

## 5. EL SISTEMA EXPERIMENTAL

### 5.1 Introducció i parts

A la figura 5-01 es mostra l'estructura completa del sistema experimental pel que fa a l'entorn hardware. Es diferencien diverses parts: la bancada, el pont inversor trifàsic i les seves proteccions hardware, el sistema de sensat de les diferents magnituds mesurades i la part de control (annex I). Aquesta part de control està dividida en dues, la primera sota un entorn DSP (*digital signal processor*) i la segona en el mateix PC (*personal computer*), que també fa les tasques d'host de l'entorn DSP.

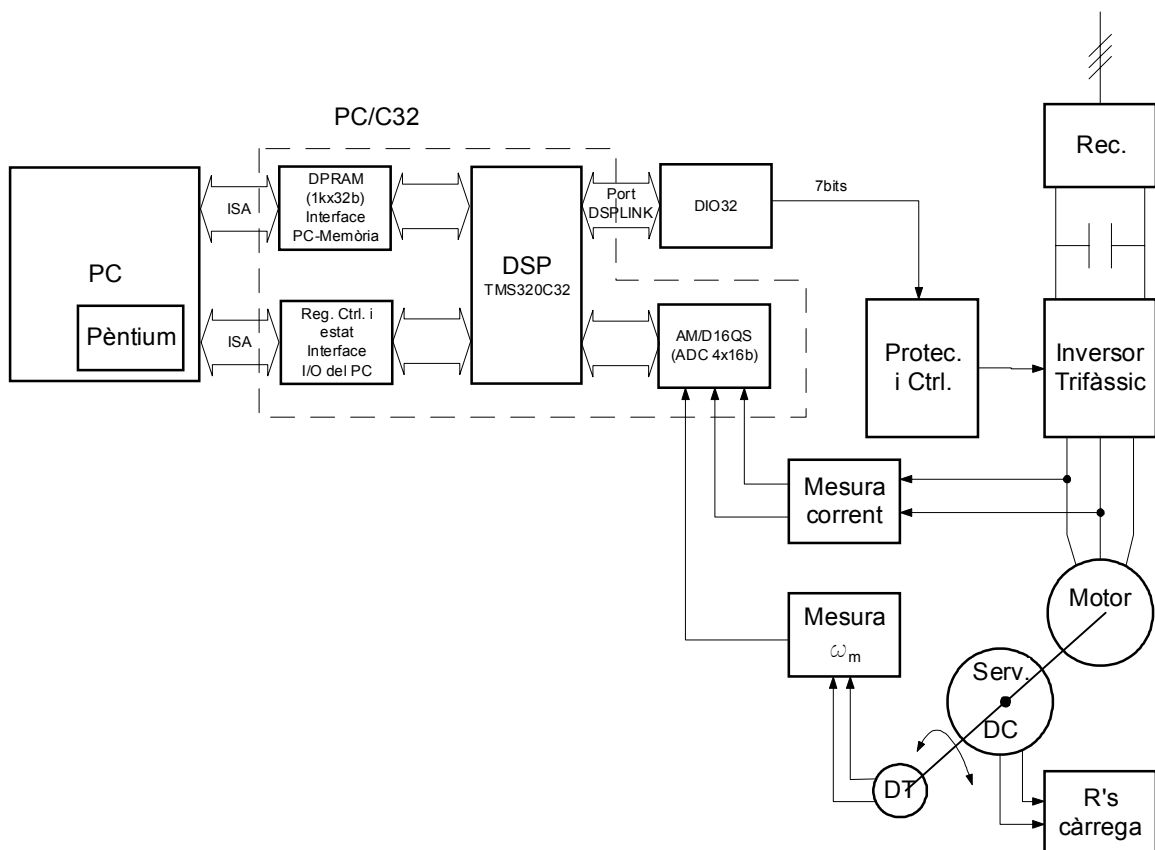


Fig. 5-01. Estructura hardware completa del sistema experimental



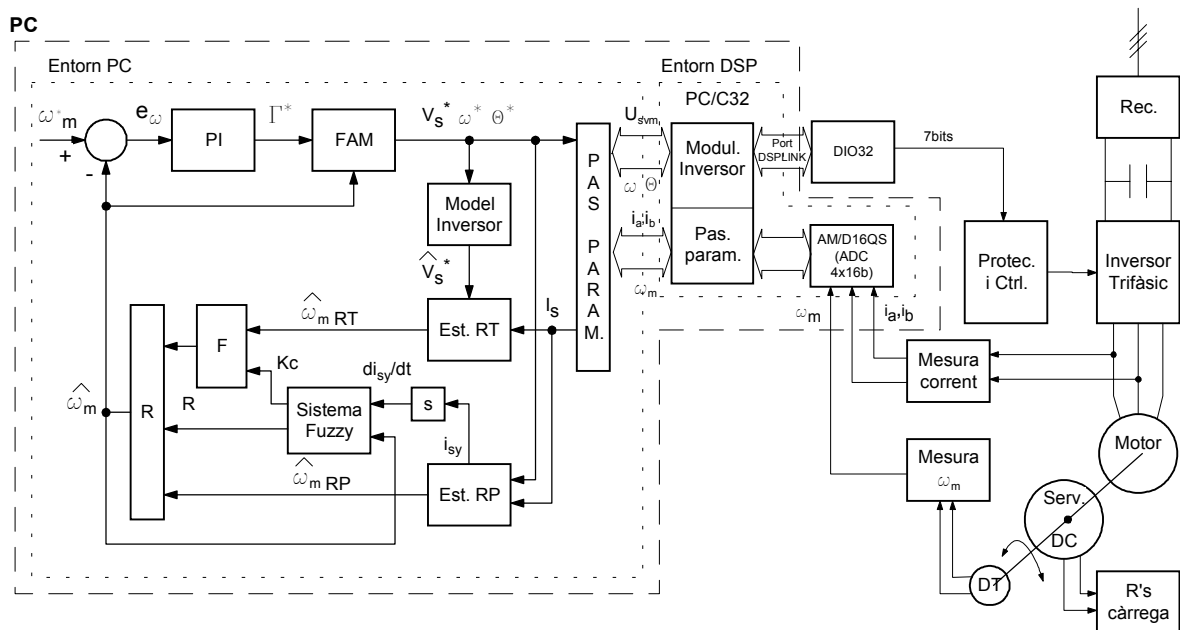


Fig. 5-03. Sistema d'accionament del motor d'inducció complet. Hardware + software

## 5.2 Solució adoptada

En la implementació final del sistema de control de la velocitat *sensorless* d'un motor d'inducció cal solucionar, primer de tot, alguns aspectes relacionats amb la velocitat de commutació del pont inversor que es pretén imposar i, seguidament, determinar quin serà el temps de cicle del sistema de regulació. Amb aquestes premisses en certa manera es demanen unes velocitats de processament, d'adquisició de dades i de resposta de l'inversor.

També caldrà definir quin estil de modulador vectorial s'implementa per poder respondre a les necessitats del control. Per tot això, la solució adoptada la dividirem en dues parts significatives:

- El programa desenvolupat sobre el DSP
- El programa desenvolupat sobre el PC

S'ha comentat amb anterioritat quin dels dos implementa el llaç de control i quin implementa el modulador vectorial de sortida, però, a més, cadascun té certes peculiaritats que cal comentar.

Les tasques assignades a cada programa, sense mirar encara com es gestionaran, són les següents:

Per al programa desenvolupat sobre el DSP

- Implementació d'un modulador vectorial. Aquesta és la part més crítica de tot el sistema, ja que ha de treballar en temps real i, a més, per poder complir el requeriment de treballar a la màxima freqüència de commutació, tindrà molt poc temps.

- Control de les tres branques de l'inversor a partir del càlcul dels temps d'imposició dels triplets pertinents calculats amb el modulador vectorial.
- Adquisició de les mesures de corrent i velocitat real. A través de la placa filla de convertidors A/D el sistema DSP haurà de captar aquestes dades i traspasar-les al PC.
- Determinació de la fase exacta que el modulador imposa tenint en compte les limitacions de l'inversor i els algorismes d'arrossegament d'error [Arias *et al.* 1998].

Per al programa desenvolupat sobre el PC

- Implementar el llaç de control FAM, conjuntament amb el regulador PI que hi facilitarà la consigna de parell. Amb el càlcul de l'error de la velocitat del motor (consigna menys estimada), els paràmetres del motor, el mateix estimador de corrent intern que implementa el FAM i realitzant els càlculs pertinents es traspassa al DSP les consignes del modulador.
- Implementar el model de l'inversor per estimar el valor de la tensió del motor a partir de la consigna de tensió del control FAM.
- Implantar l'estimador en règim permanent. Amb les dades dels corrents estatòrics i amb el valor de l'angle real imposat pel modulador, provinents del pas de paràmetres entre el DSP i el PC, s'estima el valor de la velocitat del motor.
- Implantar l'estimador en règim transitori. Amb les dades dels corrents estatòrics i amb el valor de la tensió estimada del motor d'inducció s'estima el valor de la velocitat del motor.
- Sistema difús de filtratge i promitjat. Amb les dades provinents d'ambdós estimadors es troba el punt òptim de filtratge i promitjat per obtenir el valor de la velocitat final estimada per "tancar" el llaç de velocitat.
- Inicialitzar i gestionar el control de l'estructura DSP que està dins del PC i també gestionar el traspàs de dades entre un microprocessador (Pentium) i l'altre (DSP).
- Realitzar la gestió de la captura de les dades dels assaigs. Evidentment, com que és un programa per fer assaigs, té una interfície perquè l'usuari pugui seleccionar dades com ara la velocitat de consigna o el temps de l'assaig.
- Emmagatzemar les dades de cada assaig en un fitxer per al seu estudi posterior.

En vista de les funcions de cada processador, queda clar que tots dos hauran de treballar en temps real ja que un haurà d'imposar estats a l'inversor cada cert temps i l'altre haurà de tancar un llaç de control en un temps fix. En els dos casos l'error en el temps que hi pot haver per diversos motius s'haurà de tenir present.

### 5.3 Programa sobre el DSP

El programa que gestionarà el DSP serà un programa de caràcter interruptiu, és a dir, que el programa en si no farà res i seran les diferents rutines interruptives les que aniran fent treballar el DSP i el seu entorn.

S'han de fer tres tasques: modulació vectorial (inclòs el recàlcul de la fase), adquisició de dades i control del pont inversor. La primera és evident, ja que cada cert temps prefixat s'haurà d'imposar un nou valor de mòdul i fase a la sortida de l'inversor i, per tant, el modulador vectorial sempre anirà associat a interrupcions d'un temporitzador. La segona també anirà associada a una rutina interruptiva, ja que els convertidors analògics digitals aniran convertint contínuament i quan acabin

de fer quatre conversions, segons el que està definit en el sistema, interrompan el DSP perquè agafi aquestes dades i les aboqui a la memòria compartida amb el PC. Cada cop que vagi a iniciar-se la rutina de càlcul del modulador vectorial es passarà per l'actualització de les sortides de la placa d'entrades i sortides digitals de l'entorn DSP, que són les línies de control de l'inversor, i així es farà la tercera tasca.

El programa general implementat en el DSP serà molt simple, ja que constarà de rutines d'inicialització del sistema i d'un bucle tancat, que no farà res. L'estructura bàsica serà la mostrada a la figura 5-04.

Com es pot veure, el programa principal després d'inicialitzar totes les plaques filles, programar els temporitzadors, tan necessaris en aquesta part, i habilitar el sistema interruptiu, es queda en un llaç tancat fins que la variable **stop** pren el valor 1: aquesta variable la controla el PC. El que sí que s'assegura en sortir del programa del DSP és que el darrer estat que quedarà permanentment en el pont inversor és un estat nul, ja que aquest estat s'envia després d'haver deshabilitat les interrupcions.

Calen tres rutines interruptives: la rutina que genera el càlcul dels estats a imposar a l'inversor i els temps que han d'estar aplicant-se, la rutina que controla el temps que s'està aplicant l'estat en concret a l'inversor i la rutina del traspàs de dades als convertidors. Serà molt important en

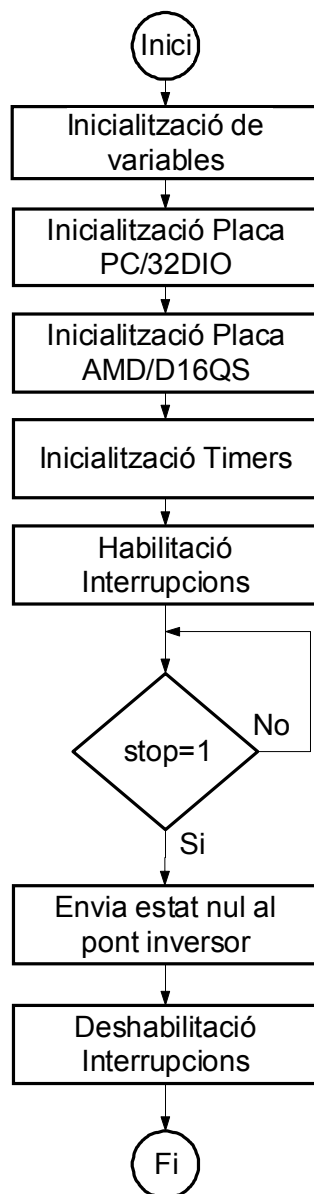


Fig. 5-04. Ordinograma del programa sobre el DSP

l'estructura del programa definir de manera segura la prioritat de cada rutina. Les prioritats seran:

- La rutina de temporització de l'estat a la sortida és crítica, ja que realment dependrà del control d'aquest temps si el modulador és capaç d'imposar o no el vector de tensió desitjat.
- La rutina de càlcul dels temps del modulador és menys crítica, però ens hem d'assegurar que s'acaba de fer el càlcul dels temps del següent vector abans que l'últim estat acabi d'imposar-se en l'inversor.
- La rutina de l'adquisició és la menys crítica, ja que els convertidors són suficientment ràpids per donar més d'un valor a cada volta del llaç de control que es realitza al PC i, per tant, el refresc de les dades del pas de paràmetres pot retardar-se algun microsegon sense perjudicis.

### 5.3.1 Implementació del modulador vectorial i gestió de l'estat de l'inversor

El modulador vectorial espera un valor de mòdul i una fase de tensió a imposar. A partir d'aquí genera aquest vector de tensió sobre el motor a través del control del pont inversor. El sistema de control (FAM, estimadors, etc.) extreu a la sortida un vector de tensió.

Finalment concretem que els paràmetres que el control passarà al modulador seran:

**Vref:** mòdul del vector, proporcional a la tensió que el control vol imposar al motor.

**w:** pulsació angular de la tensió que es vol imposar; pot ser zero. El coneixement per part del modulador de la freqüència a imposar pot ser útil en el cas que el modulador i el control tinguin diferents temps de tancament del cicle.

**Fase VREF:** fase del vector, ja que serà necessari per al control i per al sistema d'estimació en règim permanent imposar la fase de la tensió a cada iteració.

Els paràmetres inicials del modulador estableixen la freqüència de commutació del pont, la tensió del bus de contínua i el temps de "blanking" de les branques de l'inversor.

**Tz:** temps total del triplet emprat per generar el vector ( $100 \mu s$ ) (Tpwm, capítol 3).

**Tmín:** temps mínim d'un estat ( $5 \mu s$ ).

**Vdc:** tensió del bus de contínua.

El modulador està implementat en dues rutines interruptives.

Càlcul del nou període ( $9_p$ ). Aquesta interrupció calcula el nou triplet que s'ha d'enviar al pont (estats i temps) i realitza la millora de l'arrossegament de l'error [Arias *et al.* 1998].

Interrupció del temporitzador (c\_int10). Amb la precàrrega del temporitzador del temps que ha de durar un estat a la sortida es va interrompent i col·locant el nou estat a la sortida i es recarrega el temporitzador amb el temps que ha de durar aquest estat en funció del calculat per l'anterior rutina.

### 5.3.2 Adquisició de mesures

Aquesta rutina, també interruptiva, és la més simple de totes, ja que la seva missió és agafar els valors dels convertidors emprats i col·locar-los sobre la memòria de doble port perquè el control, que va corrent sobre el PC, pugui llegir-los i fer-los servir.

La rutina es limita a col·locar sobre la memòria compartida entre el PC i el DSP les dades que ofereixen els tres convertidors analogicodigitals, el valor dels dos corrents estatòrics i la velocitat del rotor. Els condicionadors de senyal per a les tres mesures estan descrits a l'annex I.

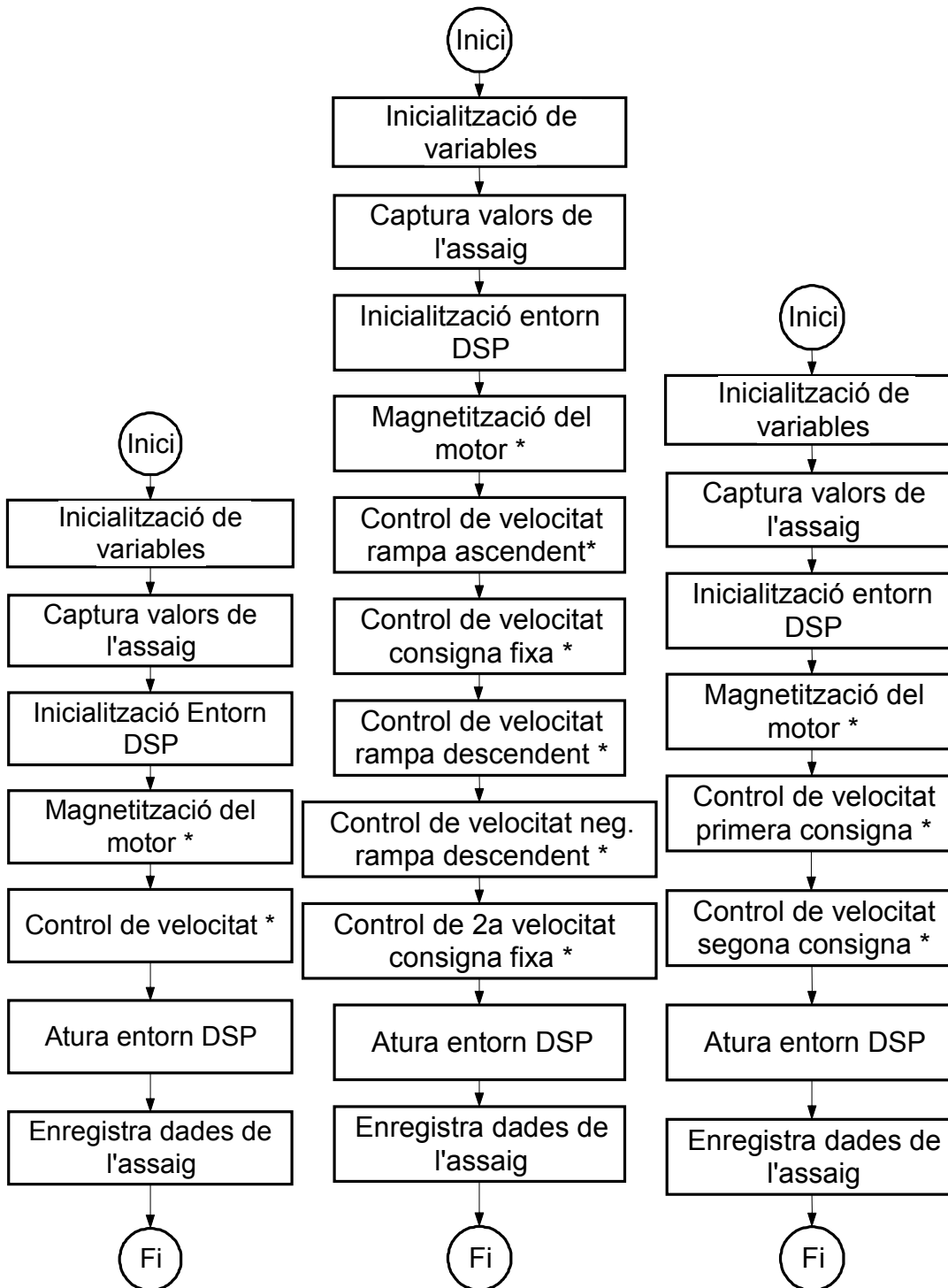
## 5.4 Programa sobre el PC

Per a l'extracció de dades experimentals d'aquesta tesi s'ha pensat a realitzar tres programes diferents, però que ho són només pel que fa a l'estructura general, ja que s'han suposat tres aplicacions diferents, però el sistema de control *sensorless* implementat sobre cada un és el mateix. És a dir, la diferència rau bàsicament en el tipus de consigna a què s'ha de sotmetre el motor i sobre la qual s'avaluarà l'efectivitat del sistema implantat.

Els tres programes són Sensor1.C, Rampes.C i Graons.C. El primer respon a consignes graó durant un temps determinat. El segon assaja una seqüència de rampes sobre el control que realitza una acceleració constant sobre la velocitat del motor, després manté la velocitat, i posteriorment pot aplicar una desacceleració amb un altre tram de consigna de velocitat estable. El tercer programa assaja la resposta del sistema davant de canvis bruscs de consigna; el control regula una velocitat primera de consigna i al cap d'un temps determinat la canvia bruscament per una altra, superior o inferior.

En aquest apartat es definiran l'estructura del nucli del programa, igual per a tots, i la necessitat de treballar en temps real per al control del temps de cicle.

A les figures 5-05, 5-06 i 5-07 es pot observar l'estructura dels respectius programes. Es pot veure que en tasques concretes apareix el símbol \*, que fa referència al fet que sobre aquesta part del programa està implementat el sistema de control en conjunt i que aquesta part ha de córrer en temps real.



**Fig. 5-05.** Estructura del programa Sensor1.C

**Fig. 5-06.** Estructura del programa Rampes.C

**Fig. 5-07.** Estructura del programa Graons.C

Respecte als tres programes, evidentment hi ha molts blocs en comú, ja que la funció si fa no fa és la mateixa. Com a funcions generals que han de realitzar tots tres programes tenim:



- Inicialització de variables, així com la definició de les posicions de memòria, etc., que calen per realitzar el pas de paràmetres entre el control vectorial, processador Pentium, i el modulador vectorial, DSP.
- Captura dels valors de l'assaig. Aquesta és la comunicació del programa amb l'usuari que definirà la consigna o les consignes de velocitat, el temps que ha de durar l'assaig i els temps d'acceleració i desacceleració dels diferents trams.
- Inicialització de l'entorn DSP. Ja es comentava amb anterioritat que una de les funcions del programa que corre sobre el PC seria la d'inicialitzar l'entorn del DSP llançant el programa que hi correrà a sobre i enviant-hi les primeres dades, com poden ser el temps del triplet ( $T_z$ ), el temps mínim ( $T_{mín}$ ) i la tensió del bus de contínua ( $V_{dc}$ ), que es considerarà constant perquè les sol·licituds de corrent del control estan molt per sota de les possibilitats del pont inversor. Posteriorment rutines concretes s'encarregaran d'anar gestionant el pas de paràmetres de les consignes instantànies que el sistema de control vol que el modulador imposi a l'inversor.
- Magnetització del motor. El sistema de control a implementar ha de conèixer des del primer moment la posició exacta del vector tensió, per poder fixar els eixos giratoris de referència (estimador en règim permanent, capítol 3) i per poder fixar el primer valor del corrent magnetitzant sobre el qual s'aplicarà la teoria del control FAM (capítol 3). Per aconseguir això no hi ha cap altra solució que començar aplicant un vector de tensió fix (contínua) al motor per determinar o imposar un angle inicial del flux a l'interior de la màquina. Com a conseqüència d'això tots els programes contenen un bloc per magnetitzar la màquina instants abans d'imposar la consigna de velocitat.
- El control de la velocitat serà independent en cada programa, tot i que el nucli, que és el sistema de control de la velocitat i el sistema d'estimació d'aquesta, serà el mateix. La gestió de la consigna en cada moment dependrà del programa. Per exemple, en el programa Rampes.C, un cop definida l'acceleració de pujada de la velocitat, el programa ha d'anar enviant consignes al control que varien en el temps, és a dir, que el mateix programa ha de generar una consigna de velocitat en forma de rampa.
- Atura l'entorn DSP. Evidentment un cop l'assaig ha finalitzat cal aturar l'entorn del DSP.
- Enregistra dades de l'assaig. En aquest bloc comú s'enregistren en un fitxer totes les dades instantànies que s'han anat prenent durant l'assaig per al seu posterior estudi en format numèric.

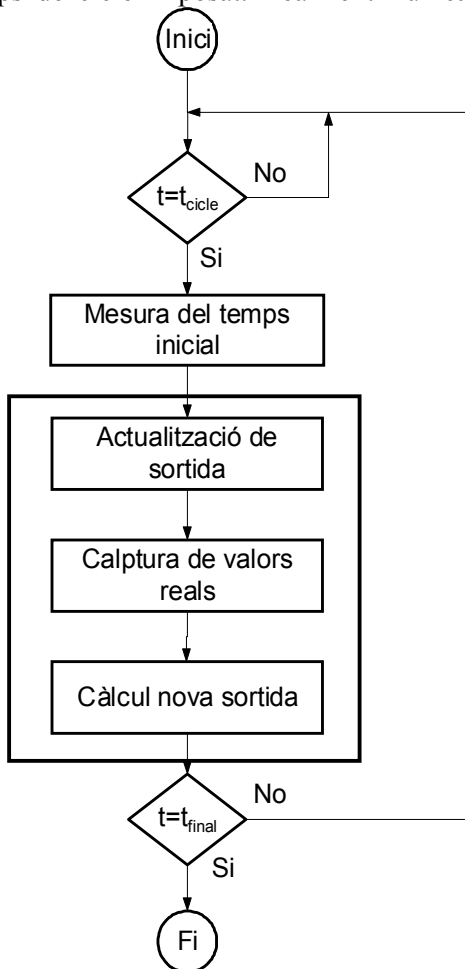
### 5.4.1 Temps real del llaç de control

Des del capítol dos s'ha fet referència a la sensibilitat dels diversos estimadors de velocitat als mètodes d'integració. No solament el mètode d'integració és important sinó també el control exacte del temps, ja que els errors són acumulatius en les integracions. A més, el treball amb estructures de regulació com ara el PI necessari per al control de parell fa imprescindible treballar en temps real, amb un temps de cycle prefixat i tan estable com sigui possible.

Per resoldre aquest problema s'ha generat un model de treball en temps real que va realitzant accessos al temporitzador intern del PC per tenir control sobre el temps real. Com que el temporitzador del PC és més ràpid (1.193.180 Hz) que el temps de cycle del nostre llaç de control si anem comptant els polsos que fan incrementar el temporitzador, aquests es realitzen amb un temps de 838 segons. És a dir que si nosaltres pretenem generar temps superiors a 100 microsegons, la resolució és suficient, ja que l'error seria de

$$\text{error} = (0,838/100)*100 = 0,838\% \tag{Eq. 5-01}$$

A la figura 5-08 podem observar l'estructura d'un bloc que ha de treballar en temps real amb un temps de cycle imposat. Realment l'única manera d'aconseguir que el temps de cycle sigui el desitjat és mesurar el temps inicial en què ens trobem, realitzar totes les tasques que calgui i posteriorment esperar que s'hagi acomplert el temps desitjat. És evident que hi ha una limitació del temps mínim de cycle que es pot imposar ja que la durada de les instruccions realitzades no és zero, ni tampoc la de les instruccions emprades per a l'accés al temporitzador.



**Fig. 5-08.** Estructura que força que el sistema de control treballi en temps real

desitjat és mesurar el temps inicial en què ens trobem, realitzar totes les tasques que calgui i posteriorment esperar que s'hagi acomplert el temps desitjat. És evident que hi ha una limitació del temps mínim de cycle que es pot imposar ja que la durada de les instruccions realitzades no és zero, ni tampoc la de les instruccions emprades per a l'accés al temporitzador.

A la figura 5-08, el sistema d'estimació de la velocitat, el control FAM i la resta de càlculs estan implementats als blocs anomenats "Captura de valors reals", "Càlcul nova sortida" i "Actualització de sortida".

De totes les instruccions programades en C, el màxim gruix està implementat en el "Càlcul nova sortida". En aquest bloc s'han de realitzar:

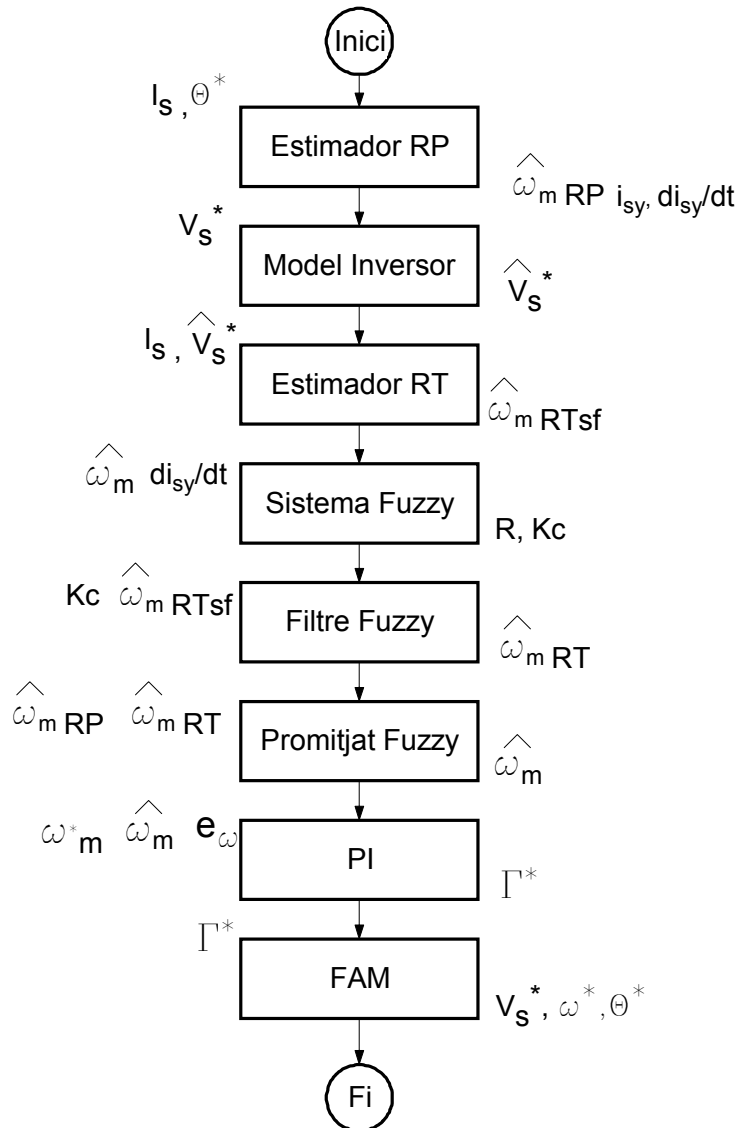
- les tasques d'estimació de velocitat per mitjà de dos estimadors, el filtratge difús d'una d'aquestes, la mitjana difusa, l'obtenció de l'error de velocitat,

- la consigna de parell amb la qual finalment el control FAM generarà el vector de tensió a imposar pel modulador,
- l'estimació de la tensió del motor a partir del model del motor.

Els blocs d'actualització de sortida i de captura de paràmetres només són accessibles a la DPRAM, on es disposa el traspàs de paràmetres.

Aquesta rutina sap el temps exacte que dura un temps de cicle, perquè es va mesurant. Els successius càlculs que s'hagin de realitzar on intervingui el temps real, com ara les integrals o les derivades, poden treure el temps real de la rutina.

La figura 5-09 mostra el diagrama de flux de les successives operacions que es fan dins del bloc "Càlcul nova consigna" de la figura 5-08. Al costat superior esquerre de cada bloc hi ha les variables necessàries per a l'entrada del bloc i al costat inferior dret, les que cal per a la sortida del bloc.



**Fig. 5-09.** Seqüència de rutines de càlcul que conformen el llaç principal del sistema implementat

## 5.4.2 Implementació de les equacions de l'estimador

A l'apartat anterior s'han vist per blocs totes les rutines a implementar referides a l'estimació de la velocitat. Cada rutina actua per separat: a partir d'unes entrades s'obtenen una o més sortides. I cada rutina té les seves particularitats.

### 5.4.2.1 ESTIMADOR EN RÈGIM PERMANENT. PROCÉS DE CàLCUL

1r) Transformada de Park sobre els corrents estatòrics mesurats, obtenció de  $i_{sy}$ . Eq. 2-84.

$$i_{sy} = -\sin\theta i_a - \sin\theta - 2\pi/3 i_b - \sin\theta + 2\pi/3 (-i_a - i_b) \quad (\text{Eq. 5-02})$$

2n) Càlcul de  $\hat{\omega}_{m \text{ Règ. perm}}$  Eq. 2-87 i 2-88

$$\hat{\omega}_{m \text{ Règ. perm.}} = \omega_1 - k_1 i_{sy} \quad (\text{Eq. 5-03})$$

3r) Càlcul de  $di_{sy}/dt$

### 5.4.2.2 MODEL DEL MOTOR. PROCÉS DE CàLCUL

El model del motor ha d'imposar un retard a la tensió i aplicar un factor extret dels resultats del capítol 3.

1r)  $\hat{V}_s(k) = V_s(k-1)$ . El temps entre un estat i l'altre és el retard imposat pel modulador (cap. 3).

2n) *Factor conversió* =  $f(V_s)$  (Segons taula 3-03)

$$3r) \hat{V}_s(k) = \hat{V}_s * \text{Factor conversió} \quad (\text{Eq. 5-04})$$

### 5.4.2.3 ESTIMADOR EN RÈGIM TRANSITORI. PROCÉS DE CàLCUL

Per implementar l'estimador en règim transitori cal programar l'equació 2-108 aplicada sobre els valors reals de corrent i els valors estimats de tensió:

1r) Transformada de Clark sobre els corrents.

$$\begin{pmatrix} i_o \\ i_{sD} \\ i_{sQ} \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{sa} \\ i_{sb} \\ i_{sc} \end{pmatrix} \quad (\text{Eq. 5-05})$$

2n) Transformada de Clark sobre la tensió estàtica estimada.

$$\begin{pmatrix} u_o \\ u_{sD} \\ u_{sQ} \end{pmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{pmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ 1 & -1/2 & -1/2 \\ 0 & \sqrt{3}/2 & -\sqrt{3}/2 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_{sa} \\ u_{sb} \\ u_{sc} \end{pmatrix} \quad (\text{Eq. 5-06})$$

3r) Aplicació de l'equació 2-108.

$$\hat{\omega}_m = \frac{-\frac{L_r}{L_m} \left( \hat{u}_{sD} - R_s i_{sD} - l_s \frac{di_{sD}}{dt} \right) - \int \left[ \frac{L_r}{L_m} \left( \hat{u}_{sD} - R_s i_{sD} - l_s \frac{di_{sD}}{dt} \right) \right] dt + \frac{L_m}{T_r} i_{sD}}{\int \left[ \frac{L_r}{L_m} \left( \hat{u}_{sQ} - R_s i_{sQ} - l_s \frac{di_{sQ}}{dt} \right) \right] dt} \quad (\text{Eq. 5-07})$$

#### 5.4.2.4 SISTEMA FUZZY. PROCÉS DE CÀLCUL

El sistema fuzzy descrit al capítol 3 s'implementa a través d'una rutina dividida en tres parts. Les entrades són  $i_{sy}$  i  $di_{sy}/dt$ . I les sortides són el factor de filtratge  $Kc$  i el factor de mitjana  $R$ .

1r) Normalització de les entrades segons les equacions 3-04 i 3-05.

$$di_{sy}/dt (\text{normalitzat}) = \left( \frac{1}{70 I_{s, \text{nominal}}} \right) |di_{sy}/dt| \quad (\text{Eq. 5-08})$$

$$\omega_m (\text{normalitzat}) = \left( \frac{1}{2 \omega_{m, \text{nominal}}} \right) |\omega_m| \quad (\text{Eq. 5-09})$$

2n) Difusificació de l'entrada (segons figura 3-04). Com que les dues entrades són comunes per als sistemes difusos de filtratge i mitjana, només es fa una sola difusificació. S'obtenen els graus de pertinença d'entrada per a cada conjunt difús de les dues entrades.

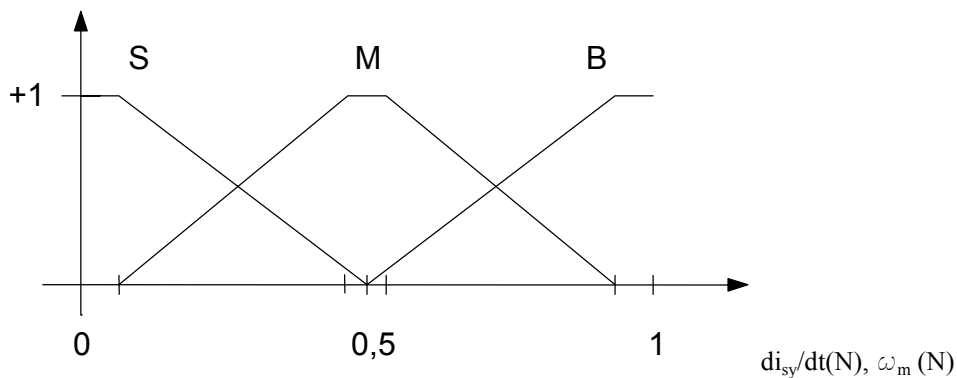


Fig. 5-10. Funcions d'entrada.  $di_{sy}/dt(N)$  i  $\hat{\omega}_m(N)$

3r) Inferència de regles.

Per a l'obtenció del factor de filtratge s'implementa la base de regles de la taula 3-01 aplicant màx-mín.

**Taula 5-02.** Taula d'inferències del sistema de filtratge difús

	$di_{sy}/dt$		$\omega_m$		$K_c$ (Filtre)	
Si	Petita (S)			aleshores	Gran (FG)	$\mu_{FG} = \text{mín}[\mu_S]$
Si	Mitjana (M)			aleshores	Mitjana (FM)	$\mu_{FM1} = \text{mín}[\mu_M]$
Si	Gran (B)	i	Petita (S)	aleshores	Mitjana (FM)	$\mu_{FM2} = \text{mín}[\mu_B, \mu_S]$
Si	Gran (B)	i	Mitjana (M)	aleshores	Petita (FS)	$\mu_{FS1} = \text{mín}[\mu_B, \mu_M]$
Si	Gran (B)	i	Gran (B)	aleshores	Petita (FS)	$\mu_{FS2} = \text{mín}[\mu_B, \mu_B]$

$$\mu_{FG}(di_{sy}/dt, \hat{\omega}_m) = \text{màx}[\mu_{FG}] \quad (\text{Eq. 5-07})$$

$$\mu_{FM}(di_{sy}/dt, \hat{\omega}_m) = \text{màx}[\mu_{FM1}, \mu_{FM2}] \quad (\text{Eq. 5-08})$$

$$\mu_{FS}(di_{sy}/dt, \hat{\omega}_m) = \text{màx}[\mu_{FS1}, \mu_{FS2}] \quad (\text{Eq. 5-09})$$

Per a l'obtenció del factor de promig s'implementa la base de regles de la taula 3-02 aplicant Mandami (màx-mín).

**Taula 5-03.** Taula d'inferències del sistema de promitjat Fuzzy

	$di_{sy}/dt$		$\omega_m$		R (Promig)	
Si	Petita (S)			aleshores	RP	$\mu_{RP1} = \text{mín}[\mu_S]$
Si	Mitjana (M)	i	Petita (S)	aleshores	RP	$\mu_{RP2} = \text{mín}[\mu_M, \mu_S]$
Si	Mitjana (M)	i	Mitjana (M)	aleshores	RP-RT	$\mu_{RP-RT1} = \text{mín}[\mu_M, \mu_M]$
Si	Mitjana (M)	i	Gran (B)	aleshores	RT	$\mu_{RT1} = \text{mín}[\mu_M, \mu_B]$
Si	Gran (B)	i	Petita (S)	aleshores	RP	$\mu_{RP3} = \text{mín}[\mu_B, \mu_S]$
Si	Gran (B)	i	Mitjana (M)	aleshores	RP-RT	$\mu_{RP-RT2} = \text{mín}[\mu_B, \mu_M]$
Si	Gran (B)	i	Gran (B)	aleshores	RT	$\mu_{RT2} = \text{mín}[\mu_B, \mu_B]$

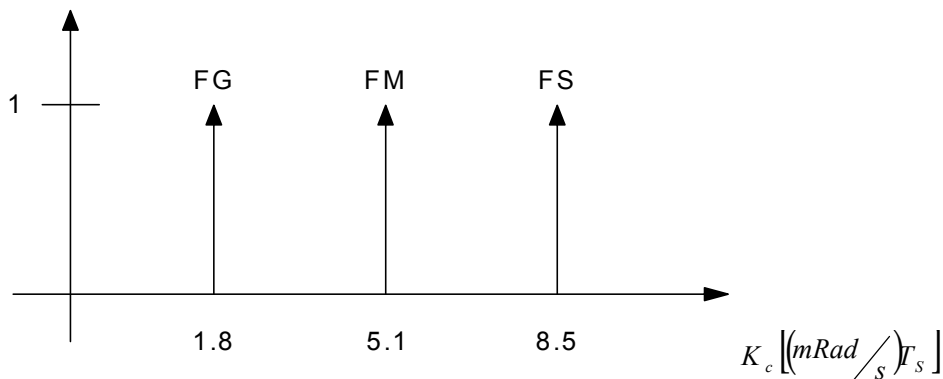
$$\mu_{RP}(di_{sy}/dt, \hat{\omega}_m) = \max[\mu_{RP1}, \mu_{RP2}, \mu_{RP3}] \quad (\text{Eq. 5-10})$$

$$\mu_{RP-RT}(di_{sy}/dt, \hat{\omega}_m) = \max[\mu_{RP-RT1}, \mu_{RP-RT2}] \quad (\text{Eq. 5-11})$$

$$\mu_{RT}(di_{sy}/dt, \hat{\omega}_m) = \max[\mu_{RT1}, \mu_{RT2}] \quad (\text{Eq. 5-12})$$

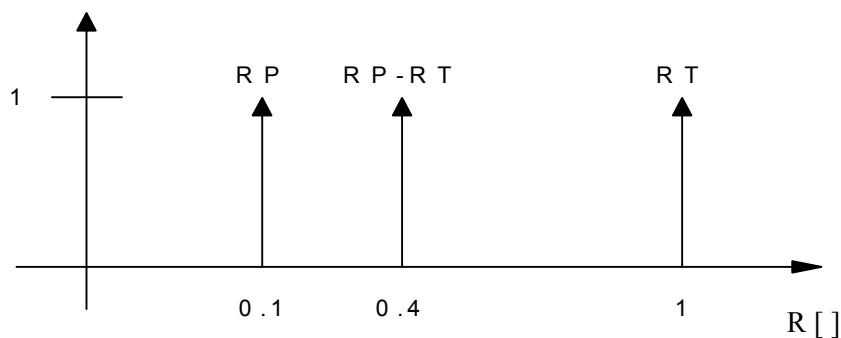
4rt) Desdifusificació de la sortida. Per cada inferència sobre la base de regles s'obté la sortida corresponent a través de l'equació que representa el càlcul del centre de gravetat. Com que els conjunts difusos de sortida són de tipus singletó, la desdifusificació es realitza sense la necessitat d'integrals.

Per a l'obtenció del factor de filtratge s'empren els conjunts difusos de la figura 3-05.



$$Kc = Kc_1 \mu_{FS}(di_{sy}/dt, \hat{\omega}_m) + Kc_2 \mu_{FM}(di_{sy}/dt, \hat{\omega}_m) + Kc_3 \mu_{FG}(di_{sy}/dt, \hat{\omega}_m) \quad (\text{Eq. 5-13})$$

Per a l'obtenció del factor de mitjana s'empren els conjunts difusos de la figura 3-12.



**Fig. 5-12.** Funcions de sortida. R (Promitjat)

$$R = R_1 \mu_{RP}(di_{sy}/dt, \hat{\omega}_m) + R_2 \mu_{RP-RT}(di_{sy}/dt, \hat{\omega}_m) + R_3 \mu_{RT}(di_{sy}/dt, \hat{\omega}_m) \quad (\text{Eq. 5-14})$$

### 5.4.2.5 FILTRE FUZZY. PROCÉS DE CàLCUL

Un cop s'ha obtingut el factor de filtratge a través del sistema difús només cal aplicar l'equació 3-02 a la velocitat estimada de l'estimador en règim permanent.

$$\omega_{est\_RT}(k) = K_c [\omega_{est\_RT}(k) - \omega_{est\_RT}(k-1)] + \omega_{est\_RT}(k-1) \quad (\text{Eq. 5-15})$$

El temps entre un estat i l'altre és el temps de cicle del programa (temps d'integració general).

### 5.4.2.6 PROMIG FUZZY. PROCÉS DE CàLCUL

Finalment només queda aplicar l'equació 3-04 per obtenir la velocitat final estimada.

$$\hat{\omega}_m = R \hat{\omega}_{m \text{ Est.règ.trans.}} + (1 - R) \hat{\omega}_{m \text{ Est.règ.per.}} \quad (\text{Eq. 5-16})$$

## 5.4.3 Implementació de les equacions del control de parell

En el control de parell hi ha dues parts. Per una banda està el regulador PI, que a través de l'error de velocitat obtingut en restar a la velocitat consigna la velocitat estimada obté la consigna de parell necessària. Aquesta consigna de parell s'introdueix al control FAM, que obtindrà el vector de tensió a imposar.

### 5.4.3.1 REGULADOR PI. PROCÉS DE CàLCUL

Per implementar el regulador PI desitjat (capítol 3) simplement cal trobar l'error de velocitat i aplicar-lo a l'equació 3-18. S'ha optat per una simplificació d'aquest tipus de regulador per no afegir altres paràmetres en la sintonia.

1r) Càlcul de l'error de velocitat.

$$e_\omega(k) = \omega_m^*(k) - \hat{\omega}_m(k) \quad (\text{Eq. 5-17})$$

2n) Càlcul de la consigna de parell.

$$\Gamma^*(k) = \Gamma^*(k-1) + \frac{-[\hat{\omega}_m^*(k) + \hat{\omega}_m^*(k-1)]}{BP} + \frac{T_m e_\omega(k)}{BP \cdot T_i} \quad (\text{Eq. 5-18})$$

3r) Limitar la sortida. A continuació s'indica l'algoritme *antiwind-up* implementat.

$$\text{Si } \Gamma^*(k) > \Gamma_{\text{màx}}^* \text{ aleshores } \Gamma^*(k) = \Gamma_{\text{màx}}^* \quad (\text{Eq. 5-19})$$



### 5.4.3.2 CONTROL FAM. PROCÉS DE CàLCUL

L'entrada del control FAM és la consigna de parell entregada pel regulador PI, i la seva sortida consistirà en el mòdul, la pulsació i la fase del vector de tensió a aplicar.

1r) Càlcul del lliscament a aplicar per mitjà de la resolució de l'equació de segon grau 3-11. Equació 3-12.

$$s\omega_s = \frac{3PR_2L_1^2L_m^2(I_m^{\alpha_2}) \pm \sqrt{(3PR_2L_1^2L_m^2(I_m^{\alpha_2}))^2 - 16(\Gamma_3)^2(L_2L_1 - L_m^2)^2(L_1R_2)^2}}{4(\Gamma_3)^2(L_2L_1 - L_m^2)^2} \quad (\text{Eq. 5-20})$$

2n) La pulsació a aplicar vindrà determinada per la suma del lliscament calculat i la velocitat del motor. Com que només es té la velocitat estimada, l'equació d'aquest càlcul serà la suma de la pulsació de lliscament més la velocitat estimada.

$$\omega_s = s\omega_s + \hat{\omega}_m \quad (\text{Eq. 5-21})$$

3r) Càlcul del mòdul i la fase de la tensió a aplicar per mitjà de l'equació 3-12.

$$\underline{V}_1 = \underline{I}_m^{\alpha_2} \left[ \frac{s\omega_s L_1 L_2 - jL_1 R_2}{s\omega_s (L_1 L_2 - L_m^2) - jL_1 R_2} R_{1^0} + j\omega_s L_1 \right] \quad (\text{Eq. 5-22})$$

S'obté:

$$|\underline{V}_s| = \frac{\sqrt{(s\omega_s L_s L_r R_s + \omega_s L_s^2 R_r)^2 + [\omega_s s\omega_s L_s (L_s L_r - L_m^2) - L_s R_s R_r]^2}}{\sqrt{[s\omega_s (L_s L_r - L_m^2)]^2 + (L_s R_r)^2}} \quad (\text{Eq. 5-23})$$

$$\theta_s = \text{ArcTan} \left[ \frac{s\omega_s (L_s L_r - L_m^2) - \frac{(R_s R_r)}{\omega_s}}{sL_r R_s + L_s R_r} \right] - \text{ArcTan} \left[ \frac{R_r}{s\omega_s \left( L_r - \frac{L_m^2}{L_s} \right)} \right] \quad (\text{Eq. 5-24})$$

Si es treballa amb increments d'angle i pulsació, el valor de l'increment de l'angle a aplicar es calcula:

$$\Delta\theta_s = \theta_s(k) - \theta_s(k-1) \quad (\text{Eq. 5-25})$$

## 5.5 Dependència dels paràmetres

### 5.5.1 Influència dels paràmetres a l'estimador en règim permanent

En general es pot afirmar que la influència de la dessintonia de les inductàncies provoca efectes més marcats en règim transitori i menys en règim permanent [Vas 98] i que l'efecte de la dessintonia de les resistències afecta tot el comportament del motor. També es pot afirmar que qualsevol variació dels paràmetres té més influència a baixes voltes que a altes [Holtz 93]. L'estimador en règim transitori no es veu gaire afectat per la variació de les inductàncies de la màquina ja que la resposta d'aquest estimador és menyspreable durant el transitori. Si el sistema de control en conjunt és capaç d'evitar els efectes de la saturació, les variacions en les inductàncies es poden considerar menyspreables [Kanmachi & Takahashi 1995].

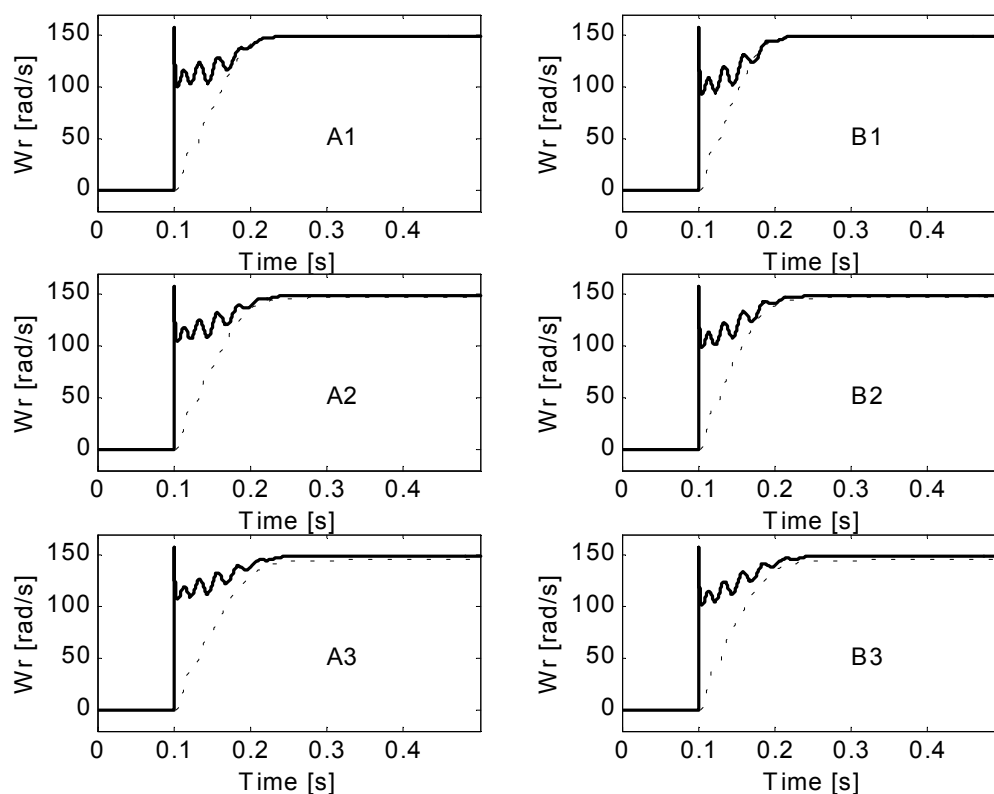
L'efecte de la variació de les resistències serà més marcat, ja que amb aquesta variació apareixen diversos efectes no desitjats [Orlowska-Kowalska *et al.* 2001]. Primer, hi ha variacions del corrent absorbit pel motor, sobretot a baixes voltes. Segon, la característica parell-velocitat del motor es veu afectada i, per tant, la relació entre el lliscament i el corrent actiu del motor ( $i_{sy}$ ) també. No obstant això, amb diversos assaigs i per simulació s'ha determinat que l'error esdevingut per la variació de les resistències del motor es manté constant per a variacions constants de resistència, és a dir, que l'error en règim permanent de la velocitat estimada per l'estimador en règim permanent és més o menys proporcional a la variació de resistència.

Les possibles solucions a aquests efectes passen per implementar un model tèrmic del motor o bé per estimar el valor d'ambdues resistències en temps real.

A la figura 5-13 es mostra la comparativa entre la velocitat real del motor i la velocitat estimada per l'estimador en règim permanent per a diferents variacions en els paràmetres. A la següent taula s'indica la variació corresponent a cada gràfica.

**Taula 5-04.** Variacions de paràmetres sota estudi

Gràfica	Variació Rs	Variació Rr	Variació L's
A1	0%	0%	0%
A2	+10 %	+30%	0%
A3	+20 %	+50%	0%
B1	0%	%	-20%
B2	+10%	+30%	-20%
B3	+20%	+50%	-20%



**Fig. 5-13.** Variació de la velocitat estimada en funció de la variació dels paràmetres.

$\omega_m$  real ..... ,  $\hat{\omega}_m$  règ. perm. ———

A la figura es pot observar que la variació de les inductàncies (reducció del seu valor per saturació) no influeix en l'estimació de la velocitat en el tram útil d'aquest estimador i que la influència de la variació de les resistències és proporcional a la seva variació.

## 5.5.2 Influència dels paràmetres a l'estimador en règim transitori

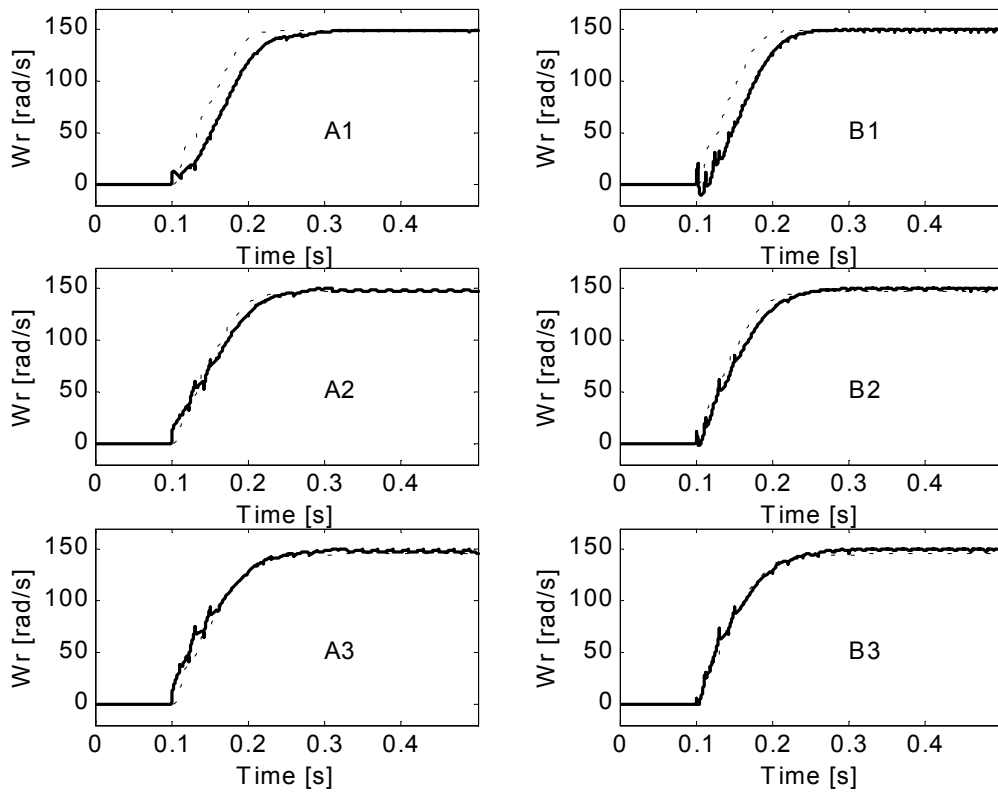
És important destacar que la precisió de resultats en els estimadors en llaç obert (estimadors en règim transitori) depèn fortament de la precisió amb què es coneixen els paràmetres de la màquina [Vas 1998]. A velocitats baixes la precisió dels estimadors en llaç obert és reduïda [Holtz 1993] i, a més, les desviacions dels paràmetres tenen més influència, tant en règim transitori com en règim permanent.

En general els estimadors en llaç obert depenen de diversos paràmetres. La resistència d'estator ( $R_s$ ) té efectes importants en el flux estatòric [Orlowska-Kowalska *et al.* 2001], i aquests efectes són més marcats a velocitats baixes. Si el flux rotòric s'obté a partir de l'estatòric, aquest efecte encara tindrà més importància i, a més, el sistema es veurà influït per la resistència rotòrica ( $R_r$ ). A part de l'estimació continuada dels paràmetres de la màquina, una possible solució per minimitzar els

efectes no desitjats de la variació de les resistències del motor és implementar en el sistema un model tèrmic del motor.

Un altre factor a tenir en compte és que els estimadors en llaç obert fan servir la constant de temps rotòrica ( $T_r$ ). Per una banda, la resistència rotòrica variarà per la temperatura i per l'efecte de desplaçament del corrent. La inductància variarà per la suma dels efectes del corrent de desplaçament i els efectes de saturació. Els efectes de saturació afectaran de la mateixa manera la inductància estatòrica ( $L_s$ ) i la rotòrica ( $L_r$ ), ja que la saturació pot ser un efecte marcat sobre la inductància magnetitzant ( $L_m$ ). Aquest efecte pot minimitzar-se si, en el sistema de control, es controla l'amplitud del flux a l'interior de la màquina [Vas 1998].

A la figura 5-14 es mostra la comparativa entre la velocitat real del motor i la velocitat estimada per l'estimador en règim permanent per a diferents variacions en els paràmetres. A la següent taula s'indica a variació corresponent a cada gràfica.



**Fig. 5-14.** Variació de la velocitat estimada en funció de la variació dels paràmetres.

$\omega_m$  real ..... ,  $\hat{\omega}_m$  règ. trans. ———

A la figura es pot observar que la variació de les inductàncies (reducció del seu valor per saturació) no influeix de manera decisiva en l'estimació de la velocitat durant el transitori i no influeix gens en règim permanent i que la influència de la variació de les resistències és proporcional a la seva variació.

**Taula 5-05.** Variacions de paràmetres sota estudi

Gràfica	Variació $R_s$	Variació $R_r$	Variació $L_s$
A1	0%	0%	0%
A2	+10 %	+30%	0%
A3	+20 %	+50%	0%
B1	0%	%	-20%
B2	+10%	+30%	-20%
B3	+20%	+50%	-20%

### 5.5.3 Influència dels paràmetres sobre el sistema de control (FAM)

El mètode d'acceleració de camp (FAM), com qualsevol altre sistema de control del motor d'inducció, es veu afectat per la variació dels paràmetres del motor. Aquest tipus de control necessita tots els paràmetres del motor, però els efectes de la dessintonia que provoquen és desigual.

Es parteix del supòsit que variacions de fins al 20% del valor de les inductàncies no provoquen una variació del parell desenvolupat pel motor més enllà de l'1% [Nouguchi *et al.* 1997] i que les variacions de les resistències d'estator i rotor ( $R_s$ ,  $R_r$ ) sempre tendiran a una disminució del corrent magnetitzant del motor (sota el control FAM) [Bedford 1999]. Amb un control acurat del sistema FAM es pot aconseguir la no saturació de la inductància magnetitzant. Aquestes premisses comporten que no hi haurà un efecte especialment remarcat de la influència de la inductància magnetitzant sobre el sistema de control. És a dir, que l'escalfament del motor, amb la conseqüent pujada dels valors de les resistències, no provocarà la saturació del flux a l'interior de la màquina. Això implica que l'estimació de la inductància magnetitzant no cal que sigui en temps real.

No obstant això, els efectes de l'augment de les resistències sobre el corrent absorbit i sobre el parell desenvolupat pel motor són importants, sobretot a baixes velocitats. Les solucions a aquests efectes poden ser implementar un model tèrmic del motor o bé estimar el valor d'ambdues resistències en temps real.

## 5.6 Conclusions

En aquest capítol s'ha plantejat la implementació de l'accionament del motor d'inducció *sensorless*.

S'ha mostrat l'estructura final del sistema i com queda configurat l'entorn on s'implementa l'accionament sobre l'estructura hardware del sistema experimental (annex I).

Com que el sistema porta dos processadors (Pentium + DSP) s'han atribuït les tasques que desenvolupa cada un. Aquesta atribució de tasques no s'ha definit amb una idea de viabilitat industrial, sinó amb la d'establir una plataforma d'assaigs per validar experimentalment els objectius i les propostes d'aquesta tesi i poder realitzar una recerca futura sobre aquest entorn.

Un cop definides les tasques de cada processador s'ha definit el pas de paràmetres entre els processadors. També s'ha fet esment de la importància del treball de tots dos en temps real i s'ha definit la manera d'aconseguir el temps real amb el processador Pentium.

En aquest capítol s'ha definit també la seqüència en què aniran distribuïdes les diverses rutines de càlcul per cada volta del programa. També s'han dissenyat les estructures dels tres programes que s'implementaran per poder realitzar experimentalment tots els assaigs que, per simulació, s'han realitzat i presentat al capítol 4.

Addicionalment, s'ha fet un estudi de l'efecte que sobre els estimadors i sobre el sistema de control FAM tindrà la variació dels paràmetres i s'hi han proposat algunes solucions.