

3. ESTIMADOR PROPOSAT BASAT EN LÒGICA *FUZZY*

L'objectiu d'aquesta tesi és oferir un sistema de control del motor d'inducció sense mesura de la velocitat de baix cost. El sistema a implementar ha d'aconseguir un control acurat de la velocitat sense que això representi una pèrdua en la seva resposta dinàmica.

Per desenvolupar un sistema *sensorless* hi ha diverses possibilitats. Per una banda, es poden utilitzar sistemes d'estimació de la velocitat complexos (MRAS, observadors, etc.; capítol 2). Aquests sistemes tenen una forta dependència dels paràmetres del motor i són molt sensibles als mètodes d'integració i al temps de mostreig. Això implica que el sistema digital on estan programats necessita una capacitat de càlcul computacional molt elevada. L'altra possibilitat és partir d'estimadors més simples, barats d'implementar però amb problemes en la resposta dinàmica, i millorar-los.

Aquesta tesi, basada en la segona proposta, utilitza l'estimador en règim permanent descrit al capítol 2 i hi realitza una millora tenint el compte l'algoritme d'estimació en règim transitori també descrit al capítol 2.

L'estimació de velocitat final del sistema es basarà en la bona resposta d'aquest estimador en règim permanent i es milloraran les zones transitòries aprofitant la resposta d'un estimador en règim transitori. L'estimador en règim permanent aportarà al conjunt una velocitat estimada acurada en règim permanent i una mínima dependència respecte als paràmetres del motor i, a més, serà capaç d'estimar la velocitat en zones extremes de treball (extrems de velocitat). L'estimador en règim transitori aportarà la possibilitat d'obtenir una velocitat estimada en les zones transitòries en què l'estimador en règim permanent no és prou eficaç per a la millora de la resposta dinàmica del sistema.

Tindrem, doncs, dos sistemes d'estimació de velocitat treballant en paral·lel, i mitjançant un sistema de promitjat intel·ligent (*fuzzy*) realitzarem una mitjana ponderada entre les respostes de cadascun en funció del tram en què la resposta de l'un o de l'altre sigui més satisfactòria.

Com a terme general tindrem que en règim permanent la resposta serà pràcticament la de l'estimador en règim permanent i, durant els transitoris, la de l'estimador en règim transitori. Agafant el millor de l'un i de l'altre podem obtenir un control en un ampli marge de treball del motor.

A més a més, cal solucionar el problema de filtratge que ens presenta la sortida de l'estimador en règim permanent. El filtre no pot ser ni molt dur per a tots els valors, perquè podria comportar

retard a la sortida, ni massa suau perquè podria implicar un arriament no desitjat, sobretot en règim permanent. Per tant, el sistema de filtratge haurà de ser també intel·ligent (*fuzzy*) per respondre a les necessitats que hi hagi.

El conjunt final oferirà una velocitat estimada millor que qualsevol dels dos estimadors per separat i prou acurada per tancar el laç de velocitat amb un control vectorial. El sistema d'estimació ha de funcionar tant en règim transitori com en règim permanent i ha de ser capaç d'estimar qualsevol velocitat del motor.

L'estimador en règim permanent necessita saber el valor de la tensió al motor. Per millorar els aspectes econòmics del conjunt final s'ha dissenyat un model d'inversor simple que, quan s'implementa en el sistema digital conjuntament amb els algorismes d'estimació, estima la tensió al motor, partint de la tensió consigna del control vectorial implementat i sense necessitat de mesurar-la. El model ha de ser vàlid per a tot el rang de tensions i freqüències a què es veurà sotmès el motor.

Quan el sistema d'estimació de velocitat està resolt cal tancar el laç a través d'un sistema de control de parell. Els controls vectorials amb desacoblament d'eixos necessiten un coneixement exacte de la posició del rotor i estan fortament influenciats per la variació dels paràmetres, a banda que necessiten una capacitat de còmput superior a la dels controls vectorials sense desacoblament d'eixos. El control de parell a implementar ha de ser tan robust com sigui possible, tant en règim permanent com en règim transitori, i el sistema en general ha de ser tan poc dependent dels paràmetres del motor com sigui possible i fàcilment implementable. Quedaran descartats, doncs, els sistemes de control de parell complexos (amb desacoblament d'eixos), que són molt sensibles als paràmetres i a la posició del rotor.

L'accionament final que aporta aquesta tesi ha de complir els requeriments de control de la velocitat entre 5 rad/s i 300 rad/s per a un motor de 150 rad/s de velocitat nominal. El sistema ha de poder respondre tant a consignes de tipus rampa (sense limitació) com a consignes de tipus graó (els equips industrials *sensorless* actuals no permeten aquest tipus de consigna). El sistema ha de ser fàcilment implementable i robust davant de possibles variacions dels paràmetres de la màquina. L'única mesura física que es realitzarà sobre el motor és el valor del corrent. La figura 3-01 mostra l'estructura general del sistema a desenvolupar.

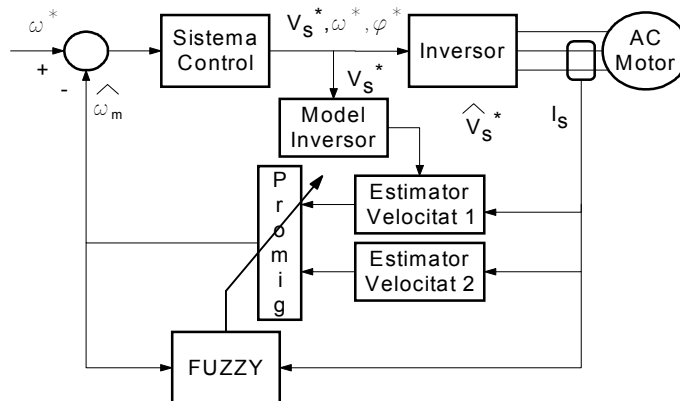


Fig. 3-01. Diagrama en blocs del sistema a implementar

3.1 Sistema de filtratge de l'estimador en règim transitori

Com que la resposta de l'estimador en règim permanent està fortament afectada pel soroll no és possible emprar aquesta velocitat directament sense filtre. Si hi col·loquem un filtre, la selecció de la freqüència de tall és decisiva en dos aspectes. El primer és l'arrissament que obtindrem, i caldrà, per tant, seleccionar una freqüència adient perquè hi hagi com menys soroll millor. El segon aspecte fa referència a l'endarreriment en la resposta que ocasiona la utilització d'un filtre. A més, aquest endarreriment en la resposta és més gran si el filtre és més selectiu i aconseguix tenir menys soroll a la sortida. En aquest treball s'ha cercat un sistema de filtratge que, tenint en compte el punt de treball de la màquina, estableixi la freqüència òptima amb un compromís entre l'endarreriment i l'arrissament del senyal final [Català *et al.* 2002].

3.1.1 Estructura del sistema de filtratge fuzzy

El filtre ha de complir una premissa important: per sota de la freqüència de tall el guany del sistema ha de ser unitari i, pel que s'ha dit anteriorment, la freqüència de tall ha de poder ser modificable en temps real. L'estructura pensada per complir la darrera especificació es mostra a la figura 3-02 i respon a les equacions 3-01 i 3-02.

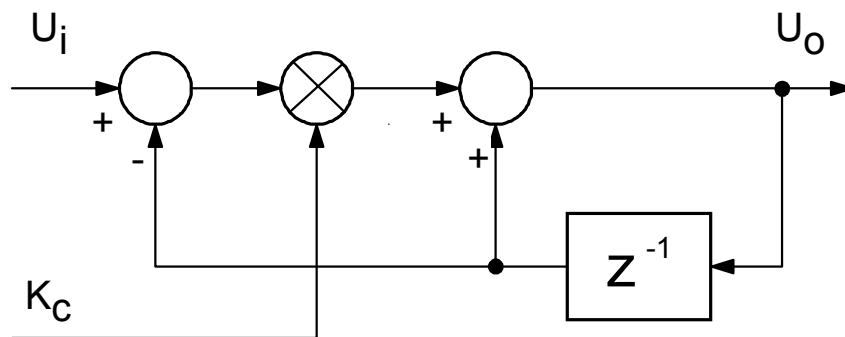


Fig. 3-02. Diagrama del filtre ajustable

$$\frac{U_o}{U_i} = \frac{K_c z}{z + (K_c - 1)} \quad (\text{Eq. 3-01})$$

L'equació 3-02 és l'equivalent en diferències de l'equació 3-01,

$$U_o(k) = K_c [U_i(k) - U_o(k-1)] + U_o(k-1) \quad (\text{Eq. 3-02})$$

on el paràmetre K_c és directament proporcional a la freqüència de tall (eq. 3-03).

$$K_c = T_s \omega_c \quad (\text{Eq. 3-03})$$

Com s'ha comentat anteriorment, el grau de filtratge depèn del nivell d'assoliment del règim permanent en què es trobi el motor. És a dir, que si el sistema està en règim transitori no cal fer un filtratge gaire dur perquè, com que les variacions del valor de la velocitat estimada són ràpides, l'endarreriment final seria un inconvenient important. Si el sistema està en règim permanent la freqüència de tall pot reduir-se, ja que l'endarreriment en aquest cas és poc important i l'arrissament en la resposta sí que és important.

El coneixement de la planta determina el grau de filtratge que es necessita per a cada interval. L'important, per tant, és trobar una variable que pugui informar, encara que no sigui d'una manera lineal, del grau d'assoliment del règim permanent del motor. En la present tesi aquesta variable és la derivada del corrent de parell i_{sy} . Com es mostra al capítol 2, aquesta variable en règim permanent correspon a una magnitud proporcional al parell electromagnètic determinat. Quan el motor assoleix el règim permanent és perquè el seu parell s'ha estabilitzat. Per tant, la derivada del corrent i_{sy} (di_{sy}/dt) informa del grau d'assoliment del règim permanent. Per qualsevol variació del punt de treball del motor, el primer que varia és el parell que ofereix. Per tant, el corrent variarà, la seva derivada també i tindrem altrament la informació que el motor ha deixat el règim permanent.

La figura 3-03 mostra el valor de la derivada del corrent i_{sy} normalitzat respecte al corrent nominal per una arrencada del motor emprat en aquesta tesi en condicions nominals. A la gràfica també es mostra la velocitat del motor normalitzada.

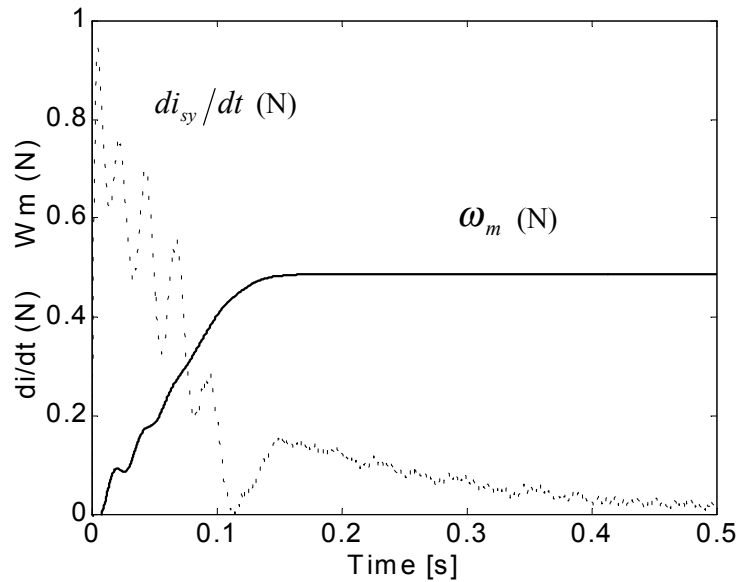


Fig. 3-03. Gràfica comparativa entre el valor de di_{sy}/dt normalitzat i la velocitat del motor normalitzada en una arrencada en condicions nominals

Els valors normalitzats de di_{sy}/dt i de ω_m s'extreuen ω_m respectivament de les expressions

$$di_{sy}/dt (normalitzat) = \left(\frac{1}{70I_{s.no\ min\ al}} \right) di_{sy}/dt \quad (\text{Eq. 3-04})$$

$$\omega_m(\text{normalitzat}) = \left(\frac{1}{2\omega_{m.\text{nominal}}} \right) \omega_m \quad (\text{Eq. 3-05})$$

La conclusió és que quan el valor de di_{sy}/dt sigui elevat (règim transitori) la freqüència de tall ha de ser elevada (filtre més suau) per a que el retard del filtre sigui petit. Quan el valor de di_{sy}/dt sigui petit el valor de la freqüència de tall pot ser elevat ja que el retard introduït pel filtre ja no serà important. El valor màxim de di_{sy}/dt depèn, en part, de la resposta del sistema de control de parell implementat. És a dir, si el sistema ha de respondre a consignes de velocitat petites el sistema de control de parell no aplicarà grans variacions de tensions i corrent a la màquina. Per tant el nivell de filtrat també dependrà en part de la velocitat del motor ω_m .

S'ha considerat filtratge suau el que en règim permanent conté un arriament relatiu del 10% i filtratge dur el que en conté un 1%.

Resumint:

- Si $di_{sy}/dt \Rightarrow 0$ el filtrat ha de ser dur (Kc petita)
- Si $di_{sy}/dt \gg 0$ el filtrat ha de ser suau (Kc gran)
- Per ω_m properes a 0 el filtrat ha de ser dur (Kc petita)
- Per ω_m més elevades el filtrat ha de ser suau (Kc gran)

Òbviament, la relació entre el nivell de filtratge i di_{sy}/dt o la velocitat de motor no és lineal i, per tant, s'ha desenvolupat un sistema difús que implementa les premisses lingüístiques descrites en el paràgraf anterior.

El sistema com a premissa general del objectius de la tesi ha de ser simple i fàcil d'implementar. Les característiques d'aquest sistema són:

- 1) Les funcions d'entrada seran triangulars i/o trapezoïdals. Fig. 3-04. Normalitzades amb les equacions 3-04 i 3-05.
- 2) Les funcions de sortida seran del tipus singletó. Fig. 3-05.
- 3) La base de regles serà la descrita a la taula 3-01.
- 4) Mètode d'inferència de Mandami (màx-mín).
- 5) El mètode de desfusificació serà el del centre de gravetat.

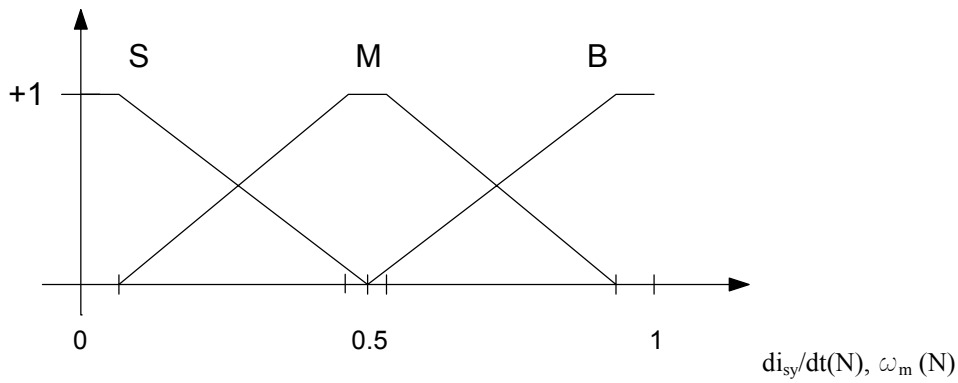


Fig. 3-04. Funcions d'entrada. $di_{sy}/dt(N)$ i $\hat{\omega}_m(N)$

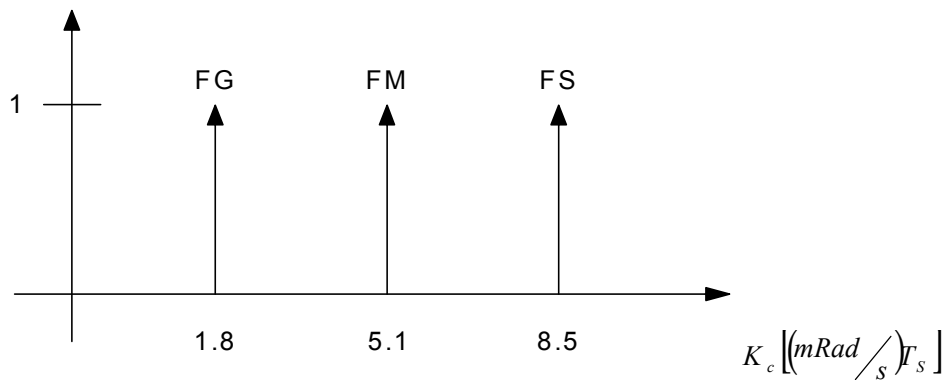


Fig. 3-05. Funcions de sortida. K_c (Filtre)

Taula 3-01. Taula d'inferències del sistema de filtratge Fuzzy

	di_{sy}/dt		ω_m		K_c (Filtre)
Si	Petita (S)			aleshores	Gran (FG)
Si	Mitjana (M)			aleshores	Mitjana (FM)
Si	Gran (B)	&	Petita (S)	aleshores	Mitjana (FM)
Si	Gran (B)	&	Mitjana (M)	aleshores	Petita (FS)
Si	Gran (B)	&	Gran (B)	aleshores	Petita (FS)

El sistema difús final constarà de dues entrades $di_{sy}/dt(N)$ i $\omega_m(N)$ i una sortida K_c . Com que evidentment el sistema *sensorless* no sap la velocitat real, s'emprarà el valor de la velocitat estimada.

La figura 3-06 mostra l'estructura final del sistema de filtratge difús.

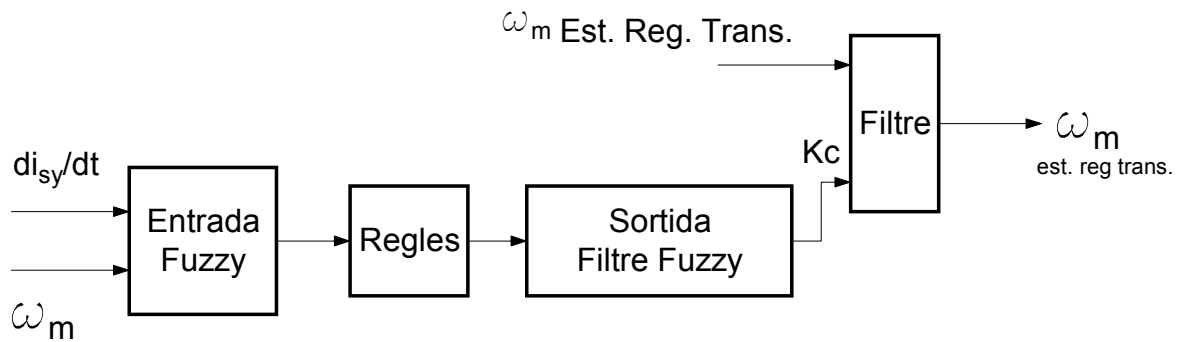


Fig. 3-06. Estructura del filtre Fuzzy

La figura 3-07 mostra la superfície de control difús per al filtratge.

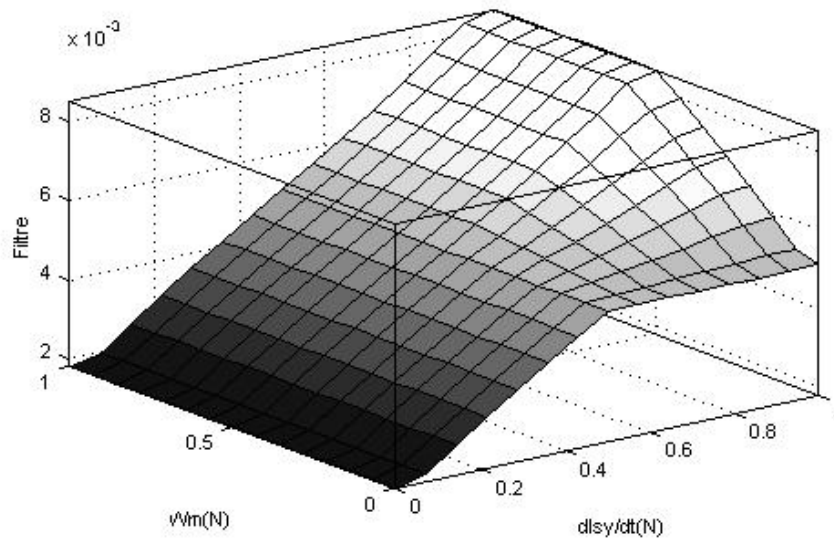


Fig. 3-07. Superfície de control Fuzzy per al filtre

Per realitzar l'estudi comparatiu entre el que representa filtrar amb un filtre fix o amb el sistema implementat aquí, s'han superposat a les gràfiques de resposta la sortida de cada sistema en el cas d'estar filtrat amb la mínima sortida del filtre Fuzzy de manera constant, amb la màxima i amb la resposta real del sistema dissenyat. La figura 3-08 mostra les diferents respostes.

A la figura 3-08 es pot observar que s'ha establert el compromís entre endarreriment i arrissament en règim permanent que es definia en les especificacions.

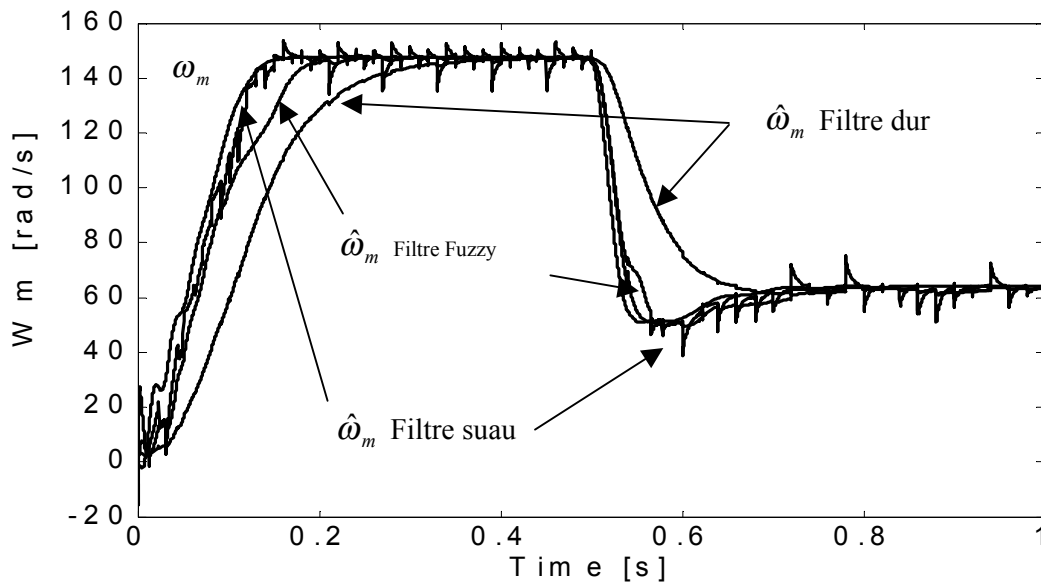


Fig. 3-08. Comparativa entre diferents filtres i el filtre fuzzy

3.1.2 Sintonia del sistema de filtratge Fuzzy

Els sistemes difusos tracten de realitzar un control digital a partir de premisses lingüístiques. Per tant, la sintonia del sistema és la conseqüència directa del traspàs d'un coneixement "expert" de la planta sobre les regles del sistema difús. En aquesta tesi no s'ha automatitzat la sintonia dels paràmetres del sistema difús però sí que es vol donar una orientació per a la versatilitat del sistema.

El nivell de soroll obtingut a la sortida de l'estimador en règim permanent depèn principalment de l'estructura de l'estimador i de la relació senyal-soroll que el sistema de mesura del corrent ofereix a la sortida. L'estructura de l'estimador no canvia quan es canvia de motor. La relació senyal-soroll en la mesura del corrent depèn principalment del sistema de filtratge d'aquest corrent (no varia) i de la freqüència de commutació del sistema inversor (tampoc no canvia). Com a conseqüència, es pot afirmar que la sortida del sistema de filtratge fuzzy no variarà quan es canviï de motor.

A causa del factor de normalització d'entrada, els conjunts difusos d'entrada no variaran quan es canviï de motor. La distribució d'aquests conjunts no canviarà quan es canviï de motor, però sí canviaran els valors màxims. És a dir, quan es canviï de motor, el valor màxim de la variable di_{sy}/dt canviarà. També pot ser que canviï el valor de ω_m . Per poder fer una resintonia del sistema difús pel que fa a l'entrada caldria fer una arrencada en condicions nominals per determinar quins són els nous valors d'aquestes variables (ja sigui accionant directament el motor, per simulació o per càlcul) i modificar si cal els factors de normalització que ja contenen el valor nominal del corrent estatòric i el valor nominal de la velocitat del motor.

Per a la sintonia del sistema aquí emprat s'ha previst que el valor màxim de di_{sy}/dt sigui el valor màxim dels conjunts difusos d'entrada i que el valor màxim dels conjunts difusos d'entrada pel que fa a la velocitat sigui el doble de la velocitat nominal del motor.

3.2 Sistema de promitjat Fuzzy entre estimadors

A l'anterior secció ha quedat dissenyat un sistema fuzzy que actua sobre el control de la freqüència de tall del filtre a la sortida de l'estimador en règim permanent. L'estimador en règim transitori, tot i que està filtrat d'una manera òptima amb el filtre Fuzzy implementat, no respon als objectius generals del sistema final a implementar. És a dir, continua sent molt dependent dels paràmetres i la seva resposta en règim permanent, millorada amb el filtre, té un arrissament superior al de l'estimador en règim transitori. A més, continua havent-hi problemes en els punts de treball extrems del motor, les velocitats altes i les baixes. L'estimador en règim permanent, extremadament fàcil d'implementar, continua sent el que dona la resposta més acurada.

Es proposa la realització d'una mitjana variable entre la resposta de l'estimador en règim permanent i la de l'estimador en règim transitori. Aquesta mitjana, igual que el filtratge proposat en el punt anterior, depèn en gran mesura del grau d'assoliment del règim permanent del motor. Com que ja disposem d'una variable que ens determina el grau d'assoliment del règim permanent, només cal continuar aprofitant-se del sistema implementat anteriorment. El pes entre una resposta o l'altra també depèn de la velocitat del motor [Català *et al.* 2002b].

3.2.1 Estructura del sistema de promitjat Fuzzy

L'estructura del sistema de promitjat es mostra a la figura 3-09. Es pot veure que el sistema té dues entrades per a les respectives velocitats estimades (amb l'estimador en règim transitori i l'estimador en règim permanent) i un factor que pot valer entre zero i u que fa la mitjana de manera ponderada entre les dues velocitats per obtenir-ne una de final.

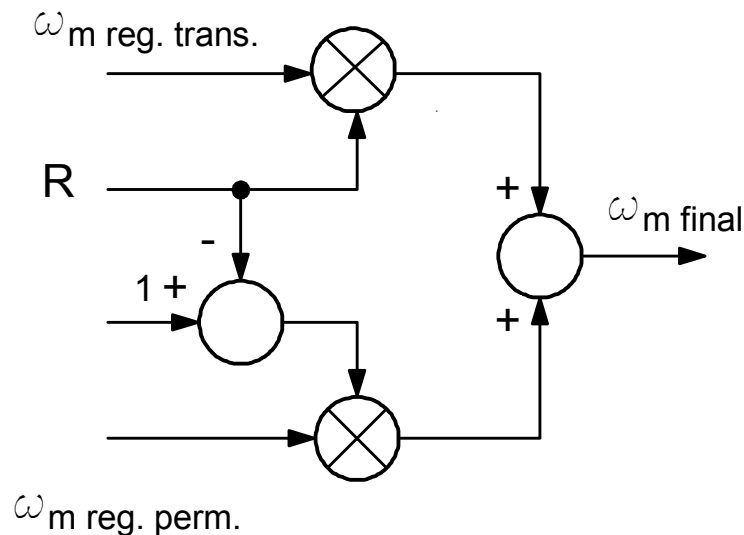


Fig. 3-09. Estructura del sistema de promitjat

L'equació 3-04 descriu el funcionament del sistema de fer la mitjana.

$$\hat{\omega}_m = R \hat{\omega}_{m \text{ Est. } .\text{r}\grave{e}\text{g.} .\text{trans.}} + (1 - R) \hat{\omega}_{m \text{ Est. } .\text{r}\grave{e}\text{g.} .\text{perm.}} \quad (\text{Eq. 3-06})$$

Com a regla general es pot dir que quan el sistema està en règim transitori, ja sigui perquè està arrencant o bé perquè està variant el parell electromagnètic de manera considerable, la velocitat més creïble és la de l'estimador en règim transitori. Quan el sistema està en règim permanent val la pena confiar en el manteniment de la velocitat estimada per l'estimador en règim permanent. Si el parell que ha de realitzar el motor canvia de manera sobtada perquè ha de respondre a una variació brusca del parell resistent o perquè hi ha un canvi brusca en la consigna, el sistema ha de passar de dependre de l'estimació en règim permanent a l'estimació en règim transitori per poder augmentar la velocitat de resposta del sistema en conjunt. És a dir, en aquest treball es presenten dos estimadors que treballen en paral·lel perquè el valor final de la velocitat estimada sigui el millor dependent del punt de treball en què estigui el motor.

El coneixement de la planta determina el fasor de mitjana que es necessita per a cada interval. Com en l'apartat anterior, la derivada de la variable i_{sy} normalitzada i el valor de la velocitat estimada, també normalitzada, informaran del punt de treball del motor.

La figura 3-10 mostra el valor de la derivada del corrent i_{sy} normalitzat per una arrencada del motor emprat en aquesta tesi en condicions nominals i una posterior modificació de la consigna de velocitat.

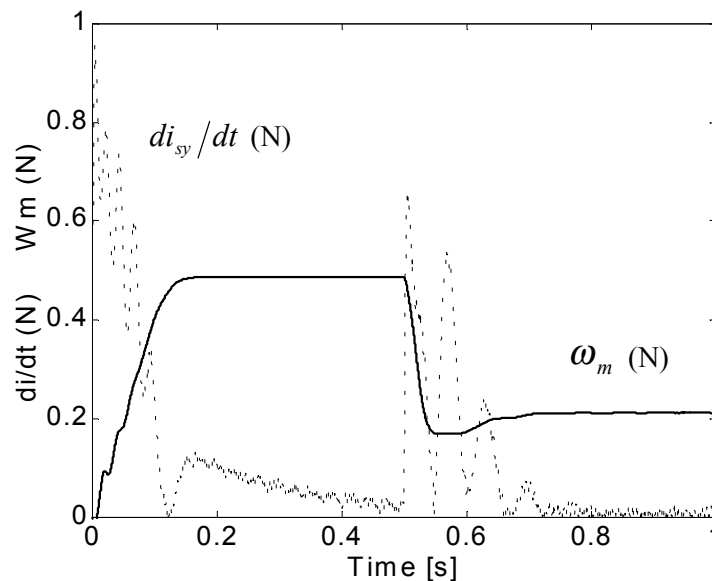


Fig. 3-10. Gràfica comparativa entre el valor de di_{sy}/dt i la velocitat del motor en una arrencada en condicions nominals

La conclusió és que quan el valor de di_{sy}/dt és elevat, el sistema està en el moment més àlgid del règim transitori, i conforme aquesta di_{sy}/dt es va fent menor, el sistema va entrant en el règim permanent. A la figura 3-10 poden observar-se aquests efectes per dos estats transitoris de la màquina. El valor màxim de di_{sy}/dt depèn, en part, de la resposta del sistema de control de parell implementat. És a dir, si el sistema ha de respondre a consignes de velocitat petites el sistema de control de parell no aplicarà grans variacions de tensions i corrent a la màquina. Per tant, el nivell

de promitjat també dependrà en part de la velocitat del motor ω_m . A més, en general, l'estimador en règim transitori no és gaire eficaç per a velocitats petites.

Resumint:

- Si $di_{sy}/dt \Rightarrow 0$ la velocitat final és més propera a la de l'estimador en reg. perm. (R petit)
- Si di_{sy}/dt és elevat la velocitat final és més propera a la de l'estimador en reg. trans. (R gran)
- Per ω_m properes a 0 la velocitat final és més propera a la de l'estimador en reg. permanent. (R petit)

Òbviament la relació entre el factor de ponderació i di_{sy}/dt o la velocitat de motor no és lineal i, per tant, s'ha desenvolupat un sistema fuzzy que implementa les premisses lingüístiques descrites en el paràgraf anterior.

El sistema com a premissa general dels objectius de la tesi ha de ser simple i fàcil d'implementar. Les característiques d'aquest sistema són:

- 1) Les funcions d'entrada seran triangulars i/o trapezoïdals. Fig. 3-11. Normalitzades amb les equacions 3-04 i 3-05.
- 2) Les funcions de sortida seran de tipus singletó. Fig. 3-12.
- 3) La base de regles serà la descrita a la taula 3-02.
- 4) Mètode d'inferència de Mandami (màx-mín).
- 5) El mètode de desfusificació serà el de centre de gravetat.

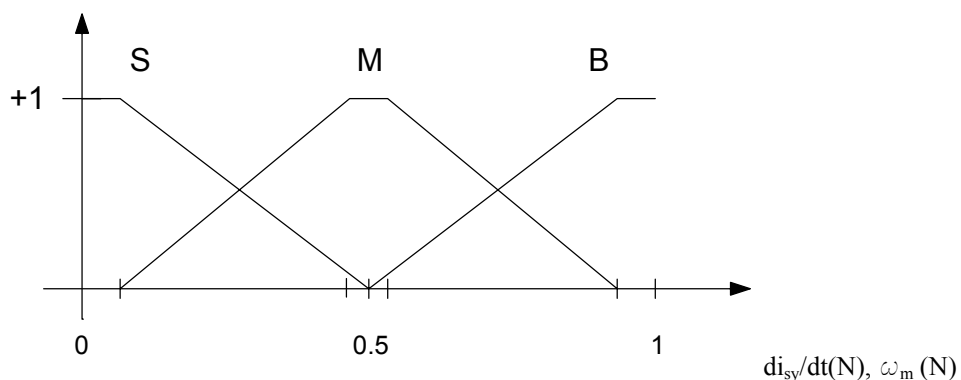


Fig. 3-11. Funcions d'entrada. $di_{sy}/dt(N)$ i $\hat{\omega}_m(N)$

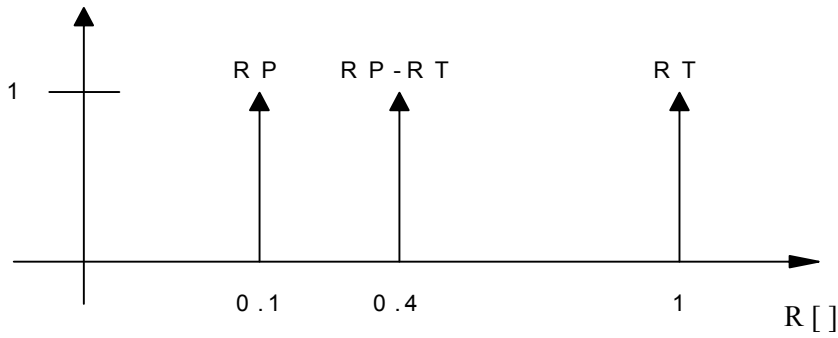


Fig. 3-12. Funcions de sortida. R (Promitjat)

Taula 3-02. Taula d'inferències del sistema de promitjat Fuzzy.

	di_{sy}/dt		ω_m		R (Promitjat)
Si			Petita (S)	aleshores	RP
Si	Mitjana (M)	&	Petita (S)	aleshores	RP
Si	Mitjana (M)	&	Mitjana (M)	aleshores	RP-RT
Si	Mitjana (M)	&	Gran (B)	aleshores	RT
Si	Gran (B)	&	Petita (S)	aleshores	RP
Si	Gran (B)	&	Mitjana (M)	aleshores	RP-RT
Si	Gran (B)	&	Gran (B)	aleshores	RT

El sistema difús final constarà de dues entrades di_{sy}/dt (N) i ω_m (N) i una sortida R . Com que evidentment el sistema *sensorless* no sap la velocitat real s'emprarà el valor de la velocitat estimada.

Com que les variables d'entrada dels dos sistemes fuzzy són les mateixes, s'ha dissenyat una estructura en què una estructura difusa (filtre) s'aprofita al màxim de l'altra (promitjat). La figura 3-13 mostra l'estructura final del sistema d'estimació de la velocitat on els dos sistemes difusos comparteixen els conjunts difusos d'entrada.

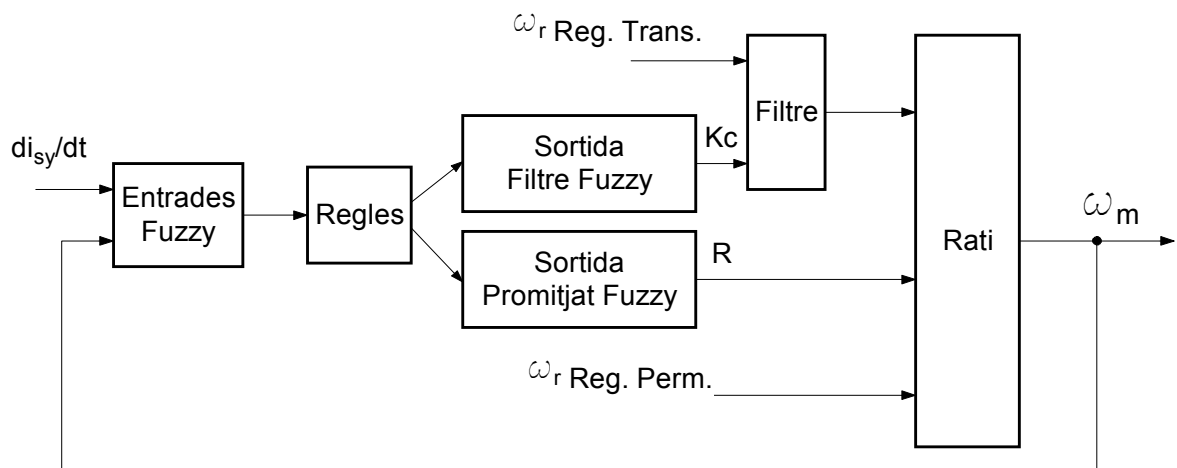


Fig. 3-13. Estructura final del sistema de filtratge i promitjat Fuzzy

La figura 3-14 mostra la superfície de control Fuzzy per al promitjat

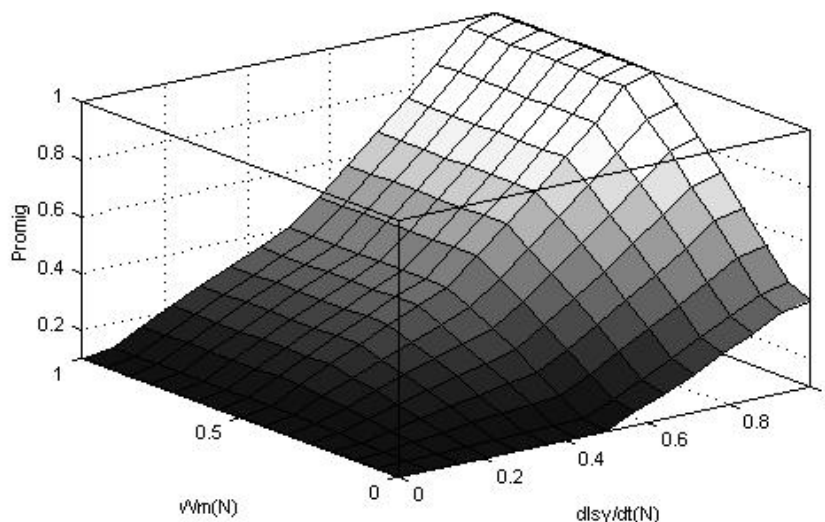


Fig. 3-14. Superfície de control Fuzzy per al sistema de promitjat

A la figura 3-15 es mostren les respostes del dos sistemes d'estimació, l'estimador en règim permanent i l'estimador en règim transitori filtrat òptimament, sobre la resposta real de la velocitat del motor per a una arrencada en condicions nominals.

La figura 3-15 mostra les respostes per separat dels dos sistemes d'estimació de la velocitat emprats per a la ponderació. Pot observar-se que, com ja ha s'ha dit abans, l'estimador en règim permanent pot descartar-se en gran part del règim transitori, però no en tot. És a dir, en l'interval dels 0,1 segons als 0,15 segons, tot i que el motor encara està acostant-se al seu règim permanent, la sortida de l'estimador en règim permanent és millor que la de l'estimador en llaç obert. Per tant, en la sintonia del regulador difús s'ha de tenir en compte. És per això que els conjunts difusos de la sortida de ponderació no estan distribuïts uniformement.

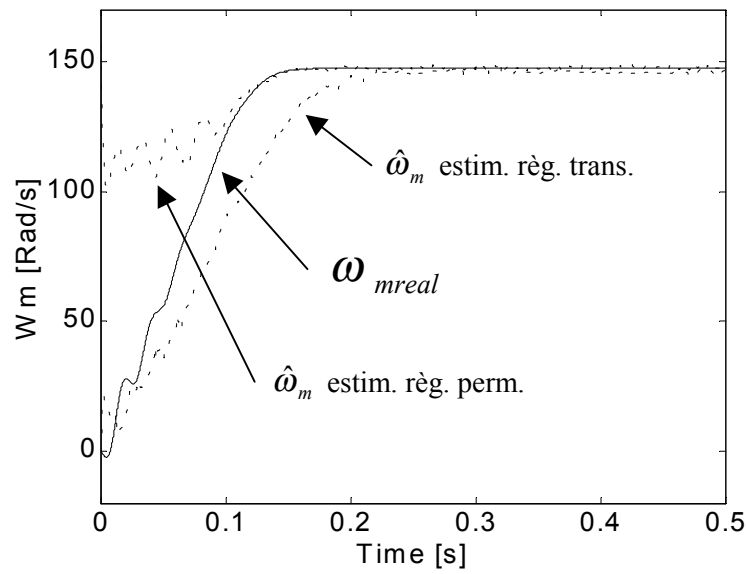


Fig. 3-15. Resposta dels dos estimadors i la velocitat real del motor

La figura 3-16 ens mostra la resposta final del sistema un cop feta la mitjana amb el sistema difús.

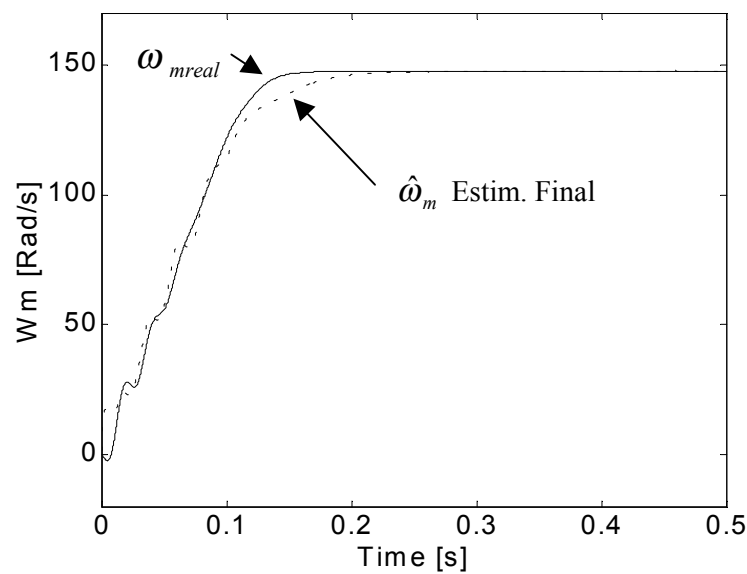


Fig. 3-16. Resposta final del sistema de promitjat Fuzzy

3.2.2 Sintonia del sistema de promitjat Fuzzy

Igual que s'ha comentat en l'apartat referent a la sintonia del sistema de filtratge fuzzy en aquest apartat no es tracta de justificar la sintonia però sí de donar idees per a la versatilitat final de l'estimador proposat.

La mitjana ponderada entre els dos estimadors és funció directa del nivell de règim permanent del motor. Això implica que la variable di_{sy}/dt , tot i tenir un valor diferent per a diferents motors, continua reflectint que quan té un valor elevat el motor està en règim transitori i, al contrari, quan el valor d'aquesta variable tendeix a zero, el sistema està en règim permanent.

L'estructura del sistema difús no es veu afectada pel canvi de motor. Només cal, doncs, reajustar el valor del conjunt difús d'entrada amb el nou valor màxim de di_{sy}/dt . El factor de normalització depèn del valor del corrent nominal estàtoric per contenir la possibilitat del reajust del sistema per a motors diferents.

La velocitat del motor a controlar també pot ser que canviï; caldrà tenir present que s'ha de canviar el valor intermedi del conjunt difús d'entrada pel que fa a la velocitat amb el nou valor. El factor de normalització de la velocitat té en compte aquesta possibilitat. Encara que el factor de normalització està adequat al treball del motor entre 0 i el doble de la velocitat nominal, si es vol treballar en punts de treball diferents sí que caldria ajustar el factor de formalització.

La distribució dels elements del conjunt difús de sortida podria no ser l'òptima per a qualsevol motor. No obstant això, la tendència general de funcionament del sistema estimador serà que en règim transitori funciona l'estimador en règim transitori i en règim permanent funciona l'estimador en règim permanent. Quan s'arriba al règim permanent l'estimador en règim transitori continua funcionant, i l'únic efecte que pot tenir el fet que el conjunt de sortides del sistema difús no sigui l'òptim és que davant de variacions de parell el sistema sigui lleugerament més lent de resposta.

3.3 Control del motor d'inducció

3.3.1 Introducció i classificació

Els coneixements en el control de motors de corrent altern d'inducció han experimentat canvis bàsicament en dos aspectes. El primer aspecte és que el domini de l'electrònica de potència permet accionar les màquines d'altern en condicions cada cop més precises i similars a les tensions i els corrents alterns purs. En aquest camp cada cop es pot commutar a més potència i més ràpid. El segon canvi important és en el camp de la regulació, ja que s'han desenvolupant i imposat noves tècniques de control per afinar cada cop més en la regulació de les variables de la màquina d'altern.

Tota tècnica de regulació de motors d'inducció es basa en un dels dos punts següents:

- Variació del flux a l'interior de la màquina. Sovint s'actua per regular aquest paràmetre directament sobre la freqüència a la sortida del convertidor.
- Variació del lliscament del motor per a una càrrega determinada. Hi ha diverses formes de controlar aquest aspecte.

Hi ha molts controls diferents sobre el motor asíncron d'inducció, i es fa difícil fer una classificació dels tipus de control existents. Aquí es donen una sèrie de classificacions en funció de diversos aspectes.

Si tenim en compte el tipus de tractament de les variables sortida:

- **Control escalar.** Només es considera la magnitud, és a dir el mòdul, de les variables.
- **Control vectorial.** No sols es considera la magnitud sinó també la fase. Això converteix les variables en vectors. D'aquesta manera es pot arribar a prestacions de regulació properes a les del motor de continu: regulació precisa de velocitat, parell màxim disponible a qualsevol velocitat, operació en els quatre quadrants, absència de zones mortes en el control de parell o velocitat i una excel·lent resposta dinàmica.
- **Control directe (DTC).** És el que té lloc quan, en funció de l'acció de control a aplicar sobre una magnitud vectorial de la màquina, s'actua directament sobre els elements finals de control sense conformar exactament una variable de sortida, ni escalar ni vectorial.

A part d'aquestes classificacions, hi ha molts llibres que anomenen "orientat a camp" (FOC) el control en concret sempre que pretengui en certa manera controlar el camp electromagnètic de la màquina, sigui aquest control escalar o vectorial.

Per altra banda, si tenim en compte el tractament de les variables a l'interior del controlador, la classificació pot ser:

- **Control sense desacoblament d'eixos.** Es relaciona directament la variable escalar mesurada o estimada amb algun o alguns valors de les variables de sortida. Les variables de sortida són vectors.

- **Control per desacoblament d'eixos.** Un cop realitzades les mesures del procés es fa una transformació matemàtica en temps real per desacoblar variables. En el cas del motor d'inducció, es busca una variable que representi el flux i una altra que representi el parell.

En el cas del control vectorial i en qualsevol control per desacoblament d'eixos en general cal un coneixement de la magnitud del flux i de la seva posició de manera instantània i per això ens trobem amb una altra classificació de tipus de control:

- **Control directe.** En aquest cas el valor del flux es mesura a través de sensors instal·lats dins del motor o bé a través del tractament matemàtic simple d'alguna variable mesurada directament.
- **Control indirecte.** En aquest tipus de control, per obtenir el valor del vector flux s'implementa en el llaç de control el model matemàtic del motor. D'aquesta manera, amb la mesura d'algun o alguns paràmetres típics dels motors, el corrent i/o la velocitat, s'estima el vector flux instantani a l'interior de la màquina.

A part d'aquestes classificacions se'n pot fer una altra en funció del tipus de variable que es controla a la sortida, la tensió o el corrent de motor. O bé segons el sistema que s'empra per controlar aquestes variables: inversor en corrent, inversor en tensió controlador de tensió o inversor en tensió que per mitjà de reguladors de corrent controla el corrent del motor [Aldabas 2002].

3.3.1.1 CONTROL ESCALAR

El control escalar, com ja s'ha comentat anteriorment, consisteix a aplicar una certa acció sobre una variable escalar: tensió, freqüència, corrent, etc. No es té en compte que aquestes variables poden ser vectorials i únicament se'n controla la magnitud o les magnituds escalars.

3.3.1.2 CONTROL ESCALAR V O F

Fent una variació directa del valor de la tensió aplicada al motor d'inducció podem obtenir una variació de velocitat entre un rang força limitat. Aquest tipus de regulació implica una disminució forta del parell desenvolupat per la màquina amb la reducció de la tensió, en el cas que es vulgui reduir la velocitat, ja que el parell depèn del quadrat de la tensió aplicada. Per tant, aquesta tècnica té aplicacions limitades a aquelles càrregues en les quals el parell resistent que ofereixen disminueix dràsticament amb la disminució de la velocitat, ja que en algun moment, si es redueix la tensió per disminuir la velocitat i el parell resistent no cedeix, pot ser que sobrepassi el que la màquina fa a partir d'aquesta reducció de tensió, cosa que implica una molt difícil regulació.

Si, pel contrari, variem només la freqüència del motor d'inducció, podem aconseguir una variació de velocitat per la modificació del flux a l'interior de la màquina. Si disminuïm la freqüència de la nominal aconseguirem una velocitat del camp sincrònica a l'interior de la màquina, menor i proporcional a la nova freqüència, amb la qual cosa el motor d'inducció anirà més lent i també hi haurà un augment del camp. Si augmentem la freqüència per sobre de la nominal, el que

aconsegüim és una desexcitació de la màquina i un augment de la velocitat per sobre de la nominal, però també una reducció en el parell de sortida del motor.

3.3.1.3 CONTROL ESCALAR V/F

La tècnica escalar més emprada a la pràctica és la denominada tensió/freqüència. Aquesta tècnica consisteix a mantenir el flux constant, i per tant, el parell, en velocitats inferiors a la nominal, variant la tensió i la freqüència de manera que entre les dues es mantingui una relació lineal [Koga *et al.* 1991]. En cap moment es pot sobrepassar la potència nominal de la màquina i per això a partir de les condicions nominals de la màquina es manté la tensió constant i només s'augmenta la freqüència, amb la corresponent pèrdua de parell. La velocitat del motor es controla modificant la velocitat sincrònica del camp, però mantenint constant el corrent magnetitzant.

Si observem les equacions generalistes de la màquina d'inducció en règim permanent següents:

$$\Gamma_{elec} = \frac{P_{ENTREFERRO}}{\omega_s} \quad (\text{Eq. 3-07})$$

aproximadament

$$\Gamma_i = \frac{1}{\omega_s} \cdot \frac{V_s^2}{Z_{EQUIVALENT}} \quad (\text{Eq. 3-08})$$

Si considerem la impedància equivalent del motor constant, cosa que implica considerar constant el parell resistent, podem observar que aproximadament ens queda una expressió així:

$$\Gamma_i = Kx \frac{V_s^2}{\omega_s^2} \quad (\text{Eq. 3-09})$$

D'aquesta expressió podem deduir que, com que la velocitat sincrònica és directament proporcional a la freqüència, per mantenir un parell constant cal variar la tensió i la freqüència en la mateixa proporció.

No obstant això, quan s'arriba a la màxima tensió d'alimentació, valor nominal, l'únic que es pot variar és la freqüència, amb la corresponent disminució del parell.

En aquesta explicació s'ha suposat una càrrega constant però per a càrregues no constants pot ser que sigui més eficient aplicar una certa relació, per exemple quadràtica, en la variació de la tensió respecte a la freqüència.

Habitualment aquest tipus de control s'aplica en llaç obert, en arrencadors de motors o en aplicacions on no cal una regulació exhaustiva i la càrrega és invariable, però es pot tancar el llaç de realimentació amb la mesura o estimació de la velocitat i amb qualsevol regulador.

3.3.1.4 CONTROL ESCALAR ORIENTAT A CAMP

Els sistemes de regulació més actuals utilitzen com a variable de control les variables internes de la màquina, com ara el flux, el parell o el lliscament, i introdueixen llaços addicionals de control de flux o parell que proporcionen més velocitat a la resposta. Malgrat tot, aquests tipus de control presenten l'inconvenient de no tractar la realimentació d'aquestes variables amb prou precisió.

Aquests sistemes de control que estableixen llaços de realimentació sobre les variables electromagnètiques del motor, com el flux o el parell, es coneixen amb el nom genèric de controls orientats al camp. Permeten millorar la sensibilitat del parell enfront el lliscament, eliminant les variacions de velocitat abans que siguin importants i actuant sobre el parell en un llaç intern de resposta molt ràpida.

Malgrat la rapidesa de resposta dels llaços interns, el control escalar comporta retards inevitables per l'acoblament entre les variables de tensió (llaç de flux) i freqüència (llaç de parell). Aquesta interrelació entre les variables de control introdueix retards de la resposta davant de variacions de consigna o càrrega.

3.3.1.5 CONTROL VECTORIAL

El control vectorial, a diferència de l'escalar, actua sobre els valors instantanis (mòdul, fase i freqüència) de la tensió i el corrent. Per tant de, forma inherent, permet efectuar un control molt més precís i ràpid que les tècniques escalars.

La seva estratègia de funcionament també consisteix a actuar directament sobre les variables internes del motor, el flux i el parell, mantenint els corrents dins del llaç del control.

Els esquemes pràctics d'implantació són variats.

3.3.2 Control vectorial sense desacoblament d'eixos

FAM és la sigla de *field acceleration method* (mètode d'acceleració de camp, MAC) [Yamamura 1986] i és un cas particular de control vectorial, orientat a camp, sense desacoblament d'eixos. Aquest tipus de control indica que cal mantenir constant, tant en mòdul com en fase, el corrent magnetitzant del motor d'inducció si es pretén evitar els transitoris.

Partint d'aquestes premisses, es proposa un control vectorial que regula el parell per acceleració o desacceleració de la velocitat síncrona del flux i en manté constants el mòdul i la fase en tot moment. D'aquí ve el nom de mètode d'acceleració/desacceleració de camp.

De la mateixa manera que els controls vectorials per desacoblament d'eixos, el FAM estableix un llaç tancat sobre el parell electromagnètic, però a diferència dels altres, no utilitza transformacions vectorials per desacoblar els corrents, sinó que intenta evitar l'aparició de transitoris electromagnètics mantenint la continuïtat del mòdul i la fase del corrent magnetitzant. Modifica únicament la freqüència, i llavors les variables d'alimentació del motor es calculen per mantenir la continuïtat del corrent magnetitzant a la freqüència especificada.

3.3.3 Control vectorial per desacoblament d'eixos

Qualsevol control que es realitza sobre el motor d'inducció és un control multivariable i de variables fortament acoblades. És per això que s'han estudiat estils de control que pretenen primerament desacoblar la variable parell de la variable flux al motor d'inducció en dos eixos diferenciats [Blaschke 1972]. Existeixen des de tècniques totalment externes al motor, com ara la mesura directa de les variables flux o parell, fins a l'estimació d'aquests valors amb l'ajuda de filtres de Kalman.

Però potser les més generalitzades són aquelles en què gràcies a les mesures de corrent i/o tensió i velocitat, i amb la implementació en el llaç de control del model del motor, s'estimen les variables flux i parell.

Aquest tipus de controls no cal que siguin necessàriament controls vectorials, com és el cas del control directe, però sí que en tots cal obtenir el valor del flux i del parell de la màquina o de variables que hi guardin una estreta relació. Per fer-ho ens podem trobar amb dos tipus de sistemes:

- **Control per desacoblament d'eixos directe.** La determinació de la magnitud i la posició del vector flux es realitza mitjançant algun tipus de sensor, com ara bobines exploradores o sondes especials, que s'introdueix directament dins del motor. Aquest mètode és costós i poc pràctic per la necessitat de modificar el motor del sistema. És viable en aquells casos on el controlador de velocitat està integrat en el mateix motor. També s'anomenen directes aquells sistemes que, a partir de la mesura d'alguna variable, obtenen el valor del flux i del parell sense emprar un model del motor, és a dir, directament per integració.
- **Control per desacoblament d'eixos indirecte.** Emprant un model matemàtic del motor i amb les mesures elèctriques i mecàniques del motor es realitza una estimació del vector flux i del parell a la màquina. L'aplicació és molt més senzilla, econòmica i genèrica, però el seu valor sempre és aproximat.

Les possibilitats de qualsevol control vectorial són molt altes però els bons resultats d'aquests tipus de control passen pel coneixement del motor sobre el qual s'apliquen. Fins i tot en la majoria de casos s'implementen estimadors de paràmetres del motor en temps real a partir de les mateixes mesures. A més, aquests sistemes són totalment dependents del coneixement de la posició del flux a l'interior de la màquina. Això significa que seran també molt sensibles al coneixement de la velocitat del rotor del motor.

3.3.3.1 CONTROL DIRECTE DE PARELL (DTC)

El control directe de parell (DTC, *direct torque control*) [Takahashi i Noguchi 1985, Depenbrock 1988] estima certs paràmetres vectorials interns de la màquina, com ara el flux, però la seva sortida no és directament un vector ja que no correspon a una magnitud i una fase. El control directe de parell consisteix a estimar el valor del flux a l'interior de la màquina d'inducció i el valor del parell que està desenvolupant en tot moment. En funció d'aquests paràmetres el DTC aplica directament una combinació d'estats del pont inversor de sortida.

El DTC tanca dos llaços de control, un de flux i un altre de parell, i en funció del valor real i el valor desitjat d'ambdues variables determina si s'ha d'incrementar o decrementar qualsevol de les dues. De la combinació d'aquestes dues variables surt l'acció que ha de realitzar el control i que es tradueix en una combinació dels interruptors que conformen el pont inversor de sortida. És evident que aquesta combinació no depèn exclusivament de si la màquina necessita més o menys flux o més o menys parell, sinó que també és important saber la posició d'aquest flux per determinar la combinació idònia per al pont inversor.

Resumint, podem dir que el DTC estima el valor del flux i el parell. El control determina si cal un increment o un decrement d'aquestes dues variables, com ho faria un regulador d'histèresi simple, i amb l'acció definida per la sortida d'aquesta taula de dues entrades, i coneixent la posició del flux a través d'una altra taula, s'escull l'estat final a enviar al pont inversor.

Igual que en qualsevol control vectorial, en un DTC cal arribar a conèixer el flux i el parell, ja sigui per mètodes directes o indirectes, però en canvi, i aquest és el gran avantatge del DTC respecte als controls vectorials, la sortida és funció directa d'una taula.

Per altra banda, sent un control del tipus tot-res, i per la limitació de la velocitat màxima d'acció dels interruptors del pont inversor, les oscil·lacions de parell en un DTC clàssic són més importants que en un control vectorial.

3.3.4 Control pel mètode d'acceleració de camp (FAM)

Als paràgrafs anteriors hem fet un repàs dels diferents sistemes de control de motors d'inducció. S'ha vist que els controls amb desacoblament d'eixos comporten una forta càrrega computacional i, per tant, necessiten un hardware molt potent o específic per implementar-se. A més d'aquesta càrrega, requereixen el coneixement dels paràmetres de la màquina, si es vol evitar la col·locació de sensors de flux electromagnètic al seu interior. Aquests sistemes també són molt sensibles al coneixement de la velocitat de la màquina. En aquest capítol es presenta el sistema de control per mitjà del mètode d'acceleració de camp (FAM), que, com es demostrarà a continuació, no necessita un nombre tan elevat de càlculs com els controls transvectorials i té una sensibilitat menor al coneixement de la velocitat.

Es representaran diferents formes d'implementar el control FAM i es justificarà l'elecció del control per alimentació en tensió i càlcul de la consigna per estimació del corrent de l'estator. Es realitzaran diverses simulacions, que permetran estudiar el comportament del motor sota aquesta forma d'implementació del control i, per tant, determinar les seves limitacions. Es determinarà el parell màxim disponible del motor sota el control FAM.

Finalment, en aquest capítol s'implementarà un sistema de control de velocitat amb un llaç intern de control de parell basat en el mètode d'acceleració de camp. Encara que hi ha solucions estudiades per millorar el comportament global del control FAM [Bedford 1999], en la implementació del control sobre el sistema final desenvolupat només s'ha tingut en consideració el control a través d'un regulador PI (amb mínimes modificacions) ja que l'estudi del regulador no és objecte d'aquest treball.

3.3.4.1 MÈTODE D'ACCELERACIÓ DE CAMP (FAM)

El mètode d'acceleració de camp (FAM) consisteix a mantenir el corrent magnetitzant constant en amplitud i fase i variar-ne la freqüència en funció de la consigna de parell que se sol·licita al motor. Amb això s'evita els transitoris electromagnètics en la inductància magnetitzant. Existeixen dues formes d'implementar el mètode (FAM): per alimentació en corrent o per alimentació en tensió. Romeral [1995] presenta els dos mètodes i en el seu treball es demostra que en l'alimentació per corrent s'anul·la completament qualsevol transitori a la màquina, ja que quan s'imposa el corrent d'entrada s'eliminen també els transitoris de les inductàncies de dispersió del motor. Per una altra banda, en l'alimentació per tensió no es poden evitar els transitoris en les inductàncies de dispersió de la màquina ja que s'imposa una tensió en borns de la màquina (i no un corrent), però en qualsevol cas aquests transitoris tenen unes constants de temps molt més petites que les que tindrien sense el control FAM, de manera que es valida la implementació. El primer mètode requereix la utilització d'un inversor de potència amb sortida amb mode corrent, cosa que es pot aconseguir amb un inversor amb sortida amb tensió i un llaç addicional per al control del corrent de sortida. En el segon mètode s'utilitza un inversor amb sortida en tensió. Aquest darrer sistema és l'emprat en aquest treball.

En el mètode FAM per alimentació en tensió hi ha diferents maneres de calcular la consigna de tensió que s'ha d'aplicar al motor. La diferència radica en la forma d'aconseguir el corrent estatòric, necessari per calcular la consigna de tensió. Així, una alternativa és l'estimació del corrent amb el mètode de règim transitori del motor d'inducció, que es descarta per la gran càrrega computacional que comporta, ja que requereix la resolució d'un sistema d'equacions diferencials. Una altra alternativa és l'estimació del corrent de l'estator a partir del mètode de règim permanent del motor d'inducció i que, a diferència de l'anterior, requereix la resolució d'equacions algebraiques. Finalment, un últim mètode és la mesura directa d'aquest corrent.

3.3.4.2 CÀLCUL DE LA CONSIGNA DE TENSÍO PER ESTIMACIÓ DEL CORRENT DE L'ESTATOR

Per al càlcul de la consigna per estimació del corrent del'estator en règim permanent s'utilitza el circuit equivalent T2 obtingut en el capítol anterior, que per més claredat es representa a la figura 3-17. Utilitzant aquest mètode se suposa que el motor es troba en règim permanent. Això provoca que en règims transitoris el mètode no obtingui la consigna de tensió exacta que el motor requereix. Ara bé, es pot pensar que un règim transitori és igual a una successió de règims permanents. Així, el sistema funcionarà millor com menor sigui l'interval de càlcul (o mostreig) del controlador FAM. Això es demostrarà a continuació, cosa que ens permetrà validar aquest mètode.

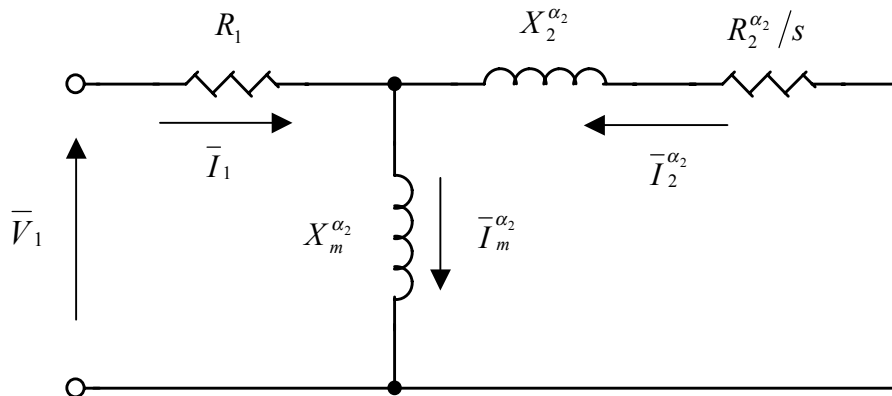


Fig. 3-17. Circuit equivalent estacionari T2 del motor d'inducció

Per a l'aplicació del mètode s'imposa un corrent magnetitzant $\underline{I}_m^{\alpha_2}$ de mòdul constant i igual valor de règim nominal permanent i de fase continua, per evitar així els transitoris en la inductància magnetitzant. Per una altra banda, a partir de la consigna de parell que es vol que doni la màquina i utilitzant l'expressió del valor de parell total entregat:

$$\Gamma_3 = \frac{3P}{2} R_2 \left[\frac{L_1^2 L_m^2}{(L_1 R_2)^2 + (s\omega_s)^2 (L_2 L_1 - L_m^2)^2} \right] s\omega_s (I_m^{\alpha_2}) \quad (\text{Eq. 3-10})$$

es pot determinar el valor de la pulsació de lliscament, $s\omega_s$, solucionant l'equació de segon grau que queda plantejada:

$$2\Gamma_3(L_2L_1 - L_m^2)^2(s\omega_s)^2 - 3PR_2L_1^2L_m^2(I_m^{\alpha_2})(s\omega_s) + 2\Gamma_3(L_1R_2)^2 = 0 \quad (\text{Eq. 3-11})$$

Solucionant aquesta equació s'obté l'expressió:

$$s\omega_s = \frac{3PR_2L_1^2L_m^2(I_m^{\alpha_2}) \pm \sqrt{(3PR_2L_1^2L_m^2(I_m^{\alpha_2}))^2 - 16(\Gamma_3)^2(L_2L_1 - L_m^2)^2(L_1R_2)^2}}{4(\Gamma_3)^2(L_2L_1 - L_m^2)^2} \quad (\text{Eq. 3-12})$$

de la qual s'agafa la solució que obtingui el menor valor absolut, que, sumada a la velocitat mecànica del motor, ω_m , permet obtenir la pulsació d'alimentació o pulsació síncrona, ω_s .

De l'anàlisi del circuit equivalent T2 es pot obtenir el corrent de l'estator en funció del corrent magnetitzant, la pulsació de lliscament i els paràmetres de la màquina.

$$\underline{I}_1 = \underline{I}_m^{\alpha_2} \left[\frac{s\omega_s L_1 L_2 - jL_1 R_2}{s\omega_s (L_1 L_2 - L_m^2) - jL_1 R_2} \right] \quad (\text{Eq. 3-13})$$

Sabent que la tensió en borns del circuit equivalent és

$$\underline{V}_1 = \underline{I}_1 R_1 + j \underline{I}_m^{\alpha_2} \underline{X}_m^{\alpha_2} \quad (\text{Eq. 3-14})$$

es pot obtenir l'expressió de la consigna de tensió:

$$\underline{V}_1 = \underline{I}_m^{\alpha_2} \left[\frac{s\omega_s L_1 L_2 - jL_1 R_2}{s\omega_s (L_1 L_2 - L_m^2) - jL_1 R_2} R_1 + j\omega_s L_1 \right] \quad (\text{Eq. 3-15})$$

En aquesta expressió el corrent magnetitzant es manté constant en mòdul al valor de règim permanent i la fase s'actualitza en funció del temps transcorregut entre el càlcul d'una consigna i la següent, de manera que la fase es manté contínua.

3.3.4.3 MAGNETITZACIÓ PRÈVIA DE LA MÀQUINA

L'algoritme de control FAM suposa que inicialment el corrent magnetitzant té una amplitud igual a la de règim permanent nominal i un desfasament del corrent igual a $-\pi/2$. Aquest desfasament implica que la component real del corrent és igual a 0, mentre que la component imaginària passa pel valor màxim. Físicament això suposa que el sistema ja està magnetitzat quan el control comença a actuar. Per garantir aquesta situació que el control suposa, s'ha de realitzar una excitació de la màquina a freqüència pròxima a zero (perquè durant aquest instant la màquina doni un parell de valor pròxim a zero) i mòdul adequat perquè en la inductància magnetitzant el corrent sigui el de règim permanent nominal i s'aconsegueixi així la magnetització de la màquina. Es pot concloure que el fet de mantenir la màquina a un corrent magnetitzant constant en mòdul i fase redueix de forma considerable els transitoris en la resposta de parell. No s'eliminen completament perquè en el càlcul de \underline{V}_1 s'utilitza un model de règim permanent que no té en compte els transitoris dels corrents a causa de la presència de les inductàncies de dispersió.

3.3.4.4 EL REGULADOR PI

L'estructura convencional del regulador PI és la que descriu l'equació 3-16 i la que mostra la figura 3-18.

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) dt \quad (\text{Eq. 3-16})$$

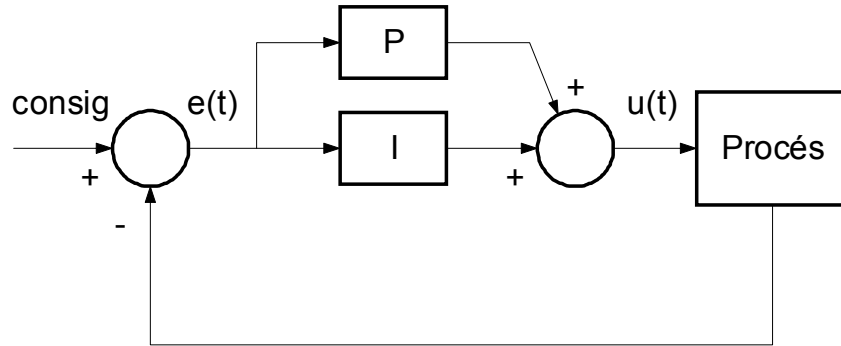


Fig. 3-18. Regulador PI convencional

En el regulador implementat s'han previst les següents modificacions:

Ponderació de l'acció proporcional (I-P) [Ogata 1998] respecte a la consigna i la variable real. Així tenim un sistema on la sortida és segons mostra l'equació 3-17. D'aquesta manera es pot evitar l'efecte, a vegades indesitjable, que una variació brusca del senyal de consigna correspongui a una variació brusca del senyal de sortida del regulador. Així millorem la resposta transitòria del regulador. Els paràmetres *a* i *b* s'escolliran adequadament com dos paràmetres més de la sintonia del regulador (capítol 5).

$$u(t) = \frac{1}{BP} (a \cdot consigna - b \cdot valor_real) + \frac{1}{BP \cdot T_i} \int e(t) dt \quad (\text{Eq. 3-17})$$

En discret:

$$u_p(t_k) = u_p(t_{k-1}) + \frac{1}{BP} [(a \cdot cons(t_k) - b \cdot val_real(t_k)) - (a \cdot cons(t_{k-1}) - b \cdot val_real(t_{k-1}))] \quad (\text{Eq. 3-18})$$

L'acció integral es realitzarà pel mètode de la integració retardada.

$$u_I(t_k) = u_I(t_{k-1}) + \frac{T_m}{BP \cdot T_i} e(t_k) \quad (\text{Eq. 3-19})$$

Com a conclusió, el valor resultant de l'acció del regulador sencer serà:

$$u(t_k) = u_P(t_{k-1}) + \frac{1}{BP} [(a \cdot Cons(t_k) - b \cdot Val_real(t_k)) - (a \cdot Cons(t_{k-1}) - b \cdot Val_real(t_{k-1}))] + u_I(t_{k-1}) + \frac{T_m}{BP \cdot T_i} e(t_k)$$

(Eq. 3-20)

o, el que és el mateix:

$$u(t_k) = u(t_{k-1}) + \frac{[(a \cdot con(t_k) - b \cdot v_real(t_k)) - (a \cdot con(t_{k-1}) - b \cdot v_real(t_{k-1}))]}{BP} + \frac{T_m e(t_k)}{BP \cdot T_i}$$

(Eq. 3-21)

El resultat de l'acció del regulador és la suma de l'acció anterior més un increment proporcional a la ponderació de la consigna i del valor real de la variable mesurada i un increment integral de l'error.

Eliminació de l'efecte *wind-up* per mitjà d'un regulador saturable a un màxim seleccionat.

- | |
|---|
| <ol style="list-style-type: none"> 1. Adquisició del valor real 2. Càlcul de l'error actual 3. Càlcul de l'acció del regulador 4. Si Acció regulador > Acció màxima aleshores Acció regulador = Acció màxima 5. Si Acció regulador < -Acció màxima aleshores Acció regulador = - Acció màxima 6. Acció anterior regulador = Acció regulador |
|---|

El regulador final implementat és el que es mostra a la figura 3-19. Aquest sistema permet incloure en el mateix regulador les limitacions del sistema [Català *et al.* 2000].

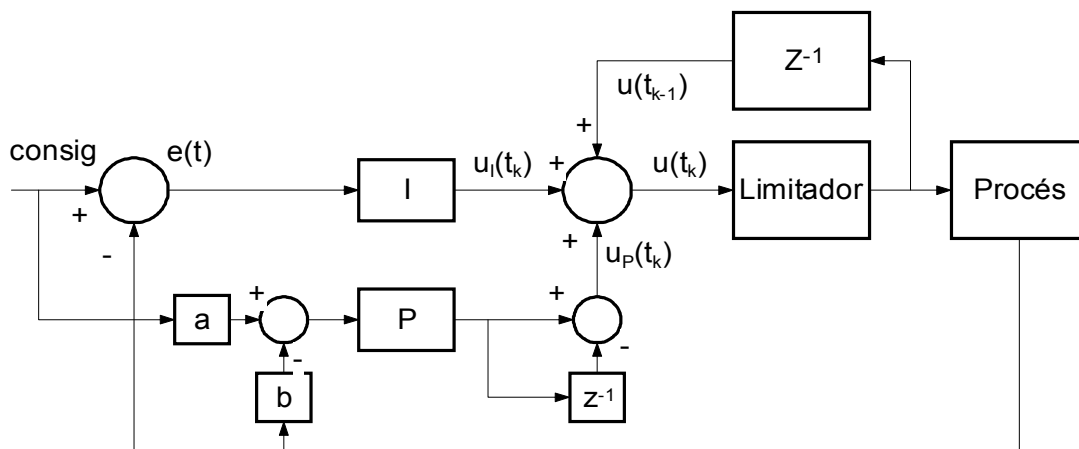


Fig. 3-19. Estructura del regulador PI implementat.

3.4 Model de l'inversor

En l'actualitat gairebé tots els motors d'inducció s'accionen a través d'inversors trifàsics de dos nivells VSI [Kazmierkowski 2000]. Un model per simular el comportament de l'inversor és complex. En aquest apartat s'estudia el model de l'inversor per poder realitzar un model que en temps real ajudi el sistema en el coneixement del valor real de la tensió aplicada al motor. El model incorpora tota l'estructura de l'inversor de potència i el nucli de càlcul de la modulació per obtenir el valor de tensió especificat. Els sistemes *sensorless* necessiten saber la tensió i el corrent aplicat per l'inversor al motor [Holtz 1993b]. Hi ha, principalment, dues possibilitats de conèixer aquest voltatge. La primera és per mesura directa i la segona és reconstruint el senyal que el modulador envia a l'inversor. Els problemes del primer mètode són ben coneguts. El segon mètode comporta el coneixement en profunditat de totes les no idealitats de l'inversor i els efectes associats al funcionament però també implica un estalvi de sistemes de mesura. Per tant, per poder aplicar el segon mètode cal tenir un coneixement dels efectes dels temps morts, temps de supressió (*blanking*), etc. per a tots els punts de treball del sistema [Català *et al.* 2002e].

3.4.1 Model del modulador i del l'inversor real

Per poder estudiar els temps morts d'un inversor i els seus efectes han hagut de modelar-se el modulador vectorial i l'inversor ideal i el real (figura 3-20) tenint en compte els temps de *blanking*.

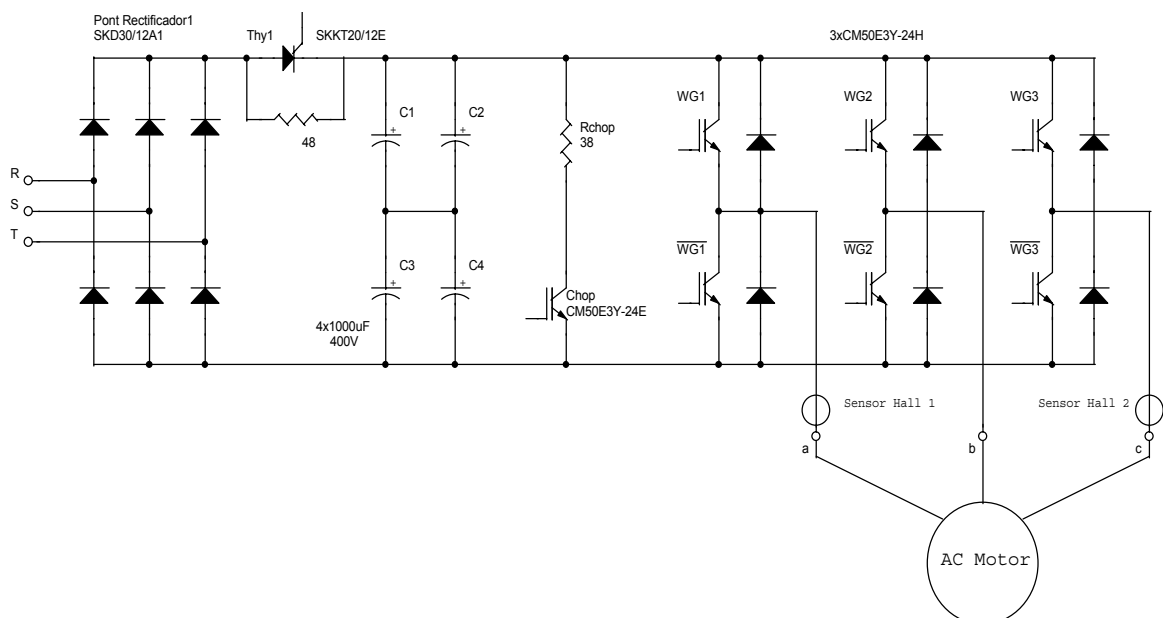


Fig. 3-20. Inversor de potència

Per modelar el modulador vectorial s'ha dividit el model en tres parts (figura 3-21):

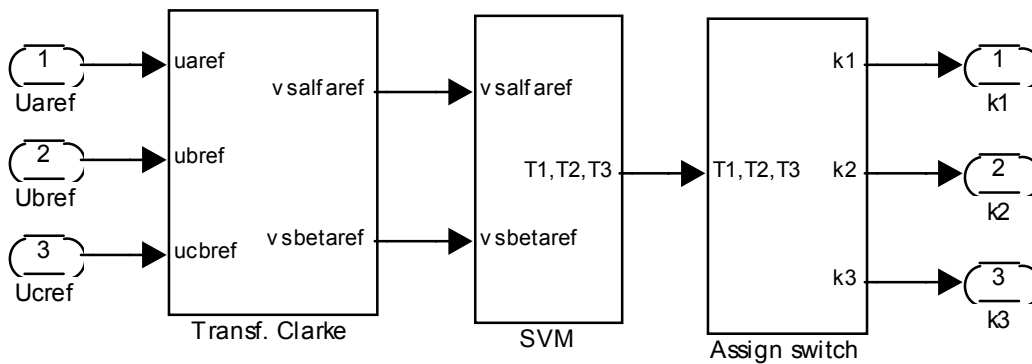


Fig. 3-21. Model del modulador vectorial

Les equacions per obtenir el temps que hauria de ser imposat a cada part del modulador poden trobar-se amb els anteriors blocs. La derivació s'obté a partir de les equacions proposades a [Van der Broeck *et al.* 1988] o amb el sistema proposat a [TI BPRA076 1998]. Com en el segon cas, primer s'aplica la transformada de Clark sobre la tensió de referència [TI BPRA048 1997]. Després es calcula el temps que s'ha d'imposar per generar la tensió de sortida. Finalment s'assigna l'interruptor que s'ha d'obrir o tancar (senyals de control de l'inversor). Un IGBT no pot governar-se durant un temps menor al de la suma del temps de posada en conducció (*turn-on time*) i el temps d'aturada de la conducció (*turn-off time*). Per tant, cal realitzar un modulador que compensi aquest efecte. El treball [Arias *et al.* 1998] proposa un mètode d'arrossegament d'errors que té en compte l'efecte de la imposició d'un temps de *blanking*, suposant que sempre serà superior a la suma dels dos temps esmentats abans.

L'inversor ha estat modelat directament per les equacions proposades a [Mohan *et al.* 1995], és a dir, la tensió de sortida de l'inversor es pot trobar a partir dels senyals de control de l'inversor i el

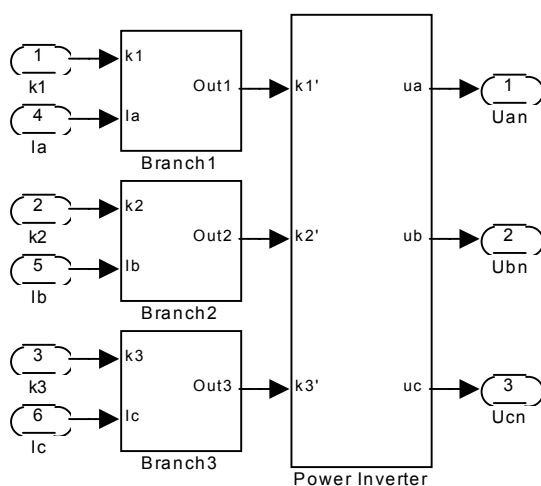


Fig 3-22. Model de l'inversor real

valor de la tensió del bus de contínua. No obstant això, els sistemes de potència reals tenen en compte el temps de *blanking*. Per modelar aquest efecte cal introduir diferents blocs al model entre la sortida del modulador i el model de l'inversor (figura 3-22).

A més a més, el corrent que passa a través d'aquí es fa servir per determinar quin díode volant està treballant. Si es pot saber quin interruptor treballa, ja sigui perquè està funcionant l'IGBT o bé el díode, la tensió que hi ha al punt mig de cada branca podrà definir-se. Finalment apliquem les equacions de [Mohan *et al.* 1995].

3.4.2 Estudi de les influències

L'estudi s'ha dividit en dues parts. A la primera, s'estudia l'endarreriment degut al càlcul que realitza el modulador. A la segona part, l'estudi mostra els endarreriments causats pel comportament de l'inversor real.

La figura 3-23 mostra el sistema estudiat. Quan s'estudia la influència del modulador vectorial (SVPWM) s'empren el model del modulador real i el model de l'inversor ideal. Aleshores, el corrent del sistema que s'estudia (SVPWM real + inversor ideal + càrrega) es compara amb el corrent produït directament pel senyal de referència sobre una càrrega d'idèntics paràmetres (I ideal).

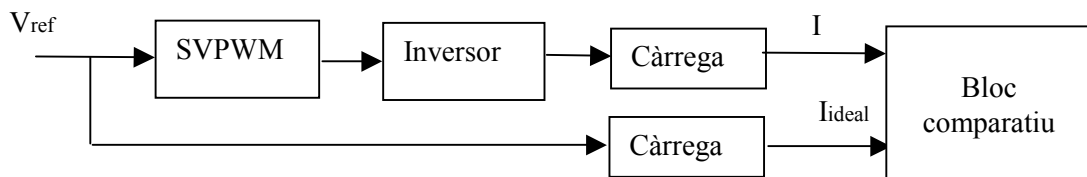


Fig. 3-23. Sistema de simulació i d'experiments

Les figures 3-24 i 3-25 mostren alguns resultats.

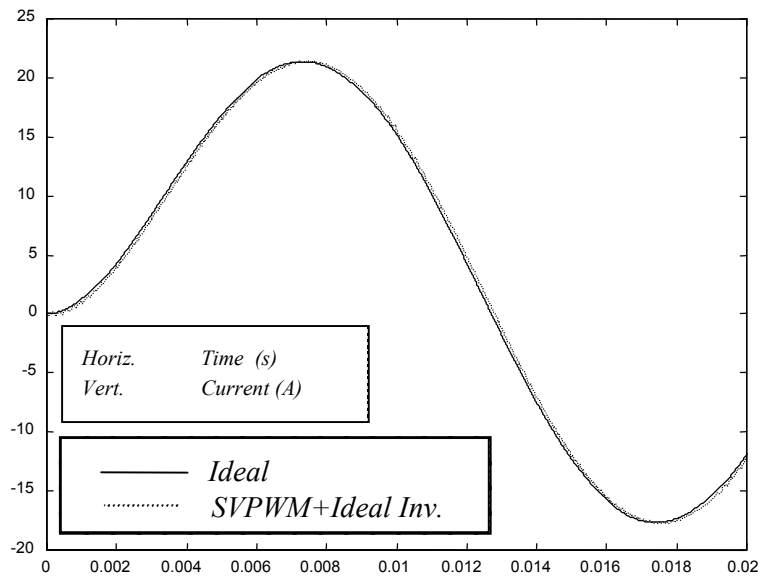


Fig. 3-24. Comparació del corrent ideal i del corrent obtingut amb un modulador real en l'arrencada del motor

La figura 3-25 és una ampliació de la zona de pas per zero de la figura 3-24.

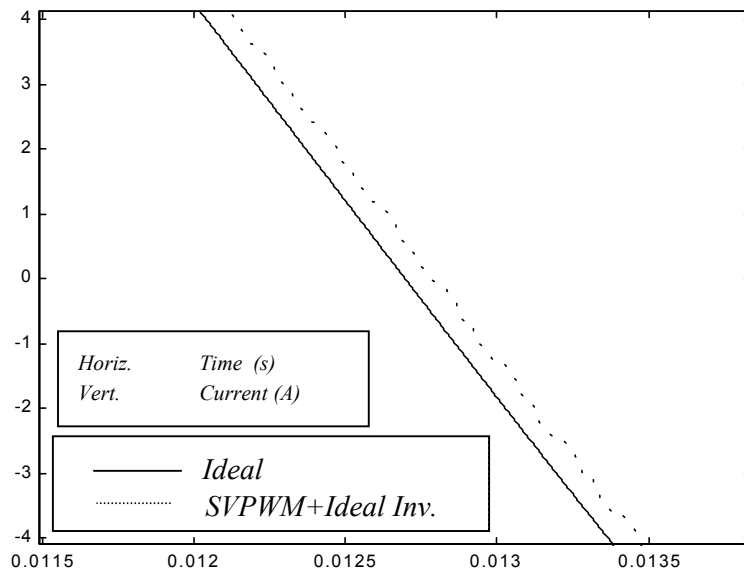


Fig. 3-25. Ampliació de la fig. 3-24 sobre el pas per zero

A les figures anteriors es pot observar que el corrent està endarrerit un cert temps mig (T_{pwm}) per qualsevol valor i que es manté l'amplitud independentment de l'arrissament. El temps T_{pwm} per a una modulació sinusoidal és la meitat del període del senyal del modulador (figura 3-26).

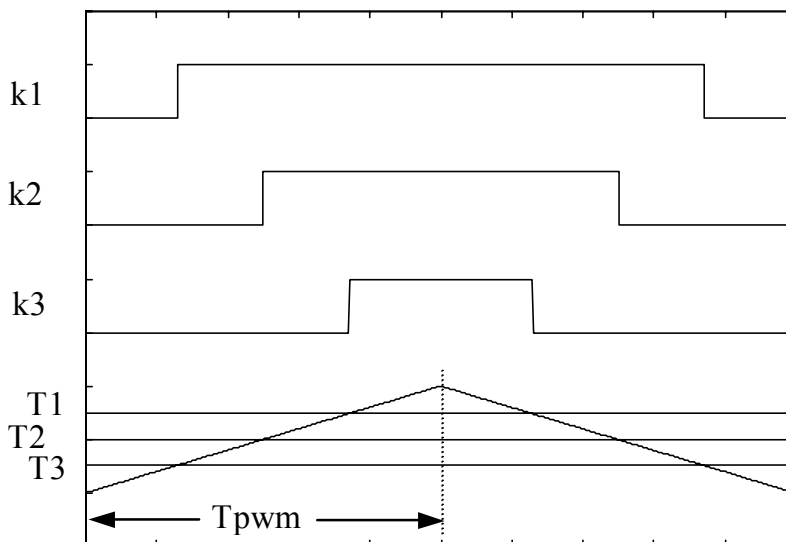


Fig. 3-26. Temps calculats i senyals de control de cada branca de l'inversor

La figura 3-27 mostra els resultats quan l'inversor real i el modulador real treballen conjuntament.

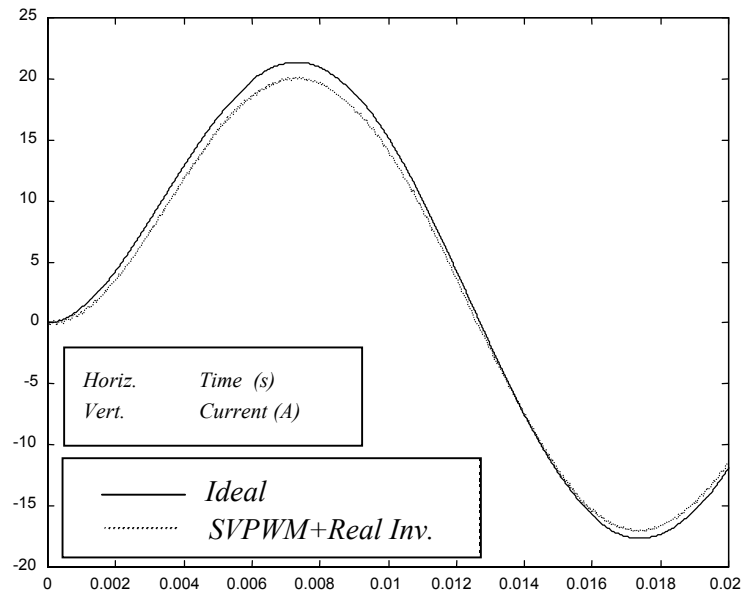


Fig. 3-27. Comparació entre el corrent ideal i el real tenint en compte l'inversor real i el modulador real

A la figura 3-27 es pot observar com el corrent de l'inversor va avançat o endarrerit respecte al corrent ideal depenent del signe del pendent del valor instantani del corrent.

La figura 3-28 mostra la diferència entre els valors donats per l'inversor ideal i les mesures sobre el sistema experimental. La taula 3-03 compara el corrent ideal i el simulat per als casos de modulador real i inversor real.

Taula 3-03 Comparativa entre el corrent real i l'ideal. Valors de pic

Vref (V)	I ideal (A)	I real (A)	Ràtio
50	4,3	2,9	0,66
100	8,5	7,2	0,85
150	12,7	11,5	0,91
200	17,1	15,7	0,92
250	21,4	20	0,94
300	26,1	25,3	0,97

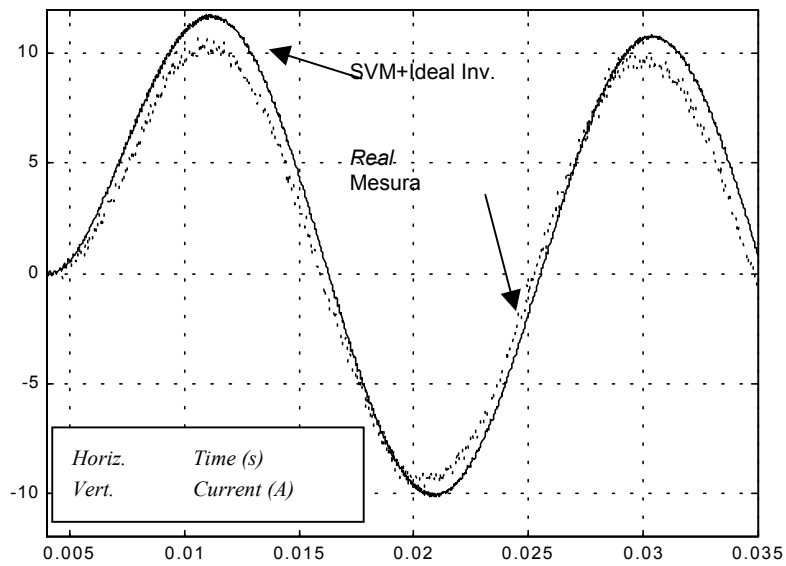


Fig. 3-28. Corrent simulat amb l'inversor ideal i corrent mesurat al sistema experimental

La figura 3-29 mostra la diferència, en el sistema experimental, entre emprar un algorisme que té en compte els temps morts i un que no els té. La influència d'aquest algorisme d'arrossegament d'errors és perceptible pel que fa a l'amplitud del senyal però no en els endarreriments o avançaments del corrent.

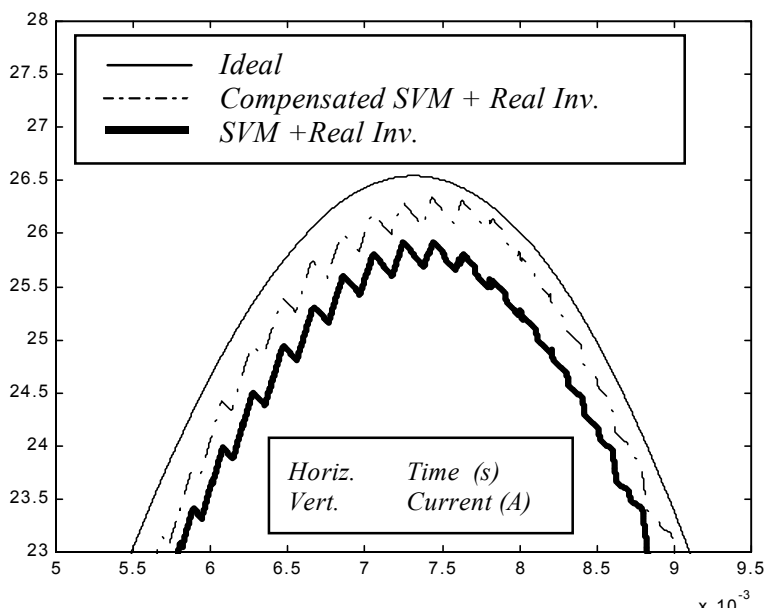


Fig. 3-29. Comparació entre els corrents amb un modulador vectorial que compensa els temps morts

3.4.3 Efectes sobre el sistema *sensorless*

Com s'ha comentat anteriorment, els sistemes *sensorless* necessiten el coneixement de la tensió del motor. La figura 3-30 mostra l'estructura d'un sistema *sensorless* amb mesura directa de la tensió del motor.

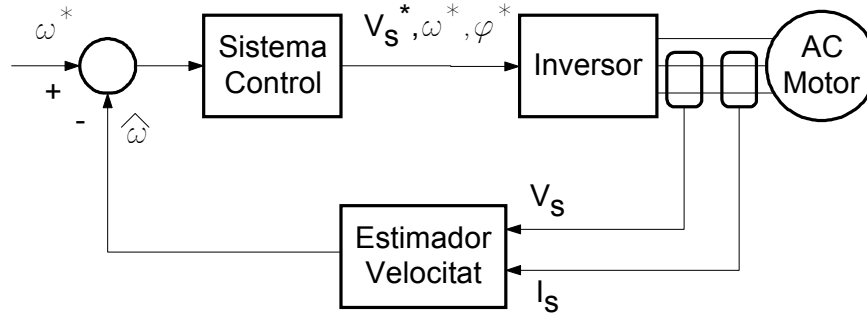


Fig. 3.30. Sistema *sensorless* amb mesura de la V_s

L'alternativa intuïtiva és substituir el sistema de mesura de la tensió per la utilització directa de la tensió de referència, sortida del sistema de control, com es mostra a la figura 3-31.

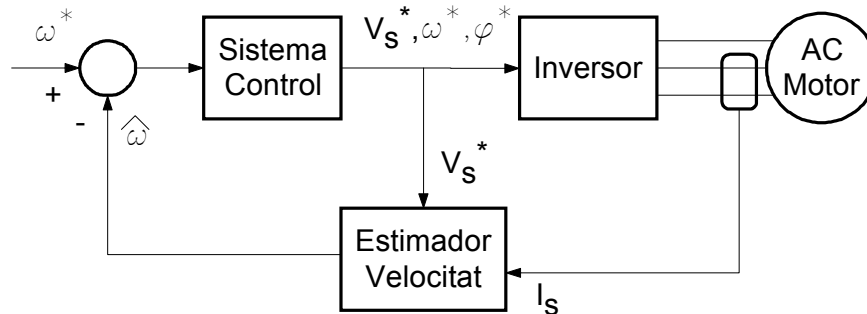


Fig. 3.31. Sistema *sensorless* on es fa servir directament V_{ref}

No obstant això, amb el que s'ha estudiat a l'apartat anterior es pot preveure que les diferències entre la tensió de referència i el valor real de la tensió poden provocar que el sistema de l'estimació de velocitat no sigui capaç d'obtenir el valor de la velocitat o que l'error entre la velocitat real i l'estimada sigui considerablement gran.

L'objectiu, per tant, és obtenir un model de l'inversor que pugui substituir el sistema de mesura de la tensió en el sistema *sensorless* final. Al treball [Català *et al.* 2002e] es presenta un model d'aquestes característiques.

A la figura 3-32 es mostra l'estructura final de l'estimació de la tensió del motor quan es fa servir un model del motor.

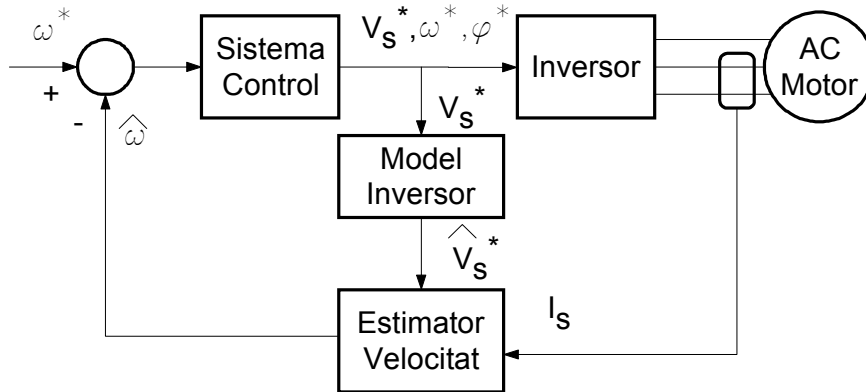


Fig. 3.32. Sistema *sensorless* on es fa servir un model de l'inversor

Del que s'ha estudiat a l'apartat anterior podem obtenir diverses conclusions importants per a la construcció d'aquest model. Primera, que la influència del modulador és un retard pur. Per a aquesta aplicació, aquest temps d'endarreriment pot ser acceptable (T_{pwm}). Segona, que el temps de *blanking* provoca efectes més significatius, especialment per a petits índex de modulació.

El model final de l'inversor a implementar en el sistema final d'estimació de velocitat pot ser simple o molt complex. Tot depèn del sistema que es vol emprar per implantar aquest model i de les consideracions que es volen tenir en compte. En aquest treball s'ha optat per modelar el sistema com un retard pur (efecte degut principalment al motor de càlcul del modulador vectorial) i una funció no lineal (treta del model de simulació i validada experimentalment: taula 3-03) per relacionar de manera més o menys proporcional la tensió de referència i la tensió del motor.

La figura 3-33 mostra l'estructura del model de l'inversor a implementar en el sistema final que evita la mesura de la tensió sobre el motor.

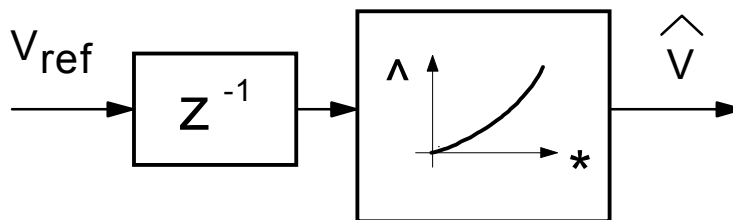


Fig. 3-33. Model final de l'inversor

La influència dels temps morts serà més gran com més petit sigui el mòdul de la tensió, zones crítiques de treball amb l'inversor, per això la relació de la taula 3-3 no és lineal. El modulador implementat soluciona en part aquests problemes. El model de l'inversor implementat té en compte aquestes zones crítiques de treball en el conjunt modulador-inversor, no requereix un hardware addicional de mesura de la tensió ni tampoc implica cap càlcul computacional especial.

3.5 Estructura del sistema complet

L'objectiu principal de la tesi és controlar de manera acurada la velocitat d'un motor d'inducció sense emprar sensor de velocitat. En aquest mateix capítol s'han comentat per separat totes les parts que conformaran l'accionament final del motor d'inducció sense mesura de la velocitat.

Els diferents components són:

- Estimador de velocitat en règim permanent.

Entrada: corrents del motor, angle del fasor de tensió.

Sortida: velocitat rotòrica estimada.

- Estimador de velocitat en règim transitori.

Entrada: tensions i corrents del motor.

Sortida: velocitat rotòrica estimada.

- Filtre Fuzzy per a l'estimador en règim transitori.

Entrada: velocitat estimada per l'estimador en règim transitori di_{sy}/dt , velocitat rotòrica.

Sortida: velocitat rotòrica estimada per l'estimador en règim transitori filtrada.

- Promitjat fuzzy de les velocitats estimades pels dos estimadors.

Entrada: velocitat rotòrica estimada per l'estimador en règim transitori filtrada, velocitat rotòrica estimada per l'estimador en règim permanent di_{sy}/dt , velocitat rotòrica.

Sortida: velocitat rotòrica final estimada.

- Sistema de control de parell (FAM).

Entrada: consigna de parell a imposar, velocitat rotòrica.

Sortida: fasor de tensió estatòrica.

- Model de l'inversor.

Entrada: mòdul del fasor de tensió estatòrica a imposar.

Sortida: mòdul de la tensió del motor real estimada.

- Regulador PI.

Entrada: consigna de velocitat del rotor, velocitat del rotor.

Sortida: consigna de parell a imposar.

- Sistema de potència.

S'entén per sistema de potència el conjunt d'inversor, modulador vectorial, etc. que a partir del valor del fasor de tensió a imposar (sortida del control de parell) aplica sobre el motor les tensions i els corrents corresponents.

A causa de la constitució pròpia del sistema (*sensorless*) i de les restriccions de hardware que es volen obtenir (mesura de la tensió estatòrica), s'introduirà la velocitat del rotor final estimada a tot element que necessiti la velocitat del rotor [Català *et al.* 2002c] i s'introduirà la tensió estimada pel model de l'inversor a tot element que necessiti la tensió del motor [Català *et al.* 2002d].

La figura 3-34 mostra l'estructura final implementada.

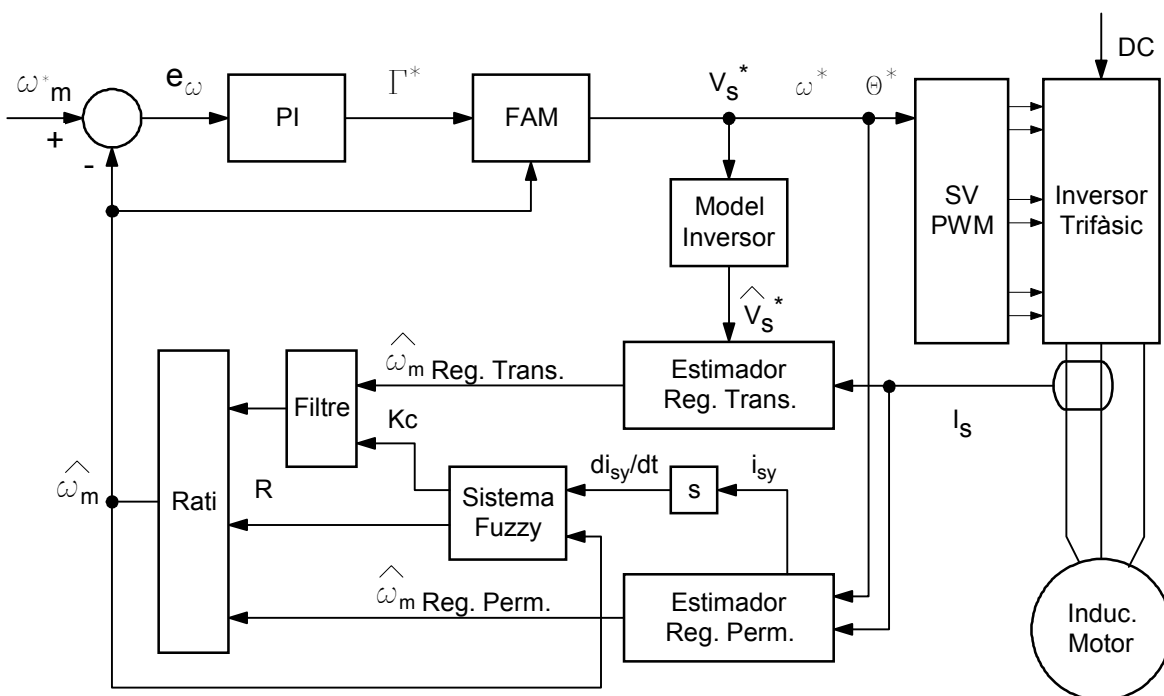


Fig. 3-34. Sistema d'accionament del motor d'inducció complet

Al capítol quart d'aquesta tesi es presenten el model de simulació del sistema complet i els resultats de simulació. Al capítol cinc es comenta la implementació d'aquest sistema sobre el sistema experimental. Finalment, al capítol sis es mostren les respostes experimentals del sistema final implementat.

3.6 Conclusions

En aquesta tesi es proposa implementar un sistema de control de la velocitat d'un motor d'inducció sense sensor de velocitat (sistema *sensorless*) de baix cost. Per estimar la velocitat es proposa la idea de millorar la resposta dinàmica d'un estimador de velocitat en règim permanent. Per a l'estimació de velocitat s'implementen dos estimadors de velocitat que treballen en paral·lel, l'estimador en règim permanent i l'estimador en règim transitori. Es fa un promig intel·ligent amb un sistema fuzzy, que depèn del punt de treball del motor, entre les dues respostes per obtenir la velocitat estimada òptima. Per tancar el llaç de control de la velocitat amb la velocitat estimada es proposa la utilització d'un sistema de control de parell FAM i un regulador PI.

L'estimador en règim transitori ofereix una velocitat estimada que difícilment es pot fer servir pel soroll que conté. Aquest soroll és conseqüència dels derivadors i la divisió que incorpora l'algoritme d'estimació i del soroll provinent del corrent del motor. S'ha dissenyat un filtre adaptatiu (*fuzzy*) que en funció del punt de treball del motor selecciona la freqüència òptima a aplicar sobre la velocitat estimada per establir un equilibri entre el retard degut a un filtratge fort i l'excés d'arissament que implica un filtratge massa suau. Les variables que proporcionen la informació del punt de treball per seleccionar la freqüència de tall són la mateixa velocitat estimada i la derivada del corrent de parell i_{sy} (obtingut amb l'algoritme de l'estimador en règim permanent).

Com que es tenen dos estimadors de velocitat que treballen en paral·lel s'ha dissenyat un altre sistema fuzzy per fer un promig intel·ligent entre les velocitats estimades per ambdós estimadors i obtenir en tot moment la velocitat estimada més acurada. El promig també depèn del punt de treball del motor i, per tant, s'ha dissenyat un sistema difús final en el qual el filtratge adaptatiu i el promitjat intel·ligent comparteixen els blocs de difusificació de les variables d'entrada. La base de regles i els conjunts difusos de sortida són diferents. El sistema difús en conjunt s'ha dissenyat tan simple com s'ha pogut en pro de la viabilitat de la seva futura implementació.

En aquest capítol també s'ha fet un repàs dels diversos sistemes de control del motor d'inducció i s'ha optat per escollir un control vectorial sense desacoblament d'eixos per "tancar" el llaç de velocitat.

A més, s'ha dissenyat un model de l'inversor a implementar per estalviar la mesura directa de la tensió del motor.

Finalment, es presenta l'estructura completa del sistema que controlarà la velocitat del motor d'inducció sense mesura directa de la velocitat. És a dir, es mostra l'estructura de l'accionament *sensorless* final dissenyat.