció dels corrents mesurats com

$$\begin{aligned} i_s \cos\phi = \frac{2}{5} \left[i_{as} \cos\Theta_e + i_{bs} \cos\left(\Theta_e - \frac{2\pi}{5}\right) + i_{cs} \cos\left(\Theta_e - \frac{4\pi}{5}\right) \right. \\ \left. + i_{ds} \cos\left(\Theta_e + \frac{4\pi}{5}\right) - (i_{as} + i_{bs} + i_{cs} + i_{ds}) \cos\left(\Theta_e + \frac{2\pi}{5}\right) \right] \end{aligned} \quad (3.4)$$

on i_s i ϕ representen els valors instantanis del mòdul del vector corrent i l'angle del factor de potència, respectivament. i_{as} , i_{bs} , i_{cs} i i_{ds} són mesurats i Θ_e és la posició del vector de tensió aplicat en la referència estator o estacionària. També es pot calcular el vector i_s en els eixos estacionaris d^s i q^s ,

$$i_s = \sqrt{(i_{ds}^s)^2 + (i_{qs}^s)^2} \quad (3.5)$$

Utilitzant els valors instantanis mesurats i la E_s calculada prèviament s'obté l'expressió final de la tensió v_s^* a aplicar



$$v_s^* = i_s r_s \cos \phi_0 + \sqrt{(2\pi f_0 \lambda_m)^2 + (i_s r_s \cos \phi_0)^2 - i_s^2 r_s^2} \quad (3.6)$$

Amb l'objectiu d'eliminar les components d'elevada freqüència de la lectura de les corrents, s'utilitza un filtre passa baixos. La compensació de les no linealitats de l'inversor com el temps mort de la commutació, la caiguda de tensió a través dels dispositius de potència, l'arribat en el bus DC, etc. resulta vital per a l'estabilitat del sistema. Per a una acurada compensació de les caigudes resistives s'hauria de tenir en compte la variació de la resistència estàtica en funció de la temperatura, però degut a que el present projecte està enfocat a aplicacions que no requereixen una elevada precisió i que a més no requereixen el funcionament a baixes voltes, que és quan les caigudes resistives resulten més importants, la variació del valor de les resistències no es considerarà.

Si el rati V/f aplicat és superior a λ_m , el motor esdevé sobreexcitat, que significa que el flux magnetitzant és superior al nominal, cas en que la I_d creix provocant un augment de pèrdues per histèresi i per corrents de Foucault, podent arribar a saturar el circuit magnètic. Per contra, si el rati V/f aplicat és inferior a λ_m el diu que el motor està subexcitat [34]. Tal i com es pot veure en [34], durant l'arrencada el motor es troba en condicions de sobreexcitació, mentre que quan ha de vèncer una càrrega actua en subexcitació. Per tant, el control escalar no permet el control directe de les corrents de l'estator, no permetent controlar el flux i el parell del motor. A més, a velocitats reduïdes és necessari compensar les caigudes resistives a l'estator i, per tant, cal aplicar un rati V/f diferent.

3.2 Control vectorial del camp

El control vectorial, també anomenat *field oriented control* (FOC) en termes anglosaxons, es basa en simplificar el control de màquines alternes com si es tractés d'un motor DC, en el qual el corrent que circula per l'excitació determina el valor del flux i el corrent que passa pels debanats de l'induït determina el parell que entrega el motor. L'objectiu és el de mantenir sempre l'angle que produeix un parell màxim entre el flux produït pel rotor i el flux produït en l'estator [2].

En el cas d'un IPMSM l'excitació del rotor ve fixada pels imants permanents muntants en el rotor, per tant només es pot controlar el flux generat per l'estator a partir de les corrents de fase que circulen pels debanats. Així que, contràriament al motor DC, el flux i el parell depenen un de l'altre.

Així que en una màquina síncrona d'imants permanents, el principi del FOC és aconseguir controlar separatament el parell generat i el flux en direcció al flux generat per l'imant permanent, imitant el control d'un motor DC. Habitualment el FOC permet controlar independentment



flux i parell, associant cada un a una de les components de corrent de l'estator I_d i I_q respectivament.

Controlar independent flux magnètic en l'estator i el parell resulta molt senzill en un motor d'imants superficials, ja que el parell produït només depèn de I_q i el flux magnètic en l'estator de I_d . Però en el cas d'un motor d'imants interiors el control es complica lleugerament, ja que el parell també depèn de I_d , a més de I_q . És el mètode més utilitzat pel que fa a les màquines polifàsiques, ja que permet controlar les components en els plans $\alpha - \beta$ i $x - y$.

El FOC determina en tot moment el mòdul i la posició del vector corrent instantani en la referència dq^r , de manera que s'aconsegueix una precisió acurada de la resposta del motor tant en règim dinàmic com en transitori.

L'inconvenient del FOC es que és necessari conèixer amb exactitud la posició del flux dels imants del rotor, és a dir, la posició del rotor. Per conèixer la posició del rotor el cas més comú és el d'acoblar un sensor de posició com per exemple un encoder incremental. Però quan es persegueix aconseguir una aplicació de baix cost i alta fiabilitat sovint es prescindeix del sensor de posició (control *sensorless*). En el cas de voler implementar un control *sensorless*, s'haurà d'implementar un observador de la posició del rotor com per exemple un filtre de Kalman o un observador de Luenberger, que s'usen per predir l'estat de les variables desitjades en el futur immediat, l'ús d'un d'aquests observadors implica incrementar enormement l'algoritme a executar a cada cicle d'execució, fent el codi molt pesat i complex.

L'esquema del control FOC es mostra en la figura 3.2. En ella es pot veure les transformades de Clarke i Park i l'estratègia per modular la tensió desitjada (en aquest cas s'ha representat el SVPWM, però podria ser un altre) que s'han de dur a terme a cada cicle d'execució de l'algoritme de control, cosa que fa que el codi a implementar en el microprocessador sigui força pesat. En la figura 3.2 tampoc s'especifica com s'obté la posició del rotor, que pot ser mitjançant qualsevol dels mètodes comentats. Si fa falta implementar un observador de la posició, el codi encara es fa molt més complex i llarg d'executar, necessitant que el microprocessador sigui d'elevades prestacions.

Habitualment, es controla la magnitud de I_q per tal d'aconseguir entregar el parell electromagnètic requerit, mentre que I_d es manté a un valor nul. Però en determinats casos com en el IPMSM, en que existeix un parell reluctant que té a veure tant amb I_q com en I_d , fa que el valor de I_d òptim sigui no nul.

3.3 Control directe de parell

El control directe de parell o *direct torque control* (DTC), que és com s'anomena habitualment, consisteix en el control de l'angle entre el vector flux de l'imant i el vector flux generat en el debanat de l'estator. A partir del control d'aquest angle es pot controlar el parell que entrega el motor [3]. Per aquest control és imprescindible conèixer la posició inicial del rotor.



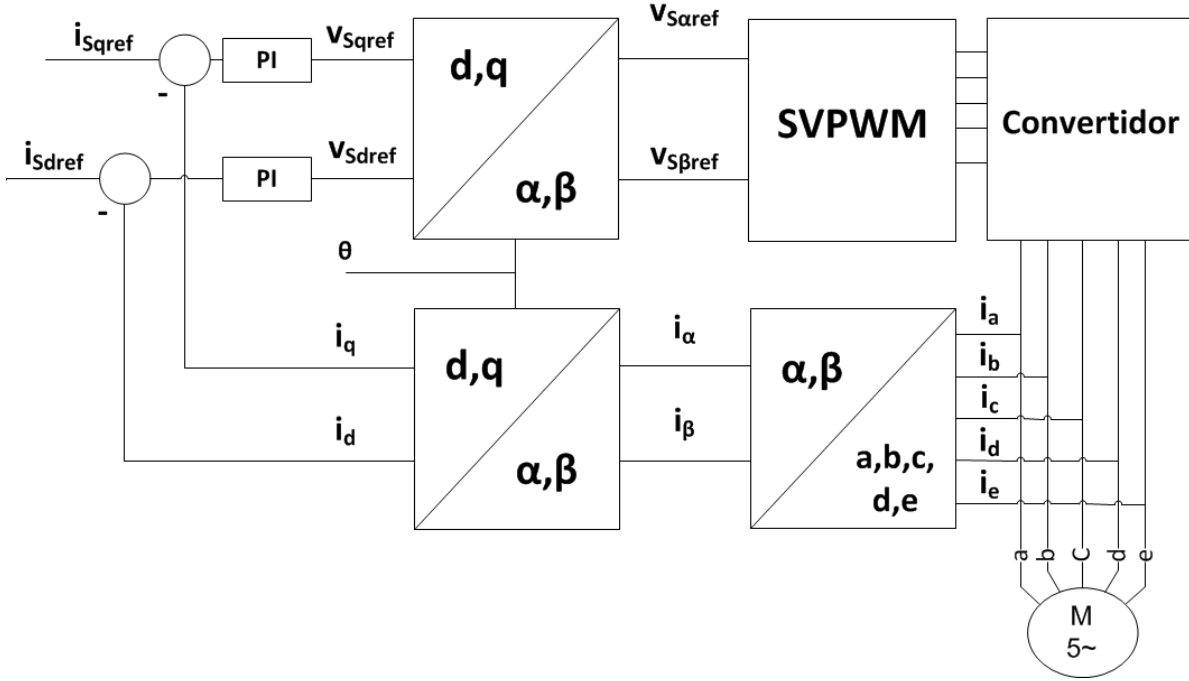


Figura 3.2: Esquema del control FOC, extret de [2].

En el DTC, la variable que principalment es desitja controlar és el vector flux de l'estator $\vec{\lambda}_s$, relacionada amb el vector tensió aplicada \vec{v}_s a partir de

$$p\vec{\lambda}_s = \vec{v}_s - R_s \vec{i}_s \quad (3.7)$$

Que demostra que la derivada de $\vec{\lambda}_s$ varia instantàniament front als canvis de \vec{v}_s .

La 3.3 mostra el principi d'operació del DTC pel cas trifàsic en el pla dq en referència estator, de manera que inicialment es té el vector flux produït en l'estator $\vec{\lambda}_s$ en un angle θ_S respecte l'eix d i el vector flux produït pel rotor $\vec{\lambda}_m$, retardant $\vec{\lambda}_s$ en un angle θ_T (angle de parell).

A continuació es passa a examinar l'impacte sobre $\vec{\lambda}_s$ i θ_T que tindrà l'aplicació de qualsevol dels 6 vectors disponibles (cas trifàsic). Si es selecciona \vec{V}_2 , el flux a l'estator passarà a ser $\vec{\lambda}_s' = \vec{\lambda}_s + \vec{V}_2$ després d'un interval, augmentant la magnitud del flux ($\vec{\lambda}_s' > \vec{\lambda}_s$) i l'angle de parell ($\theta_T' > \theta_T$). Per altra banda, si el vector que es seleccionés a continuació fos \vec{V}_5 , el flux variaria segons $\vec{\lambda}_s'' = \vec{\lambda}_s + \vec{V}_5$, causant una reducció de la magnitud del flux ($\vec{\lambda}_s'' < \vec{\lambda}_s$) i també un decrement de l'angle de parell ($\theta_T'' < \theta_T$). Amb la resta de vectors es pot seguir el mateix procediment, per tant, el control de $\vec{\lambda}_s$ i θ_T es pot dur a terme per separat seleccionant adientment els vectors de tensió aplicats. Cal tenir en compte que per intervals curts de temps d'aplicació (ΔT) dels vectors de tensió el vector de flux produït per l'imant $\vec{\lambda}_m$ no varia, ja que la dinàmica del rotor és molt lenta comparada amb l'elèctrica. Per aquest motiu es considera que $\vec{\lambda}_m$ es manté constant durant.

En la figura 3.4 es pot veure l'algorisme de control que es segueix en el DTC, en el que el flux i parell es controlen per separat, com en el FOC, per obtenir les millors prestacions



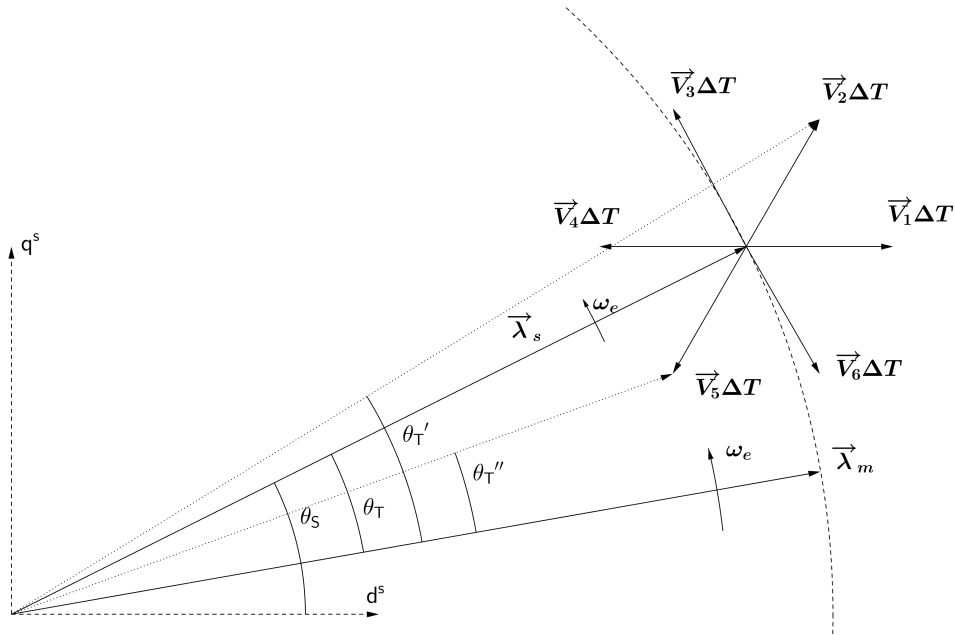


Figura 3.3: Principi del DTC.

possibles. Inicialment les referències de flux i parell es comparen amb el valor actual calculat de cadascuna, la diferència va a parar a un bloc comparador. La sortida dels blocs comparadors va a parar a una lògica de commutació que s'encarrega de seleccionar el vector tensió més adient.

En la figura 3.5 es mostra el funcionament dels comparadors d'histèresi en el control DTC. El comparador de flux té dues sortides possibles ($x_{\lambda=+1,-1}$), mentre que el comparador de parell té tres sortides possibles ($x_{\lambda=+1,0,-1}$), que es corresponen a un increment de $\vec{\lambda}_s$ o θ_T , a no realitzar cap canvi o, per últim, a una reducció de $\vec{\lambda}_s$ o θ_T respectivament. A partir d'aquestes sortides un bloc s'encarrega d'escollir quin és l'estat de commutació que es necessita per assolir la consigna desitjada.

El DTC ofereix una solució sistemàtica de millora de les característiques de funcionament no només del motor, sinó també de l'inversor. El DTC és un sistema de control poc dependent dels paràmetres de la màquina i mitjançant el qual s'obtenen unes elevades prestacions dinàmiques, fins i tot superiors al control vectorial, però presenta un seguit d'inconvenients. Un d'ells és l'elevat arriestat en el parell entregat i en el flux degut a que l'inversor manté l'estat de commutació sempre que les sortides dels controladors per histèresi es mantinguin inalterades. La freqüència de commutació variable és un altre dels inconvenients. Aquesta canvia amb la velocitat, el parell de càrrega i l'ample de banda dels controladors per histèresi [35]. Per tal de treballar a una freqüència de commutació constant, existeixen estratègies DTC basades en la modulació d'espais d'estats (SVM-DTC). La utilització d'aquesta modulació, però, fa que el DTC perdi la simplicitat que tant el caracteritza. Un altre dels factors que determina les prestacions del control DTC és el nombre de vectors de tensió sintetitzables per part de l'inversor. Recentment s'ha estudiat la utilització de convertidors multinivell que permeten

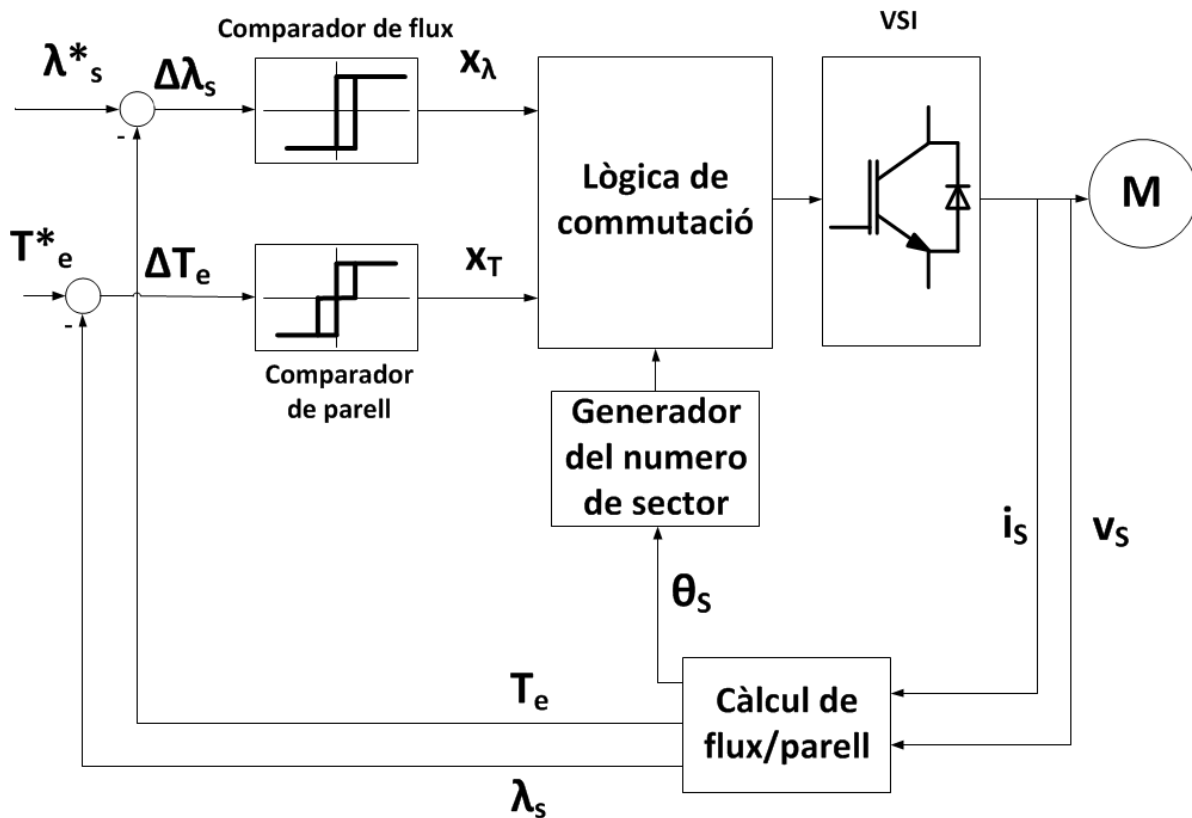


Figura 3.4: Esquema DTC [3].

sintetitzar més vectors tensió per tal de reduir l'arriestat en el flux i el parell produït pel motor. El control directe de parell s'ha aplicat a tot tipus de màquines polifàsiques. Des de màquines d'inducció [36], [37], [38], [39], [40], [41] fins a màquines síncrones tan de reluctància [42] com de rotor bobinat [43], [44] i d'imants permanents [45], [35]. Un altre dels avantatges del control DTC és que per a controlar el flux i el parell del motor no cal controlar el sistema en referència rotor evitant, per tant, la necessitat d'un sensor de posició. Tot i això, si vol implementar-se un control de velocitat o de posició en llaç tancat, no es pot prescindir del sensor de posició.

3.4 Elecció del control

A la taula 3.1, extreta de [4], es comparen les tècniques explicades entre elles.

Un cop s'han comentat alguns dels mètodes de control més comuns, s'ha de valorar quin d'ells pot complir els objectius a la vegada que ofereix millors prestacions o reducció de costos. Un dels requisits del present projecte és el d'implementar un mètode de control que permeti prescindir de l'ús del sensor de posició. El control vectorial és sinònim de precisió, però necessita sensor de posició o, en el cas d'un FOC sensorless l'algoritme es complica molt, fent imprescindible la presència d'un potent microprocessador. Per aquest motiu el FOC ha estat el primer en ser descartat.



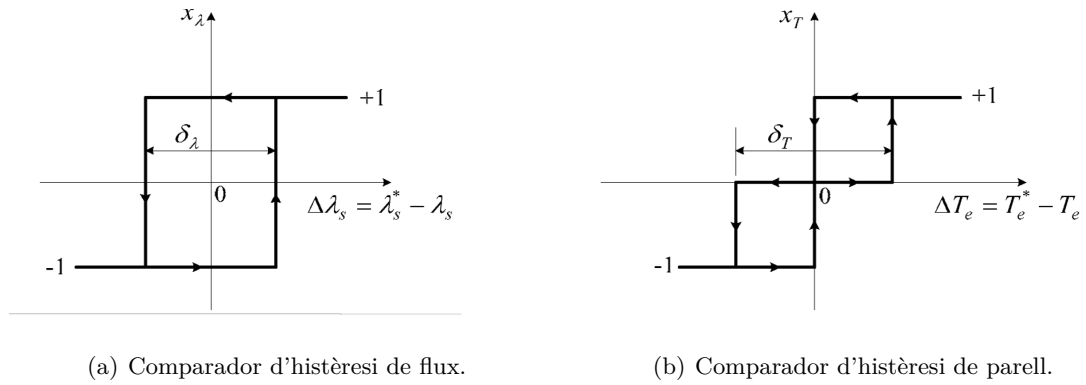


Figura 3.5: Comparadors d'histèresi utilitzats en el DTC [3].

Llavors toca escollir entre el DTC i el V/f . El DTC presenta la resposta dinàmica més ràpida dels tres controls explicats, però com que el motor actuarà en una aplicació de ventilació i operarà en règim estacionari gairebé la totalitat del temps de funcionament, la resposta dinàmica no resulta de gran importància. Per contra, tal i com s'ha comentat, el DTC comporta un considerable arrissat de parell, escurçant la vida de la màquina. A més, el DTC necessita saber la posició inicial del rotor, cosa que encara augmenta més el cost i la complexitat del sistema. Per aquesta raó s'ha considerat que el V/f és el control més adient per l'aplicació en qüestió. A més el control tensió-freqüència és el que representa un menor cost econòmic, major simplicitat i suficient per satisfer tots els requisits de l'aplicació.

	V/f llaç obert	DTC	FOC	FOC sense sensor de posició
Requeriments de càlcul	Baix	Baix	Alt	Molt alt
Rang de velocitat	10% – 100%	0% – 100%	0% – 100%	0% – 100%
Resposta dinàmica	Baixa	Baixa	Alta	Mitja
Precisió	Baixa	Mitja	Alta	Mitja
Parell d'arrencada	60% – 80%	100%	100%	100%
Arrissat de parell	Baix	Alt	Baix	Baix
Sensibilitat paràmetres	Baixa	Mitja	Baixa	Alta
Requeriment posició inicial	No	Sí	Sí	Sí
Cost	Baix	Mig	Alt	Molt alt

Taula 3.1: Taula comparativa dels mètodes de control exposats en la secció 3, extreta de [4].



Capítol 4

Plataforma d'assaig experimental

El motor en el que es centra aquest treball va ser dissenyat íntegrament pel CITCEA-UPC, prèviament a l'inici d'aquest projecte, amb l'objectiu d'aconseguir un motor d'elevades prestacions i rendiment per a aplicacions que requerissin un funcionament continu. Les dimensions, potència i aplicació van ser especificades per l'empresa que en va demanar el disseny.

El convertidor que consta d'un rectificador, bus de contínua i l'inversor de dos nivells en font de tensió (VSI) i cinc fases utilitzat per alimentar el motor també es va dissenyar per part del CITCEA-UPC prèviament a l'inici del projecte, de manera que només s'han hagut de canviar alguns elements per adaptar l'inversor al present projecte. En la figura 4.1 es pot veure el muntatge real complet, amb el IPMSM acoblat al generador DC mitjançant una corretja dentada, el convertidor pentafàsic a sobre del carret i el variador utilitzat per accionar la bomba d'aigua del circuit de refrigeració col·locat a la part inferior del carret. El circuit de refrigeració consta dels tubs que comuniquen el IPMSM amb el dipòsit d'aigua, que es situa a l'extrem esquerra de la figura 4.1.

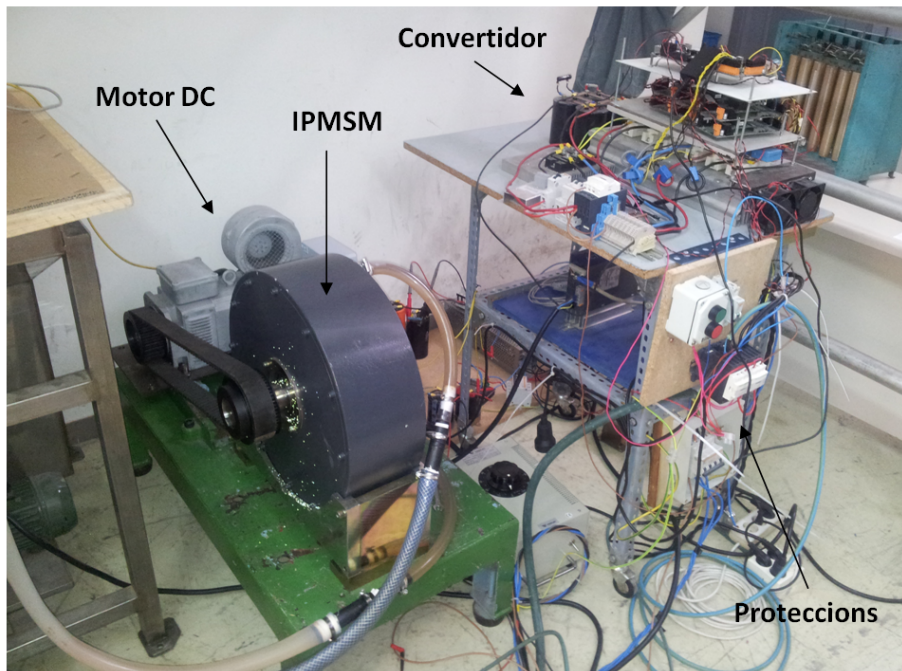


Figura 4.1: Visió del conjunt del muntatge.

A continuació es calcularan o es presentaran alguns dels paràmetres més rellevants de la plataforma experimental. Els valors obtinguts resultaran imprescindibles per estudiar el comportament del sistema en els apartats posteriors. També s'anomenarà el DSP utilitzat per al control del motor, tot enumerant les seves principals característiques i finalment, s'exposarà com s'alimenta el motor, és a dir, es parlarà sobre el convertidor utilitzat, la raó de la seva topologia i l'estratègia que utilitza per sintetitzar la tensió desitjada.

4.1 Obtenció i càlcul dels paràmetres del IPMSM

En aquesta secció s'exposen els mètodes utilitzats per obtenir els valors dels paràmetres del motor, necessaris per implementar el control.

4.1.1 Extracció del flux degut als imants permanents λ_m

Per tal de dur a terme el control V/f , és necessari conèixer el valor del flux degut únicament als imants permanents, ja que és el valor que s'utilitzarà per controlar la relació entre tensió i freqüència consigna aplicades al motor.

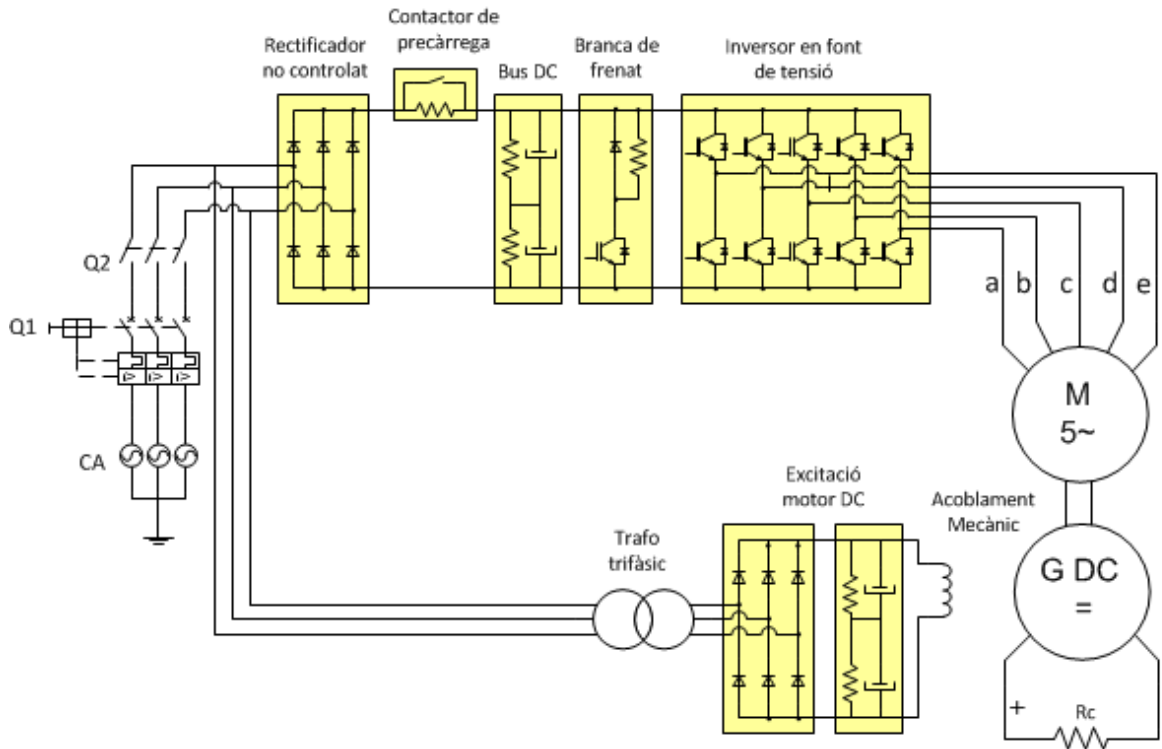


Figura 4.2: Esquema del sistema amb el motor DC arrossegant el IPMSM per tal de mesurar-ne la tensió induïda.

El procediment a seguir consisteix en primer lloc en fer girar el motor com a generador mitjançant un acoblament mecànic i mesurar la tensió induïda en borns d'una fase. L'esquema del muntatge es pot veure en la figura 4.2. En la Figura 4.3 es mostra la tensió induïda del IPMSM quan gira a 2505 min^{-1} . En ella es pot veure que a més de la fonamental, la tensió induïda conté harmònics, sobretot el 3er, 7é, 9é i 11é.

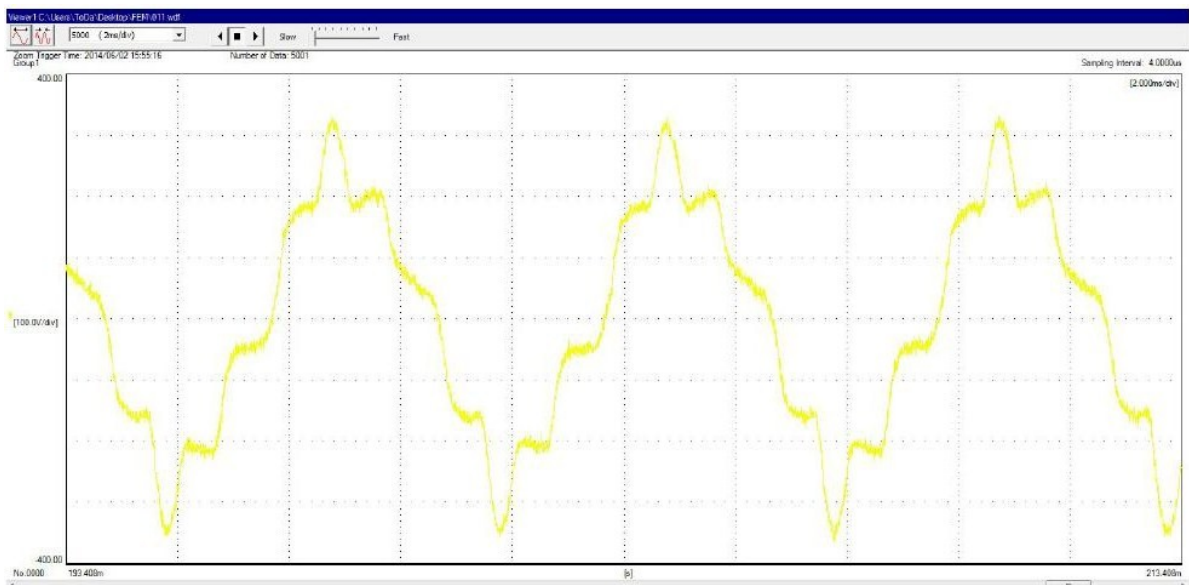


Figura 4.3: Tensió induïda del IPMSM girant a 2505 min^{-1}

A continuació s'extreu el valor de λ_m a partir de la mesura de la tensió de pic de l'ona fonamental, el qual es mostra en la Taula 4.1 per diverses freqüències del rotor, inclosa la velocitat nominal de 2500 min^{-1} . A partir de la mitjana de λ_m per cada freqüència, per utilitzar un únic valor per a tota velocitat del motor en les simulacions s'ha considerat que $\lambda_m = 0,234$.

Taula 4.1: Valor de pic de l'ona fonamental de la tensió induïda i flux degut als imants permanents per a diverses velocitats de gir del IPMSM.

min^{-1}	$H_{z\text{elèctrics}}$	$V_{1\text{pic}}$	λ_m
2509,8	167,32	246,88	0,2234
1524,00	101,60	150,09	0,2355
909,21	60,61	89,82	0,2358
467,10	31,14	46,17	0,2360
320,10	21,34	31,54	0,2352
152,65	10,18	15,09	0,2360
75,85	5,05	7,48	0,2355
37,60	2,51	3,52	0,2334
Valor mig			0,2340

4.1.2 Extracció del fregament (B_m)

Una vegada s'ha muntat el sistema amb el IPMSM i el generador DC acoblats mitjançant una corretja dentada, s'ha posat en marxa i s'ha observat que el consum del motor en estat estacionari no era menyspreable tal i com es pensava. Aquest fet es pot deure a que els rodaments dels motor no llisquen correctament, a que la corretja és vella i per tant menys elàstica, a la vegada que en encaixar les dents de en la politja dentada dels motors també es produeix un fregament notable. Per tal d'aproximar el valor d'aquest fregament, que varia en funció de la velocitat del motor, s'ha mesurat la potència consumida pel motor sense en buit, és a dir, arrossegant el generador DC sense que aquest apliqui un parell de càrrega. La potència consumida es destina únicament per suplir el fregament del sistema, el valor del qual s'ha aproximat segons

$$B_m = 5.3435 f_r^{-3} + 0.5302 f_r^{-0.6} + 0.04 \quad (4.1)$$

4.1.3 Extracció de les inductàncies L_{md} , L_{mq} i L_{ls}

Per extreure els valors de les inductàncies del motor existeixen principalment dos mètodes:

- Mitjançant l'energia emmagatzemada en el camp magnètic.



- A partir de la relació entre el flux concatenat per una bobina i el corrent que hi circula.

En aquest projecte s'ha utilitzat el primer mètode, ja que és el que utilitza internament el programa d'elements finits Maxwell, de la casa Ansoft. L'algoritme que segueix per realitzar el càlcul consisteix en fer circular corrent per les fases tot posicionant el rotor en diversos angles, obtenint les inductàncies pròpies i mútues en diferents posicions. El valor de les inductàncies depèn tant de la posició del rotor com de la corrent que circula per cada eix d i q .

A partir de les corrents que circulen per cada eix en règim estacionari s'han extret els valors de L_{md} , L_{mq} i L_{ls} que es mostren en la Taula 4.2.

4.1.4 Paràmetres del IPMSM

En la taula 4.2 es mostren els paràmetres que caracteritzen el IPMSM. Aquests paràmetres s'han extret tal i com s'ha descrit en els apartats previs i són els que s'utilitzaran per fer les simulacions i per ajustar l'algoritme de control en la planta real. El motor va ser dissenyat íntegrament pel CITCEA-UPC amb els principals objectius d'obtenir un motor d'elevada eficiència i màxima fiabilitat per a aplicacions de ventilació.

Com a característiques de disseny tenia predefinides unes dimensions concretes, que li conferien al motor una forma anomenada de galeta, és a dir, que la seva longitud axial és molt reduïda respecte la longitud radial, com una roda de cotxe. El fet de tenir aquestes dimensions van fer dubtar de si calia dissenyar un motor de flux radial, com és comú, o un motor de flux axial, sortint escollida la primera de les dues opcions. Els imants permanents són de NeFeB, aportant una elevada densitat de camp magnètic tot i que el seu preu és molt elevat, sobretot els darrers anys. Es va decidir que el motor disposés els imants permanents enterrats en el rotor, configuració també anomenada imants permanents interiors. Els avantatges i inconvenients d'aquest tipus de disposició s'expliquen en la Secció 1.1.2.

La refrigeració es du a terme mitjançant aigua, que travessa el motor per un sistema de tubs ubicats en la perifèria de l'estator aïllats elèctricament.

4.2 DSP TMS320F2809 de la casa Texas Instruments

Per controlar el convertidor s'ha utilitzat la placa de control Hobbes V2.0, del CITCEA-UPC, que porta incorporat el DSP TMS320F2809, caracteritzat per la seva senzillesa i baix cost. El DSP escollit pertany a la família C2000, grup de microcontroladors orientats al control de motors elèctrics pels perifèrics que posseeixen, que són els següents:

- PWM: genera les senyals de dispar dels interruptors de potència.
- ADC: Converteix mesures analògiques a digitals (corrent, parell, tensió, etc) per dur a terme els algorismes de control o dotar l'equip de proteccions.



Potència nominal (P_N)	60 kW
Tensió de fase nominal V_{ph}	230 V(rms)
Freqüència nominal $f_{e,n}$	166,67 Hz
Número de pols (n)	8
R_s	72,2 mΩ
L_{md}	8,5 mH
L_{mq}	10,3 mH
L_{lm}	0,062 mH
J_m	0,1988 Kg m ²
B_m	$5.3435f_r^{-3} + 0.5302f_r^{-0.6} + 0.04 \frac{N}{rad}$
λ_m	0,234 V s rad ⁻¹

Taula 4.2: Paràmetres del IPMSM.

- QEP/CAP: Determina la posició/velocitat de l'eix del motor.
- Mòduls comunicació: CAN, SCI i SPI per dotar a l'equip de robustesa i donar-li la possibilitat de realitzar processos junt amb altres microcontroladors.

El DSP és l'encarregat de controlar els drivers per tal de que obrin i tanquin els IGBTs segons s'escaigui per tal de sintetitzar la tensió desitjada. La freqüència de mostreig i de commutació s'ha escollit de 5 kHz, suficient elevada per a que la senyal quedi ben sintetitzada, evitant un excés de pèrdues per commutació i suficient lenta com perquè l'algoritme de control es pugui executar a la mateixa freqüència.

L'algoritme que segueix el DSP cada cicle es representa en Figura 4.4. En primer lloc l'usuari escull una freqüència elèctrica consigna f_e^* , en hertz elèctrics. A continuació es realitza un càlcul de la posició a la qual s'ha de projectar el següent vector tensió fase-neutre a partir de la freqüència consigna i la freqüència d'execució del codi. Pel control, la referència rotor manté l'eix q^r alineat amb el vector tensió aplicat, ja que es desconeix la posició del rotor i com que no es desitja fer debilitament de camp el vector tensió només ha de contenir V_q^r . Realment això no es complirà, ja que un angle de càrrega δ diferent de zero, com passa a la realitat, implica que el vector tensió aplicat no estigui alineat amb l'eix q^r , sinó que també conté una part de V_d^r .

Una vegada es tenen els valors de l'angle θ_e i el mòdul de la tensió V_s a aplicar es calcula el duty cycle de cada branca del convertidor amb l'algoritme SVPWM per tal de sintetitzar la tensió desitjada. Per realitzar aquest càlcul, la funció SVPWM treballa en p.u. de tensió del bus DC, per tant, en aquest punt és necessària la seva mesura a més a més d'introduir l'estratègia de SVPWM que es vol dur a terme. Durant el projecte s'han implementat tres estratègies de modulació SVPWM diferents, la *ten-step*, la sortida de tensió sinusoidal i la sortida de tensió màxima. Per a les simulacions i en les proves experimentals només s'ha utilitzat l'estratègia de



tensió de sortida sinusoidal. L'estratègia *ten – step* i la de sortida sinusoidal s'han comentat en la secció 4.3.3, mentre que l'estratègia que sintetitza la màxima tensió de sortida no es comenta perquè no ha fet falta utilitzar-la, tot i que seria útil per arribar a velocitats més elevades del motor, utilitzant la tècnica del debilitament de camp.

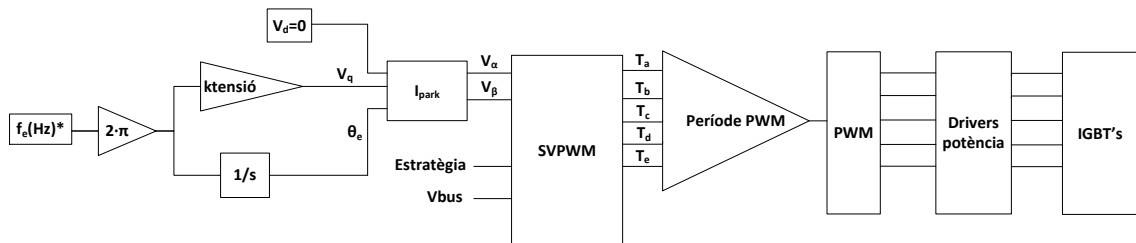


Figura 4.4: Diagrama de blocs del procés que segueix el DSP en cada cicle.

Degut a l'absència de control de corrent en el control V/f , la protecció per sobrecorrent no està implícita. Tot i això, quan es detecta un sobrecorrent a partir de les lectures de corrent de fase, la freqüència i la tensió han de ser reduïdes fins que el corrent sigui altre cop inferior al màxim. En el cas de que no es pugui reduir la corrent per sota del límit, l'inversor deixa en circuit obert totes les fases del motor.

4.3 Alimentació del motor

4.3.1 Introducció

Els primers convertidors que es van utilitzar per accionar màquines polifàsiques van ser inversors en font de corrent que actualment han deixat pas als inversors en font de tensió degut a les seves millors característiques de control. La utilització de convertidors matricials per a l'accionament de màquines de més de tres fases és encara una raresa, tot i que a [32] s'utilitza un convertidor d'aquesta topologia per accionar un motor de doble estrella.

En els VSI, es controla la fase, freqüència i amplitud de les tensions de sortida, quedant les corrents definides per la càrrega. Tot i que el cas típic és el de dos nivells, també existeixen configuracions multinivell que permeten més llibertat a canvi d'un increment de components, costos i complexitat.

En generar la tensió desitjada es produeixen harmònics de tensió, que degut a la baixa impedància que ofereix la màquina front a aquestes components provoquen pèrdues per efecte Joule i arriat de parell. Per aquest motiu actualment s'escolleixen tècniques de modulació PWM que minimitzen els harmònics no desitjats.

4.3.2 Topologia convertidor

Tal i com s'ha comentat a 4.3.1, la topologia en font de tensió (VSI) és la que aporta més beneficis per al que fa al control de motors, així que per alimentar el motor s'ha optat per un convertidor d'aquest tipus. S'ha escollit de dos nivells de tensió per la seva simplicitat i reduït preu.

Per tal d'aconseguir el convertidor en font de tensió, primer s'ha de rectificar la tensió de la xarxa. En aquest cas s'utilitzarà un rectificador de díodes i entre el rectificador i el bus de contínua s'ha implementat una precàrrega per tal d'evitar el pic de corrent en l'instant de connexió a la xarxa, a més d'augmentar la vida útil dels condensadors.

El convertidor també consta d'una branca de frenat per evitar que quan el motor freni injecti corrent al bus DC i el pugui malmetre provocant una sobretensió. Els interruptors utilitzats són IGBTs per la seva capacitat de suportar elevats corrents i perquè la velocitat de commutació necessària no és elevada.

La connexió entre convertidor i motor serà en estrella sense connexió al neutre. El sistema complet amb les proteccions incloses és la que es mostra en la Figura 4.5

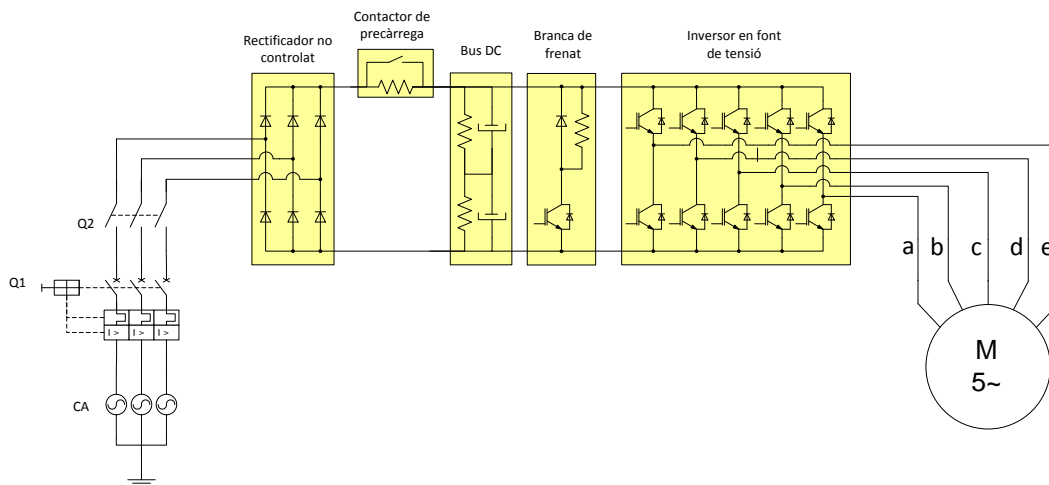


Figura 4.5: Convertidor de tensió AC xarxa - AC cinc fases amb precàrrega del bus de contínua i branca de frenada

Una vegada descrit el convertidor sencer, ens centrarem amb la part important pel que fa al control, és a dir, el VSC l'esquema simplificat del qual es mostra en la Figura 4.6, identificant com a S_i , l'interruptor superior de la branca i o \overline{S}_i , la inferior.

L'entrada de l'inversor és una tensió contínua V_{DC} , que es considerarà constant en una configuració de bus partit mitjançant dos condensadors en sèrie. La commutació dels interruptors es considerarà ideal i les caigudes de tensió en directa inapreciables. S'ha de tenir en compte que els interruptors d'una mateixa branca no poden estar simultàniament tancats perquè pro-



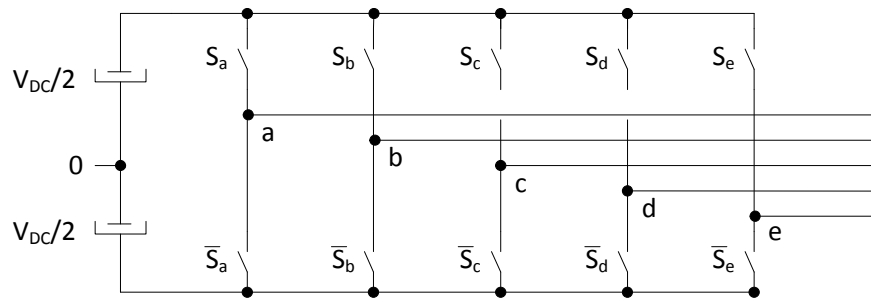


Figura 4.6: Esquema d'un inversor en font de tensió pentafàsic de dos nivells

vocarien un curtcircuit del bus DC. Per evitar-ho, en el moment de la commutació es mantenen els dos interruptors de la mateixa branca oberts durant un temps prudencial anomenat temps mort. Degut als temps morts la tensió a la sortida serà lleugerament inferior que la calculada idealment, tot i que no es considerarà en la modelització.

4.3.3 Modulació de la tensió

Les tècniques de modulació PWM més populars són la d'ona portadora (CBPWM) i la dels vectors espacials (SVPWM). La CBPWM va ser la primera en sorgir i es caracteritza per una implementació molt senzilla. Per altra banda, la SVPWM és la més contemporània i la més utilitzada actualment. El principal avantatge que presenta és la capacitat d'identificar explícitament la ubicació del vector aplicat, guanyant un grau de llibertat addicional.

Segons l'esquema de la Figura 4.6, la tensió que veu cada fase o pota a la sortida del convertidor respecte al punt mig del bus DC pot ser $V_{DC}/2$, o $-V_{DC}/2$; en funció de si es troba tancat l'interruptor superior o inferior respectivament.

Per determinar les tensions fase-neutre que veurà el motor es considera una càrrega pentafàsica simètrica, equilibrada, connectada en estrella i sense connexió al neutre com la de la Figura 4.7.

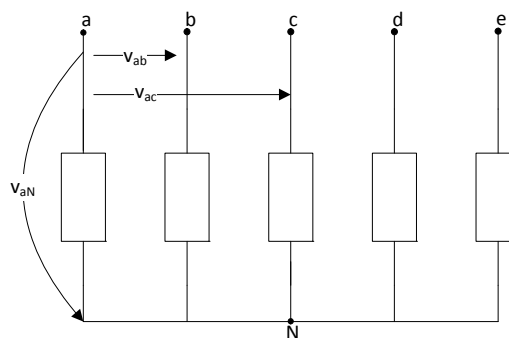


Figura 4.7: Càrrega pentafàsica simètrica connectada en estrella

Amb la connexió actual es poden obtenir les tensions fase-neutre si es coneix la diferència de tensió entre el punt neutre de la càrrega, que identificarem amb el subíndex N i el punt mig

del bus de contínua, amb subíndex 0, amb les equacions següents

$$\begin{aligned}
 v_{aN} &= v_{a0} + v_{0N} \\
 v_{bN} &= v_{b0} + v_{0N} \\
 v_{cN} &= v_{c0} + v_{0N} \\
 v_{dN} &= v_{d0} + v_{0N} \\
 v_{eN} &= v_{e0} + v_{0N}
 \end{aligned} \tag{4.2}$$

La suma fasorial de totes les tensions fase-neutre en un instant determinat conformen un vector espacial de tensió. El nombre de vectors espacials diferents que es poden generar amb la modulació SVPWM en un convertidor de dos nivells és de 2^n , que en un motor de cinc fases suposa trenta vectors actius i dos de nuls. Aquest increment de vectors possibles respecte a l'homòleg de tres fases suposa la necessitat d'un algoritme per modular la tensió molt més complex, ja que a més d'un major nombre de vectors espacials possibles aquests ocupen $\frac{n-1}{(2)}$ plans i una recta en el cas de n senar, tal i com s'ha explicat en la secció 2.4.

Resulta atractiu per tal de simplificar el sistema pentafàsic de cinc dimensions $a - b - c - d - e$ el fet de descompondre'l en dos subespais bidimensionals $\alpha - \beta$ i $x - y$, i en un subespai unidimensional 0 amb la transformada de Clarke (equació (4.3)). La fase a en el sistema de cinc dimensions coincideix amb la part positiva de l'eix α .

$$\begin{Bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ v_x \\ v_y \end{Bmatrix} = \frac{2}{5} \begin{pmatrix} \cos(0) & \cos(\frac{2\pi}{5}) & \cos(\frac{4\pi}{5}) & \cos(\frac{6\pi}{5}) & \cos(\frac{8\pi}{5}) \\ \sin(0) & \sin(\frac{2\pi}{5}) & \sin(\frac{4\pi}{5}) & \sin(\frac{6\pi}{5}) & \sin(\frac{8\pi}{5}) \\ \cos(0) & \cos(\frac{4\pi}{5}) & \cos(\frac{8\pi}{5}) & \cos(\frac{2\pi}{5}) & \cos(\frac{6\pi}{5}) \\ \sin(0) & \sin(\frac{4\pi}{5}) & \sin(\frac{8\pi}{5}) & \sin(\frac{2\pi}{5}) & \sin(\frac{6\pi}{5}) \end{pmatrix} \begin{Bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \\ v_d \\ v_e \end{Bmatrix} \tag{4.3}$$

Obtenint els vectors espacials que es mostren en la Figura 4.8 i Figura 4.9 en els plans $\alpha - \beta$ i $x - y$, mentre que els vectors en la recta homopolar no s'han representat, ja que en tenir el neutre aïllat, no generaran corrents, que són les que provoquen el camp magnètic i per tant no tindran rellevància en el control.



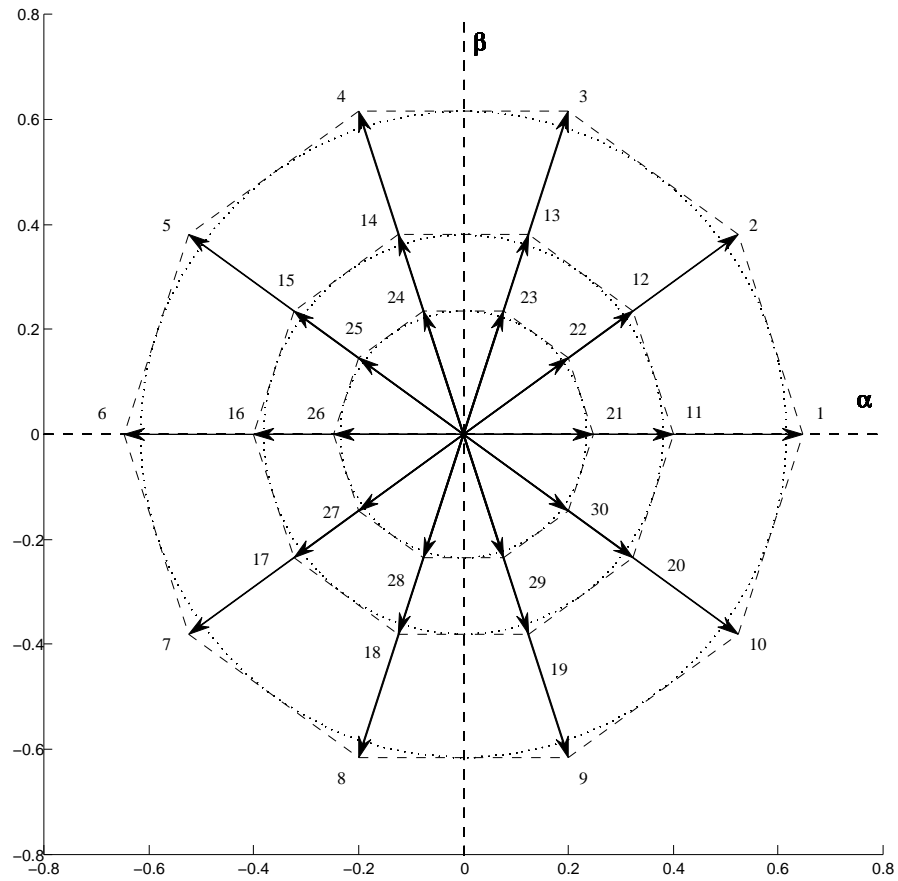


Figura 4.8: Tensions fase-neutre que l'inversor es capaç de generar en el pla $\alpha - \beta$

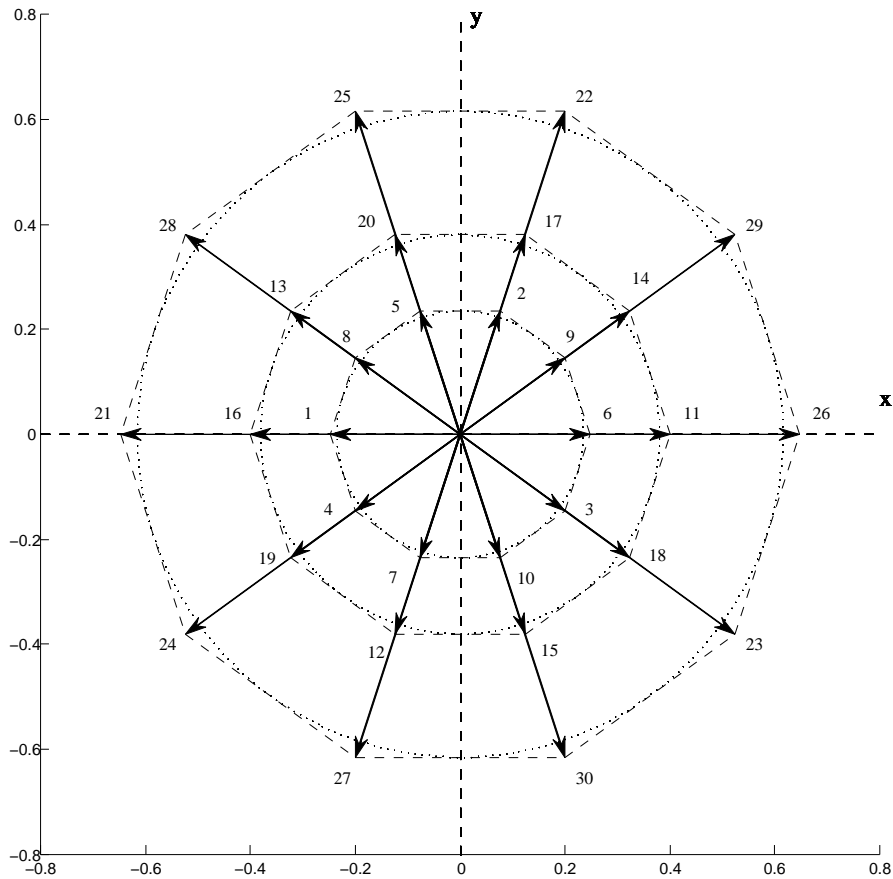


Figura 4.9: Tensions fase-neutre que l'inversor es capaç de generar en el pla $x - y$.

El mòdul d'aquests vectors vindrà determinat per la combinació d'interruptors oberts i tancats, de manera que es poden dividir els 32 estats possibles en 4 grups.

- **Grup 1 (Estats 1-10):** Combinació de 3 interruptors superiors (o inferiors) adjacents tancats i 2 d'inferiors (o superiors) oberts.
- **Grup 2 (Estats 11-20):** Combinació de 4 interruptors superiors (o inferiors) i 1 d'inferior (o superior) obert.



- **Grup 3 (Estats 21-30):** Combinació de 3 interruptors superiors (o inferiors) no adjacents tancats i 2 d'inferiors (o superiors) oberts.
- **Grup 4 (Estats 31-32):** Tots els interruptors superiors (o inferiors) tancats i tots els inferiors (o superiors) oberts.

El mòdul de la tensió fase-neutre del grup 1 es calcula segons

$$\mathbf{v}_x = \frac{1}{N_{ph} \cdot \cos \frac{(N_{ph}-1)\pi}{2 \cdot N_{ph}}} \cdot V_{DC} \quad (4.4)$$

i el valor del mòdul per cada grup es pot veure en la Taula 4.3.

Taula 4.3: Vectors de tensió fase-neutre en la càrrega de cinc fases en estrella

Vectors espacials	Mòdul
<i>Grup1</i>	$\frac{2}{5} \cdot 2 \cdot \cos \frac{\pi}{5} \cdot V_{DC} = 0,647213$
<i>Grup2</i>	$\frac{2}{5} \cdot V_{DC} = 0,4$
<i>Grup3</i>	$\frac{2}{5} \cdot 2 \cdot \cos \frac{2\pi}{5} \cdot V_{DC} = 0,247213$
<i>Grup4</i>	0

Unint els extrems dels vectors de cada grup s'obté un decàgon, que representa el mòdul màxim de la tensió que es pot assolir per qualsevol posició elèctrica.

Si el que es desitja és generar tensions purament sinusoidals, només s'hauran d'utilitzar $(n-1)$ vectors actius en cada període de commutació la suma dels quals només tingui un valor no nul en el pla $\alpha - \beta$ [17].

S'ha de tenir en compte que generar un vector espacial en el pla $\alpha - \beta$, implica inevitablement la generació d'un altre vector de mòdul i posició no controlats en el pla $x - y$. Així que tal i com es pot veure en les figures 4.8 i 4.9 a partir del nombre que acompanya cada vector, si la combinació d'interruptors és la de l'estat 1, en el pla $\alpha - \beta$ es generarà un vector amb mòdul $\frac{2}{5} \cdot 2 \cdot \cos \frac{\pi}{5} \cdot V_{DC}$ i posició 0° , mentre que en el pla $x - y$ se'n generarà implícitament un altre de mòdul $\frac{2}{5} \cdot 2 \cdot \cos \frac{2\pi}{5} \cdot V_{DC}$ en la posició 180° .

S'ha de tenir en compte que seleccionant vectors espacials en el pla $\alpha - \beta$, que seran els que contribuiran principalment a la producció de parell útil, automàticament també s'estaran generant vectors espacials de mòdul i posició no controlats en el pla $x - y$, que en motors amb debanats distribuïts només provocaran pèrdues.

En motors amb debanats concentrats, es pot desitjar seleccionar certs vectors que a més de tenir un valor no nul en el pla $\alpha - \beta$, també siguin presents en el pla $x - y$, generant els harmònics adequats que contribueixen a la generació de més parell útil.



Modulació *ten-step*

Es començarà per explicar l'estratègia de modulació de la tensió més primitiva, anomenada *ten-step*, en el que només s'utilitzen els 10 estats del primer grup, cosa que significa que només s'utilitzen els vectors de màxima tensió fase-neutre. Aquest mètode de modulació és el que presenta un millor rendiment del sistema, tot i que el motor presenta una gran quantitat d'harmònics i un arrissat de corrent i de parell molt brusc. Consisteix en que cada semiconductor condueix durant 180° i el canvi d'estat de dues branques consecutives es produeix cada $360^\circ/5 = 72^\circ$, tal i com es pot veure en la Figura 4.10.

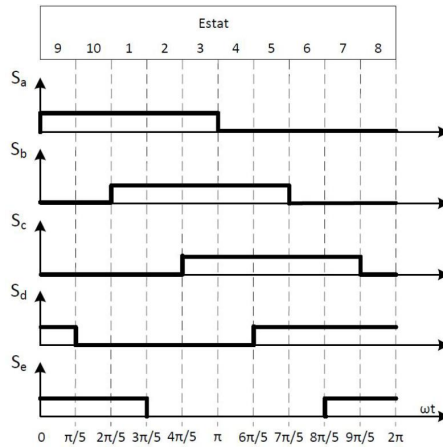


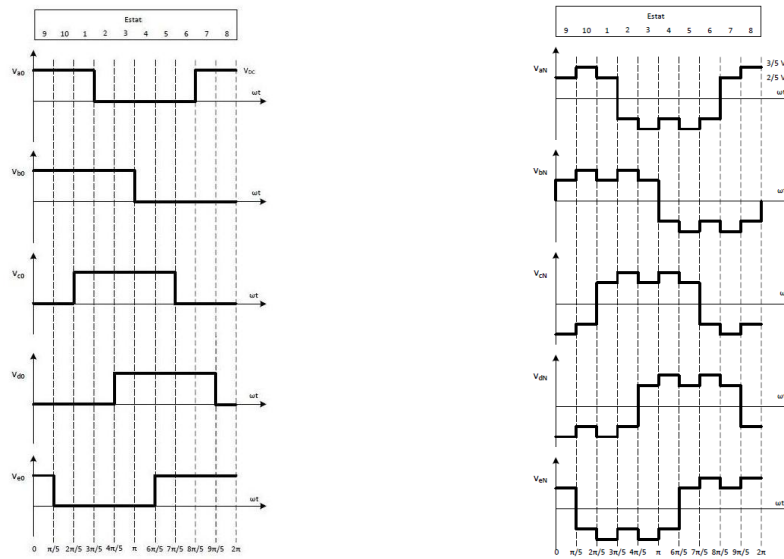
Figura 4.10: Senyals de dispar en un VSI de cinc fases per a una modulació *ten-step*

El valor de la tensió fase-punt mig del bus DC en cada estat es mostra en la Taula 4.4, i en la Figura 4.11(a) i Figura 4.11(b) es mostren gràficament les tensions fase-punt mig del bus DC i fase-neutre de la càrrega.

Taula 4.4: Tensions de cada branca de l'inversor de cinc fases

Estat	Vector espacial	v_{a0}	v_{b0}	v_{c0}	v_{d0}	v_{e0}
1	$\mathbf{v}_{1,leg}$	$V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$
2	$\mathbf{v}_{2,leg}$	$V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$
3	$\mathbf{v}_{3,leg}$	$V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$
4	$\mathbf{v}_{4,leg}$	$-V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$
5	$\mathbf{v}_{5,leg}$	$-V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$
6	$\mathbf{v}_{6,leg}$	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$
7	$\mathbf{v}_{7,leg}$	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$
8	$\mathbf{v}_{8,leg}$	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$
9	$\mathbf{v}_{9,leg}$	$V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$
10	$\mathbf{v}_{10,leg}$	$V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$-V_{DC}/2$	$V_{DC}/2$





(a) Tensions de branca

(b) Tensions fase-neutre

 Figura 4.11: Tensions de branca i fase-neutre en un VSI de cinc fases per a una modulació *ten-step*.

En aquest tipus de modulació només es té en compte el vector espacial \mathbf{v}_s^* que es genera en l'espai bidimensional $\alpha - \beta$, sense importar els harmònics que es generin en la resta de dimensions. Els 10 estats possibles del primer grup divideixen el pla $\alpha - \beta$ en 10 sectors, els quals numerarem en ordre ascendent segons l'angle que formin respecte l'eix *alpha* positiu. Per generar el vector espacial s'identifica el sector en el que es troba i s'utilitzen només els dos estats que el delimiten, commutant entre els dos i repartint el temps actiu d'un i altre segons l'angle del vector \mathbf{v}_s^* desitjat.

Per tal de calcular el temps actiu de cada estat s'utilitza l'equació (4.5), tenint en compte que v_α i v_β són les components del vector \mathbf{v}_s^* en cada eix ortogonal.

$$\begin{Bmatrix} t_1 \\ t_2 \end{Bmatrix} = \frac{1}{\cos(\theta_1) \sin(\theta_2) - \sin(\theta_1) \cos(\theta_2)} \begin{pmatrix} \sin(\theta_2) & -\cos(\theta_2) \\ -\sin(\theta_1) & \cos(\theta_1) \end{pmatrix} \begin{Bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{Bmatrix} \quad (4.5)$$

on els angles θ_1 i θ_2 depenen del sector k ($k=1$ a 10) en el que es troba \mathbf{v}_s^* segons

$$\theta_1 = (k - 1) \frac{\pi}{5} \quad (4.6)$$

$$\theta_2 = k \frac{\pi}{5} \quad (4.7)$$

La resta del període de mostreig t_s es destina a l'aplicació, en la mateixa proporció, dels vectors nuls \mathbf{v}_{31} i \mathbf{v}_{32} segons,

$$t_{31} = \frac{t_s - t_1 - t_2}{2} \quad (4.8)$$

$$t_{32} = t_{31} \quad (4.9)$$

En la figura Figura 4.12 es pot veure la representació gràfica dels paràmetres utilitzats en el càlcul dels temps d'aplicació dels estats.

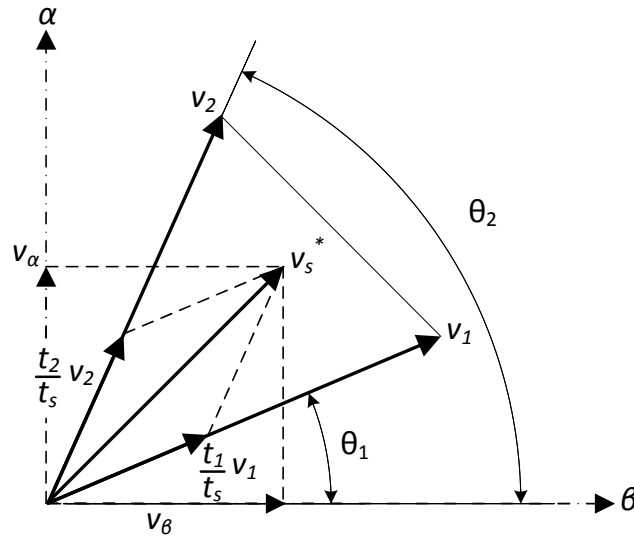


Figura 4.12: Càlcul dels temps d'aplicació dels vectors espacials per un determinat sector del diagrama SVPWM

Si no s'apliquen els vectors nuls a mesura que es fa una volta elèctrica el vèrtex del vector sintetitzat resseguirà els límits del decàgon que formen els vectors espacials del primer grup, obtenint una senyal que no serà sinusoidal, ja que l'amplitud serà variant en el temps. En el cas de que es desitgi sintetitzar una tensió amb una amplitud constant s'haurà de limitar el mòdul dins del cercle inscrit dins del decàgon del grup 1, tot mantenint el mòdul del vector els 360° elèctrics tal i com es pot veure en la Figura 4.8.

Restringint-nos al cercle inscrit que formen els vectors espacials del grup 1 es calcula com

$$\overline{OM} = V_x \cdot \left(\sin \frac{(N_{ph} - 1)\pi}{2 \cdot N_{ph}} \right) \quad (4.10)$$

Quedant el radi del cercle inscrit un 95,105652

SVPWM combinant vectors exteriors i centrals d'un mateix sector. Tensions de sortida sinusoidals

Com s'ha mencionat en 4.3.1 a més dels 10 estats possibles mencionats en la modulació *ten-step* també existeixen 22 estats de commutació addicionals.



Taula 4.5: Radi del cercle inscrit per a cada grup de vectors

Vectors espacials	Mòdul
<i>Grup1</i>	0,615537
<i>Grup2</i>	0,380423
<i>Grup3</i>	0,235114
<i>Grup4</i>	0

Com que l'estratègia *ten - step* no controla els vectors en l'espai $x - y$, genera una gran quantitat de components harmòniques que es tradueixen en arriestat de corrent, de parell, soroll i pèrdues.

Amb l'afany d'evitar tota aquesta problemàtica es pot utilitzar una combinació de vectors del grup 1 i vectors del grup 2, la suma dels quals resulti en un vector espacial no nul en l'espai $\alpha - \beta$, mentre que la suma en el pla $x - y$ sigui nul·la.

En el pla $x - y$, els vectors espacials del grup 1 es troben ordenadament oposats als del grup 2, de tal manera que si s'aplica una determinada proporció de l'estat 1 i una altre de l'estat 11 només s'alimentarà el pla $\alpha - \beta$, evitant la generació d'harmònics.

A més, en aquesta estratègia també es desitja que el mòdul de la tensió sigui constant, de manera que el màxim mòdul dels vectors espacials utilitzats estarà restringit al cercle inscrit de cada grup.

Els temps d'aplicació dels vectors del grup 1 i els del grup 2 es calcula segons

$$t_{grup1} = t_1 \frac{\mathbf{V}_{grup1}}{\mathbf{V}_{grup1} + \mathbf{V}_{grup2}} \quad (4.11)$$

$$t_{grup1} = t_2 \frac{\mathbf{V}_{grup1}}{\mathbf{V}_{grup1} + \mathbf{V}_{grup2}} \quad (4.12)$$

$$t_{grup2} = t_1 \frac{\mathbf{V}_{grup2}}{\mathbf{V}_{grup1} + \mathbf{V}_{grup2}} \quad (4.13)$$

$$t_{grup2} = t_2 \frac{\mathbf{V}_{grup2}}{\mathbf{V}_{grup1} + \mathbf{V}_{grup2}} \quad (4.14)$$

on t_1 i t_2 es calculen segons l'equació (4.5) i \mathbf{V}_{grup1} i \mathbf{V}_{grup2} són els mòduls màxims dins el cercle inscrit de la Taula 4.5 segons el grup.

Tenint en compte la relació entre mòduls dels vectors del grup 1 i grup 2, aquesta estratègia dedicarà un 61,8% del temps total d'aplicació dels vectors actius a l'aplicació dels vectors del grup 1 i el 38,2% restant a l'aplicació de vectors mitjans. Així que el mòdul màxim de la tensió que es podrà sintetitzar serà de

$$\mathbf{V}_s^* = \mathbf{V}_{grup1} \frac{\mathbf{V}_{grup1}}{\mathbf{V}_{grup1} + \mathbf{V}_{grup2}} + \mathbf{V}_{grup1} \frac{\mathbf{V}_{grup1}}{\mathbf{V}_{grup1} + \mathbf{V}_{grup2}} \quad (4.15)$$



$$\mathbf{v}_s^* = 0,615537 \frac{0,615537}{0,615537 + 0,380423} + 0,380423 \frac{0,380423}{0,615537 + 0,380423} = 0,525731$$

El temps d'aplicació dels vectors nuls es calcula com en el cas anterior, segons les expressions 4.8 i 4.9.



Capítol 5

Anàlisi d'estabilitat del model del motor síncron d'imants permanents interiors pentafàsic

5.1 Introducció

El control V/f no assegura el sincronisme del rotor amb el camp magnètic de l'estator en llaç obert i per tant no es pot assegurar que el motor operi correctament en tot el rang de velocitats. Es diu que el sistema és inestable quan la variable que es desitja controlar no presenta el valor esperat després d'un transitori. En aquest cas la variable a controlar és la velocitat del sistema, així que el sistema serà estable quan se li apliqui una consigna de freqüència elèctrica determinada i la velocitat elèctrica del motor tendeixi a tal valor.

En el present capítol es realitza l'anàlisi d'estabilitat del model del motor síncron d'imants permanents interiors pentafàsic funcionant amb un control V/f en llaç obert. En primer lloc s'expressen les equacions del motor en variables d'estat en la referència síncrona al rotor i es linealitzen per poder aplicar la teoria de control lineal.

A continuació es calculen els valors propis del sistema per tot el rang de freqüències d'operació del motor en buit a partir de la matriu d'equacions d'estat linealitzada. Els valors propis permeten trobar el lloc geomètric de les arrels del sistema, que determinen l'estabilitat d'aquest en estat estacionari per a cada freqüència d'operació del motor.

Tot seguit, es realitza el mateix procediment de càlcul de l'estabilitat en règim estacionari del sistema però amb una càrrega aplicada, en aquest cas aplicada pel generador DC acoblat al IPMSM. L'anàlisi d'estabilitat en càrrega s'ha dut a terme per a dos pendents de parell resistent diferents, en funció de la resistència de càrrega R_c connectada en borns de l'induït del generador DC i de la velocitat del IPMSM.

Un cop s'ha trobat el LGA del sistema en estat estacionari, el següent pas ha estat comprovar



si el sistema es comporta de la mateixa manera afegint el règim dinàmic, és a dir, arrancant el motor des de 0 min^{-1} fins a les diverses consignes de velocitat objectiu d'estudi tal i com passa en la realitat.

Finalment, es du a terme un anàlisi de sensibilitat del sistema amb la finalitat d'identificar quins són els paràmetres que més afecten a l'estabilitat del sistema, tant sigui cap a millor com cap a pitjor.

5.2 Equacions en variables d'estat del motor síncron d'imants permanents pentafàsic

Per poder analitzar les equacions presentades en el Capítol 2 mitjançant la teoria del control lineal és necessari expressar el sistema d'equacions en variables d'estat. El model en variables d'estat es construeix a partir de les equacions elèctriques del motor en la base de desacoblament (2.17), l'expressió del parell electromagnètic (2.24) i l'equació mecànica (2.26).

Per facilitar l'anàlisi, és útil definir una nova variable anomenada angle de càrrega δ [29]. L'angle de càrrega representa l'angle entre la posició elèctrica del vector tensió que s'està aplicant θ_s i el vector de la tensió induïda del motor θ_r , i per tant també representa el desfasament entre els eixos del pla en referència a l'estator i en referència rotor.

Durant el règim estacionari, l'angle δ és considerat de valor constant per a un determinat parell de càrrega. Durant el règim transitori, en canvi, es produeixen variacions de δ , provocant que la velocitat de rotació dels vectors de flux de l'estator i del rotor siguin diferents. La seva representació es pot observar en la figura Figura 5.1.

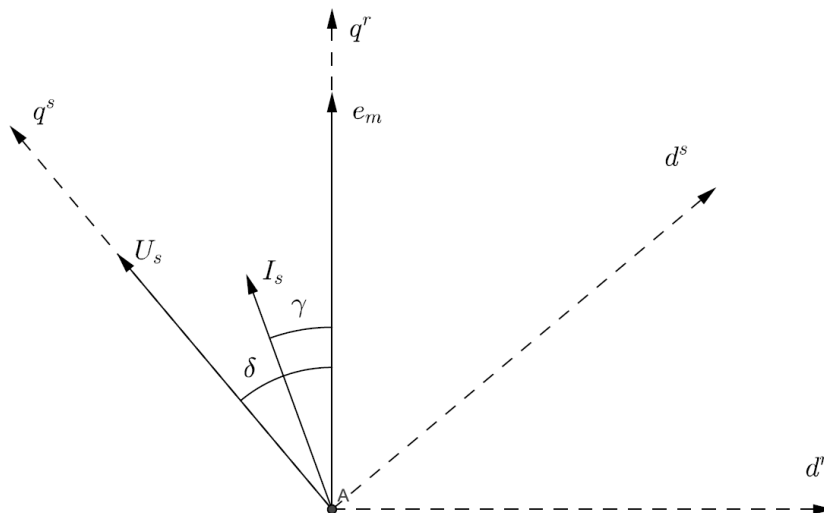


Figura 5.1: Angle de càrrega δ .

L'expressió de l'angle de càrrega es pot definir com

$$\delta = \theta_e - \theta_r \quad (5.1)$$

on θ_e és la posició elèctrica de les tensions aplicades a l'estator en el subespai $d - q$ i θ_r és la posició elèctrica del rotor.

Derivant l'equació(5.1) s'obté

$$\frac{d}{dt}\delta = \omega_e - \omega_r \quad (5.2)$$

on ω_e és la velocitat elèctrica de rotació de les tensions aplicades a l'estator i ω_r és la velocitat elèctrica del rotor. L'angle de càrrega també es pot definir com l'angle entre la força electromotriu creada pels imants permanents del rotor i el vector tensió aplicat. Clarament, utilitzant l'angle de càrrega δ les components v_d^r i v_q^r de les tensions en la base de desacoblament en sincronisme amb el rotor poden expressar-se ara com

$$v_d^r = -v_{s,dq} \sin \delta \quad (5.3)$$

$$v_q^r = v_{s,dq} \cos \delta \quad (5.4)$$

En Figura 5.1 també hi apareix l'angle γ , que indica l'angle entre la tensió induïda i el mòdul del corrent. Coneixent aquest angle es pot saber el valor de i_d^r i i_q^r , i per tant es pot controlar el parell d'alineació i el reluctant del motor.

El vector tensió aplicat en el subespai $x - y$ mitjançant les components v_x^r i v_y^r es pot expressar en funció del vector tensió aplicat en el subespai $d - q$. En definitiva, l'estratègia de modulació de la tensió utilitzada determinarà tal dependència. Com s'ha vist en el Capítol 2, quan es suposa una distribució sinusoïdal del flux en l'entreferro, totes les variables relacionades amb la producció de parell electromagnètic es restringeixen al subespai $d - q$. Per tant, l'aplicació de tensions v_x^r i v_y^r comporta únicament un augment del nivell de pèrdues per efecte Joule en els debanats de l'estator. S'haurà de definir una estratègia de modulació de la tensió que anul·li les components de tensió en el subespai $x - y$.

Amb l'objectiu d'expressar el model del motor en el cas general, de forma anàloga a l'espai $d - q$, s'han definit les variables $v_{s,xy}$ i δ_{xy} que defineixen el vector tensió en l'espai $x - y$. Ambdós variables es poden expressar en funció de les seves variables homòlogues en l'espai $d - q$ mitjançant les expressions:

$$v_{s,xy} = F_v(t)v_{s,dq} \quad (5.5)$$

$$\delta_{xy} = F_\delta(t)\delta_{dq} \quad (5.6)$$

on F_v i F_δ representen funcions qualsevol variables en el temps.



D'aquesta manera, hom pot definir el model del motor expressat en variables d'estat com

$$\dot{i}_d^r = -\frac{R_s}{L_{ls} + L_{md}} i_d^r + \omega_r \frac{L_{ls} + L_{mq}}{L_{ls} + L_{md}} i_q^r - \frac{v_{s,dq} \sin \delta_{dq}}{L_{ls} + L_{md}} \quad (5.7)$$

$$\dot{i}_q^r = -\frac{R_s}{L_{ls} + L_{mq}} i_q^r - \omega_r \frac{L_{ls} + L_{md}}{L_{ls} + L_{mq}} i_{ds}^r - \frac{\lambda_m}{L_{ls} + L_{mq}} \omega_r + \frac{v_{s,dq} \cos \delta_{dq}}{L_{ls} + L_{mq}} \quad (5.8)$$

$$\dot{i}_x = -\frac{R_s}{L_{ls}} i_x^r - \frac{v_{s,xy} \sin \delta_{xy}}{L_{ls}} \quad (5.9)$$

$$\dot{i}_y = -\frac{R_s}{L_{ls}} i_y^r + \frac{v_{s,xy} \cos \delta_{xy}}{L_{ls}} \quad (5.10)$$

$$\dot{\omega}_r = \frac{5}{2} \left(\frac{n}{2}\right)^2 \frac{1}{J_m} \lambda_m i_{qs}^r + \frac{5}{2} \left(\frac{n}{2}\right)^2 \frac{1}{J_m} (L_{md} - L_{mq}) i_{ds}^r i_{qs}^r - \frac{B_m}{J_m} \omega_r - \frac{n}{2J_m} \tau_l \quad (5.11)$$

$$\dot{\delta}_{dq} = \omega_e - \omega_r \quad (5.12)$$

5.2.1 Linealització

Les equacions que descriuen el comportament del motor síncron són no lineals i només poden ser resoltes amb un llarg temps de computació, a més de necessitar un precís coneixement del valor de tots els paràmetres. Per tal d'agilitzar l'estudi del motor síncron resulta útil linealitzar les equacions al voltant d'un punt d'operació mitjançant l'expansió en sèries de Taylor [29].

La linealització del model en variables d'estat del motor permet aplicar la teoria de control lineal per tal d'avaluar l'estabilitat del sistema. Suposant que el sistema està funcionant en estat estacionari, cada variable del motor x_i es pot expressar pel seu valor estacionari X_{i0} més una lleugera pertorbació al voltant d'aquest Δx_i .

$$x_i = X_{i0} + \Delta x_i \quad (5.13)$$

Substituint totes les variables del motor de les equacions d'estat (5.7), (5.8), (5.9), (5.10), (5.11) i (5.12), el sistema lineal s'expressa de la forma

$$\Delta \dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}(\mathbf{X}) \Delta \mathbf{x} + \mathbf{B}(\mathbf{X}) \Delta \mathbf{u} \quad (5.14)$$

on $\Delta \mathbf{x}$ és la matriu de pertorbacions per a 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.

5.2.2 Model linealitzat del motor síncron d'imants permanents pentafàsic

Menyspreant els termes de segon ordre i cancel·lant els termes estacionaris s'obtenen les equacions que descriuen el model linealitzat del PMSM pentafàsic, on I_d^r , I_q^r , I_x^r , I_y^r són les magnituds dels corrents en estat estacionari en cada subespai, $V_{s,dq}$, $V_{s,xy}$ són les magnituds dels vectors tensió en estat estacionari en cada subespai, ω_{r0} és el valor en estat estacionari de la velocitat elèctrica del rotor i δ_{dq0} , δ_{xy0} representen el valor en estat estacionari de l'angle de carga en el subespai $d - q$ i $x - y$ respectivament. Observar que degut a la dependència de les variables



en el subespai $x - y$ expressada en (5.5), el vector de variables d'estat \mathbf{x} no inclou les variables en el subespai $x - y$.



$$\begin{aligned}
& \begin{Bmatrix} \Delta \dot{i}_d^r \\ \Delta \dot{i}_q^r \\ \Delta \dot{i}_x^r \\ \Delta \dot{i}_y^r \\ \Delta \dot{\omega}_r \\ \Delta \dot{\delta}_{dq} \end{Bmatrix} = \\
& \begin{pmatrix} -\frac{R_s}{L_{ls}+L_{md}} & \frac{(L_{ls}+L_{mq})\omega_{r0}}{L_{ls}+L_{md}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{(L_{ls}+L_{md})\omega_{r0}}{L_{ls}+L_{mq}} & -\frac{R_s}{L_{ls}+L_{mq}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_s}{L_{ls}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{R_s}{L_{ls}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{B_m}{J_m} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \end{pmatrix} \begin{Bmatrix} I_q^r \\ I_d^r \\ I_x^r \\ I_y^r \\ I_r^r \\ I_d^r \end{Bmatrix} + \\
& \begin{pmatrix} -\frac{R_s}{L_{ls}+L_{md}} & \frac{(L_{ls}+L_{mq})\omega_{r0}}{L_{ls}+L_{md}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{(L_{ls}+L_{md})\omega_{r0}}{L_{ls}+L_{mq}} & -\frac{R_s}{L_{ls}+L_{mq}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_s}{L_{ls}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{R_s}{L_{ls}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{B_m}{J_m} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \end{pmatrix} \begin{Bmatrix} I_q^r \\ I_d^r \\ I_x^r \\ I_y^r \\ I_r^r \\ I_d^r \end{Bmatrix} + \\
& \begin{pmatrix} -\frac{R_s}{L_{ls}+L_{md}} & \frac{(L_{ls}+L_{mq})\omega_{r0}}{L_{ls}+L_{md}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{(L_{ls}+L_{md})\omega_{r0}}{L_{ls}+L_{mq}} & -\frac{R_s}{L_{ls}+L_{mq}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_s}{L_{ls}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{R_s}{L_{ls}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{B_m}{J_m} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -1 \end{pmatrix} \begin{Bmatrix} I_q^r \\ I_d^r \\ I_x^r \\ I_y^r \\ I_r^r \\ I_d^r \end{Bmatrix} + \\
& \begin{pmatrix} -\frac{V_{s,dq} \cos \delta_{dq0}}{L_{ls}+L_{md}} & \frac{V_{s,dq} \sin \delta_{dq0}}{L_{ls}+L_{mq}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{V_{s,dq} \sin \delta_{dq0}}{L_{ls}+L_{mq}} & \frac{V_{s,dq} \cos \delta_{dq0}}{L_{ls}+L_{md}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{V_{s,xy} \cos \delta_{xy0}}{L_{ls}} & \frac{V_{s,xy} \sin \delta_{xy0}}{L_{ls}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{V_{s,xy} \sin \delta_{xy0}}{L_{ls}} & \frac{V_{s,xy} \cos \delta_{xy0}}{L_{ls}} & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{Bmatrix} \Delta v_{s,dq} \\ \Delta \omega_e \\ \Delta \tau \end{Bmatrix} \\
& + \begin{pmatrix} -\frac{\sin \delta_{dq0}}{L_{ls}+L_{md}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{\cos \delta_{dq0}}{L_{ls}+L_{mq}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{\sin \delta_{xy0}}{L_{ls}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{\cos \delta_{xy0}}{L_{ls}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{Bmatrix} \Delta v_{s,dq} \\ \Delta \omega_e \\ \Delta \tau \end{Bmatrix} \\
& \quad \quad \quad (5.15)
\end{aligned}$$



5.3 Condicions d'operació del motor aplicant un control V/f en llaç obert

Com que el mètode de control és el V/f , quan el control es troba en llaç obert la consigna de freqüència és constant en estat estacionari, igual que la tensió aplicada pel convertidor, que ve marcada per la freqüència consigna. Per tant en règim estacionari es compleix que

$$\begin{aligned}\Delta v_{s,dq} &= 0 \\ \Delta \omega_e &= 0\end{aligned}\tag{5.16}$$

Imposant aquestes dues condicions al model linealitzat, s'obté el model en variables d'estat del motor operant en un control V/f en llaç obert. Cal notar que la matriu d'estat $\mathbf{A}(\mathbf{X})$ és la mateixa que en l'equació (5.15).



$$\begin{aligned}
& \left\{ \begin{array}{l} \Delta \dot{i}_d^r \\ \Delta \dot{i}_q^r \\ \Delta \dot{i}_x^r \\ \Delta \dot{i}_y^r \\ \Delta \dot{\omega}_r \\ \Delta \dot{\delta}_{dq} \end{array} \right\} = \left(\begin{array}{cccccc}
-\frac{R_s}{L_{ls}+L_{md}} & \frac{(L_{ls}+L_{mq})\omega_r 0}{L_{ls}+L_{md}} & 0 & 0 & -\frac{R_s}{L_{ls}} & 0 \\
-\frac{(L_{ls}+L_{md})\omega_r 0}{L_{ls}+L_{mq}} & -\frac{R_s}{L_{ls}+L_{mq}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & -\frac{R_s}{L_{ls}} & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & -\frac{R_s}{L_{ls}} & 0 & 0 \\
\frac{5}{2} \left(\frac{n}{2}\right)^2 \frac{1}{J_m} (L_{md} - L_{mq}) I_q^r & \frac{5}{2} \left(\frac{n}{2}\right)^2 \frac{1}{J_m} (\lambda_m + (L_{md} - L_{mq}) I_d^r) & 0 & 0 & -\frac{B_m}{J_m} & -1 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0
\end{array} \right) \left\{ \begin{array}{l} \Delta i_d^r \\ \Delta i_q^r \\ \Delta i_x^r \\ \Delta i_y^r \\ \Delta \omega_r \\ \Delta \delta_{dq} \end{array} \right\} \\
& + \left(\begin{array}{cccccc}
-\frac{V_{s,dq} \cos \delta_{dq} 0}{L_{ls}+L_{md}} & \frac{(L_{ls}+L_{mq}) I_q^r}{L_{ls}+L_{md}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\
-\frac{V_{s,dq} \sin \delta_{dq} 0}{L_{ls}+L_{mq}} & -\frac{1}{L_{ls}+L_{mq}} (L_{md} I_d^r + \lambda_m) & 0 & 0 & 0 & 0 \\
-\frac{V_{s,xy} \cos \delta_{xy} 0}{L_{ls}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
-\frac{V_{s,xy} \sin \delta_{xy} 0}{L_{ls}} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0
\end{array} \right) \left\{ \begin{array}{l} \Delta i_d^r \\ \Delta i_q^r \\ \Delta i_x^r \\ \Delta i_y^r \\ \Delta \omega_r \\ \Delta \delta_{dq} \end{array} \right\} \\
& + \left(\begin{array}{cccccc}
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\
0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0
\end{array} \right) \left\{ \Delta \tau_l \right\} \quad (5.17)
\end{aligned}$$



5.4 Model del motor síncron d'imants permanents pentafàsic en estat estacionari

El model del motor pentafàsic en estat estacionari es pot obtenir a partir de les equacions dinàmiques del motor (2.17), (2.24) i (2.26) tenint en compte que en règim permanent, totes les variables (tensions, corrents i fluxos) són valors constants i els termes derivatius són nuls.

Com s'ha senyalat anteriorment, la producció de parell electromagnètic està lligada al subespai $d - q$. Per tant només es tenen en compte les equacions elèctriques estacionaries del motor en aquest subespai, que tenen la forma

$$V_{ds}^r = R_s I_{ds}^r - \omega_{r0} (L_{ls} + L_{mq}) I_{qs}^r \quad (5.18)$$

$$V_{qs}^r = R_s I_{qs}^r + \omega_{r0} (L_{ls} + L_{md}) I_{ds}^r + \omega_{r0} \lambda_m \quad (5.19)$$

on I_{ds}^r i I_{qs}^r són els valors en règim estacionari de les corrents i ω_{r0} és el valor en règim estacionari de la freqüència elèctrica del rotor. Les variables V_{ds}^r i V_{qs}^r són els valors en règim estacionari de les tensions que poden expressar-se en funció de l'angle de càrrega en règim estacionari com

$$V_d^r = -V_{s,dq} \sin \delta_{dq0} \quad (5.20)$$

$$V_q^r = V_{s,dq} \cos \delta_{dq0} \quad (5.21)$$

L'expressió del parell electromagnètic en estat estacionari s'obté a partir de (2.24) com

$$\tau_{e0} = \frac{5}{2} \frac{n}{2} \left(\lambda_m I_{qs}^r + (L_{md} - L_{mq}) I_{ds}^r I_{qs}^r \right) \quad (5.22)$$

on τ_{e0} és el parell electromagnètic en règim estacionari del motor. Cal parar atenció a que per tal de que el parell reluctant sigui positiu I_{ds}^r ha de ser negativa, segons la configuració del IPMSM, que presenta $L_{md} < L_{mq}$.

Finalment l'equació mecànica en estat estacionari s'obté a partir de (2.26) com

$$\tau_{e0} - \tau_{l0} = \frac{2}{n} B_m \omega_{r0} \quad (5.23)$$

on τ_{l0} és el parell de càrrega aplicat al motor en règim estacionari.

Com que s'utilitza un control V/f , la única entrada del sistema és la freqüència consigna. La tensió a aplicar es calcula com

$$V_s = \omega_{r0} K_{tensió} + offset_{tensió} \quad (5.24)$$



On $K_{tensió}$ representa λ_m menys la proporció de caigudes de tensió lineals en funció de la freqüència d'excitació que s'han observat experimentalment entre el convertidor i el motor, i $offset_{tensió}$ representa les caigudes de tensió constants del sistema.

Que en referència rotor significa que $V_s = V_q^s$ i $V_d^s = 0$. La freqüència consigna s'aplica en forma de rampa creixent des de 0 Hz en $t = 0$ fins al valor consigna, amb una pendent de $30 \frac{\text{Hz}}{\text{s}}$. La tensió del bus de contínua s'ha suposat constant i igual a $\sqrt{2} \cdot 400 \text{ V}$ per l'inversor que alimenta el motor, ja que és la tensió rectificadora que s'obté d'un rectificador de díodes. Les caigudes degudes als temps morts i als díodes i transistors s'han simulat com una reducció de la proporció lineal de la tensió i també una reducció de la component contínua de la tensió que s'aplica al motor.

5.5 Estabilitat del model linealitzat del motor síncron d'imants permanents pentafàsic en règim estacionari

La teoria d'anàlisi de sistemes lineals permet analitzar l'estabilitat d'un sistema avaluant els valors propis de la matriu d'estat $\mathbf{A}(\mathbf{X})$. Els valors propis permeten predir el comportament del motor en qualsevol condició d'operació en equilibri a partir del mètode del LGA [46].

Els valors propis poden ser reals o complexos. Quan són complexos s'està parlant de parells conjugats, donant lloc a una oscil·lació de les variables d'estat. Valors propis amb part real negativa signifiquen oscil·lacions en la resposta del sistema que decreixen amb el temps i tendeixen cap a un valor constant i, per tant, estables. En canvi, valors propis amb part real positiva signifiquen oscil·lacions que creixen indefinidament i amb el temps provoquen que el sistema es torni inestable.

En els següents apartats s'analitza l'estabilitat del sistema en funció de la velocitat de gir elèctrica estacionària del rotor ω_{r0} per diferents condicions de càrrega del motor.

Com s'ha vist en el capítol 2 l'alimentació de la màquina en el subespai $x - y$ no contribueix a la realització del parell útil, aportant solament pèrdues per efecte Joule en els debanats de l'estator. En aquest cas, la tècnica de modulació de la tensió utilitzada ha d'imposar que les components de tensió en el subespai $x - y$ siguin nul·les.

$$v_x^r = 0 \quad (5.25)$$

$$v_y^r = 0 \quad (5.26)$$

resultant en la matriu $\mathbf{A}(\mathbf{X})$ que es pot veure en (5.27).



$$\mathbf{A}(\mathbf{X}) = \begin{pmatrix} -\frac{R_s}{L_{ls}+L_{md}} & \frac{(L_{ls}+L_{mq})\omega_r}{L_{ls}+L_{md}} & 0 & 0 & -\frac{(L_{ls}+L_{mq})I_q^r}{L_{ls}+L_{md}} & -\frac{V_{s,dq} \cos \delta_{dq0}}{L_{ls}+L_{md}} & 0 \\ -\frac{(L_{ls}+L_{md})\omega_r}{L_{ls}+L_{mq}} & -\frac{R_s}{L_{ls}+L_{mq}} & 0 & 0 & -\frac{1}{L_{ls}+L_{mq}}(L_{md}I_d^r + \lambda_m) & -\frac{V_{s,dq} \sin \delta_{dq0}}{L_{ls}+L_{mq}} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_s}{L_{ls}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{R_s}{L_{ls}} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{5}{2} \left(\frac{n}{2}\right)^2 \frac{1}{J_m} (L_{md} - L_{mq}) I_q^r & \frac{5}{2} \left(\frac{n}{2}\right)^2 \frac{1}{J_m} (\lambda_m + (L_{md} - L_{mq}) I_d^r) & 0 & 0 & -\frac{B_m}{J_m} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -1 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad (5.27)$$



5.5.1 Estabilitat del motor síncron d'imants permanents pentafàsic operant en buit

Habitualment quan el motor opera en buit, és a dir, sense cap tipus de parell de càrrega es negligeix el fregament viscos i per tant les corrents I_q^r i I_d^r es consideren nul·les en estat estacionari. Però en el present cas s'ha comprovat que en buit el muntatge presenta un fregament considerable i per tant no es pot menysprear.

En haver de vèncer el fregament, I_q^r i I_d^r han de ser diferents de zero, així que part de la tensió aplicada $V_{s,dq}$ és utilitzada per vèncer la força contraelectromotriu induïda per l'imant permanent i la resta correspon a les caigudes de tensió en les resistències i en les inductàncies de l'estator. En tal cas, mantenir la relació $\frac{V_s}{\omega_{r0}}$ constant no suposa mantenir el nivell de flux del motor, fent necessari aplicar una compensació per tenir en compte tals pèrdues.

Quan s'apliquen les tensions suficients en borns de les fases del motor, el camp magnètic dels imants permanents comença a seguir el camp magnètic generat pels debanats de l'estator, fixant-se un angle de càrrega δ_{dq} que presenta un valor constant en estat estacionari.

Com s'ha mencionat en 5.4, les condicions d'operació del motor en buit són $V_s = \omega_{r0} K_{tensió} + offset_{tensió} = V_q^r$ i $V_d^r = 0$.

Aplicant aquestes condicions a la matriu $A(X)$ de (5.27) s'obté el lloc geomètric de les arrels que determina l'estabilitat del sistema en funció de la velocitat de gir elèctrica del rotor en estat estacionari ω_{r0} (Figura 5.2).

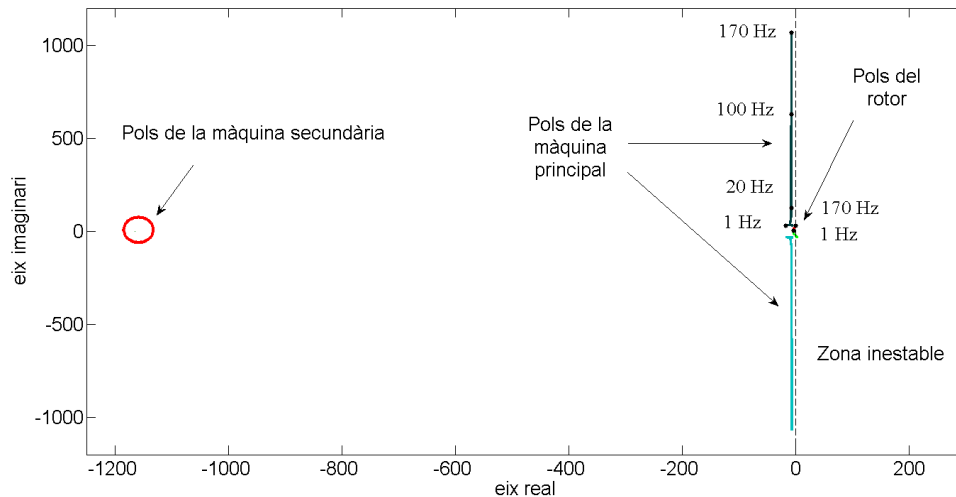


Figura 5.2: Lloc geomètric de les arrels del sistema operant en buit en funció de la freqüència d'excitació.

En la Figura 5.2 es pot observar l'existència d'un parell de pols superposats per a totes les freqüències d'excitació que només tenen part real, aquests són els associats amb la màquina elèctrica secundària, que és la que presenta una dinàmica més ràpida i és estable per a tota



frequència d'excitació. La seva posició gairebé no varia i depèn principalment del valor de $-\frac{R_s}{L_{ls}}$.

Els pols que realment resulten d'interès són els dos parells situats en la proximitat de l'eix de les ordenades. D'aquests, hi ha un parell que es troben en la zona estable per a totes les freqüències i que està associat amb la dinàmica elèctrica de la màquina principal, mentre que el parell restant i el que compromet l'estabilitat del sistema és l'associat a la resposta mecànica del motor, és a dir, la dinàmica del rotor. Aquest parell de pols és el parell dominant del sistema.

En la Figura 5.3 pot observar-se que a partir d'aproximadament els 4,16 Hz, la part real dels pols es fa positiva, cosa que significa que la velocitat del rotor presentarà inicialment una resposta oscil·latòria que tendirà cap a un valor diferent de la consigna. A partir de 17,41 Hz el sistema es torna a fer estable i ja es queda en aquesta part de l'eix real fins a la velocitat de 170 Hz, lleugerament superior a la nominal. En aquest projecte no s'estudia el funcionament del IPMSM a velocitats més elevades que la nominal pel fet de que no es contempla excedir el rang de velocitats de disseny.

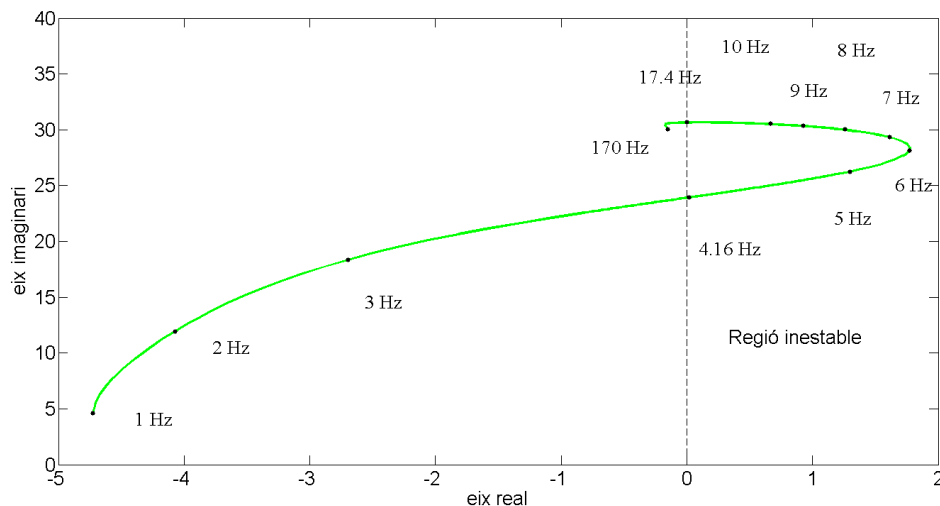


Figura 5.3: Detall dels pols dominants del sistema en funció de la freqüència d'excitació en buit.

En l'anàlisi d'estabilitat també s'ha calculat el valor de la resta de paràmetres rellevants del motor en funció de la freqüència d'excitació, com són I_d , I_q , I_s , V_d , V_q i V_s en referència rotor i estator i també δ , γ i el parell entregat pel motor. Els corrents en referència rotor en funció de la freqüència d'alimentació es poden observar en la Figura 5.4 i la resta de variables en les diferents referències i càrregues es poden trobar en l'Annex A.

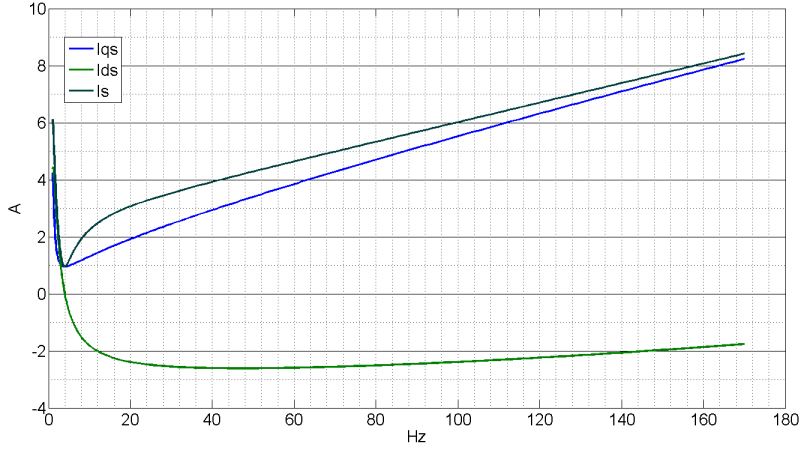


Figura 5.4: Corrents I_d^s i I_q^s en referència rotor i I_s en funció de la freqüència d'excitació en buit.

Només es mostren les corrents en referència estàtica perquè tot i no ser les que descriuen el comportament del motor, són les que es poden obtenir mitjançant mesures en el muntatge experimental sense conèixer la posició del rotor. Així que posteriorment serviran per verificar amb quina precisió s'ha modelitzat el sistema.

5.5.2 Estabilitat del motor síncron d'imants permanents pentafàsic operant en càrrega

En aquesta secció s'analitza el comportament del motor en aplicar un determinat parell de càrrega. Per calcular els elements de la matriu de transició $\mathbf{A}(\mathbf{X})$ es parteix de les equacions en estat estacionari del motor.

A partir de les equacions 2.17, 2.24 i 2.26 es pot obtenir, en funció del parell de càrrega aplicat en règim permanent τ_{l0} , els valors en estat estacionari de les variables δ_{dq0} , I_{ds}^r i I_{qs}^r que determinen la matriu $\mathbf{A}(\mathbf{X})$ en condicions de càrrega.

$$I_q = \frac{R_s \cdot V_s \cdot \cos \delta + V_s \cdot \sin \delta \cdot \omega_{r0} \cdot (L_{ls} + L_{md}) - \omega_{r0} \cdot \lambda_m \cdot R_s}{R_s^2 + \omega_{r0}^2 + (L_{ls} + L_{md}) \cdot (L_{ls} + L_{mq})} \quad (5.28)$$

$$I_d = \frac{-V_s \cdot \sin \delta + \omega_{r0} (L_{ls} + L_{mq}) I_q}{R_s} \quad (5.29)$$

$$\tau_{l0} = \frac{5}{2} \cdot \left(\frac{n}{2}\right) \cdot (\lambda_m \cdot I_q + (L_{md} - L_{mq}) \cdot I_d \cdot I_q) + B_m \cdot \omega_{r0} \quad (5.30)$$

A diferència del funcionament del motor en buit, en treballar amb càrrega part de la tensió aplicada $V_{s,dq}$ és utilitzada per vèncer la força contraelectromotriu induïda per l'imant permanent i la resta correspon a les caigudes de tensió en les resistències de l'estator. En tal cas,



mantenir la relació $\frac{V_s}{\omega_{r0}}$ constant no suposa mantenir el nivell de flux del motor, fent necessari aplicar una compensació per tenir en compte tals pèrdues. Per veure l'efecte de no implementar la compensació de les caigudes resistives, s'ha aplicat una tensió $V_s = \omega_{r0}\lambda_m$, com s'ha fet quan el motor treballava en buit.

Per realitzar el parell de càrrega s'ha utilitzat un generador DC de 6,2 acoblat mitjançant una corretja dentada al IPMSM. El generador DC treballa amb una determinada resistència de càrrega (R_c) connectada en borns de l'induït, que degut a que la constant de parell K_t i la corrent de l'excitació I_e són constants, és la que determina el corrent que circula per l'induït del generador DC i, d'aquesta manera, el parell de càrrega. El parell resistent que ofereix el generador DC es calcula com

$$\omega_m = 2\pi \frac{f_r}{4} \quad (5.31)$$

$$E = K_e I_e \omega_m \quad (5.32)$$

$$U_i = \frac{E - U_e}{1 + \frac{R_i}{R_c}} \quad (5.33)$$

$$T_C = \frac{U_e}{R_c} I_e K_e \quad (5.34)$$

On la primera equació serveix per passar de f_r , que és la freqüència elèctrica del rotor del IPMSM a ω_m , que és la velocitat mecànica del generador DC en $\frac{rad}{s}$. K_e depèn dels valors constructius del motor DC i E és la tensió induïda en el generador DC.

Tot i que el IPMSM està pensat per a funcionar en una aplicació de ventilació i per tant la càrrega augmentaria de manera quadràtica, la càrrega aplicada pel generador DC augmenta linealment amb la velocitat del rotor del IPMSM i representa una aproximació suficient, ja que aplica un parell resistent des de baixes freqüències amb un màxim quan la velocitat és nominal com en la realitat.

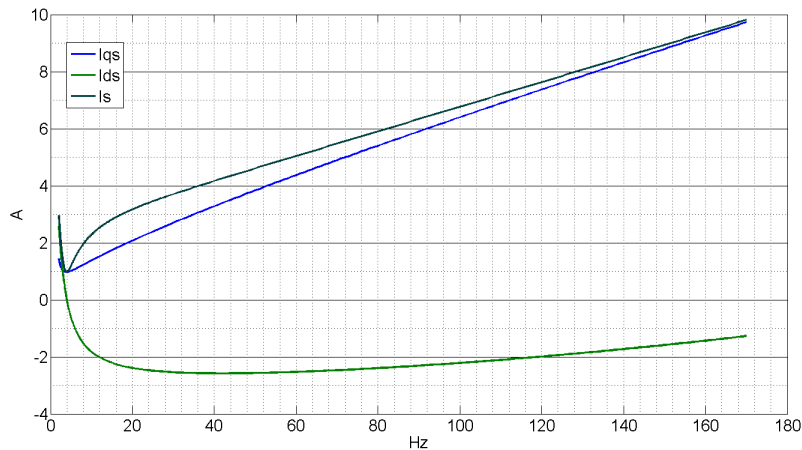
De nou, s'ha buscat el lloc geomètric de les arrels per determinar l'estabilitat del sistema en règim estacionari en càrrega amb el mètode del LGA. Els resultats obtinguts mostren que el LGA per una resistència de càrrega $R_c = 24,6 \Omega$ connectada en borns de l'induït del generador DC és exactament idèntic que el del sistema en buit. Per tant, una càrrega de tipus lineal no afecta a l'estabilitat del sistema.

Per simulacions s'ha comprovat que el LGA només es modifica lleugerament en dues situacions. La primera és quan el motor opera a elevades freqüències, entregant el parell màxim de 56,14 Nm ($R_c = 2,5 \Omega$) a velocitat nominal, de manera que a elevades freqüències la resposta del sistema és més amortida, mantenint-se inalterats els punts on el sistema creua de valors

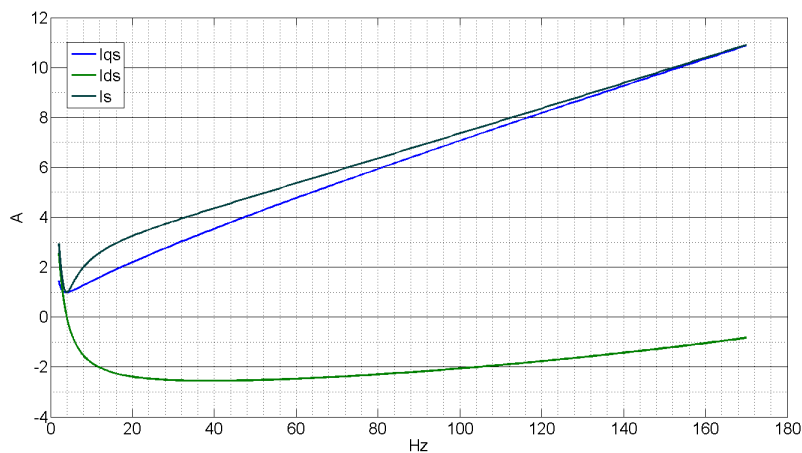


reals negatius a positius i a l'inrevés com quan el motor opera sense càrrega. La segona és quan s'aplica una càrrega constant al sistema des de baixes freqüències, per exemple, per una càrrega constant de 20 Nm des de l'arrancada el motor es desestabilitza a partir de 3,7 Hz i es torna a fer estable a 17,85 Hz.

En la figura 5.5 es pot veure el valor dels corrents en referència estator del motor per diferents càrregues.



(a) En càrrega per una $R_c = 44,3 \Omega$.



(b) En càrrega per una $R_c = 24,6 \Omega$.

Figura 5.5: Corrents I_d^s i I_q^s en referència rotor i I_s en funció de la freqüència d'excitació per diferents càrregues.

L'estudi de l'estabilitat en estat estacionari només contempla si el motor conserva la velocitat en funció del valor dels paràmetres un punt d'operació determinat, sense tenir en compte el camí que ha seguit el motor per arribar a aquella velocitat.



5.6 Estabilitat del motor síncron d'imants permanents pentafàsic en règim dinàmic

Un cop s'ha trobat el rang d'estabilitat del motor pentafàsic en funció de la freqüència d'excitació en estat estacionari, resulta de vital importància assegurar-se de que el transitori que seguirà el sistema fins arribar a l'estat estacionari no comprometrà l'estabilitat del sistema. Per aquest motiu en aquest apartat es presenten les simulacions dinàmiques del model no linealitzat del motor. El motor s'ha modelat a partir de les equacions elèctriques (2.17), la del parell electromagnètic (2.24) i la mecànica (2.26).

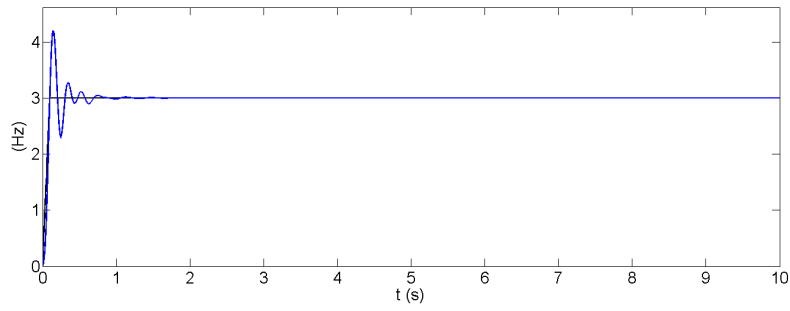
Aquesta vegada sí que es té en compte l'efecte de les variacions de les variables en el temps i per tant la resposta del sistema es pot veure afectada pel transitori inicial, arribant el valor de les variables al del règim estacionari en el cas de que el sistema sigui estable o presentant una resposta oscil·latòria creixent, presentant el sistema una velocitat diferent de la desitjada en el cas de que el sistema sigui inestable.

5.6.1 Resposta dinàmica del sistema en buit

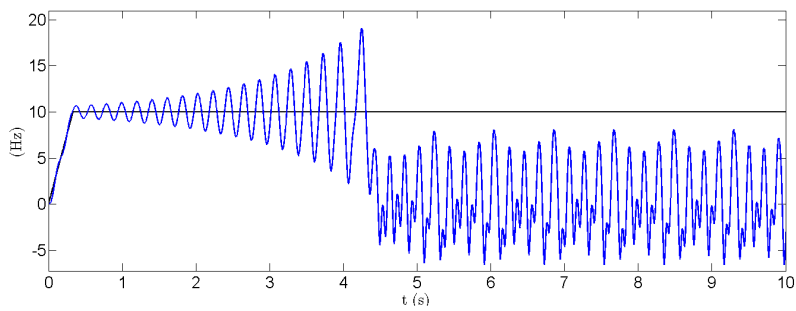
En primer lloc, s'ha simulat el comportament dinàmic del motor en buit. En la Figura 5.6 es mostra el valor d'algunes de les variables d'interès del motor per diverses freqüències d'excitació en funció del temps. Tot i que totes les variables estan estretament relacionades, l'estabilitat del sistema principalment es pot veure en la resposta de la velocitat, ja que és la variable que es dona com a consigna al sistema i que és la que es mostra en la subfigura superior de cada figura.

Es confirma que els resultats obtinguts en règim dinàmic coincideixen amb els obtinguts mitjançant el lloc geomètric de les arrels de la Figura 5.3 menys pel fet de que el sistema no torna a ser estable fins a una freqüència d'excitació de 20 Hz, lleugerament superior a la prevista. S'ha provat de fer les mateixes simulacions per diferents rampes de la freqüència consigna i s'ha observat que l'estabilitat depèn en gran mesura d'aquest paràmetre, el valor òptim del qual és $30 \frac{Hz}{s}$.

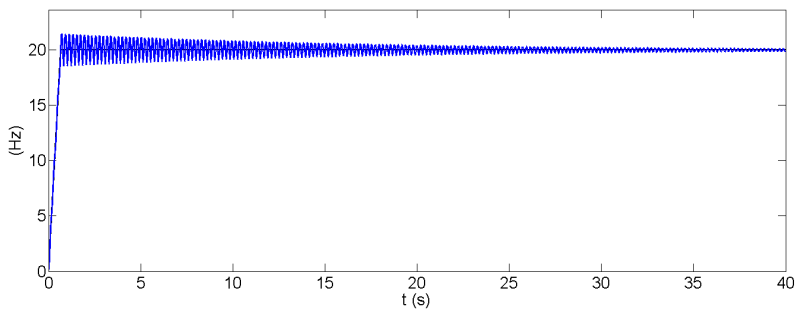




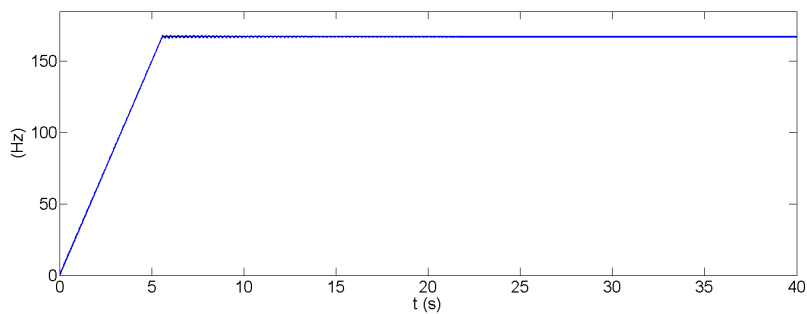
(a) Freqüència d'excitació de 3 Hz



(b) Freqüència d'excitació de 10 Hz



(c) Freqüència d'excitació de 20 Hz



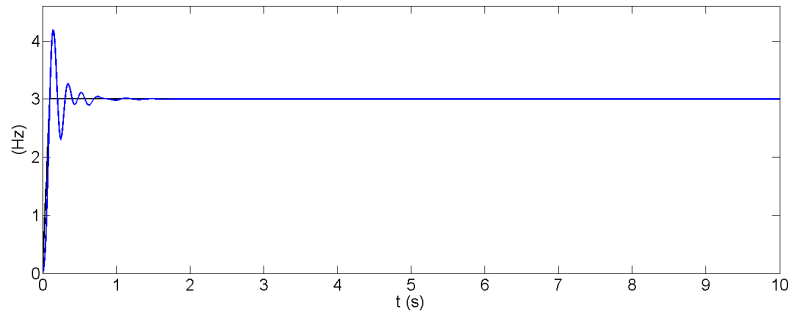
(d) Freqüència d'excitació de 167 Hz

Figura 5.6: Resposta de velocitat del IPMSM per a diverses freqüències d'excitació consigna en buit

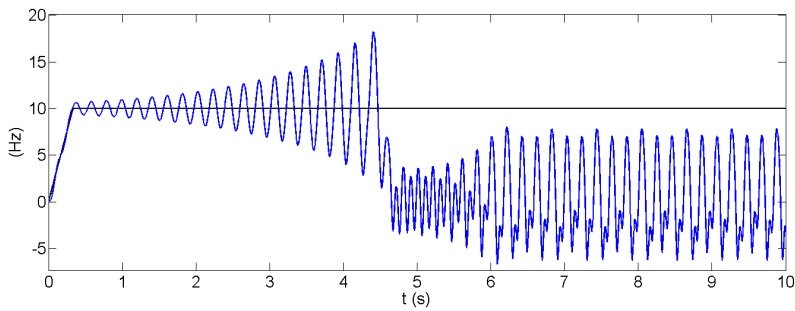
5.6.2 Resposta dinàmica del sistema en càrrega

El parell que ha de proporcionar el IPMSM en càrrega ha de vèncer conjuntament al fregament propi del sistema sumat al parell que imposa el generador DC. En la Figura 5.7 es mostra la resposta dels mateixos paràmetres que en l'apartat anterior però en càrrega. Com s'ha esmentat en la 5.5.2, el parell resistent que ofereix el generador DC augmenta proporcionalment amb la velocitat del IPMSM, de manera que ofereix parell resistent des de l'inici de la rampa d'acceleració. La pendent amb la que augmenta aquest parell es controla amb la resistència de càrrega R_c connectada en borns de l'induït.

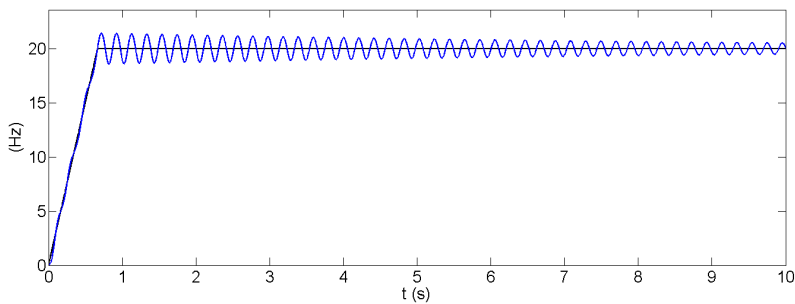




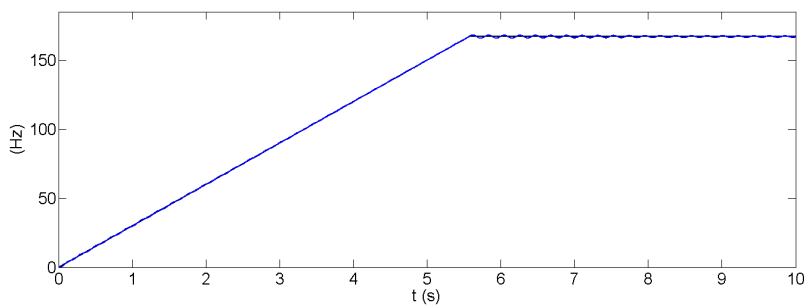
(a) Freqüència d'excitació de 3 Hz



(b) Freqüència d'excitació de 10 Hz



(c) Freqüència d'excitació de 20 Hz



(d) Freqüència d'excitació de 167 Hz

Figura 5.7: Resposta de velocitat del IPMSM per a diverses freqüències d'excitació consigna en càrrega ($R_c = 24,6 \Omega$)

En la Figura 5.7 es pot veure la resposta del IPMSM quan el generador DC té connectada una resistència de càrrega $R_c = 24,6 \Omega$ en borns de l'induït, arribant a generar un parell de 22,34



Nm a velocitat nominal. El valor de les variables del motor presenta fortes variacions durant l'arrencada, mentre que en els casos en que el sistema és estable el valor d'aquests coincideix amb el trobat mitjançant el lloc geomètric de les arrels per la mateixa càrrega.

5.7 Anàlisi sensibilitat

Per trobar els paràmetres que afecten més a l'estabilitat del sistema s'ha realitzat un anàlisi de sensibilitat del sistema, consistent en variar el valor de cada un dels paràmetres del motor al voltant del seu valor original i observar en quina mesura aquesta variació afectava a l'estabilitat del sistema. La variació de cada un dels paràmetres s'ha realitzat entre el 75% i el 125% del seu valor original, i a partir de la diferència que aquesta variació ocasiona en els punts en que el sistema passa de ser estable a inestable o a l'inrevés s'obtenen els valors de sensibilitat. Per tant, com més gran és la sensibilitat del sistema front a la variació d'un paràmetre en concret, més pot fer variar el rang d'estabilitat en funció del seu valor.

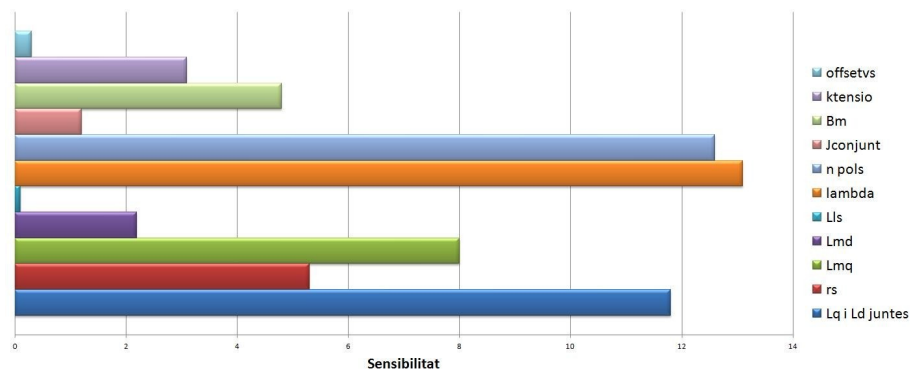


Figura 5.8: Sensibilitat del sistema front a la variació dels paràmetres del motor

En la Figura 5.8 es pot apreciar la sensibilitat del sistema front a la variació de cadascun dels paràmetres del sistema. Aquest anàlisi serveix més aviat a nivell qualitatiu que quantitatiu, comparant quins són els paràmetres que tenen més incidència en l'estabilitat.

També s'ha calculat el rang de freqüències en les quals el sistema és estable per cada variació, obtenint que el menor rang d'inestabilitat és entre 4,2 i 11,1 Hz quan λ_m es redueix un 25%, front al rang d'inestabilitat original de 4,2 i 17,4 Hz.



Capítol 6

Anàlisi d'estabilitat experimental del motor síncron d'imants permanents pentafàsic

Un cop modelat el sistema i realitzat l'estudi d'estabilitat, s'ha prosseguit amb l'anàlisi d'estabilitat amb el sistema real. Les variables internes del codi del DSP es visualitzen en temps real amb el programa Code Composer Studio 5, de Texas Instruments.

L'anàlisi ha consistit en aplicar la relació V/f calculada anteriorment en llaç obert, tot augmentant la velocitat fins a la nominal. En la realitat, la importància de les caigudes de tensió en l'arrancada fan imprescindible que hi hagi un llinar mínim de tensió a aplicar, que s'ha considerat de 6 V.

El convertidor disposa de sondes de corrent per 4 de les 5 fases del motor, calculant el corrent de la restant a partir de la suma de les altres, ja que la connexió actual no disposa de connexió al neutre. En el cas de detectar un corrent instantani superior al llinar de $60 A_{pic}$ establert per a les proves, el convertidor obre tots els IGBTs que alimenten el motor i connecta l'IGBT de la branca de frenat.

El DSP calcula la transformada de Clarke i la de Park de les corrents de fase, obtenint els corrents i_d^s , i_q^s , i_x^s i i_y^s , el valor instantani dels quals es pot treure mitjançant el DAC de la placa de control i visualitzar-los en un oscil·loscopi. També es mesura la tensió del bus DC per dues raons: per assegurar que les variacions de la tensió del bus DC no afecti al mòdul de la tensió modulada i per evitar sobretensions.

El corrent d'una fase es mesura amb una sonda de corrent externa per veure que els valors concordaven amb els obtinguts per les sondes de corrent del convertidor.

El IPMSM es refrigera mitjançant un circuit intern d'aigua, el cabal del qual es controla amb una bomba d'aigua de 1,5 HP excitada amb un variador de tensió. L'aigua a temperatura



ambient s'extreu d'un dipòsit de 60 l i retorna al mateix un cop ha passat per l'interior del motor.

Amb un tacòmetre s'ha comprovat que en tot moment la velocitat del rotor és la que marca la consigna, presentant un funcionament estable des de l'arrancada fins a règim nominal.

La càrrega s'aplica amb el generador DC tal i com es mostra en la 6.1, mantenint el corrent nominal de 1,2 per l'excitació del motor DC.

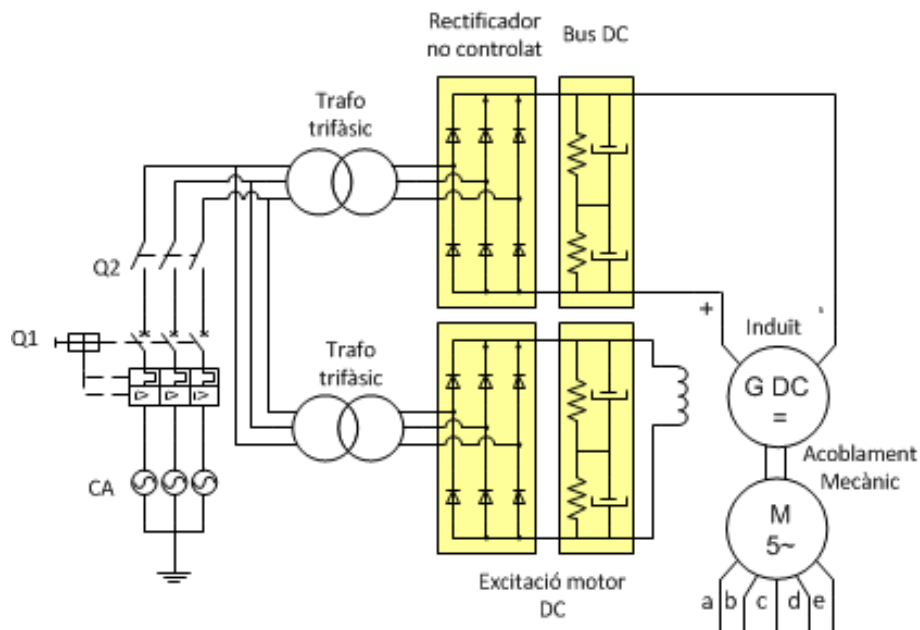


Figura 6.1: Esquema del muntatge.

Les corrents i_d^s i i_q^s presenten un cert arrissat, degut principalment a les components novena i onzena harmòniques dels corrents de fase provocats per la forma no sinusoidal de la tensió induïda.

Els valors mitjans dels corrents i_d^s , i_q^s i i_s en funció de la freqüència d'excitació i per diverses càrregues es mostren en Figura 6.2, Figura 6.3 i Figura 6.4.

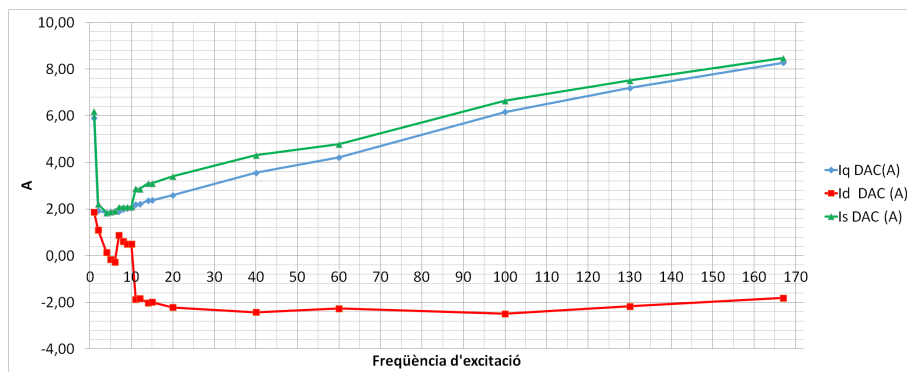


Figura 6.2: Valor mig dels corrents i_d^s , i_q^s i i_s^s per al rang de freqüències d'excitació i el motor en buit.

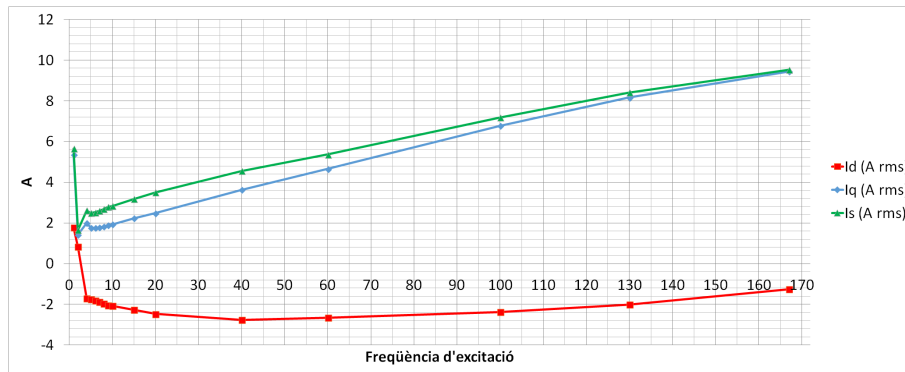


Figura 6.3: Valor mig dels corrents i_d^s , i_q^s i i_s per al rang de freqüències d'excitació i el generador DC aplicant una càrrega lineal amb una resistència de càrrega $R_c = 44,3$.

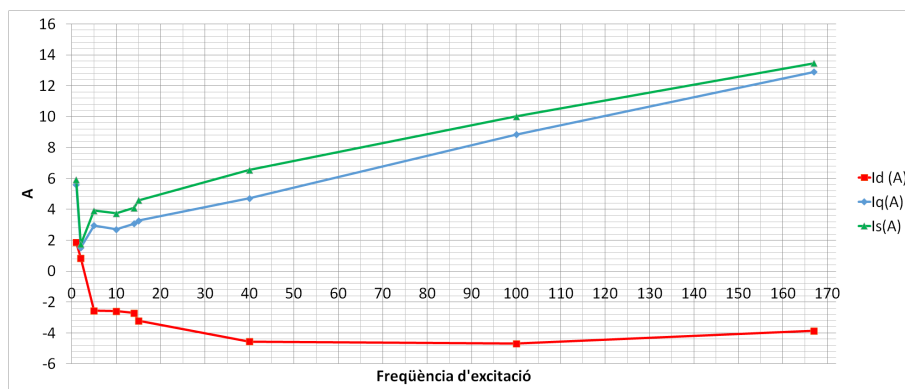


Figura 6.4: Valor mig dels corrents i_d^s , i_q^s i i_s per al rang de freqüències d'excitació i el generador DC aplicant una càrrega lineal amb una resistència de càrrega $R_c = 24,6$.

Els superíndexs de totes les variables indiquen en quina referència es troben. S'ha de tenir en compte que totes les mesures que es poden realitzar experimentalment es troben en referència estator, ja que no es coneix la posició del rotor. El corrent i_s , en ser el mòdul de la corrent, tan si es mira en referència estator com en referència rotor té el mateix valor, l'únic que varia segons la referència estator o rotor és la posició en la que es troba, marcada per l'angle γ .

Si es comparen les corrents obtingudes experimentalment amb les calculades teòricament es comprova que coincideixen pràcticament per tot el rang de velocitats, tot i que a baixes voltes els valors no coincideixen tant precisament, com és habitual en els controls V/f degut a les caigudes de tensió i els temps morts, tal i com s'ha mencionat anteriorment.

6.1 Justificació de l'estabilitat del IPMSM en llaç obert

Tal i com s'ha determinat experimentalment, el funcionament del motor en llaç obert ha resultat estable per a tot el rang de freqüències de treball. Aquest fet resulta inesperat, ja

que habitualment l'estabilitat del motor es veu compromesa a baixes i mitjanes freqüències, tal i com s'ha pogut veure en els resultats de les simulacions, fent necessària la implementació d'algun mètode d'estabilització, ja sigui en llaç obert o en llaç tancat.

Aquestes discordances es poden deure a diversos factors, que es comenten a continuació.

- En el model del motor només s'ha tingut en compte la fonamental de la tensió induïda, mentre que realment s'ha vist que conté un considerable contingut harmònic (el 3er, 7é, 9é i 11é harmònics principalment). Degut a que la tensió amb la que s'alimenta el convertidor és sinusoidal, el corrent conté aquests harmònics, que poden interaccionar amb els harmònics del flux i generar parell útil i/o polsant, fet que pot modificar l'estabilitat del sistema.
- Les caigudes de tensió en el convertidor i els temps morts s'han aproximat a partir d'unes caigudes lineals i unes constants, tot i que per a freqüències de funcionament concretes de la realitat pot ser que aquestes aproximacions difereixin del valor real. Sobretot a baixes voltes és quan les caigudes de tensió afecten més al model del sistema, ja que representen un percentatge més elevat respecte la tensió aplicada.
- No s'han considerat pèrdues magnètiques ni saturacions de la xapa magnètica, que provoquen la reducció del valor de L_q i λ_m en funció de I_q^r i l'augment o disminució del valor de L_d en funció de I_d^r [47].
- Durant el procés de fabricació del motor es va cometre un error i els imants van ser parcialment desmagnetitzats, a partir de la tensió induïda mesurada en aquest projecte s'ha tingut en compte com si aquests conservessin un 70% de les seves propietats. Però la desmagnetització provoca anisotropia en l'orientació del camp magnètic a nivell microscòpic intern de l'imant, essent possible que el camp magnètic generat per cada imant del motor no fos ni igual en magnitud ni igual en distribució de la intensitat del camp.
- El control V/f no resulta precís a velocitats reduïdes, ja que no és capaç de mantenir el flux constant quan s'aplica càrrega al motor i les caigudes de tensió augmenten.
- No s'han tingut en compte les variacions de tensió que experimentava el bus DC.
- Com més inèrcia té un motor, més estable és en estat estacionari. El IPMSM, en tenir un rotor molt curt transversalment i molt llarg radialment, posseeix una gran inèrcia respecte altres motors d'aquest volum.
- L'extracció del fregament propi del sistema resulta una tasca complicada de dur a terme, ja que s'ha tingut en compte que el consum del motor en estat estacionari es deu només al parell que el motor ha de generar per vèncer aquest, quan en la realitat existeixen saturacions, caigudes de tensió, etc.



A [47] s'indica que un IPMSM permet mantenir un funcionament estable durant tot el rang de disseny i per diverses càrregues en el cas de que el factor de potència sigui inductiu. Com més inductiu resulta ser el factor de potència més estable és el sistema, però també suposa una major quantitat de pèrdues. Per simulacions s'ha pogut observar que en augmentar la tensió que s'aplica en borns del IPMSM, el factor de potència passa de ser de capacitiu a inductiu i el sistema augmenta el rang en el qual és estable.

En altres referències com [48] es comenten quins són els paràmetres que més afecten a l'estabilitat d'un motor, fent especial èmfasi en la saturació de L_d , L_q i λ_m en funció de I_d^r i I_q^r .





Capítol 7

Estudi econòmic i impacte mediambiental

Un dels pilars de tot projecte és el cost econòmic que representa, ja que tot projecte té un límit econòmic que determinarà inicialment l'abast del projecte i posteriorment si el treball realitzat ha fet respecte a les previsions inicials.

7.1 Estudi econòmic

Per poder realitzar un anàlisi econòmic adequat, s'han de tenir en compte totes les fases del projecte, des de les fases d'investigació inicials fins a l'obtenció de resultats i redacció de memòria. Es diferencien tres partides: recursos humans, recursos materials i recursos I+D. En aquest projecte la partida que té més pes és la de recursos humans a causa de la gran quantitat d'hores invertides en el desenvolupament del projecte. Els següents apartats detallen aquestes tres partides.

7.1.1 Recursos humans

S'entén com a recursos humans a les hores dedicades per la persona encarregada de realitzar el projecte. En la Taula 7.1 es separen en funció de la finalitat d'aquestes hores.



Concepte	Cost unitari [€/u]	Quantitat [u]	Cost total [€]
Investigació	45	310	13.950
Disseny conceptual	45	170	7.650
Implementació del hardware	20	120	2.400
Programació	35	580	20.300
Redacció de la memòria	20	80	1.600
TOTAL			45.800

Taula 7.1: Pressupost de recursos humans.

7.1.2 Recursos Materials

Es consideren recursos materials tots els que resulten necessaris per al funcionament del muntatge i de suport per fer possible aquest. A la taula Taula 7.2 es detalla el material utilitzat.

Concepte	Cost unitari [€/u]	Quantitat [u]	Cost total [€]
Convertidor AC/AC pentafàsic	9.500	1	9.500
Hobbes	1.200	1	1.200
Motor DC	1.500	1	1.500
Politges dentades	55	2	110
Corretja	25	1	25
Variador Bonfiglioli	181,61	1	181,61
Bomba	1499	1	1499
Relé	15	2	30
Interruptor magnetotèrmic	17,5	2	35
Cablejat	20	2	40
Mà d'obra	20	10	200
TOTAL			14.250,61

Taula 7.2: Pressupost de recursos humans.

El IPMSM utilitzat per aquest projecte va ser fruit d'una col·laboració entre en CITCEA-UPC i una segona empresa, fent el seu valor molt difícil de quantificar.

7.1.3 Recursos $I + D$

S'entén per recursos I+D com els recursos que no formen part del muntatge final però han estat necessaris per desenvolupar el projecte. Aquests es desglossen en la Taula 7.3.



Concepte	Preu [€]	Amortització en el temps	Temps d'utilització	Cost total [€]
Pont rectificador de díodes (generador DC)	140	2 anys	5 mesos	29,17
Condensadors Bus DC (generador DC)	48,63	4 anys	5 mesos	5,06
Ordinador	800	5 anys	1 any	160
Matlab (versió educativa)	Gratuït			0
Ansoft Maxwell 15.0	700	4 anys	3 mesos	43,75
Latex	Gratuït			0
Code Composer Studio	Gratuït			0
Geogebra	Gratuït			0
XViewer	Gratuït			0
JTAG	687,3	5 anys	3 mesos	34,37
Maple 17	700	4 anys	1 any	175
Oscil·loscopi Yokogawa	3.000	5 anys	5 mesos	250
Multímetres Fluke	143,16	5 anys	1 any	28,63
Pinces amperimètriques Fluke	149	5 anys	5 mesos	12,42
Mil·liohmímetre	550	5 anys	1 mes	9,17
TOTAL			747,57	

Taula 7.3: Pressupost de recursos I+D.

7.1.4 Pressupost total del projecte

La suma de tots els costos mencionats s'exposa en la Taula 7.3 juntament amb els impostos pertinents.

Concepte	Cost total [€]
Recursos humans	45.800
Recursos materials	14.250,61
Recursos <i>I + D</i>	747,57
Subtotal	60.798,18
IVA 21%	12.767,62
TOTAL	73.565,80

Taula 7.4: Pressupost total del projecte.



7.2 Impacte mediambiental

En concordança amb el que exposa la llei 21/2013, de 9 de desembre d'avaluació d'impacte mediambiental: L'avaluació de l'impacte mediambiental és indispensable per a la protecció del medi ambient. Facilita la incorporació dels criteris de sostenibilitat a l'hora de prendre decisions estratègiques, a través de l'avaluació de la planificació i programes. A través de l'avaluació de projectes, es garanteix una adequada prevenció dels impactes mediambientals concrets que es puguin generar i, estableix mecanismes eficaços de correcció i compensació. Per dur a terme la prevenció dels possibles impactes mediambientals s'ha de conèixer amb anterioritat el que es pretén fer i com. Per poder desenvolupar aquest projecte sota uns criteris de sostenibilitat adequats ha resultat de vital importància l'acompliment de les directives referents als RAEE (Residus d'Aparells Elèctrics i Electrònics).

Directiva RAEE

La Directiva de Residus d'Aparells Elèctrics i Electrònics, Waste Electrical and Electronic Equipment (WEEE) en anglès, 2012/19/UE [49], és una directiva del Parlament Europeu que ha entrat en vigor recentment i promou el reciclatge, la reutilització i altres formes de valorització dels residus d'aparells elèctrics i electrònics. Aquesta directiva redefineix i fa més clara la derogada 2002/95/CE.

Anàlisi de l'impacte d'utilització del motor síncron pentafàsic d'imants permanents interiors

La substitució dels motors d'inducció, que són els més utilitzats actualment en aplicacions industrials, per motors síncrons augmentaria l'eficiència de les indústries. A més, un petit augment d'eficiència individual en una aplicació com la ventilació, utilitzada a gran escala, contribueix a reduir el consum energètic global, a la vegada que genera menys contaminació i residus. En concret els motors síncrons que disposen d'imants permanents són els que presenten un major rendiment i densitat de parell, per contra que la fabricació dels imants d'elevada densitat de camp magnètic comporta la generació de residus altament contaminants.

Els motors polifàsics necessiten un menor volum per generar un mateix parell i tenen menors pèrdues en els bobinats, per tant utilitzen menys volum de coure i xapa magnètica. Per altra banda, necessiten un major nombre de semiconductors. Gràcies a les connexions multi-motor també es poden estalviar convertidors addicionals.

El mètode de control estudiat en el present projecte permet al IPMSM prescindir de sensor de posició, a la vegada que només necessita sondes de corrent de fase per evitar sobrecorrents, que es podrien substituir per magnetotèrmics o relés. Per tant s'aconsegueix reduir els elements necessaris per al control del motor, abaratint-lo i estalviant recursos energètics i materials.



Capítol 8

Conclusions i futures línies de treball

8.1 Conclusions

Aquest treball s'ha centrat principalment en trobar i adequar un mètode de control que assegurés l'estabilitat del motor síncron pentafàsic d'imants permanents interiors per a tot el rang de velocitats de disseny (de 0 a 2500 min^{-1}) evitant la utilització de sensor de posició. El control V/f ha resultat ser l'escollit degut a la senzillesa d'implementació, al fet de que per l'aplicació de ventilació no necessita una elevada precisió ni una ràpida resposta dinàmica del sistema i que permet prescindir del sensor de posició.

A partir dels anàlisis d'estabilitat teòrics mitjançant el mètode del lloc geomètric de les arrels s'ha trobat que el model linealitzat del motor resulta inestable en el rang entre 4,16 Hz i 17,4 Hz en règim estacionari i control en llaç obert, fet que en el cas sensorless faria necessari implementar algun tipus de llaç estabilitzador a partir de la lectura de les corrents de fase del motor, de la tensió del bus de contínua o altres. S'ha pogut observar que quan el motor opera en càrrega el LGA no varia significativament i resulta inestable en el mateix rang. S'ha corroborat que la resposta del model del motor no linealitzat en règim dinàmic presenta aproximadament el mateix rang d'inestabilitat que el model linealitzat en estat estacionari tant en buit com en càrrega.

Una vegada implementat l'algoritme de control en la plataforma real, s'han realitzat les proves experimentals del sistema en buit i en càrrega, coincidint en la major part del rang de freqüències d'excitació amb els resultats teòrics. La principal diferència de les proves experimentals respecte a l'anàlisi teòric ha estat que el motor ha presentat estabilitat en tot el rang de freqüències de disseny amb el sistema en llaç obert, contràriament a la inestabilitat a baixes voltes que s'ha trobat teòricament. Aquesta diferència és habitual en els controls V/f i no se li dona gaire importància, ja que en les aplicacions per a les quals es destinen aquest



tipus de control no treballen a baixes freqüències, sinó a velocitats properes a la nominal i no necessiten fer front a variacions abruptes de la càrrega.

Per tant, s'ha assolit l'objectiu d'implementar un control que permeti operar el IPMSM en tot el rang de freqüències de disseny, presentant-se com a un sistema robust, ja que el control necessari és mínim, no fa falta cap realimentació i encara que els paràmetres del motor variessin sensiblement amb el temps el motor seguiria complint la seva tasca.

Finalment, cal mencionar que gràcies a aquest projecte s'han assolit un gran nombre de coneixements en diversos camps com són el modelat de motors elèctrics i la seva simulació, anàlisi de l'estabilitat de màquines elèctriques, les peculiaritats dels motors multifàsics, les dels motors d'imants interiors, la modulació SVPWM amb diverses estratègies i els controls disponibles per a IPMSM amb i sense sensor de posició, fent èmfasi en aquests últims.

8.2 Futures línies de treball

Aquest projecte s'ha acotat al seu objectiu principal, que era el d'implementar un mètode de control que assegurés l'estabilitat del motor dins el rang de velocitats de funcionament, però el present projecte només ha explorat una petita part de les peculiaritats dels motors polifàsics i obre camí a un gran nombre de línies d'investigació que s'enumeren tot seguit.

- Injecció del 3er harmònic de tensió per millorar el parell generat.
- Injecció del 5é harmònic de tensió per millorar la utilització del bus de contínua.
- Reconfiguració del SVPWM en el cas de fallada d'una o dues fases.
- Càlcul dels harmònics de tensió a injectar per generar un parell constant.
- Connexió de sistemes multi-motor.
- Control de la tensió del neutre amb una branca addicional.
- Implementació del SVPWM en un convertidor multinivell.
- Dissenyar i controlar un motor de rotor levitant per camp magnètic.
- Implementar un algoritme de detecció de la posició inicial del rotor.
- Implementar un observador de la posició del rotor.
- Implementar diferents mètodes de control com poden ser el de factor de potència unitari, el DTC, el FOC, etc.



Agraïments

En acabar la docència en enginyeria industrial a l'ETSEIB feia aproximadament un any que feia de becari al CITCEA-UPC, centre d'investigació que disposava de grans enginyers que es dedicaven a fer projectes d'allò més interessants. Estàvem en ple auge del vehicle elèctric i jo volia esbrinar si el control de motors elèctrics era la tasca en la que hem volia especialitzar. Així que l'inici d'aquest projecte va succeir gràcies a en Dani Montesinos, que hem va brindar l'oportunitat d'endinsar-me en aquest món. Per aquest motiu li estaré eternament agraït.

Un cop estava capficat en el projecte vaig tenir un enorme cop de sort, vaig enredar al Carlos Miguel perquè hem tutoritzés de ben aprop, de fet, des de l'altre extrem de la taula on treballava dia a dia, així que ell ha estat el que més ha patit el meu caràcter, amb el que més he compartit els moments tan bons com dolents, sempre amb la seva rialla característica des de les vuit del matí (i això que no prenia mai cafè!!).

S'ha de dir que he estat afortunat, afortunat de tenir tots i cadascun dels companys del despatx de mec-2, que durant aquest darrer any han esdevingut com la meva família de Barcelona, que sempre m'han escoltat i ajudat en els infinits dubtes amb els que m'he anat trobant. Junts hem passat per molts bons moments que perduraran per sempre en la meva memòria. També he d'agrair l'amistat i suport que he rebut de la resta del CITCEA, ja sigui per l'equip de l'ETSEIB com el d'Urgell, així com d'algun personatge que es dedica a emigrar d'una facultat a l'altre. Gràcies a tots!

No hem puc deixar de nombrar als amics de Mont-roig, que han suportat els meus estranys calendaris i horaris, i que tot i estar gairebé sempre ocupat, quan he pogut esbargir-me sempre han estat allí pel que fes falta.

Tot això no hagués estat possible sense el suport incondicional dels meus pares, Pere Lluís i Anna, que a més de donar-me sempre tot el suport econòmic que m'ha fet falta per permetre'm estudiar a Barcelona, deixant sempre a la meva pròpia elecció tot petit detall sense intentar imposar en cap moment la seva opinió, vosaltres, junt amb la Xènia m'heu fet veure que els límits se'ls posa un mateix, i que quan es vol aconseguir un objectiu, l'únic que et separa d'ell és la força de voluntat, constància i temps.

I diuen que sempre es deix el millor pel final, com no, faltava mencionar a la meva xicota. Laia, gràcies per les teves rialles, per la teva alegria, per escoltar-me i entendre'm; senzillament, per



ser qui ets. Tu hem fas ser qui sóc, gràcies per animar-me a que hem superi en el dia a dia.



Bibliografia

- [1] F. Locment, A. Bruyere, E. Semail, X. Kestelyn, A. Bouscayrol, and J. M. Dubus, "Comparison of 3-, 5- and 7-leg voltage source inverters for low voltage applications," in *Proc. IEEE Int. Electric Machines & Drives Conf. IEMDC '07*, vol. 2, 2007, pp. 1234–1239. vii, 7, 8
- [2] J. W. Bilal Akin, Manish Bhardwaj, *Sensorless Field Oriented Control of 3 Phase Permanent Magnet Synchronous Motors*, 2011. vii, 30, 32
- [3] BinWu, "High-power converters and ac drives," 2006. vii, 31, 34, 35
- [4] D. Montesinos, "Modelització i control d'accionaments elèctrics," Ph.D. dissertation, 2008. xi, xviii, 34, 36
- [5] A. Iqbal, S. Ahmed, M. Khan, M. Khan, and H. Abu-Rub, "Modeling, simulation and implementation of a five-phase induction motor drive system," in *Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES) 2010 Power India, 2010 Joint International Conference on*, dec. 2010, pp. 1–6. xviii
- [6] Chandana, "Sensorless control of permanent-magnet synchronous motor drives," Ph.D. dissertation, 2002. 2, 29
- [7] D. C. Hanselman, *Brushless Permanent Magnet Motor Design*. Magna Physics Pub, 1 2006. [Online]. Available: <http://amazon.com/o/ASIN/1881855155/> 2
- [8] Gasc, "Load torque observer for minimising torque ripple in pmsm," 2003. 5
- [9] L. Romeral, A. Fabrega, J. Cusido, A. Garcia, J. A. Ortega, and I. Ntroduction, "Torque ripple reduction in a pmsm driven by direct torque control," 2008. 5
- [10] K. Y. Hwang, J. H. Jo, and B. I. Kwon, "A study on optimal pole design of spoke-type ipmsm with concentrated winding for reducing the torque ripple by experiment design method," 2009. 5
- [11] B. Zhang, H. Bai, S. D. Pekarek, W. E. R. Krefta, and G. H. D. Buening, "Comparison of 3, 5, and 6 phase machines for automotive charging applications." IEEE, 2003. 6



- [12] E. Levi, R. Bojoi, F. Profumo, H. A. Toliyat, and S. Williamson, "Multiphase induction motor drives - a technology status review," *IET Electric Power Applications*, vol. 1, no. 4, pp. 489–516, 2007. 6
- [13] Toliyat, "Analysis and simulation of five-phase synchronous reluctance machines including third harmonic of airgap mmf," 1998. 7
- [14] Zhao, "Torque density improvement of five phase pmsm drive for electric vehicles applications," 2011. 8
- [15] D. G. Holmes and T. A. Lipo, *Pulse Width Modulation For Power Converters. Principles and Practice*, I. Press, Ed. John Wiley & Sons, 2003. 8
- [16] L. Lu, E. Semail, L. Kobylanski, and X. Kestelyn, "Flux-weakening strategies for a five-phase pm synchronous machine," 2011. 8, 9, 11
- [17] E. Levi, "Multiphase electric machines for variable-speed applications," vol. 55, no. 5, pp. 1893–1909, 2008. 9, 10, 11, 12, 49
- [18] E. Levi, M. Jones, and S. N. Vukosavic, "Even-phase multi-motor vector controlled drive with single inverter supply and series connection of stator windings," *IEE Proceedings -Electric Power Applications*, vol. 150, no. 5, pp. 580–590, 2003. 10
- [19] E. Levi, M. Jones, S. N. Vukosavic, and H. A. Toliyat, "Operating principles of a novel multiphase multimotor vector-controlled drive," vol. 19, no. 3, pp. 508–517, 2004. 10
- [20] M. Jones and E. Levi, "Series connected quasi-six-phase two-motor drives with independent control," *Mathematics and Computers in Simulation 71 (2006) 415424*, vol. 71, pp. 415–424, 2006. 10
- [21] D. Hadiouche, "Contribution à l'étude de la machine asynchrone double étoile: modélisation, alimentation et structure," Ph.D. dissertation, Université Henri Poincaré, 2001. 10
- [22] E. Levi, M. Jones, and S. Vukosavic, "A series-connected two-motor six-phase drive with induction and permanent magnet machines," *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, vol. 21, no. 1, pp. 121 – 129, march 2006. 10
- [23] K. Corzine and S. Lu, "Multilevel multi-phase and propulsion drives." IEEE, 2005. 11
- [24] Parsa, "Five-phase permanent and magnet motor and drives for ship and propulsion applications." IEEE, 2005. 11
- [25] A. M. S. Mendes and A. J. M. Cardoso, "Fault-tolerant operating strategies applied to three-phase induction-motor drives," vol. 53, no. 6, pp. 1807–1817, 2006. 11



- [26] H. Jiang, J. Huang, and M. Kang, "Principle and realization of a 5-phase pm bearingless motor drive," 2009. 12
- [27] M. J. Durán, S. Ceballos, M. Ángeles Verdejo, and F. Pérez, "Harmonic current injection in multi-phase machines for high specific torque including skin effect," 2005. 12
- [28] H. J. Kestelyn X., Semail E., "Vectorial multi-machine modeling for a five-phase machine," in *ICEM 2002*, 2002. 17
- [29] S. S. P.C. Krause, O. Wasynczuk, *Analysis of electrical machinery and drive systems*, 2nd ed., Ed. IEEE Press, 2002. 19, 56, 58
- [30] E. Semail, "Tools and studying method of polyphase electrical systems, generalization of the space vector theory," Ph.D. dissertation, Université des Sciences et Technologies de Lille, 2000. 20
- [31] X. Kestelyn, "Modélisation vectorielle multimachines pour la commande des ensembles convertisseurs - machines polyphasés," Ph.D. dissertation, Université des Sciences et Technologies de Lille, 2003. 24
- [32] G. Bachir and A. Bendiabdellah, "Scalar control for six phase matrix converter fed double star induction motor," *Advances in Electrical and Computer Engineering*, vol. 10, pp. 121–126, 2010. 43
- [33] P. D. C. Perera, F. Blaabjerg, J. K. Pedersen, and P. Thøgersen, "A sensorless, stable v/f control method for permanent-magnet synchronous motor drives," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 39, pp. 783 – 791, 2003.
- [34] M. Stulrajter, V. Hrabovcova, and M. Franko, "Permanent magnets synchronous motor control theory," *Journal of Electrical Engineering*, vol. 58, p. 7984, 2007. 30
- [35] L. Parsa and H. A. Toliyat, "Sensorless direct torque control of five-phase interior permanent-magnet motor drives," vol. 43, no. 4, pp. 952–959, 2007. 33, 34
- [36] H. A. Toliyat, H. Xu, and L. J. Petersen, "Dsp-based direct torque control (dte) of five-phase induction motors," *T.IEEE Japan*, vol. 121, pp. 1256–1262, 2001. 34
- [37] R. Alcharea, B. Nahidmobarakeh, F. Betin, and G. Capolino, "Direct torque control (dte) for six-phase symmetrical induction machine under open phase fault," *IEEE*, pp. 508–513, 2008. 34
- [38] R. Alcharea, R. Kianinezhad, B. Nahid, F. Betin, and G. A. Capolino, "Fault tolerant dte for six-phase symmetrical induction machine," in *Proc. 35th Annual Conf. of IEEE Industrial Electronics IECON '09*, 2009, pp. 3279–3284. 34
- [39] S. Li and D. ping Qi, "Fuzzy direct torque control of six phase induction machine based on torque prediction," *Fuzzy Info. and Eng.*, vol. 2, p. 12091218, 2009. 34



- [40] A. Khedher and M. F. Mimouni, "Sensorless-adaptive dtc of double star induction motor," *Energy Conversion and Management*, vol. 51, p. 28782892, 2010. 34
- [41] B. Naas, L. L. Nezli, M. Elbar, and B. Naas, "Direct torque control of double star synchronous machine," *International Journal of Recent Trends in Engineering*, vol. 2, pp. 336–340, November 2009. 34
- [42] H. X. Hamid A. Toliyat, Ruhe Shi, "A dsp-based vector control of five-phase synchronous reluctance motor," *IEEE 2000*, vol. 1, pp. 1–7, 2000. 34
- [43] I. Abuishmais, W. M. Arshad, and S. Kanerva, "Analysis of vsi-dtc fed 6-phase synchronous machines," in *Proc. 13th Power Electronics and Motion Control Conf. EPE-PEMC 2008*, 2008, pp. 867–873. 34
- [44] D. Boudana, L. Nezli, A. Tlemçani, M. Mahmoudi, and M. Djemaï, "Dtc based on fuzzy logic control of a double star synchronous machine drive," *Nonlinear Dynamics and Systems Theory*, vol. 8, p. 269286, 2008. 34
- [45] X. Kestelyn, E. Semail, and I. Ntroduction, "Direct torque control of a multi-phase surface-mounted permanent magnet motor drive: Application to a five-phase one," 2005. 34
- [46] G. Singh, V. Pant, and Y. Singh, "Stability analysis of a multi-phase (six-phase) induction machine," *Computers and Electrical Engineering*, vol. 29, p. 727756, 2003. 64
- [47] K. P.H.Mellor, M.A.Al-Tae, "Open loop stability characteristics of synchronous drive incorporating high field permanent magnet motor," *IEE Proceedings-B, Vol. 138, No. 4*, 1991. 80, 81
- [48] Rashad, "Stability limits and of saturated and interior permanent and magnet motors." IEEE, 2005. 81
- [49] P. E. Y. D. CONSEJO, "L 197/38 es diario oficial de la unión europea," 2012. 86



Apèndix A

Valor de les variables del motor per cada freqüència d'excitació i per diferents càrregues

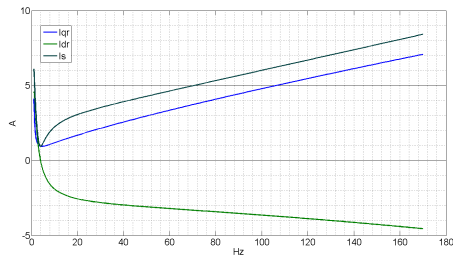
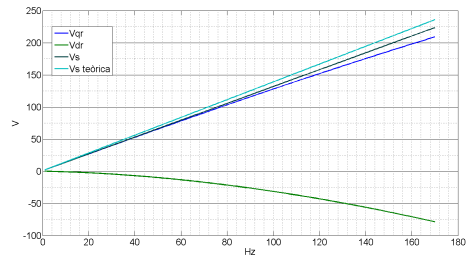
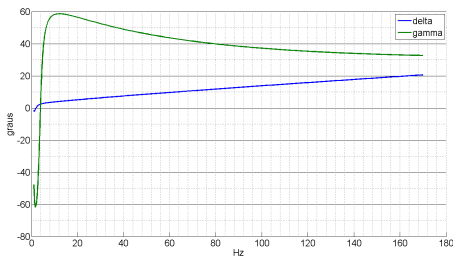
A.1 Càlcul de les variables del motor en estat estacionari

Mentre es calculava el LGA del sistema per les diferents càrregues també s'han calculat els valors en estat estacionari de les variables principals del motor, tals com els corrents, tensions, angles, factor de potència i parell electromagnètic. A continuació es presenten els valors obtinguts en funció de la freqüència d'excitació per al funcionament en buit o en càrrega.

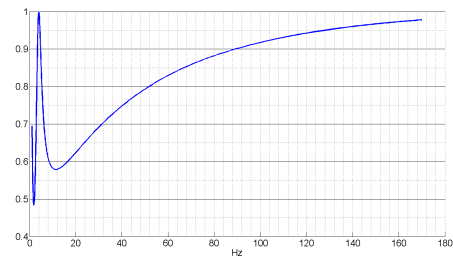
A.1.1 En buit

Els valors de les variables del motor en estat estacionari i sense càrrega es presenten en la figura A.1.



(a) I_d^r , I_q^r i I_s .(b) V_d^r , V_q^r i V_s .

(c) Angle delta i angle gamma.



(d) Factor de potència.

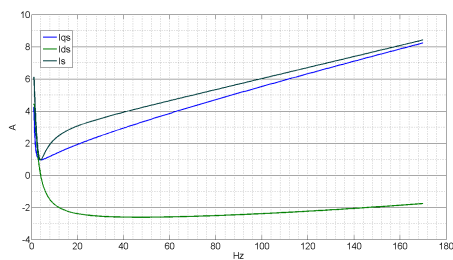
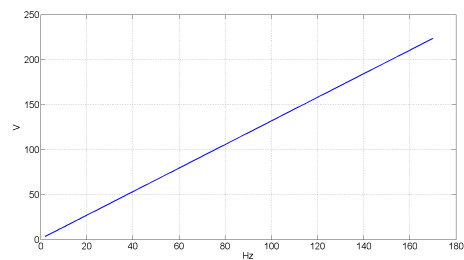
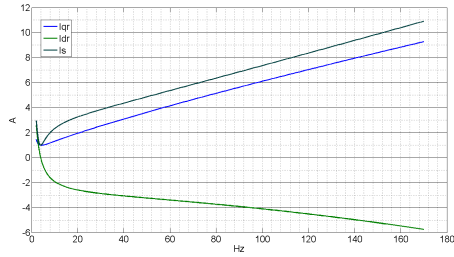
(e) I_d^s , I_q^s i I_s .(f) V_d^s , V_q^s i V_s referència estator.

Figura A.1: Variables del motor en règim estacionari en funció de la freqüència d'excitació en buit.

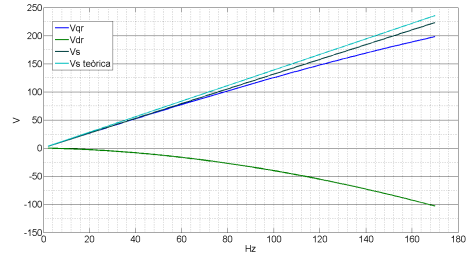
A.1.2 En càrrega

Els valors de les variables del motor en estat estacionari i amb una càrrega de $R_c = 24,6\Omega$ es presenten en la figura A.2.

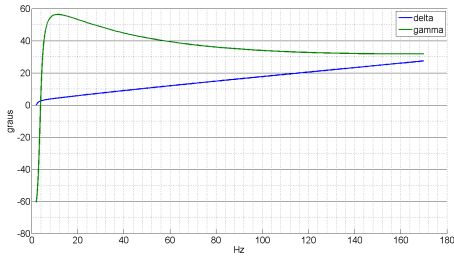




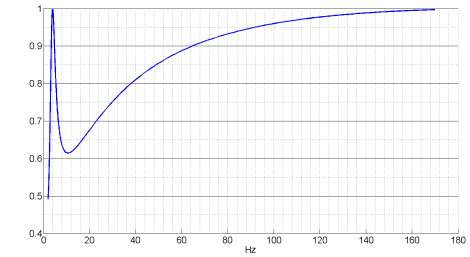
(a) I_d^r , I_q^r i I_s referència rotor.



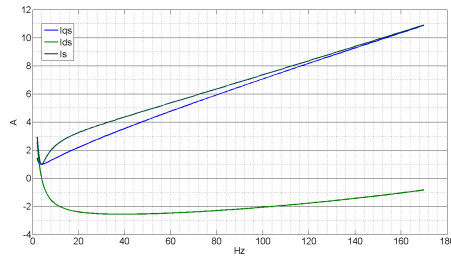
(b) V_d^r , V_q^r i V_s .



(c) Angle delta i angle gamma.



(d) Factor de potència.



(e) I_d^s , I_q^s i I_s referència estator.

Figura A.2: Variables del motor en règim estacionari en funció de la freqüència d'excitació en càrrega per una $R_c = 24,6\Omega$.

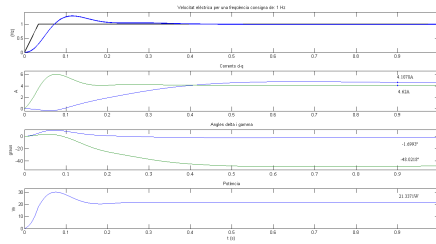
A.2 Càlcul de les variables del motor en règim dinàmic

Per altra banda, quan s'ha simulat el comportament del motor en règim dinàmic partint del rotor parat a l'entorn Simulink, s'han obtingut els valors que es presenten tot seguit.

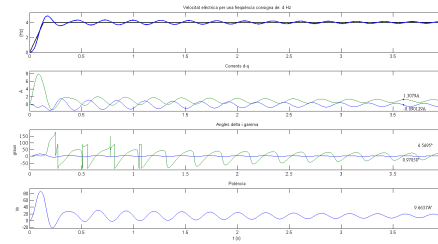
A.2.1 En buit

Per al funcionament en règim dinàmic i en buit, els resultats es poden observar en la A.3.

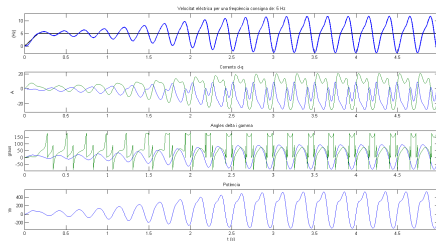




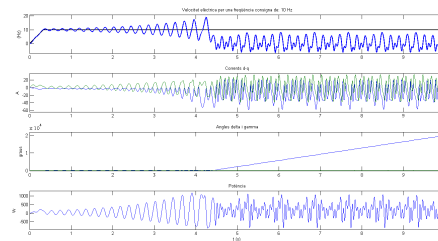
(a) Freqüència d'excitació de 1 Hz



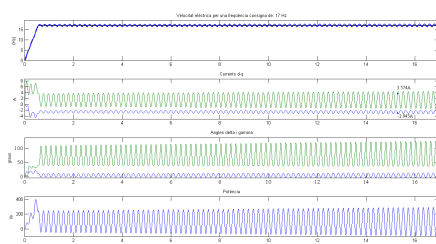
(b) Freqüència d'excitació de 4 Hz



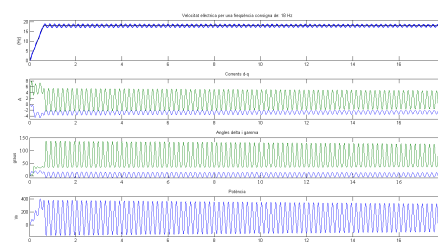
(c) Freqüència d'excitació de 5 Hz



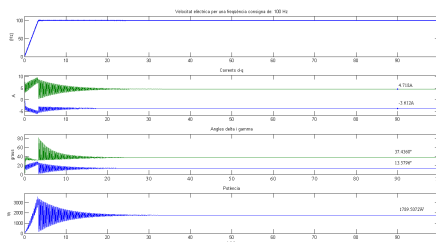
(d) Freqüència d'excitació de 10 Hz



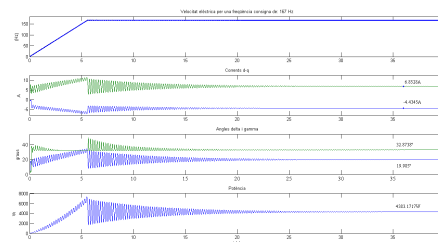
(e) Freqüència d'excitació de 17 Hz



(f) Freqüència d'excitació de 18 Hz



(g) Freqüència d'excitació de 100 Hz



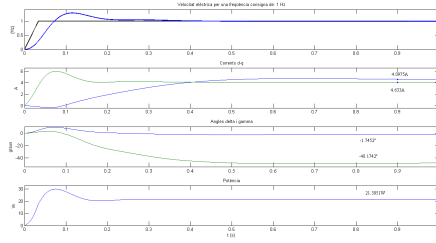
(h) Freqüència d'excitació de 167 Hz

Figura A.3: Velocitats mecàniques, corrents i_{dq}^r , angles δ^r i γ^r i potència instantània consumida pel motor per a una freqüència elèctrica consigna donada i el sistema en buit

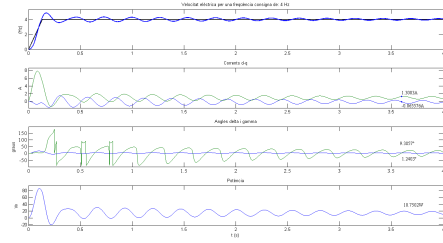
A.2.2 En càrrega

En càrrega ($R_c = 24,6\Omega$) i en règim dinàmic els resultats obtinguts es poden veure en la figura A.4.

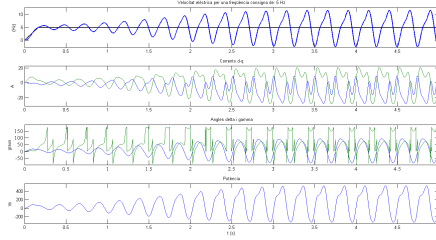




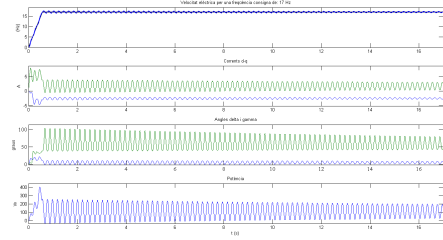
(a) Freqüència d'excitació de 1 Hz



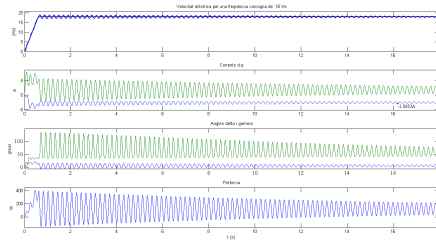
(b) Freqüència d'excitació de 4 Hz



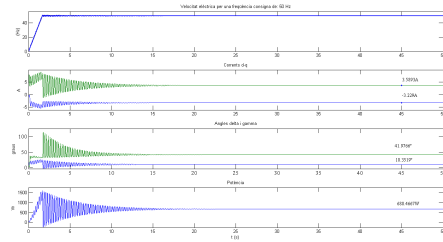
(c) Freqüència d'excitació de 5 Hz



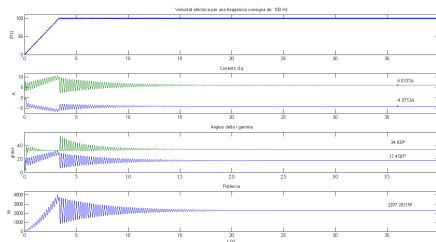
(d) Freqüència d'excitació de 17 Hz



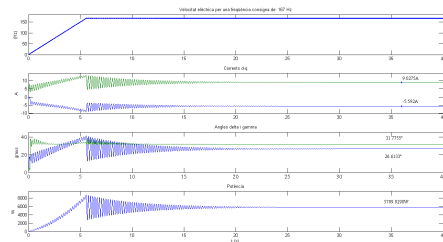
(e) Freqüència d'excitació de 18 Hz



(f) Freqüència d'excitació de 50 Hz



(g) Freqüència d'excitació de 100 Hz



(h) Freqüència d'excitació de 167 Hz

Figura A.4: Velocitats mecàniques, corrents i_{dq}^r , angles δ^r i γ^r i potència instantània consumida pel motor per a diverses freqüències d'excitació en càrrega ($R_c = 24,6\Omega$)

