

Universitat Politècnica de Catalunya
Departament d'Enginyeria Elèctrica

TESI DOCTORAL

**CONTROL DEL MOTOR D'INDUCCIÓ
CONSIDERANT ELS LÍMITS DEL
CONVERTIDOR I DEL MOTOR**

Autor: JOAN BERGAS i JANÉ
Director: Joaquim Pedra i Duran

Barcelona, maig del 2000.

Desitjo expressar el meu agraïment al Dr. Joaquim Pedra, pels seus valuosos consells, ajuda i dedicació en la realització de la present tesi.

Un agraïment especial als meus companys i amics Antoni Sudrià, Joan Rull, Samuel Galceran i Sergi Fillet, sense l'ajuda dels quals, no s'hagués pogut portar aquesta tesi a bon port.

Finalment, també voldria agrair a la resta de companys del Departament d'Enginyeria Elèctrica de la UPC, molt especialment al seu director Dr. Luís Ángel Orille, per tota l'ajut que m'han donat durant la realització de la present tesi.

Índex de capítols

CAPÍTOL 1. OBJECTIUS DE LA TESI	1
1.1 INTRODUCCIÓ	1
1.2 ESTAT DE LA TÈCNICA	1
1.3 OBJECTIUS DE LA TESI	2
CAPÍTOL 2. MODELITZACIÓ DEL MOTOR D'INDUCCIÓ	5
2.1 EQUACIONS DEL MOTOR D'INDUCCIÓ	5
2.2 TRANSFORMACIONS MATRICIALS	8
2.2.1. Transformació de Park	9
2.2.2. Transformada de Ku	13
2.3 EQUACIONS DEL MI TRANSFORMADES	14
2.3.1. Equació del MI en una referència arbitrària	14
2.3.2 Definició de la intensitat magnetitzant	17
2.3.3 Equació del MI en la referència estator	18
2.3.4 Equació del MI en la referència en sincronisme	19
2.3.5 Equació del MI en la referència en sincronisme i I_{mag} de rotor	20
2.4 ESQUEMA EQUIVALENT DEL MOTOR D'INDUCCIÓ EN LA REFERÈNCIA EN SINCRONISME I I_{MAG} DE ROTOR	21
2.5 EQUACIÓ D'ESTAT DEL MOTOR D'INDUCCIÓ	23
CAPÍTOL 3. CONTROL DE PARELL I VELOCITAT DEL MI	27
3.1 EL CONTROL VECTORIAL	27
3.1.1 Les equacions del control vectorial	29
3.1.2 Els resultats de la simulació	32
3.2 EL CONTROL DIRECTE DE PARELL (DTC)	36
3.2.1 Els resultats de la simulació	41
CAPÍTOL 4. ESTUDI DELS BUCLES DE CORRENT	45
4.1 INTRODUCCIÓ	45
4.2 CLASSIFICACIÓ DELS BUCLES DE CORRENT EXISTENTS	45
4.3 DESCRIPCIÓ I COMPARACIÓ DELS DIFERENTS BUCLES DE CORRENT	46
4.3.1 Control per Histèresis	47
4.3.2 Reguladors PI en referència estacionària	48
4.3.3 Reguladors PI en referència síncrona	50
4.3.4 Reguladors de corrent basats en un model intern de la màquina (IMC)	54
4.3.5 Reguladors predictius	59
CAPÍTOL 5. OSVPWM (OPTIMIZED SPACE VECTOR PWM)	63
5.1 INTRODUCCIÓ	63
5.2 REVISIÓ DELS DIFERENTS MÈTODES DE MODULACIÓ	65
5.2.1 La modulació per ona semiquadrada	65
5.2.2 El PWM	65
5.2.3 El PWM amb l'addició de tercer harmònic	67
5.3 EL SPACE VECTOR PWM	68
5.4 ANÀLISIS CRÍTIC DEL SVPWM	71
5.5 IMPLEMENTACIÓ OPTIMITZADA DEL SVPWM EN DSP	72
5.6 RESULTATS EXPERIMENTALS DEL SVPWM	74
5.7 CASUÍSTICA DEL TEMPS MORT	77
5.8 DEFINICIÓ DEL VECTOR $\Delta V_{\text{TEMPS MORT}}$	78
5.9 COMPENSACIÓ DELS TEMPS MORTS	82
5.10 RESULTATS EXPERIMENTALS DE LA COMPENSACIÓ DEL TEMPS MORT	83
5.11 ÍNDEX DE MODULACIÓ I TENSIONS MÀXIMES REALITZABLES	87
5.11.1 Tensió màxima assolible amb la modulació per ona semiquadrada	87
5.11.2 Tensió màxima assolible per a la modulació PWM	88

5.11.3 Tensió màxima assolible per a la modulació PWM amb addició de tercer harmònic.....	88
5.11.4 Tensió màxima assolible amb la modulació vectorial.....	89
5.12 TEMPS MÍNIM D'APLICACIÓ D'UN VECTOR TENSÍO.....	90
5.13 RANG D'APLICABILITAT DEL SVPWM.....	92
5.14 MODULACIÓ OSVPWM (OPTIMIZED SPACE VECTOR PWM):	95
5.15 CÀLCUL DE LA REGIÓ DEL VECTOR TENSÍO.....	98
CAPÍTOL 6. CONTROL DIRECTE DE PARELL OPTIMITZAT (ODTC).....	101
6.1 INTRODUCCIÓ	101
6.2 OBTENCIÓ DE LES EQUACIONS DE L'ODTC	102
6.3 ALGORISME DE L'ODTC	105
6.3.1 Definició de règim permanent en l'ODTC.....	107
6.3.2 Seqüència de control en règim permanent.....	108
6.4 SEQÜÈNCIA DE CONTROL EN RÈGIM TRANSITORI.....	110
6.4.1. Estudi del cas 1.....	111
6.4.2 Estudi del cas 2.....	112
6.4.3 Estudi del cas 3.....	114
6.5 DETERMINACIÓ DEL VALOR ÒPTIM DE LA BANDA D'HISTÈRESIS.....	115
6.5.1 Hipòtesis de treball.....	115
6.5.2 Desenvolupament matemàtic.....	116
6.5.3 Equació de l'estimació de l'arriestat de parell simplificada.....	120
6.6 RESULTATS EXPERIMENTALS.....	121
CAPÍTOL 7. CONCLUSIONS.....	125
7.1 APORTACIONS D'AQUESTA TESI.....	126
7.2 FUTURES LÍNIES DE RECERCA.....	127
ANNEX I. ESTUDI DE L'ARRISSAT DE CORRENT I PARELL EN UN TROCEJADOR REDUCTOR.....	129
ANNEX II. DESCRIPCIÓ DE L'EQUIP EXPERIMENTAL.....	131
AII.1 VISIÓ GENERAL DEL PROTOTIPUS.....	131
AII.1.1 L'Ondulador.....	131
AII.1.2 Adquisició de senyals.....	132
AII.1.3 El DSP de control.....	134
AII.1.4 Motor.....	137
AII.3 DESCRIPCIÓ DEL SISTEMA OPERATIU	138
AII.3.1 Inicialització del sistema operatiu	138
AII.3.2 Rutina del Temporitzador. Programa principal.....	140
AII.3.3 Rutines de comunicació: Interrupcions del DAC i del port sèrie.....	141
AII.4 DESCRIPCIÓ DEL PCFAM.....	142
BIBLIOGRAFIA.....	145

Capítol 1. Objectius de la tesi.

1.1 Introducció.

En els darrers anys el motor d'inducció (MI) ha esdevingut l'accionament a velocitat variable per excel·lència. Si a les característiques ja tradicionals del motor d'inducció, com podrien ésser la seva robustesa, el seu baix cost, i la nul·la necessitat de manteniment, se li suma les altes prestacions dinàmiques que s'obtenen amb les darreres estratègies de control aplicades als variadors que alimenten als motors d'inducció, s'obté que aquest és l'accionament a velocitat variable que més present i futur té en els camps típics d'aplicació d'aquests accionaments dins de la indústria.

1.2 Estat de la tècnica.

En els últims anys el control del parell i de la velocitat del motor d'inducció ha estat llargament estudiat. Des que al 1972, F. Blaschke [1], va presentar la teoria de la Orientació del Camp (FOC Field Orientation Control), altrament coneguda com Control Vectorial, fins a les darreres aportacions com el Control Directe del Parell (DTC Direct Torque Control), proposat al 1986 per Naguchi i Takahashi [2], tots els esforços dels investigadors han anat orientats a la millora de les prestacions dinàmiques que el MI podia aportar.

Un cop s'ha considerat que aquestes prestacions dinàmiques eren ja suficientment satisfactòries, els diferents investigadors han reorientat els seus esforços cap a altres enfoc relacionats, ja no únicament amb el MI estrictament parlant, sinó amb tot el sistema que constitueix l'accionament amb si mateix.

Així doncs, les darreres aportacions en el control de la velocitat del motor d'inducció han anat dirigides cap a temes tant diversos com: minimització de les pèrdues del motor, bé sia mitjançant l'elecció adequada de les consignes d'intensitat magnetitzant, bé sia mitjançant la disminució de les corrents harmòniques que circulen pels debanats de la màquina; reducció de la pulsació del parell; eliminació de diferents sensors, especialment la realimentació de la velocitat de l'eix.

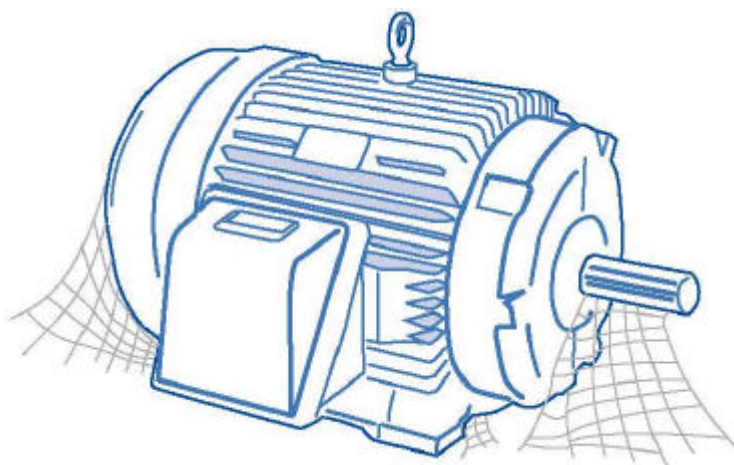


Fig. 1.1. Aspecte típic d'un motor d'inducció de gàbia d'esquirol.

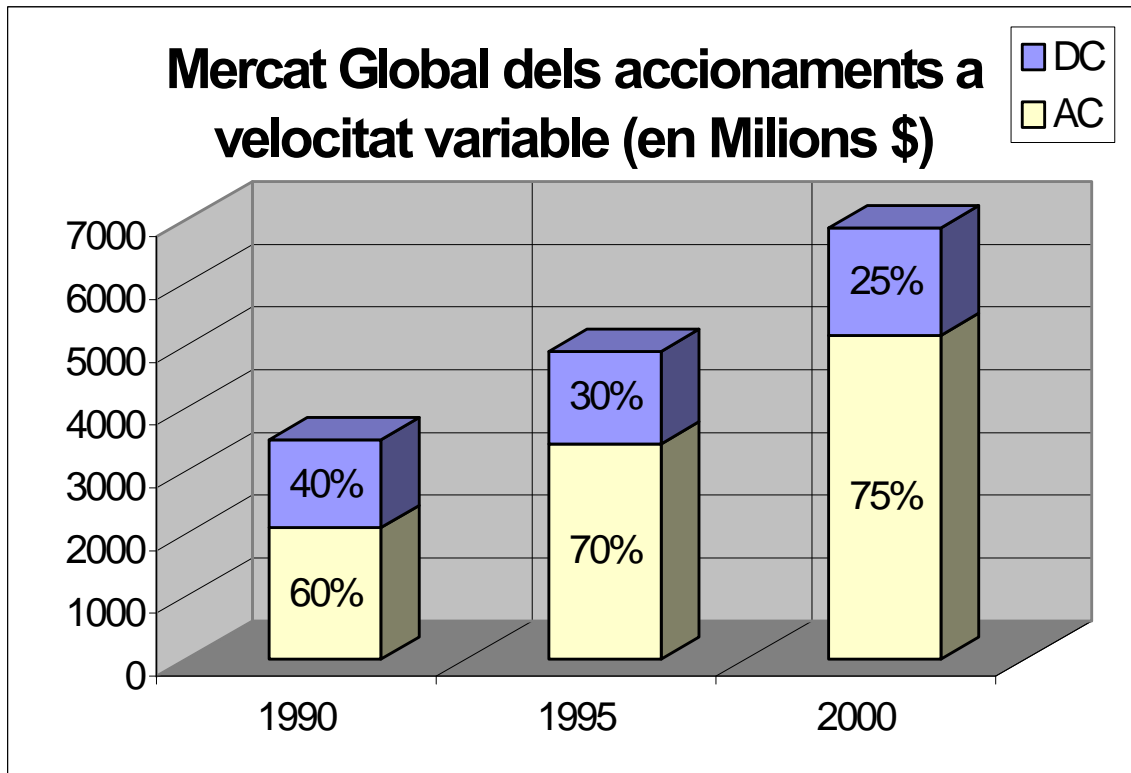


Fig. 1.1. Evolució dels accionaments a velocitat variable (en milions de \$US), des de 1990 fins al 2000. Dades subministrades per ABB.

Finalment s'ha de fer especial menció en el replantejament que estan fent darrerament els investigadors dels límits físics realment impossibles als MI, tant a nivell de tensió màxima com a nivell de la intensitat màxima aportable per l'ondulador.

1.3 Objectius de la tesi.

Moltes de les aplicacions dels accionaments a velocitat variable no requereixen explícitament un control precís de la velocitat, sinó el que realment necessiten és un control molt precís i molt ràpid del parell, i únicament limitant la velocitat del mateix. Aplicacions en el camp de la tracció com els vehicles elèctrics o la tracció més pròpiament dita, dels ferrocarrils, no requereixen un control de velocitat precís, ja que aquest el realitzen habitualment l'operador del mateix. Per contra si que requereixen d'un control molt precís del parell, ja que altrament el poc control del parell repercutiria en vibracions i pulsacions de parell que en el cas de la tracció són inadmissibles tant per qüestions de ressonàncies mecàniques com per confort del viatger.

Per altre costat les aplicacions que si requereixen un elevat control de la velocitat, com podrien ésser tots els controls de posició, igualment necessiten d'un bon control del parell, ja que per a poder fer un bon control de velocitat és essencial disposar d'un adequat control del parell. Per tant per poder realitzar un bon control del motor d'inducció és necessari poder controlar amb altes prestacions dinàmiques el parell que desenvolupa el motor.

Aquest control del parell (bé sia com a objectiu final, bé com a integrant d'un llaç intern de regulació més complex), és troba influït per molt diversos factors. L'objectiu principal d'aquesta tesi és posar en evidència, l'existència d'unes idealitzacions i limitacions dels controls tradicionals de parell i velocitat del motor d'inducció (bàsicament del Control Vectorial i del DTC), així com a proposar mètodes i algorismes alternatius que superin a les mateixes.

Així, per arribar a aquest objectiu final, la tesi s'ha organitzat en els següents capítols (l'ordre dels quals ve determinat principalment per la seva estructura pedagògica, però també pel seu tractament cronològic).

- El segon capítol *Modelització del motor d'inducció*, vol ésser un compendi de les principals tècniques i equacions, que porten a descriure d'una forma dinàmica al MI, tot ell sota una visió sistemàtica. Aquesta sistemàtica d'operació sobre les equacions tradicionals del motor d'inducció, ha permès arribar a una nomenclatura globalitzadora, que unifica l'expressió d'aquestes equacions, per a qualsevol referència i per a qualsevol definició que es prengui de la intensitat magnetitzant.
- El tercer capítol, *Control de parell i velocitat del MI*, és un estat de l'art, tot i que també en ell, l'autor ha volgut introduir algunes aportacions que s'han obtingut en l'estudi de l'anteriorment esmentat Control Directe de Parell. Així mateix, aquest capítol serveix per posar en evidència moltes de les limitacions dels algorismes de control més habituals (Control Vectorial i DTC), limitacions que s'abordan en posteriors capítols.
- El quart capítol, *Estudi dels bucles de corrent*, tracta més en profunditat una de les limitacions que presenta el Control Vectorial (de fet l'obvia, i no el tracta en absolut), i que és l'estudi de les interaccions que hi ha entre els dos llaços de regulació de les intensitats de l'estator (la seva component directa i en quadratura).
- En el cinquè capítol, *OSVPWM (Optimized Space Vector PWM)*, és en el que més aportacions d'aquesta tesi es presenten, i comença amb un estudi detallat dels diferents mètodes d'ondulació (DC/AC) que existeixen. D'entre tots aquests, i degut a la seva primàcia actual, s'estudia amb molt més deteniment el Space Vector PWM, aportant un nou algorisme d'implementació del mateix (optimitzat per DSP's), així com posant en evidència la negativa influència dels temps morts sobre el mateix. Finalment s'aporten tant teòrica com experimentalment diversos algorismes que permeten sobrepassar dites influències, i es reconsidera els límits de tensió assolibles amb el mateix.
- Finalment, en el sisè capítol, es presenta l'*ODTC (Optimized Direct Torque Control)*, que es podria considerar que és el resum de tots els capítols anteriors, ja que es tracta d'un control del parell del MI, que incorpora les prestacions del DTC en règim transitori, i les prestacions del Control Vectorial, però tot ell sumat a la incorporació de totes les millores presentades en els capítols quart i cinquè.

Capítol 2. Modelització del motor d'inducció.

En aquest capítol es presentaran les equacions que descriuen el comportament dinàmic del motor d'inducció (MI). Aquestes seran extensament utilitzades al llarg de tota la tesi, pel que s'ha intentat sistematitzar la seva obtenció, així com la presentació final de les mateixes. A més de presentar les equacions anteriors, en aquest capítol també es presenten les equacions que descriuen al MI en règim permanent elèctric, així com l'equació d'estat que ens permetrà la simulació del mateix.

2.1 Equacions del motor d'inducció.

Per tal de poder establir les diferents estratègies que permeten el control dels motors d'inducció, es considera adequat de recordar i ordenar d'una forma sistemàtica, les equacions que regeixen el funcionament d'aquestes màquines elèctriques.

Tal com és molt habitual [3], es distingiran dos tipus d'equacions, aquelles englobades amb el nom genèric d'Equació de les tensions i del parell en variables de la màquina, i un segon tipus, que es diferenciarien de les anteriors, pel fet de trobar-se expressades en uns eixos de referència variables.

Per tal de simplificar la presentació d'aquestes relacions, s'han realitzat una sèrie d'hipòtesis, habituals en tota la literatura tècnica que versa sobre el mateix [3][4][5], i que tot seguit es presenten:

- ◆ Màquina d'inducció trifàsica equilibrada i simètrica, amb rotor d'únic debanat (simple gàbia d'esquirol o de rotor debanat) i entreferro constant. Sense cap pèrdua de generalitat es suposarà que la màquina és d'un parell de pols.
- ◆ És suposa al material lineal, és a dir, es prescindeix de la saturació del ferro.
- ◆ La permeabilitat magnètica del ferro es suposa infinita en front a la de l'aire, amb el que la densitat del flux magnètic és radial a l'entreferro.
- ◆ Es prescindeix de qualsevol tipus de pèrdues en el ferro.
- ◆ Tant els debanats de l'estator com del rotor, tot i que es representen com un únic debanat diametral de múltiples voltes, en realitat representen debanats distribuïts que en tot moment creen una distribució sinusoidal de camp magnètic en l'entreferro (distribució centrada en els eixos magnètics de les respectives fases).
- ◆ Les variables del rotor s'expressen vistes des de l'estator, és a dir, es suposa que el rotor és trifàsic com l'estator, i per aquest fet, resulta que els seus debanats tenen el mateix nombre d'espores que l'estator [4].

En la següent figura (fig. 2.1), s'ha representat una secció transversal d'un motor d'inducció, que ens servirà com a esquema per a la seva posterior modelització matemàtica.

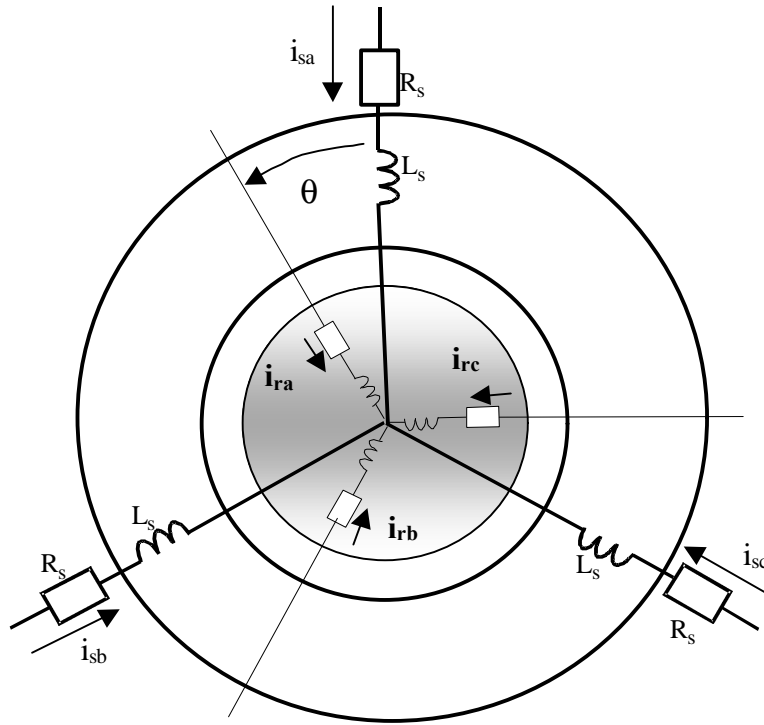


Fig. 2.1. Representació esquemàtica d'una secció transversal d'un motor d'inducció.

Amb totes les hipòtesis realitzades anteriorment, i amb la modelització del MI representada per l'esquema anterior, les equacions que descriuen el comportament dinàmic del motor d'inducció són les següents:

$$\begin{pmatrix} v_s \\ v_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_s \\ i_r \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \left[\begin{pmatrix} L_s & M_{sr} \\ M_{sr} & L_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_s \\ i_r \end{pmatrix} \right] \quad (\text{Eq. 2.1})$$

on cadascun dels termes de l'equació anterior representa una matriu de 3x3 o en el seu cas un vector de 3x1. Així en particular es té:

$$v_s = \begin{pmatrix} v_{sa} \\ v_{sb} \\ v_{sc} \end{pmatrix} \quad v_r = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad i_s = \begin{pmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{pmatrix} \quad i_r = \begin{pmatrix} i_{ra} \\ i_{rb} \\ i_{rc} \end{pmatrix}$$

vectors tots ells de 3x1, i que representen, les tensions d'alimentació dels debanats de les tres fases de l'estator i del rotor (aquestes en trobar-se el rotor en curtcircuit totes nul·les), així com els corrents que circulen per cadascun dels sis debanats. La resta de matrius 3x3, que són funció de paràmetres interns del MI, s'especifiquen tot seguit:

$$R_s = \begin{pmatrix} r_s & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 \\ 0 & 0 & r_s \end{pmatrix} \quad R_r = \begin{pmatrix} r_r & 0 & 0 \\ 0 & r_r & 0 \\ 0 & 0 & r_r \end{pmatrix}$$

$$L_s = \begin{pmatrix} L_{sd} + M & -\frac{1}{2}M & -\frac{1}{2}M \\ -\frac{1}{2}M & L_{sd} + M & -\frac{1}{2}M \\ -\frac{1}{2}M & -\frac{1}{2}M & L_{sd} + M \end{pmatrix} \quad L_r = \begin{pmatrix} L_{rd} + M & -\frac{1}{2}M & -\frac{1}{2}M \\ -\frac{1}{2}M & L_{rd} + M & -\frac{1}{2}M \\ -\frac{1}{2}M & -\frac{1}{2}M & L_{rd} + M \end{pmatrix}$$

$$M_{sr} = \begin{pmatrix} M \cos(\mathbf{q}_m) & M \cos\left(\mathbf{q}_m + \frac{2\mathbf{p}}{3}\right) & M \cos\left(\mathbf{q}_m - \frac{2\mathbf{p}}{3}\right) \\ M \cos\left(\mathbf{q}_m - \frac{2\mathbf{p}}{3}\right) & M \cos(\mathbf{q}_m) & M \cos\left(\mathbf{q}_m + \frac{2\mathbf{p}}{3}\right) \\ M \cos\left(\mathbf{q}_m + \frac{2\mathbf{p}}{3}\right) & M \cos\left(\mathbf{q}_m - \frac{2\mathbf{p}}{3}\right) & M \cos(\mathbf{q}_m) \end{pmatrix}$$

$$M_{rs} = \begin{pmatrix} M \cos(\mathbf{q}_m) & M \cos\left(\mathbf{q}_m - \frac{2\mathbf{p}}{3}\right) & M \cos\left(\mathbf{q}_m + \frac{2\mathbf{p}}{3}\right) \\ M \cos\left(\mathbf{q}_m + \frac{2\mathbf{p}}{3}\right) & M \cos(\mathbf{q}_m) & M \cos\left(\mathbf{q}_m - \frac{2\mathbf{p}}{3}\right) \\ M \cos\left(\mathbf{q}_m - \frac{2\mathbf{p}}{3}\right) & M \cos\left(\mathbf{q}_m + \frac{2\mathbf{p}}{3}\right) & M \cos(\mathbf{q}_m) \end{pmatrix}$$

En paral·lel amb l'equació anterior, que sol rebre el nom d'Equació de les tensions del MI en variables de la màquina [3], s'ha de posar l'equació del parell desenvolupat pel motor.

La teoria de la conversió electromecànica [3] i [6], ens proporciona l'equació que ens expressa el parell desenvolupat pel MI en tot moment, en funció de les intensitats instantànies que circulen per cadascun dels sis debanats, i de l'angle de separació entre el debanat a de l'estator i el debanat a del rotor.

$$\Gamma(t) = \frac{1}{2} [i]^t \frac{\partial [M(\mathbf{q})]}{\partial \mathbf{q}} [i] \quad (\text{Eq. 2.2})$$

on M és la matriu d'acoblements del MI definida anteriorment: $M = \begin{pmatrix} M_{ss} & M_{sr} \\ M_{rs} & M_{rr} \end{pmatrix}$.

Tenint en compte que la matriu d'acoblements entre les bobines de l'estator, i la matriu d'acoblements entre les bobines del rotor, no depenen en absolut de l'angle θ (angle entre la bobina 'a' de l'estator i la bobina 'a' del rotor) (veure fig. 2.1), i que per tant la seva derivada

respecte al mateix serà nul·la. I també tenint en compte que la matriu M_{sr} (matriu de coeficients d'acoblament dels flux creats per les bobines del rotor i concatenats per les bobines de l'estator) és igual a la transposta de M_{rs} (matriu de coeficients d'acoblament dels flux creats per les bobines de l'estator i concatenats per les bobines del rotor), l'equació anterior un cop operat es pot posar com:

$$\Gamma(t) = \frac{1}{2} [i]^t \frac{\partial [M(\mathbf{q})]}{\partial \mathbf{q}} [i] \Rightarrow$$

$$\Gamma(t) = \frac{1}{2} \left[[i_s]^t \cdot \frac{\partial [M_{sr}]}{\partial \mathbf{q}} [i_r] + [i_r]^t \cdot \frac{\partial [M_{sr}^t]}{\partial \mathbf{q}} [i_s] \right] \quad (\text{Eq. 2.3})$$

que és l'expressió que ens dóna el parell elèctric instantani del motor d'inducció, en funció de les intensitats del rotor i de l'estator.

El conjunt d'equacions anteriors, principalment les equacions de les tensions en variables de la màquina, formen un sistema d'equacions diferencial, no lineal i amb coeficients no constants, el que fa complicada la seva solució numèrica, i totalment impossible la seva solució analítica (a no ser que es consideri la velocitat constant, és a dir, règim permanent mecànic).

2.2 Transformacions matricials.

Vistes les dificultats esmentades anteriorment, i que en general ens podem trobar en l'estudi transitori de qualsevol màquina elèctrica, a finals dels anys 20, R. H. Park [7], va introduir una nova aproximació a l'estudi de les màquines elèctriques. Per tal de poder analitzar el comportament transitori de les mateixes (en particular ell estudiava la màquina síncrona), va formular un canvi de variables que consistia en substituir les variable (tensions, intensitats i fluxos concatenats) associats amb els debanats de l'estator d'una màquina síncrona, per unes altres variables associades amb uns debanats ficticis que donaven voltes junt al rotor. En altres paraules, aquest canvi de variables representava transformar les variables de l'estator, a una referència fixa al rotor.

La transformació de Park, que va revolucionar l'anàlisi de les màquines elèctriques, tenia la única propietat d'eliminar totes aquelles inductàncies variables amb la posició, que apareixien a l'equació de les tensions de la màquina síncrona, principalment per dos motius, el primer per l'existència de dos circuits elèctrics en moviment relatiu, i el segon, per l'existència de dos circuits magnètics amb reluctàncies magnètiques variables.

A finals de la dècada dels 30, H. C. Stanley [8], va aplicar la tècnica del canvi de variables a l'anàlisi de la màquina d'inducció simètrica. Va demostrar que les inductàncies variables amb la posició, que apareixien en l'equació de les tensions del MI per culpa del moviment relatiu entre els debanats del rotor i els debanats de l'estator, es podien eliminar, quan les variables associades als debanats del primer, es transformaven a uns debanats estacionaris ficticis. En aquest cas les variables del rotor es transformaven a una referència fixa a l'estator.

Finalment, G. Kron [9] i D. S. Brereton et al. [10], van emprar la mateixa tècnica en el MI, però en el primer cas transformant a la vegada les variables associades als debanats de l'estator i les variables associades als debanats del rotor, a una referència que girava en sincronisme amb el camp magnètic giratori (coneguda habitualment com a referència en sincronisme), mentre que el segon aplicà la transformació del Park al MI.

Park, Stanley, Kron i Brereton et al., van desenvolupar canvis de variable que a priori semblaven únicament vàlids, cadascun d'ells, per a estudis d'aplicacions particulars. No fou fins al 1965 [11], que totes les transformacions matricials del motor d'inducció es van unificar en una d'única, que evidentment eliminava de l'equació de les tensions, totes les inductàncies variables amb la posició. Aquest canvi de variables, transformava les variables de l'estator i del rotor a una referència que podia girar a qualsevol velocitat o romandrà estacionària. Per tant, totes les precedents transformacions, es podien obtenir a partir de la darrera, únicament assignant l'adequada velocitat de rotació a l'anomenada referència arbitrària.

En els següents apartats es presentarà la deducció física de la transformació de Park¹ (introduint inicialment la coneguda transformació de Concordia i posteriorment aplicant-li una rotació a la referència que es coneix com a fixa a l'estator). Igualment, i com un cas particular de la transformació de Park, també es presentarà la transformació de Ku, que es pot entendre com una transformació de Park però en variable complexa.

2.2.1. Transformació de Park

La transformació de Park es pot interpretar com l'aplicació de dues transformacions matricials encadenades. La primera (*transformació de Concordia*) consisteix en la reducció de tres variables expressades en tres eixos situats sobre un pla i separats l'un respecte de l'altre 120°, cap a dos variables, expressades en dos eixos també en un pla, però aquest cop perpendiculars l'un respecte l'altre (fig. 2.2 i fig. 2.3).

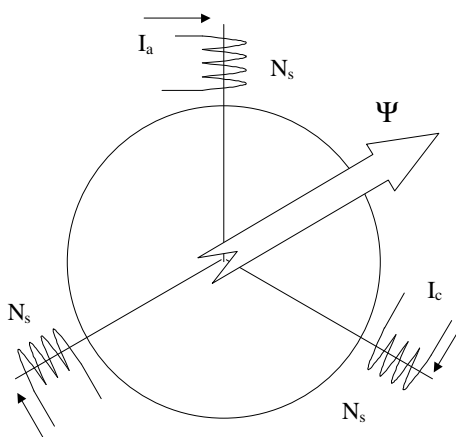


Fig. 2.2. Eixos físics del MI. I el flux creat pels corrents d'aquests tres debanats.

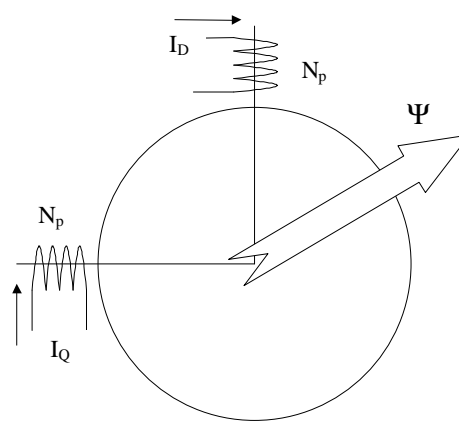


Fig. 2.3. Eixos ortogonals fixos a l'estator i el flux creat pels dos corrents imaginaris d'aquests dos debanats.

¹ Nom genèric que rebran totes les transformacions matricials presentades fins ara.

La segona transformació consisteix en una rotació, és a dir, les dues variables anteriors expressades en la referència ortogonal, ara s'expressaran en una nova referència, igualment ortogonal, però que estarà rotada un cert angle θ respecte a l'anterior (fig. 2.4). Cal notar que aquest angle és un qualsevol, i en principi pot dependre del temps, és a dir, la segona referència estaria girant a una velocitat determinada respecte a la referència fixa.

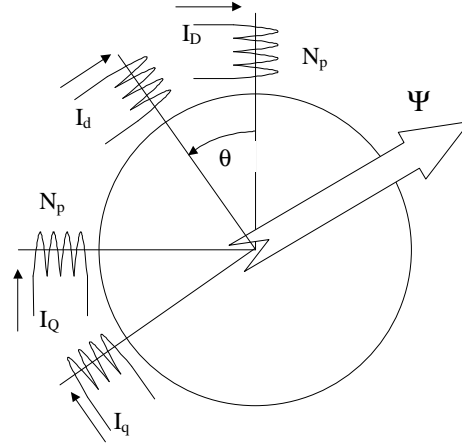


Fig. 2.4. Dues referències ortogonals, una fixa a l'estator i l'altre desfasada respecte a l'anterior.

La matriu que ens dóna la primera (transformació de *Concordia*), es pot obtenir imposant la igualtat d'intensitat de camp magnètic creat per les tres corrents de la figura 2.2, amb la intensitat de camp creada pels dos corrents de la figura 2.3. Si suposem que els debanats de la primera figura tenen N_s espires i els debanats de la segona en tenen N_p , aquesta igualtat es pot posar com s'expressa en l'equació 2.4.

$$\left. \begin{aligned} H(\mathbf{q}) &= N_s \cos \mathbf{q} \cdot i_a + N_s \cos(\mathbf{q} - 2\mathbf{p}/3) \cdot i_b + N_s \cos(\mathbf{q} + 2\mathbf{p}/3) \cdot i_c \\ H'(\mathbf{q}) &= N_p \cos \mathbf{q} \cdot i_D + N_p \cos(\mathbf{q} - \mathbf{p}/2) \cdot i_Q \end{aligned} \right\} \quad (\text{Eq. 2.4})$$

Igualant en l'equació 2.4 $H(\mathbf{q}) = H'(\mathbf{q})$, s'obté la següent relació:

$$\begin{aligned} N_s \left[\cos \mathbf{q} \cdot i_a - \frac{1}{2} \cdot \cos \mathbf{q} \cdot i_b + \sqrt{\frac{3}{2}} \sin \mathbf{q} \cdot i_b - \frac{1}{2} \cdot \cos \mathbf{q} \cdot i_c - \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \sin \mathbf{q} \cdot i_c \right] &= \\ = N_p \cdot \cos \mathbf{q} \cdot i_D + N_p \cdot \cos(\mathbf{q} - \mathbf{p}/2) \cdot i_Q & \end{aligned} \quad (\text{Eq. 2.5})$$

On agrupant els termes en sinus i cosinus, finalment s'obté les equacions que relacionen els nous corrents i_D i i_Q en funció dels corrents reals i_a , i_b , i i_c :

$$\begin{aligned} \cos \mathbf{q} \left[N_s \cdot i_a - \frac{1}{2} N_s \cdot i_b - \frac{1}{2} N_s \cdot i_c \right] + \sin \mathbf{q} \left[\sqrt{\frac{3}{2}} N_s \cdot i_b - \sqrt{\frac{3}{2}} N_s \cdot i_c \right] &= \\ = N_p \cdot \cos \mathbf{q} \cdot i_D + N_p \cdot \cos(\mathbf{q} - \mathbf{p}/2) \cdot i_Q & \end{aligned} \quad (\text{Eq. 2.6})$$

Com que l'equació 2.6 ha d'ésser vàlida en qualsevol instant de temps, i vàlida per a qualsevol angle θ , aleshores els termes que acompanyen al cosinus a costat i costat de l'equació han d'ésser iguals, i els termes que acompanyen al sinus, a costat i costat de l'equació també. Condició que expressada matemàticament ens dóna:

$$i_D = \frac{N_s}{N_p} \left[i_a - \frac{1}{2}(i_b + i_c) \right]$$

$$i_Q = \frac{N_s}{N_p} \sqrt{\frac{3}{2}}(i_b - i_c)$$
(Eq. 2.7)

Per tal de poder fer una aplicació bijectiva entre les dues referències, s'ha de buscar una altra relació que ens lligui les tres variables reals amb les dues variables transformades. D'altra forma no podríem passar de les dues variables transformades a les tres variables reals.

Aquesta altra relació que ens manca serà la següent:

$$i_0 = \frac{N_s}{N_r} \cdot \mathbf{1} \cdot [i_a + i_b + i_c]$$
(Eq. 2.8)

on λ serà un paràmetre que pot prendre qualsevol valor. Aquest corrent, conegut com a corrent homopolar, alguns autors interpreten que circula per un debanat perpendicular² al pla format pels eixos directe i en quadratura de la figura 2.3. Cal notar que habitualment en el motor d'inducció aquesta nova variable serà nul·la, ja que al no trobar-se habitualment el neutre connectat, la suma de les tres corrents de fase serà zero.

Si a la igualtat anterior, li sumem aquesta tercera relació, i un cop desenvolupada i posada en forma d'expressió matricial queda:

$$\begin{pmatrix} i_0 \\ i_D \\ i_Q \end{pmatrix} = \frac{N_s}{N_r} \begin{pmatrix} \mathbf{1} & \mathbf{1} & \mathbf{1} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix}$$
(Eq. 2.9)

Com es pot observar, l'equació anterior té dos graus de llibertat, un és el nombre d'espines que tindran els debanats de la nova referència N_r , mentre que el segon grau de llibertat és el factor λ .

En la literatura [3] i [5] aquest dos graus de llibertat han pres diferents valors. El primer dels paràmetres (relació entre les espines dels debanats reals i les dels debanats imaginaris), pren el valor de $\sqrt{2/3}$ en funció de si el que es vol conservar és la potència, o $2/3$ si el que es desitja és conservar el mòdul dels fasors intensitat. El paràmetre λ , per tal d'obtenir una matriu ortonormal, es pren com a $1/\sqrt{2}$. Al llarg d'aquesta tesi, es mantindrà la potencia com un invariant, solució més habitual, i per tant es prendrà com a matriu que passa de tres eixos a dos eixos la que es presenta a continuació:

² En el text, s'ha d'entendre el terme perpendicular en la seva accepció matemàtica, no pas geomètrica.

$$\begin{pmatrix} i_0 \\ i_D \\ i_Q \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{pmatrix} \quad (\text{Eq. 2.10})$$

La segona transformació matricial, un senzill gir en el pla un angle θ qualsevol, es pot posar com:

$$\begin{pmatrix} i_D \\ i_Q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos \mathbf{q} & -\sin \mathbf{q} \\ \sin \mathbf{q} & \cos \mathbf{q} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_d \\ i_q \end{pmatrix} \Rightarrow \begin{pmatrix} i_0 \\ i_d \\ i_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos \mathbf{q} & \sin \mathbf{q} \\ 0 & -\sin \mathbf{q} & \cos \mathbf{q} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_0 \\ i_D \\ i_Q \end{pmatrix} \quad (\text{Eq. 2.11})$$

Finalment la matriu de la transformació de Park s'obté de la multiplicació de les dues matriu anteriors, que un cop ja realitzada queda com:

$$\begin{pmatrix} X_0 \\ X_d \\ X_q \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\mathbf{q}) & \cos\left(\mathbf{q} - \frac{2\mathbf{p}}{3}\right) & \cos\left(\mathbf{q} + \frac{2\mathbf{p}}{3}\right) \\ -\sin(\mathbf{q}) & -\sin\left(\mathbf{q} - \frac{2\mathbf{p}}{3}\right) & -\sin\left(\mathbf{q} + \frac{2\mathbf{p}}{3}\right) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{pmatrix} \quad (\text{Eq. 2.12})$$

on X_a , X_b i X_c , són tres variables qualsevulles (tant pot ésser intensitat, com tensió, com flux, com qualsevol altre tipus de variables elèctriques de la màquina) i X_d , X_q i X_0 són les tres variables anteriors expressades en la referència de Park ('d' és la component directa, 'q' és la component en quadratura i '0' és la component homopolar).

Cal notar que a l'ésser la transformació de Park ortonormal (és ortogonal perquè els tres vectors que formen la seva base són ortogonals entre sí, i és normal per la definició que s'ha pres anteriorment dels graus de llibertat) la seva matriu inversa és aleshores la seva matriu transposada, amb el que la matriu inversa de Park (que ens permet passar de les tres variables de Park a les tres variables reals) queda tal com segueix:

$$\begin{pmatrix} X_a \\ X_b \\ X_c \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\mathbf{q}) & -\sin(\mathbf{q}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos\left(\mathbf{q} - \frac{2\mathbf{p}}{3}\right) & -\sin\left(\mathbf{q} - \frac{2\mathbf{p}}{3}\right) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos\left(\mathbf{q} + \frac{2\mathbf{p}}{3}\right) & -\sin\left(\mathbf{q} + \frac{2\mathbf{p}}{3}\right) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} X_0 \\ X_d \\ X_q \end{pmatrix} \quad (\text{Eq. 2.13})$$

Tal com s'ha descrit la transformació de Park en l'apartat anterior, es disposa d'infinites referències a les quals es pot convertir les variables reals. De fet, es disposa de tantes referències com relacions $\mathbf{q} = \mathbf{q}(t)$ es disposin. En veritat, de les infinites referències,

únicament s'empraran unes poques, que seran les que tindran importància des del punt de vista del MI.

Finalment, en quan a la transformació de Park, només cal destacar que aquesta transformació s'aplica a tres variables qualsevulles. Per exemple, si s'aplica a les tres intensitats de l'estator, ens dóna les dues intensitats que haurien de passar pels dos debanats de la figura 4 per tal que el camp magnètic a l'entreferro es mantingués igual. Més una tercera variable, definida com a homopolar i que circula per un debanat perpendicular als dos anteriors, i que quan el MI no disposa del neutre de l'alimentació connectat, pren en tot moment un valor nul.

Per poder aplicar la transformació de Park a les equacions del MI, cal definir però dues matrius de Park, una la que ens transforma les variables de l'estator, i l'altra, que ens transforma les variables del rotor, per tant, la matriu de Park a aplicar queda:

$$P(\mathbf{q}_s, \mathbf{q}_r) = \begin{pmatrix} P(\mathbf{q}_s) & 0 \\ 0 & P(\mathbf{q}_r) \end{pmatrix} \quad (\text{Eq. 2.14})$$

on θ_s i θ_r són dos angles qualsevol, el primer és per la referència de les variables de l'estator, i el segon és per a la referència de les variables del rotor. Moltes vegades aquestes referències es trobaran girant a una velocitat qualsevol, i per tant també es definirà la velocitat instantània de gir, tant de la referència de l'estator, com de la referència del rotor:

$$\mathbf{w}_s = \frac{d}{dt} \mathbf{q}_s \quad \mathbf{w}_r = \frac{d}{dt} \mathbf{q}_r \quad (\text{Eq. 2.15})$$

Finalment cal remarcar, tal com ja s'ha esmentat en les hipòtesis prèvies d'aquest capítol, que tot el procediment de deducció anterior, únicament es vàlid quan es considera que les resistències de les tres fases són iguals.

2.2.2. Transformada de Ku.

La transformada de Ku és, físicament parlant, molt semblant a la transformada de Park, l'única diferència entre ambdues radica en el fet que Ku utilitza notació complexa (l'exponencial complexa) per a representar els diferents vectors que intervenen.

Així, l'expressió d'igualtat d'intensitat de camps magnètics creats pels debanats de la figura 2.2 i la figura 2.4 anteriors (és a dir, no s'especifica el primer pas de la figura 2.2 a la 2.3, o el que és el mateix, es passa directament d'una referència de tres eixos fixos a l'estator, a una altra referència que únicament té dos eixos i gira respecte a l'anterior), ara es notarà tal com segueix:

$$\left. \begin{aligned} \underline{H}(\mathbf{q}) &= N_s e^{j\mathbf{q}} \cdot i_a + N_s e^{j(\mathbf{q}-2\mathbf{p}/3)} \cdot i_b + N_s e^{j(\mathbf{q}+2\mathbf{p}/3)} \cdot i_c \\ \underline{H}'(\mathbf{q}) &= N_r e^{j(\mathbf{q}-\mathbf{j})} \cdot i_d + N_r e^{j(\mathbf{q}-\mathbf{p}/2-\mathbf{j})} \cdot i_q \end{aligned} \right\} \underline{H}(\mathbf{q}) = \underline{H}'(\mathbf{q}) \quad (\text{Eq. 2.16})$$

$$e^{j\mathbf{q}} N_s \begin{pmatrix} i_a + e^{-j\frac{2\mathbf{p}}{3}} i_b + e^{j\frac{2\mathbf{p}}{3}} i_c \end{pmatrix} = e^{j(\mathbf{q}-j)} N_r \begin{pmatrix} i_d + e^{-j\frac{\mathbf{p}}{2}} i_q \end{pmatrix} \quad (\text{Eq. 2.17})$$

Si es defineixen les següents constants:

$$\underline{a} = e^{j\frac{2\mathbf{p}}{3}} \quad i \quad \underline{a}^2 = e^{-j\frac{2\mathbf{p}}{3}}$$

i s'introdueixen a l'equació anterior un cop ja arranjada, s'obté:

$$\underline{I} = \frac{N_s}{N_r} e^{-j\mathbf{q}} \left(i_a + \underline{a}^2 i_b + \underline{a} i_c \right) \quad \text{on} \quad \underline{I} = i_d + j i_q \quad (\text{Eq. 2.18})$$

Si a l'igual que en el cas anterior, per tal de mantenir constants els valors de les potències calculades en variables de Ku i les potències calculades en variables reals, es defineix el

paràmetre $\frac{N_s}{N_r} = \sqrt{\frac{2}{3}}$, la transformació de Ku queda tal com segueix:

$$\underline{I} = \sqrt{\frac{2}{3}} e^{-j\mathbf{q}} \left(i_a + \underline{a}^2 i_b + \underline{a} i_c \right) \quad \text{on} \quad \underline{I} = i_d + j i_q \quad (\text{Eq. 2.19})$$

2.3 Equacions del MI transformades.

2.3.1. Equació del MI en una referència arbitrària.

En aquest apartat s'obindrà l'equació del MI expressat en variables de Park en unes referències a priori qualsevulles, és a dir θ_s i θ_r^3 poden prendre qualsevol valor. Per a obtenir aquestes equacions partirem de les ja conegudes equacions del MI introduïdes en l'apartat 2.1.

$$\begin{pmatrix} v_s \\ v_r \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_s \\ i_r \end{pmatrix} + \frac{d}{dt} \left[\begin{pmatrix} L_s & M_{sr} \\ M_{sr} & L_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_s \\ i_r \end{pmatrix} \right] \quad (\text{Eq. 2.20})$$

Per simplicitat d'operació, aquestes equacions encara es simplificaran més, i s'expressaran tal com segueix:

$$(v) = (R)(i) + \frac{d}{dt} [(L)(i)] \quad (\text{Eq. 2.21})$$

³ Restringit a la igualtat $\mathbf{q}_s = \mathbf{q}_r + \mathbf{q}_m$ [4]. On \mathbf{q}_s i \mathbf{q}_r són els angles girats en les transformacions de Park de les variables de l'estator i del rotor respectivament, i \mathbf{q}_m és l'angle de gir mecànic (veure fig. 2.1).

on:

$$(v) = \begin{pmatrix} v_s \\ v_r \end{pmatrix} \quad (i) = \begin{pmatrix} i_s \\ i_r \end{pmatrix} \quad (R) = \begin{pmatrix} R_s & 0 \\ 0 & R_r \end{pmatrix} \quad (L) = \begin{pmatrix} L_s & M_{sr} \\ M_{rs} & L_r \end{pmatrix}$$

desenvolupant l'equació simplificada anterior, i aplicant el canvi de variable:

$$(i_{sp}) = P(\mathbf{q}_s)(i_s) \quad i \quad (i_{rp}) = P(\mathbf{q}_r)(i_r)$$

s'obté l'equació:

$$(P)(v) = (P)(R) \left(P^{-1} \right) (P)(i) + (P) \frac{d}{dt} [(L)] \left(P^{-1} \right) (P)(i) + (P)(L) \frac{d}{dt} \left[\left(P^{-1} \right) (P)(i) \right] \quad (\text{Eq. 2.22})$$

on, si s'aplica el canvi de variable especificat anteriorment s'obté:

$$(v_p) = (P)(R) \left(P^{-1} \right) (i_p) + (P) \frac{d}{dt} [(L)] \left(P^{-1} \right) (i_p) + (P)(L) \frac{d}{dt} \left[\left(P^{-1} \right) (i_p) \right] \quad (\text{Eq. 2.23})$$

on v_p i i_p són els vectors tensió i intensitat ja transformats.

Finalment, si es realitzen totes les operacions de l'expressió anterior, i s'introdueix l'operador derivada: $p = d/dt$ s'obté finalment la següent equació [3]:

$$\begin{pmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_s + \left(L_{ds} + \frac{3}{2} M \right) p & - \left(L_{ds} + \frac{3}{2} M \right) \mathbf{w}_s & \frac{3}{2} Mp & - \frac{3}{2} M \mathbf{w}_s \\ \left(L_{ds} + \frac{3}{2} M \right) \mathbf{w}_s & r_s + \left(L_{ds} + \frac{3}{2} M \right) p & \frac{3}{2} M \mathbf{w}_s & \frac{3}{2} Mp \\ \frac{3}{2} Mp & - \frac{3}{2} M \mathbf{w}_r & r_r + \left(L_{dr} + \frac{3}{2} M \right) p & - \left(L_{dr} + \frac{3}{2} M \right) \mathbf{w}_r \\ \frac{3}{2} M \mathbf{w}_r & \frac{3}{2} Mp & \left(L_{dr} + \frac{3}{2} M \right) \mathbf{w}_r & r_r + \left(L_{dr} + \frac{3}{2} M \right) p \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix} \quad (\text{Eq. 2.24})$$

ja per acabar, es substituirà: $L_s = L_{ds} + \frac{3}{2} M$, $L_r = L_{dr} + \frac{3}{2} M$ i $M' = \frac{3}{2} M$, amb el que l'equació del MI expressada en variables de Park en una referència arbitrària queda⁴:

$$\begin{pmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_s + L_s p & - L_s \mathbf{w}_s & M' p & - M' \mathbf{w}_s \\ L_s \mathbf{w}_s & r_s + L_s p & M' \mathbf{w}_s & M' p \\ M' p & - M' \mathbf{w}_r & r_r + L_r p & - L_r \mathbf{w}_r \\ M' \mathbf{w}_r & M' p & L_r \mathbf{w}_r & r_r + L_r p \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix} \quad (\text{Eq. 2.25})$$

⁴ Per simplicitat a partir d'aquest punt s'obviarà la prima de M' .

Aquesta mateixa equació, tal com ja s'ha esmentat anteriorment, es pot expressar en les variables de Ku, amb el que s'obté una notació molt més compacta. Per a obtenir aquesta expressió, únicament cal recordar com s'obté la transformada de Ku en funció de la transformació de Park, i aplicar aquest mateix procediment a les equacions anteriors. Així doncs, si multipliquem la segona i quarta equació per l'operador 'j', i tot seguit sumem la primera equació amb la segona, i la tercera amb la quarta, s'obté l'equació del MI en una referència genèrica expressada en les variables de Ku.

$$\begin{pmatrix} \underline{V}_s \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_s + L_s(p + j\mathbf{w}_s) & M(p + j\mathbf{w}_s) \\ M(p + j\mathbf{w}_r) & r_r + L_r(p + j\mathbf{w}_r) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \underline{I}_s \\ \underline{I}_r \end{pmatrix} \quad (\text{Eq. 2.26})$$

$$\text{on: } \underline{V}_s = v_{sd} + jv_{sq}, \quad \underline{I}_s = i_{sd} + ji_{sq}, \quad \underline{I}_r = i_{rd} + ji_{rq}$$

El mateix procediment seguit per a trobar l'equació de les tensions expressades en una referència qualsevulla, també es pot seguir per a trobar l'expressió del parell en aquesta nova referència. Per a obtenir aquesta expressió primerament recordarem l'expressió del parell en funció de les intensitats reals dels debanats de la màquina (Eq. 2.3):

$$\Gamma(t) = \frac{1}{2} \left[[i_s]^t \cdot \frac{\partial [M_{sr}]}{\partial \mathbf{q}} \cdot [i_r] + [i_r]^t \cdot \frac{\partial [M_{sr}^t]}{\partial \mathbf{q}} \cdot [i_s] \right] \quad (\text{Eq. 2.27})$$

Si a l'equació anterior s'introdueix la matriu unitat expressada com la multiplicació de la transformació de Park i la seva inversa, s'obté:

$$\begin{aligned} \Gamma(t) = & \frac{1}{2} \left[[i_s]^t \cdot [P(\mathbf{q}_s)]^{-1} \cdot [P(\mathbf{q}_s)] \cdot \frac{\partial [M_{sr}]}{\partial \mathbf{q}} \cdot [P(\mathbf{q}_r)]^{-1} \cdot [P(\mathbf{q}_r)] \cdot [i_r] \right] + \\ & + \frac{1}{2} \left[[i_r]^t \cdot [P(\mathbf{q}_r)]^{-1} \cdot [P(\mathbf{q}_r)] \cdot \frac{\partial [M_{sr}^t]}{\partial \mathbf{q}} \cdot [P(\mathbf{q}_s)]^{-1} \cdot [P(\mathbf{q}_s)] \cdot [i_s] \right] \end{aligned} \quad (\text{Eq. 2.28})$$

i si finalment s'introdueix el canvi de variables donat per les següents relacions:

$$\begin{aligned} [i_{sp}] &= [P(\mathbf{q}_s)] \cdot [i_s] \Rightarrow [i_{sp}]^t = ([P(\mathbf{q}_s)] \cdot [i_s])^t = [i_s]^t [P(\mathbf{q}_s)]^t = [i_s]^t [P(\mathbf{q}_s)]^{-1} \\ [i_{rp}] &= [P(\mathbf{q}_r)] \cdot [i_r] \end{aligned}$$

s'obté:

$$\Gamma(t) = \frac{1}{2} \left[[i_{sp}]^t \cdot [P(\mathbf{q}_s)] \cdot \frac{\partial [M_{sr}]}{\partial \mathbf{q}} \cdot [P(\mathbf{q}_r)]^{-1} \cdot [i_{rp}] + [i_{rp}]^t \cdot [P(\mathbf{q}_r)] \cdot \frac{\partial [M_{sr}^t]}{\partial \mathbf{q}} \cdot [P(\mathbf{q}_s)] \cdot [i_s] \right]$$

un cop operat i simplificades les equacions, s'obté [3]:

$$\Gamma(t) = M \cdot (I_{sq} \cdot I_{rd} - I_{sd} \cdot I_{rq}) \quad (\text{Eq. 2.29})$$

expressió que es vàlida per a qualsevol referència.

2.3.2 Definició de la intensitat magnetitzant.

En l'estudi del MI en règim permanent, és habitual definir una nova variable intensitat, I_m intensitat magnetitzant, per tal que sigui una imatge del camp magnètic a l'entreferro. D'altra banda, en la major part d'estratègies de control, el que es pretén es controlar independentment el flux del MI així com el seu parell. Però resulta que en les equacions transitòries presentades fins el moment, el flux és una variable que no apareix explícitament (sinó que apareix com la suma del flux creat per l'estator i el flux creat pel rotor). Aquest flux, en realitat, es pot definir de tres formes diferents, en funció de si es considera el flux total concatenat per les bobines del rotor, el concatenat per les bobines de l'estator, o el flux total a l'entreferro [14]. Per tant, es considera interessant obtenir les equacions del MI en les que ja s'ha introduït aquesta nova variable I_m , pel que primer de tot, serà convenient definir aquestes tres intensitats magnetitzants:

- ◆ Camp magnètic vist des de l'estator: $L_s \underline{i}_m = L_s \underline{i}_s + M \underline{i}_r$
- ◆ Camp magnètic vist des del rotor: $M \underline{i}_m = M \underline{i}_s + L_r \underline{i}_r$
- ◆ Camp magnètic a l'entreferro: $M \underline{i}_m = M \underline{i}_s + M \underline{i}_r$

Per aplicar aquest canvi de variable, primerament caldrà definir la matriu de canvi de variable, definició que es farà d'una forma genèrica, independentment de quin tipus de transformació es tracti, i expressant-la en funció de dos paràmetres (α i β), que prendran diferents valors en funció del canvi de variables al qual fem referència. Així doncs, aquesta matriu de canvi de variable quedarà tal com segueix:

$$\begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{md} \\ i_{mq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ \mathbf{a} & 0 & \mathbf{b} & 0 \\ 0 & \mathbf{a} & 0 & \mathbf{b} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix} \Rightarrow \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 1 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 & 0 \\ -\mathbf{a} & 0 & \mathbf{b} & 0 \\ 0 & -\mathbf{a} & 0 & \mathbf{b} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{md} \\ i_{mq} \end{pmatrix} \quad (\text{Eq. 2.30})$$

on α i β prenen els següents valors, en funció de quina sigui la definició de la intensitat magnetitzant:

- ◆ Camp magnètic vist des de l'estator: $\mathbf{a} = 1 \quad i \quad \mathbf{b} = \frac{M}{L_s}$.
- ◆ Camp magnètic vist des del rotor: $\mathbf{a} = 1 \quad i \quad \mathbf{b} = \frac{L_r}{M}$.
- ◆ Camp magnètic a l'entreferro: $\mathbf{a} = 1 \quad i \quad \mathbf{b} = 1$.

Aplicant aquest canvi de variable a l'equació del MI en una referència arbitrària (eq. 2.25), s'obté la següent equació:

$$\begin{pmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_s + p \left(L_s - \frac{a}{b} M \right) & -\mathbf{w}_s \left(L_s - \frac{a}{b} M \right) & \frac{M}{b} p & -\frac{M}{b} \mathbf{w}_s \\ \mathbf{w}_s \left(L_s - \frac{a}{b} M \right) & r_s + p \left(L_s - \frac{a}{b} M \right) & \frac{M}{b} \mathbf{w}_s & \frac{M}{b} p \\ -\frac{a}{b} r_r + p \left(M - \frac{a}{b} L_r \right) & -\mathbf{w}_r \left(M - \frac{a}{b} L_r \right) & \frac{r_r}{b} + \frac{L_r}{b} p & -\frac{L_r}{b} \mathbf{w}_r \\ \mathbf{w}_r \left(M - \frac{a}{b} L_r \right) & -\frac{a}{b} r_r + p \left(M - \frac{a}{b} L_r \right) & \frac{L_r}{b} \mathbf{w}_r & \frac{r_r}{b} + \frac{L_r}{b} p \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{md} \\ i_{mq} \end{pmatrix} \quad (\text{Eq. 2.31})$$

I la corresponent equació en variables de Ku queda:

$$\begin{pmatrix} \underline{V}_s \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_s + \left(L_s - \frac{a}{b} M \right) (p + j\mathbf{w}_s) & \frac{M}{b} (p + j\mathbf{w}_s) \\ -\frac{a}{b} r_r + \left(M - \frac{a}{b} L_r \right) (p + j\mathbf{w}_r) & \frac{r_r}{b} + \frac{L_r}{b} (p + j\mathbf{w}_r) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \underline{I}_s \\ \underline{I}_m \end{pmatrix} \quad (\text{Eq. 2.32})$$

Si el mateix canvi de variables que s'ha aplicat per l'equació de les tensions, s'aplica ara a l'equació del parell, s'obté la següent expressió:

$$\Gamma(t) = \frac{M}{b} \cdot (I_{sq} \cdot I_{md} - I_{sd} \cdot I_{mq}) \quad (\text{Eq. 2.33})$$

2.3.3 Equació del MI en la referència estator.

En l'apartat 2.3.1 s'han obtingut les equacions del MI en una referència qualsevulla, és a dir, no s'ha assignat cap valor a θ_s ni a θ_r , l'única condició que havien de complir era que $\mathbf{q}_s = \mathbf{q}_r + \mathbf{q}_m$. Referències que compleixin les condicions anteriors n'existeixen infinites, però únicament una petita part d'elles té interès des del punt de vista del control del MI.

La referència més natural, i a la vegada en la que les equacions del MI queden d'una forma més compacta, és la referència fixa a l'estator. És en aquesta referència en la que treballa el Control Directe de Parell.

Per tal de trobar les equacions del MI en aquesta referència, únicament s'ha de tenir en compte que la velocitat instantània de gir de la transformació de l'estator és nul·la, mentre que la velocitat instantània de gir de la transformació del rotor és $-\mathbf{w}_m$, amb el que l'equació 2.25 expressada en variables de Park queda:

$$\begin{pmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_s + L_s p & 0 & Mp & 0 \\ 0 & r_s + L_s p & 0 & Mp \\ Mp & M\mathbf{w}_m & r_r + L_r p & L_r \mathbf{w}_m \\ -M\mathbf{w}_m & Mp & -L_r \mathbf{w}_m & r_r + L_r p \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix} \quad (\text{Eq. 2.34})$$

Mentre que si aquesta equació s'expressa en variables de Ku queda:

$$\begin{pmatrix} \underline{V}_s \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_s + L_s p & Mp \\ M(p - j\mathbf{w}_m) & r_r + L_r(p - j\mathbf{w}_m) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \underline{I}_s \\ \underline{I}_r \end{pmatrix} \quad (\text{Eq. 2.35})$$

En les equacions del MI en la referència fixa a l'estator, també és possible introduir les intensitats magnetitzants presentades en l'apartat 2.3.2. Per tal de trobar les noves equacions, únicament cal particularitzar l'eq. 2.31 i l'eq. 2.32, imposant que $\mathbf{w}_s = 0$ i $\mathbf{w}_r = -\mathbf{w}_m$, amb el que s'obté⁵:

$$\begin{pmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_s + p\left(L_s - \frac{\mathbf{a}}{\mathbf{b}}M\right) & 0 & \frac{M}{\mathbf{b}}p & 0 \\ 0 & r_s + p\left(L_s - \frac{\mathbf{a}}{\mathbf{b}}M\right) & 0 & \frac{M}{\mathbf{b}}p \\ -\frac{\mathbf{a}}{\mathbf{b}}r_r + p\left(M - \frac{\mathbf{a}}{\mathbf{b}}L_r\right) & \left(M - \frac{\mathbf{a}}{\mathbf{b}}L_r\right)\mathbf{w}_m & \frac{r_r}{\mathbf{b}} + \frac{L_r}{\mathbf{b}}p & \frac{L_r}{\mathbf{b}}\mathbf{w}_m \\ -\left(M - \frac{\mathbf{a}}{\mathbf{b}}L_r\right)\mathbf{w}_m & -\frac{\mathbf{a}}{\mathbf{b}}r_r + p\left(M - \frac{\mathbf{a}}{\mathbf{b}}L_r\right) & -\frac{L_r}{\mathbf{b}}\mathbf{w}_m & \frac{r_r}{\mathbf{b}} + \frac{L_r}{\mathbf{b}}p \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{md} \\ i_{mq} \end{pmatrix} \quad (\text{Eq. 2.36})$$

La versió d'aquesta equació en variables de Ku queda:

$$\begin{pmatrix} \underline{V}_s \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_s + p\left(L_s - \frac{\mathbf{a}}{\mathbf{b}}M\right) & \frac{M}{\mathbf{b}}p \\ -\frac{\mathbf{a}}{\mathbf{b}}r_r + \left(M - \frac{\mathbf{a}}{\mathbf{b}}L_r\right)(p - j\mathbf{w}_m) & \frac{r_r}{\mathbf{b}} + \frac{L_r}{\mathbf{b}}(p - j\mathbf{w}_m) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \underline{I}_s \\ \underline{I}_m \end{pmatrix} \quad (\text{Eq. 2.37})$$

2.3.4 Equació del MI en la referència en sincronisme.

Sense cap tipus de dubte, la referència més emprada en el control de parell i velocitat del MI és la coneguda referència en sincronisme (igualment coneguda com a referència orientada respecte al camp magnètic). Aquesta referència, correspon a dos eixos perpendiculars d i q que giren a la mateixa velocitat del camp magnètic.

A l'igual que en l'obtenció de les equacions del MI en la referència fixa a l'estator, per a obtenir-les en la referència en sincronisme, únicament s'ha d'aplicar que la velocitat instantània de gir de la transformació de Park de l'estator és ω_e (pulsació dels corrents de l'estator), mentre que la velocitat instantània de gir de la transformació de Park del rotor és $\omega_e - \omega_m$. Aplicant aquests canvis a l'equació del MI en una referència arbitrària s'obté:

⁵ En aquest apartat, ni en cap dels següents, no es particularitza l'expressió del parell, doncs com ja ha quedat clar en l'equació 2.33, aquest no depèn de la referència en el que s'expressin les diferents variables, però sí que depèn de quina sigui la intensitat magnetitzant escollida.

$$\begin{pmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_s + L_s p & -L_s \mathbf{w}_e & Mp & -M\mathbf{w}_e \\ L_s \mathbf{w}_e & r_s + L_s p & M\mathbf{w}_e & Mp \\ Mp & -M(\mathbf{w}_e - \mathbf{w}_m) & r_r + L_r p & -L_r(\mathbf{w}_e - \mathbf{w}_m) \\ M(\mathbf{w}_e - \mathbf{w}_m) & Mp & L_r(\mathbf{w}_e - \mathbf{w}_m) & r_r + L_r p \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix} \quad (\text{Eq. 2.38})$$

En aquestes equacions expressades en la referència en sincronisme també és possible aplicar-li el canvi de variables que permet substituir la intensitat del rotor per la intensitat magnetitzant. Posteriorment, quan s'introdueixi el control vectorial, es veurà que aquest parteix de les equacions del MI en la referència en sincronisme i utilitza la definició de la intensitat magnetitzant que és imatge del camp magnètic existent al rotor. Així, si es procedeix igual que en l'apartat anterior aplicant aquest canvi d'una forma genèrica, s'obté:

$$\begin{pmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_s + \left(L_s - \frac{\mathbf{a}}{\mathbf{b}}M\right)p & -\left(L_s - \frac{\mathbf{a}}{\mathbf{b}}M\right)\mathbf{w}_e & \frac{M}{\mathbf{b}}p & -\frac{M}{\mathbf{b}}\mathbf{w}_e \\ \left(L_s - \frac{\mathbf{a}}{\mathbf{b}}M\right)\mathbf{w}_e & r_s + \left(L_s - \frac{\mathbf{a}}{\mathbf{b}}M\right)p & \frac{M}{\mathbf{b}}\mathbf{w}_e & \frac{M}{\mathbf{b}}p \\ Mp - (r_r + L_r p)\frac{\mathbf{a}}{\mathbf{b}} & \left(L_r \frac{\mathbf{a}}{\mathbf{b}} - M\right)(\mathbf{w}_e - \mathbf{w}_m) & \frac{r_r + L_r p}{\mathbf{b}} & -\frac{L_r}{\mathbf{b}}(\mathbf{w}_e - \mathbf{w}_m) \\ -\left(L_r \frac{\mathbf{a}}{\mathbf{b}} - M\right)(\mathbf{w}_e - \mathbf{w}_m) & Mp - (r_r + L_r p)\frac{\mathbf{a}}{\mathbf{b}} & \frac{L_r}{\mathbf{b}}(\mathbf{w}_e - \mathbf{w}_m) & \frac{r_r + L_r p}{\mathbf{b}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{md} \\ i_{mq} \end{pmatrix} \quad (\text{Eq. 2.39})$$

Equació que expressada en variables de Ku queda:

$$\begin{pmatrix} \underline{V}_s \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_s + \left(L_s - \frac{\mathbf{a}}{\mathbf{b}}M\right)(p + j\mathbf{w}_e) & \frac{M}{\mathbf{b}}(p + j\mathbf{w}_e) \\ -r_r \frac{\mathbf{a}}{\mathbf{b}} - \left(L_r \frac{\mathbf{a}}{\mathbf{b}} - M\right)(p + j\mathbf{w}_e - j\mathbf{w}_m) & \frac{r_r + L_r(p + j\mathbf{w}_e - j\mathbf{w}_m)}{\mathbf{b}} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \underline{I}_s \\ \underline{I}_m \end{pmatrix} \quad (\text{Eq. 2.40})$$

2.3.5 Equació del MI en la referència en sincronisme i I_{mag} de rotor.

Per ésser l'equació que posteriorment s'utilitzarà abastament al llarg de la tesi, es particularitzarà l'equació anterior (Eq. 2.39) pel cas de la intensitat magnetitzant que és imatge del camp magnètic concatenat pel rotor. Aquesta representació de les equacions del MI són les que s'utilitzen tradicionalment en el control vectorial orientat a camp, i que igualment s'utilitzaran en el ODTC (Optimized Direct Torque Control) que es presentarà en el capítol 5. Igualment s'utilitzarà la mateixa expressió de les equacions del MI, per en l'apartat següent, obtenir l'esquema equivalent en règim permanent del MI, expressat en la referència anteriorment esmentada.

Per a particularitzar pel cas de la intensitat magnetitzant que és una imatge del camp magnètic concatenat pel rotor, únicament cal aplicar $\mathbf{a} = 1$ i $\mathbf{b} = \frac{L_r}{M}$ (veure Eq. 2.30 i següents), amb el que l'equació 2.38, expressada en variables de Park, queda:

$$\begin{pmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_s + \left(\frac{L_s \cdot L_r - M^2}{L_r}\right)p & -\left(\frac{L_s \cdot L_r - M^2}{L_r}\right)\omega_e & \frac{M^2}{L_r}p & -\frac{M^2}{L_r}\omega_e \\ \left(\frac{L_s \cdot L_r - M^2}{L_r}\right)\omega_e & r_s + \left(\frac{L_s \cdot L_r - M^2}{L_r}\right)p & \frac{M^2}{L_r}\omega_e & \frac{M^2}{L_r}p \\ -r_r \frac{M}{L_r} & 0 & (r_r + L_r p) \frac{M}{L_r} & -M(\omega_e - \omega_m) \\ 0 & -r_r \frac{M}{L_r} & M(\omega_e - \omega_m) & (r_r + L_r p) \frac{M}{L_r} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{md} \\ i_{mq} \end{pmatrix} \quad (\text{Eq. 2.41})$$

equació que en la seva versió en variables de Ku queda:

$$\begin{pmatrix} V_s \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_s + \left(L_s - \frac{M^2}{L_r}\right)(p + j\omega_e) & \frac{M^2}{L_r}(p + j\omega_e) \\ -r_r \frac{M}{L_r} & r_r \frac{M}{L_r} + M(p + j(\omega_e - \omega_m)) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} I_s \\ I_m \end{pmatrix} \quad (\text{Eq. 2.42})$$

2.4 Esquema equivalent del motor d'inducció en la referència en sincronisme i I_{mag} de rotor.

Tal com ja s'ha esmentat anteriorment, les equacions del motor d'inducció en la referència en sincronisme i amb el camp magnètic concatenat pel rotor seran àmpliament utilitzades al llarg de la tesi. Per aquest fet, i per la necessitat evident de poder realitzar càlculs en règim permanent, s'ha cregut oportú en aquest apartat de desenvolupar les equacions anteriors per tal de trobar l'esquema equivalent del motor d'inducció en l'anterior referència.

Per a obtenir les equacions que descriuen el comportament en règim permanent en la referència en sincronisme, únicament cal prendre l'equació expressada en variables de Ku anterior (Eq. 2.42), i realitzar unes petites manipulacions algebraiques. Abans, però, cal posar en evidència que en règim permanent, les derivades temporals tant de la intensitat de l'estator com de la intensitat magnetitzant seran nul·les (ja que són constants), amb el que l'operador derivada temporal 'p' es pot anul·lar de les equacions anteriors.

Per a demostrar que es poden anul·lar les derivades temporals de les intensitats de l'estator, únicament cal trobar les intensitats directa i quadratura quan el corrent de les tres fases de l'estator són tres intensitats sinusoidals desfasades 120° una respecte a les altres. Sigui:

$$I_{sa} = \sqrt{2} \cdot I_{eff} \cdot \cos(\omega t)$$

$$I_{sb} = \sqrt{2} \cdot I_{eff} \cdot \cos\left(\omega t - \frac{2p}{3}\right)$$

$$I_{sc} = \sqrt{2} \cdot I_{eff} \cdot \cos\left(\omega t + \frac{2p}{3}\right)$$

aleshores, les intensitats de Park són, (on ja s'ha substituït l'angle $\mathbf{q}_s = \omega t$):

$$\begin{pmatrix} I_o \\ I_D \\ I_Q \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ \cos(\omega t) & \cos\left(\omega t - \frac{2p}{3}\right) & \cos\left(\omega t + \frac{2p}{3}\right) \\ -\sin(\omega t) & -\sin\left(\omega t - \frac{2p}{3}\right) & -\sin\left(\omega t + \frac{2p}{3}\right) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \sqrt{2} \cdot I_{eff} \cdot \cos(\omega t) \\ \sqrt{2} \cdot I_{eff} \cdot \cos\left(\omega t - \frac{2p}{3}\right) \\ \sqrt{2} \cdot I_{eff} \cdot \cos\left(\omega t + \frac{2p}{3}\right) \end{pmatrix}$$

equació que un cop simplificada dona:

$$\begin{pmatrix} I_o \\ I_D \\ I_Q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 \\ \frac{3}{2} \sqrt{2} \cdot I_{eff} \\ 0 \end{pmatrix}$$

per tant, doncs, a l'ésser les intensitats de Park de l'estator totes constants, la seva derivada és nul·la.

Un cop anul·lat l'operador derivada de l'equació 2.42, s'obté:

$$\begin{pmatrix} \underline{V}_s \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_s + j \left(L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) \mathbf{w}_e & j \frac{M^2}{L_r} \mathbf{w}_e \\ -r_r \frac{M}{L_r} & r_r \frac{M}{L_r} + j M (\mathbf{w}_e - \mathbf{w}_m) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \underline{I}_s \\ \underline{I}_m \end{pmatrix} \quad (\text{Eq. 2.43})$$

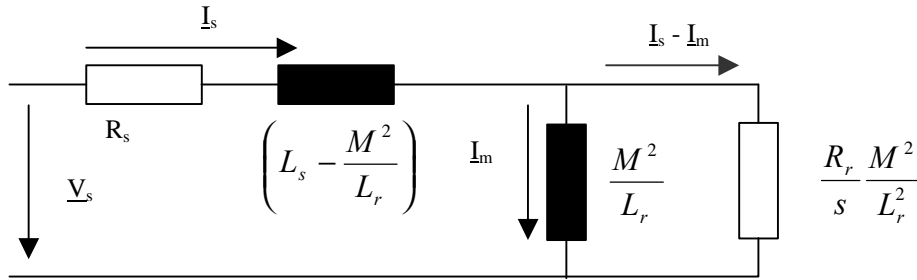
Si tot seguit es defineix una nova variable 's', coneguda com el lliscament del motor, i que té com a expressió numèrica:

$$s = \frac{\omega_e - \omega_m}{\omega_e} \quad (\text{Eq. 2.44})$$

Un cop introduït el lliscament en la segona equació del sistema anterior, i multiplicada la mateixa pel terme $\frac{M}{L_r}$ s'obté:

$$\begin{pmatrix} \underline{V}_s \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_s + j \left(L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) \mathbf{w}_e & j \frac{M^2}{L_r} \mathbf{w}_e \\ -r_r \frac{M^2}{L_r^2} \frac{1}{s} & r_r \frac{M^2}{L_r^2} \frac{1}{s} + j \frac{M^2}{L_r} \mathbf{w}_e \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \underline{I}_s \\ \underline{I}_m \end{pmatrix} \quad (\text{Eq. 2.45})$$

De l'equació anterior, es pot obtenir que l'esquema equivalent en règim permanent del motor d'inducció en una referència en sincronisme i amb el camp magnètic definit al rotor, és el següent:



2.5 Equació d'estat del motor d'Inducció

En l'apartat anterior s'ha descrit al MI en totes les referències possibles i amb totes les variables més habituals, però tot i així cap d'aquelles representacions del motor d'inducció és adequada per a la simulació del mateix. L'expressió matemàtica més adequada per a la seva simulació és l'equació d'estat, representació que tot seguit s'obindrà.

A l'igual que en el cas de les equacions de les tensions, el motor d'inducció pot tenir molt diferents representacions de la seva equació d'estat, en funció de quina siguin les referències que es prenguin i les definicions de les intensitats magnetitzants. Però l'interès més general consisteix en simular el motor d'inducció en la referència fixa a l'estator, i emprar les intensitats rotòriques en lloc de les intensitats magnetitzants.

L'equació de les tensions en una referència fixa a l'estator i amb les intensitats rotòriques, expressada en les variables de Park, tal com s'ha descrit anteriorment és la següent (Eq. 2.34):

$$\begin{pmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_s + L_s p & 0 & Mp & 0 \\ 0 & r_s + L_s p & 0 & Mp \\ Mp & M \mathbf{w}_m & r_r + L_r p & L_r \mathbf{w}_m \\ -M \mathbf{w}_m & Mp & -L_r \mathbf{w}_m & r_r + L_r p \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix} \quad (\text{Eq. 2.46})$$

Si de l'equació anterior es separen els termes que incorporen l'operador derivada 'p', dels termes que no l'incorporen, s'obté la següent equació:

$$\begin{pmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{bmatrix} r_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 & 0 \\ 0 & M\mathbf{w}_m & r_r & L_r\mathbf{w}_m \\ -M\mathbf{w}_m & 0 & -L_r\mathbf{w}_m & r_r \end{bmatrix} + p \begin{pmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix} \quad (\text{Eq. 2.47})$$

Arranjant l'equació anterior s'obté:

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix} = - \begin{pmatrix} r_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 & 0 \\ 0 & M\mathbf{w}_m & r_r & L_r\mathbf{w}_m \\ -M\mathbf{w}_m & 0 & -L_r\mathbf{w}_m & r_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (\text{Eq. 2.48})$$

La inversa de la matriu que acompanya a les derivades de les variables d'estat és la següent:

$$\begin{pmatrix} L_s & 0 & M & 0 \\ 0 & L_s & 0 & M \\ M & 0 & L_r & 0 \\ 0 & M & 0 & L_r \end{pmatrix}^{-1} = \frac{1}{L_s L_r - M^2} \begin{pmatrix} L_r & 0 & -M & 0 \\ 0 & L_r & 0 & -M \\ -M & 0 & L_s & 0 \\ 0 & -M & 0 & L_s \end{pmatrix} \quad (\text{Eq. 2.49})$$

Multiplicant per la inversa anterior a costat i costat de l'equació, finalment s'obté:

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix} = - \frac{1}{L_s L_r - M^2} \begin{pmatrix} L_r & 0 & -M & 0 \\ 0 & L_r & 0 & -M \\ -M & 0 & L_s & 0 \\ 0 & -M & 0 & L_s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} r_s & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_s & 0 & 0 \\ 0 & M\mathbf{w}_m & r_r & L_r\mathbf{w}_m \\ -M\mathbf{w}_m & 0 & -L_r\mathbf{w}_m & r_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix} + \frac{1}{L_s L_r - M^2} \begin{pmatrix} L_r & 0 & -M & 0 \\ 0 & L_r & 0 & -M \\ -M & 0 & L_s & 0 \\ 0 & -M & 0 & L_s \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (\text{Eq. 2.50})$$

Equació que un cop arranjada queda:

$$\frac{d}{dt} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix} = -\frac{1}{L_s L_r - M^2} \begin{pmatrix} L_r r_s & -M^2 \omega_m & -M r_r & -M L_r \omega_m \\ M^2 \omega_m & L_r r_s & M L_r \omega_m & -M r_r \\ -M r_s & L_s M \omega_m & L_s r_r & L_s L_r \omega_m \\ -L_s M \omega_m & -M r_s & -L_s L_r \omega_m & L_s r_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{rd} \\ i_{rq} \end{pmatrix} + \frac{1}{L_s L_r - M^2} \begin{pmatrix} L_r & 0 \\ 0 & L_r \\ -M & 0 \\ 0 & -M \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{pmatrix}$$

(Eq. 2.51)

Capítol 3. Control de parell i velocitat del MI.

En aquest capítol es farà una revisió dels mètodes i algorismes més usuals que s'empren pel control, tant del parell com de la velocitat, del MI amb altes prestacions dinàmiques. De la infinitat de mètodes existents, en aquesta tesi únicament es farà esment dels que es consideren els dos mètodes amb més altes prestacions dinàmiques, i que més influència tindran posteriorment en l'estratègia de control aportada per la mateixa. Aquests dos mètodes que es tractaran, seran el control vectorial (en la referència orientada respecte al màxim del camp magnètic del rotor) i el Control Directe de Parell (DTC).

3.1 El control vectorial.

El control vectorial és el mètode de control de la velocitat del MI més àmpliament emprat. Els seus principis daten del 1972 quan Blaschke [1] i Leonhard [12] van establir les equacions i l'algorisme que a partir de les hores es passaria a conèixer com el Control Vectorial del MI o el Control per Orientació de Camp.

Des del control vectorial introduït per Leonhard, els diferents investigadors han anat aportant, any rera any, diverses modificacions a l'estructura de control del mateix, amb el que avui en dia ja no es pot parlar d'un únic control vectorial, sinó que ens veiem obligats a parlar de molts i diferents tipus de controls vectorials. Una classificació exhaustiva dels mateixos ens portaria a definir uns trets comuns entre ells, que tot seguit es destaquen:

- ◆ Tal com ja s'ha introduït en el capítol anterior, les equacions del MI en variables de Park es poden expressar en múltiples i diferents referències. Així en funció de quina de les referències s'escull per a realitzar el control, es pot parlar de diferents controls vectorials [14]. La literatura tècnica destaca, d'entre totes elles, bàsicament dues referències, en particular, a saber:
 - Referència orientada respecte al camp magnètic de l'estator, donant lloc el que es coneix com a Control Vectorial orientat amb el flux de l'estator [13]. Les equacions que s'obtenen d'aquest tipus de referència són molt semblants a les obtingudes en el DTC (Direct Torque Control).
 - Referència orientada respecte al camp magnètic al rotor . Aquesta fou la referència utilitzada per Leonhard per presentar el Control Vectorial, i ha esdevingut la més utilitzada tant en la literatura tècnica com comercialment. Al llarg d'aquesta tesi, quan es faci referència al control vectorial sense cap més tipus de particularització, es farà referència a aquesta referència en particular.
- ◆ Independentment de la referència escollida per a realitzar el control vectorial, encara es pot definir un altre criteri de classificació, que diferencia dos tipus de control vectorial, el directe i l'indirecte.

- El control vectorial directe consisteix en modificar el MI per tal de poder sensar el camp magnètic (amb la utilització de sensors d'efecte Hall al llarg de tota la circumferència de l'entreferro).
- Mentre que en el control vectorial indirecte, el camp magnètic a l'entreferro s'estima, a partir de les lectures de les intensitats que circulen pels debanats de l'estator. No cal dir que els controls vectorials directes quasi no s'empren, per tal d'evitar la modificació de la màquina i la conseqüent pèrdua de robustesa. Al llarg de tota la tesi sempre que es faci referència al control vectorial es sobreentendrà que serà l'indirecte, sense fer-ne una menció explícita.
- ◆ Un altre criteri per a la classificació dels diferents controls vectorials fa referència a quin tipus d'ondulador s'empra per a alimentar al MI. Es pot parlar de tres tipus distints d'ondulador, a saber:
 - L'ondulador de tensió controlat per corrent, o també conegut a la literatura com a CCVSI (Current Controlled Voltage Source Inverter). Consisteix en un ondulador de tensió trifàsic estàndard, més un control que imposa la intensitat de consigna. Si tant la freqüència de commutació com el seu control són prou ràpids, es pot arribar a suposar a aquest, com una font de corrent trifàsica ideal. Tradicionalment, els mètodes més habituals per imposar aquestes intensitats de consigna, consistien en el mètode d'histèresis (o també conegut com a *bang-bang*), i el mètode dels PI en la referència estacionària. Aquest mètodes, més altres que han anat apareixent al llarg dels temps, s'estudien amb molt deteniment en el capítol d'aquesta tesi dedicat a tal efecte (capítol 4) i que porta per títol *Estudi dels bucles de corrent*.
 - L'ondulador de corrent, que a diferència de l'anterior, no disposa d'un condensador en el bus de contínua sinó que disposa d'una inductància. Aquest tipus de convertidor s'empra quasi exclusivament en motors de molt alta potència i per tant es troba quasi restringit actualment a la tracció elèctrica.
 - L'ondulador de tensió o també conegut a la literatura com VSI (Voltage Source Inverter), i que és l'ondulador trifàsic de tota la vida. Aquest, en un principi, no s'utilitzava en els controls vectorials, perquè representava un increment substancial en la quantitat de càlculs que s'havien de realitzar, però sí que s'utilitzaven en els controls tensió/freqüència. Avui en dia, per contra, és quasi l'únic utilitzat, ja que la dificultat i quantitat de càlcul es pot superar tranquil·lament amb la utilització dels microcontroladors i DSP's actuals (gràcies a les sortides PWM). Un repàs dels mètodes utilitzats actualment es troba en el capítol *Estudi dels bucles de corrent*.
- ◆ Finalment, es podrien classificar els control vectorials en funció de quin tipus de controladors s'empren pels diferents llaços de control. En aquest apartat s'hi encaixen infinitat de diferents estratègies de control, que van des del tradicional PI o PID, fins a les actuals xarxes neuronals, passant per la "*fuzzy logic*" i el "*passivity control*". Tot i que aquest criteri està essent una font d'innombrables estudis, es considera que no va tant lligat a l'estructura de la màquina i del convertidor, sinó que rau en altres àrees de la enginyeria. És per aquest motiu que al llarg de la tesi únicament es parlarà dels PI, ja que són els més establerts i més llargament utilitzats comercialment.

De totes les versions possibles de control vectorial que s'han enumerat anteriorment, en aquesta tesi únicament es farà referència al control vectorial indirecte, alimentat per font de tensió (VSI), i amb orientació al flux del rotor (ja que és el que més influència té en l'objecte d'aquesta tesi, i per altra costat, per què és el més emprat a la literatura tècnica actual i en la seva implementació comercial).

El control vectorial que en principi fou el presentat per Leonhard, és el control vectorial indirecte, que es realitza en una referència orientada respecte al camp magnètic del rotor i que s'alimenta mitjançant una font de tensió controlada per corrent (CCVSI).

3.1.1 Les equacions del control vectorial.

Les equacions que defineixen al MI en una referència en sincronisme i intensitat magnetitzant que és una imatge del camp magnètic concatenat pel rotor, s'han definit en el capítol 2 i aquí es repetiran per claredat. Aquestes equacions seran les que es prendran com a punt de partida per a obtenir les equacions del control vectorial.

Tot i que ja s'hagi fet en el capítol 2 d'aquesta tesi, per claredat es recordarà la definició de la intensitat magnetitzant que és una imatge del camp magnètic vist des del rotor:

$$M i_m = M i_s + L_r i_r \Rightarrow i_m = i_s + \frac{L_r}{M} i_r.$$

$$\begin{pmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_s + \left(L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) p & - \left(L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) \omega_s & \frac{M^2}{L_r} p & - \frac{M^2}{L_r} \omega_s \\ \left(L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) \omega_s & r_s + \left(L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) p & \frac{M^2}{L_r} \omega_s & \frac{M^2}{L_r} p \\ - \left(\frac{r_r}{L_r} M \right) & 0 & (r_r + L_r p) \frac{M}{L_r} & - M \omega_r \\ 0 & - \left(\frac{r_r}{L_r} M \right) & M \omega_r & (r_r + L_r p) \frac{M}{L_r} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{md} \\ i_{mq} \end{pmatrix} \quad (\text{Eq. 3.1})$$

Si tal com ja s'ha definit anteriorment, es suposa que es disposa d'una font de corrent ideal, és a dir d'un CCVSI, les dues equacions que fan referència a l'estator són supèrflues, és a dir, no aporten cap tipus d'informació addicional. Efectivament, aquestes equacions ens servirien per a calcular la tensió que s'ha d'aplicar en borns de la màquina per tal d'obtenir els corrents directe i quadratura de consigna. Però resulta que el propi control del CCVSI ja calcularà les tensions necessàries per tal d'aplicar en el motor les intensitats de consigna. Per tant, pels nostres propòsits, es poden eliminar tranquil·lament.

Si en l'equació anterior s'eliminen doncs les dues primeres equacions, i es substitueix

$$T_r = \frac{L_r}{r_r}, \text{ l'anomenada constant de temps del rotor, les equacions resultants són:}$$

$$\begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{M}{T_r} & 0 & \frac{M}{T_r} + Mp & -M\mathbf{w}_r \\ 0 & -\frac{M}{T_r} & M\mathbf{w}_r & \frac{M}{T_r} + Mp \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{md} \\ i_{mq} \end{pmatrix} \quad (\text{Eq. 3.2})$$

De referències en sincronisme n'existeixen infinites, ja que cal especificar quina serà l'orientació inicial de la mateixa (l'origen d'angles). Si d'aquestes infinites referències, s'escull aquella en la que la component directa de la mateixa, es troba orientada respecte el màxim del camp magnètic en l'entreferro (vist des del rotor), resultarà que la component en quadratura de la intensitat magnetitzant serà nul·la, tal com s'ha mostrat en la següent figura (fig. 3.1).

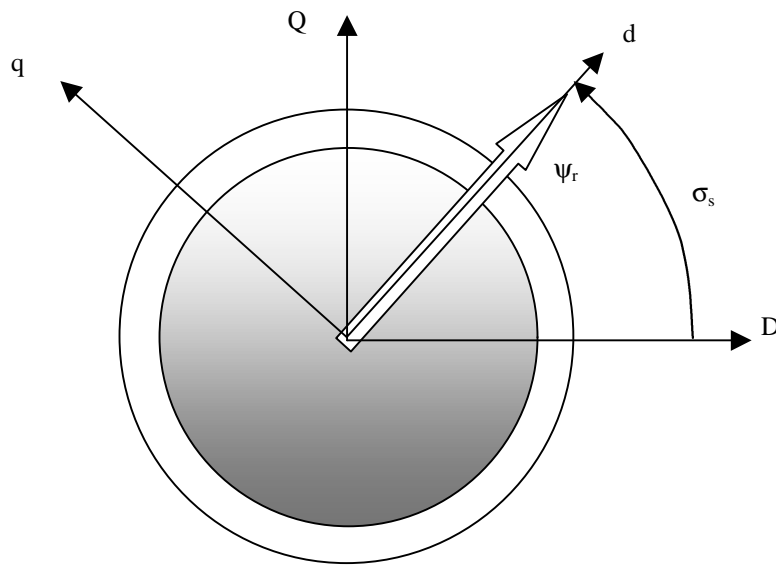


Fig. 3.1. Definició de la referència en sincronisme, coneguda com del control vectorial (orientada respecte al màxim del camp magnètic del rotor).

Per tant, aquesta, ja es pot eliminar de les equacions anteriors, amb el que finalment queden les dues equacions del control vectorial que es presenten tot seguit (equacions en les que, per simplicitat, ja s'ha substituït i_{md} per i_m) i igualment s'hi ha afegit l'equació del parell (en la referència anteriorment esmentada):

$$\frac{d}{dt} i_m = \frac{i_{sd} - i_m}{T_r} \quad (\text{Eq. 3.3})$$

$$\mathbf{w}_r = \frac{i_{sq}}{T_r \cdot i_m} \Rightarrow \mathbf{s}_s = \int \mathbf{w}_s dt = \int (\mathbf{w}_m + \mathbf{w}_r) dt = \int \left(\mathbf{w}_m + \frac{i_{sq}}{T_r \cdot i_m} \right) dt \quad (\text{Eq. 3.4})$$

$$\Gamma = \frac{M^2}{L_r} \cdot i_m \cdot i_{sq} \quad (\text{Eq. 3.5})$$

La primera i segona equacions són les que s'utilitzen, en el que es coneix com a model de flux del MI, per tal d'estimar el mòdul i l'angle del vector intensitat magnetitzant, a partir de les intensitats directa i en quadratura que realment circulen pels debanats del motor. La tercera equació s'utilitza per tal de fer l'estimació oportuna del parell elèctric desenvolupat pel motor, en cada instant de temps. En la figura 3.2 s'ha representat l'esquema de blocs d'aquest model de flux.

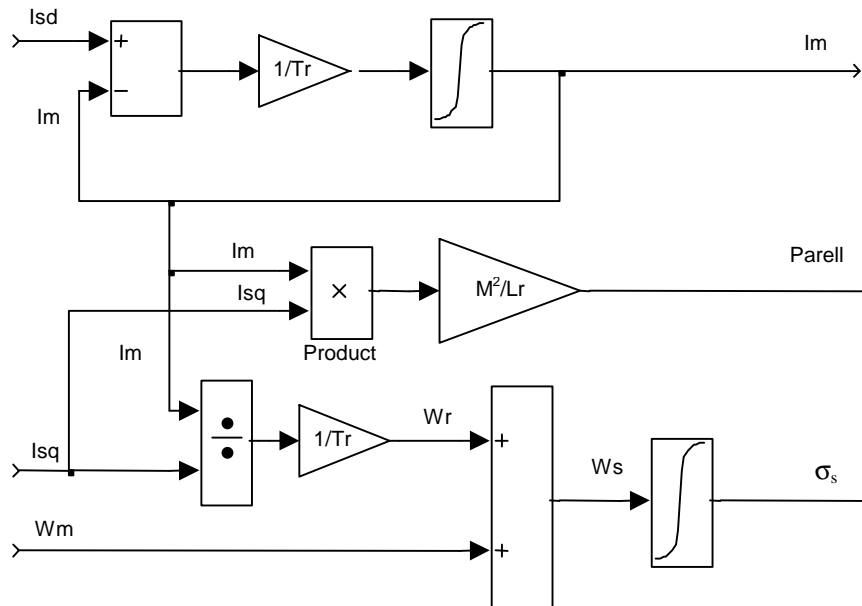


Fig. 3.2. Esquema de blocs del model de flux del motor d'inducció.

Un cop obtingut el model de flux, el control vectorial ja es simplifica molt, per que l'únic que cal fer són els dos controladors (habitualment PI) de la intensitat magnetitzant i del parell. D'aquests dos controladors s'obtenen les dues variables que ja són directament les variables de control (la intensitat directa i en quadratura que s'ha de fer circular pels debanats de la màquina).

Aquestes dues intensitats es troben expressades en la referència en sincronisme (orientada respecte al màxim de la intensitat magnetitzant) i per tant, s'han de convertir en la referència estacionària aplicant la transformació inversa de Park. Tradicionalment (ja es feia així en el control vectorial presentat per Leonhard), aquestes intensitats s'entraven en un bucle analògic que s'encarregava, en llaç tancat, de generar les tensions necessàries per tal que pels debanats de la màquina, circulessin les intensitat directa i en quadratura de consigna.

Tot i així, darrerament, aquest anomenat 'bucle de corrent' ha estat objecte de moltes investigacions, i per tant hi ha una gran quantitat d'estratègies destinades a aconseguir una resposta el més ràpida possible, i amb el menor error estàtic possible. En el capítol 4 d'aquesta tesi, es presenten la major part d'estratègies que els diferents investigadors han aportat durant els darrers anys.

L'esquema de blocs complet del control vectorial orientat respecte al flux del rotor es presenta en la figura 3.3.

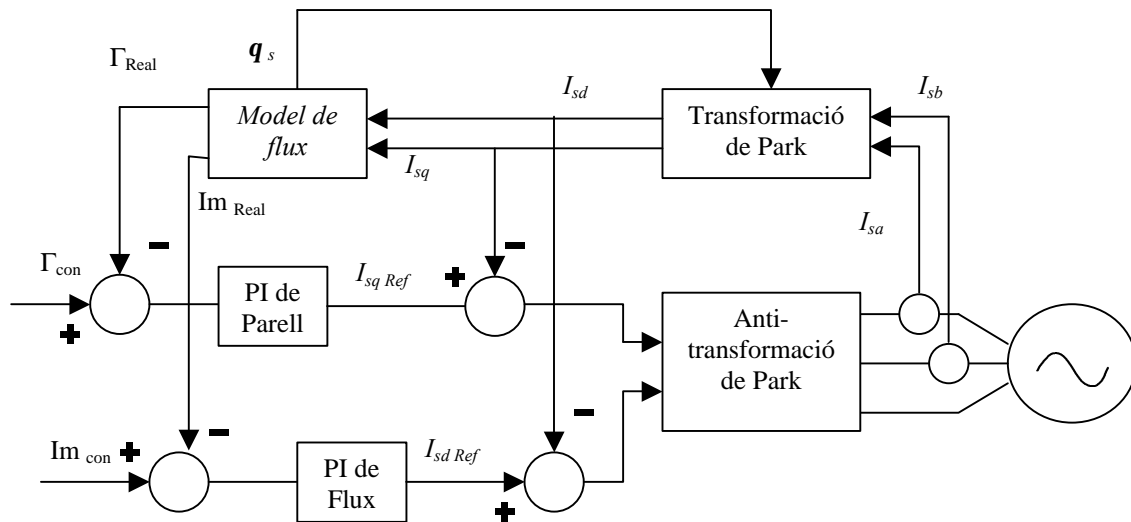


Fig. 3.3. Esquema de blocs del control vectorial.

3.1.2 Els resultats de la simulació.

Tot seguit es presentaran els resultats que s'han obtingut en les simulacions de l'esquema de control anterior. La simulació que es presenta consisteix en dos canvis de parell de consigna, el primer que va des del parell inicial nul, fins al parell màxim desenvolupable per la màquina (10 Nm), i el segon canvi, que consisteix en un canvi des dels 10 Nm anteriors fins als -10 Nm. D'entre totes les possibles variables que es podrien presentar, s'han trobat interessant presentar inicialment la intensitat magnetitzant, el parell, la velocitat angular i la intensitat directa. Totes elles es presenten en els mateixos instants de temps, corresponents als canvis de consigna del parell desenvolupat pel motor. Les principals dades de la simulació que s'ha portat a terme es troben sumaritzades en la següents taules:

AEG		<i>Iberica de Electricidad S.A</i>	
Tipo AM90L2		S1	
D Motor		Nº 76234	
Δ/Y	220/380	8'5 / 4'9 A	
3	CV	cos ϕ	
2840	rpm	50 Hz	
VDE 530 / 1.69		Aisto cl. B	IP 44

Taula 3.1 Placa de característiques del motor objecte de la simulació.

Dades del Motor d'Inducció	
R_s (Resistència de l'estator):	2.471 Ω
R_r (Resistència del rotor):	2.471 Ω
L_s (Inductància de l'estator):	292 mH
L_r (Inductància del rotor):	292 mH
M_{sr} (Inductància magnetitzant):	285 mH
J (Inèrcia):	0.01437 Kg· m ²
b (Fregament viscos):	0.001166 Kg· m ² · s ⁻¹

Taula 3.2 Dades de l'esquema equivalent en règim permanent del motor objecte de la simulació.

Dades de l'esquema de control i simulació	
Tipus de bucle de regulació de la intensitat:	Referència en sincronisme amb desacoblaments entre els eixos i amb compensació de la FEM.
Freqüència de commutació dels interruptors:	20 kHz
Freqüència del bucle de control:	40 kHz
Tipus de modulació:	SVPWM (Space Vector PWM).
Mètode d'integració:	Runge-Kutta 45
Pas de càlcul:	100 ns.
Pas de representació gràfica:	12.5 μ s
Precisió:	1E-4

Taula 3.3 Principals valors dels paràmetres del programa de simulació.

Valor de les constants dels diferents bucles de regulació	
Bucle d'Isd	Bucle d'Isq
$K_p = 5$	$K_p = 7.5$
$K_i = 750$	$K_i = 3000$
$K_d = 0$	$K_d = 0$
Bucle de Parell	Bucle d'Im
$K_p = 6$	$K_p = 35$
$K_i = 3000$	$K_i = 435$
$K_d = 0$	$K_d = 0$

Taula 3.4. Valors dels diferents PID de la simulació.

Consignes de parell i intensitat magnetitzant		
Temps:	Consigna I_m :	Consigna G :
0 ms	2.3 A	0 N· m
150 ms	2.3 A	10 N· m
300 ms	2.3 A	-10 N· m

Taula 3.5. Evolució de les consignes de parell i intensitat magnetitzant.

Intensitat magnetitzant

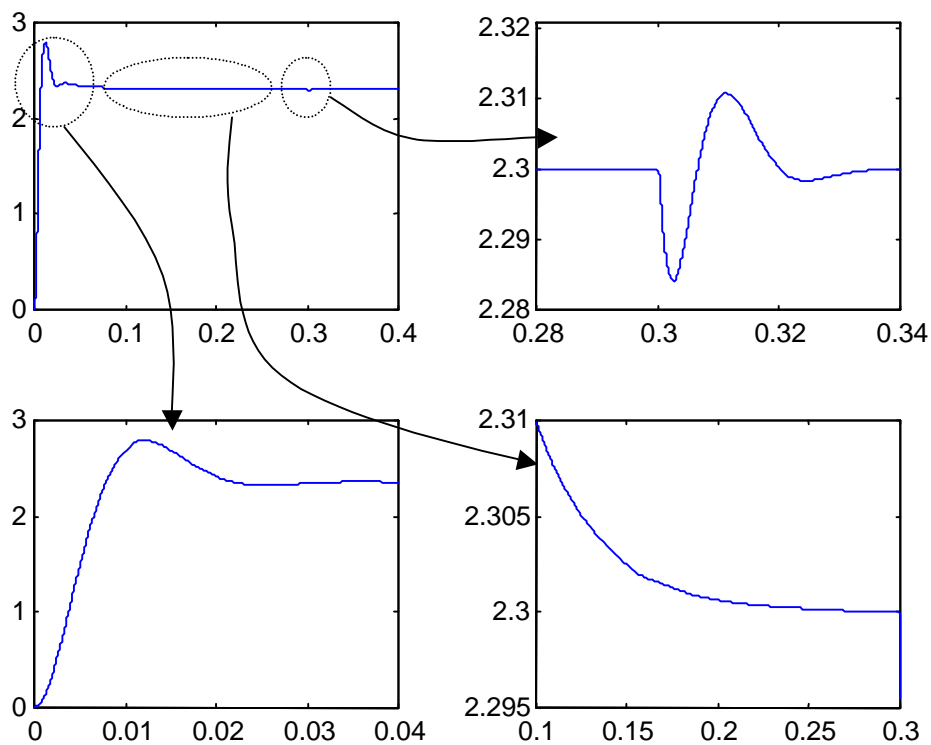


Fig. 3.4. Evolució de la intensitat magnetitzant en el control vectorial al llarg de diferents maniobres (magnetització i canvis de consigna de parell).

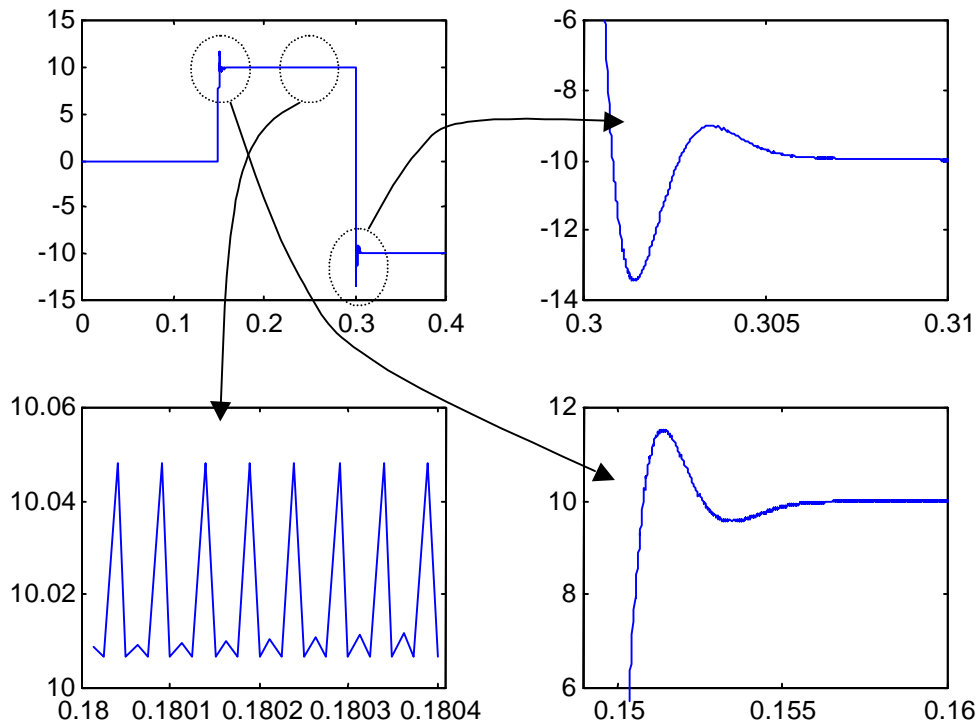
Parell desenvolupat pel motor.

Fig. 3.5. Parell desenvolupat pel motor en un control vectorial. S'han realitzat una sèrie de zooms en instants de temps de canvis de consigna, i també un en règim permanent per tal de poder apreciar l'arissat de parell.

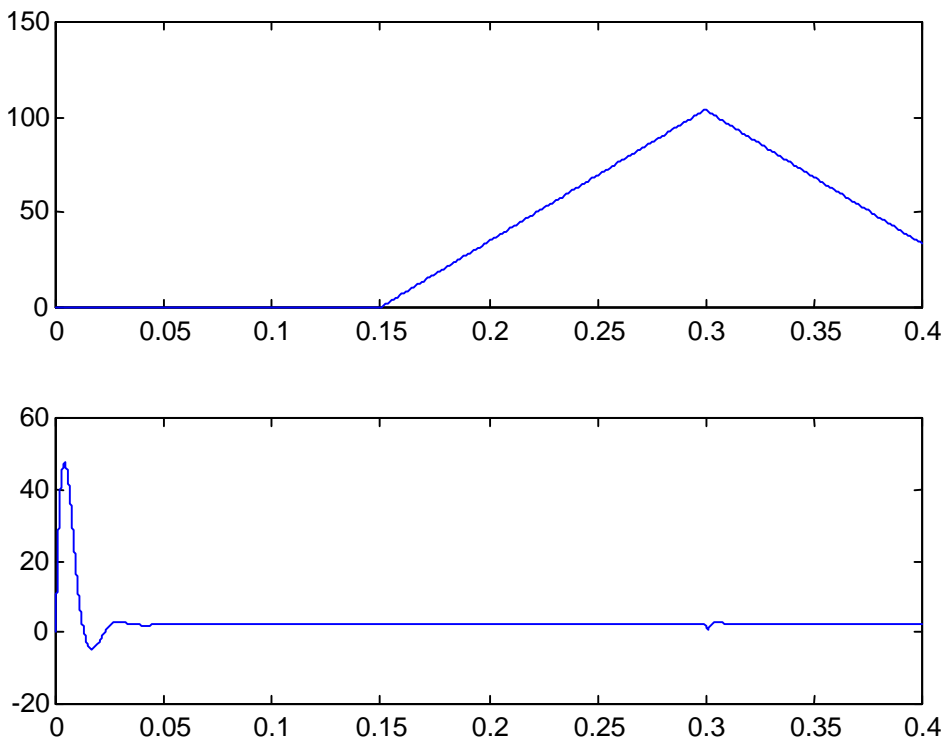


Fig. 3.6. Velocitat angular i intensitat directa en el control vectorial.

3.2 El Control Directe de Parell (DTC).

El Control Directe de Parell fou introduït al 1986 per Isao Takahashi i Toshihiko Noguchi [2]. En paral·lel amb el treball dels dos autors anteriors, M. Depenbrock [23] també desenvolupava del seu Direct Self-Control (DSC), esquema de control molt semblant al DTC. Fou precisament aquest darrer autor el que desenvolupà comercialment el primer servomotor d'alterna basat en el principi del DTC (fou desenvolupat per l'empresa ABB i sortí al mercat al 1995).

La gran avantatge del DTC respecte a la resta de controls esmentats fins ara, radica en la seva senzillesa. Aspecte aquest que li permet, entre d'altres avantatges, poder realitzar un control de velocitat (no pas de posició) d'un motor d'inducció en llaç obert, és a dir, sense cap tipus de realimentació de velocitat.

Tot i així, aquesta mateixa característica que li permet tenir tants avantatges respecte a la resta d'esquemes de control, també l'infereix un gran desavantatge, un elevat arissat de parell (vibracions mecàniques elevades), que el fa poc hàbil per a una gran quantitat d'aplicacions del motor d'inducció a velocitat variable. Entre aquestes aplicacions cal destacar, sobre la resta, tot el referent a la tracció mecànica, ja que a més de tenir unes vibracions inacceptables per a aquest tipus d'aplicacions (incomoditats per al viatger i usuari d'aquests vehicles), cal esmentar la freqüència incontrolada d'aquestes vibracions. És a dir, el DTC presenta una freqüència de commutació variable, degut a la utilització d'un control per histèresis de les variables flux i parell elèctric desenvolupat pel motor.

Per a obtenir l'algorisme de control, el DTC parteix de les equacions del motor d'inducció expressades en les variables de Ku amb orientació a l'estator:

$$\begin{pmatrix} \underline{V}_s \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_s + p L_s & p M \\ [p - j\omega_m] M & r_r + [p - j\omega_m] L_r \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \underline{I}_s \\ \underline{I}_r \end{pmatrix} \quad (\text{Eq. 3.6})$$

$$\Gamma = -\text{Im}(\underline{y}_s \cdot \underline{I}_s^*)$$

on \underline{y}_s és el flux concatenat per l'estator i es pot posar en funció de les intensitats de l'estator i del rotor tal com segueix:

$$\underline{y}_s = L_s \cdot \underline{I}_m = L_s \cdot \underline{I}_s + M \cdot \underline{I}_r \quad (\text{Eq. 3.7})$$

cal destacar, que tal com s'ha definit aquest flux concatenat per l'estator, fa referència al flux total de l'estator, és a dir, el creat per la inductància de dispersió, i la magnetitzant de l'estator, més el creat per la magnetitzant del rotor.

L'equació que ens dóna el parell instantani, un cop es defineixen els vectors flux de l'estator i intensitat de l'estator en la seva representació polar, es pot rescriure tal com segueix:

$$\underline{y}_s = \|\underline{y}_s\| \cdot e^{j\mathbf{q}_0} \quad (\text{Eq. 3.8})$$

$$\underline{I}_s = \|\underline{I}_s\| \cdot e^{j\mathbf{q}_1}$$

$$\Gamma = -\text{Im}(\underline{y}_s \cdot \underline{I}_s^*) = -\|\underline{y}_s\| \cdot \|\underline{I}_s\| \cdot \text{Im}(e^{j\mathbf{q}_0} \cdot e^{-j\mathbf{q}_1}) = -\|\underline{y}_s\| \cdot \|\underline{I}_s\| \cdot \text{Im}(e^{j(\mathbf{q}_0 - \mathbf{q}_1)}) \quad (\text{Eq. 3.9})$$

Per altre costat, de l'equació que ens lliga les tensions de l'estator amb les intensitats que circulen per ell, es pot obtenir:

$$\begin{aligned} \underline{v}_{sdq} &= R_s \cdot \underline{I}_{sdq} + \frac{d}{dt} (L_s \cdot \underline{I}_{sdq} + M \cdot \underline{I}_{rdq}) \Rightarrow \underline{v}_{sdq} = R_s \cdot \underline{I}_{sdq} + \frac{d}{dt} (\underline{y}_s) \Rightarrow \\ \Rightarrow \underline{y}_s &= \int (\underline{v}_{sdq} - R_s \cdot \underline{I}_{sdq}) dt \end{aligned} \quad (\text{Eq. 3.10})$$

D'un examen detallat de l'equació del parell i de l'equació del flux, es pot obtenir les següents conclusions:

- ◆ El parell desenvolupat pel motor depèn quasi exclusivament de $\dot{\mathbf{q}}_s = \dot{\mathbf{q}}_0 - \dot{\mathbf{q}}_1$, és a dir, del lliscament relatiu entre el vector flux de l'estator i el vector intensitat de l'estator.
- ◆ Despreciant la caiguda de tensió ohmica en l'estator (veure Eq. 3.10), el vector flux de l'estator es pot imposar directament a partir de les tensions d'alimentació. Aquesta imposició del vector flux de l'estator, pot ésser tant en mòdul com amb angle.

Tenint en compte aquestes dues consideracions anteriors, i igualment, tenint en compte que l'ondulador trifàsic de tensió únicament és capaç d'aportar vuit vectors tensió diferents, existeixen dues formes diferents d'implementar el DTC, l'una la més tradicional (i la que fou proposada per Takahashi i Noguchi) que té com a principal característica una freqüència de commutació variable, i una segona implementació (proposada inicialment per Habetler, Profumo et al.) que pel contrari presenta una freqüència de commutació fixa. En aquest apartat es parlarà de la primera de les implementacions, ja que és la més estesa i té un comportament dinàmic més elevat.

El DTC de freqüència de commutació variable, sota la hipòtesi de que en cada instant de control es coneix el flux de l'estator, determina (en funció de si s'ha d'augmentar el parell o no, o si cal augmentar o disminuir el mòdul del flux) quin dels vuit estats diferents de l'ondulador s'ha d'aplicar fins al següent pas de control. Així, tal com es pot observar en la figura 7, donat una magnitud i un angle determinat del flux de l'estator, cada un dels vuit vectors de tensió determinaria un $\Delta \underline{y}_s$ diferent.

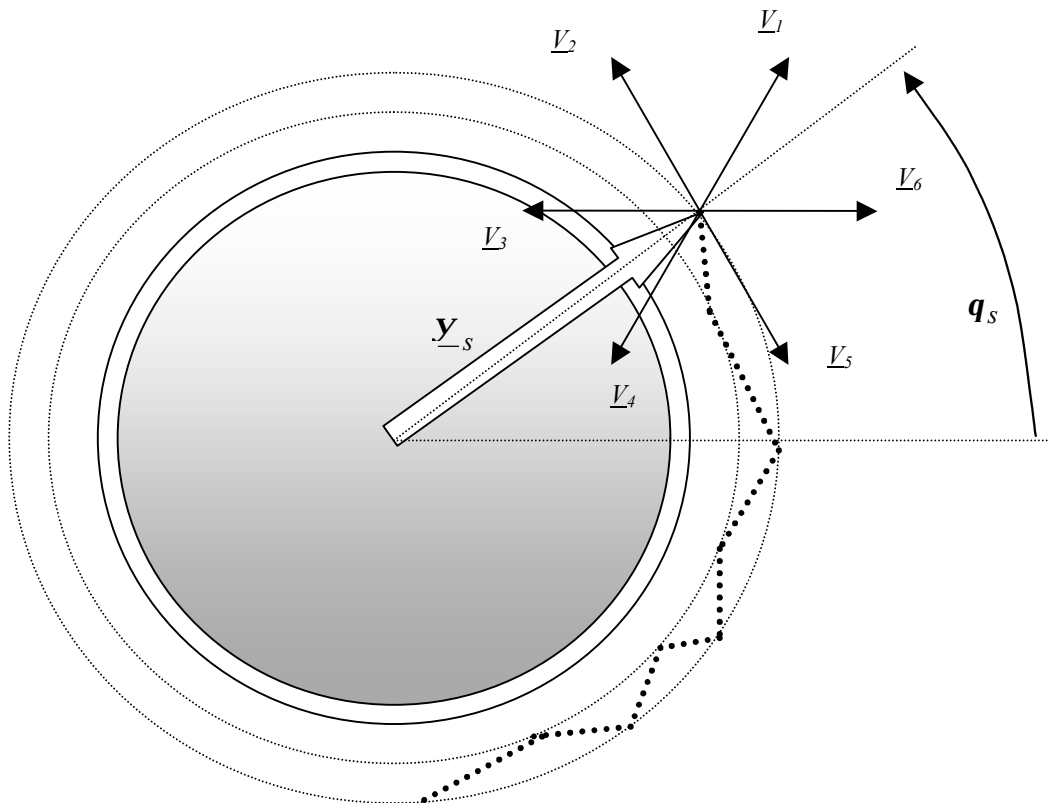


Fig. 3.7. Evolució del vector flux de l'estator en el DTC.

En la figura 7 s'ha representat (en línia discontinua gruixuda) l'evolució espacial que ha anat seguint l'extrem del vector flux de l'estator. Igualment s'han dibuixat les dues circumferències concèntriques (també en línia discontinua) que representen els dos límits de la histèresis del flux. També s'han representat els sis vectors tensió actius, que juntament amb els dos vectors nuls (no representats en la figura), formen els vuit vectors tensió aplicables per l'ondulador.

En l'instant de temps que s'ha representat a la figura 3.7, l'amplitud del flux de l'estator haurà de disminuir, doncs ja ha arribat a la banda superior d'histèresis. Dels vuit diferents vectors tensió, els únics dos que li farien disminuir la seva amplitud són el 3 i el 4, encara que els dos vectors nuls també li farien disminuir, però molt més lentament. Els vectors 2 i 5 no modificarien en absolut l'amplitud del vector flux de l'estator, mentre que els vectors 1 i 6 el farien augmentar considerablement. Cal destacar que al trobar-nos en una referència estator aquest vector flux de l'estator va girant, i tot el que s'ha dit fins ara deixarà d'ésser cert quan aquest hagi recorregut un cert angle.

Però dels dos vectors possibles a aplicar per part de l'algorisme del DTC (els vectors 3 i 4), quin seria el que finalment s'escolliria? Bé, doncs per poder respondre a aquesta pregunta ens caldria saber que passa amb el parell desenvolupat pel motor. Aquest es compara amb el parell de consigna i el resultat es discretitza en tres possibles solucions (un comparador de tres nivells). Si el parell real es troba per sobre de la banda superior de la histèresis,

aleshores a la comparació del parell real amb el parell de consigna se li assigna un valor -1 (s'ha de fer disminuir el parell). Si per contra el parell real es troba per sota de la histèresis inferior, se li assigna un $+1$ a la comparació (s'ha de fer augmentar el parell). Si finalment el parell es troba entre les dues bandes d'histèresis, aleshores se li assigna un 0 a la comparació (el parell no cal que augmenti ni disminueixi).

En la situació de la figura 3.7 els vectors 2 i 3 acceleren (veure Eq. 3.9) la rotació del vector flux de l'estator (per tant augmenten el parell desenvolupat pel motor). Els vector 5 per contra frena la velocitat angular del vector flux de l'estator, mentre que els vectors 1, 4, i 6 modifiquen poc significativament la velocitat de rotació del vector flux (el mateix que en el cas dels vectors nuls).

Per tant ara ja ens trobem en la situació de poder respondre la pregunta que ens havíem fet anteriorment (quin vector tensió s'ha d'aplicar en aquest instant?). Doncs com que per a disminuir l'amplitud del vector flux de l'estator s'ha d'aplicar o bé el vector 2 o el 3, i en el supòsit de que el parell s'hagués d'augmentar, l'algorisme del DTC escolliria l'aplicació del vector 3, ja que és l'únic dels vuit vectors, que en aquest angle en el que es troba el vector flux de l'estator, és capaç de fer disminuir el mòdul del mateix mentre que accelera la seva velocitat de rotació i per tant el parell desenvolupat pel motor.

La senzillesa del control DTC radica precisament en l'explicat fins ara. Amb l'ajut de dos comparadors (un de dos nivells pel flux de l'estator i un altre de tres nivells pel parell desenvolupat per la màquina), i amb el previ coneixement de la posició angular del vector flux de l'estator, ja es pot accedir a una taula d'on es podrà conèixer el vector tensió a aplicar pel DTC. Tenint en compte la prioritització de la disminució de la freqüència de commutació, i amb la discretització de la posició angular del vector flux de l'estator en sis diferents regions (cada una d'elles delimitada per dos dels sis vectors tensió actius) la taula inicialment proposada per Takahashi i Noguchi fou la següent:

		Regió					
		1	2	3	4	5	6
$\ \mathbf{y}\ = 1$	$\mathbf{t} = +1$	$\underline{V}_2 (1,1,0)$	$\underline{V}_3 (0,1,0)$	$\underline{V}_4 (0,1,1)$	$\underline{V}_5 (0,0,1)$	$\underline{V}_6 (1,0,1)$	$\underline{V}_7 (1,0,0)$
	$\mathbf{t} = 0$	$\underline{V}_7 (1,1,1)$	$\underline{V}_0 (0,0,0)$	$\underline{V}_7 (1,1,1)$	$\underline{V}_0 (0,0,0)$	$\underline{V}_7 (1,1,1)$	$\underline{V}_0 (0,0,0)$
	$\mathbf{t} = -1$	$\underline{V}_6 (1,0,1)$	$\underline{V}_1 (1,0,0)$	$\underline{V}_2 (1,1,0)$	$\underline{V}_3 (0,1,0)$	$\underline{V}_4 (0,1,1)$	$\underline{V}_5 (0,0,1)$
$\ \mathbf{y}\ = 0$	$\mathbf{t} = +1$	$\underline{V}_3 (0,1,0)$	$\underline{V}_4 (0,1,1)$	$\underline{V}_5 (0,0,1)$	$\underline{V}_6 (1,0,1)$	$\underline{V}_1 (1,0,0)$	$\underline{V}_2 (1,1,0)$
	$\mathbf{t} = 0$	$\underline{V}_0 (0,0,0)$	$\underline{V}_7 (1,1,1)$	$\underline{V}_0 (0,0,0)$	$\underline{V}_7 (1,1,1)$	$\underline{V}_0 (0,0,0)$	$\underline{V}_7 (1,1,1)$
	$\mathbf{t} = -1$	$\underline{V}_5 (0,0,1)$	$\underline{V}_6 (1,0,1)$	$\underline{V}_1 (1,0,0)$	$\underline{V}_2 (1,1,0)$	$\underline{V}_3 (0,1,0)$	$\underline{V}_4 (0,1,1)$

Taula 3.6. Taula de commutació presentada inicialment per Takahashi i Noguchi.

Tot i aquesta taula anterior fou la presentada inicialment per Takahashi i Noguchi, i per tant la que popularitza al DTC, amb el pas del temps diferents autors han anat trobant inconvenients a la mateixa i aportant altres propostes de taules que venien a solucionar els problemes presentats per la mateixa.

Entre els principals problemes s'ha de destacar per la seva importància als següents:

- ◆ Al '*start-up*' (inicialització) del sistema, aquesta taula no és capaç de magnetitzar al motor si no se li dóna una consigna de parell.
- ◆ Igualment a molt baixes voltes també es produeix un fenomen de desmagnetització, el que provoca un control inestable del flux de l'estator. Aquest fenomen es produeix per culpa del comportament no lineal que presenta el motor d'inducció, i el seu efecte es veu principalment incrementat durant l'aplicació dels vectors nuls.
- ◆ Finalment cal destacar que al prioritzar tant extremadament la freqüència de commutació, no aplica adequadament l'ús dels vectors nuls, i això provoca que el comportament del DTC pateixi d'un arriestat de parell excessiu que no el fa apte per a moltes de les aplicacions tradicionals del motor d'inducció a velocitat variable (principalment no el fa apte per les aplicacions de tracció).

Per tal de solucionar algun dels problemes esmentats anteriorment, molts autors han aportat variacions a la taula anterior que emfasitzaven altres característiques diferents a la de la disminució de la freqüència de commutació. En la següent taula es presenta una d'aquestes variacions, aportada per l'autor d'aquesta tesi i que té com a principal objectiu el de minimitzar l'arriestat de parell inherent al DTC.

Per tant cal destacar que aquesta taula no soluciona tots els problemes associats al DTC, sinó que només es focalitza en el problema de l'arriestat de parell i per tant, per exemple, encara caldrà aplicar consigna de parell en el *start-up*, doncs això no es troba contemplat en aquesta taula. És per això, que molts dels autors no proposen únicament una sola taula, sinó que en proposen una combinació d'elles, cadascuna solucionant un dels problemes específics (*start-up*, arriestat de parell, desmagnetització del flux de l'estator a baixes voltes,...) i per tant, en funció de l'estat desitjat per al motor, s'aplica una o l'altra de les taules.

		Regió					
		1	2	3	4	5	6
$\ \mathbf{y}\ = 1$	$t = +1$	$\underline{V}_2 (1,1,0)$	$\underline{V}_3 (0,1,0)$	$\underline{V}_4 (0,1,1)$	$\underline{V}_5 (0,0,1)$	$\underline{V}_6 (1,0,1)$	$\underline{V}_1 (1,0,0)$
	$t = 0$	$\underline{V}_1 (1,0,0)$	$\underline{V}_2 (1,1,0)$	$\underline{V}_3 (0,1,0)$	$\underline{V}_4 (0,1,1)$	$\underline{V}_5 (0,0,1)$	$\underline{V}_6 (1,0,1)$
	$t = -1$	$\underline{V}_6 (1,0,1)$	$\underline{V}_1 (1,0,0)$	$\underline{V}_2 (1,1,0)$	$\underline{V}_3 (0,1,0)$	$\underline{V}_4 (0,1,1)$	$\underline{V}_5 (0,0,1)$
$\ \mathbf{y}\ = 0$	$t = +1$	$\underline{V}_3 (0,1,0)$	$\underline{V}_4 (0,1,1)$	$\underline{V}_5 (0,0,1)$	$\underline{V}_6 (1,0,1)$	$\underline{V}_1 (1,0,0)$	$\underline{V}_2 (1,1,0)$
	$t = 0$	$\underline{V}_0 (0,0,0)$	$\underline{V}_7 (1,1,1)$	$\underline{V}_0 (0,0,0)$	$\underline{V}_7 (1,1,1)$	$\underline{V}_0 (0,0,0)$	$\underline{V}_7 (1,1,1)$
	$t = -1$	$\underline{V}_5 (0,0,1)$	$\underline{V}_6 (1,0,1)$	$\underline{V}_1 (1,0,0)$	$\underline{V}_2 (1,1,0)$	$\underline{V}_3 (0,1,0)$	$\underline{V}_4 (0,1,1)$

Taula 3.7. Taula de commutació del DTC presentada per l'autor d'aquesta tesi.

3.2.1 Els resultats de la simulació.

A l'igual que en el cas del control vectorial, pel DTC també s'ha realitzat una sèrie de simulacions per tal de poder apreciar els resultats en quan el comportament del flux i del parell en el mateix. El motor que s'ha emprat per a realitzar la simulació és el mateix que en el cas del control vectorial. Les dades que difereixen de la simulació anterior es presenten tot seguit:

Dades de l'esquema de control i simulació	
Freqüència de commutació dels interruptors:	20 kHz
Freqüència del bucle de control:	40 kHz
Mètode d'integració:	Runge-Kutta 45
Pas de càlcul:	100 ns.
Pas de representació gràfica:	12.5 μ s
Precisió:	1E-4

Consignes de parell i intensitat magnetitzant		
Temps:	Consigna I_m :	Consigna G :
0 ms	0.7 A	10 N· m
150 ms	0.7 A	-10 N· m
250 ms	1 A	-10 N· m

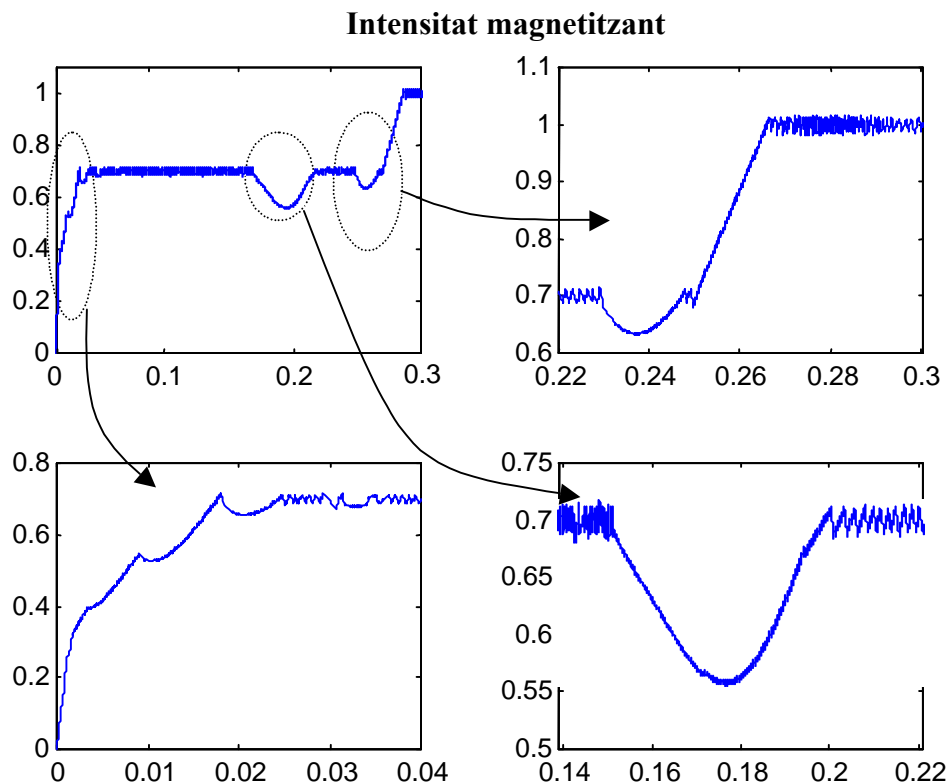


Fig. 3.8. Evolució de la intensitat magnetitzant en el DTC al llarg de diferents maniobres (magnetització i canvis de consigna de parell).

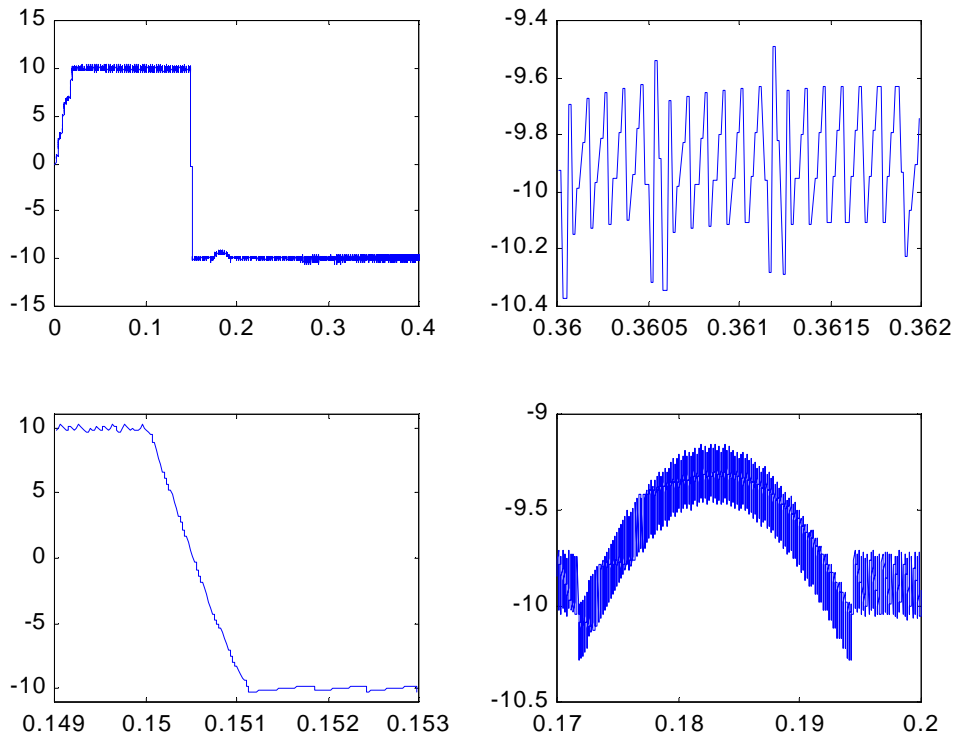
Parell desenvolupat pel motor.

Fig. 3.9. Parell desenvolupat pel motor en un DTC. S'han realitzat una sèrie de zooms en instants de temps de canvis de consigna, i també un en règim permanent per tal de poder apreciar l'arriestat de parell.

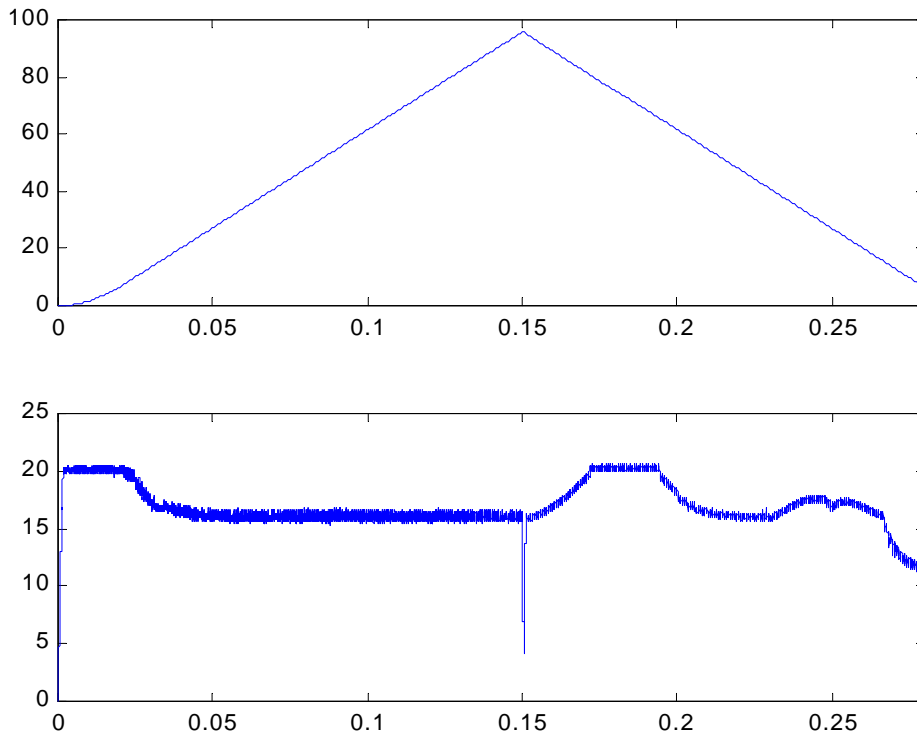


Fig. 3.10. Velocitat angular i mòdul de la intensitat de l'estator en un DTC ($I_{m\grave{a}x} = 20 A$).

Les figures 3.8, 3.9 i 3.10 són el resultat de la simulació del DTC tradicional (és a dir, amb la utilització de la taula presentada inicialment per Takahashi i Noguchi). Cal destacar que en aquesta simulació s'ha implementat un límit màxim d'intensitat ($I_{M\acute{a}x} = 20$ A), i és precisament aquest límit el que provoca alguna de les inestabilitats que es poden apreciar en la figura 3.8. Tot i així, la major part d'inestabilitats del flux de l'estator apareixen per defectes inherents a la pròpia taula del DTC (tal com ja s'ha comentat anteriorment). Cal destacar que en aquesta simulació la intensitat magnetitzant de consigna és inferior a la nominal i aquesta és una de les situacions en les que el DTC no es comporta del tot bé.

Cal notar, que a mesura que el flux magnetitzant assoleix valors més propers al nominal (tot i trobar-se per sota del mateix), el mòdul de la intensitat total de l'estator disminueix (per al mateix parell desenvolupat). Com és conegut, en els estalviadors d'energia s'aprofita el fet de que els motors d'inducció, quan es troben en buit o amb poca càrrega, al disminuir la intensitat magnetitzant disminueixen la intensitat absorbida de la xarxa, i per tant augmenta el rendiment tant del motor com de la línia de transmissió. Aquesta resposta del motor d'inducció arriba fins a un mínim, a partir del qual una disminució de la intensitat magnetitzant repercuteix en un increment de la intensitat total absorbida de la xarxa. En la figura 10 es pot observar com ja s'havia superat aquest mínim, doncs un augment de la intensitat magnetitzant repercuteix en una disminució de la intensitat total de l'estator.

Tot seguit es presentaran els resultats de la simulació del DTC, però aquest cop amb la utilització de la taula proposada per l'autor d'aquesta tesi i introduïda anteriorment. Totes les característiques del motor i de la simulació són idèntiques a les del cas anterior.

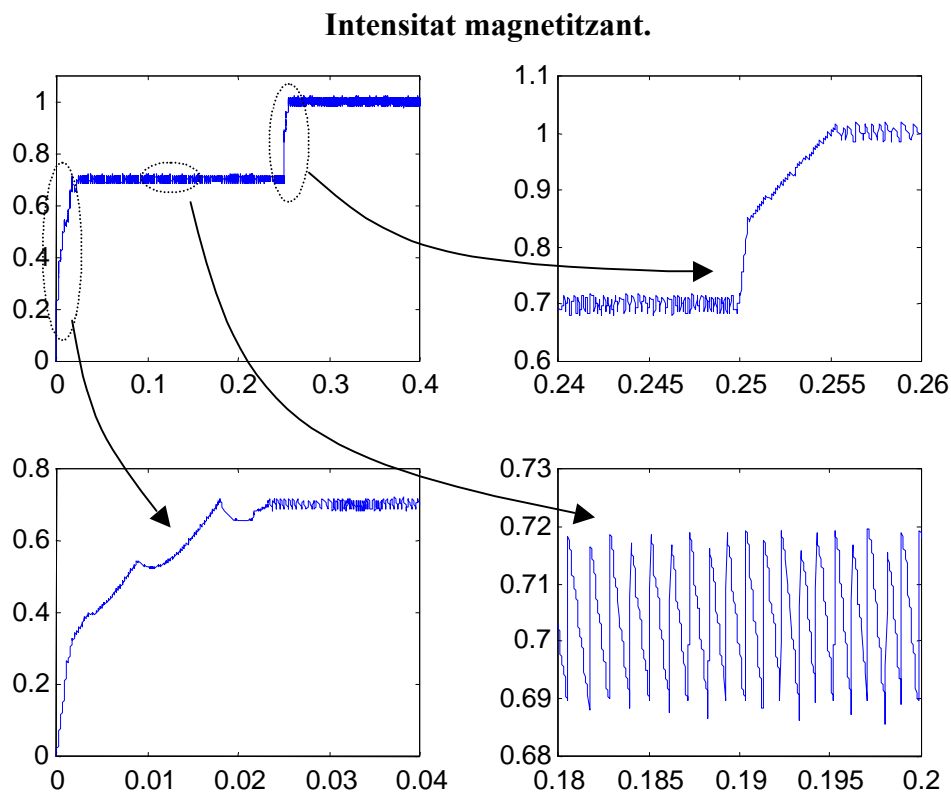


Fig. 3.11. Evolució de la intensitat magnetitzant en el DTC al llarg de diferents maniobres (magnetització i canvis de consigna de parell).

Parell desenvolupat pel motor.

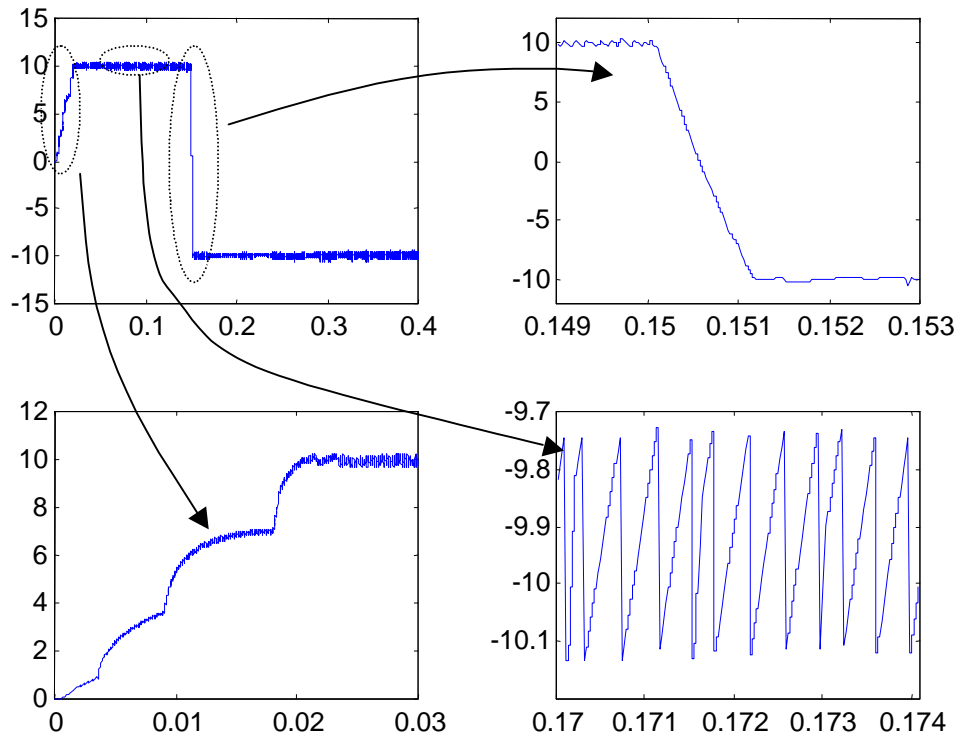


Fig. 3.12. Parell desenvolupat pel motor en un DTC. S'han realitzat una sèrie de zooms en instants de temps de canvis de consigna, i també un en règim permanent per tal de poder apreciar l'arribat de parell.

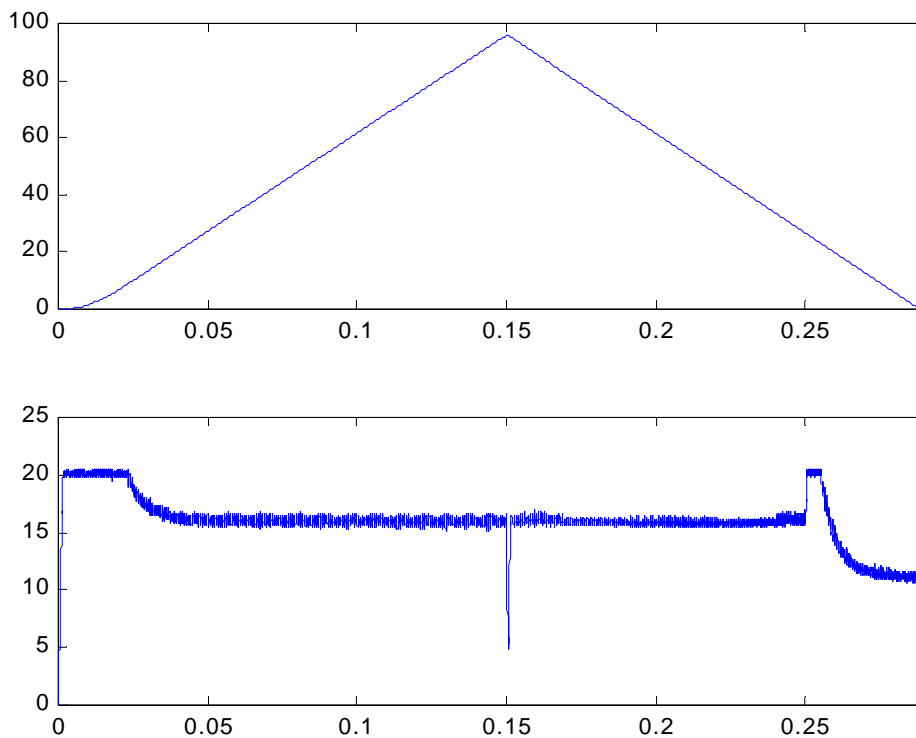


Fig. 3.13. Evolució de la intensitat magnetitzant en el DTC al llarg de diferents maniobres (magnetització i canvis de consigna de parell).

Capítol 4. Estudi dels bucles de corrent.

En aquest capítol es presentarà una descripció de les diverses tècniques existents que permeten el control per corrent d'un ondulador de tensió. De les més importants de totes elles, es presentaran els resultats obtinguts en simulació, i després d'una anàlisi crítica, es presentarà els resultats experimentals de la que es considera la tècnica més adient al control de parell i velocitat del motor d'inducció, la IMC (Internal Model Control), ja que d'entre totes elles és la més insensible a la variació de paràmetres, i a més permet sintonitzar els seus controladors (bàsicament PI's) d'una forma molt senzilla.

4.1 Introducció.

La major part d'aplicacions de l'ondulador trifàsic de tensió requereixen d'un control dels corrents que aquest injecta a la seva càrrega (en el cas d'aquesta tesi, el motor d'inducció) [15]. Des dels bons principis de la introducció del mateix, aquest tema ha estat molt treballat i per tant hi ha un gran nombre de solucions possibles al mateix. Tot i així, en els darrers anys amb l'aparició del Space Vector PWM (SVPWM) [16] i amb la generalització de les transformacions matricials (Park) per a interpretar les càrregues de l'ondulador trifàsic, s'han introduït tota una nova sèrie d'eines i estratègies que permeten millorar molt el control del corrent d'un ondulador trifàsic de tensió.

D'entre les tècniques més habituals per a poder realitzar aquest control, cal destacar les que tot seguit s'enumeren, ja sigui per la seva importància històrica o per la seva gran difusió en l'actualitat [17]:

- ◆ Control per Histèresi o bang-bang.
- ◆ Regulador PI en la referència estacionària.
- ◆ Reguladors predictius.
- ◆ Regulador Dead-beat.
- ◆ Regulador PI en la referència en sincronisme.
- ◆ IMC (Internal model control) mètode.
- ◆ Realimentació per variables d'estat en la referència en sincronisme.
- ◆ Regulador per realimentació d'estat multivariable.

4.2 Classificació dels bucles de corrent existents.

De totes les anteriors tècniques es podrien fer tres classificacions, atenent a tres criteris ben diferenciats l'un respecte als altres. El primer criteri de classificació consistiria en distingir aquells controls que es realitzen en una referència en sincronisme i aquells que no ho fan així [17]. El segon criteri per la classificació dels mateixos atendria al fet d'incorporar en el model, i per tant en la seva solució, la interacció existent entre les diferents variables que

es volen controlar (interacció entre els eixos D i Q). El tercer i últim criteri, correspondria a aquells controls que pressuposen un coneixement previ de la càrrega i dels seus valors, en contraposició a la resta de tècniques que no tenen en compte quina és la càrrega de l'ondulador [18].

Cal destacar en quan a la primera classificació, és a dir, en quan a si els reguladors es realitzen en una referència en sincronisme o no, que això repercuteix en innombrables avantatges ja que aleshores en aquesta referència de sincronisme, els corrents a controlar són constants, amb els beneficis que això sempre representa (és a dir, es tracta de realitzar una regulació de la variable de consigna, i no un *tracking*, el que permet reduir els errors estàtics, permet aplicar les tècniques de regulació molt més establertes...).

En quan a la segona classificació caldria fer esment al fet que si no es tracta de mètodes vectorials, no es té en consideració la interacció entre els dos eixos, al menys en quan al principi de la tècnica. Bé es veritat que diferents autors (Peter Vas [5]) han proposat mètodes per a incorporar aquesta interacció en tècniques que en un bon principi no la tenien en compte (regulador PI en una referència en sincronisme).

Finalment i en quan el que afecta a la tercera classificació, cal fer esment de la importància que pren aleshores el bon coneixement dels paràmetres de la nostra planta, i si més no, la robustesa intrínseca de la tècnica, en quan a la variació dels paràmetres de la mateixa. Si bé és cert que la introducció del coneixement de la planta en el nostre bucle de regulació, sempre s'haurà d'entendre com una cosa positiva, caldrà parlar molt de compte a la sensibilitat de la resposta del control a la variació dels diferents paràmetres de la planta.

4.3 Descripció i comparació dels diferents bucles de corrent.

Tenint en compte doncs les anteriors classificacions i sense deixar de costat altres possibles implicacions com serien la facilitat d'implementació en moderns sistemes de control (microprocessadors i DSP), i la seva sensibilitat a les sempre existents variacions dels paràmetres de la càrrega, tot seguit es farà una breu descripció de tots els mètodes anteriors mostrant, quan sigui oportú, els resultats de simulació d'un cas estàndard i comú a tots ells.

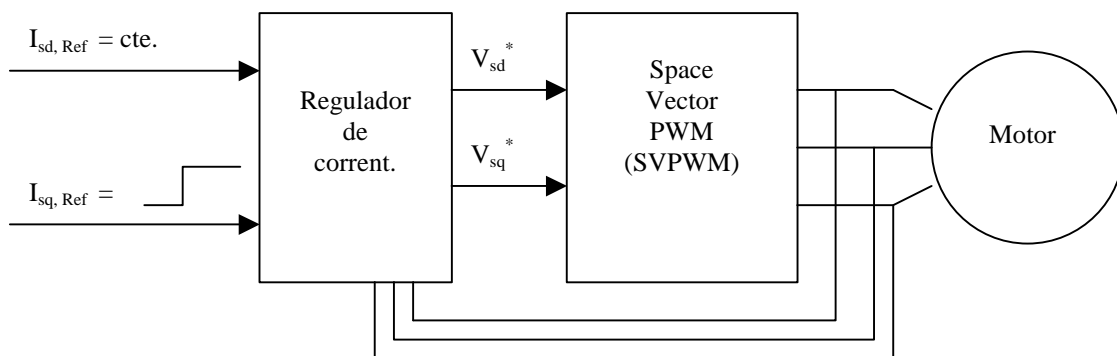


Fig. 4.1. Esquema de la planta que s'utilitzarà per a la comparació dels diferents bucles d'intensitat.

El cas que servirà de comparació consistirà en un graó de parell (graó de Isq de consigna) en un control d'un motor d'inducció. Les dues intensitats de consigna es trobaran en la referència del control vectorial, doncs és la sortida més natural de la major part d'algorismes de control de la velocitat del motor d'inducció. L'estructura del control que es sotmetrà a test serà la que es representa en la figura anterior (Fig. 4.1).

4.3.1 Control per Histèresi.

El control per histèresi fou el més utilitzat en els temps del control analògic, ja que era el que presentava un control més ràpid (un ample de banda major) [19]. Aquesta rapidesa de control, però, es veu contrarestatada per dos fenòmens negatius com són el gran arriestat de corrent que s'obté i una freqüència de commutació variable. De fet, quan menor es desitja l'arriestat de corrent, major freqüència de commutació s'obté (i per tant més pèrdues en els semiconductors).

La implementació del control per histèresi es pot realitzar de dues formes ben diferents. Per un costat, i la més tradicional, consisteix en implementar tres controladors independents (un per cada una de les tres fases del sistema trifàsic). El segon mètode d'implementació, i ja més evolucionat, consisteix en la reducció de la freqüència de commutació dels interruptors, gràcies a l'aplicació en instants de temps determinats, de diferents vectors nuls de tensió. Aquest segon mètode doncs, i a diferència de l'anterior, consisteix en tres controladors dependents (condició sinequanon per a poder aplicar els vectors tensió nuls).

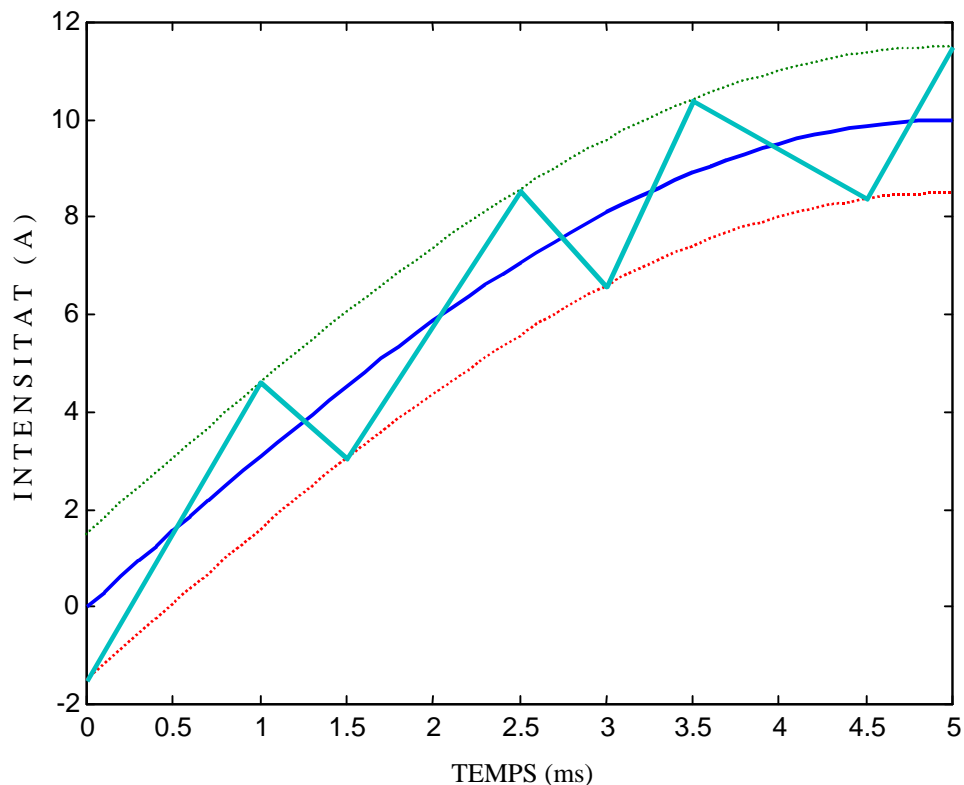


Fig. 4.2. Intensitat de consigna, banda d'histèresi i intensitat real en un bucle de corrent band-bang.

El principi de funcionament d'un dels tres controladors independents proposats pel primer mètode d'implementació es pot veure esquematitzat a la figura 4.2. En ella, quan el corrent per la línia passa a ésser major (o menor) que el corrent de consigna més (o menys) una petita histèresi, la branca corresponent de l'ondulador commuta a negatiu (positiu). Aquesta forma d'operar garanteix un límit màxim del corrent si la càrrega es troba connectada al neutre i aquest a la vegada, es troba connectat al punt mig del bus de contínua [19].

En un sistema en el que el neutre no es trobi connectat, aquest error màxim de corrent pot arribar a ésser fins el doble de la banda d'histèresi (assumint que la suma dels corrents de consigna sigui nul·la). Aquesta falta de control del corrent per la fase en qüestió s'ha d'assignar al fet que per l'altra costat tenim dues fases més que també commutaran l'estat dels seus interruptors (en funció de la desviació dels seus respectius corrents). Aquesta commutació de la resta de branques de l'ondulador farà modificar la tensió del punt mig de l'estrella respecte al neutre del sistema trifàsic de tensions, i per tant poden provocar que tot hi haver commutat l'estat de branca de l'ondulador en qüestió, el corrent per aquesta fase encara no torni dins dels límits d'histèresi.

Per a solucionar el problema descrit anteriorment, diversos autors han proposat modificacions a l'esquema anterior, totes elles introduint l'aplicació de vectors nuls en instants de temps determinats, el que permet per un costat disminuir l'error màxim de corrent que presenta el control per histèresi mitjançant controladors independents, i per altre costat permet disminuir efectivament la freqüència de commutació dels interruptors de l'ondulador.

Tot i que el seu origen és clarament analògic, el seu trasplant al món digital no és gens difícil, però això sí, perdent alguna de les propietats que anteriorment s'han esmentat. Com fàcilment es pot deduir, un cop el control per histèresi es trasplanta al món digital desapareix a priori la freqüència de commutació lliure (si més no, s'acota la seva velocitat de commutació màxima a la inversa del temps de control de l'algorisme digital). Aquest límit de freqüència de commutació dels semiconductors, inherent al control digital, finalment repercuteix en grans arriats de corrent així com en respostes més lentes (i per tant bandes passants més baixes).

També es cert que aquest trasplant al món digital obre noves possibilitats al control per histèresi, tals com les de fer una histèresi variable en el temps (amplitud de la histèresi funció de l'estat del sistema en un instant de temps determinat), tema que es tractarà més endavant del capítol, doncs és aquest, una de les novetats aportades per aquesta tesi.

4.3.2 Reguladors PI en referència estacionària.

A l'igual que el cas de control bang-bang del bucle de corrent, aquest també era molt utilitzat en els temps del control analògic. La idea bàsica d'aquest regulador consistia en implementar un bucle PI per cadascuna de les tres intensitats de l'ondulador trifàsic i la sortida del mateix comparar-la amb un senyal triangular de freqüència igual a la freqüència de commutació dels interruptors de potència .

Per tant, pel fet d'operar sobre les tres tensions de l'ondulador independentment una de l'altra, tampoc és capaç d'assolir estats nuls de tensió, i l'error en una de les intensitats d'una de les tres fases, també influeix sobre les altres dues fases, amb el que el seu comportament no és òptim.

Aquest regulador, un cop incorporat en el món digital, per qüestions de simplicitat, es va realitzar inicialment sobre les intensitats directa i quadratura de la referència estacionària o fixa a l'estator. Així amb dos únics controladors idèntics es podia realitzar el control de les tres intensitats de fase. Tal com es pot observar en la figura 4.3 aquest controlador no és efectiu, perquè no té en compte l'acoblament entre els eixos directe i en quadratura. Tot i

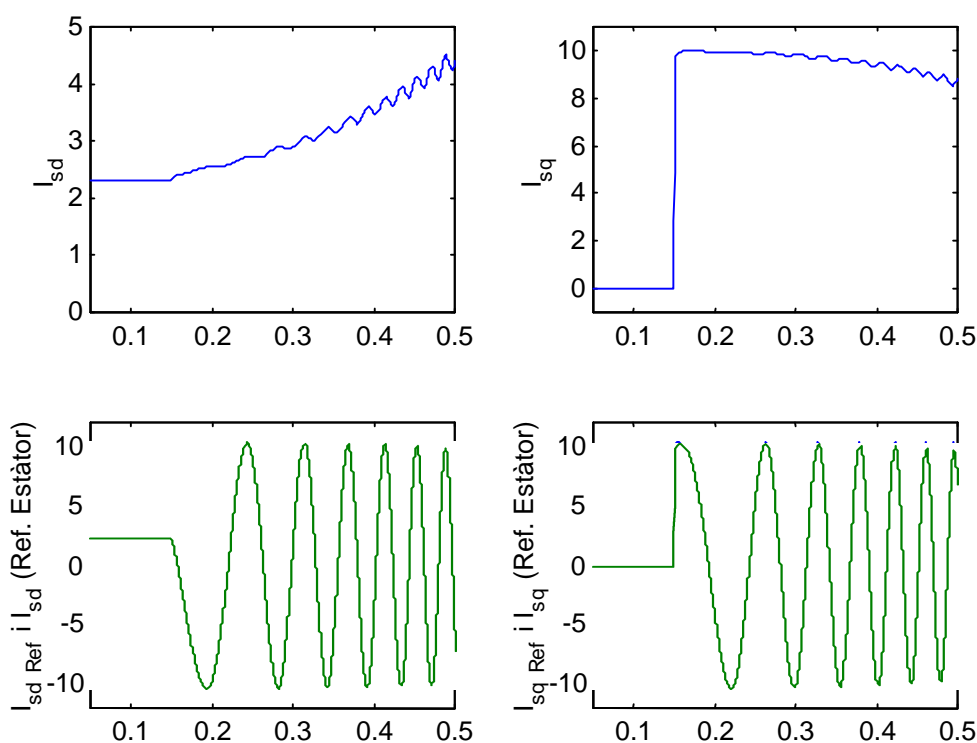


Fig. 4.3. Intensitats directa i quadratura (representades en la referència del control vectorial) en un bucle de corrent en la ref. fixa a l'estator, i les seves consignes i valors reals en la ref. fixa a l'estator.

que el controlador segueix amb fidelitat (amb un petit retard per ésser consignes senoidal en la major part de casos) les consignes que rep en la referència estacionària, es pot observar que pel contrari les intensitats en la referència en sincronisme es veuen forçament dependents una de l'altre (precisament per l'acoblament existent entre ambdues).

Evidentment encara que les gràfiques anteriors semblin terribles en quan a la possibilitat de poder controlar amb efectivitat tant la intensitat directa com la en quadratura, s'ha de tenir en compte que a posteriori es disposarà d'un altre controlador més extern que s'encarregui de controlar la intensitat magnetitzant (i per tant anirà variant la intensitat directa d'acord a la consigna d'intensitat magnetitzant) i un segon controlador que s'encarregarà, al seu torn, de controlar el parell (i per tant anirà variant la intensitat en quadratura d'acord a la consigna de parell).

Per tant aquests dos controladors més externs s'encarregaran al seu torn d'aconseguir que les variables que realment importen (intensitat magnetitzant i parell) es trobin properes a les seves consignes, encara que evidentment no de la forma més òptima, ni molt menys més ràpida. En la figura 3.4 s'han representat doncs aquestes dues variables, juntament amb les intensitats directa i quadratura (expressades en la referència en sincronisme). En aquesta figura es pot observar l'expressat anteriorment, en el sentit que encara que el control de les intensitats directa i quadratura no sigui el més correcte, no passa el mateix amb la intensitat magnetitzant i el parell.

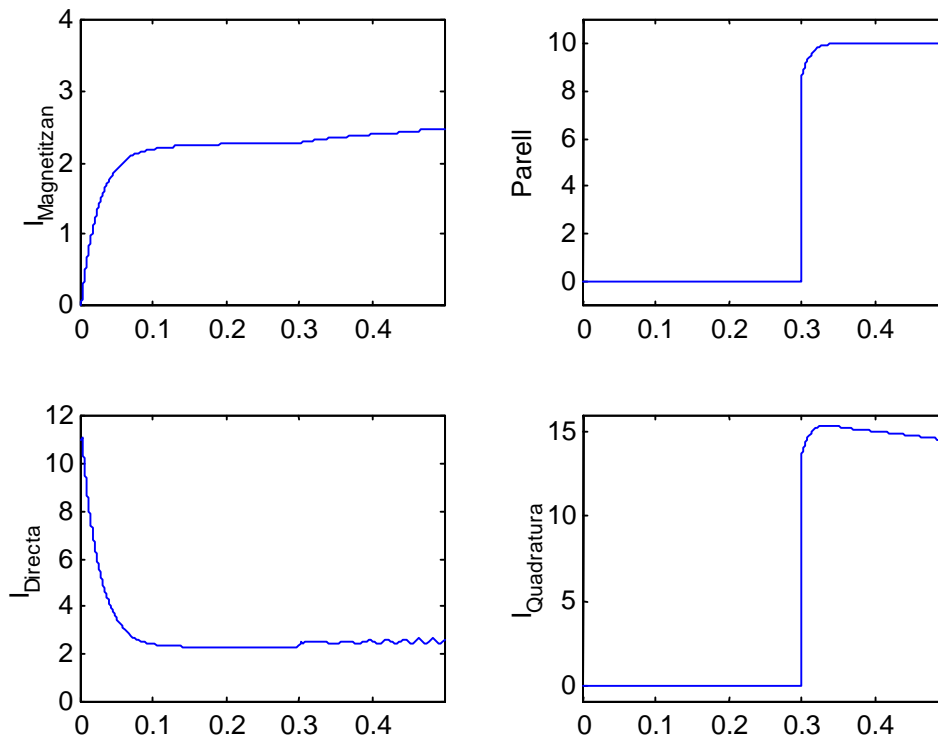


Fig. 4.4. Intensitat magnetitzant i parell, juntament amb les intensitats directa i quadratura (expressades en la referència del control vectorial).

4.3.3 Reguladors PI en referència síncrona.

A diferència dels dos bucles de corrent anteriors, aquesta metodologia ja no era aplicable en la lògica analògica, és a dir, va néixer plenament en els món del control digital o per microprocessador. La seva estructura és molt semblant al bucle anterior, però aquest cop les variables de consigna es troben expressades en la referència en sincronisme (més específicament la referència orientada respecte al màxim del camp magnètic del rotor, altrament coneguda com a referència del control vectorial). Com que de referències en sincronisme n'existeixen infinites, tenim doncs infinites estructures com l'actual. Tot i així d'aquestes infinites estructures, únicament són interessants unes quantes, d'entre elles en particular, l'estriada per a realitzar aquest exemple, la referència de control vectorial.

En la figura 4.5, es pot observar l'evolució de les intensitats directa i quadratura, i es pot observar com es troben perfectament desacoblades. Igualment s'ha trobat interessant representar la intensitat magnetitzant així com el parell motor, on igualment es pot observar que per un graó de parell (d'intensitat en quadratura), la intensitat magnetitzant (intensitat directa) no es veu alterada en absolut.

Cal destacar que les equacions de les tensions expressades en la referència del control vectorial (en realitat en qualsevol referència en sincronisme) les variables intensitat directa i intensitat en quadratura es troben acoblades (tal com es pot observar en la equació 4.1).

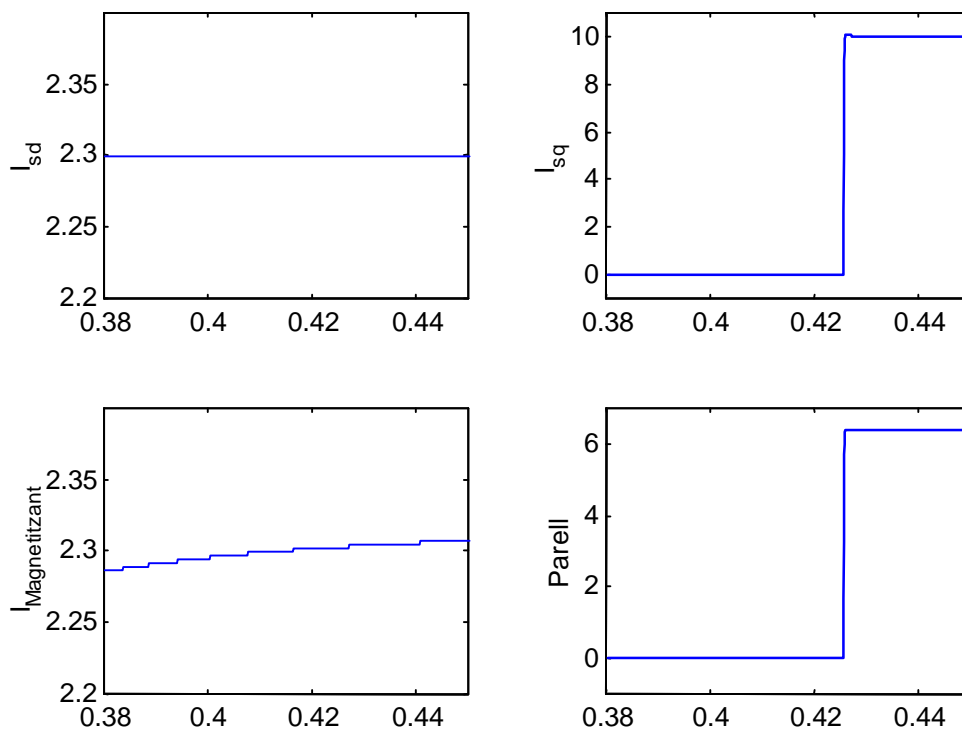


Fig. 4.5. Intensitat directa i magnetitzant així com intensitat en quadratura i parell, en un bucle de corrent en la referència en sincronisme.

Per tant per poder obtenir els resultats anteriors caldrà realitzar un desacoblament d'ambdues. Per altre costat cal destacar que en l'equació de la tensió de l'eix en quadratura, intervé un tercer factor (anomenat back FEM) i que és funció de la intensitat magnetitzant i de la pulsació dels corrents del rotor. Per tal d'obtenir uns bons resultats, també és molt convenient compensar aquest terme dins del controlador. La figura 4.6 mostra com queda finalment el controlador basat en els dos PI en la referència en sincronisme, un cop s'hi ha afegit el desacoblament dels eixos directe i quadratura, i la compensació de la força contraelectromotriu.

$$\begin{pmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_s + \left(L_s - \frac{a}{b} M \right) p & - \left(L_s - \frac{a}{b} M \right) \omega_e & \frac{M}{b} p & \frac{M}{b} \omega_e \\ \left(L_s - \frac{a}{b} M \right) \omega_e & r_s + \left(L_s - \frac{a}{b} M \right) p & \frac{M}{b} \omega_e & \frac{M}{b} p \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_{md} \\ i_{mq} \end{pmatrix} \quad (\text{Eq. 4.1})$$

L'equació anterior (Eq. 4.1), particularitzada pel cas de la referència orientada respecte al camp magnètic del rotor, i fent la hipòtesi de que la derivada de la intensitat magnetitzant serà nul·la (per que habitualment la consigna de la mateixa serà constant), es pot posar tal com segueix:

$$\begin{pmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_s + \left(\frac{L_s \cdot L_r - M^2}{L_r} \right) p & - \left(\frac{L_s \cdot L_r - M^2}{L_r} \right) \omega_e & 0 \\ \left(\frac{L_s \cdot L_r - M^2}{L_r} \right) \omega_e & r_s + \left(\frac{L_s \cdot L_r - M^2}{L_r} \right) p & L_r \omega_e \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \\ i_m \end{pmatrix} \quad (\text{Eq. 4.2})$$

Agrupant termes i definint la nova variable $L'_s = \frac{L_s \cdot L_r - M^2}{L_r}$, l'esquema del control amb desacoblament i compensació de la back FEM queda com:

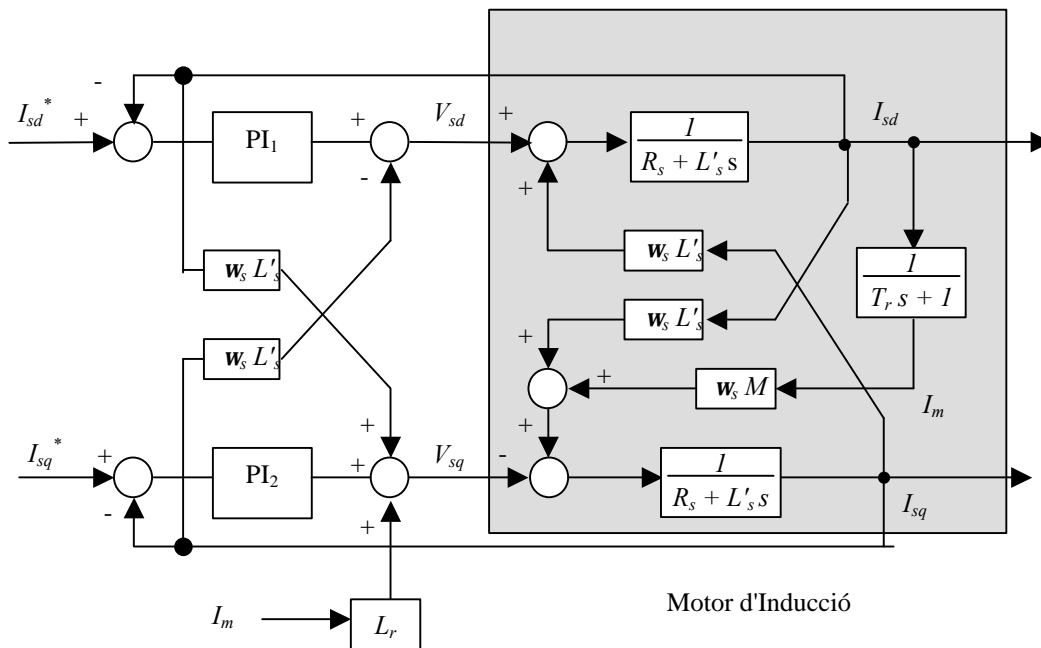


Fig. 4.6. Esquema del bucle de corrent en la referència en sincronisme, en el que ja s'ha incorporat el desacoblament entre els dos eixos i la compensació de la FEM.

Amb tot el vist fins ara, aquest bucle de regulació en la referència del control vectorial i totes les compensacions necessàries, es mostra molt adequat per a la tasca encomanada.

Tot i així té dos punts febles que cal tenir molt em compte i que el fan pràcticament descartable com un adequat bucle d'intensitat.

Aquestes dues limitacions són per un costat la seva alta dependència de l'estimació dels paràmetres del motor, i per altra costat, la seva incapacitat d'enfrontar-se en situacions de sobremodulació (quan la tensió resultant de l'algorisme de regulació és superior a la tensió aplicable per l'ondulador utilitzant la tècnica del SVPWM). En la figura 4.7 s'ha representat el resultat del mateix bucle anterior, però aquest cop incorporant-li una desintonia en els valors dels paràmetres del motor d'inducció (més específicament el valor de la inductància del rotor se l'ha suposat un 30% major del que realment és).

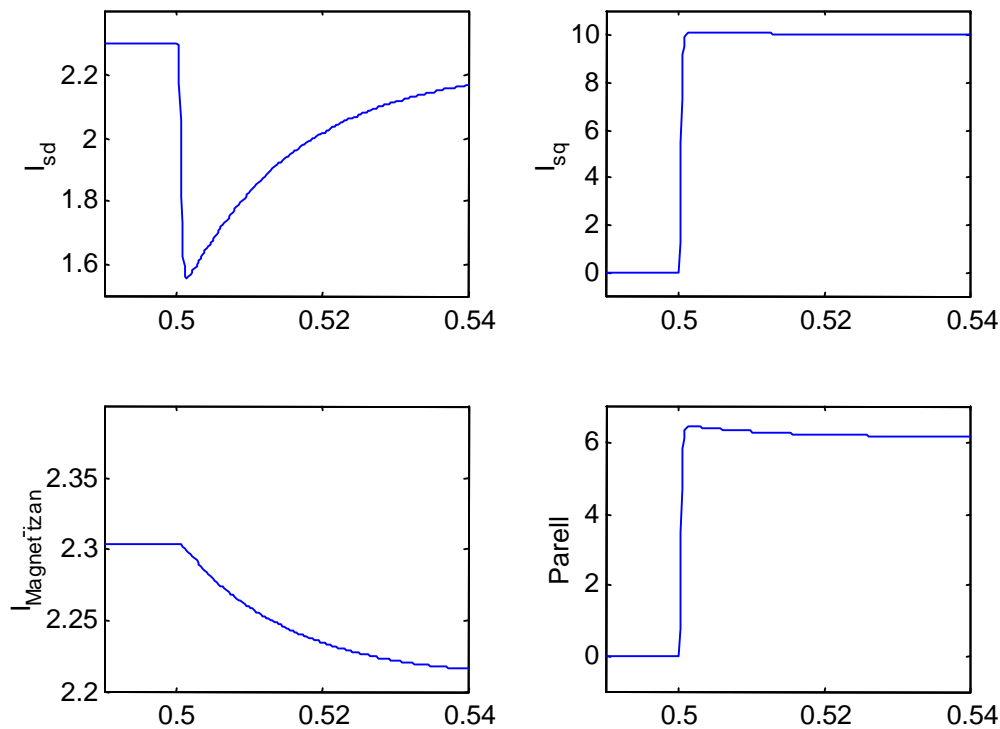


Fig. 4.7. Intensitat directa i en quadratura, intensitat magnetitzant i parell en el bucle d'intensitat en la referència en sincronisme amb desacoblament i compensació de FEM però amb desintonització de les variables del motor

Tal com es pot observar, en front una variació brusca d'intensitat en quadratura (graó de parell), la intensitat directa es veu forçament influenciada, és a dir, no existeix un desacoblament entre els dos eixos. Tot i així cal destacar que en règim permanent sí que s'assoleix un bon control d'ambdues variables, pel que el fet de perdre el desacoblament no és tant greu com a priori podria semblar, tot i així, aquesta forta dependència amb els paràmetres del motor, el converteix en una estructura de control no molt millor que les darreres presentades anteriorment. Cal destacar però a favor seu, el fet que les variables a controlar siguin quasi contínues (en règim permanent), la qual cosa simplifica molt el disseny dels reguladors.

4.3.4 Reguladors de corrent basats en un model intern de la màquina (IMC).

Aquests reguladors de corrent es troben basats en un coneixement previ del model de la màquina, i a diferència de tots els anteriors, aquest model s'incorpora dins del bucle de regulació de la intensitat [18]. Aquesta estratègia de control rep el nom de IMC (Internal Model Control) i ens porta finalment a l'adopció d'una estructura de control molt semblant a la dels reguladors PI en la referència en sincronisme, per tant, els avantatges que aquest sistema de control ens aporta són:

- ◆ Com a esquema de control s'obtenen reguladors PI o semblants, en una referència en sincronisme, amb el que les consignes són constants i per tant s'obté un error estàtic nul.
- ◆ I a diferència dels reguladors PI en una referència en sincronisme, els paràmetres del control s'obtenen en funció de paràmetres coneguts de la màquina, i d'un paràmetre (l'amplada de banda en llaç tancat desitjat pel control). Això simplifica en gran mesura el procés de prova i error per tal de sintonitzar els PI dels mètodes anteriors.

L'estratègia de control basada en el model intern (IMC) va ésser inicialment desenvolupada per a l'enginyeria química, i es tracta d'una estratègia de control robust. Abans d'aplicar aquesta estratègia al control del bucle de corrent del MI, es farà una petita introducció a l'IMC, l'estructura de control del qual es pot veure representada en la figura 8.

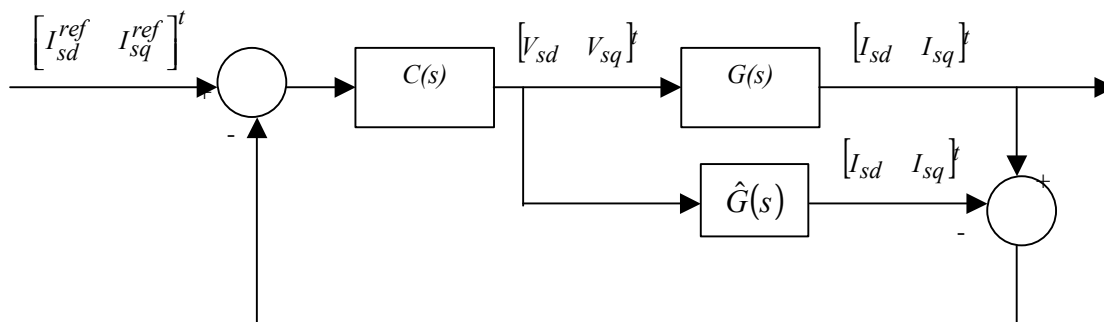


Fig. 4.8. Estructura de control de l'IMC on, $C(s)$ és el controlador IMC, $G(s)$ és la funció de transferència del IM, i $\hat{G}(s)$ és la funció de transferència del model intern del IM.

De l'esquema de control anterior, cal notar que si l'estimació del model del MI és perfecte, aleshores no existeix realimentació i la matriu de la funció de transferència en llaç tancat queda tal com: $G_c(s) = G(s)C(s)$. Per tant el sistema de control serà estable, si i només si $G(s)$ i $C(s)$ són ambdues estables.

A priori, podria semblar que una estratègia de control adequada, consistiria en fer la funció de transferència $C(s) = \hat{G}^{-1}(s)$ amb el que s'obtindria un temps d'establiment per a la consigna, teòricament instantani. Però evidentment aquesta estratègia ens aportaria molts altres inconvenients, que tot seguit s'enumeren:

- ◆ Un temps d'establiment quasi nul representarà valors de les variables de control (entrades) molt elevades i la major part de vegades impossibles d'aplicar. És a dir, en el cas del motor d'inducció, un temps d'establiment de les intensitats tant petit, representaria l'aplicació d'unes tensions de les que no es disposarien en els ondulators.
- ◆ Una desintonització dels paràmetres del model de la màquina repercutiria en errors de realimentació molt grans, amb el que possiblement s'entraria en inestabilitats del sistema de control.

Tot i els inconvenients anteriors, la idea es pot aprofitar si s'hi incorporen unes certes modificacions, que consisteixen bàsicament en fer la matriu de la funció de transferència, igual a la funció de transferència de la planta, però multiplicada per una altra funció de transferència corresponent a un filtre passa baixos, i la única funció del qual, consisteix en desintonitzar el controlador ideal, per tal de fer-lo més insensible a la variació dels paràmetres. Així doncs, la matriu de transferència del controlador quedarà tal com:

$$C(s) = \hat{G}^{-1}(s) \cdot L(s) \quad \text{on} \quad L(s) = \frac{\mathbf{a}}{s + \mathbf{a}} I \quad (\text{Eq. 4.3})$$

essent I la matriu identitat, i el coeficient α no és més que l'amplada de banda del controlador en llaç tancat. Cal recordar que en els sistemes de primer ordre, el temps d'establiment (t_r), definició del qual es troba en la figura 9, es troba relacionat amb l'amplada de banda per l'equació: $t_r = \ln \frac{9}{\mathbf{a}}$.

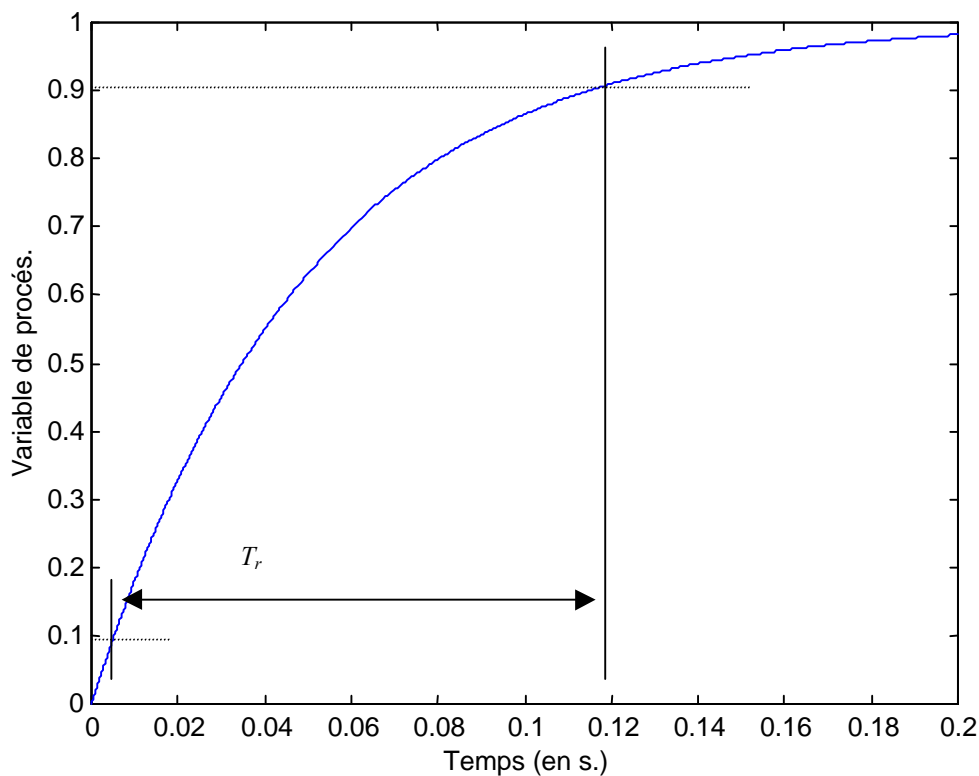


Fig. 4.9. Definició del temps d'establiment (t_r , rise time) d'un sistema de primer ordre.

Un cop introduït el principi del IMC, ara cal aplicar-lo al bucle de regulació de la intensitat del MI. Per tal de poder fer-ho, ens cal comptar amb la funció de transferència del bucle de regulació, funció que es pot obtenir directament de l'equació d'estat del MI en la referència en sincronisme (eq. 2.38). Si en aquesta equació es suposa que la intensitat es manté constant al llarg del temps (o que varia molt lentament), aleshores per tal d'obtenir la funció de transferència, els termes afectats per la intensitat magnetitzant es poden eliminar, ja que no serà més que una petita pertorbació que es pot compensar amb qualsevol terme integral. La funció de transferència queda doncs:

$$\begin{pmatrix} v_{sd} \\ v_{sq} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_s + L'_s p & -L'_s \cdot \mathbf{w}_e \\ L'_s \cdot \mathbf{w}_e & r_s + L'_s p \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{sd} \\ i_{sq} \end{pmatrix} \Rightarrow \hat{G}^{-1}(s) = \begin{pmatrix} r_s + L'_s s & -L'_s \cdot \mathbf{w}_e \\ L'_s \cdot \mathbf{w}_e & r_s + L'_s s \end{pmatrix} \quad (\text{Eq. 4.4})$$

Si per a obtenir la funció de transferència del controlador s'aplica l'equació 4.3 s'obté:

$$C(s) = \hat{G}^{-1}(s) \cdot L(s) = \frac{\mathbf{a}}{s + \mathbf{a}} \begin{pmatrix} r_s + L'_s s & -L'_s \cdot \mathbf{w}_e \\ L'_s \cdot \mathbf{w}_e & r_s + L'_s s \end{pmatrix} \quad (\text{Eq. 4.5})$$

Finalment cal observar que l'esquema de control de l'IMC presentat a la figura 4.8, es pot considerar totalment idèntic al següent esquema de control:

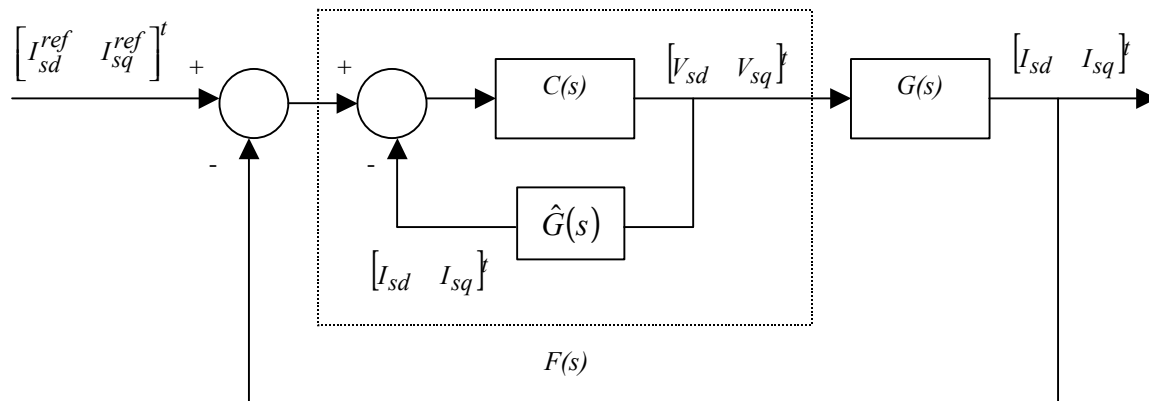


Fig. 4.10. Estructura alternativa de control de l'IMC.

Com que la funció de transferència $F(s)$ (funció de transferència resultant del laç de control que conté a $C(s)$ i $\hat{G}(s)$) es pot posar com:

$$F(s) = [1 - C(s) \cdot \hat{G}(s)]^{-1} \cdot C(s) \Rightarrow F(s) = \frac{\mathbf{a}}{s} \begin{pmatrix} r_s + L'_s s & -L'_s \cdot \mathbf{w}_e \\ L'_s \cdot \mathbf{w}_e & r_s + L'_s s \end{pmatrix} \quad (\text{Eq. 4.6})$$

control que en esquemes de bloc queda tal com s'ha representat en la figura 4.11.

Tal com es pot observar l'estructura final de control és molt semblant a l'obtinguda mitjançant el mètode dels PI en la referència en sincronisme amb desacoblament entre els dos eixos. Tot i així, l'estructura resultant de l'IMC es presenta molt més robusta a errors en

l'estimació dels paràmetres del motor, i a més presenta l'avantatge de que la sintonització d'aquest controlador es realitza únicament a partir d'un únic paràmetre (α), que tal com ja s'ha esmentat anteriorment, correspon a l'amplada de banda desitjada pel bucle de control.

En la figura 4.12 s'han representat els resultats de la simulació d'aquests esquema de control, sota les mateixes condicions que en tots els casos anteriors. Cal destacar, que tot i el que s'ha comentat respecte a la compensació de la FEM del motor, els resultats de la simulació s'han obtingut amb la incorporació d'aquesta compensació dins de l'estructura de control.

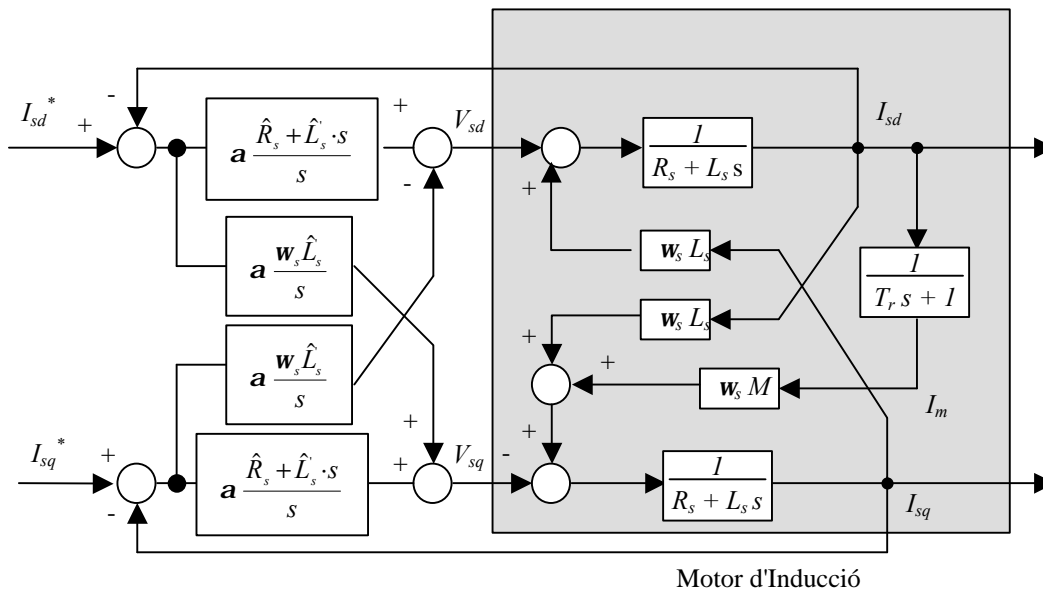


Fig. 4.11. Esquema del bucle de corrent com a resultat de l'aplicació de la teoria de l'IMC (Internal Model Control).

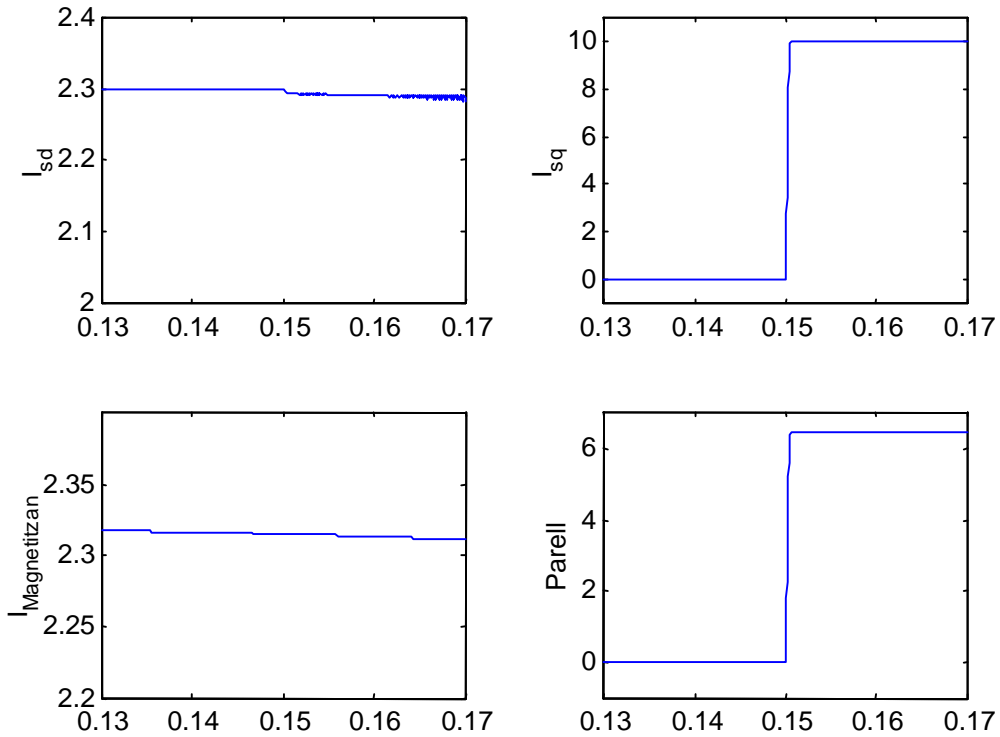


Fig. 4.13. Intensitat directa i en quadratura, intensitat magnetitzant i parell, en un bucle d'intensitat basat en l'IMC (Internal Model Control), quan existeix desintonia en els paràmetres del model del motor.

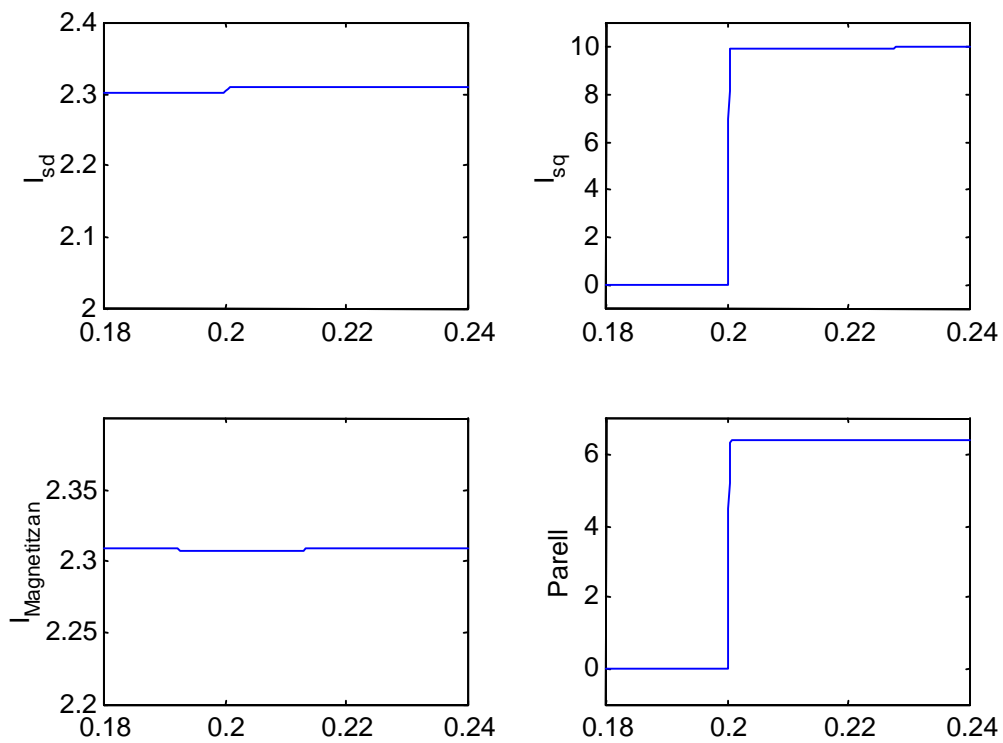


Fig. 4.12. Intensitat directa i en quadratura, intensitat magnetitzant i parell, en el bucle d'intensitat basat en el mètode de l'IMC (Internal Model Control).

4.3.5 Reguladors predictius.

Els reguladors predictius es basen en l'anàlisi de les trajectòries que el vector intensitat de l'estator descriurà en una referència en sincronisme. La metodologia de control consisteix en aplicar, a l'entrada de l'equació d'estat que descriu l'evolució temporal de les intensitats de l'estator, successivament els vuit vectors tensió, i trobar el temps que trigarà el vector intensitat a creuar la frontera de la circumferència amb centre, l'extrem del vector intensitat de consigna de l'estator, i de radi igual al màxim de l'error permès per a la intensitat. Cal destacar que aquestes trajectòries el més habitual és estudiar-les en una referència en sincronisme.

Un cop s'ha acomplert el primer pas de l'algorisme, i ja es disposa dels vuit temps associats als vuit vectors tensió, la següent etapa de l'algorisme de control consisteix en estriar aquell dels vuit temps més gran, per tal de poder aconseguir una menor freqüència de commutació. I per tant la sortida de l'algorisme ens dóna el vector tensió que en cada instant s'ha d'aplicar per a obtenir aquesta freqüència de commutació mínima.

En la figura 4.14 s'ha representat gràficament tot l'esmentat anteriorment. En ella es representa el vector intensitat de consigna, i tota una àrea (circumferència) que delimita els punts del pla que formen part de la banda d'histèresi del vector intensitat de l'estator. Igualment s'hi ha representat el vector intensitat real en un instant de temps tal que el seu extrem es troba precisament sobre la frontera de l'àrea histèresi. És en aquest moment que s'ha de trobar el nou vector tensió a aplicar, i per tant s'ha d'aplicar un dels vuit vectors tensió (que també s'han representat en la figura), que ens dóna una freqüència de commutació mínima.

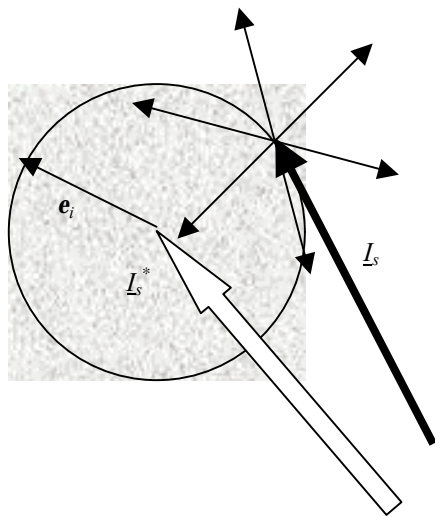


Fig. 4.14. Principi de funcionament del regulador predictiu, on e_i és la banda histèresi del vector intensitat de consigna.

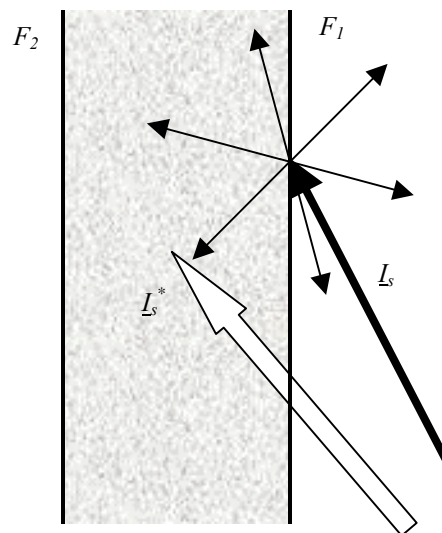


Fig. 4.15. Principi de funcionament del regulador predictiu, on F_1 i F_2 són les bandes histèresi del vector intensitat de consigna.

Efectivament, l'aplicació successiva dels 8 vectors tensió (6 vectors actius més dos nuls), a l'equació d'estat que descriu l'evolució temporal dels corrents, fins que aquests tornin a creuar la frontera de la circumferència amb radi ϵ_i , ens dona 7 estimacions de temps diferents. Els reguladors predictius, com que bàsicament tenen com a principal objectiu la persecució d'una freqüència de commutació mínima, d'entre les set estimacions de temps anteriors escullen aquella que sigui major, és a dir, la que ens doni una freqüència de commutació menor. És precisament per això que aquest és un mètode de freqüència de commutació variable.

La gran dificultat d'aquest mètode resideix en l'elecció adequada de la banda histèresis de l'error d'intensitat (el radi de la circumferència de la figura 4.14), ja que la freqüència de commutació dels interruptors de potència depèn molt directament d'aquesta, així com d'altres variables entre les que cal destacar la pulsació elèctrica dels corrents de l'estator i el mòdul de la intensitat magnetitzant.

Amb la utilització de la zona histèresis circular s'aconsegueix imposar, amb l'error corresponent, el corrent el més semblant possible al corrent de consigna. I per tant, si ens trobem en règim permanent i la consigna de corrent és senoidal, aleshores s'obindrà el corrent el mínim distorsionat possible, és a dir, amb el mínim components harmònics possibles.

Però en els accionaments del motor d'inducció, no és tant important una intensitat el menys distorsionada, com obtenir un menor arriestat de parell. I resulta que una intensitat amb poques components harmòniques, no representa automàticament un accionament amb el menor arriestat de parell possible. En realitat, l'arriestat de parell és funció únicament de la component en quadratura d'aquesta intensitat (per tant de la component harmònica, o de la distorsió que tingui aquesta component en quadratura). També és cert que l'arriestat de parell també dependria de la component harmònica de la intensitat directa (o de la seva distorsió), perquè aquesta afecta directament a la intensitat magnetitzant, que és l'altre terme que intervé en la generació de parell, però resulta que la constant de temps associada a la intensitat magnetitzant és habitualment un ordre de magnitud major que l'associada a la intensitat en quadratura, i per tant es pot despreciar tranquil·lament les variacions d'intensitat magnetitzant en quan el que fa a la generació de parell.

En altres paraules, el bucle d'intensitat no ha d'intentar minimitzar l'error total d'intensitat, sinó que és molt més important minimitzar la seva component en quadratura, que no pas la seva component en directa. És per aquesta raó, que la banda histèresis en cercle de la figura 4.14, s'ha truncat en un rectangle en la figura 4.15, ja que la única frontera que interessa és la de la component en quadratura.

L'algorisme del regulador predictiu, amb tot l'esmentat anteriorment queda tal com segueix:

- ◆ Cada cop que el vector intensitat creua una de les dues fronteres (F_1 i F_2 en la figura 4.15), l'estat dels interruptors de l'ondulador s'han de canviar. El següent vector que s'aplicarà $\underline{V}_{s\ NEXT}$, ha d'acomplir amb les següents condicions:

$$\triangleright \operatorname{Im}\left\{\frac{d\underline{I}_s}{dt}\right\} \approx \operatorname{Im}\{V_{s\text{Next}} - \underline{E}\} \begin{cases} < 0 \text{ at } F_2 \\ > 0 \text{ at } F_1 \end{cases} \text{ on } \underline{E} = j\omega_e(L_s' \underline{I}_s + M' \underline{I}_m)$$

Efectivament, prenent l'equació d'estat del MI en la referència en sincronisme (eq. 2.42) (només les dues primeres equacions corresponents a l'equació de les tensions de l'estator), i expressant-la en variables de Ku, s'obté:

$$\underline{V}_s = (r_s + L_s' p)\underline{I}_s + j\omega_e(L_s' \underline{I}_s + M' \underline{I}_m) + M' p \underline{I}_m \quad (\text{Eq. 4.7})$$

i tenint en compte, que en orientar l'eix directa d'aquesta referència respecte a \underline{I}_m , la seva derivada només representaria variacions de la seva magnitud, i a més, despreciant la caiguda ohmica de l'estator, l'equació 4.7 es pot simplificar, donant:

$$\underline{V}_s = L_s' p \underline{I}_s + j\omega_e(L_s' \underline{I}_s + M' \underline{I}_m) \Rightarrow \frac{d}{dt} \underline{I}_s = \frac{1}{L_s'} (\underline{V}_s - \underline{E}) \quad (\text{Eq. 4.8})$$

on: $\underline{E} = j\omega_e(L_s' \underline{I}_s + M' \underline{I}_m)$.

- ◆ D'entre els diversos vectors tensió que acompleixen l'equació anterior, s'ha d'escollir aquell que per tal de poder aplicar-lo, només s'ha de canviar l'estat d'un sol dels interruptors (mínima freqüència de commutació).
- ◆ Finalment s'ha d'acomplir que el valor mitjà de la component directa sigui igual a la seva consigna: $\overline{\underline{I}_{sd}} = \underline{I}_{sd}^*$.

Capítol 5. OSVPWM (Optimized Space Vector PWM).

En aquest capítol es farà un estudi dels diferents mètodes de PWM, destacant entre tots ells el SVPWM (Space Vector Pulse Width Modulation), per ésser el més apropiat per al ODTC, ja que la variable de control en aquest serà una tensió expressada en els eixos D i Q, que precisament coincideix amb la variable d'entrada del SVPWM. Cal destacar que igualment es presentaran diverses millores del SVPWM que portaran a definir un nou mètode de modulació, que l'autor ha anomenat OSVPWM (Optimised SVPWM). Finalment es presentarà un estudi dels efectes que pot tenir el temps mort dels interruptors sobre la màquina, i s'aportarà com a novetat la tensió màxima que es pot obtenir amb el SVPWM quan es tenen en compte les limitacions dels onduladors.

5.1 Introducció.

L'ondulador trifàsic de tensió és el convertidor DC/AC per excel·lència. Aquest s'utilitza sota dos punts de vista diferents. El primer i fins fa uns anys d'utilització més estesa, consisteix en el CCSI (Current Controlled Voltage Source Inverter), és a dir, en l'ondulador de tensió controlat per corrent, bé sia amb la utilització de dos bucles PID, bé amb la utilització de dos controls per histèresi. La segona forma d'utilitzar l'ondulador de tensió és la forma més genuïna del mateix, i consisteix en modular la tensió de consigna mitjançant algun dels coneguts mètodes de modulació, com el PWM (Pulse Width Modulation).

Tots dos mètodes no utilitzen les capacitats de l'ondulador eficientment. El primer pateix d'una disminució important de l'ampla de banda màxim de la consigna, ja que els bucles PID o la histèresi, representen un filtre a la mateixa. Per altra banda el PWM no utilitza tota la tensió disponible en el bus de DC.

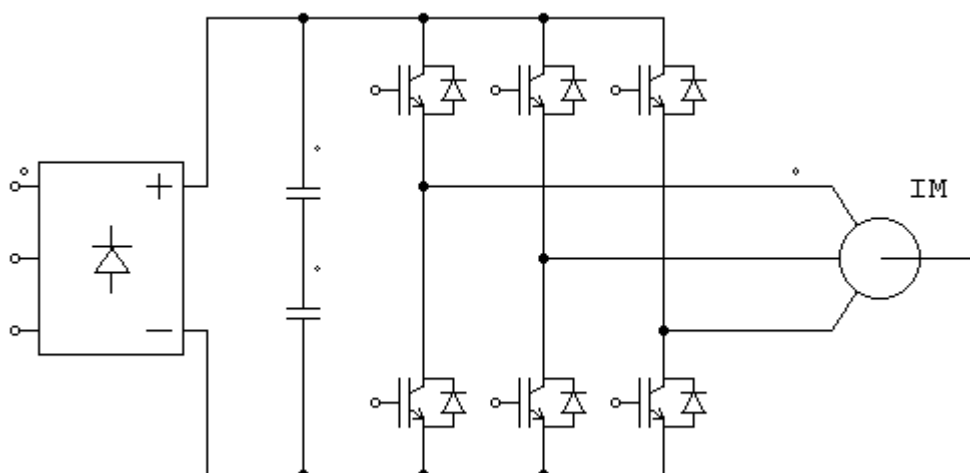


Fig. 5.1. Estructura típica d'un ondulador trifàsic de tensió, alimentant a un motor d'inducció.

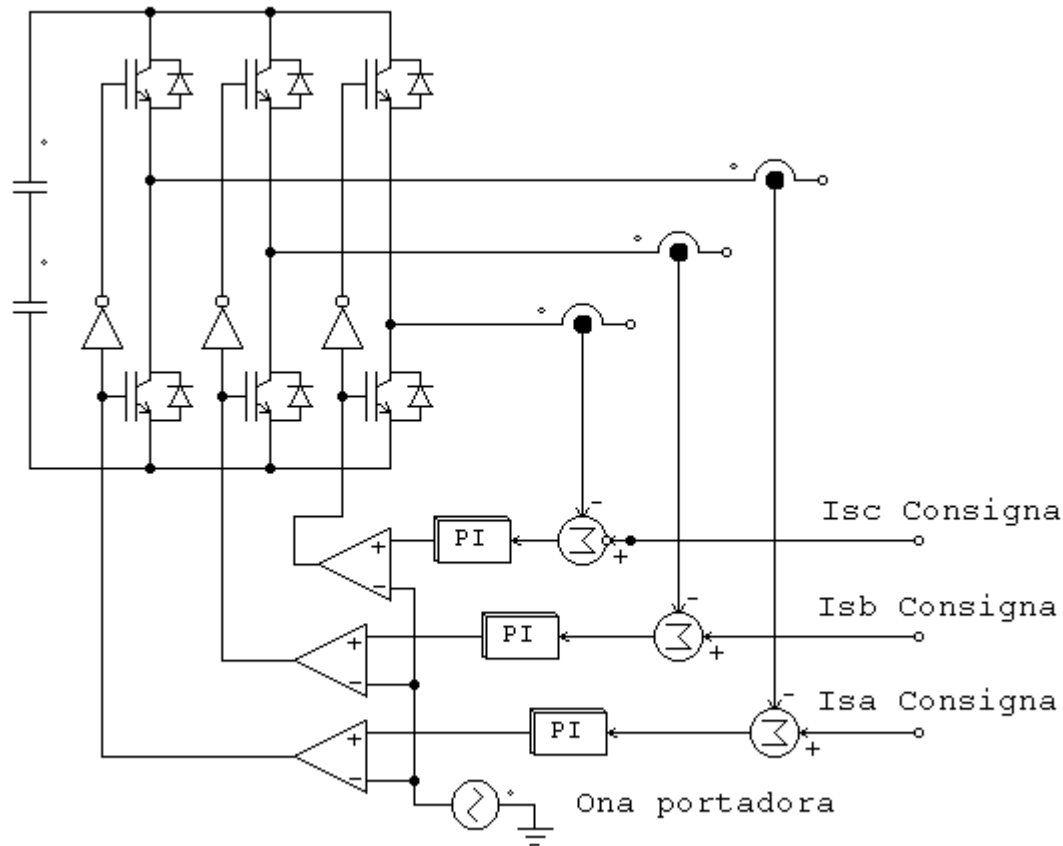


Fig. 5.2. Estructura d'un CCVSI (Current Controlled Voltage Source Inversor), amb el control tradicional amb PI.

Amb la generalització del mètode de Park per a controlar la velocitat del MI, també es va aplicar aquest al PWM, apareixen el que es conegué com el SVPWM (Space Vector PWM). Aquest mètode, ja per natural, incloïa en el seu algorisme la discretització en 8 únics vectors que imposa l'ondulador trifàsic, i per tant ens permet, per un costat assolir el màxim d'amplada de banda que ens proporciona la freqüència màxima de commutació dels interruptors, i per altra costat permet aprofitar molt millor la tensió disponible del bus de DC.

Tot i així el SVPWM encara addueix de certs defectes que no el permet obtenir el màxim de possibilitats de l'ondulador. Aquests defectes són principalment que no incorpora la transició suau al *six-steps*, i que en el seu algorisme de càlcul no es tenen en compte les limitacions dels interruptors, com són el temps mort que s'ha de deixar entre que s'obre un interruptor i es tanca l'altre interruptor de la mateixa branca, i el temps mínim que un interruptor ha de romandre tancat per tal que aquest apliqui la tensió corresponent a la càrrega.

5.2 Revisió dels diferents mètodes de modulació.

Tot seguit es presentaran els principis de funcionament dels principals mètodes de modulació (o conversió DC/AC), ordenats de forma cronològica. D'entre els molts mètodes possibles, s'introduiran breument els que, per la seva importància històrica, s'han considerat de més interès.

5.2.1 La modulació per ona semiquadrada.

El primer mètode de modulació que s'utilitzà fou el de l'ona semiquadrada o quasi-quadrada (més coneguda avui en dia com el *six-steps*). D'entre totes les diverses tècniques de modulació, aquesta és la que aporta la màxima tensió de sortida de l'ona fonamental; però en les seves desavantatges, cal apuntar la màxima distorsió harmònica, de entre totes elles.

És precisament pel seu alt THD (Tassa de distorsió harmònica), que aquest mètode no s'empra de forma exclusiva en l'actualitat; avui en dia, el seu ús es troba restringit a les aplicacions de control de la velocitat del motor d'inducció, en les zones de màxima velocitat i màxim parell, on precisament es busca disposar de la màxima tensió possible, no important en absolut les pèrdues ocasionades pels corrents d'ordre harmònic superiors a la fonamental.

5.2.2 El PWM.

El PWM (de l'anglès *Pulse Width Modulation*, modulació per amplada d'impulsos, figura 5.3), fou el mètode més utilitzat durant les èpoques dels vuitanta, i principis dels noranta. La seva simplicitat constituïa la base del seu èxit. Les primeres versions analògiques del mateix, consistien en la comparació de la senyal sinusoidal de referència, amb una senyal triangular, de freqüència igual a la freqüència màxima de commutació dels interruptors de potència de l'ondulador. Quan la tensió de consigna prenia un valor superior a l'ona triangular, es donava l'ordre de posar-se en conducció a l'interruptor superior de la branca en qüestió, en cas contrari, era l'interruptor inferior el que es posava en conducció.

La seva implementació a base d'elements analògics (principalment amplificadors operacionals, oscil·ladors, condensadors i resistències), eren la font dels principals problemes que aquest mètode presentava. Entre tots ells, s'ha de destacar la diferència de temps morts que aplicava a les branques de l'ondulador, per culpa de la tolerància dels diversos components passius. Aquestes diferències en els temps morts, degeneraven en aplicació de tensions contínues que podien saturar els possibles transformadors i inductàncies col·locades a la seva sortida.

Posteriorment i amb l'aparició del control "tot-digital" i realitzat ja directament des del microcontrolador o DSP (Digital Signal Processor) es va emprar la versió discreta del mateix (SPWM o Scalar PWM). Amb l'eliminació dels components analògics es va eliminar també els problemes derivats dels mateixos.

Però arribats en aquest punt, els investigadors es varen donar compte de que no aconseguien el màxim profit de la tensió disponible de contínua. Tal com es mostrarà en l'apartat 5.11, tant en la versió analògica com en la seva versió discreta, el PWM únicament pot assolir un 86.6% de la tensió trifàsica d'entrada. Així doncs, donada una tensió d'entrada de, per exemple 400V, la màxima tensió assolible amb la modulació PWM serà de 347 V (tots els resultats anteriors han estat calculats en els casos més ideals possibles, en realitat les tensions assolibles seran sempre inferiors, degut a les caigudes de tensió en els diferents components).

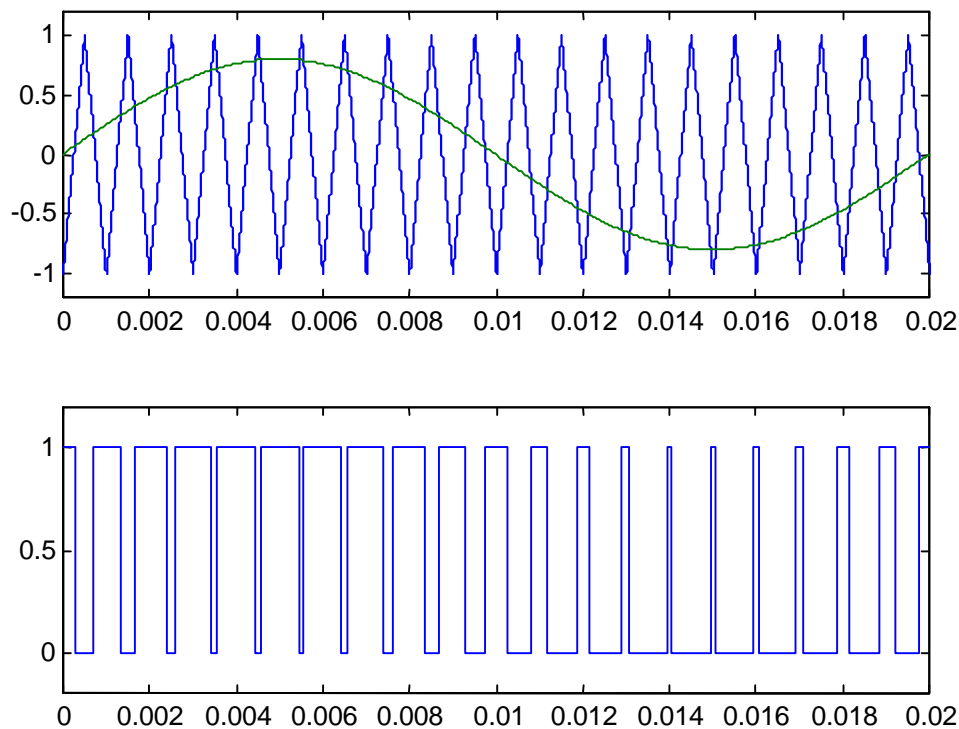


Fig. 5.3. Principi de funcionament del PWM analògic.

Prenent en compte que la majoria de motors que s'han d'alimentar amb un ondulador PWM, estaran dissenyats per a una tensió igual a la de la xarxa i, vista la impossibilitat del PWM d'obtenir aquests nivells de tensió a la seva sortida, la major part de motors treballen amb tensions d'alimentació inferiors a les seves tensions nominals. Així doncs, en màquines d'inducció, això es reflecteix en la impossibilitat de mantenir la relació tensió-freqüència constant a 50 Hz, amb la conseqüent reducció de rendiment i augment de l'escalfament d'aquest. Aquest fet, per altre costat, ha portat ja a dissenyar motors pensats per a funcionar específicament amb convertidors de freqüència, amb la conseqüent modificació de la tensió i freqüència nominal, per a adaptar-los a les característiques dels actuals variadors de freqüència (per exemple, en el cas de la xarxa esmentada anteriorment, el motor d'inducció es dimensionaria per a treballar en condicions nominals a una tensió de 347 V i 50 Hz).

Si a aquest fet, li afegim que darreres investigacions avaluen el màxim aprofitament del bus de contínua (degut a les pèrdues en els diferents elements actius i/o passius que formen el convertidor) en aproximadament el 97%, la necessitat d'emprar mètodes de sobremodulació sembla evident (obtenir tensions més elevades de les purament assolibles amb el PWM tradicional).

5.2.3 El PWM amb l'addició de tercer harmònic.

Aquest fou un dels primers mètodes que va intentar, i de fet va aconseguir, augmentar la tensió trifàsica de sortida d'un ondulador. El seu principi de funcionament, i a diferència del PWM explicat en l'apartat anterior, radica en intentar obtenir una tensió composta sinusoïdal (tensió entre fases), i no una tensió senzilla sinusoïdal (com era el cas del PWM tradicional). Per tant, la forma de la tensió senzilla no és important, sempre i quan la tensió composta sigui realment la desitjada.

Si es té en compte que les components harmòniques de tensió d'ordre múltiples de 3 (és a dir, les tensions homopolars), s'anul·len en les tensions compostes, la modulació PWM amb addició de tercer harmònic, afegeix a les tensions sinusoïdals de referència de cadascuna de les tres fases, una tensió també sinusoïdal, però de freqüència triple que la fonamental (és a dir de 150 Hz). Tal com es mostrarà en l'apartat 5.11, amb l'addició d'aquest tercer harmònic a la tensió de referència, s'aconsegueix augmentar la tensió composta de sortida (la seva component fonamental) fins a assolir un 100% de la tensió trifàsica d'entrada.

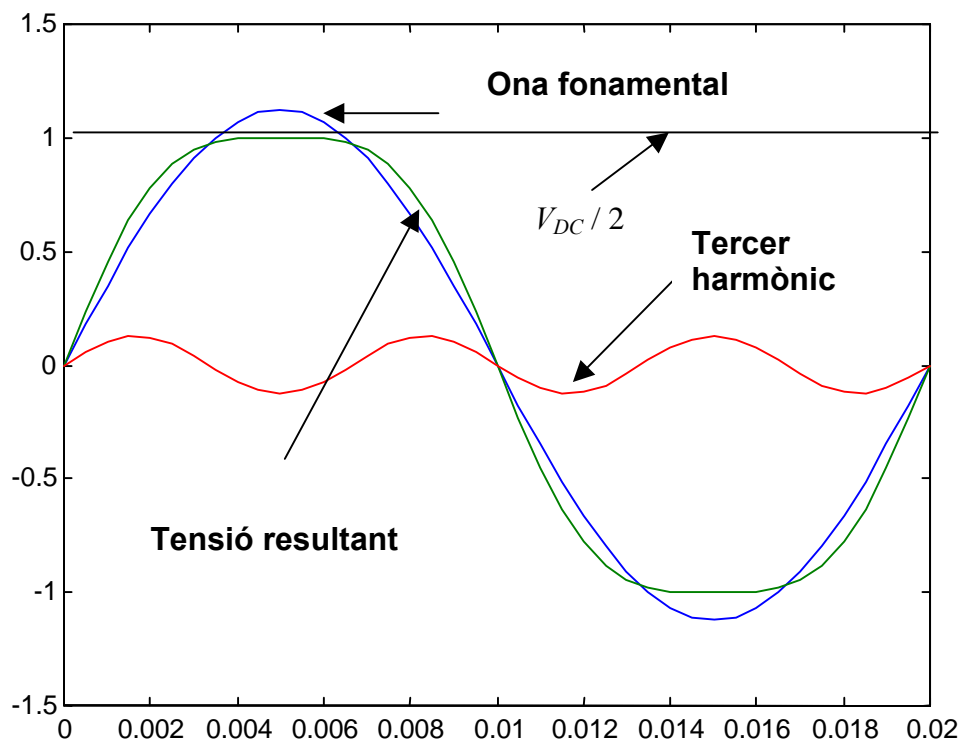


Figura 5.4. Tensió de referència una vegada sumat el tercer harmònic.

5.3 El Space Vector PWM.

El SVPWM parteix de la constatació de que l'ondulador trifàsic de tensió disposa de 6 interruptors, que es poden trobar o en estat passant o en estat de bloqueig. Els dos interruptors d'una mateixa branca només disposen de 2 graus de llibertat, ja que sempre s'han de trobar en estats oposats. Per tant l'ondulador trifàsic només pot generar $2^3 = 8$ tensions trifàsiques diferents a la seva sortida (tres branques diferents que poden assolir dos únics estats).

	S ₁	S ₂	S ₃	$\underline{V} = (V_r, V_s, V_t)$	$\underline{V}_{\text{Park}} = (V_d, V_q, V_0)$
\underline{V}_0	0	0	0	$(-E_d/2, -E_d/2, -E_d/2)$	$\left(0, 0, -\frac{\sqrt{3}}{2} E_d\right)$
\underline{V}_1	1	0	0	$(E_d/2, -E_d/2, -E_d/2)$	$\left(\frac{\sqrt{2}}{3} E_d, 0, -\frac{\sqrt{3}}{6} E_d\right)$
\underline{V}_2	1	1	0	$(E_d/2, E_d/2, -E_d/2)$	$\left(\frac{1}{\sqrt{6}} E_d, \frac{1}{\sqrt{2}} E_d, \frac{\sqrt{3}}{6} E_d\right)$
\underline{V}_3	0	1	0	$(-E_d/2, E_d/2, -E_d/2)$	$\left(-\frac{1}{\sqrt{6}} E_d, \frac{1}{\sqrt{2}} E_d, -\frac{\sqrt{3}}{6} E_d\right)$
\underline{V}_4	0	1	1	$(-E_d/2, E_d/2, E_d/2)$	$\left(-\frac{\sqrt{2}}{3} E_d, 0, \frac{\sqrt{3}}{6} E_d\right)$
\underline{V}_5	0	0	1	$(-E_d/2, -E_d/2, E_d/2)$	$\left(-\frac{1}{\sqrt{6}} E_d, -\frac{1}{\sqrt{2}} E_d, -\frac{\sqrt{3}}{6} E_d\right)$
\underline{V}_6	1	0	1	$(E_d/2, -E_d/2, E_d/2)$	$\left(\frac{1}{\sqrt{6}} E_d, -\frac{1}{\sqrt{2}} E_d, \frac{\sqrt{3}}{6} E_d\right)$
\underline{V}_7	1	1	1	$(E_d/2, E_d/2, E_d/2)$	$\left(0, 0, \frac{\sqrt{3}}{2} E_d\right)$

Taula 5.1. Components D, Q, i 0 dels vuit vectors tensió d'un ondulador trifàsic.

En la taula anterior s'han representat els vuit estats diferents que poden prendre els sis interruptors de l'ondulador. Igualment també s'ha presentat les tensions de cadascuna de les tres fases associades a cadascun dels vuit estats dels interruptors i finalment s'ha presentat aquestes mateixes tensions expressades en variables de Park. Per simplicitat, i sense cap pèrdua de generalitat, s'ha suposat a l'ondulador amb punt mitjà de tensió en el bus de contínua. En cas de que l'ondulador no disposés d'aquest punt mitjà de tensió, aleshores es podria prendre com a tensió de referència l'extrem negatiu del bus de contínua, i per tant

les tensions de les tres fases en mourien entre E_d i 0, però les seves components de Park no canviarien en absolut.

Si es representen aquests vectors en el pla dels eixos D i Q, s'obtenen sis vectors desfasats 60° un respecte a l'altre, i dos vectors de longitud zero, tal com es pot observar a la figura 5.3. En la mateixa figura també s'ha representat el vector tensió de consigna \underline{V} , així com els límits de tensió màxima sintetitzable per l'ondulador amb la utilització de diferents tècniques (hexàgon i les dues circumferències inscrites).

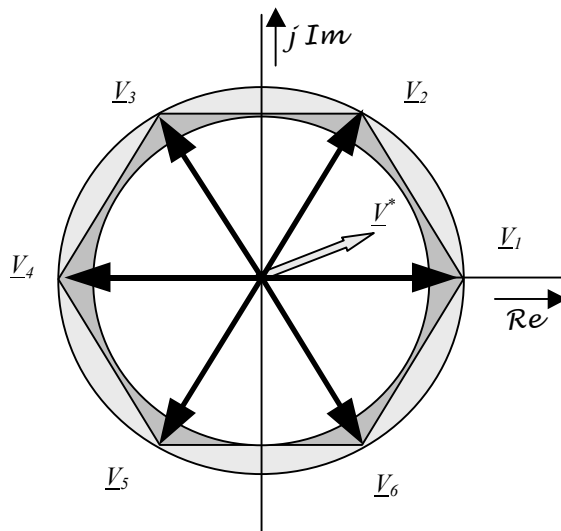


Fig. 5.3. Diagrama de la modulació vectorial SVPWM, junt al vector tensió de consigna.

La modulació SVPWM consisteix en sintetitzar el vector tensió \underline{V} (expressat en eixos D i Q) que es desitja aplicar en borns de la càrrega, utilitzant directament els 8 únics vectors de que disposa l'ondulador.

Per a sintetitzar un vector tensió qualsevol a partir dels vuit vectors aplicables per part de l'ondulador, s'imposa que el producte $\underline{V} \cdot T/2$ (on T és l'invers de la freqüència de commutació dels interruptors i \underline{V} el vector tensió a sintetitzar en forma complexa) sigui igual a la suma de productes $\sum \underline{V}_i \cdot t_i$ on \underline{V}_i és el vector $i=0, \dots, 7$ aplicable per l'ondulador durant el temps t_i (amb la restricció de que $T/2 = \sum t_i$).

Com es pot suposar, aquest tipus de síntesis dóna lloc a moltes diferents possibilitats, ja que no hi ha una única manera de sintetitzar un vector tensió qualsevol a partir dels 8 disponibles. Per tant al llarg del temps ha anat apareixent diferents tècniques de síntesis, cadascuna d'elles pretenen optimitzar diferents aspectes de l'ondulador (mínima freqüència de commutació) i la forma del corrent de sortida (contingut mínim d'harmònics ...).

El primer que va aportar una tècnica de síntesis i que va ésser a la vegada el primer en parlar del SVPWM fou al 1988 H. W. Van Der Broek [16]. Aquesta tècnica es trobava orientada a optimitzar la freqüència de commutació dels interruptors, i per tant, per a realitzar la síntesis del vector tensió, utilitzava únicament els dos vectors adjacents al vector a sintetitzar.

Posteriorment, Ogasawara et al. [20], va presentar una segona tècnica que estava orientada a la optimització del contingut d'harmònics de la corrent de sortida de l'ondulador, i per tant, en funció del vector tensió que es desitgés sintetitzar, s'escollien diferents tècniques de síntesis. Tot i que aquest mètode no és el més utilitzat, posteriorment es detallarà amb més profunditat el seu enfoc, ja que aquest és una de les bases del OSVPWM.

Per tant, tot seguit es presentarà el mètode de síntesis introduït per H. W. Van Der Broek, per què a més d'ésser el mètode més utilitzat, també és el que es presta més al seu estudi per a posar en evidència les seves limitacions. A partir d'ara, quan es faci referència al SVPWM es farà referència a aquest mètode en particular, per contra quan ens vulguem referir al mètode presentat per Ogasawara, nomenarem a aquest explícitament.

Així doncs, si prenem com a mètode de síntesis el presentat per Van Der Broek, per tal de poder sintetitzar el vector tensió de consigna, s'ha d'imposar que el valor mitjà al llarg d'un període dels dos vectors adjacents al vector consigna, més els dos vectors nuls, siguin iguals al vector consigna [16][21]. En la figura 5.4 s'ha particularitzat pel cas de la primera regió:

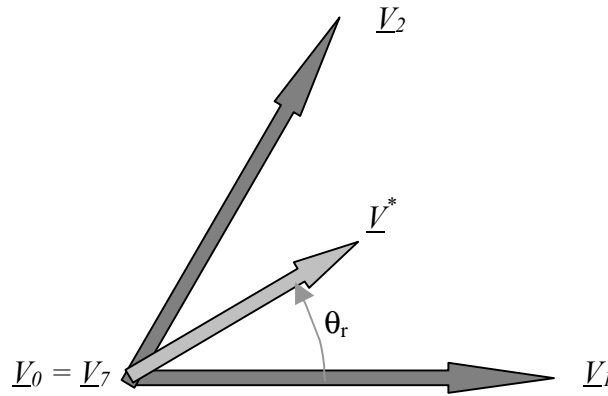


Fig. 5.4. Síntesis del vector de consigna \underline{V}^* a partir dels dos vectors adjacents i dels dos vectors nuls.

Si prenem $V = \sqrt{V_d^2 + V_q^2}$ i $\mathbf{q}_{dq} = a \tan\left(\frac{V_q}{V_d}\right)$ aleshores aquest angle \mathbf{q}_{dq} determina una regió d'entre les sis possibles. Definim l'angle \mathbf{q}_r ($0 \leq \mathbf{q}_r < \mathbf{p}/3$) dins d'una de les sis regions com: $\mathbf{q}_r = \mathbf{q}_{dq} - \mathbf{p}/3 \cdot n$ $n = 1, 2, \dots, 6$. Aleshores els vector tensió de consigna que es desitja modular, ha d'acomplir que:

$$\underline{V}^* = \frac{T_a}{T_s} \underline{V}_a + \frac{T_b}{T_s} \underline{V}_b \quad (\text{Eq. 5.1})$$

on T_s és la meitat del període de commutació, \underline{V}_a i \underline{V}_b són els dos vectors directament sintetitzables per l'ondulador adjacents al vector tensió de consigna, i T_a i T_b són els temps d'aplicació d'aquests dos vectors anteriors. Aleshores, aïllant de l'equació anterior aquestes dues últimes variables (T_a i T_b), s'obté:

$$\begin{aligned} T_a &= \frac{\sqrt{3} \cdot V}{V_{DC}} T_s \sin\left(\frac{\mathbf{p}}{3} - \mathbf{q}_r\right) \\ T_a &= \frac{\sqrt{3} \cdot V}{V_{DC}} T_s \sin(\mathbf{q}_r) \\ T_0 &= T_s - T_a - T_b \end{aligned} \quad (\text{Eq. 5.2})$$

On V_{DC} és la tensió del bus mitjà de consigna, i T_0 és el temps d'aplicació dels dos vectors nuls (\underline{V}_0 i \underline{V}_7). Habitualment, aquest temps d'aplicació dels vectors nuls, es distribueix a parts iguals entre cadascun dels dos vectors esmentats amb anterioritat. El que ens permet obtenir el conegut SVPWM simètric, tal com s'observa en la figura adjunta (fig. 5.5).

Per aconseguir el menor nombre de commutacions, es segueix l'estratègia d'anar canviant l'ordre d'aplicació dels quatre vectors anteriors, així en el cas de la regió compresa entre els vectors \underline{V}_1 i \underline{V}_2 , la seqüència d'aplicació dels vectors que es segueix és la següent: $\underline{V}_0 - \underline{V}_1 - \underline{V}_2 - \underline{V}_7 - \underline{V}_7 - \underline{V}_2 - \underline{V}_1 - \underline{V}_0 - \underline{V}_2 \dots$

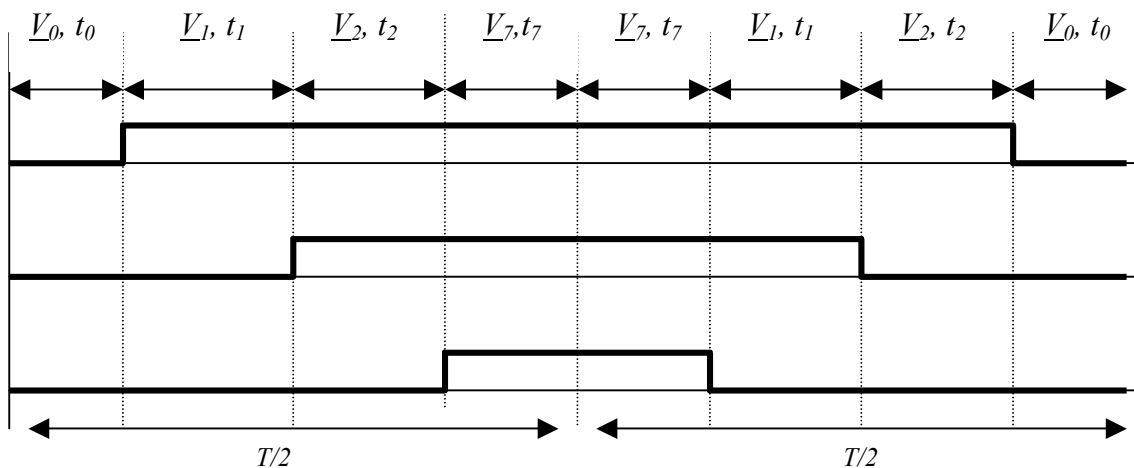


Fig. 5.5. Aplicació successiva dels quatre vectors tensió per part de l'ondulador. Es presenten les tensions de cadascuna de les tres branques de l'ondulador.

5.4 Anàlisi crític del SVPWM.

El SVPWM presentat anteriorment addueix d'una sèrie d'inconvenients importants, que el fan de difícil implementació en un controlador digital (microcontrolador o Digital Signal Processor DSP). D'entre tots els inconvenients que presenta el SVPWM, el més problemàtic de tots és la necessitat de càlculs matemàtics necessaris.

En l'obtenció dels temps de conducció de cadascuna de les tres branques, s'ha de realitzar el càlcul d'un sinus, i igualment per a la determinació de la regió en la que es troba el vector tensió de consigna, s'ha de realitzar una arctangent. Aquestes dues funcions matemàtiques no es troben implementades en els microcontroladors o DSP utilitzats pel control dels MI o en el seu cas dels onduladors. Això fa molt costosa, en temps de càlcul i en la utilització de memòria, la implementació de l'algorisme anterior. S'ha de tenir en compte que habitualment es desenvolupen aquestes funcions mitjançant una 'look-up table' o el que és el mateix, un mapejat de la funció sobre una taula, amb el que la ocupació de memòria és important (major quan major precisió en la discretització de la funció sinus es desitgi) i les instruccions a realitzar molt nombroses.

A tall d'exemple, s'adjunta la taula 5.2 on s'especifica per un DSP en concret (TMS320F240 de Texas Instruments), el nombre d'instruccions i l'ocupació de memòria necessària per la implementació de la funció sinus mitjançant 'look-up tables'.

Temps d'execució i memòria necessària per a la instrucció sinus en el TMS320F40			
	Nº d'Instruccions	Temps d'execució	Memòria ⁶
SIN en ensamblador	35	1.75 µs	32 + 100
COS en ensamblador	38	1.90 µs	34 + 100
SIN (compatible amb C)	42	2.10 µs	42 + 100
COS (compatible amb C)	45	2.25 µs	44 + 100
SIN + COS en ensamblador	58	2.90 µs	66 + 100

Taula 5.2. Temps d'execució i memòria necessària per a la instrucció sinus en el TMS320F40.

5.5 Implementació optimitzada del SVPWM en DSP.

Tot seguit es presenta un algorisme alternatiu al de l'apartat 5.2, aportació de l'autor d'aquesta tesi, i que a diferència de l'anterior no requereix el càlcul de cap sinus ni arctangent, amb el que el fa especialment adequat per a la seva utilització per un microcontrolador. Si es posa en forma d'equació, la definició que es fa de la modulació del vector tensió de consigna en el SVPWM, s'obté:

$$\begin{aligned} \underline{V} \cdot T/2 &= \underline{V}_1 \cdot t_1 + \underline{V}_2 \cdot t_2 + \underline{V}_0 \cdot t_0 + \underline{V}_7 \cdot t_7 \\ T/2 &= t_1 + t_2 + t_0 + t_7 \end{aligned} \quad (\text{Eq. 5.3})$$

L'equació anterior és una equació complexa, per tant es pot dividir en la seva part real i la seva part imaginària (les components en l'eix D i les components en l'eix Q):

$$\begin{cases} V_d \cdot T/2 = V_{1d} \cdot t_1 + V_{2d} \cdot t_2 + V_{0d} \cdot t_0 + V_{7d} \cdot t_7 \\ V_q \cdot T/2 = V_{1q} \cdot t_1 + V_{2q} \cdot t_2 + V_{0q} \cdot t_0 + V_{7q} \cdot t_7 \\ T/2 = t_1 + t_2 + t_0 + t_7 \end{cases} \quad (\text{Eq. 5.4})$$

Recordant que les components dels 8 vectors que pot generar l'ondulador són conegudes, i únicament funció de la tensió del bus de contínua, i que a més, T també és coneguda, les úniques incògnites que ens queden són t_1 , t_2 , t_0 i t_7 . A més si apliquem el fet de que els dos vectors \underline{V}_0 i \underline{V}_7 tenen les components directa i en quadratura nul·les, s'obté:

⁶ Pel cas de discretitzar de 0 a 90° en 100 valors diferents, o el que és el mateix, per una discretització de la taula de 0,9°.

$$\begin{pmatrix} V_d \\ V_q \end{pmatrix} \frac{T}{2} = \begin{pmatrix} V_{1d} & V_{2d} \\ V_{1q} & V_{2q} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} t_1 \\ t_2 \end{pmatrix} \quad T/2 = t_1 + t_2 + t_0 + t_7 \quad (\text{Eq. 5.5})$$

Si de l'equació anterior s'aïlla t_1 i t_2 s'obté:

$$t_1 = \frac{V_{2q}V_d - V_{2d}V_q}{V_{1d}V_{2q} - V_{2d}V_{1q}} \frac{T}{2} \quad t_2 = \frac{V_{1d}V_q - V_{1q}V_d}{V_{1d}V_{2q} - V_{2d}V_{1q}} \frac{T}{2} \quad t_0 + t_7 = \frac{T}{2} - t_1 - t_2 \quad (\text{Eq. 5.6})$$

Tenint en compte que a la pràctica això s'haurà de calcular amb un DSP o un microcontrolador, val la pena simplificar al màxim les operacions, i si és possible eliminar les divisions (operació que no es troba en la major part de DSP's). Per tant, en l'equació anterior es poden agrupar els termes constants:

$$t_1 = \frac{V_{2q} T/2}{V_{1d}V_{2q} - V_{2d}V_{1q}} V_d - \frac{V_{2d} T/2}{V_{1d}V_{2q} - V_{2d}V_{1q}} V_q = K_{11}(E_d) \cdot T/2 \cdot V_d - K_{12}(E_d) \cdot T/2 \cdot V_q$$

$$t_2 = \frac{V_{1d} T/2}{V_{1d}V_{2q} - V_{2d}V_{1q}} V_q - \frac{V_{1q} T/2}{V_{1d}V_{2q} - V_{2d}V_{1q}} V_d = K_{21}(E_d) \cdot T/2 \cdot V_q - K_{22}(E_d) \cdot T/2 \cdot V_d$$

(Eq. 5.7)

Amb el que ens queda una formulació molt compacta i molt senzilla de realitzar per un microcontrolador o DSP, ja que només ha de realitzar quatre multiplicacions i dues restes, per que les fraccions en les que intervenen tensions dels vuit vectors de l'ondulador es poden guardar a memòria i no s'han de calcular. Únicament cal adaptar-les en funció de la tensió del bus de continua de l'ondulador. Aquests termes per a cada una de les regions es poden posar tal com s'han descrit en la taula 5.3.

Regió	K_{11}	K_{12}	K_{21}	K_{22}
1	$\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \frac{1}{E_d}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \frac{1}{E_d}$	$\sqrt{2} \frac{1}{E_d}$	0
2	$\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \frac{1}{E_d}$	$\frac{-1}{\sqrt{2}} \frac{1}{E_d}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \frac{1}{E_d}$	$\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \frac{1}{E_d}$
3	0	$-\sqrt{2} \frac{1}{E_d}$	$\frac{-1}{\sqrt{2}} \frac{1}{E_d}$	$\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \frac{1}{E_d}$
4	$-\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \frac{1}{E_d}$	$\frac{-1}{\sqrt{2}} \frac{1}{E_d}$	$-\sqrt{2} \frac{1}{E_d}$	0
5	$-\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \frac{1}{E_d}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \frac{1}{E_d}$	$\frac{-1}{\sqrt{2}} \frac{1}{E_d}$	$-\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \frac{1}{E_d}$
6	0	$\sqrt{2} \frac{1}{E_d}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \frac{1}{E_d}$	$-\frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} \frac{1}{E_d}$

Taula 5.3. Valor de les diferents constants emprades per a implementar el SVPWM.

Així pel cas de la primera regió, les equacions que permeten calcular els temps d'aplicació dels diferents vectors (en aquest cas de \underline{V}_1 i de \underline{V}_2) són les següents:

$$\begin{cases} t_1 = \sqrt{\frac{3}{2}} \frac{V_d}{E_d} \cdot T/2 - \frac{1}{\sqrt{2}} \frac{V_q}{E_d} \cdot T/2 \\ t_2 = \sqrt{2} \frac{V_q}{E_d} T/2 \\ t_0 + t_7 = T/2 - t_1 - t_2 \end{cases} \quad (\text{Eq. 5.8})$$

on: E_d és la tensió del bus de contínua i $\underline{V} = V_d + jV_q$. Els temps corresponents als vectors nuls, a l'igual que el comentat en el SVPWM simètric de l'apartat 5.2, es reparteix per igual pels dos vectors nuls (\underline{V}_0 i \underline{V}_7):

$$t_0 = t_7 = \frac{T/2 - t_1 - t_2}{2} \quad (\text{Eq. 5.9})$$

5.6 Resultats experimentals del SVPWM.

Tot seguit es presentaran els resultats que s'han obtingut experimentalment de l'aplicació de l'algorisme anterior. La implementació de l'algorisme presentat en l'apartat 5.4 s'ha realitzat en un equip experimental basat en el DSP de Texas Instruments TMS320F240, equip experimental que es descriu amb més profunditat en l'annex corresponent d'aquesta tesi. La càrrega de l'ondulador és un motor d'inducció que igualment també es descriu en l'annex referenciat anteriorment. La freqüència de commutació dels IGBT's és de 16 kHz, per tant el període disponible per a la realització dels càlculs del SVPWM és de 32 kHz o el que és el mateix 31,25 μ s.

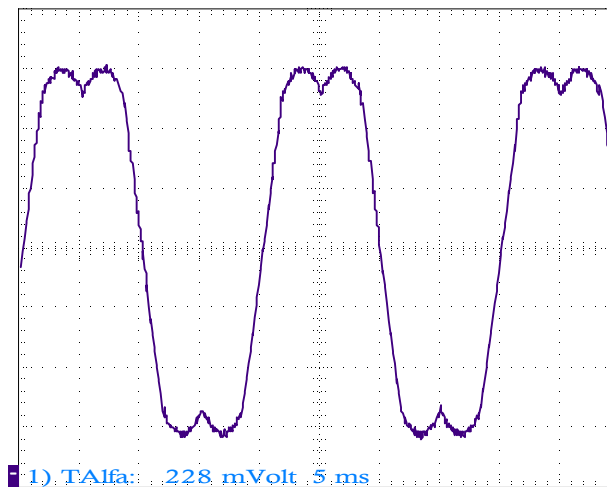


Fig. 5.6. Tensió de la fase A de l'ondulador respecte al punt mitjà del bus de contínua.

La figura 5.6 presenta la tensió que s'aplica a una de les tres fases de l'ondulador respecte al punt mitjà del bus de contínua. La figura 5.7 presenta aquesta mateixa variables, però per les tres fases en conjunt. Cal destacar, que donada la impossibilitat d'adquirir directament les tensions de sortida de l'ondulador (són tensions commutades, i el seu filtratge provocaria distorsions importants), les ones que es presentat són les consignes aplicades per el DSP als seus perifèrics PWM.

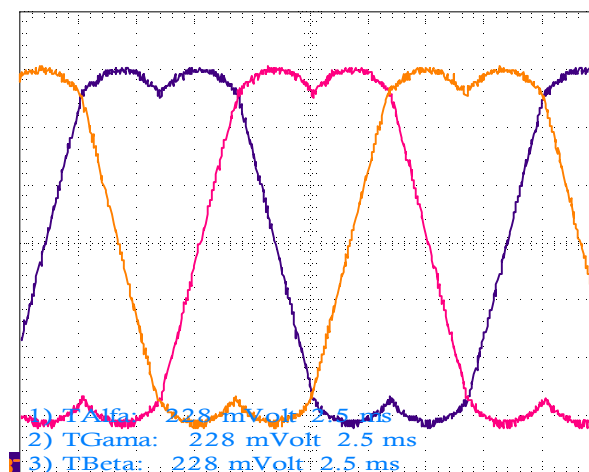


Fig. 5.7. Tensió de les tres fases de l'ondulador respecte al punt mitjà del bus de contínua.

Tal com es pot apreciar en la figura 5.8, on s'ha representat la descomposició harmònica de la ona de la figura 5.6, aquestes tensions de fase són el resultat de sumar a la tensió senoidal de consigna, un percentatge determinat de tots i cadascun dels harmònics homopolars (tals com un 20,6% del 3^{er} harmònic, un 2,1% del 9^è harmònic...). En apartats posteriors d'aquest capítol s'especificarà més el percentatge d'harmònics homopolars que es pot addicionar.

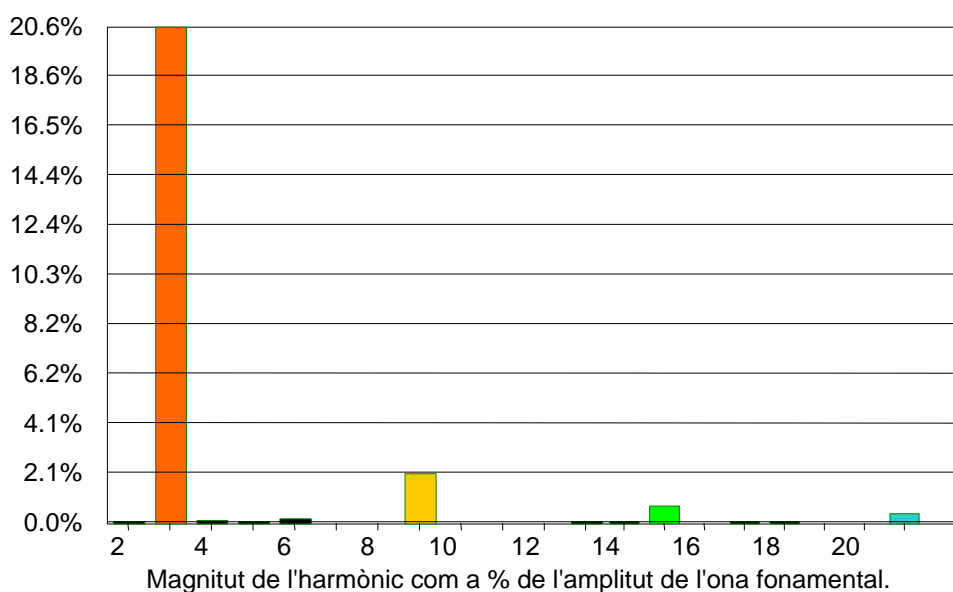


Fig. 5.8. Descomposició harmònica de l'ona de la figura 5.6.

En la figura 5.9 es presenta la intensitat per la fase A del motor (aquest cop ja es tracta d'una intensitat mesurada realment sobre la planta), quan aquest s'alimenta amb les tensions presentades a la figura 5.7.

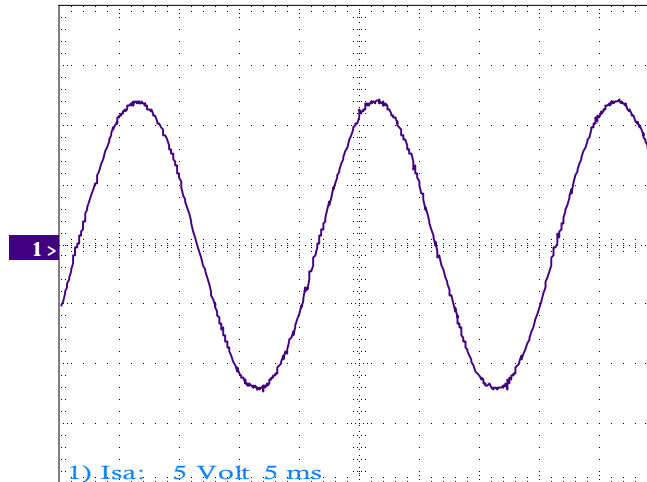


Fig. 5.9. Intensitat per la fase A del motor.

Si l'ona d'intensitat anterior es descomposa en les seves harmòniques de corrent, s'obté una descomposició tal com la de la figura 5.10. Cal destacar, que a diferència de la tensió de la figura 5.7, ara ja no apareix cap harmònic homopolar (3^{er} , $9^{\text{è}}$, ...), ja que al no existir camí de retorn pel neutre de l'estrella, les components homopolars d'intensitat no poden circular. Per contra si que es pot observar un cert contingut d'harmònics de $5^{\text{è}}$ i $7^{\text{è}}$ ordre, harmònics que en apartats posteriors es demostrarà que apareixen com a conseqüència de l'existència dels temps morts de l'interruptor (tot i que no s'ha de menystenir la possible distorsió de l'ona de tensió original).

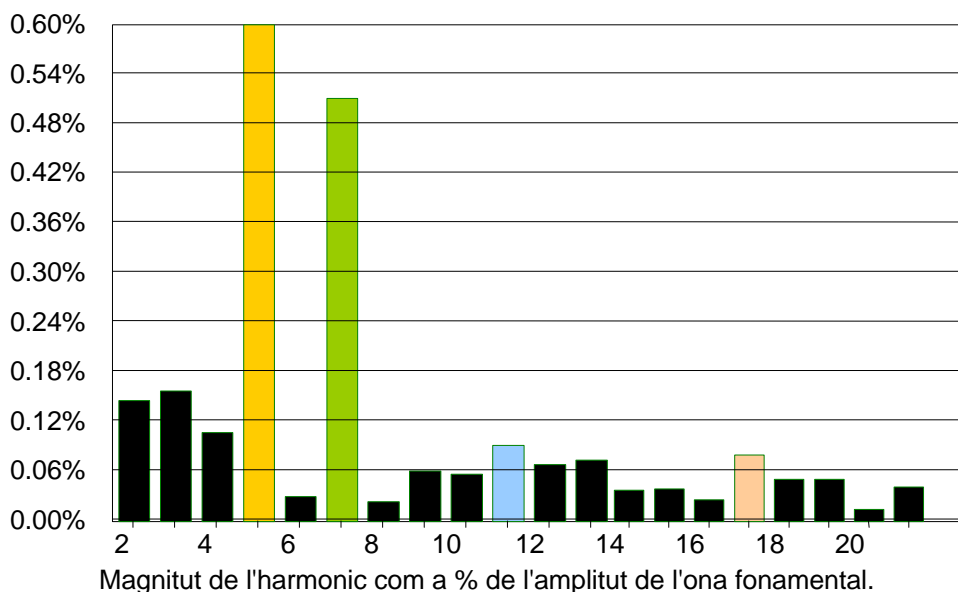


Fig. 5.10. Descomposició harmònica de l'ona de corrent de la figura 5.9.

Finalment, i com a tall de curiositat, es presenta la representació en els eixos 'D' i 'Q' de les tensions V_d i V_q de consigna. En aquesta representació s'ha aplicat un canvi de tensió de consigna, amb el que la seva representació en els eixos 'D' i 'Q', apareix com dos cercles concèntrics.

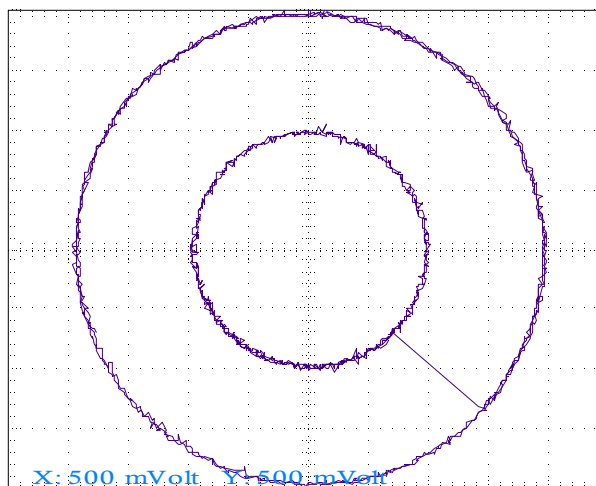


Fig. 5.11. Representació en eixos 'D' i 'Q' de les components directa i en quadratura de la tensió de consigna.

5.7 Casuística del temps mort.

En els onduldadors de tensió de mitjanes i baixes potències, l'interruptor més emprat és l'IGBT. Una de les raons importants per l'anterior, és per les games de tensió i intensitat que presenten comercialment, però la principal raó, es pot trobar en les altes freqüències de commutació que permeten assolir (són habituals valors de fins a 20 kHz). Aquesta freqüència es troba bàsicament limitada pel corrent de cua en el moment de la seva commutació a bloqueig. Per tal d'evitar un curtcircuit entre l'interruptor superior de la branca i l'interruptor inferior, s'imposa el que es coneix com a temps mort, nom que rep pel fet de que l'electrònica de control d'un branca, no permet passar a l'estat de conducció d'un interruptor, si abans el seu complementari no porta un temps superior, a l'esmentat temps mort, en estat de bloqueig.

Habitualment aquest temps, en el cas dels IGBT's, es pren de l'ordre de 2 a 3 μ s. Si els interruptors commuten a una freqüència de 20 kHz, és a dir, un període de 50 μ s o un semiperíode de 25 μ s, aquest temps mort és un valor que no es pot menysprear (de fet representa d'un 8 a un 12% del temps total). Aquesta desintonia entre la duració de consigna de T_{ON} i la seva duració real, pot representar errors respecte a la tensió de consigna superiors al 50% (quan T_{ON} de consigna menors, major error en la tensió real).

En la figura 5.12, s'ha representat la tensió de consigna per a una de les tres branques de l'ondulador, i tot seguit, els senyals reals que arriben a les portes de l'IGBT, un cop ja retardades pel circuit de temps mort. En ella s'ha distingit dos casos diferents, el primer en el que la duració del pols de T_{ON} per l'interruptor superior té una duració molt superior al temps mort, i un segon cas en el que la duració del pols de T_{ON} per l'interruptor superior té una duració igual a dues vegades la duració del temps mort.

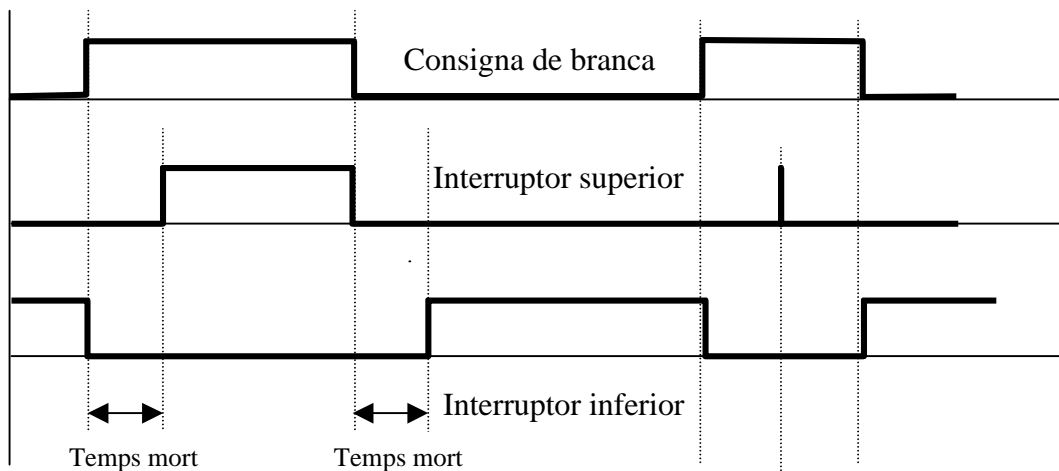


Fig. 5.12. Tensió de consigna a una branca, i senyal real que arriba als dos interruptors de la mateixa per culpa del temps mort.

Es pot observar que quan es desitja aplicar un pols de tensió de duració bastant superior a la duració del temps mort, la distorsió que s'obté en les portes dels interruptors són mínimes. Per contra, i a mesura que el pols de tensió es va fent cada cop més petit, les distorsions en els temps de tancament dels diferents interruptors cada cop són més importants. Aquest procés pren una importància molt més gran quan la duració del pols de tensió s'aproxima a dues vegades la duració del temps mort. Aleshores la distorsió arriba a ésser tant gran que fins i tot s'arriba a anul·lar l'aplicació d'aquest pols de tensió en portes de l'IGBT.

Per tant, es pot concloure amb l'ajut de la figura 5.12, que existeix un temps mínim (T_{min}) per sota del qual, no té cap sentit l'aplicació d'un pols de tensió. Cal doncs seguidament estudiar, si aquest T_{min} d'una branca de l'ondulador, repercuteix en l'existència d'un T_{min} , però en aquest cas, dels temps d'aplicació dels diferents vectors que componen la modulació vectorial.

5.8 Definició del vector $DV_{\text{Temps Mort}}$

Però abans de seguir profunditzant en el temps mínim d'aplicació d'un vector tensió, cal destacar que, de fet, la tensió que s'aplica en borns de la càrrega durant el temps mort no és una tensió totalment aleatòria i que no pugui ésser coneguda. Aquesta tensió, tal com es pot veure en la següent figura (fig. 5.13), únicament depèn del signe del corrent que circula per la branca d'estudi en qüestió.

És per això que tot seguit s'analitzarà la influència d'aquest temps mort sobre la tensió de sortida de l'ondulador, influència que es materialitzarà amb la definició del que es coneixerà com vector caiguda de tensió per culpa del temps mort ($\Delta V_{\text{Temps Mort}}$), i que tot seguit es detalla la seva definició.

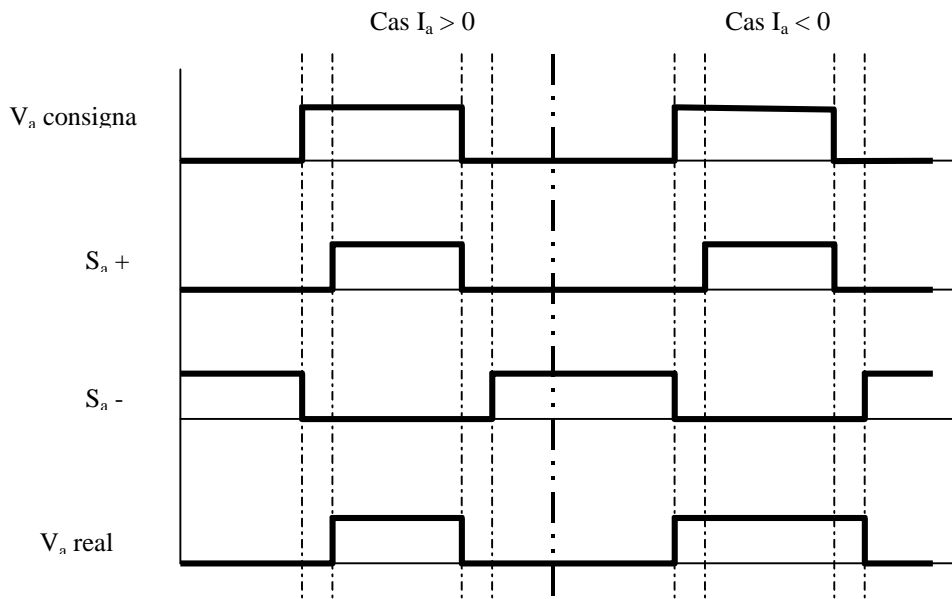


Fig. 5.13. Senyal de consigna en una branca, senyal real que reben els interruptors, i tensió real que s'aplica en borns de la càrrega, en funció del sentit de la intensitat.

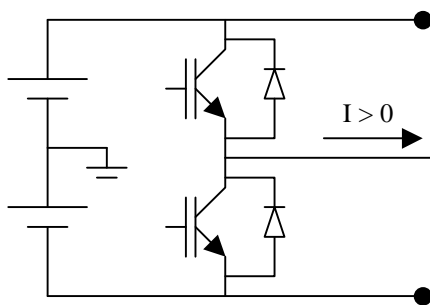


Fig. 5.14. Branca d'un ondulator amb el sentit de la intensitat positiva.

En la figura 5.13, si es suposa que el corrent que circula per la branca en estudi és positiu i en aquests moments s'està donant l'ordre de conduir a l'interruptor (IGBT) inferior, el corrent no circula pas per l'IGBT sinó pel diode en antiparal·lel del mateix, ja que per l'interruptor inferior, sols pot circular intensitat en sentit contrari. Quan es dóna l'ordre a aquest d'obrir i per tant d'interrompre el pas de corrent a través seu, el corrent segueix conduint pel diode inferior, i per tant la tensió que s'aplica a la càrrega segueix essent la mateixa que anteriorment.

En el moment en el que es tanca l'interruptor superior el corrent ja pot fluir a través del mateix, i per tant la tensió ja passa a ésser positiva. En el cas que el corrent per la branca sigui negatiu, quan es troba tancat l'interruptor de baix el corrent, en aquest cas, no circula pel diode, sinó que per l'interruptor. En el moment en el que es dóna l'ordre d'obrir l'interruptor de baix, l'únic pas alternatiu que troba el corrent és el diode superior, amb el que la tensió passa a ésser positiva instantàniament. Quan per fi es tanca l'interruptor superior el corrent no modifica el seu camí i segueix circulant pel diode, amb el que la tensió també és positiva.

L'efecte del temps mort sobre la duració efectiva del temps de conducció d'un interruptor, es pot expressar matemàticament amb la següent fórmula (T_{ON} és la duració del pols de tensió real, mentre que T_{ON}^* és la duració de consigna i T_d és la duració del temps mort):

$$T_{ON} = T_{ON}^* - T_d \cdot \text{sign}(I_{sa}) \quad (\text{Eq. 5.10})$$

on la funció $sign$ és tal que:

$$sign(I_{sa}) = \begin{cases} 1 & I_{sa} > 0 \\ -1 & I_{sa} < 0 \end{cases} \quad (\text{Eq. 5.11})$$

Aquesta distorsió del temps de conducció d'un interruptor afecta, lògicament, al 'duty cycle' (relació entre el temps de conducció de l'interruptor superior i el temps total de cicle), de cadascuna de les tres branques de l'onduador. La modificació total del 'duty cycle' (en funció de la intensitat que circula per cadascuna de les tres branques) per culpa de la distorsió causada pel temps mort, es pot posar doncs com:

$$\mathbf{a}_k = \frac{T_{ON\ k}}{T} \Rightarrow \frac{T_{ON\ k}}{T} = \frac{T_{ON\ k}^*}{T} - \frac{T_d}{T} \cdot sign(I_{sk}) \quad k = R, S, T \quad (\text{Eq. 5.12})$$

$$\mathbf{a}_k = \mathbf{a}_k^* - \Delta \mathbf{a}_k = \mathbf{a}_k^* - \frac{T_d}{T} \cdot sign(I_{sk}) \quad k = R, S, T \quad (\text{Eq. 5.14})$$

Per tant, finalment la tensió real que s'obté en borns d'una de les tres fases, es pot posar com:

$$V_k = (2 \cdot \mathbf{a}_k - 1) \frac{V_{dc}}{2} = V_k^* - \Delta V_k \quad k = R, S, T \quad (\text{Eq. 5.14})$$

on:

$$\Delta V_k = \frac{T_d}{T} V_{dc} sign(i_{sk}) \quad k = R, S, T$$

Si les caigudes de tensió causades pels temps morts ΔV_k ($k = R, S, T$), s'expressen en les variables de Park en referència a l'estator, s'obté l'anomenat vector $\Delta \underline{V}_{Temps\ Mort}$, que s'expressa com:

$$\Delta \underline{V}_{Temps\ Mort} = \sqrt{\frac{2}{3}} \cdot \frac{T_d}{T/2} V_{dc} \cdot \underline{sign}(i_s) \quad (\text{Eq. 5.15})$$

on $\underline{sign}(i_s)$ és un vector de mòdul unitari, que té per expressió:

$$\underline{sign}(i_s) = \frac{\left[\left(sign(i_{sa}) - \frac{1}{2} sign(i_{sb}) - \frac{1}{2} sign(i_{sc}) \right), \left(\frac{\sqrt{3}}{2} sign(i_{sb}) - \frac{\sqrt{3}}{2} sign(i_{sc}) \right) \right]}{2}$$

Si s'aplica la restricció $i_{SA} + i_{SB} + i_{SC} = 0$, i es fa la hipòtesi de que cap de les tres intensitats passa per zero al llarg de tota la duració del període de commutació ($T/2$), el vector unitari anterior $\underline{sign}(i_s)$ únicament pot representar 6 vectors diferents, els quals es troben amb la mateixa orientació que els sis vectors actius tensió, i els quals es presenten en la taula següent (taula 5.4):

	i_{SA}	i_{SB}	i_{SC}	$\underline{sign}(i_s)$	$\ \underline{sign}(i_s)\ $
ΔV_{-1}	> 0	< 0	< 0	$(1,0)$	1
ΔV_{-2}	> 0	> 0	< 0	$\left(\frac{1}{2}, \frac{\sqrt{3}}{2}\right)$	1
ΔV_{-3}	< 0	> 0	< 0	$\left(\frac{-1}{2}, \frac{\sqrt{3}}{2}\right)$	1
ΔV_{-4}	< 0	> 0	> 0	$(-1,0)$	1
ΔV_{-5}	< 0	< 0	> 0	$\left(\frac{-1}{2}, \frac{-\sqrt{3}}{2}\right)$	1
ΔV_{-6}	> 0	< 0	> 0	$\left(\frac{1}{2}, \frac{-\sqrt{3}}{2}\right)$	1

Taula 5.4. Definició dels vectors caiguda de tensió a causa del temps mort, en funció dels sentits dels corrents en les tres fases.

En la següent figura (fig. 5.15) s'han representat aquests sis vectors ΔV_{-k} ($k=1..6$), juntament amb el vector tensió de consigna i el vector real que s'aplicaria en borns de l'ondulador per a un vector intensitat de l'estador donat. El vector i_s que s'ha representat, correspon a les condicions $i_{SA} > 0$, $i_{SB} < 0$ i $i_{SC} < 0$. Tots el vector intensitat de l'estador que compleixen aquesta condició determinen una regió en l'espai delimitada pels angles $z_s \in \left(-\frac{p}{6}, \frac{p}{6}\right)$, i tots ells provoquen el vector distorsió ΔV_{-1} .

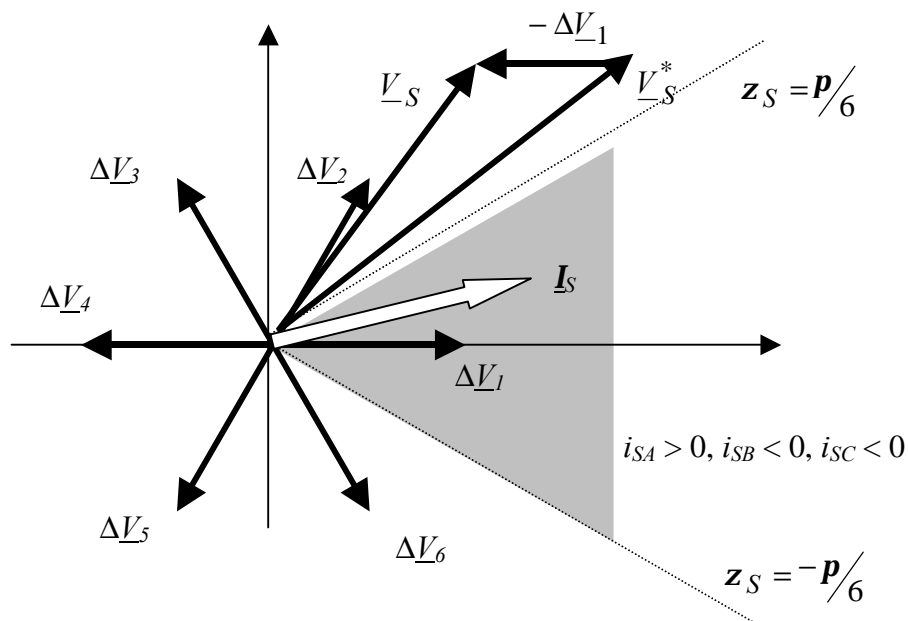


Fig. 5.15. Obtenció de la tensió real de l'ondulador per culpa dels temps morts.

5.9 Compensació dels temps morts.

Per tant, de l'explicació anterior, es dedueix que la tensió que s'aplica a la càrrega durant el temps mort és coneguda, i per tant es pot incorporar en l'algorisme del SVPWM. Prendre en consideració el temps mort en l'algorisme del SVPWM és tant fàcil com el que es representa en la figura següent (per a una de les fases):

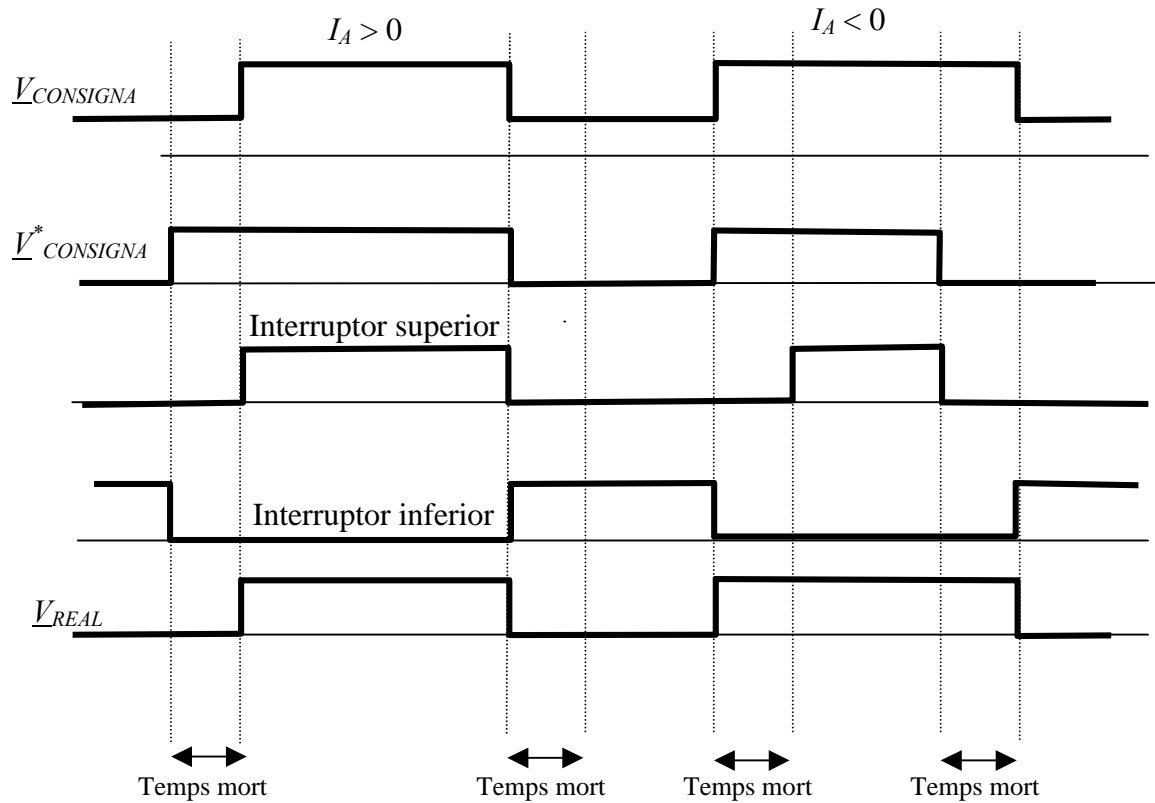


Fig. 5.16. Procediment per a la compensació dels temps morts en una branca de l'ondulador en funció del sentit del corrent per la mateixa.

És a dir, un cop calculades les duracions dels vectors del SVPWM i ja aquests temps convertits a T_{ON} per a les diferents fases de l'ondulador, i abans de poder aplicar-les físicament, s'ha de passar per una etapa prèvia en el que si la intensitat d'aquella branca es positiva s'ha d'anticipar el temps de tancament de l'interruptor en una quantitat igual a la del temps mort. Si la intensitat és negativa, en aquest cas cal retardar el temps d'obertura del mateix, també en una quantitat igual a la del temps mort.

El mateix procediment anterior, que s'hauria de repetir per a cadascuna de les tres fases de l'ondulador, es pot realitzar més directament amb la utilització del vector $\Delta V_{TEMPS MORT}$, descrit en l'apartat anterior. Aplicant la fórmula que es descriu tot seguit, s'obté el vector $V^*_{CONSIGNA}$ (que serà el vector a aplicar per l'ondulador), a partir del vector $V_{CONSIGNA}$ i el vector $V_{TEMPS MORT}$:

$$V^*_{CONSIGNA} = V_{CONSIGNA} + \Delta V_{TEMPS MORT} \quad (\text{Eq. 5.16})$$

5.10 Resultats experimentals de la compensació del temps mort.

Tot seguit es presenten els resultats experimentals que s'han obtingut de l'estudi del temps mort. Inicialment es presenten una sèrie de figures on es posa de manifest la important influència dels temps mort en la forma d'ona de la intensitat de sortida de l'ondulador. Per tal d'emfasitzar més la influència del temps mort, s'ha anat variant progressivament el valor del mateix, segons la taula que es presenta tot seguit.

Canal	Temps mort (μs)	THD
Isa_1	10.05	10.1 %
Isa_2	6.4	5.3 %
Isa_3	4.8	3.1 %
Isa_4	3.4	2.1 %
Isa_5	3	1.6 %

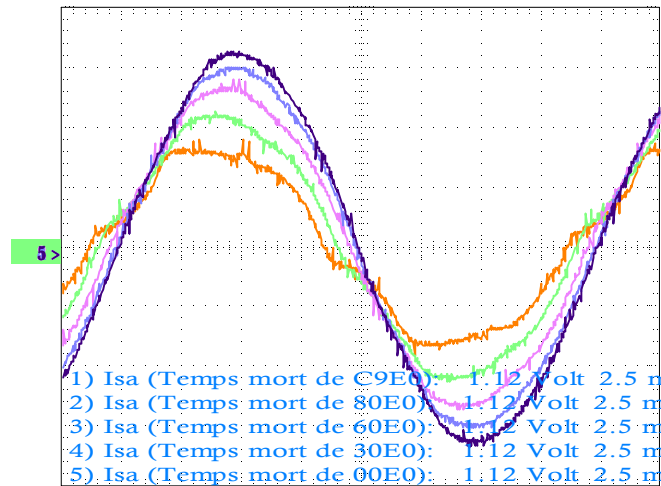


Fig. 5.17. Influència dels temps morts, en la intensitat de sortida de l'ondulador.

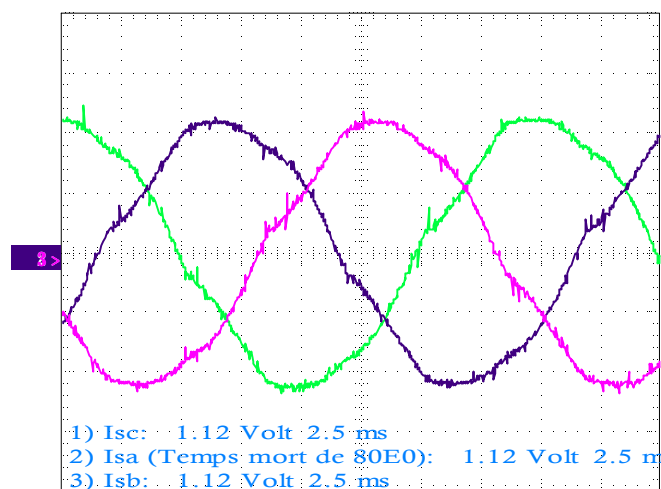


Fig. 5.18. Intensitat de sortida per les tres fases de l'ondulador quan $T_{MORT} = 10 \text{ ms}$.

En la figura 5.17 s'ha representat l'evolució esmentada anteriorment, mentre que en la figura 5.18 s'ha representat les tres intensitats de sortida de l'ondulador quan aquest aplica un temps mort de 10 μ s.

Tal com es pot veure (fig. 5.19) en la descomposició harmònica de la figura anterior (fig. 5.18), l'efecte del temps mort sobre la intensitat de fase és l'addició de components harmòniques, l'espectre de les qual recordaria molt la descomposició harmònica que podem trobar en les ones quadrades a graons ('six-steps'), ja que aquesta és precisament la forma que pren la ona de la caiguda de tensió causada pels temps morts dels interruptors.

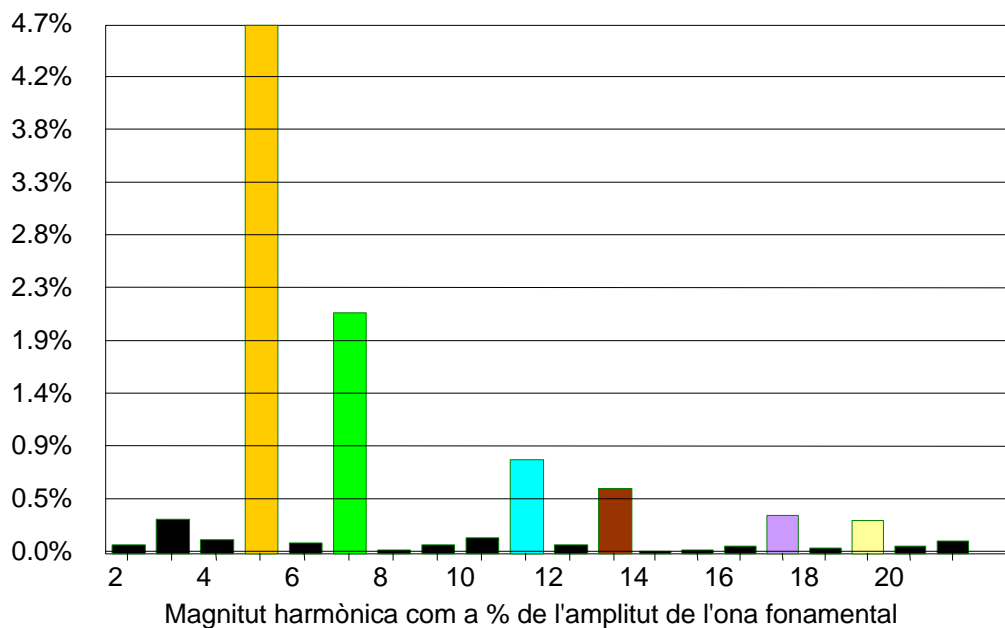


Fig. 5.19 Descomposició harmònica de la intensitat de la figura 5.18.

En la figura 5.20 s'ha representat l'evolució que experimenta el contingut dels diferents harmònics de les intensitats de la figura 5.17, a mesura que es va augmentant la duració del temps mort dels interruptors.

En les següents figures es presenta el resultat d'aplicar l'algorisme de compensació dels temps morts presentat en l'apartat 5.8. La primera de les figures que es presenta (fig. 5.21) és el resultat d'aplicar l'esmentat algorisme quan el temps mort dels interruptors és de 10 μ s. La següent figura (fig. 5.22) presenta la descomposició harmònica de l'ona anterior, on cal destacar que el THD s'ha aconseguit disminuir del 5.3 % inicial, fins al 2.97 %. Finalment la figura 5.23 presenta la caiguda de tensió provocada pels temps morts (el que en l'apartat 5.7 s'ha anomenat $\Delta V_{\text{Temps Mort}}$), descomposat en les seves dues components 'D' i 'Q'. Aquest vector caiguda de tensió, un cop sumat a la tensió de consigna (igualment per cadascuna de les dues components), ens dona la tensió que realment s'aplica en borns del motor (fig. 5.24).

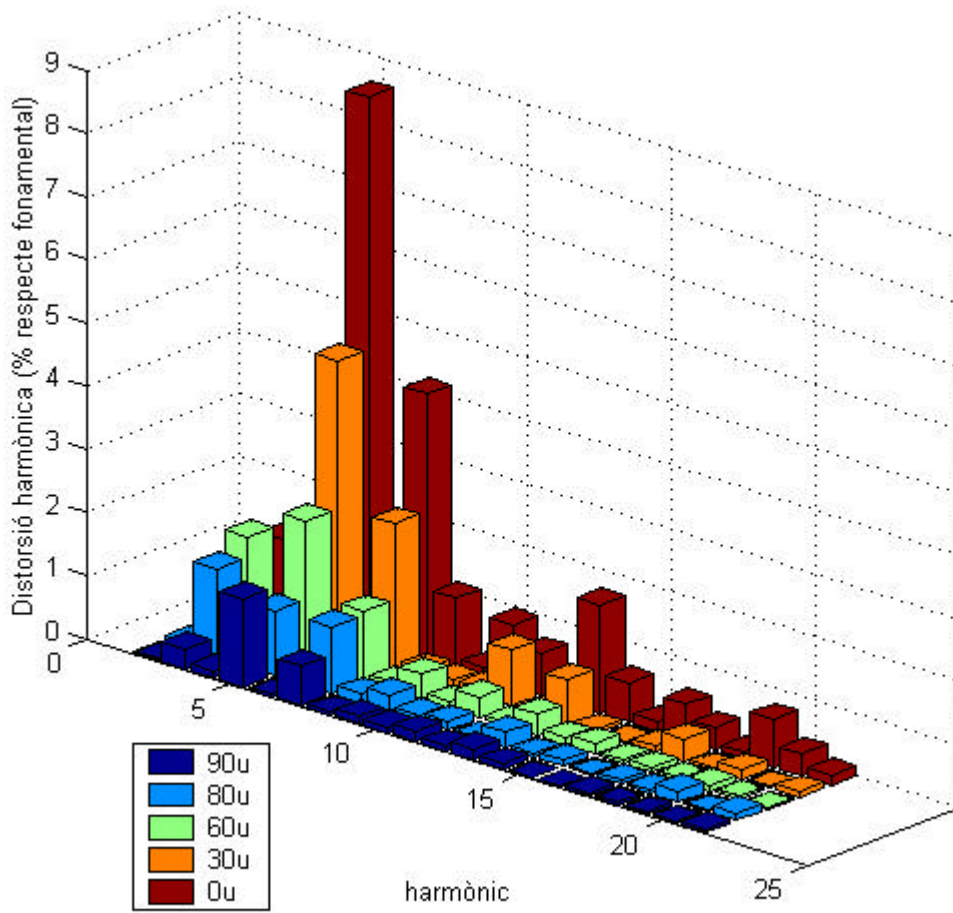


Fig. 5.20. Evolució de la component harmònica de la intensitat de sortida en funció del temps mort.

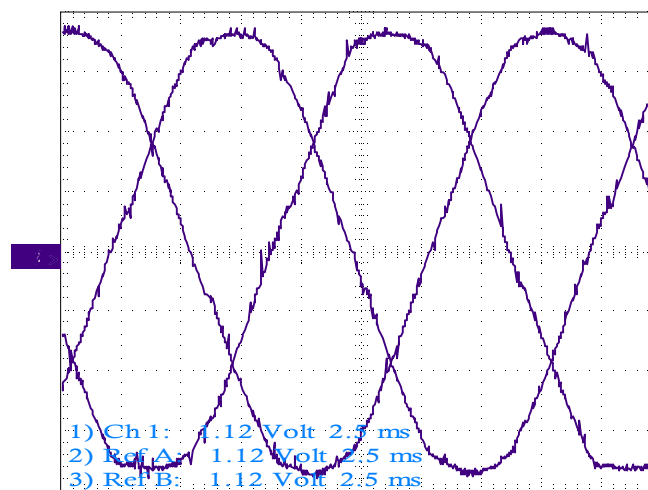


Fig. 5.21. Intensitats de sortida de l'ondulador (les tres fases), un cop aplicat l'algorisme de compensació dels temps morts.

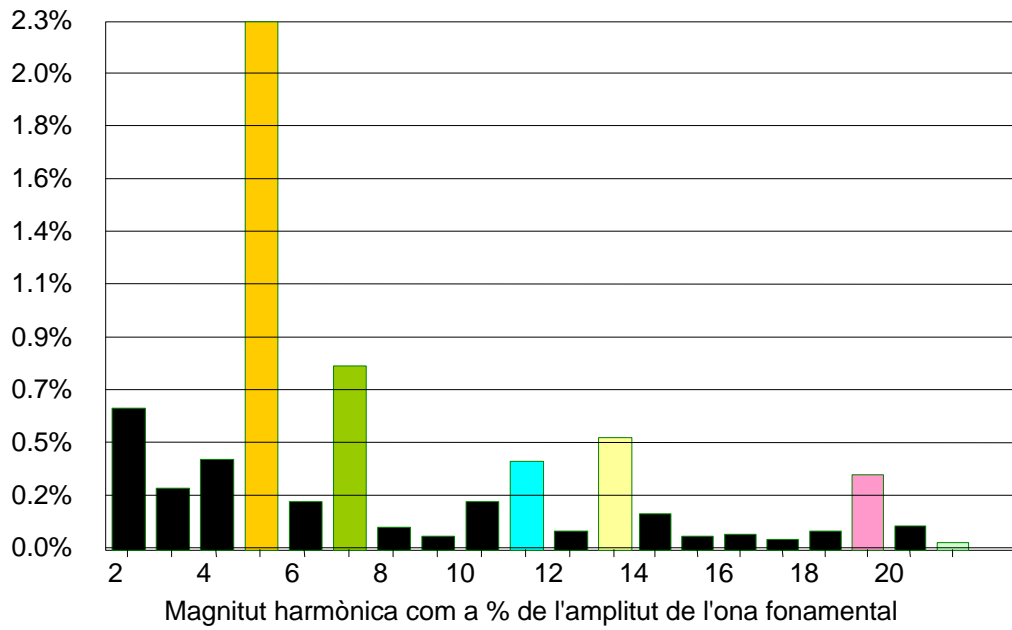


Fig. 5.22. Descomposició harmònica de la intensitat de la figura 5.21.

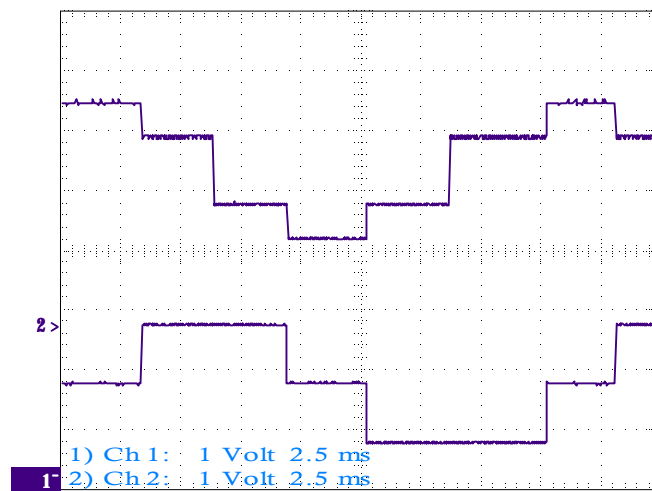


Fig. 5.23. Component 'D' i 'Q' del vector caiguda de tensió.

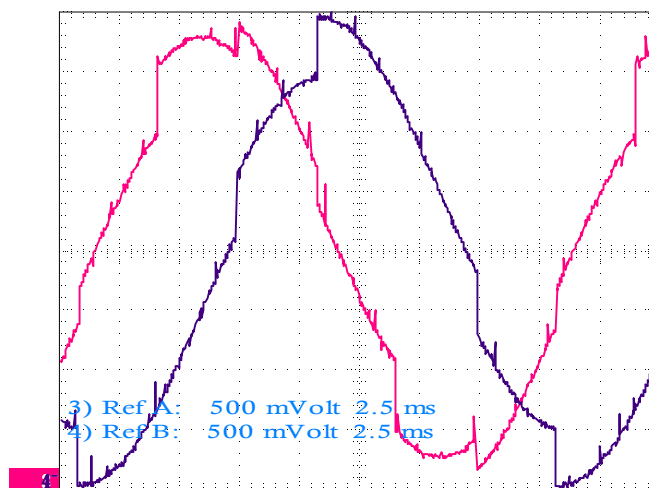


Fig. 5.24. Tensions resultants de l'algorisme de compensació del temps mort.

5.11 Índex de modulació i tensions màximes realitzables.

Les diferents tècniques que permeten la conversió d'una tensió contínua, en una tensió alterna, poden classificar-se en funció de la tensió màxima realitzable per la mateixa. De totes les possibles tècniques de modulació, la que permet realitzar els màxims valors de tensió a la seva sortida és la tècnica de modulació per ona semi-quadrada o *'six-steps'*.

Es defineix l'índex de modulació d'una tècnica de modulació en particular, com la relació entre la tensió màxima assolible mitjançant l'aplicació d'aquesta (tensió màxima de la component de 50 Hz de la seva descomposició harmònica), i la tensió màxima assolible mitjançant la modulació per ona quadrada.

Aquest índex de modulació permet comparar el grau d'aprofitament de la tensió disponible en el bus de contínua, en relació al màxim aprofitament possible (que com ja s'ha esmentat anteriorment, coincideix amb la modulació per ona quadrada). Per tant, aquest és un bon índex per a poder comparar les diverses tècniques de modulació que existeixen.

5.11.1 Tensió màxima assolible amb la modulació per ona semiquadrada.

En la figura adjunta s'ha representat l'ona de tensió resultant de la modulació per ona semiquadrada en dues fases qualsevols de l'ondulador (respecte al punt mitjà del bus de contínua), així com la tensió semiquadrada entre ambdues fases.

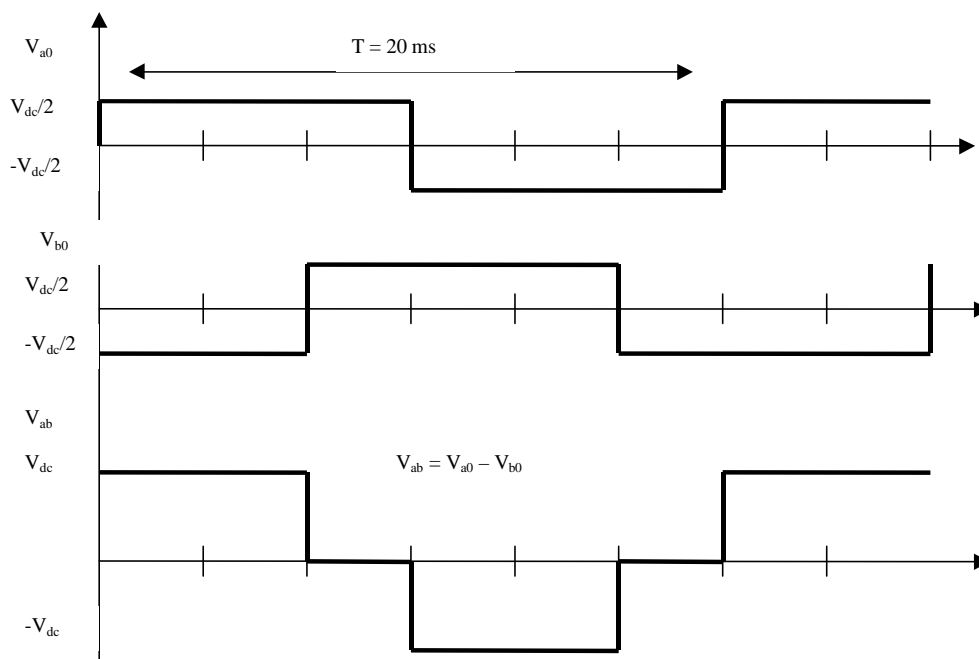


Figura 5.25. Modulació per ona quadrada.

Si la tensió entre fases es descomposa en les seves components harmòniques, s'obté una distribució harmònica tal com la que es presenta en la figura 2.

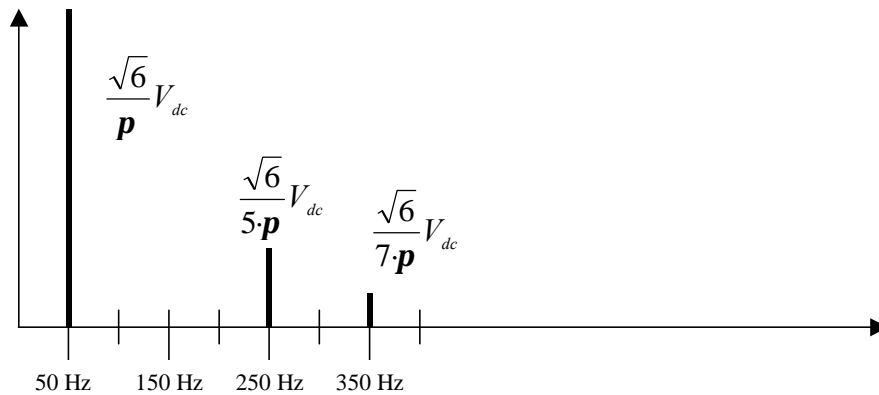


Figura 5.26. Descomposició harmònica de la tensió semiquadrada.

És a dir, el valor eficaç de l'ona fonamental de sortida pren un valor de $0.78 \cdot V_{DC}$ (tensió del bus mitjà de tensió). Si se considera la situació més ideal de totes en la que la tensió del bus de contínua és igual a la tensió de pic de la tensió trifàsica d'entrada a l'ondulador ($V_{DC} = \sqrt{2} \cdot V_{eff}$), aleshores la tensió eficaç de sortida pren un valor de $\sqrt{12} / p \cdot V_{eff} = 1.1 \cdot V_{eff}$. L'índex de modulació de la modulació per ona semiquadrada és per definició 1, ja que aquest es defineix respecte a aquesta tècnica de modulació en qüestió.

5.11.2 Tensió màxima assolible per a la modulació PWM.

En el cas de la modulació PWM, el màxim de la tensió de sortida de l'ona fonamental és precisament $V_{DC} / 2$, per tant el seu valor eficaç és $V_{DC} / (2 \cdot \sqrt{2})$ i finalment la seva tensió composta és $\sqrt{3} V_{DC} / (2 \cdot \sqrt{2}) = 0.612 \cdot V_{DC} = 0.612 \cdot \sqrt{2} V_{eff} = 0.86 \cdot V_{eff}$. L'índex de modulació per al PWM serà doncs $\sqrt{3} V_{DC} / (2 \cdot \sqrt{2}) / (\sqrt{6} / p \cdot V_{DC}) = \pi / 4 = 0.785$.

5.11.3 Tensió màxima assolible per a la modulació PWM amb addició de tercer harmònic.

Per a poder calcular la tensió màxima assolible amb el PWM amb tercer harmònic, prèviament s'ha de conèixer quina modificació ha de sofrir la sinusoide de referència, i quin contingut de tercer harmònic és admissible sumar-li a l'anterior. Uns senzills càlculs matemàtics permeten obtenir com tensió de pico màxima per a la tensió fonamental de referència $\frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{V_{DC}}{2} = 1.1547 \cdot \frac{V_{DC}}{2}$ tenint que aplicar en aquest cas una tensió

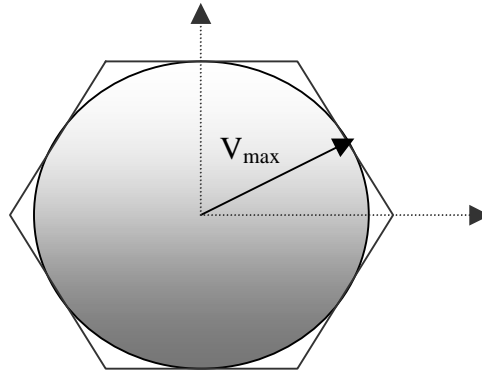
$\frac{2 - \sqrt{3}}{\sqrt{3}} \cdot \frac{V_{DC}}{2}$ per al tercer harmònic. Per tant la tensió composta màxima prendrà un valor

de $\frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{V_{DC}}{2} \cdot \frac{\sqrt{3}}{\sqrt{2}} = \frac{V_{DC}}{\sqrt{2}} = \frac{\sqrt{2} \cdot V_{eff}}{\sqrt{2}} = V_{eff}$ o sigui, la tensió de sortida és igual a la tensió de entrada. Finalment si es calcula l'índex de modulació s'obté:

$$\frac{V_{DC}}{\sqrt{2}} / \left(\frac{\sqrt{6}}{\mathbf{p}} \cdot V_{DC} \right) = \frac{\mathbf{p}}{\sqrt{12}} = 0.907.$$

5.11.4 Tensió màxima assolible amb la modulació vectorial.

La tensió màxima assolible amb la modulació vectorial, ve donada pel radi de la circumferència inscrita en l'hexàgon de tensions (figura adjunta). Aquest valor expressat en variables d i q , es de $\frac{\sqrt{2}}{2} \cdot V_{DC} = \frac{\sqrt{2}}{2} \cdot \sqrt{2} \cdot V_{eff} = V_{eff}$. És a dir, amb la modulació vectorial és possible obtenir tensions de sortida igual a las de la entrada del rectificador més ondulador. El seu índex de modulació resulta $\frac{\sqrt{2}}{2} V_{DC} : \frac{\sqrt{6}}{\mathbf{p}} V_{DC} = \frac{\mathbf{p}}{\sqrt{12}} = 0.907$.



Modulació	Tensió màxima ⁷	$\frac{V_{eff} \text{ salida}}{V_{eff} \text{ entrada}}$	Índex de modulació
Onda quasi-quadrada	$\frac{\sqrt{6}}{\mathbf{p}} \cdot V_{DC} = 0.779 \cdot V_{DC}$	1.1	1
PWM	$\frac{\sqrt{3}}{2 \cdot \sqrt{2}} \cdot V_{DC} = 0.612 \cdot V_{DC}$	0.86	0.785
PWM + tercer harmònic	$\frac{1}{\sqrt{2}} \cdot V_{DC} = 0.707 \cdot V_{DC}$	1	0.907
Modulació vectorial	$\frac{1}{\sqrt{2}} \cdot V_{DC} = 0.707 \cdot V_{DC}$	1	0.907

⁷ Tensió eficaç màxima de l'ona fonamental.

5.12 Temps mínim d'aplicació d'un vector tensió.

Un cop estudiada la casuística del temps mort, i ja constatada la importància del mateix en quan a la distorsió de l'ona de tensió de sortida de l'ondulador, cal encara considerar un últim aspecte del temps mort i que és el fet de l'existència d'un temps mínim d'aplicació d'un pols de tensió en una de les branques, i la possible repercussió sobre la duració mínima d'un vector tensió (T_{\min}) en el SVPWM.

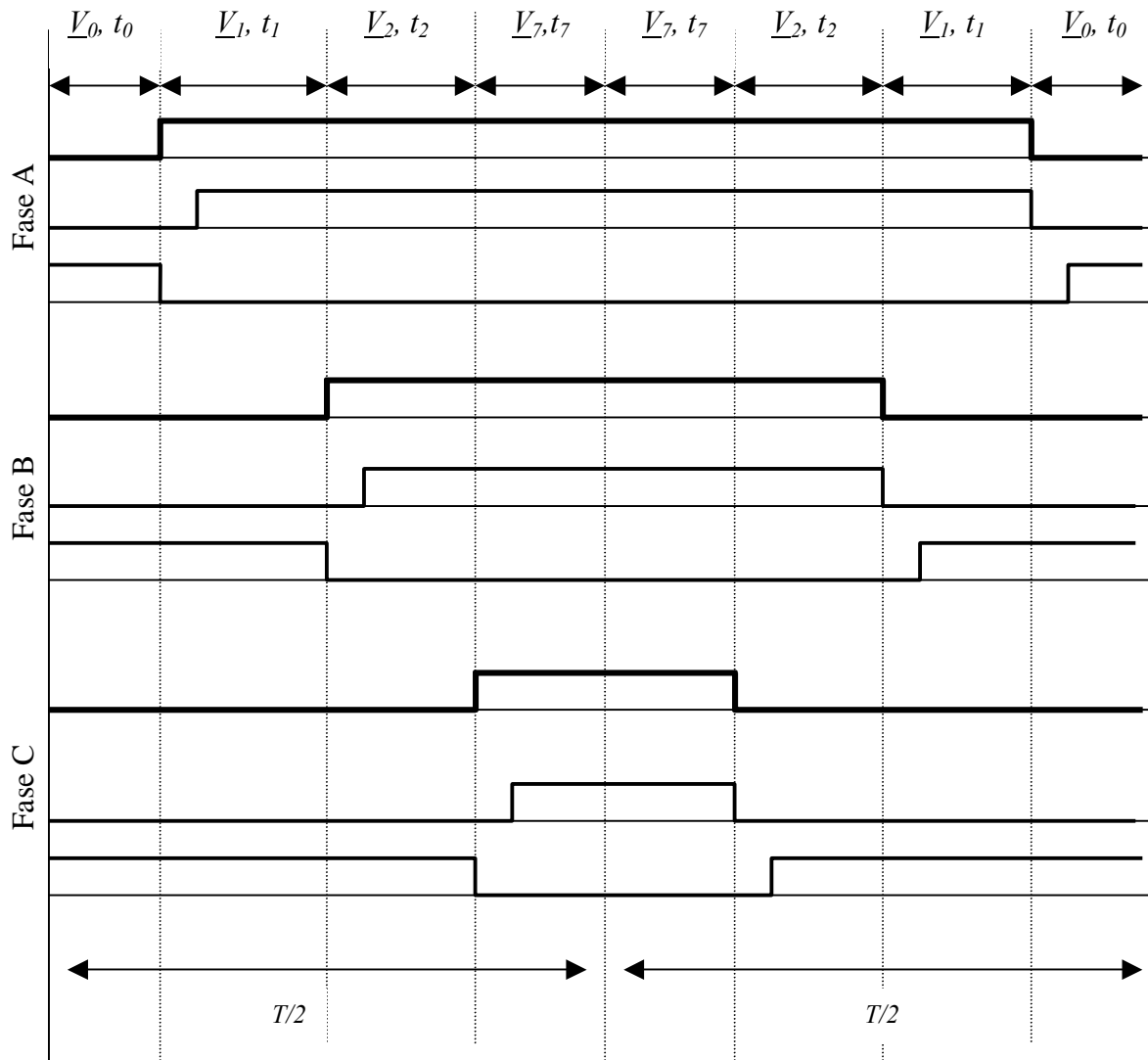


Fig. 5.25. Aplicació real dels polsos de tensió als sis interruptors de l'ondulador a partir d'un SVPWM simètric.

En la figura anterior s'ha representat l'aplicació successiva dels quatre vectors tensió en els que s'ha descomposat la tensió de consigna, juntament amb les senyals que s'enviaran als interruptors de les tres fases. En ella es pot observar, que per molt curta que sigui la duració dels vectors actius (V_1 i V_2), això no repercutirà negativament en una curta duració dels T_{ON} de cap dels sis interruptors. Per contra, els vectors que tenen més possibilitats de significar una duració de T_{ON} inferior al temps mínim (T_{\min}), són els dos vectors nuls (V_0 i V_7).

Si s'estipula que un interruptor ha de romandre un temps mínim (T_{min}) en estat passant o en estat de bloqueig, abans de poder tornar a canviar d'estat, aleshores està clar que la duració del vector \underline{V}_7 en la figura, ha d'ésser com a mínim més gran que aquest temps mínim estipulat per un interruptor ($2 \cdot t_7 > T_{min}$). Tot i que no sigui possible de visualitzar aquest efecte en la figura anterior, passaria el mateix per l'altre vector nul \underline{V}_0 , en el que dues vegades el seu temps d'aplicació, hauria d'ésser superior a T_{min} .

La resta de vectors actius, tal com s'ha esmentat anteriorment, són molt menys problemàtics. Així per exemple, en la figura anterior, per tal que l'interruptor de la fase b es trobi obert un temps inferior a T_{min} és necessari que també \underline{V}_7 tingui un temps d'actuació inferior a T_{min} . També es podria adduir que existeix la possibilitat evident de que t_2 sigui inferior a T_{min} però per contra t_7 sigui superior a T_{min} . Què passaria en aquest cas? Està clar que aleshores l'interruptor de la fase b es trobaria actiu un temps superior a T_{min} , ($2 \cdot t_2 + 2 \cdot t_7$ i aquest últim ja és superior a T_{min}).

De les constatacions anteriors, es pot arribar a la conclusió que la única imposició que cal fer al SVPWM és que $t_0 + t_7 = 2 \cdot t_7 > T_{min}$. Si aquesta restricció es compleix ja no cal comprovar res més. Si aquesta restricció no es complís, aleshores caldria anar comprovant successivament que la durada de $2 \cdot t_7 + 2 \cdot t_2 > T_{min} \dots$

Cal notar que la major part de circuits integrats (IC) industrials pensats per a portar a terme la modulació vectorial simètrica o el SVPWM, i igualment la major part dels drivers dels onduladors industrials, ja incorporen una prestació que consisteix en eliminar els temps entre dues commutacions seguides d'un interruptor que no siguin superiors a un cert T_{min} configurable per a l'usuari. Així per exemple en el cas del driver de l'ondulador SKiiP de Semikron, el procediment que es seguiria seria el següent:

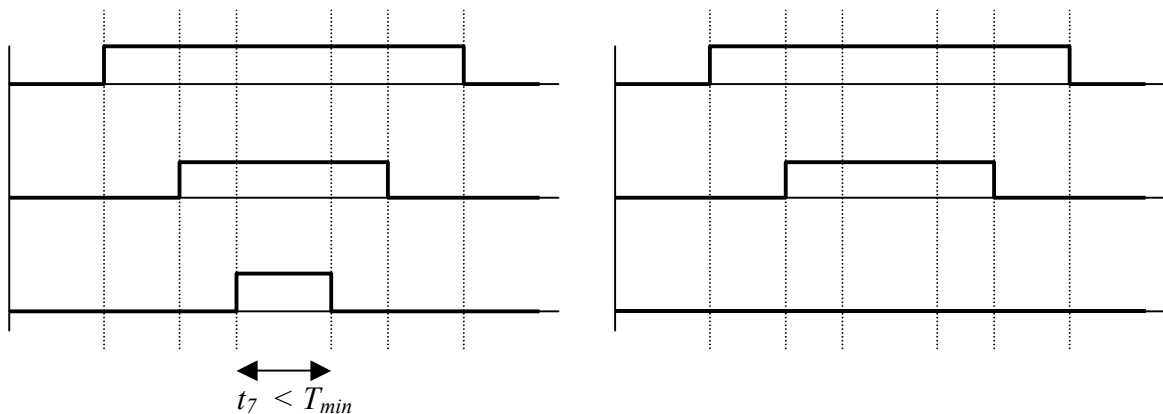


Fig. 5.26. Exemple d'un cas d'eliminació d'un pols de tensió inferior a T_{min} .

És a dir, com que al principi se li configura un T_{min} entre dues commutacions seguides d'un interruptor, i en l'exemple de la figura es programa al IC per tal de fer commutar a l'interruptor de la fase c un temps inferior al propi temps mínim, l'IC pren la decisió d'anular pel seu propi compte i sense prendre cap tipus més de mesura, el pols d'aquest interruptor.

Aquesta decisió de l'IC representa, des del punt de vista de la modulació vectorial, eliminar l'aplicació del vector nul \underline{V}_7 i assignar la seva duració a \underline{V}_2 , per tant s'està modificant, tot i que no excessivament, el vector tensió que es volia imposar a la càrrega..

Aquesta situació es podria haver evitat si ja des d'un bon principi el microprocessador (o en el seu cas el DSP), ja hagués detectat aquesta situació i hagués actuat en conseqüència, evitant així que l'IC prengués aquesta decisió i aplicant realment el vector tensió que es desitja. La decisió més senzilla que el microprocessador hagués pogut prendre, hauria estat assignar tot el temps corresponent als vectors nuls ($t_0 + t_7$) directament a un sol dels dos vectors (com es demostrarà posteriorment, en el cas de la figura anterior, s'hauria d'haver assignat la duració de \underline{V}_7 al vector \underline{V}_0 , ja que així es segueix minimitzant les permutacions sense distorsionar el vector tensió de sortida).

Igualment cal notar que avui en dia una gran part de les modulacions vectorials o dels PWM es realitzen amb les unitats de captura i comparació (o Timers PWM) que ja porten incorporats molts dels microprocessadors o DSP del mercat. En aquest cas aquestes unitats no controlen en absolut el fet que un interruptor tingui un temps mínim de permanència en un estat abans de poder realitzar una altra commutació, i per tant si el nostre algorisme de càlcul determina que la branca corresponent a la fase c ha de romandre un temps inferior al T_{min} aquestes unitats de captura i comparació dels microcontroladors intentaran aplicar el mateix, encara que des del punt de vista de la seva efectivitat, aquesta acció no tingui cap resultat positiu (els drivers de l'ondulador eliminaran aquests polsos tant curts de senyal).

5.13 Rang d'aplicabilitat del SVPWM.

La conclusió que es pot extreure de l'apartat anterior és que, si bé sobre el paper el SVPWM pot sintetitzar qualsevol vector, quan es tenen en compte les limitacions físiques dels interruptors (es té en compte el T_{min} d'una branca o d'un vector), aquest mètode ja no pot sintetitzar-los tots. Però realment quins es poden sintetitzar i quins no? Tot seguit es desenvoluparà un estudi que permetrà trobar quins són els vectors no sintetitzables exactament mitjançant el SVPWM i analitzar el perquè d'aquesta no sintetibilització, i per tant, poder estudiar diferents alternatives que permetran estendre el rang d'utilització del SVPWM.

Primerament cal doncs estudiar quins són els vectors no directament sintetitzables mitjançant el mètode de la modulació vectorial, i per tant, tal com ja s'ha esmentat anteriorment, es trobaran els vectors que fan que el temps t_7 sigui inferior al T_{min} de l'ondulador, i per tant es detectaran immediatament els vectors no sintetitzables. Imposem doncs que en les fórmules del càlcul del temps d'aplicació dels diferents vectors, el t_7 sigui inferior al T_{min} , i desenvolupem:

$$2 \cdot t_7 = t_0 + t_7 < T_{min} \quad (\text{Eq. 5.17})$$

$$\frac{T}{2} - t_1 - t_2 < T_{min} \quad (\text{Eq. 5.18})$$

$$T/2 - \frac{V_{2q} T/2}{V_{1d} V_{2q} - V_{2d} V_{1q}} V_d + \frac{V_{2d} T/2}{V_{1d} V_{2q} - V_{2d} V_{1q}} V_q - \frac{V_{1d} T/2}{V_{1d} V_{2q} - V_{2d} V_{1q}} V_q + \frac{V_{1q} T/2}{V_{1d} V_{2q} - V_{2d} V_{1q}} V_d < T_{min} \quad (\text{Eq. 5.19})$$

Equació que un cop desenvolupada (Eq. 5.20) i agrupant termes que són constants queda com (Eq. 5.21):

$$1 + \frac{V_{1q} - V_{2q}}{V_{1d} V_{2q} - V_{2d} V_{1q}} V_d - \frac{V_{1d} - V_{2d}}{V_{1d} V_{2q} - V_{2d} V_{1q}} V_q < \frac{2 \cdot T_{min}}{T} \quad (\text{Eq. 5.20})$$

$$\left(1 - \frac{2 \cdot T_{min}}{T}\right) + K_1^2 \cdot V_d - K_2^2 \cdot V_q < 0 \quad (\text{Eq. 5.21})$$

Aquesta inequació anterior representa una recta en el pla D i Q, i divideix cadascuna de les diferents regions en dues subregions. La primera representa tots els vectors no sintetitzables, mentre que la segona representa els vectors que si es poden sintetitzar amb el SVPWM. Els valors dels diferents coeficients de la recta anterior per a cadascuna de les regions són els següents:

Regió	K_1^2	K_2^2
1	$-\sqrt{\frac{3}{2}} \frac{1}{E_d}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \frac{1}{E_d}$
2	0	$\sqrt{2} \frac{1}{E_d}$
3	$\sqrt{\frac{3}{2}} \frac{1}{E_d}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \frac{1}{E_d}$
4	$\sqrt{\frac{3}{2}} \frac{1}{E_d}$	$-\frac{1}{\sqrt{2}} \frac{1}{E_d}$
5	0	$-\sqrt{2} \frac{1}{E_d}$
6	$-\sqrt{\frac{3}{2}} \frac{1}{E_d}$	$-\frac{1}{\sqrt{2}} \frac{1}{E_d}$

Taula 5.5. Constants corresponents a la inequació 5.21.

Aquestes inequacions ens divideixen cadascuna de les regions del pla D i Q en dues zones, tal com ja s'ha esmentat anteriorment. Per a poder representar aquesta recta de divisió entre les dues zones, només cal imposar la igualtat de la inequació, i calcular els dos punts de tall entre la igualtat anterior, i les rectes que delimiten la regió. A tall d'exemple aquí només es mostrarà el procediment per a trobar la divisió de la primera regió.

Les rectes que delimiten la primera regió, venen donades pels vectors $V_{1 \cdot T/2}$ i $V_{2 \cdot T/2}$, i el punt de pas per a totes dues pot ésser el (0, 0). Per tant les dues rectes es poden expressar com els punts del pla D i Q que compleixin les següents relacions:

$$\begin{aligned} (V_d \ V_q) &= \mathbf{I} \cdot \frac{T}{2} \cdot \underline{V}_1 + (0 \ 0) \Rightarrow \frac{V_d}{V_{1d} \cdot \frac{T}{2}} = \frac{V_q}{V_{1q} \cdot \frac{T}{2}} = \mathbf{I} \\ (V_{d'} \ V_{q'}) &= \mathbf{I} \cdot \frac{T}{2} \cdot \underline{V}_2 + (0 \ 0) \Rightarrow \frac{V_{d'}}{V_{2d} \cdot \frac{T}{2}} = \frac{V_{q'}}{V_{2q} \cdot \frac{T}{2}} = \mathbf{I} \end{aligned} \quad (\text{Eq. 5.22})$$

La primera recta, la direcció de la qual ve donada pel vector \underline{V}_1 , intercedeix amb la recta que divideix a la regió 1 en dues parts, en el punt:

$$\left(\frac{V_{1d} \cdot (T/2 - T_{min})}{K_2^2 \cdot V_{1q} - K_1^2 \cdot V_{1d}}, \frac{V_{1q} \cdot (T/2 - T_{min})}{K_2^2 \cdot V_{1q} - K_1^2 \cdot V_{1d}} \right)$$

Mentre que la segona recta interseca en el punt:

$$\left(\frac{V_{2d} \cdot (T/2 - T_{min})}{K_2^2 \cdot V_{2q} - K_1^2 \cdot V_{2d}}, \frac{V_{2q} \cdot (T/2 - T_{min})}{K_2^2 \cdot V_{2q} - K_1^2 \cdot V_{2d}} \right)$$

Si es segueix aquest procediment per a totes les regions, s'obté una gràfica on és possible separar entre els vectors que es poden sintetitzar i els que no són sintetitzables. Aquesta gràfica s'ha representat en la figura adjunta, on s'ha pres com a valors de les diferents variables els següents: $T = 50 \text{ms}$ $T_{min} = 6 \text{ms}$ $E = 511 \text{V}$

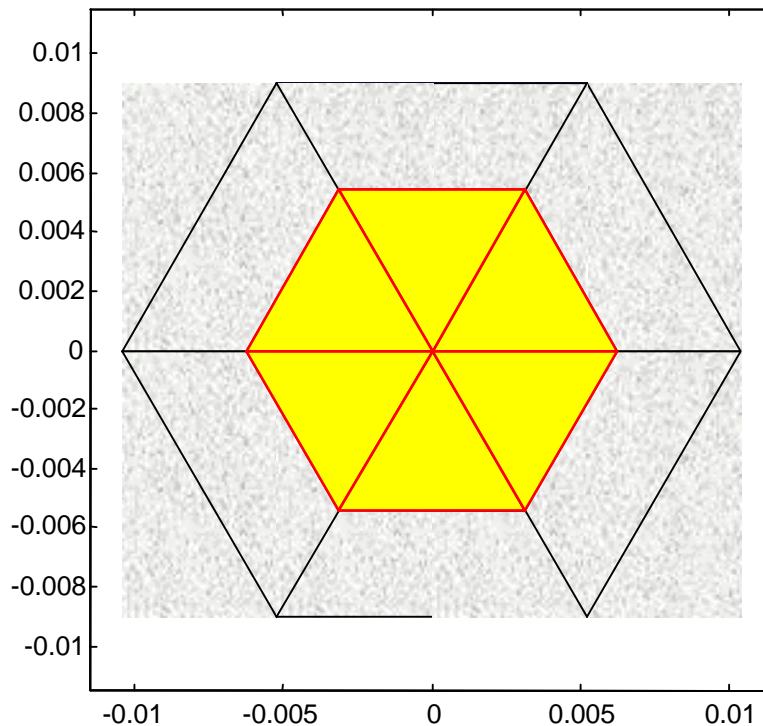


Fig. 5.27. Rang d'aplicabilitat del SVPWM.

5.14 Modulació OSVPWM (Optimized space vector PWM):

Però que passa si el vector tensió de consigna, cau dins la zona dels vectors no sintetitzables? Si succeeix tal fet, únicament cal canviar d'estratègia de modulació, i en lloc d'assignar el temps total dels vectors nuls, als dos vector nuls de la modulació SVPWM per igual, s'ha d'assignar únicament, tota la duració dels vectors nuls, a un d'ells en solitari, indistintament a V_0 o a V_7 .

Però realment és indiferent quin dels dos vectors nuls és l'únic que s'utilitza per a la síntesis del vector tensió de continua? Doncs no, segons Ogasawara et al. [20] aquesta qüestió no té cap tipus de rellevància per a la teoria del SVPWM, però sí que té molta importància en quan a la generació d'harmònics de corrent. Importància doncs únicament rellevant quan el que interessa és realitzar una modulació vectorial per a un ondulador en règim permanent sinusoidal, en el que els harmònics de corrent sí que són importants. Pel cas d'un control de parell i velocitat del motor d'inducció aquest aspecte no és tant important, ja que el que s'ha de privilegiar és la possibilitat de l'aplicació del vector tensió de consigna. Un cop assegurada aquesta, aleshores és quan s'ha d'anar a perfilar els altres detalls com per exemple els harmònics de corrent.

Per tant, per a poder minimitzar els harmònics de corrent de sortida, quan el vector tensió de consigna és trobi fora dels límits realitzables a través del SVPWM, el temps total corresponent als vectors nuls, s'aplicarà íntegrament a un únic d'ells dos. A quin d'ells dos en particular, s'estriarà per tal de minimitzar al màxim la distorsió de corrent harmònica de sortida. Així en el cas de la primera regió, si el vector tensió de consigna es troba més proper al vector V_1 aleshores es seguirà l'estratègia $V_1-V_2-V_1-V_0-V_1-V_2-V_1-V_0...$ mentre que si pel contrari es troba més proper al vector V_2 , s'aplicarà l'estratègia $V_1-V_2-V_7-V_2-V_1-V_2-V_7-V_2...$

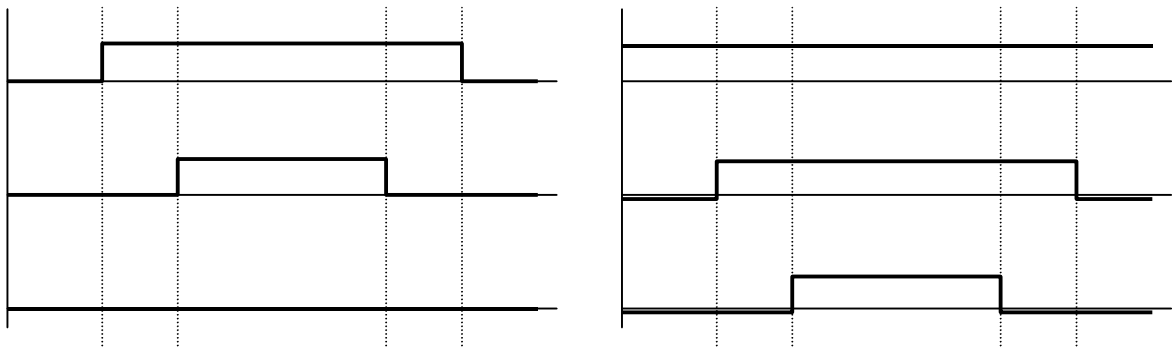


Fig. 5.28. Estratègia d'eliminació d'un pols en el OSVPWM.

A l'igual que en el cas del SVPWM cal estudiar si aquesta modulació té un límit, i en cas afirmatiu quin és aquest. De les gràfiques anteriors, sembla evident que aquest cop el temps decisiu torna a ésser el del vector nul. Per tant cal estudiar la zona que compleix que $2 \cdot (t_0 + t_7) < T_{min}$. Si es segueix el mateix procediment que pel cas anterior, s'arriba a que únicament són sintetitzables els vectors que aconsegueixin la següent inequació:

$$\left(1 - \frac{T_{min}}{T}\right) + K_1^2 \cdot V_d - K_2^2 \cdot V_q < 0 \quad (\text{Eq. 5.23})$$

En la figura adjunta s'ha representat les zones sintetitzables mitjançant aquesta nova modulació, juntament amb la zona sintetitzable del SVPWM. Per simplificació i major claredat únicament s'ha representat la primera regió.

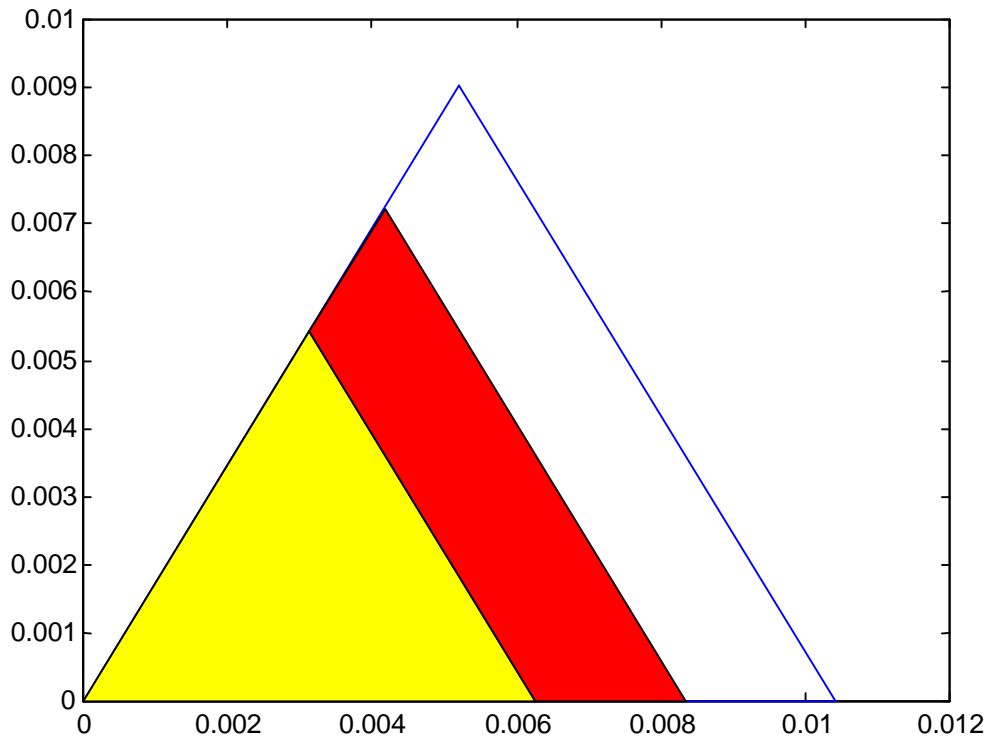


Fig. 5.29. Ampliació del rang d'aplicabilitat del SVPWM mitjançant el OSVPWM.

Quan la modulació anterior ja no és aplicable, ja no tenim l'alternativa d'eliminar cap altre vector nul. Per tant, s'ha de buscar si existeix alguna estratègia de commutació alternativa, que permeti augmentar encara més la zona d'aplicabilitat del OSVPWM.

Tot seguit s'estudiarà l'estratègia de substituir l'aplicació dels vectors nuls, per l'aplicació d'un altre tercer vector actiu, que es trobi adjacent als dos vectors actius que ja s'utilitzaven en el SVPWM (per tal de minimitzar les commutacions). És a dir, en lloc d'aplicar un vector nul, s'aplicarà un vector que vagi en sentit contrari al vector consigna (imatge especular). Així pel cas de la primera regió, s'aplicarà: $\underline{V}_1 - \underline{V}_2 - \underline{V}_3 - \underline{V}_2 - \underline{V}_1 \dots$ quan el vector tensió de consigna es trobi proper al vector \underline{V}_2 , i quan aquest es trobi proper al vector \underline{V}_1 , s'aplicarà: $\underline{V}_2 - \underline{V}_1 - \underline{V}_6 - \underline{V}_1 - \underline{V}_2 \dots$

Abans de poder estudiar quina és la zona d'aplicabilitat d'aquesta nova estratègia de modulació, s'han de trobar les equacions que permeten obtenir la duració dels tres vectors que entren a formar part de la descomposició del vector tensió de consigna. Per tal de trobar aquestes equacions, procedirem igual que en l'apartat 5.5 d'aquest capítol.

$$\begin{aligned}\underline{V} \cdot \frac{T}{2} &= \underline{V}_1 \cdot t_1 + \underline{V}_2 \cdot t_2 + \underline{V}_3 \cdot t_3 \\ \frac{T}{2} &= t_1 + t_2 + t_3\end{aligned}\tag{Eq. 5.24}$$

Aquest sistema d'equacions es pot posar en forma matricial, amb el que queda:

$$\frac{T}{2} \begin{pmatrix} V_d \\ V_q \\ 1 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} V_{1d} & V_{2d} & V_{3d} \\ V_{1q} & V_{2q} & V_{3q} \\ 1 & 1 & 1 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} t_1 \\ t_2 \\ t_3 \end{pmatrix}\tag{Eq. 5.25}$$

Solucionant el sistema d'equacions anterior (recordant que les components directa i en quadratura dels tres vectors actius són constants, i que només depenen de la tensió i del període de la modulació), s'obté:

$$t_1 = \frac{(V_{2q} - V_{3q}) \cdot V_d - (V_{2d} - V_{3d}) \cdot V_q + (V_{2d} \cdot V_{3q} - V_{3d} \cdot V_{2q})}{V_{1d} \cdot V_{2q} - V_{1d} \cdot V_{3q} - V_{1q} \cdot V_{2d} + V_{1q} \cdot V_{3d} + V_{2d} \cdot V_{3q} - V_{3d} \cdot V_{2q}} \frac{T}{2}\tag{Eq. 5.26}$$

$$t_2 = \frac{-(V_{1q} - V_{3q}) \cdot V_d + (V_{1d} - V_{3d}) \cdot V_q - (V_{1d} \cdot V_{3q} - V_{3d} \cdot V_{1q})}{V_{1d} \cdot V_{2q} - V_{1d} \cdot V_{3q} - V_{1q} \cdot V_{2d} + V_{1q} \cdot V_{3d} + V_{2d} \cdot V_{3q} - V_{3d} \cdot V_{2q}} \frac{T}{2}\tag{Eq. 5.27}$$

$$t_7 = \frac{(V_{1q} - V_{2q}) \cdot V_d - (V_{1d} - V_{2d}) \cdot V_q + (V_{1d} \cdot V_{2q} - V_{1q} \cdot V_{2d})}{V_{1d} \cdot V_{2q} - V_{1d} \cdot V_{3q} - V_{1q} \cdot V_{2d} + V_{1q} \cdot V_{3d} + V_{2d} \cdot V_{3q} - V_{3d} \cdot V_{2q}} \frac{T}{2}\tag{Eq. 5.28}$$

Si a l'igual que havíem fet pel cas del SVPWM, ara es posa els resultats anteriors d'una forma més compacta, agrupant els termes constants, s'obté:

$$\begin{aligned}t_1 &= K_{11}^3 \cdot \frac{T}{2} \cdot V_d - K_{12}^3 \cdot \frac{T}{2} \cdot V_q + K_{13}^3 \cdot \frac{T}{2} \\ t_2 &= -K_{21}^3 \cdot \frac{T}{2} \cdot V_d + K_{22}^3 \cdot \frac{T}{2} \cdot V_q - K_{23}^3 \cdot \frac{T}{2} \\ t_7 &= K_{31}^3 \cdot \frac{T}{2} \cdot V_d - K_{32}^3 \cdot \frac{T}{2} \cdot V_q + K_{33}^3 \cdot \frac{T}{2}\end{aligned}\tag{Eq. 5.29}$$

De tots els paràmetres anteriors, per als nostres propòsits (trobar la zona d'aplicabilitat d'aquesta nova estratègia de modulació), ens interessen únicament els tres corresponents a la darrera equació ($K_{31}^3, K_{32}^3, K_{33}^3$), que prenen per valor, en el cas de la primera regió:

Regió	K_{31}^3	K_{32}^3	K_{33}^3
1	$-\sqrt{\frac{3}{2}} \frac{1}{E_e}$	$\frac{1}{\sqrt{2}} \frac{1}{E_e}$	1

Per tal de trobar la zona d'aplicabilitat d'aquesta nova modulació, es seguirà el mateix procediment que pels dos casos anterior. En aquest cas, el límit de la zona de sintetització serà quan $2 \cdot t_7 < T_{\min}$. Condió que s'expressa segons la següent inequació:

$$K_{31}^3 \cdot V_d - K_{32}^3 \cdot V_q < \left(\frac{T_{\min}}{T} - K_{33}^3 \right) \quad (\text{Eq. 5.30})$$

Si trobem la intersecció de la recta determinada per la inequació anterior, amb les dues rectes que delimiten la primera de les sis regions del pla D i Q (a semblança del que s'ha fet en els dos casos anteriors), s'obtenen que els dos punts de tall són els següents:

$$\left(\frac{V_{1d} \cdot \left(K_{33}^3 - \frac{T_{\min}}{T} \right)}{K_{32}^3 \cdot V_{1q} - K_{31}^3 \cdot V_{1d}}, \frac{V_{1q} \cdot \left(K_{33}^3 - \frac{T_{\min}}{T} \right)}{K_{32}^3 \cdot V_{1q} - K_{31}^3 \cdot V_{1d}} \right)$$

$$\left(\frac{V_{2d} \cdot \left(K_{33}^3 - \frac{T_{\min}}{T} \right)}{K_{32}^3 \cdot V_{2q} - K_{31}^3 \cdot V_{2d}}, \frac{V_{2q} \cdot \left(K_{33}^3 - \frac{T_{\min}}{T} \right)}{K_{32}^3 \cdot V_{2q} - K_{31}^3 \cdot V_{2d}} \right)$$

Si es comparen els dos punts de la intersecció anterior, amb els punts trobats en l'apartat 5.7, s'observa que ambdós són formalment idèntics, amb el que es pot concloure que la zona d'aplicabilitat d'aquesta nova estratègia de modulació és idèntica a la del SVPWM habitual.

Per tant, tenint en compte que aquesta nova estratègia de commutació complicaria la implementació del OSVPWM, i que a més no aportaria cap millora en quan a la zona d'aplicabilitat del mateix, es conclou que l'OSVPWM té una limitació, en quan a la tensió màxima sintetitzable pel mateix (tensió màxima donada per l'equació 5.23), però que pel contrari, augmenta considerablement la tensió màxima sintetitzable pel SVPWM.

5.15 Càlcul de la regió del vector tensió.

Per a poder implementar el OSVPWM cal calcular la regió en la que es troba el vector tensió de consigna. Això no representa cap dificultat si s'empren funcions trigonomètriques, ja que és fàcil calcular l'angle del vector tensió utilitzant la funció arc tangent:

$$\mathbf{r} = \arctg \left(\frac{V_{sq}}{V_{sd}} \right) \quad (\text{Eq. 5.30})$$

però aquesta fórmula presenta moltes dificultats alhora d'implementar-la en un microcontrolador o DSP, ja que la major part d'ells no incorporen la funció divisió directament, i molt menys, la funció arctangent. Per tant doncs, cal trobar una forma alternativa de calcular la regió del vector tensió de consigna. És per això que cal remarcar que no interessa conèixer l'angle exactament, sinó que només interessa conèixer en quina regió, de les sis en les que s'ha dividit la circumferència, es troba el vector tensió.

El mètode més utilitzat per aquest propòsit, consisteix en fer ús dels signes de les dues components del vector tensió. Tenint en compte que amb únicament la utilització dels signes de les dues components podríem discernir entre quatre regions, ens cal trobar una tercera relació que sigui fàcil de calcular, per tal de poder discernir entre les sis regions. Per a aquesta tasca, es sol aprofitar el fet que tots els sectors es troben dividits per vectors que formen un angle de 60° respecte a l'horitzontal, i que per tant l'equació matemàtica que descriu a tal recta és (pel que fa al primer quadrant):

$$V_{sq} = \operatorname{tg}(60) \cdot V_{sd} = \sqrt{3} \cdot V_{sd} \quad \Rightarrow \quad \sqrt{3} \cdot V_{sd} - V_{sq} = 0$$

per tant, un vector tensió que es trobi en el primer quadrant tindrà el signe de l'expressió anterior positiu, mentre que si es troba en el segon quadrant serà negatiu.

Aprofitant doncs el signe de les dues components del vector tensió, i el signe de l'expressió anterior, es pot crear la següent taula que ens permetrà calcular la regió del vector tensió emprant únicament multiplicacions, sumes i comparacions.

	Regió I	Regió II	Regió III	Regió IV	Regió V	Regió VI
Signe V_{sd}	+	nu ⁸	-	-	nu	+
Signe V_{sq}	+	+	+	-	-	-
Signe $A_1 = (\sqrt{3} \cdot \ V_{sd}\ - \ V_{sq}\)$	+	-	+	+	-	+

⁸ nu: no utilitzada.

Capítol 6. Control Directe de Parell Optimitzat (ODTC)

En aquest capítol es presentarà el que l'autor a anomenat com a Control Directe de Parell Optimitzat (ODTC). Aquest, consisteix en un algorisme de control del parell del MI, que incorpora els avantatges intrínsecs del DTC, en quan a la rapidesa en el canvi de consignes (tant de parell, com d'intensitat magnetitzant), i per altra costat, disminueix al mínim l'arriestat de parell, gràcies a incorporar les característiques del règim permanent del Control Vectorial. Igualment, en aquest capítol, es presenta un estudi teòric que permet predir l'arriestat mínim de parell que es pot esperar, donades les característiques de funcionament de l'accionament (velocitat, parell mitjà, intensitat magnetitzant ...).

6.1 Introducció

Tal com ja ha estat esmentat en el capítol 3, cap dels dos mètodes de control del parell i de la velocitat del MI, no respon plenament a les expectatives creades. Tant el Control Vectorial com el DTC addueixen d'una sèrie de limitacions, que o bé els fan no òptims per a unes aplicacions determinades, o ja directament els fan no aptes per altres tipus d'aplicacions. Tot seguit es detallaran els inconvenients d'ambdós controls.

Per un costat, tenim al Control Vectorial, que tot i que es troba plenament desenvolupat industrialment (existeixen gran quantitat de marques comercials que el comercialitzen) addueix d'una sèrie d'inconvenients que tot seguit s'enumeren:

- ◆ El fet de suposar, que el motor objecte del control, es trobarà alimentat per un CCVSI (Current Controlled Voltage Source Inverter), li infereix una gran facilitat de càlcul, ja que simplifica les dues equacions de les tensions de l'estator. Però en el costat negatiu de la balança, aquesta idealització, fa que no es considerin les interaccions entre la intensitat directa i la intensitat en quadratura del motor [17], [18] i [19]. Igualment, no el permet contemplar, ja des d'un bon principi, les limitacions intrínseques dels ondulators (capacitat per a generar únicament vuit vectors tensió). Posteriorment a la seva introducció, i a mesura que les capacitats de càlcul ofertes per l'electrònica digital, anaven augmentant, aquesta simplificació va començar a ésser superada per tota una sèrie d'investigadors, introduint per un costat l'estudi dels llaços de corrent, i per altra costat desenvolupant el SVPWM.
- ◆ El segon inconvenient del Control Vectorial, té els seus orígens en la incorporació de diversos llaços de regulació (dos són bàsics, un que regula el parell desenvolupat pel motor, i l'altre la intensitat magnetitzant, mentre que dos més són optatius, els de les dues intensitats directa i en quadratura). Aquests dos llaços de regulació (que inicialment es van pensar com a reguladors Proporcional-Integrals-Diferencials) són gairebé impossibles de sintonitzar perfectament al llarg de tots els marges de funcionament de l'accionament, i fins i tot, obviant aquest evident inconvenient, ens trobem en que aquest reguladors no sempre són els més ràpids, ni els més precisos, ni molt menys, els de millor comportament dinàmic. Això ha obert una gran àrea d'investigació (davant de la qual es troba sense dubte alguna Peter Vas [24]), que

mitjançant la substitució dels anteriorment esmentats PID de regulació, intenta disminuir els inconvenients que aquest porta associat.

- ◆ Finalment, el control vectorial no és capaç d'enfrontar-se amb la overmodulation i els límits d'intensitat d'una forma prou intel·ligent [25] i [26]. Moltes vegades, com la vida mateixa ens ha ensenyat, la solució més evident i a priori més lògica, no sempre és la més adequada en cada cas. Així, tal com es mostrarà al llarg d'aquest capítol, quan es treballa tenint en compte les limitacions físiques de tensió i intensitat, moltes vegades la solució més òptima, rau en adoptar estratègies poc intuïtives, però tant mateix, molt més eficients.

Per altra costat, els inconvenients que presenta el DTC ja han estat llargament esmentats en aquesta tesi (capítol 3), i en gran part de la literatura tècnica dels darrers anys (veure [27] fins a [30]). Tot seguit s'enumeren els inconvenients més grans que aquest presenta:

- ◆ L'algorisme de control del DTC, gràcies a eliminar els bucles de regulació que presenta el Control Vectorial, i substituir-los per controladors d'histèresis, simplifica molt els càlculs necessaris per a implementar el mateix, i a la vegada li confereix una dinàmica de control molt ràpida (els canvis de parell i intensitat magnetitzant es desenvolupen en el menor temps possible). Però aquesta mateixa avantatge, porta associada el principal desavantatge que presenta el DTC, i que fa referència al, moltes vegades excessiu, arriat de parell (vibracions) que aquest implica. Precisament, el mateix control d'histèresi que el permet ésser tant ràpid en la resposta a un canvi en graó del parell de consigna, li infereix al DTC aquest excessiu arriat de parell. Igualment cal esmentar la dificultat en l'elecció de la banda morta d'histèresi, ja que aquest valor, cal escollir-lo a priori, i l'òptim varia amb les condicions de funcionament de l'accionament.
- ◆ El fet d'escollir la referència fixa a l'estator per expressar les diferents equacions del DTC, repercuteix en una expressió molt senzilla del flux total concatenat per l'estator (Eq. 3.10), però, per simplicitat, s'acostuma a prescindir de la caiguda ohmica de l'estator. Aquesta simplificació, no recau tant en raons de simplicitat, si no en raons pràctiques, ja que la resistència de l'estator varia amb la temperatura, amb la freqüència (efecte skin), ... I a més, resulta que a baixes voltes (petites tensions de l'estator), aquesta caiguda ohmica ja no és despreciable, i per les raons esmentades anteriorment (que fan molt difícil calcular-la exactament), s'ha de buscar camins alternatius per a calcular el flux total de l'estator.

6.2 Obtenció de les equacions de l'ODTC

En el capítol 2 s'ha presentat la modelització del MI. En aquella modelització, la variable temps t era una variable contínua, però a l'hora de realitzar el control, s'ha de tenir en compte que aquest es realitza en temps discret, i per tant, aquestes no es poden expressar en forma d'equacions diferencials, sinó que s'han d'expressar en forma d'equacions en diferències. Per tant, tot el que en capítol 2 eren derivades respecte del temps, ara passen a ésser increments. En certa forma s'ha de realitzar el següent canvi:

$$p = \frac{d}{dt} \rightarrow \frac{\Delta}{\Delta t}$$

La referència que es prendrà per a l'obtenció de l'ODTC és la mateixa que la del control vectorial, és a dir, la referència en sincronisme i la intensitat magnetitzant vista des del rotor. Les equacions del MI en aquesta referència i en variables de Ku són (Eq. 2.42):

$$\begin{pmatrix} \underline{V}_s \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_s + \left(L_s - \frac{M^2}{L_r} \right) (p + j\omega_e) & \frac{M^2}{L_r} (p + j\omega_e) \\ -r_r \frac{M}{L_r} & r_r \frac{M}{L_r} + M(p + j(\omega_e - \omega_m)) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \underline{I}_s \\ \underline{I}_m \end{pmatrix} \quad (\text{Eq. 6.1})$$

Per claredat, es realitza els següents canvis de variable a l'equació anterior:

$$L_s' = L_s - \frac{M^2}{L_r} \quad \text{i} \quad M' = \frac{M^2}{L_r}.$$

L'equació 6.1, amb els canvis esmentats anteriorment, i dividint la segona equació per M, queda com:

$$\begin{pmatrix} \underline{V}_s \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} r_s + L_s' (p + j\omega_e) & M' (p + j\omega_e) \\ -r_r & r_r + L_r (p + j(\omega_e - \omega_m)) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \underline{I}_s \\ \underline{I}_m \end{pmatrix} \quad (\text{Eq. 6.2})$$

Si ara es discretitza l'equació anterior, tal com s'ha esmentat al principi d'aquest apartat, s'obtenen les següents equacions:

$$\begin{aligned} \underline{V}_s &= \left(r_s + L_s' \frac{\Delta}{\Delta t} \right) \underline{I}_s + jL_s' \omega_e \underline{I}_s + M' \frac{\Delta}{\Delta t} \underline{I}_m + jM' \omega_e \underline{I}_m \\ 0 &= -r_r \underline{I}_s + \left(r_r + L_r \frac{\Delta}{\Delta t} \right) \underline{I}_m + j \cdot L_r (\omega_e - \omega_m) \underline{I}_m \end{aligned} \quad (\text{Eq. 6.3})$$

Si s'orienta la referència en sincronisme respecte al màxim del camp magnètic al rotor (tal com s'ha fet en el capítol 3 per al Control Vectorial), la component en quadratura de la intensitat magnetitzant s'anul·la. Per tant a partir d'ara es substituirà \underline{I}_m per I_m . Si finalment es separen les components reals e imaginàries de la segona equació, el que s'obté és:

$$\begin{aligned} \underline{V}_s &= \left(r_s + L_s' \frac{\Delta}{\Delta t} \right) \underline{I}_s + jL_s' \omega_e \underline{I}_s + M' \frac{\Delta}{\Delta t} I_m + jM' \omega_e I_m \\ 0 &= -r_r I_{sd} + \left(r_r + L_r \frac{\Delta}{\Delta t} \right) I_m \\ 0 &= -r_r I_{sq} + L_r (\omega_e - \omega_m) I_m \end{aligned} \quad (\text{Eq. 6.4})$$

L'equació anterior, per a $\Delta t \rightarrow 0$, és formalment idèntica a les equacions diferencials introduïdes amb anterioritat. Si el control es realitza amb un període prou petit, aleshores les equacions anteriors són perfectament vàlides.

Per a poder completar totes les equacions que intervindran en l'obtenció de l'ODTC, manca únicament la que ens dóna el parell desenvolupat pel motor (Eq. 2.15), però ja directament expressada en la referència anteriorment esmentada:

$$\Gamma = \frac{M^2}{L_r} I_m I_{sq} \quad (\text{Eq. 6.5})$$

L'equació anterior (Eq. 6.4), un cop s'han agrupat tots els termes amb increments, i tots els termes que no porten increments, s'obté:

$$\begin{aligned} \underline{V}_s \Delta t &= r_s \underline{I}_s \Delta t + L_s \Delta \underline{I}_s + jL_s \omega_e \underline{I}_s \Delta t + M \cdot \Delta I_m + jM \cdot \omega_e I_m \Delta t \\ 0 &= -r_r I_{sd} \Delta t + R_r I_m \Delta t + L_r \Delta I_m \\ \omega_e &= \omega_m + \frac{I_{sq}}{L_r / r_r I_m} \end{aligned} \quad (\text{Eq. 6.6})$$

De la segona equació resulta:

$$\Delta I_m = \left(\frac{r_r}{L_r} \right) (I_{sd} - I_m) \Delta t \quad (\text{Eq. 6.7})$$

igualtat que un cop substituïda a la primera equació dóna:

$$\underline{V}_s \Delta t = r_s \underline{I}_s \Delta t + L_s \Delta \underline{I}_s + jL_s \omega_e \underline{I}_s \Delta t + M \left(\frac{r_r}{L_r} \right) (I_{sd} - I_m) \Delta t + jM \cdot \omega_e I_m \Delta t \quad (\text{Eq. 6.8})$$

si tot seguit s'agrupen termes queda:

$$\Delta \underline{I}_s = \frac{1}{L_s} \left(\underline{V}_s - r_s \underline{I}_s - M \left(\frac{r_r}{L_r} \right) (I_{sd} - I_m) - jL_s \omega_e \underline{I}_s - jM \omega_e I_m \right) \Delta t \quad (\text{Eq. 6.9})$$

d'on finalment les equacions del motor d'inducció discretitzades queden:

$$\begin{aligned} \Delta \underline{I}_s &= \frac{1}{L_s} \left(\underline{V}_s - r_s \underline{I}_s - M \left(\frac{r_r}{L_r} \right) (I_{sd} - I_m) - jL_s \omega_e \underline{I}_s - jM \cdot \omega_e I_m \right) \Delta t \\ \Delta I_m &= \left(\frac{r_r}{L_r} \right) (I_{sd} - I_m) \Delta t \\ \omega_e &= \omega_m + \frac{r_r I_{sq}}{L_r I_m} \\ \Gamma &= \frac{M^2}{L_r} I_m I_{sq} \end{aligned} \quad (\text{Eq. 6.10})$$

6.3 Algorisme de l'ODTC

Per tal de poder descriure l'algorisme de l'ODTC, encara manca fer una interpretació crítica de les equacions obtingudes en l'apartat anterior (Eq. 6.10). Començant analitzant la primera de les quatre equacions anteriors, es pot observar que per incrementar el vector intensitat de l'estator, el vector tensió que s'ha d'aplicar en borns de l'estator, cal que per un costat, porti al vector intensitat de l'estator en créixer en el sentit adequat, però a més, cal que contraresti l'oposició, que ve donada, per un vector que podríem notar com a \underline{E} i que representaria la força contraelectromotriu (Eq. 6.11 i Fig. 6.1).

$$\Delta \underline{I}_s = \frac{1}{L_s} (\underline{V}_s - \underline{E}) \Delta t \quad (\text{Eq. 6.11})$$

$$\underline{E} = f(\underline{I}_s, I_m, \omega_e) = r_s \underline{I}_s + M(r_r/L_r)(I_{sd} - I_m) + jL_s \omega_e \underline{I}_s + jM \cdot \omega_e I_m$$

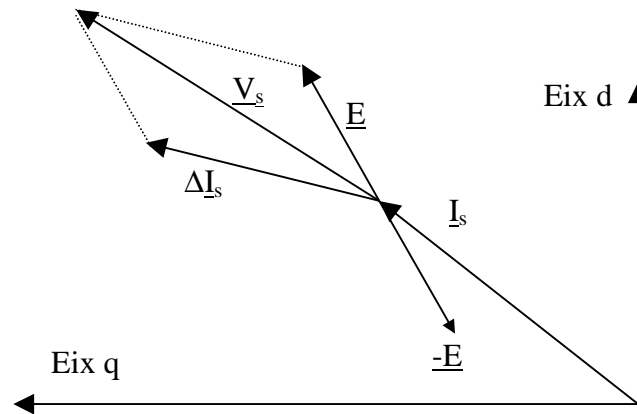


Fig. 6.1. Representació vectorial de l'equació de les tensions en l'ODTC.

De la resta d'equacions de l'equació 6.10, no se'n realitzarà una anàlisi, ja que aquesta ja ha estat realitzada en el capítol 3 d'aquesta tesi, en el que es parlava del control vectorial. La única diferència que cal remarcar entre les anteriors i aquesta, radica en el fet que unes es troben discretitzades temporalment, mentre que les altres no.

Un cop ja realitzada l'anàlisi crítica de l'equació 6.10, ja ens trobem en disposició de descriure l'algorisme de l'ODTC. Inicialment cal especificar que aquest serà un algorisme de control directe del parell, per tant, la variable d'entrada natural a l'algorisme de control serà precisament el parell de consigna. Aquest parell a desenvolupar per el motor objecte del control, pot ésser una consigna directa (control de parell) o pot ésser resultat d'un bucle més exterior de velocitat.

Igualment, dintre de les entrades naturals a l'algorisme, hi haurà la consigna d'intensitat magnetitzant. Aquesta consigna d'intensitat magnetitzant ens pot venir donada tant per la intensitat magnetitzant nominal del motor, com per diversos processos d'optimització, com pot ésser el minimitzar pèrdues, o per funcions que optimitzin el parell màxim desenvolupat en la regió de debilitament de camp.

Un cop especificades quines seran les consignes d'entrada de l'ODTC, s'ha d'esmentar que encara caldrà l'entrada de tres variables més al nostre algorisme de control, a saber, dues de les tres intensitats de fase del motor, i la velocitat angular de l'eix del motor. A semblança del que es feia en el control vectorial, a partir de les dues intensitats de fase del motor, i de l'angle girat pel màxim del camp magnètic en el rotor, es calculen les intensitats directa i en quadratura de l'estator.

Per tal de poder conèixer l'angle girat pel màxim del camp magnètic en el motor, cal primerament estimar la seva velocitat angular de gir (igual que en el cas del control vectorial). Aquesta estimació es realitza amb el '*model de flux*' (un esquema d'aquest es pot trobar en la figura Fig. 3.2 d'aquesta tesi), del que tot seguit es detallen els càlculs a realitzar:

Primerament es calcula la intensitat magnetitzant, resolent l'equació diferencial de l'Eq. 6.12.

$$\Delta I_m = (r_r / L_r)(I_{sd} - I_m)\Delta t \quad (\text{Eq. 6.12})$$

A partir d'aquesta nova intensitat magnetitzant, calculada en el pas anterior, s'ha de calcular la pulsació dels corrents del rotor. Per això s'emprarà la següent equació:

$$w_e = w_m + \frac{r_r I_{sq}}{L_r I_m} \quad (\text{Eq. 6.13})$$

Tot seguit es troba el nou valor de l'angle girat pel camp magnètic del rotor, integrant durant el període de control la velocitat del camp magnètic del rotor:

$$\mathbf{q} = \mathbf{q}_0 + \int_T (\mathbf{w}_r + \mathbf{w}_m) dt \quad (\text{Eq. 6.14})$$

Finalment es calcula el parell desenvolupat pel motor:

$$\Gamma = \frac{M^2}{L_r} I_m I_{sq} \quad (\text{Eq. 6.15})$$

Un cop calculat el parell real desenvolupat pel motor i la intensitat magnetitzant del mateix, cal distingir dos casos ben diferents un de l'altre. El primer cas és quan ens trobem en règim permanent (concepte que cal matisar i tot seguit es desenvoluparà), i evidentment el segon cas és quan ens trobem en règim transitori. El procediment a seguir per l'ODTC en funció d'un o altre cas serà ben diferent, per tant tot seguit es procedeix a definir el concepte de '*règim permanent*' en l'ODTC.

6.3.1 Definició de règim permanent en l'ODTC.

Abans de poder establir la seqüència de control en el règim permanent, cal definir en propietat, que s'entendrà per règim permanent. En aquest cas, a diferència del que és habitual, el règim permanent no es defineix pel règim permanent de la velocitat (velocitat constant al llarg del temps), sinó que es defineix pel règim permanent de les variables de consigna (parell i intensitat magnetitzant), o el que és el mateix, per les dues intensitats de l'estator (I_s en variables de Ku).

Així per a distingir entre el règim permanent i el règim transitori, es defineix una banda morta al voltant del valor de la consigna (fig. 6.2). Quan la variable real es troba dins d'aquesta banda morta, es considera que ens trobem en règim permanent d'aquella variable. Si pel contrari, la variable real es troba fora d'aquesta banda morta, es considera que ens trobem en règim transitori (o més pròpiament dit, en règim no permanent respecte a la variable en qüestió).

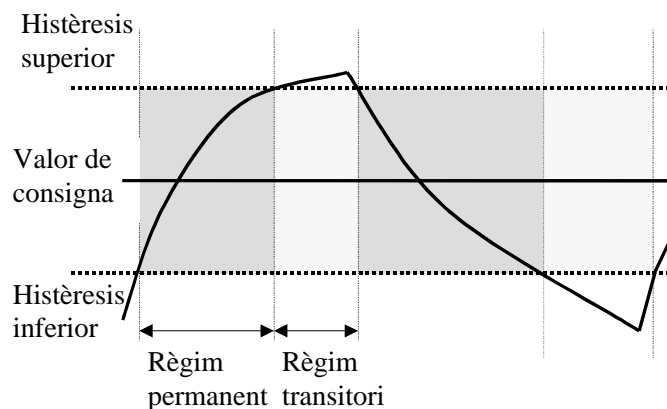


Fig. 6.2 Definició del règim permanent en l'ODTC.

Per tant doncs, per a poder considerar que ens trobem en règim permanent, serà necessari que totes dues variables de control es trobin en règim permanent, d'altra forma, el sistema es considerarà en règim transitori. Per a detectar si ens trobem en règim permanent o no, caldrà calcular si la diferència entre el parell real desenvolupat pel motor, i el parell de consigna és menor que un ϵ_{parell} , i el mateix per a la intensitat magnetitzant, on s'haurà de mirar si la diferència entre aquesta i la intensitat magnetitzant de consigna és inferior a un cert $\epsilon_{\text{magnetitzant}}$.

A més es calcularà dos nous paràmetres, notats δ_{parell} i $\delta_{\text{magnetitzant}}$, que prendran el valor de 1, 0 ó -1, en funció de si la variable real es troba fora dels límits de la banda morta per la part superior ($\delta = 1$), o es troba dins la banda morta ($\delta = 0$, règim permanent), o si es troba fora dels límits de la banda morta per la part inferior ($\delta = -1$).

$$\Delta\Gamma = \Gamma_{real} - \Gamma_{consigna}$$

$$\Delta I_m = I_{m\ real} - I_{m\ consigna}$$

$$\mathbf{d}_{parell} = \begin{cases} 1 & \text{si } \Delta\Gamma > \mathbf{e}_{parell} \\ 0 & \text{si } |\Delta\Gamma| < \mathbf{e}_{parell} \\ -1 & \text{si } \Delta\Gamma < -\mathbf{e}_{parell} \end{cases}$$

$$\mathbf{d}_{mag} = \begin{cases} 1 & \text{si } \Delta I_m > \mathbf{e}_{magnetitzant} \\ 0 & \text{si } |\Delta I_m| < \mathbf{e}_{magnetitzant} \\ -1 & \text{si } \Delta I_m < -\mathbf{e}_{magnetitzant} \end{cases}$$

6.3.2 Seqüència de control en règim permanent.

Un cop definit el que es considerarà règim permanent, s'establirà la seqüència de control que es seguirà en el règim permanent. Les variables de sortida de l'algorisme de control, són les consignes d'intensitat directa i d'intensitat en quadratura. Per a controlar el parell, s'emprarà la intensitat en quadratura, mentre que per a controlar la intensitat magnetitzant, s'emprarà la intensitat directa.

Al trobar-nos en un règim permanent, tant el parell (controlat per la intensitat en quadratura) com la intensitat magnetitzant (controlada per la intensitat directa) es trobaran molt properes a les seves consignes, pel que els increments d'intensitat directa i en quadratura a aplicar al motor seran relativament petits.

A l'ésser aquests dos valors relativament petits, és d'esperar que no es superi la intensitat màxima, per tant no cal prioritzar cap de les dues variables, però tot i així, per si es dona el cas, es prioritza l'aplicació del parell sobre l'aplicació de la intensitat magnetitzant (ja que l'evolució d'aquesta és molt més lenta que l'evolució del parell).

Per tant, per a prioritzar el parell sobre la intensitat magnetitzant (no cal oblidar que ens trobem dins del règim permanent), primerament es calcularà la intensitat en quadratura i tot seguit, sinó s'assoleix el límit d'intensitat, es calcularà la intensitat directa per a mantenir la intensitat magnetitzant.

La intensitat en quadratura es calcularà de dues formes distintes. El primer cop que s'entri en el bucle de control en el règim permanent, la consigna d'intensitat en quadratura es calcularà a partir de l'equació que defineix el parell:

$$I_{sq} = \frac{\Gamma_{consigna}}{M^2 / L_r} I_m \quad (\text{Eq. 6.16})$$

A partir del segon cop que s'entri en el bucle de control, la intensitat en quadratura es calcularà de la següent forma: $I_{sq}^k = I_{sq}^{k-1} + k_1 \cdot \text{Error}_{Parell}$, amb el que es poden compensar possibles desintonies dels paràmetres del motor.

Si la intensitat en quadratura supera la intensitat màxima (cas rarament assolible en el règim permanent), s'assignarà tota la intensitat disponible a la i_{sq} , mentre que a la i_{sd} se li assignarà una consigna nul·la [17]: Si $I_{sq} > I_{m\grave{a}x}$ aleshores $I_{sq} = I_{m\grave{a}x}$ i $i_{sd} = 0$. Un cop calculat I_{sq} , es calcula I_{sd} . Com ja s'ha mencionat anteriorment, la intensitat directa s'empra per a controlar la intensitat magnetitzant. Aquest control es realitza mitjançant l'equació:

$$\Delta I_m = \frac{I_{sd} - I_m}{T_r} \Delta t \quad (\text{Eq. 6.17})$$

on: $T_r = L_r / r_r$, és la coneguda constant de temps del rotor. Aquesta equació un cop arreglada es pot posar com:

$$I_{sd} = \Delta I_m \frac{T_r}{\Delta t} + I_m = (I_{m\text{Consigna}} - I_m) \frac{T_r}{\Delta t} + I_m = I_{m\text{Consigna}} \cdot \frac{T_r}{\Delta t} + I_m \cdot \left(1 - \frac{T_r}{\Delta t}\right)$$

Posteriorment es tornarà a fer referència a aquesta equació, proposant una millora, incorporant-hi un temps de retard en la resposta de la mateixa.

Per tal de no superar el corrent màxim, es limita la intensitat de l'estator. Tal com ja s'ha dit al principi, es prioritza la intensitat en quadratura (és a dir, el parell, ja que disminueix molt més ràpidament que la intensitat magnetitzant) i per tant, la component d'intensitat que es limita, és la directa: Si $I_{sd}^2 + I_{sq}^2 > I_{Max}^2$ aleshores: $I_{sd} = \sqrt{I_{Max}^2 - I_{sq}^2}$. Finalment es crea el vector intensitat de l'estator tal com segueix: $\underline{I}_s = I_{sd} + j \cdot I_{sq}$.

Així doncs, quan ens trobem en el règim permanent, s'ha de seguir el procés anteriorment descrit, per tal d'obtenir el vector d'intensitat de l'estator a imposar als debanats de la màquina. Tot seguit es torna a repetir aquest procés d'una forma molt més esquemàtica:

- ◆ 1^{er} bucle de control: $I_{sq} = \frac{\Gamma_{consigna}}{M^2 / L_r} I_m$.
- ◆ A partir del segon bucle de control: $I_{sq}^1 = I_{sq}^0 + k \cdot \text{Error}_{\text{Parell}}$.
- ◆ Si $I_{sq} > I_{m\grave{a}x}$ aleshores $I_{sq} = I_{m\grave{a}x}$.
- ◆ $I_{sd} = I_{m\text{Consigna}} \cdot \frac{T_r}{\Delta t} + I_m \cdot \left(1 - \frac{T_r}{\Delta t}\right)$.
- ◆ Si $I_{sd}^2 + I_{sq}^2 > I_{Max}^2$ aleshores: $I_{sd} = \sqrt{I_{Max}^2 - I_{sq}^2}$.
- ◆ $\underline{I}_s = I_{sd} + j \cdot I_{sq}$.

6.4 Seqüència de control en règim transitori.

Tal com ja s'ha esmentat en l'apartat que definia el règim permanent (apartat 6.3.1), el règim transitori s'entendrà quan alguna de les dues variables de control, o bé les dues, es trobin fora de la banda morta, que envolta a la consigna de les mateixes (fig. 6.2).

Per tant caldrà considerar diferents règims transitoris, en funció de si la variable que es trobi fora del règim permanent sigui el parell (o el que és el mateix, la intensitat en quadratura) o la intensitat magnetitzant (o el que és el mateix, la intensitat directa), o ambdues variables a la vegada. Aquests diversos casos es poden veure sintetitzats en les gràfiques adjuntes.

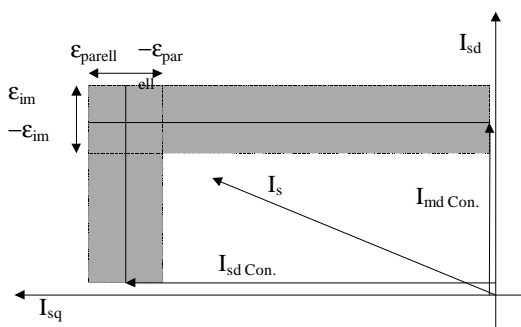


Fig. 6.3 Tant la I_{sd} com la I_{sq} es troben fora de límits.

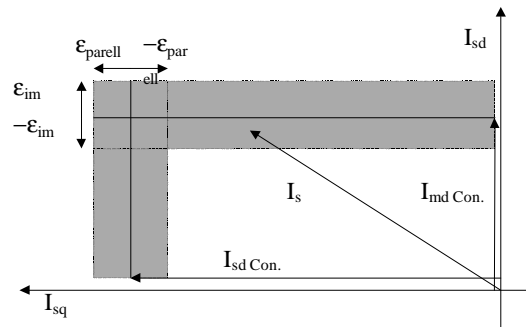


Fig. 6.4 En la figura, I_{sq} es troba fora de límits, mentre que I_{sd} es troba dins de límits.

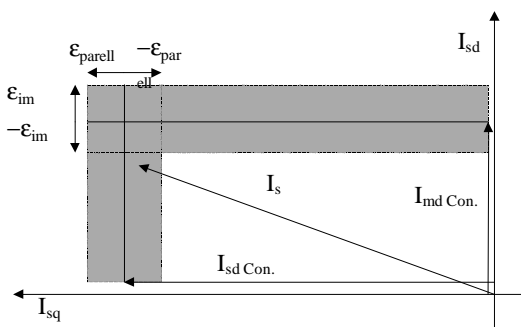


Fig. 6.5 Únicament la I_{sd} es troba fora de límits.

6.4.1. Estudi del cas 1.

El primer cas correspon a la figura 6.4, en el que únicament la variable que es troba fora de marges és la intensitat en quadratura, o el que és el mateix, el parell. Aquest serà el cas que apareixerà amb més freqüència, ja que la dinàmica de la intensitat en quadratura és molt més ràpida que la dinàmica de la intensitat magnetitzant.

La seqüència de control a aplicar, sembla doncs força lògica, assignar la intensitat en quadratura necessària, per a tornar a portar el parell dins dels marges establerts:

$$I_{sq} = \frac{\Gamma_{consigna}}{M^2 / L_r} I_m \quad (\text{Eq. 6.18})$$

Si la intensitat en quadratura supera la intensitat màxima (cas que es pot donar amb facilitat quan es demani al sistema de control variacions fortes de parell), s'assignarà tota la intensitat disponible a la i_{sq} , mentre que a la i_{sd} se li assignarà una consigna nul·la:

Si $I_{sq} > I_{\max}$ aleshores $I_{sq} = I_{\max}$ i $I_{sd} = 0$.

Tot seguit es calcularà la intensitat directa necessària per a mantenir la intensitat magnetitzant dins dels límits:

$$I_{sd} = I_m \text{ Consigna} \cdot \frac{T_r}{\Delta t} + I_m \cdot \left(1 - \frac{T_r}{\Delta t}\right) \quad (\text{Eq. 6.19})$$

En aquest cas, en el que ens trobem en un règim transitori, és molt possible que el vector intensitat de consigna superi la intensitat màxima. Com que la intensitat magnetitzant es troba dins dels límits, i la seva dinàmica és més lenta, s'haurà d'assignar tota la intensitat necessària (sempre i quan no superi la intensitat màxima) a la intensitat en quadratura, i la resta d'intensitat, fins arribar a la intensitat màxima, s'assignarà a la intensitat directa:

Si $I_{sd}^2 + I_{sq}^2 > I_{Max}^2$ aleshores: $I_{sd} = \sqrt{I_{Max}^2 - I_{sq}^2}$.

Igual que en l'apartat de règim permanent, finalment es crea el vector intensitat de l'estator tal com segueix: $\underline{I}_s = I_{sd} + j \cdot I_{sq}$.

Així doncs, quan ens trobem en el règim transitori, més específicament en el primer dels casos descrits (parell fora de marges, mentre la intensitat magnetitzant es troba dins de marges), s'ha de seguir el procés descrit anteriorment, per tal d'obtenir el vector d'intensitat de l'estator a imposar als debanats de la màquina. Tot seguit es torna a repetir aquest procés d'una forma molt més esquemàtica:

- ◆ Es calcula la i_{sq} de control:
$$I_{sq} = \frac{\Gamma_{consigna}}{M^2 / L_r I_m}.$$
- ◆ Si $I_{sq} > I_{max}$ aleshores $I_{sq} = I_{max}.$
- ◆
$$I_{sd} = I_m \text{ Consigna} \cdot \frac{T_r}{\Delta t} + I_m \cdot \left(1 - \frac{T_r}{\Delta t}\right).$$
- ◆ Si $I_{sd}^2 + I_{sq}^2 > I_{Max}^2$ aleshores:
$$I_{sd} = \sqrt{I_{Max}^2 - I_{sq}^2}.$$
- ◆
$$\underline{I}_s = I_{sd} + j \cdot I_{sq}.$$

6.4.2 Estudi del cas 2.

L'estudi d'aquest segon cas, és molt més conflictiu que el cas anterior. Aquest segon cas es caracteritza per la intensitat magnetitzant trobar-se fora de marges, mentre que el parell es troba dins de marges.

Tal com ja s'ha anat veient en apartats anteriors, la prioritat de control sempre l'ha de tenir el control de parell, per dues raons ben senzilles. Per un costat, la dinàmica de la intensitat magnetitzant és molt més lenta que la dinàmica del parell; i per l'altra costat, és molt més important mantenir un bon control del parell que no pas de la intensitat magnetitzant, que respondrà únicament a consignes amb criteri d'estalvi energètic o maximització del rendiment (obviem pel moment criteris de debilitament del camp per poder superar velocitats superiors a la nominal).

Si es seguís una estratègia d'assignar la major part de la intensitat disponible (I_{max}) a la I_{sd} (intensitat directa de l'estator que controla a la intensitat magnetitzant), el més possible és que no poguéssim assignar a la I_{sq} la quantitat d'intensitat necessària com per a mantenir el parell, i al menys durant aquell període de control, el parell desenvolupat disminuiria considerablement, tal com es pot apreciar en la figura adjunta (Fig. 6.6).

Parell (Nm)

Intensitat Magnetitzant

Fig. 6.6. En aquesta figura es pot observar l'evolució del parell i la intensitat magnetitzant, quan hi ha un canvi de consigna de la intensitat magnetitzant de 2.28 A fins a 2.2 A.

Per tant, sembla clar doncs, que per a controlar la intensitat magnetitzant, quan aquesta ha sofert un canvi en la consigna o ha sortit fora dels límits de regulació, no es pot actuar amb una reacció instantània i intentant portar-la dins dels límits el més ràpidament possible, ja que es pateix el perill de perdre el control del parell.

Per tant la solució per a realitzar un control de la intensitat magnetitzant, consistirà en retardar la resposta del control, o millor dit, en alentir la mateixa. Per tant, la seqüència de control quedarà idèntica que en el cas del règim permanent (és a dir, prioritant la component de parell de la intensitat) però amb la diferència, que el càlcul de la intensitat directa es realitzarà tal com segueix:

$$I_{sd} = I_m \text{ Consigna} \cdot \frac{T_r}{\Delta T \cdot (1 + \text{retard})} + I_m \left(1 - \frac{T_r}{\Delta T \cdot (1 + \text{retard})} \right) \quad (\text{Eq. 6.20})$$

On '*retard*' serà un paràmetre que prendrà un valor superior a la unitat.

Amb aquesta petita millora, la mateixa maniobra realitzada en el cas anterior, de canviar la consigna de la intensitat magnetitzant de 2.28 A. fins a 2.2 A. la resposta del parell i de la intensitat magnetitzant queda tal com segueix (amb el paràmetre '*retard*' assignat a un valor òptim de 100):

Parell (Nm)

Intensitat Magnetitzant

Fig. 6.7. En aquesta figura es pot observar l'evolució del parell i la intensitat magnetitzant, quan hi ha un canvi de consigna de la intensitat magnetitzant de 2.28 A fins a 2.2 A, i un cop aplicat l'algorisme de l'equació 6.20.

6.4.3 Estudi del cas 3.

Aquest sens dubte alguna és el cas més conflictiu de tots, ja que ambdues variables es troben fora del règim permanent (tant la intensitat magnetitzant com el parell). Les possibles solucions a adoptar són molt variades i poden portar a respostes molt diferents. Les dues solucions més senzilles consistirien en portar primer el parell al seu valor de consigna, i posteriorment intentar normalitzar el valor de la intensitat magnetitzant. La segona solució seria precisament a l'inrevés, és a dir, intentar normalitzar el valor de la intensitat magnetitzant (encara que aplicant-l'hi un retard tal com s'ha fet en l'apartat anterior), i mentre tant, amb la resta d'intensitat disponible, s'intentaria mantenir un valor mínim de parell. En aquesta tesi, s'ha adoptat la primera de les solucions, però proposant com un treball de recerca futura, l'estudi de la millor de les dues solucions anteriors.

6.5 Determinació del valor òptim de la banda d'histèresi.

En tot el procés d'obtenció de les equacions de l'ODTC, s'ha fet menció de l'existència d'una banda d'histèresi (el mateix que passava pel cas del DTC). L'existència d'aquesta banda d'histèresi és la que ens permet discernir si l'accionament es troba en règim permanent (segons apartat 6.3.1), i per tant és la que ens fa decidir entre aplicar un o l'altre de les quatre seqüències de control possibles (apartats 6.3.2, 6.4.1, 6.4.2 i 6.4.3). Però en tot el procés anterior, no s'ha esmentat quin hauria d'ésser el valor òptim d'aquesta banda d'histèresi, tot i que clarament aquest valor influirà forçament en el comportament final de l'accionament (en quan a l'arissat de parell i la velocitat de resposta del sistema).

En aquest apartat es realitzarà un estudi de quin hauria d'ésser el valor òptim de la banda d'histèresi, atenent a un aspecte que ja s'ha mencionat profusament al llarg d'aquesta tesi, i que fa referència a l'arissat de parell de l'accionament.

De les dues bandes d'histèresi (la de parell i la d'intensitat magnetitzant), es prioritza clarament la banda d'histèresi primera, ja que com s'ha comentat en capítols anteriors, és el parell el que pren la màxima importància en l'ODTC i no pas la intensitat magnetitzant (que en darrer terme, es troba supeditada a poder aplicar el parell de consigna demanat). Aquest motiu, sumat al fet de la no existència d'un criteri clar de selecció del valor òptim de la banda d'histèresi del controlador de la intensitat magnetitzant, ha portat a l'autor d'aquesta tesi, a estudiar únicament la banda d'histèresi del parell.

A diferència de la banda d'histèresi de la intensitat magnetitzant, pel cas del parell sí que existeix un criteri clar de selecció, i aquest és precisament la minimització de l'arissat del mateix. Per tant, cal inicialment esbrinar si existeix un arissat de parell intrínsec a l'estructura de l'accionament (Annex 1), i en cas afirmatiu, com és el cas, quin és el valor màxim d'aquest arissat de parell. Així doncs, abans de poder especificar quin ha d'ésser el valor de la banda d'histèresi del parell, estudiem inicialment l'arissat de parell intrínsec del conjunt ondulator-motor d'inducció.

6.5.1 Hipòtesis de treball.

Per a començar a estudiar l'arissat mínim que es pot obtenir en un motor d'inducció, alimentat a partir d'un ondulator trifàsic de tensió, cal realitzar una sèrie d'hipòtesis, per tal de poder simplificar les expressions matemàtiques que s'obtidran. Les hipòtesis que es prendran, per a tot el posterior estudi, seran les següents:

- Es suposarà que el valor de la fase del vector tensió que pot aplicar l'ondulator sobre el motor, pot prendre un valor arbitrari. Tal com s'ha explicat en el capítol 5 d'aquesta tesi, aquesta hipòtesi és totalment falsa, ja que l'ondulator, al disposar únicament de 6 interruptors que han de treballar complementaris de dos en dos, pot assolir únicament 8 estats diferents, dels quals únicament n'hi han sis d'actius, mentre que els altres dos són nuls. Aquests sis vectors actius es troben repartits sobre el pla complex, separats 60° l'un respecte a l'altre, però quan s'aplica la modulació vectorial, es pot aconseguir un angle del vector tensió arbitrari, al menys en valor mitjà temporal.

- El mòdul del vector tensió que és capaç d'aplicar l'ondulador, igualment pot prendre un valor arbitrari. Aquesta hipòtesi tal com es demostra en el capítol anterior, és del tot certa, en valor mitjà temporal, però no pas en valor instantani. A més a més, aquesta hipòtesi a diferència de l'anterior, es troba limitada a valors del mòdul inferiors a cert valor que es quantifica en el mateix capítol, i valor que depèn, d'entre altres factors, del període i del temps mort de l'ondulador, així com de la tensió del bus de contínua de l'ondulador. Fora d'aquesta limitació, tot l'esmentat en l'anàlisi de la hipòtesi anterior és cert. Per tant els resultats que s'obtidran únicament seran certs dins d'aquests rang d'aplicabilitat.
- En règim permanent elèctric, es pot suposar que la pulsació elèctrica és igual a la pulsació mecànica: $w_e \approx w_m$. Aquesta hipòtesi, ja se sap que no és certa exactament, però si numèricament. Si es té en compte que el lliscament nominal d'un motor d'inducció és usualment inferior al 7%, aleshores la hipòtesi anterior és aproximada en un 93% com a mínim.
- Finalment, i com a darrera hipòtesi, es prendrà com el valor de la força contraelectromotriu (en règim permanent) definida en l'Eq 6.11. la següent simplificació:

$$\underline{E} = r_s \underline{I}_s + M \left(r_r / L_r \right) (I_{sd} - I_m) + j L_s w_e \underline{I}_s + j M \cdot w_e I_m$$

$$\underline{E} \cong j M w_e \cdot I_m \cong j M w_m \cdot I_m$$

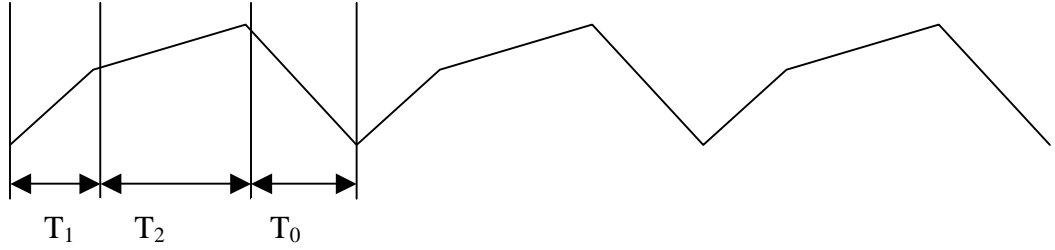
Tenint en compte que en règim permanent $i_{sd} = i_m$, despreciant la caiguda ohmica de l'estator i despreciant L_s en front a M .

6.5.2 Desenvolupament matemàtic

L'expressió que ens dona la pulsació del parell desenvolupat pel motor, sota la hipòtesi de regim permanent, és a dir, considerant que la intensitat magnetitzant es manté invariable (la seva constant de temps és molt superior a la de la intensitat en quadratura), però que per al contrari, per culpa d'alimentar el motor amb un ondulator trifàsic de tensió, la intensitat en quadratura varia al llarg del temps, es pot posar com:

$$\Delta \Gamma = \frac{M^2}{L_r} I_m \Delta I_{sq} \quad (\text{Eq. 6.21})$$

Per tant, per a poder calcular el $\Delta \Gamma$, primerament s'ha de calcular el ΔI_{sq} , i per a poder calcular a aquest, primerament s'ha de calcular ΔI_s . Per definició, en règim permanent, l'increment de la intensitat de l'estator, al llarg d'un període de control, és nul, tal com es mostra a la figura següent:



Per tant, imposant que l'increment d'intensitat de l'estator al llarg d'un període és nul, o el que és el mateix, que la suma dels increments que s'obtenen al llarg de l'aplicació dels quatre vectors tensió en els que s'ha descomposat el vector tensió de consigna, és nul·la, s'obté:

$$\Delta \underline{I}_s = \Delta \underline{I}_{sT1} + \Delta \underline{I}_{sT2} + \Delta \underline{I}_{sT0} = 0 \quad (\text{Eq. 6.22})$$

Amb:

$$\Delta \underline{I}_s = \frac{1}{L_s'} \left(\underline{V}_s - R_i \cdot \underline{I}_s - j \left[L_s - \frac{M^2}{L_r} \right] w_s \underline{I}_s - j \frac{M^2}{L_r} w_s \underline{I}_m \right) \cdot \Delta T \quad (\text{Eq. 6.23})$$

$$\Delta \underline{I}_{sT1} = \frac{1}{L_s'} \left(\underline{V}_{V1} - R_i \cdot \underline{I}_s - j \left[L_s - \frac{M^2}{L_r} \right] w_s \underline{I}_s - j \frac{M^2}{L_r} w_s \underline{I}_m \right) \cdot T_1 \quad (\text{Eq. 6.24})$$

$$\Delta \underline{I}_{sT2} = \frac{1}{L_s'} \left(\underline{V}_{V2} - R_i \cdot \underline{I}_s - j \left[L_s - \frac{M^2}{L_r} \right] w_s \underline{I}_s - j \frac{M^2}{L_r} w_s \underline{I}_m \right) \cdot T_2 \quad (\text{Eq. 6.25})$$

$$\Delta \underline{I}_{sT0} = \frac{1}{L_s'} \left(-R_i \cdot \underline{I}_s - j \left[L_s - \frac{M^2}{L_r} \right] w_s \underline{I}_s - j \frac{M^2}{L_r} w_s \underline{I}_m \right) \cdot T_0 \quad (\text{Eq. 6.26})$$

Essent \underline{V}_{V1} i \underline{V}_{V2} , els vectors aplicables directament per l'ondulador, més propers al vector tensió \underline{V}_s que s'hagi d'aplicar. I on s'ha d'acomplir que $\Delta T = T_1 + T_2 + T_0$.

Per simplicitat, es prendrà el ΔI_{sq} total com el ΔI_{sq-T0} , és a dir, l'increment de intensitat en quadratura durant el temps d'aplicació del vector nul de l'ondulador. L'altra possible alternativa, consistiria en calcular ΔI_{sq} com la suma dels dos increments durant els temps T_1 i T_2 . A més per simplicitat es noterà:

$$\underline{E} = R_i \cdot \underline{I}_s + j \left[L_s - \frac{M^2}{L_r} \right] w_s \underline{I}_s + j \frac{M^2}{L_r} w_s \underline{I}_m \quad (\text{Eq. 6.27})$$

Amb tot l'anterior, l'increment total de parell es pot posar com:

$$\Delta\Gamma = \frac{M^2}{L_r} I_m \Delta I_{sq-T0} = \frac{M^2}{L_r \cdot L_s'} I_m E_q T_0 \quad (\text{Eq. 6.28})$$

On E_q correspon a la component imaginària (en quadratura), de l'equació 6.27.

Si ara es té en compte la relació que existeix entre T_0 i el període de control i els temps d'aplicació dels dos vectors tensió de l'ondulador, s'obté: $T_0 = \Delta T - (T_1 + T_2)$, que un cop substituït a l'equació anterior ens queda:

$$\begin{aligned} \Delta\Gamma &= \frac{M^2}{L_r \cdot L_s'} I_m E_q T_0 = \frac{M^2}{L_r \cdot L_s'} I_m E_q (\Delta T - (T_1 + T_2)) = \frac{M^2}{L_r \cdot L_s'} I_m E_q \left(\frac{\Delta T - (T_1 + T_2)}{\Delta T} \right) \cdot \Delta T = \\ \Delta\Gamma &= \frac{M^2}{f_c L_r \cdot L_s'} I_m E_q \left(1 - \frac{(T_1 + T_2)}{\Delta T} \right) \end{aligned} \quad (\text{Eq. 6.29})$$

On $f_c = 1/\Delta T$ és la inversa del període de control, i per tant és la freqüència de commutació dels interruptors de potència.

Per a calcular els temps d'aplicació dels dos vectors, únicament cal dirigir-nos al capítol 5 d'aquesta tesi, d'on es pot extreure que donat, un vector tensió a sintetitzar i en funció del sexeni on es troba, els temps d'aplicació dels dos vectors es poden trobar mitjançant la següent equació:

$$\begin{pmatrix} V_d \\ V_q \end{pmatrix} \Delta T = \begin{pmatrix} V_{1d} & V_{2d} \\ V_{1q} & V_{2q} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} T_1 \\ T_2 \end{pmatrix} \quad (\text{Eq. 6.30})$$

$$\Delta T = T_1 + T_2 + T_0$$

Com es pot comprovar en les gràfiques següents, l'arriestat de parell respon a dues causes ben diferents la una de l'altra. La primera gràfica representa l'arriestat de parell a mesura que es va incrementant la velocitat, i per a diferents valors del parell mitjà. La resta de valors de l'equació 6.29, es mantenen constants i iguals als seus valors nominals. En aquesta gràfica, s'ha suposat que l'ondulador pot generar vectors tensió amb un angle qualsevol, però per contra, no pot generar vectors tensió amb qualsevol mòdul. En la segona gràfica s'ha representat un punt determinat de l'accionament (velocitat i parell mitjà constant), i el que s'ha fet evolucionar a estat el vector \underline{E} , al llarg de tot un període de la xarxa, o el que és el mateix, se'l ha fet evolucionar al llarg de tota una volta en el pla dels eixos D i Q. En aquesta segona gràfica, a diferència de la primera, ja s'ha tingut en compte que l'ondulador no pot generar vectors tensió amb un angle qualsevol, sinó que aquests són discrets.

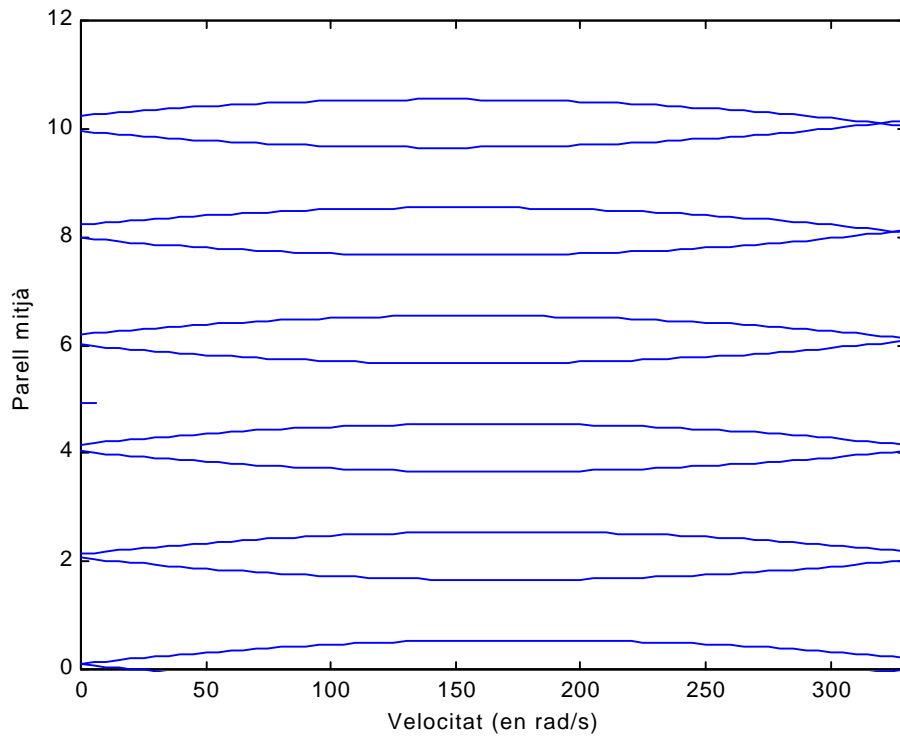


Fig. 6.8. Evolució de l'arrissat de parell en funció de l'estat de l'accionament (parell mitjà i velocitat angular).

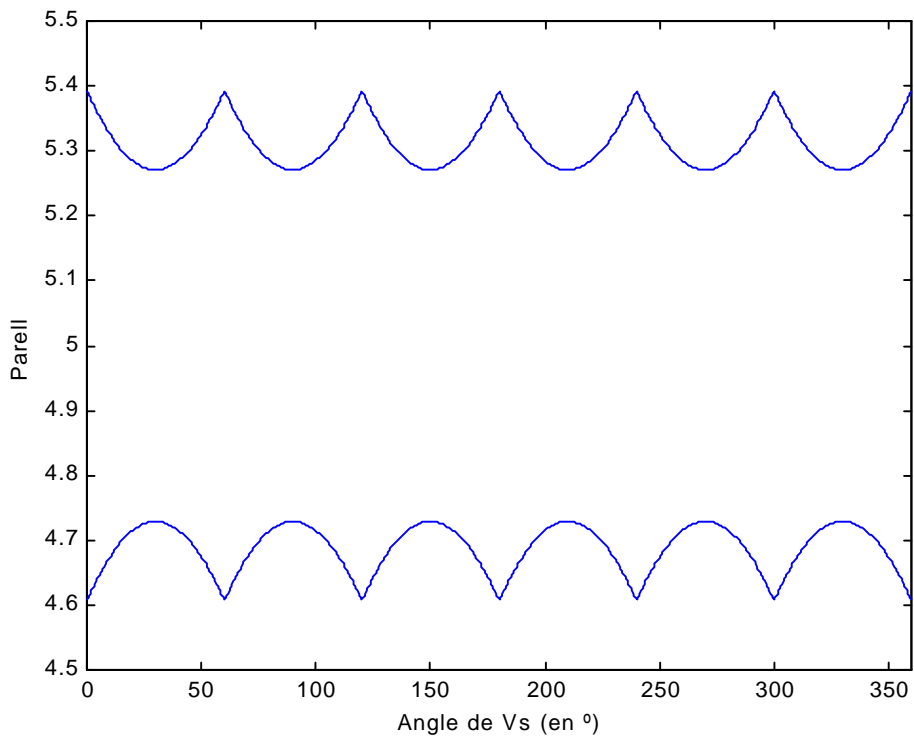


Fig. 6.9. Evolució de l'arrissat de parell en funció de l'angle del vector \underline{E} .

6.5.3 Equació de l'estimació de l'arissat de parell simplificada.

L'equació que ens dona, d'una forma exacta, l'arissat del parell en funció de l'estat de l'accionament (Eq. 6.29), és pot tractable i difícil d'analitzar, a més de molt difícil d'implementar en un microprocessador (ja que representa moltes operacions). Per tant, tot seguit, aplicant les hipòtesis que s'han relacionat al principi d'aquest apartat, es simplificarà l'equació 6.29, buscant, no tant la resposta exacta, sinó el màxim arissat que es pugui esperar.

Així per començar, estudiarem les conseqüències que representa la hipòtesi de que l'ondulador pot generar vectors tensió amb qualsevol angle (és a dir, és capaç de generar vectors $V_s \angle \mathbf{a}$ on α pot prendre qualsevol valor). Aleshores, la modulació vectorial que s'ha presentat al capítol 5 d'aquesta tesi, ja no és necessària, i qualsevol vector tensió, es pot generar únicament, amb la discretització de dos estats diferents. Un primer estat, en el que l'ondulador aplicaria un vector tensió tal com $V_{DC} \angle \mathbf{a}$ (recordem que l'ondulador pot generar vectors tensió amb angles aleatoris, però que per contra, no pot generar vectors amb mòduls aleatoris, sinó que només pot generar vectors o bé amb mòduls V_{DC} , tensió del bus de contínua, o de mòdul 0), i per tant, lògicament, un segon estat en el que l'ondulador aplicaria un vector tensió nul. Tot l'anterior es pot expressar matemàticament, amb la següent equació:

$$\begin{aligned} V_s \angle \mathbf{a} \cdot \Delta T &= V_{DC} \angle \mathbf{a} \cdot t_1 + 0 \cdot t_0 \\ \Delta T &= t_1 + t_0 \end{aligned} \quad (\text{Eq. 6.31})$$

Tot seguit, si s'aplica la hipòtesi de règim permanent, i tal com ja s'ha esmentat anteriorment, es recorda que $\Delta I_s = 0$ al llarg d'un període de control, aleshores s'obté que l'equació 6.11, es pot posar com:

$$\Delta I_s = \frac{1}{L'_s} (V_s - E) \Delta T \Rightarrow V_s = E \quad (\text{Eq. 6.31})$$

Amb el que substituint la igualtat anterior en l'equació 6.31, s'obté:

$$\begin{aligned} E \angle \mathbf{a} \cdot \Delta T &= V_{DC} \angle \mathbf{a} \cdot t_1 \\ \Delta T &= t_1 + t_0 \end{aligned} \quad (\text{Eq. 6.32})$$

Equació que un cop simplificada, ens dona la següent relació:

$$\frac{t_1}{\Delta T} = \frac{\|E\|}{V_{DC}} \quad (\text{Eq. 6.33})$$

Si ara, finalment, recuperem l'equació 6.29, però en aquest cas apliquem la igualtat $T_1 + T_2 = t_1$ (és a dir, s'ha substituït la modulació SVPWM per la modulació explicada en els paràgrafs anteriors), s'obté:

$$\Delta\Gamma = \frac{M^2}{f_c L_r \cdot L_s'} I_m E_q \left(1 - \frac{t_1}{\Delta T} \right) \Rightarrow \Delta\Gamma = \frac{M^2}{f_c L_r \cdot L_s'} I_m E_q \left(1 - \frac{\|E\|}{V_{DC}} \right) \quad (\text{Eq. 6.34})$$

En la següent figura, s'ha representat l'evolució de l'equació anterior, en funció del parell mitjà desenvolupat pel motor, i de la velocitat angular del mateix (a semblança del que s'ha fet amb l'equació exacta, fig. 6.8). Tal com es pot extreure de la comparació d'ambdues figures (Fig. 6.8 i Fig. 6.10), l'aproximació realitzada en l'equació 6.34 és perfectament vàlida.

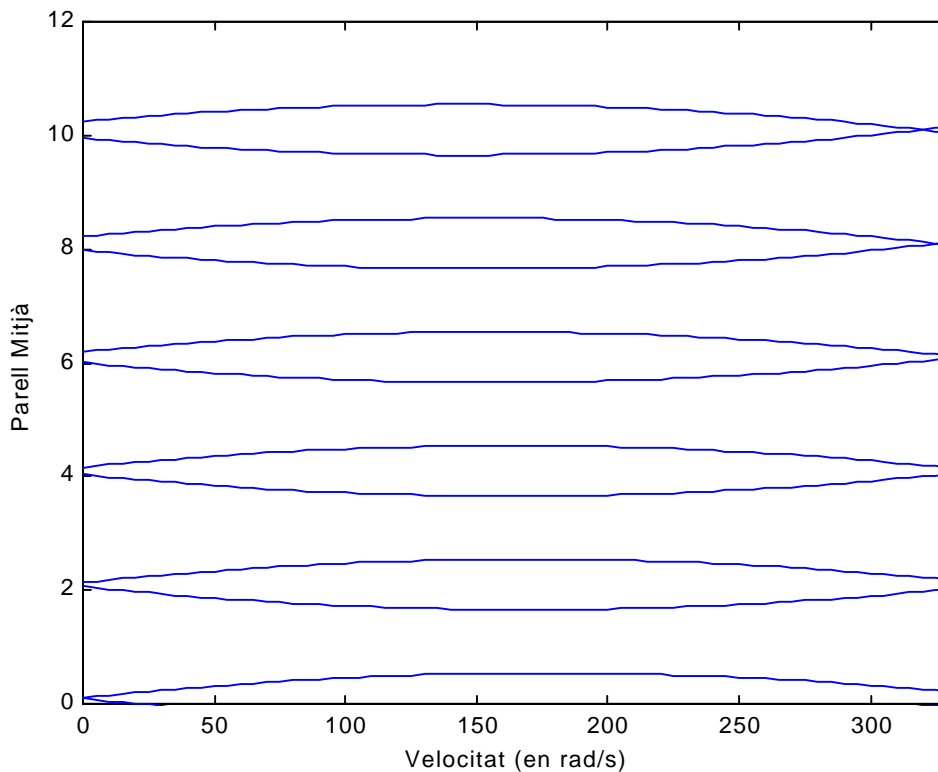


Fig. 6.10. Evolució de l'arrissat de parell en funció de l'estat de l'accionament (parell mitjà i velocitat angular).

6.6 Resultats experimentals.

Tot seguit es presentaran els resultats experimentals de l'algorisme de l'ODTC, un cop aquest ha estat implementat en l'equip experimental que es descriu en l'Annex 2 d'aquesta tesi.

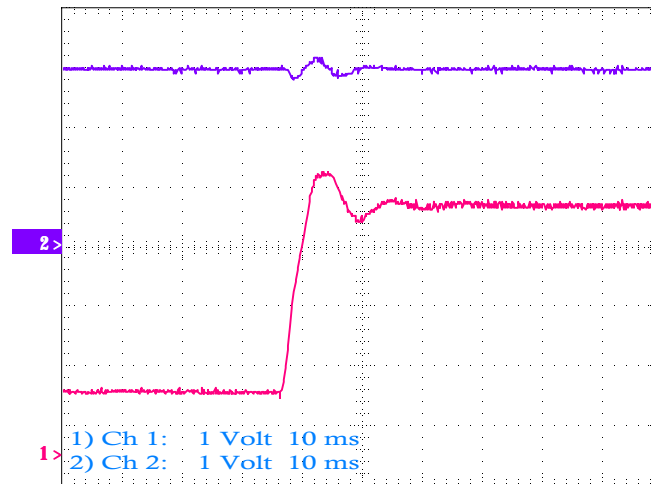


Fig. 6.11. Resposta de les intensitats directa i en quadratura, a un graó de parell.

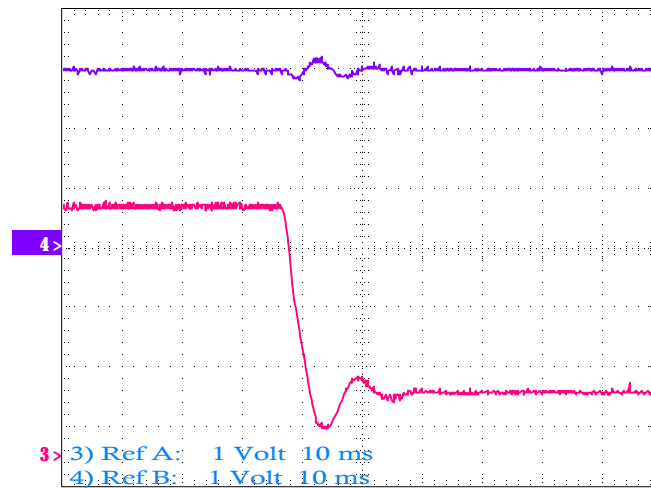


Fig. 6.12. Resposta de les intensitats directa i en quadratura, a un graó negatiu de parell.

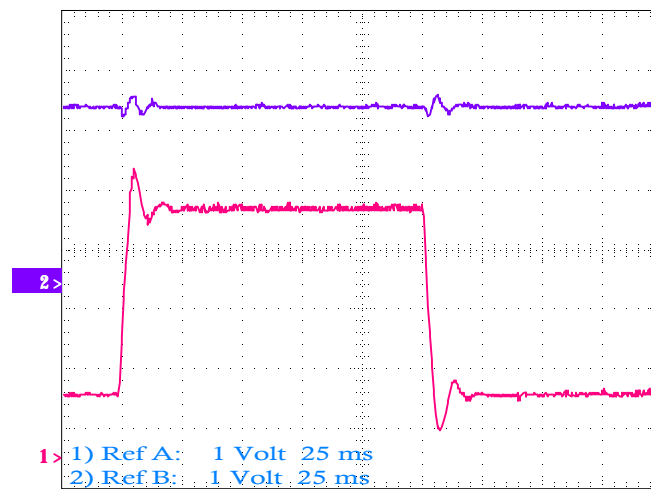


Fig. 6.13. Resposta de les intensitats directa i en quadratura, a un graó de parell (tant positiu com negatiu).

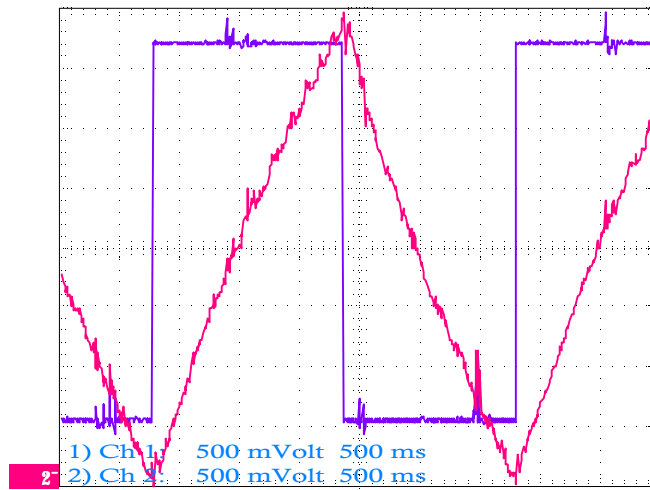


Fig. 6.14. Evolució de la velocitat i del parell, quan aquest últim, evoluciona d'una forma quadrada, des del parell màxim fins al parell mínim.

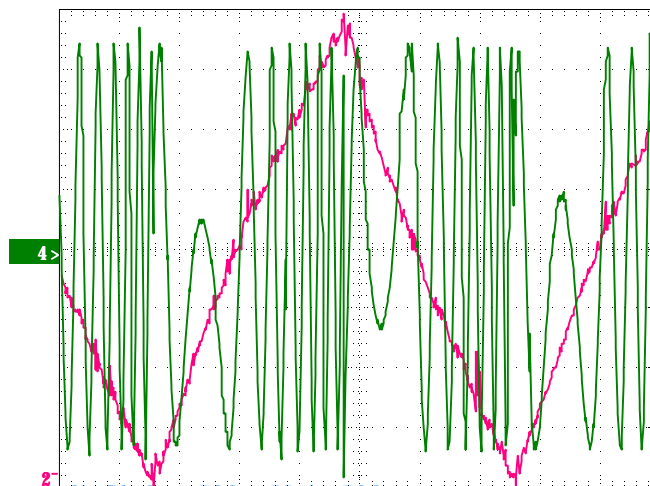


Fig. 6.15. Evolució de la intensitat de fase i del parell, corresponents als mateixos instants de temps de la figura anterior.

Capítol 7. Conclusions.

Com ja ha estat mencionat en la introducció d'aquesta tesi (Capítol 1), l'objectiu principal de la mateixa, consistia en: *'posar en evidència, l'existència d'unes idealitzacions i limitacions dels controls tradicionals de parell i velocitat del motor d'inducció (bàsicament del Control Vectorial i del DTC), així com a proposar mètodes i algorismes alternatius que superin a les mateixes'*.

Així, per a arribar a aquest objectiu final, i després d'haver modelitzat en forma d'equacions diferencials el comportament dinàmic del motor d'inducció, s'ha estudiat el Control Vectorial i el DTC, posant en evidència les seves idealitats i les seves limitacions.

Pel cas del Control Vectorial, s'ha evidenciat la limitació que li suposa, el fet de considerar a l'ondulador com un CCVSI, i per tant, en el següent capítol s'ha realitzat un estudi sistemàtic del que s'ha anomenat *'bucles de corrent'*, per tal de poder millorar l'idealització esmentada anteriorment.

Tot i així, un cop desenvolupat l'estudi dels diferents algorismes de control dels bucles de corrent, també s'ha posat en evidència una altra idealitat que no responia plenament amb la realitat, i que feia referència a la limitació que presenten els ondulators de tensió, alhora d'aplicar qualsevol vector tensió. És per aquesta raó, que s'ha realitzat un altre estudi del SVPWM (Space Vector PWM), com a eina important, alhora d'aplicar els esmentats vectors tensió. D'una anàlisi detallada d'aquest mètode, s'ha constatat que a la seva vegada, realitzava una altra idealització, consistent en desprestigiar l'efecte dels temps morts dels interruptors de potència, sobre el vector tensió de sortida. Un cop estudiat aquests efectes i les seves causes, s'ha proposat un algorisme de minimització dels mateixos, portant-nos a definir un nou mètode de modulació, que s'ha anomenat com a OSVPWM (Optimized SVPWM).

Pel cas del DTC, s'ha posat en evidència el gran inconvenient que representa l'arriat excessiu de parell que aquest presenta (bàsicament per culpa de la utilització dels controladors per histèresi), així com certs defectes que presenta la taula de commutació original, presentada pels inventors d'aquest algorisme (i ja posats en evidència per altres autors abans que l'autor d'aquesta tesi). Entre aquest defectes, s'ha fet notar el problema en *'l'Start-Up'* (s'ha de donar un parell de consigna per a aconseguir magnetitzar al motor en el moment inicial), així com la desmagnetització soferta per l'accionament, en cas de gir a baixes voltes. Finalment, l'autor d'aquesta tesi ha proposat una nova taula de commutació, que sense venir a solucionar tots els inconvenients esmentats anteriorment, sí que minimitza considerablement, l'arriat excessiu del parell, gràcies a la millor utilització dels vectors nuls.

Finalment, i com ja s'ha esmentat al principi d'aquest capítol, s'ha proposat un nou algorisme de parell del motor d'inducció (l'ODTC, Optimized Direct Torque Control), que incorporant les prestacions del DTC en règim transitori (resposta molt ràpida del corrent en quadratura, per tant, del parell), i les prestacions del Control Vectorial en règim permanent (mínim arriat de parell, de fet, l'arriat inherent a l'alimentació d'un motor d'inducció a partir d'un ondulator trifàsic de tensió, tal com s'ha posat en evidència en el capítol

corresponent a l'ODTC), i a més incorporant tots els algorismes que s'han descrit amb anterioritat (tant els bucles de corrent, com l'aplicació de l'OSVPWM), que després d'haver estat provat experimentalment, dona unes prestacions en quan a arriat de parell i velocitat en la resposta del mateix, molt semblants, sinó millors, a les que oferien els seus antecessors.

7.1 Aportacions d'aquesta tesi.

- En la modelització matemàtica del Motor d'Inducció, s'ha presentat d'una forma unificada, mitjançant la utilització de dos paràmetres α i β , la incorporació de totes les possibles definicions de la intensitat magnetitzant. Amb la utilització de l'equació en règim transitori del MI, en una referència arbitrària, i mitjançant l'aplicació d'un canvi de variables genèric, s'ha arribat a la formulació d'una equació genèrica, que a la seva vegada engloba totes les possibles referències, i totes les possibles definicions d'intensitats magnetitzants (Eq. 2.31).
- En l'estudi del DTC (*Direct Torque Control*), s'ha presentat una nova taula de commutació, que permet disminuir, l'excés d'arriat de parell que presenta la taula de commutació de Isao Takahashi i Toshihiko Noguchi [2]. Aquest fet, ha estat possible, gràcies a la utilització més intel·ligent dels vectors nuls, vectors que per altre costat, no eren utilitzats en la taula de commutació original.
- En quan a l'estudi del SVPWM (*Space Vector PWM*), s'ha presentat una nova formulació, que el fa molt més apta per a la seva implementació en DSP (*Digital Signal Processor*), gràcies a la no utilització de funcions trigonomètriques, i la seva substitució per productes escalars.
- Seguint amb l'estudi del SVPWM, també s'ha posat en evidència la important influència dels temps morts dels interruptors, en la THD (Tasa de Distorsió Harmònica) de l'ona de tensió de sortida de l'ondulador. A més de realitzar aquesta constatació, s'ha explicat el perquè del fenomen, i s'ha proposat un algorisme de compensació (Eq. 5.16).
- Igualment i com a conseqüència dels temps morts dels interruptors de potència, s'ha constatat l'existència d'una regió del pla dels eixos D i Q, no accessible mitjançant el SVPWM, el que ens ha portat a determinar el rang d'aplicabilitat d'aquest algorisme (Eq. 5.21).
- Igualment i en quan al referent al SVPWM, s'ha proposat una nova estratègia de modulació, que permet incrementar considerablement el rang d'aplicabilitat d'aquest mètode, i que l'autor ha anomenat com OSVPWM (*Optimized Space Vector PWM*).
- Com a resum de totes les aportacions anteriors, l'autor d'aquesta tesi ha proposat un nou algorisme de control del parell del MI, incorporant les prestacions del DTC en règim transitori (ràpida resposta del parell), i les prestacions del Control Vectorial en règim permanent (petit arriat de parell). Igualment, amb la incorporació de

l'OSVPWM com a estratègia de modulació, s'ha aconseguit augmentar la tensió trifàsica de sortida, així com a disminuir la THD de les tensions de sortida (i per tant disminuir les pèrdues en els debanats del motor).

- Com a part integrant de l'ODTC, s'ha presentat una equació (Eq. 6.34), de senzilla formulació, i que permet estimar l'arissat màxim de parell del motor, en funció de l'estat de l'accionament, i que ens permetrà determinar en cada moment, el valor òptim de la banda d'histèresis del bucle de regulació del parell en l'ODTC.
- Finalment destacar, l'aportació d'un equip experimental basat en DSP, de disseny molt versàtil i robust, i que incorpora tota una sèrie d'eines de desenvolupament (veure Annex II d'aquesta tesi), que el fan molt útil per a l'experimentació de noves lleis de control, referides principalment al motor d'inducció, però que també s'ha demostrat eficient alhora de treballar amb altres plantes com és el cas dels SAI's (Sistemes d'Alimentació Ininterrompuda).

7.2 Futures línies de recerca.

Com a principals futures línies de recerca, l'autor d'aquesta tesi proposaria seguir treballant en l'estudi del OSVPM, però en el cas de la sobremodulació, és a dir, quan la tensió de consigna superi o surti fora dels rangs d'aplicabilitat del mateix. Això ens permetria per un costat, assolir majors tensions a la sortida de l'ondulador, i per tant, majors velocitats del motor sense tenir que entrar en debilitament de camp, però per altra costat també ens repercutiria en major distorsió harmònica de l'ona de sortida. Per tant cal estudiar noves estratègies que permetin disminuir a aquesta.

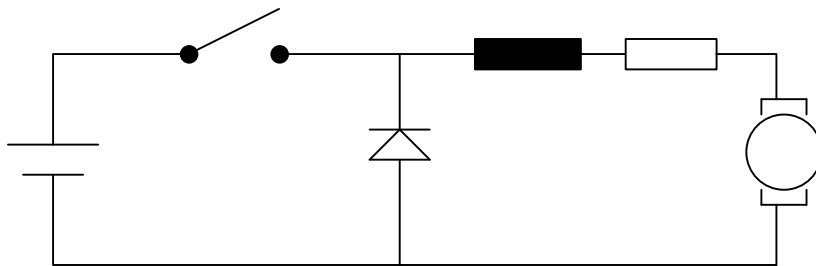
Per altra costat, l'obtenció d'una equació (Eq. 6.34), que ens permet estimar l'arissat màxim de parell, associat al conjunt motor-ondulador, en funció de l'estat del mateix, ha obert moltes i noves portes als bucles de corrent amb controladors per histèresi (Controladors Predictius, ...), gràcies a la possibilitat de predeterminar, en funció de la freqüència de commutació desitjada per als interruptors de potència, la banda d'histèresi més òptima. Aquestes mateixes portes s'han obert per al DTC tradicional, ja que amb la inclusió d'aquesta estimació, es podria adaptar en cada moment la banda d'histèresi, i així aconseguir disminuir l'arissat de parell intrínsec al mateix.

Finalment destacar, que amb el constant augment de la potència de càlcul dels DSP, les possibilitats de noves lleis de control del MI ("*fuzzy logic*" i "*passivity control*") són cada dia més possibles, i per tant s'han convertit en una línia de treball molt interessant.

Annex I. Estudi de l'arissat de corrent i parell en un trocejador reductor.

Per tal de posar en evidència l'existència d'un arissat de parell (intensitat en quadratura), inherent al conjunt motor-ondulador, en aquest annex es realitzarà l'estudi de l'arissat de corrent i parell en un troscejador-reductor alimentant a un motor de corrent contínua d'excitació independent.

L'esquema del troscejador-reductor alimentant a un motor de corrent contínua d'excitació independent, es pot posar tal com segueix:



Durant el temps de T_{on} , la intensitat es comporta seguint la següent equació diferencial:

$$V_{DC} = R_i I_i + L \frac{dI_i}{dt} + E \quad (\text{Eq. AI.0-1})$$

Suposant la F.E.M del motor constant durant tot el període de T_{on} , s'obté que la intensitat augmenta segons:

$$\Delta I_{i, ON} = \frac{V_{DC} - E}{L} T_{ON} \quad (\text{Eq. AI.2})$$

on en l'equació anterior, ja s'ha simplificat la caiguda de tensió en la resistència, ja que es suposa despreciable.

Durant el temps de *Off* (temps durant el qual l'interruptor es troba en estat bloquejat) la intensitat circula a través dels diodes, dels quals es pot despreciar la caiguda de tensió en els seus borns, amb el que la intensitat experimentarà una evolució temporal tal com segueix:

$$0 = R_i I_i + L \frac{dI_i}{dt} + E \quad (\text{Eq. AI.3})$$

equació en la que un cop simplificada la caiguda de tensió en la resistència, s'obté:

$$\Delta I_{i,OFF} = \frac{-E}{L} T_{OFF} \quad (\text{Eq. AI.4})$$

En règim permanent, l'increment d'intensitat durant el temps de conducció (T_{ON}) ha d'ésser igual a l'increment d'intensitat durant el temps de no conducció (T_{OFF}). Igualant els dos increments d'intensitat anteriors, s'obté que en règim permanent la següent igualtat és vàlida:

$$\left. \begin{array}{l} \frac{V_{DC} - E}{L} \cdot T_{ON} = \frac{E}{L} T_{OFF} \\ T = T_{ON} + T_{OFF} \end{array} \right\} \Rightarrow E = V_{DC} \cdot \frac{T_{ON}}{T} \Rightarrow E = V_{DC} \cdot \mathbf{a} \quad (\text{Eq. AI.5})$$

Igualtat que un cop substituïda en alguna de les dos expressions que ens dona l'increment de intensitat (durant el temps de conducció o el de no conducció indistintament), s'obté la següent expressió pel càlcul de l'arissat d'intensitat en funció de α , L i la freqüència f:

$$\Delta I = \frac{V_{DC}}{L \cdot f} \mathbf{a}(1 - \mathbf{a}) \quad (\text{Eq. AI.6})$$

Cal destacar que el màxim d'arissat s'obté per:

$$\frac{d\Delta I}{d\mathbf{a}} = \frac{V_{DC}}{L \cdot f} (1 - 2 \cdot \mathbf{a}) \Rightarrow \frac{d\Delta I}{d\mathbf{a}} = 0 \Rightarrow \mathbf{a} = \frac{1}{2} \quad (\text{Eq. AI.7})$$

Annex II. Descripció de l'equip experimental.

En aquest capítol es descriurà l'equip experimental que s'ha utilitzat per a l'obtenció dels resultats experimentals d'aquesta tesi. Igualment es descriurà els diferents programaris que han estat necessaris per la implementació dels algorismes presentats al llarg de la mateixa.

All.1 Visió general del prototipus.

En la figura AII.1 es pot observar un conjunt de tot l'equip experimental al complet. Aquest està format pels següents elements: un ondulator, una sèrie d'elements per a captar diferents senyals de la planta a controlar (MI), un sistema basat en microprocessador per al control de l'ondulator, i finalment el propi motor. Tot seguit es descriuen amb més detall cadascun d'aquests elements.

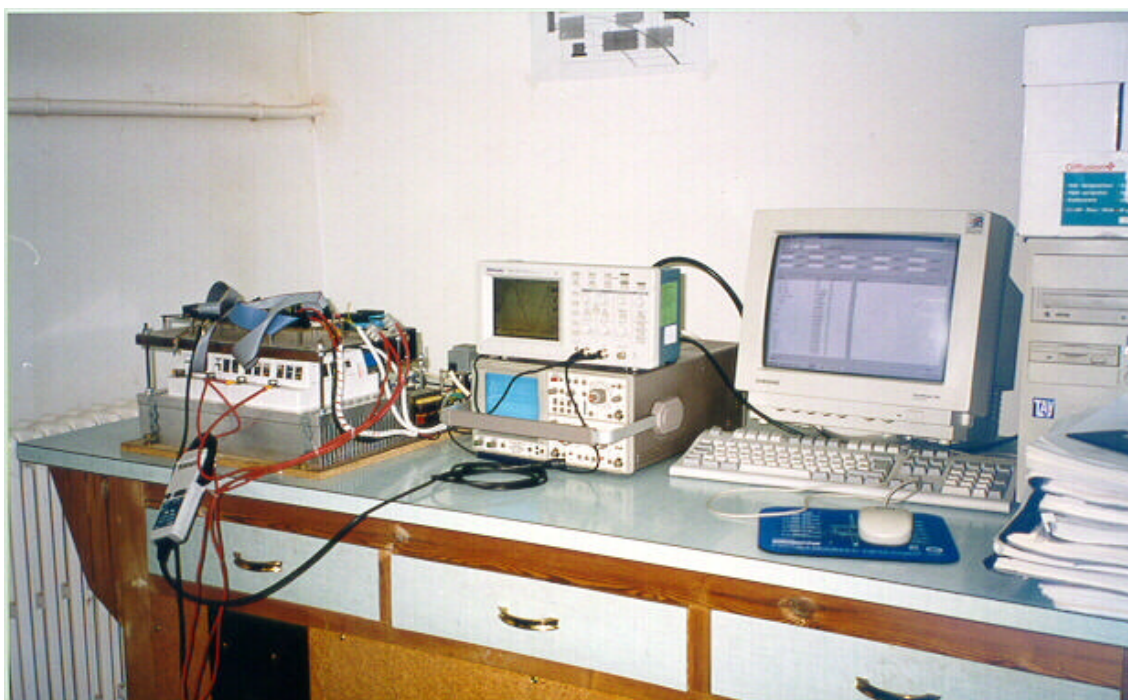


Fig. AII.1. Visió general del prototipus experimental d'aquesta tesi.

All.1.1 L'Ondulator

L'ondulator utilitzat per al prototipus objecte d'aquest capítol (Fig. AII.2), és un ondulator de la marca comercial Semikron (model Skiipack 342GD120-314CTV). Les seves principals característiques s'han resumit en la taula adjunta (taula AII.1).

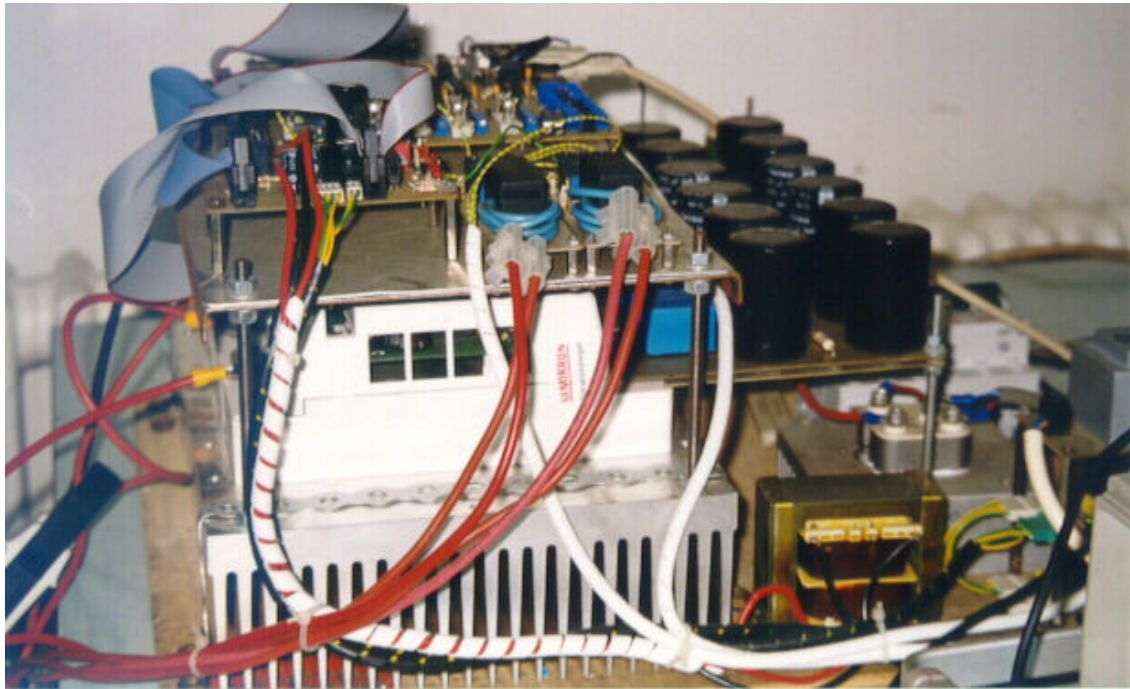


Fig. AII.2. Ondulador trifàsic de la casa Semikron.

Interrupctors	IGBT
Intensitat màxima (IGBT)	300 A.
Tensió nominal (IGBT)	1200 V.

Taula AII.1. Característiques de l'ondulador de Semikron.

Per tal de realitzar el bus intermedi de contínua, s'ha hagut de realitzar el disseny d'una placa de circuit imprès per a realitzar el filtrat de la tensió de sortida del rectificador trifàsic a diodes de l'entrada. Aquesta placa es pot veure en la figura AI.3.

AII.1.2 Adquisició de senyals

Dins l'apartat de l'adquisició de senyals, cal distingir dos elements clarament diferenciats. Per un costat tenim els dos transformadors d'intensitat d'efecte Hall (Fig. AII.4), i per l'altre tenim els diferents elements que tracten el senyal de sortida dels esmentats transformadors (Fig. AII.5). S'ha de tenir en compte que els ADC (Analog to Digital Converters) del DSP, són unipolars (accepten tensions entre 0 i 5 V), mentre que els sensors d'efecte Hall treuen tensions bipolars (entre -10 i 10 V). Per tant, la placa de la figura AII.5, realitza una adequació d'aquestes senyals a les del DSP.



Fig. AII.3. Placa de circuit imprès del bus intermedi de contínua.

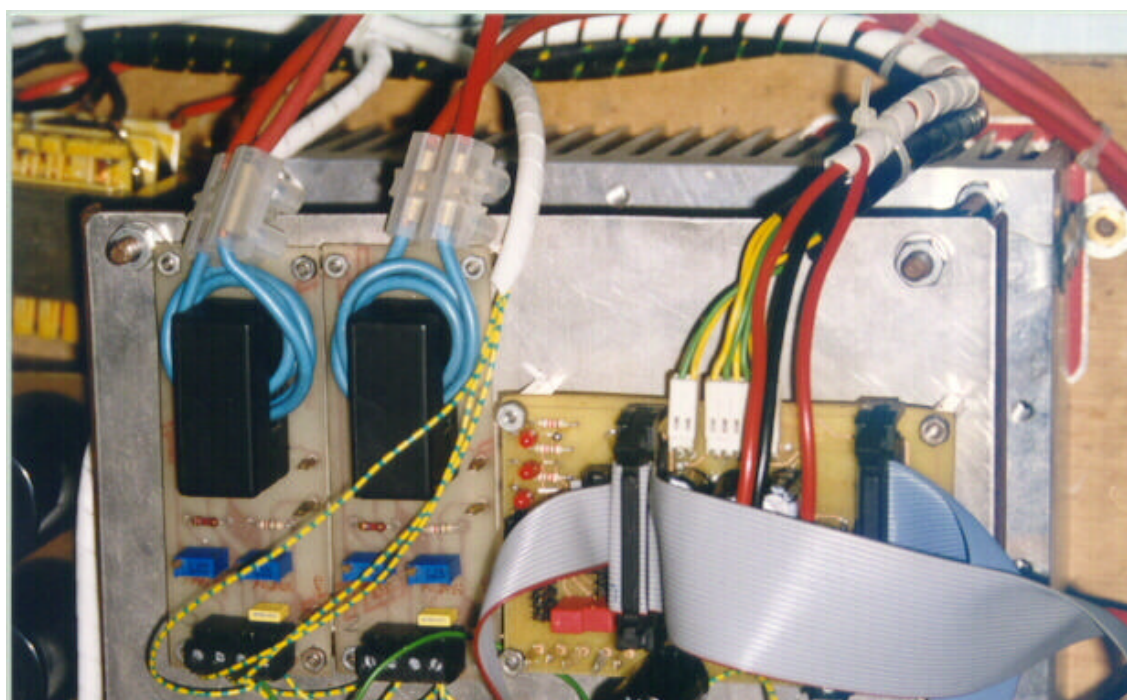


Fig. AII.4. Adquisició de senyals en el prototipus del projecte.

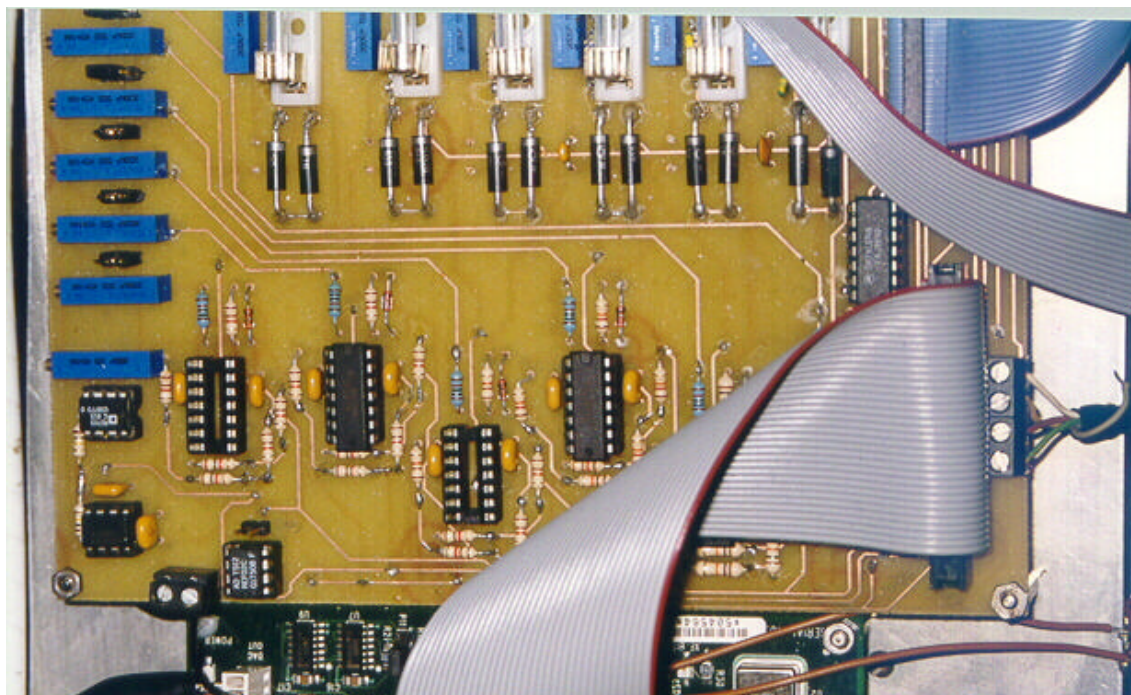


Fig. AII.5. Placa de circuit imprès d'adequació i tractament del senyal.

AII.1.3 El DSP de control.

El micro utilitzat en el dispositiu experimental és un processador de senyal digital (DSP) de la casa 'Texas Instruments' model 'TMS320F240'. Aquest microprocessador, en la configuració de què es disposa, ve muntat en una placa d'iniciació a la seva manipulació, de la casa 'White Mountain DSP Inc.' de nom 'Pathway 24x (TMS320F240) DSP Starter Kit', que permet la programació del microprocessador i l'avaluació del seu funcionament, a través d'un port sèrie d'un PC, mitjançant un seguit d'aplicacions distribuïdes amb el kit.

Les principals característiques de la placa d'iniciació del DSP són:

- 16 K paraules de 16 bits internes de memòria de programa flash EEPROM amb 544 paraules de 16 bits també internes de dades/programa de memòria RAM d'accés dual.
- Relloige extern de 10MHz, amb una velocitat interna de 20 MHz.
- Dos canals duals amb convertors digital-analògic de 12 bits (DACs) amb quatre sortides analògiques programables.
- Dos convertors interns analògics-digitals (ADCs), multiplexats en vuit canals cadascun d'ells, i amb un temps de conversió de 7 μ s.
- Expansions de memòria-dades per al disseny des de l'exterior.
- Fàcil accés als perifèrics integrats.
- Interconnexió flexible amb d'altres dispositius.

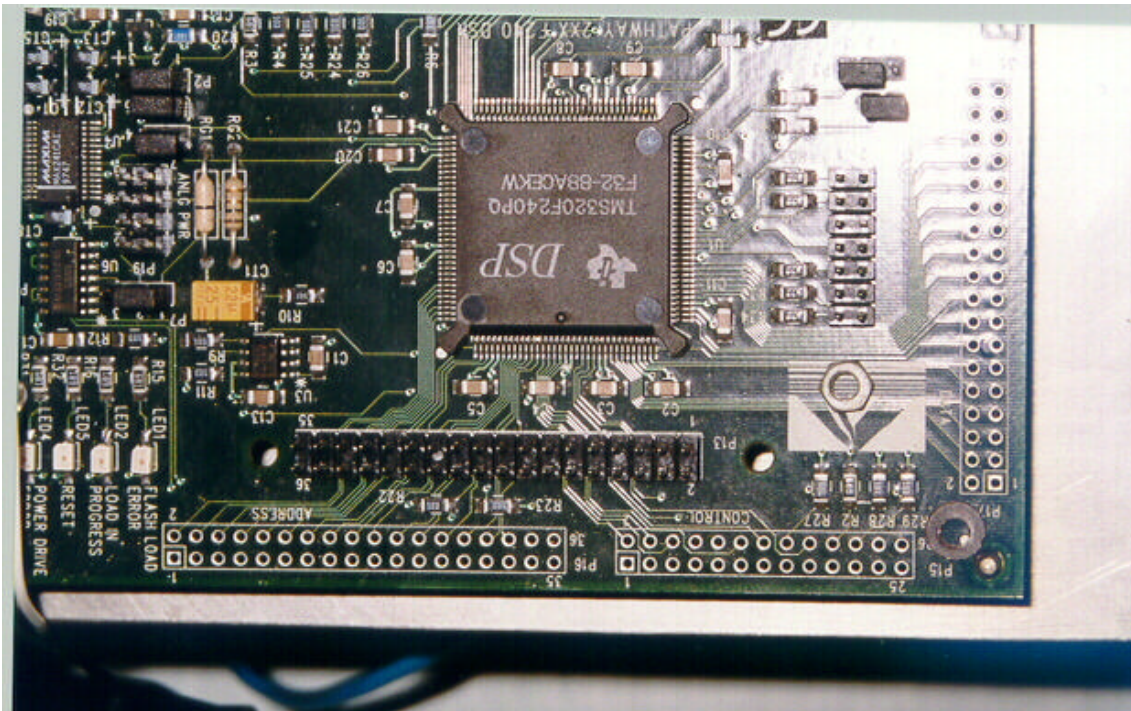


Fig. AII.6. Aspecte del Pathway 24x DSK.

El diagrama de blocs bàsic de la placa és el que segueix:

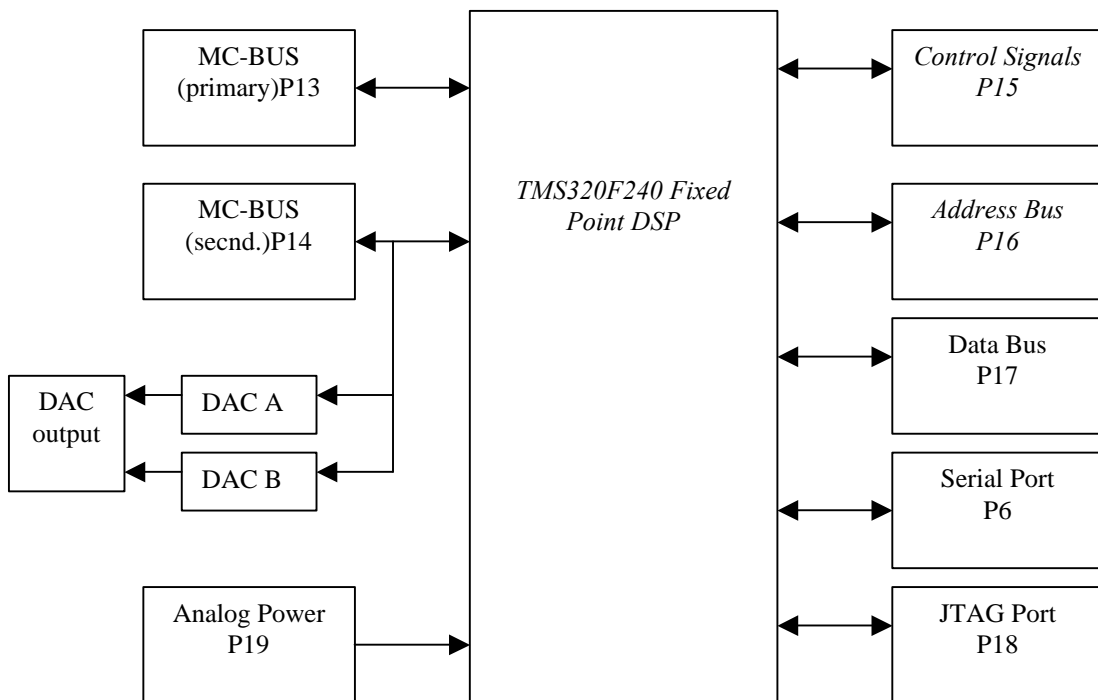


Fig. AII.7. Diagrama de blocs de la placa Pathway 24x DSK

Pel que fa al microprocessador exclusivament, dividim les seves principal característiques en dos blocs, segons afecten al funcionament intern del DSP o al funcionament relatiu a dipositius o senyals externs.

Funcionament intern:

- CPU amb una ALU de 32 bits que treballa amb coma fixa, un acumulador de 32 bits, capacitat per a efectuar multiplicacions de paraules de 16 bits, tres preescaladors i 16 registres auxiliars pel treball amb direccionament indirecte
- Memoria
 - 544 paraules de dades/programa de 16 bits de memòria RAM d'accés dual.
 - 16 K paraules de 16 bits de programa de memòria ROM o flash EEPROM.
 - 224 K paraules de 16 bits totals de memòria accessible (64 K de programa, 64 K d'espai de dades, 64 K d'espai de E/S, i 32 K d'espai global).
 - Interface de memòria externa amb un bus de 16 bits de dades i un de 16 bits per adreces amb generació per codi d'estat d'espera
- Capacitat per a treballar en estat d'espera controlat per hardware.
- Pipeline operativa de 4 nivells.
- Pila física de 8 nivells.
- Sis interrupcions externes: protecció d'alimentació, reset, NMI, i tres interrupcions mascarables.
- Velocitat de processament: 50 ns (20 MIPS) de cicle de treball sent la majoria d'instruccions d'un únic cicle.
- Set d'instruccions compatible amb 'C2x, 'C2xx i 'C5x de coma fixa de la família TMS320.
- Realitza una multiplicació i posterior acumulació en un sol cicle.
- Capacitat per a calcular transformacions de Fourier (FFT).
- Tecnologia CMOS amb 4 modes de funcionament per reducció de consum.
- Watchdog timer per la generació d'interrupcions en temps real

Funcionament perifèric:

- Event manager
 - 12 senyals PWM, 9 d'elles independents.
 - 3 timers de 16 bits genèrics amb funcionament continu creixent i creixent-decreixent.
 - 3 unitats de 16 bits de comparació.
 - 3 unitats de 16 bits de comparació completa amb generació de temps morts.
 - 4 entrades digitals dues d'elles dedicades a la captura de senyals en quadratura d'encoders.
 - Conversor dual analògic digital de 10 bits
- 28 pins d'E/S programables individualment.
- Interface de comunicació sèrie (SCI).
- Interface de comunicació perifèrica (SPI)

All.1.4 Motor

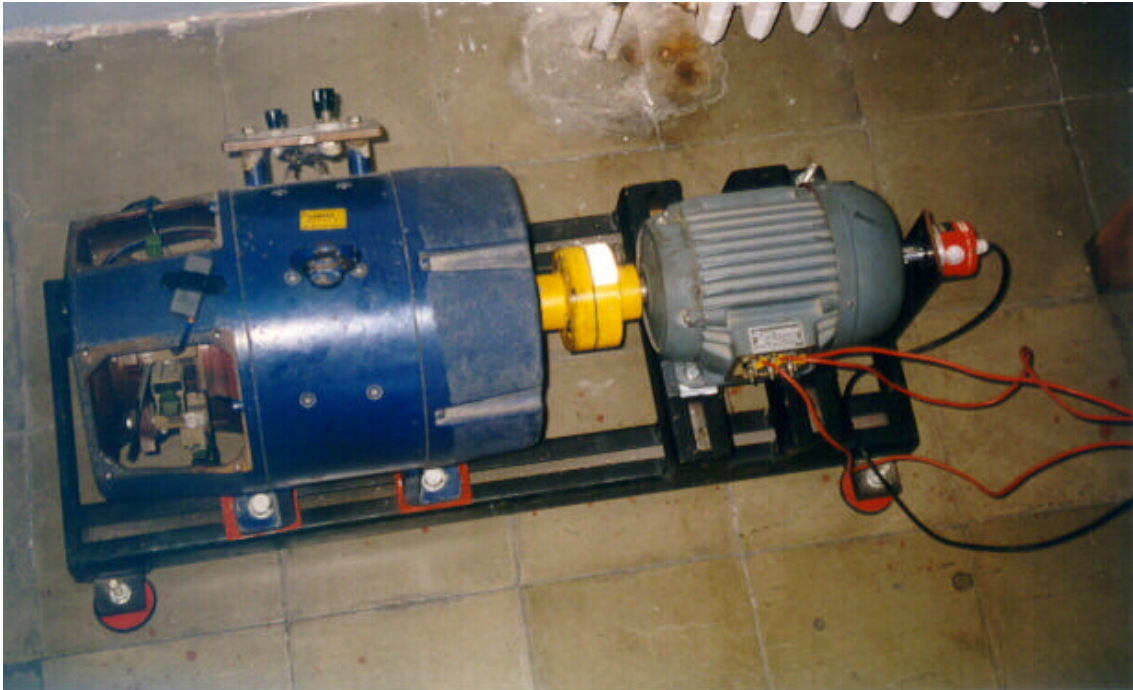


Fig. All.8. Conjunt Motor-Càrrega

El motor utilitzat per a la realització del model és un motor de 2 CV de potència de la cas AEG model AM 90 L 2, que pertany al tipus de motors d'inducció 'D', de classe 'B', amb un sol parell de pols. Les característiques d'aquest motor es veuen reflexades de forma més directa en la seva placa de característiques, que tot seguit es presenta:

AEG IBERICA DE ELECTRICIDAD S.A.			
Tipo MA 09 L 2		S1	
D	Mot	Nº	76234
	Δ / Y 220 / 380 V	8,5 / 4,9	A
	3 CV	Cos γ	
	2840 rpm	50	Hz
VDE 350 /	1,69	Aisto. Cl B	IP 44
			4307217

Fig. All.2. Placa de característiques del motor utilitzat.

All.3 Descripció del sistema operatiu

Per tal de poder gestionar el funcionament del DSP així com la interacció d'aquest amb els elements que l'envolten, s'ha implementat un RTOS (Real Time Operating System) en la memòria del mateix.

Algunes funcions del mateix son:

- ◆ Gestió de les comunicacions amb el programa PCFam (apartat AII.5) per mitjà del port sèrie.
- ◆ Sincronització i gestió de l'ús dels diferents serveis d'interrupcions del DSP
- ◆ Control dels conversors digital-analògics (DAC).
- ◆ Control de la execució del programa de control.

La realització d'un sistema operatiu, conceptualment separat del programa de control, dota de flexibilitat a l'ús dels recursos del DSP. El grau de flexibilitat assolit, ens permet efectuar canvis en el control (tant a nivell estructural com a nivell de paràmetres) de forma ràpida i còmoda, podent (com és en el cas de canvis en els paràmetres) fer-los en línia amb la planta. Aquestes prestacions són altament desitjables en un equip dedicat a la experimentació, com el descrit en aquest capítol, així com en equips industrials, per tal de facilitar el seu manteniment.

All.3.1 Inicialització del sistema operatiu

Com tot sistema operatiu, el primer que caldrà realitzar es una inicialització del dispositiu, així com de totes aquelles variables, el valor inicial de les quals, sigui important per al correcte funcionament del sistema. Aquesta rutina, serà executada un sol cop, al resetejar el dispositiu.

La rutina també s'encarregarà d'inicialitzar aquells dispositius de comunicació amb l'entorn del dispositiu, com son el port sèrie, les sortides PWM i els DAC. Cal indicar que per motius de seguretat, els elements que depenen o afecten al funcionament de l'equip (sortides PWM, DAC,...) no s'activaran fins a que el DSP no rebí l'ordre 'START', que es rebrà per port sèrie des del programa PCFam.

Aquesta rutina s'encarregarà a la vegada, d'inicialitzar aquells elements (com son el temporitzador) necessaris pel correcte funcionament de les altres parts del sistema operatiu.

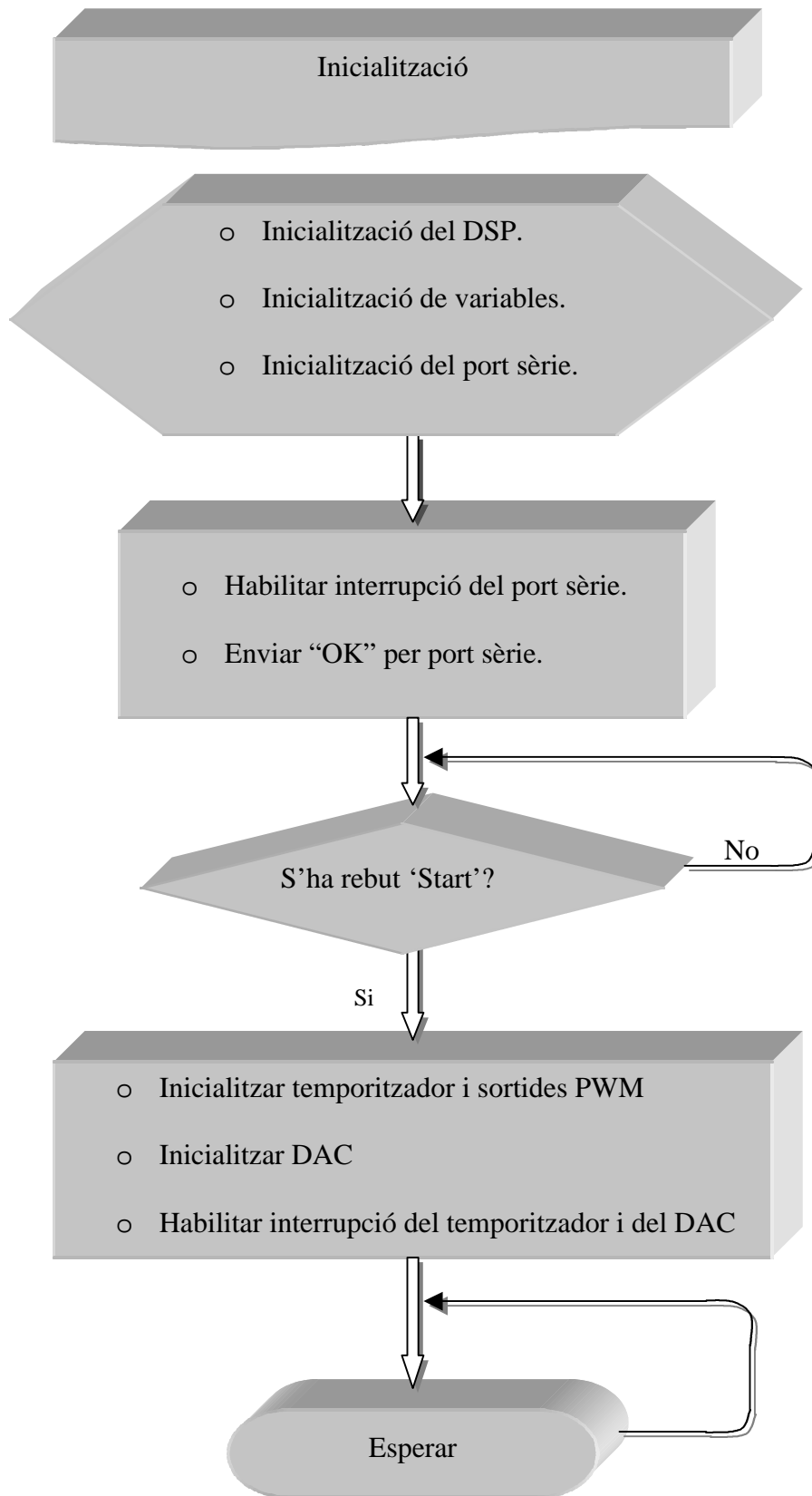


Fig. AII.9. Subrutina del RTOS encarregada de les inicialitzacions

All.3.2 Rutina del Temporitzador. Programa principal.

La rutina del que s'executarà al efectuar-se la interrupció del temporitzador del DSP, com per altra banda és lògic, serà la principal, encarregada de realitzar el programa de control, així com l'actualització dels valors de les sortides PWM. Únicament d'aquesta forma podrem aconseguir la periodicitat desitjada en el càlcul de les consignes t_a , t_b i t_c .

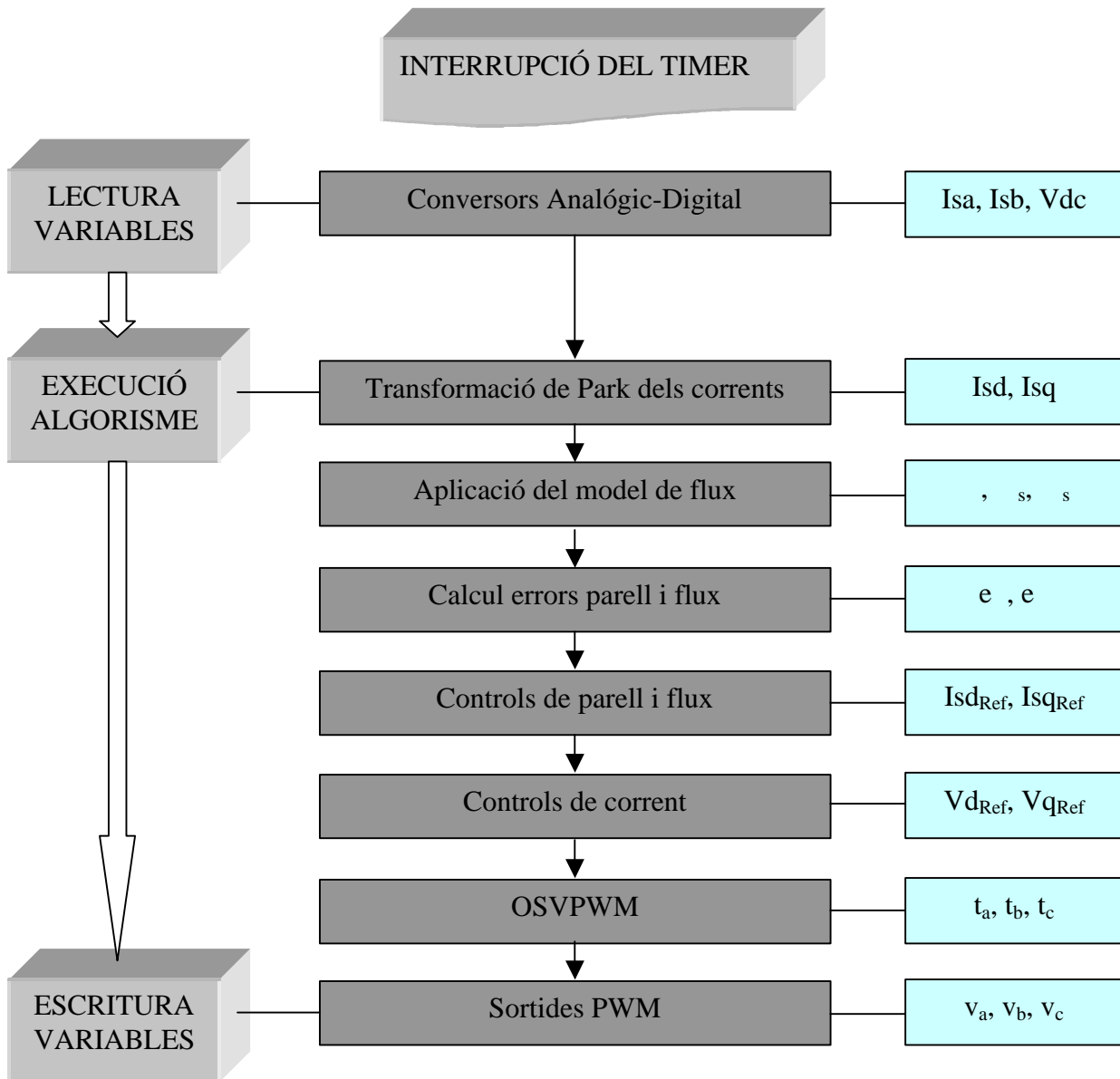


Fig. All.9. Interrupció del Temporitzador. Programa principal.

All.3.3 Rutines de comunicació: Interrupcions del DAC i del port sèrie.

Són dos serveis d'interrupció que estan encarregats de gestionar la comunicació amb l'exterior.

La primera d'aquestes, la interrupció del port sèrie, s'encarrega de gestionar la comunicació amb el programa PCFam. Dos poden ésser bàsicament les operacions efectuades des del sistema de monitorització extern, la lectura i la escriptura de qualsevol variable o registre de la memòria del DSP.

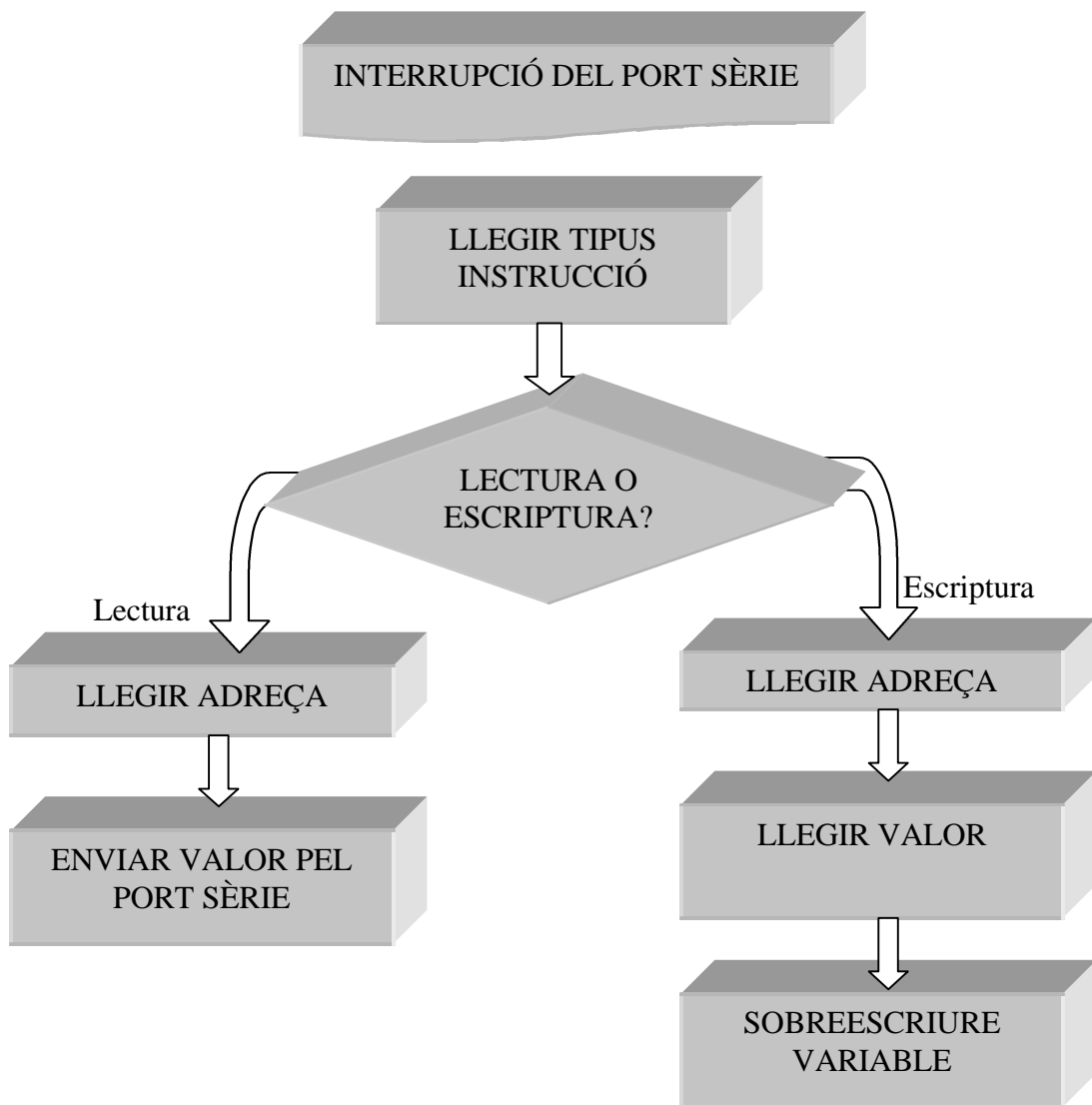


Fig. AII.10. Interrupció del port sèrie

La interrupció del DAC s'encarrega simplement, d'actualitzar els valors dels registres d'aquests convertors. L'actualització d'aquests s'efectua per direccionament indirecte i previ escalat de la variable a externalitzar. La direcció de lectura i els paràmetres que defineixen l'escalat, són definits en variables de programa, de forma que, a l'ésser modificades aquestes pel servei d'interrupcions del port sèrie, es pugui canviar amb facilitat els les magnituds a exportar així com els seus rangs.

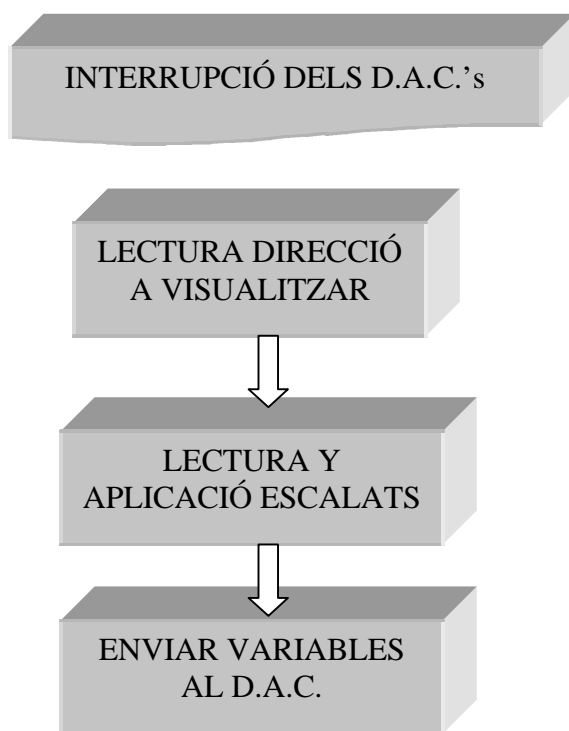


Fig. AII.11. Interrupció dels DAC

AII.4 Descripció del PCFAM.

Tot seguit es presentarà el programa anomenat PCFam (Fig. AII.12), i que permet el control del DSP des del port sèrie de l'ordinador. Des del mateix, es pot visualitzar el valor de tota una sèrie de variables (particularitzades per l'adreça de memòria d'aquestes en el DSP), així com canviar el seu valor. Cal fer esment, que al tractar-se el DSP, d'un microprocessador en coma fixa, s'ha treballat amb el format Q(x) (és a dir, el nombre binari en qüestió, s'interpreta com multiplicat de 2^{-x} , amb el que es pot treballar amb nombres físics). És per aquesta raó que el programa PCFam permet la visualització tant de valors binaris, com hexadecimals, com ASCII, com en el format anteriorment esmentat. Finalment esmentar, que aquest programa ha estat confeccionat amb el Visual C++.

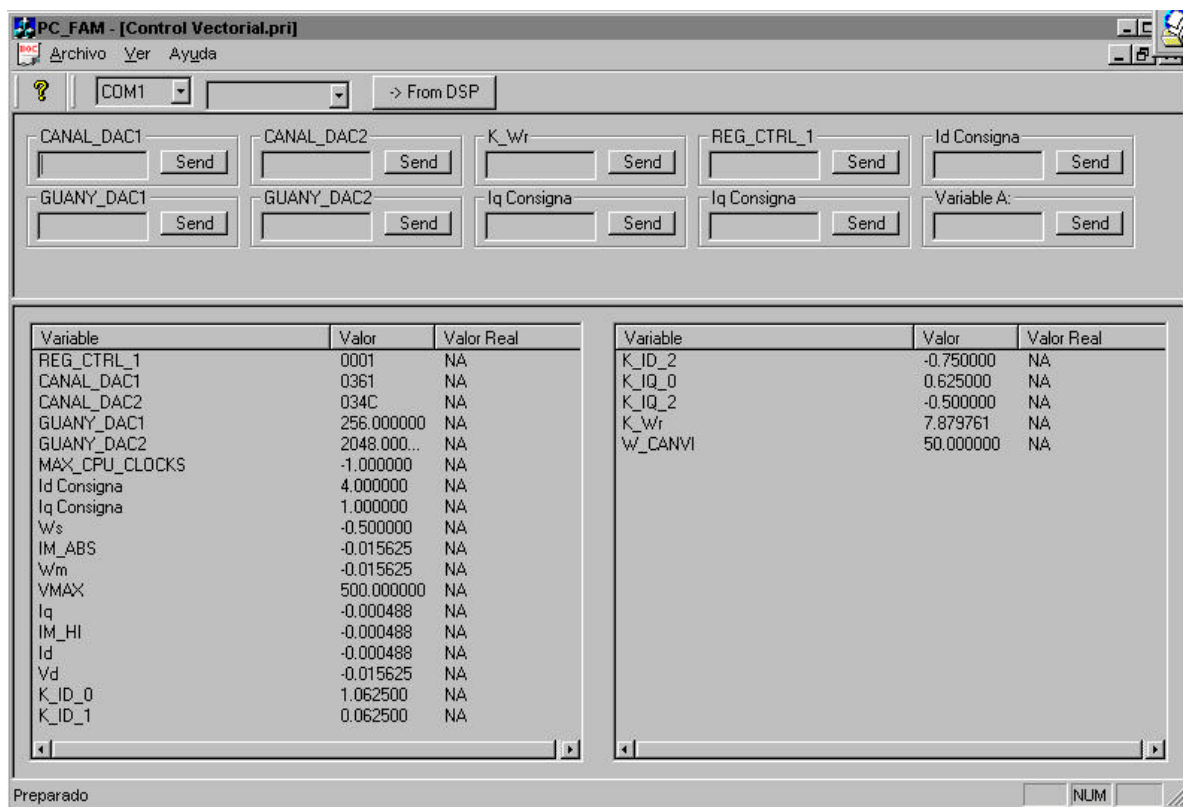


Fig. AII.12. Pantalla del programa PCFam.

Bibliografia

- [1] F. Blaschke, "The principle of field orientation as applied to the new Transvector –closed loop control systems for rotating field machines", *Siemens Review*, pp. 162-165, 1972.
- [2] I. Takahashi, T. Noguchi, "A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. IA-22, No. 5, 820-827, September/October 1986.
- [3] P. C. Krause, "Analysis of Electric Machinery", McGraw-Hill, 1986.
- [4] J. Bonal, G. Séguier, "Entraînements électriques à vitesse variable (Volum 2)", Editions Tec & Doc, 1998.
- [5] P. Vas, "Sensorless vector and direct torque control", Ed. Oxford University Press, 1998.
- [6] I. Boldea, S. A. Nasar, "Electric machine dynamics", Macmillan Publishing Company, 1986.
- [7] R. H. Park, "Two-Reaction Theory of Synchronous Machines –Generalized Method of Analysis- Part I", *AIEE Trans.*, Vol. 48, July 1929, pp. 716-727.
- [8] H. C. Stanley, "An Analysis of the Induction Motor", *AIEE Trans.*, Vol. 57 (Suplement), 1938, pp. 751-755.
- [9] G. Kron, "Equivalent Circuits of Electric Machinery", John Wiley and Sons, Inc., New York, 1951.
- [10] D. S. Brereton, D. G. Lewis, and C. G. Young, "Representation of Induction Motor Loads During Power System Stability Studies", *AIEE Trans.*, Vol. 76, August 1957, pp. 451-461.
- [11] P. C. Krause and C. H. Thomas, "Simulation of Symmetrical Induction Machinery", *IEEE Trans. Power Apparatus and Systems*, Vol. 84, November 1965, pp. 1038-1053.
- [12] W. Leonhard, "Control of Electrical Drives", Ed. Springer, 1974.
- [13] T. G. Habetler, F. Profumo, M. Pastorelli, L. M. Tolbert, "Direct torque control of induction machines using space vector modulation", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 28, 1045-1053, September/October 1992.
- [14] R. W. De Doncker, D. W. Novotny, "The Universal Field Oriented Controller", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 30, No. 1, 92-100, January/February 1994.
- [15] J. Holtz, E. Bube, "Field-Oriented Asynchronous Pulse-Width Modulation for High-Performance ac Machine Drives Operating at Low Switching Frequency", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 27, No. 3, 574-581, May/June 1991.
- [16] H. W. Van Der Broeck, H. Skudelny, G. V. Stanke, "Analysis and Realization of a Pulsewidth Modulator Base on Voltage Space Vectors", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 24, No. 1, 142-150, January/February 1988.
- [17] Jong-Woo Choi, S. Sul, "New Current Control Concept -Minimum Time Current Control in the Three-Phase PWM Converter", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 12, No. 1, 124-130, January 1997.
- [18] L. Harnefors, H. P. Nee, "Model-Based Current Control of AC Machines Using the Internal Model Control Method", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 34, No. 1, 133-141, January/February 1998.
- [19] D. M. Brod, D. W. Novotny, "Current Control of VSI-PWM Inverters", *Conf. Rec. IEEE-IAS Annual Meeting'84*, 418-425, 1984.
- [20] S. Ogasawara, H. Akagi, A. Nabae, "A novel PWM scheme of voltage source inverters based on space vector theory", *EPE*, Aachen 1989, 1197- 1202, 1989.
- [21] J. Youm, B. Kwon, "An Effective Software Implementation of the Space-Vector Modulation", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 46, No. 4, 866-868, August 1999.
- [22] T. G. Habetler, D.M. Divan, "Control Strategies for Direct Torque Control Using Discrete Pulse Modulation", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 27, No. 5, 893-901, September/October 1991.
- [23] M. Depenbrock, "Direct Self-Control (DSC) of Inverter-Fed Induction Machine", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 3, No. 4, 420-429, October 1988.
- [24] P. Vas, W. Drury, A. F. Stronach, "Recent Developments in Artificial Intelligence based Drives –A Review", *Proceedings Intelligent Motion'96*, 59-70, May 1996.
- [25] H. Grotstollen, J. Wiesing, "Torque Capability and Control of a Saturated Induction Motor Over a Wide Range of Flux Weakening", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.42, No. 4, 374-381, August 1995.

- [26] B.J. Seibel, T.M. Rowan, R.J. Kerkman, "Field-Oriented Control of a Induction Machine in the Field-Wakening Region With DC-Link and Load Disturbance Rejection.", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 33, No. 6, 1578-1584, November/December 1997.
- [27] M. P. Kazmierkowski, A.B. Kasprowicz, "Improved Direct Torque and Flux Vector Control of PWM Inverter-Fed Induction Motor Drives", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 42, No. 4, 344-350, August 1995.
- [28] T. G. Habetler, D.M. Divan, "Control Strategies for Direct Torque Control Using Discrete Pulse Modulation", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 27, No. 5, 893-901, September/October 1991.
- [29] A.B. Plunkett, "Direct Flux and Torque Regulation in a PWM Inverter-Induction Motor Drive", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-13, No. 2, 139-146, March/April 1977.
- [30] G.Griva, T. G. Habetler, F. Profumo, M. Pastorelli, "Performance Evaluation of a Direct Torque Controlled Drive in the Continuous PWM-Square Wave Transition Region", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 10, No. 4, 464-471, July 1995.
- [31] J. Seok, J. Kim, S. Sul, "Overmodulation Strategy for High-Performance Torque Control", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 13, No. 4, 786-792, July 1998.
- [32] O. Kükrer, "Deadbeat Control of a Three-Phase Inverter with an Output LC Filter", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 11, No. 1, 16-23, January 1996.
- [33] F. Briz, M. W. Degner, R. D. Lorenz, "Analysis and design of current regulators using complex vectors", Conf. Rec. IEEE-IAS Annual Meeting, 1504-1511, 1997.
- [34] Q. Yu, L. Norum, T. Undeland, S. Round, "Investigation of dynamic controllers for a unified power flow controller", Proc. IEEE IECON, 1764-1769, 1996.
- [35] J. Jung, S. Lim, K. Nam, "A PI Type decoupling control scheme for high speed operation of induction motors", Proc. IEEE PESC, 1082-1085, 1997.
- [36] G. Plaff, A. Weschta, A. F. Wick, "Design and experimental results of a brushless ac servo drive", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-20, 814-821, July/August 1984.
- [37] T. Noguchi, S. Kondo, I. Takahashi, "Field-Oriented Control of an Induction Motor with Robust On-Line Tuning of Its Parameters", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 33, No. 1, 35-42, January/February 1997.
- [38] J. Holtz, B. Beyer, "Fast Current Trajectory Tracking Control Based on Synchronous Optimal Pulsewidth Modulation", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 31, No. 5, 1110-1120, September/October 1995.
- [39] J. Holtz, "Pulsewidth Modulation -A Survey", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 39, No. 5, 410-419, December 1992.
- [40] J. Holtz, B. Beyer, "Optimal Pulsewidth Modulation for AC Servos and Low-Cost Industrial Drives", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 30, No. 4, 1039-1047, July/August 1994.
- [41] A. Khambadkone, J. Holtz, "Low Switching Frequency High-Power Inverter Drive Based on Field-Oriented Pulsewidth Modulation", EPE, Firenze 1991, 672-677, 1991.
- [42] J. Holtz, B. Beyer, "The Trajectory Tracking Approach -A New Method for Minimum Distortion PWM in Dynamic High-Power Drives", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 30, No. 4, 1048-1057, July/August 1994.
- [43] J. Holtz, B. Beyer, "Optimal Synchronous Pulsewidth Modulation with a Trajectory-Tracking Scheme for High-Dynamic Performance", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 29, No. 6, 1098-1105, November/December 1993.
- [44] B. Kwon, T. Kim, J. Youm, "A Novel SVM-Based Hysteresis Current Controller", IEEE Transactions on Power Electronics, Vol 13, No. 2, 297-307, March 1998.
- [45] N. R. Zargari, G. Joós, "Performance Investigation of a Current-Controlled Voltage-Regulated PWM Rectifier in Rotating and Stationary Frames", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 42, No. 4, 396-401, August 1995.
- [46] J. Van der Burgt, S. Bosga, F. Blaschke, A. Vandenput, "Improved Voltage/Current Model in Direct Field-Oriented Control at Very Low Speeds", Intelligent Motion '96, 79-93, May 1996.
- [47] Y. Murai, T. Watanabe, H. Iwasaki, "Waveform Distortion and Correction Circuit for PWM Inverters with Switching Lag-Times", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol IA-23, No. 5, 881-886, September/October 1987.
- [48] J. Jung, K. Nam, "A PI-Type Dead-Time Compensation Method for Vector-Controlled GTO Inverters", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 34, No. 3, 452-457, May/June 1998.

- [49] Y. H. Liu, C. L. Chen, "Novel dead time compensation method for induction motor drives using space vector modulation", *IEE Proceedings on Electronic Power Applications*, Vol. 145, No. 4, 387-392, July 1998.
- [50] A. R. Muñoz, T. A. Lipo, "On-Line Dead-Time Compensation Technique for Open-Loop PWM-VSI Drives", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 14, No. 4, 683-689, July 1999.
- [51] Jong-Woo Choi, S. Sul, "A New Compensation Strategy Reducing Voltage/Current Distortion in PWM VSI Systems Operating with Low Output Voltages", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol. 31, No. 5, 1001-1008, September/October 1995.
- [52] C. M. Wu, W. Lau, H. S. Chung, "Analytical Technique for Calculating the Output Harmonics of an H-Bridge Inverter with Dead Time", *IEEE Transactions on Circuits and Systems*, Vol. 46, No. 5, 617-626, May 1999.
- [53] R. D. Klug, "Effects and Correction of switching dead times in 3-Phase PWM Inverter Drives", *EPE, Aachen 1989*, 1261-1265, 1989.
- [54] V. M. Cardenas, S. Horta, R. Echavarría, "Elimination of dead time effects in three phase inverters", *CIEP'96, Cuernavaca, Mexico*, 258-261, October 14-17.
- [55] D. Alfonso, G. Gianluca, M. Ignazio, P. Aldo, "An Improved Look-up Table for Zero Speed Control in DTC Drives", *EPE, Lausanne 1999*, 1-10, 1999.
- [56] I. Ludtke, A. Arias, M.G. Jayne, "Improving Direct Torque Control of Induction Motors", *EPE, Lausanne 1999*, 1-7, 1999.
- [57] J. Belhadj, M. Pietzak-David, A. Ghazel, I. Slama-Belkholdja, B. De Fornel, "Sliding Modes Observer for the Direct Torque Control", *EPE, Lausanne 1999*, 1-8, 1999.
- [58] F. Zare, G. Ledwich, "Space Vector Modulation Technique with reduced switching Losses", *EPE, Lausanne 1999*, 1-7, 1999.
- [59] P. Vas, A.F. Stronach, M. Rashed, M. Zordan, B.C. Chew, "DSP Implementation of Sensorless DTC induction Motor and PM Synchronous Motor Drives With Minimized Torque Ripples", *EPE, Lausanne 1999*, 1-9, 1999.
- [60] Y. Tzou, H. Hsu, "FPGA Realization of Space-Vector PWM Control IC for Three-Phase PWM Inverters", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 12, No.6, 953-963, November 1997.
- [61] S. Halasz, A. Abdalla, M. Hassan, B. Tin Huu, "Optimal Control of Three-Level PWM Inverters", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 44, No. 1, 96-106, February 1997.
- [62] A.M. Trzynadlowski, R. Kirlin, S.F. Legowski, "Space Vector PWM Technique with Minimum Switching Losses and a Variable Pulse Rate", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 44, No. 2, 173-181, April 1997.
- [63] S. Bowes, "Advanced Regular-Sampled PWM Control Techniques for Drives and Static Power Converters", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol.42, No. 4, 367-373, August 1995.
- [64] Y. Lai, S. Bowes, "A New Suboptimal Pulse-Width Modulation Technique for Per-Phase Modulation and Space Vector Modulation", *IEEE Transactions on Energy Conversion*, Vol. 12, No. 4, 310-316, December 1997.
- [65] D. Casadei, G. Grandi, G. Serra, A. Tani, "Switching Strategies in Direct Torque Control of Induction Machines", *Electronic Supply and Control*, 204-209, May 1998.
- [66] Y. Tzou, "DSP- Based Robust Control of a AC Induction Servo Drive for Motion Control", *IEEE Transactions on Control Systems Technology*, Vol. 4, No. 6, 614-626, November 1996.
- [67] J. Holtz, A. Khambadkone, W. Lotzkat, "On Continuous Control of PWM Inverters in the Overmodulation Range Including the Six-Step Mode", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 8, No. 4, 546-553, October 1993.
- [68] A. M. Hava, R.J. Kerkman, T. A. Lipo, "Carrier-Based PWM-VSI Overmodulation Strategies: Analysis, Comparison, and Design", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 13, No. 4, 674-689, July 1998.
- [69] R. J. Kerkman, T.M. Rowan, B.J. Seibel, "Control of PWM Voltage Inverters in the Pulse Dropping Region", *IEEE Industry Applications Magazine*, 24-30, September/October 1996.
- [70] D. Lee, G. Lee, "A Novel Overmodulation Technique for Space-Vector PWM Inverters", *IEEE Transactions on Power Electronics*, Vol. 13, No. 6, 1144-1151, November 1998.
- [71] S. Bolognani, M. Zigliotto, "Novel Digital Continuous Control of SVM Inverters in the Overmodulation Range", *IEEE Transactions on Industry Applications*, Vol.33, No. 2, 525-530, March/April 1997.
- [72] R.J. Kerkman, D. Leggate, B.J. Seibel, T.M. Rowan, "Operation of PWM Voltage Source-Inverters in the Overmodulation Region", *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 43, No. 1, 132-141, February 1996.

- [73] S. Fukuda, Y. Iwaji, "Introduction of the Harmonic Distortion Determining Factor and Its Application to Evaluating Real Time PWM Inverters", IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 31, No. 1, 149-154, January/February 1995.