

I. CARACTERÍSTIQUES DE L'EQUIP EXPERIMENTAL

I.1 Arquitectura del sistema d'accionament

A la figura I-1 es mostra l'estructura completa del sistema experimental. S'hi diferencien diverses parts. La bancada, el pont inversor trifàsic i les seves proteccions hardware, el sistema sensor de les diferents magnituds mesurades i la part de control. Aquesta part de control està dividida en dues: la primera sota un entorn DSP i la segona en el mateix PC que conté l'entorn DSP.

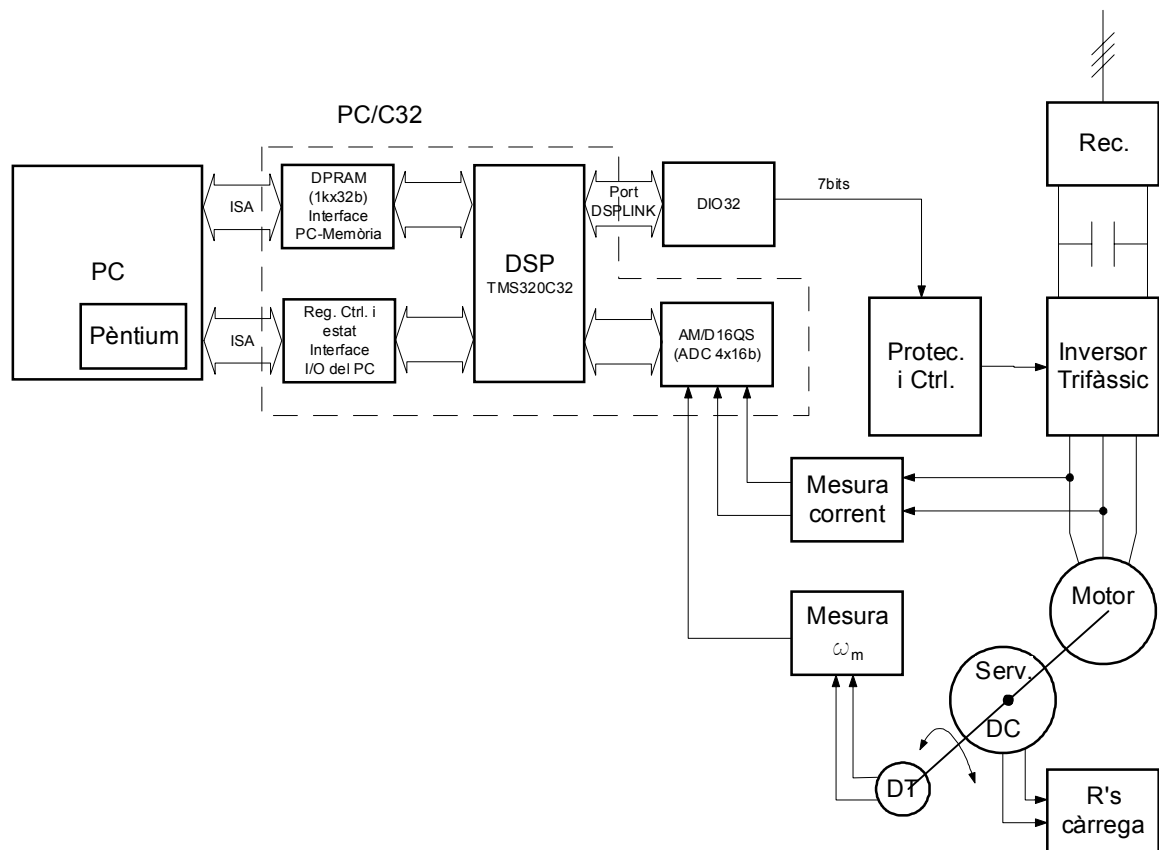


Fig. I-1. Estructura completa del sistema experimental

- Bancada (fig. I-2). Consta de tres elements acoblats: motor d'inducció, servomotor de continu, dinamo tacomètrica. Sobre el motor s'aplicarà el control; les seves característiques s'expliquen a continuació en l'annex. El servomotor de continu, fent-lo treballar com a generador, és l'encarregat d'oferir un parell de càrrega al motor amb l'ajut del grup de resistències de potència de càrrega. La dinamo tacomètrica serà l'encarregada de donar el valor de la velocitat en tot moment.

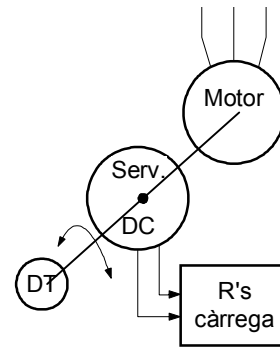


Fig. I-2. Bancada

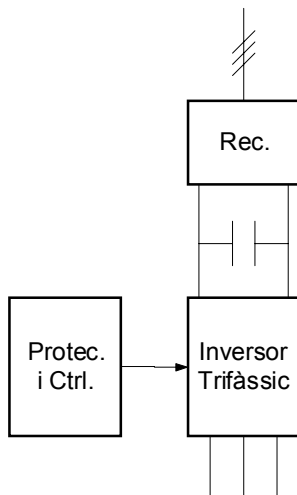


Fig. I-3. Sistema inversor de potència

- Sistema de potència d'accionament del motor (fig I-3). Aquest sistema conté un rectificador PD-3 que genera un bus de contínua posteriorment filtrat perquè el pont inversor d'IGBT que està alimentat pugui generar les tensions desitjades pel llaç de control. Una placa addicional comanda aquest pont inversor, la qual no solament s'encarrega de la gestió de comandament d'IGBT, sinó també de la protecció hardware de tot el pont inversor.

- Circuits de captació i adaptació del senyal (fig. I-4). Són els circuits que adapten i filtren els diferents senyals als nivells permessos pels convertors A/D del sistema (+2V). Per una part la tensió procedent de la dinamo tacomètrica, proporcional a la velocitat, i per altra banda, disposa de sensors de corrent de fase de dues línies del motor.

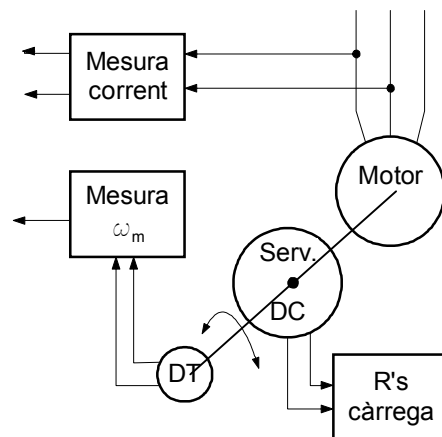


Fig. I-4. Sistemes sensors

- Entorn de desenvolupament de DSP (PC/C32), que conté un processador digital del senyal (DSP) TMS320C32, que gestionarà part de la implementació (fig. I-5). En l'entorn del DSP també tenim un subsistema d'adquisició de mesures analògiques, quatre convertors A/D de 16 bits de resolució amb una freqüència de mostreig de 50 kHz per canal i una placa d'entrades i sortides digitals, 32 línies digitals agrupades en quatre ports de 8 bits i configurables com a entrades o sortides, compatibles TTL. A més, el sistema disposa d'una memòria RAM de doble port (1 k x 32 bits) que permetrà passar informació del DSP cap al processador de l'ordinador a través del bus ISA, al qual està connectat tot l'entorn del DSP.

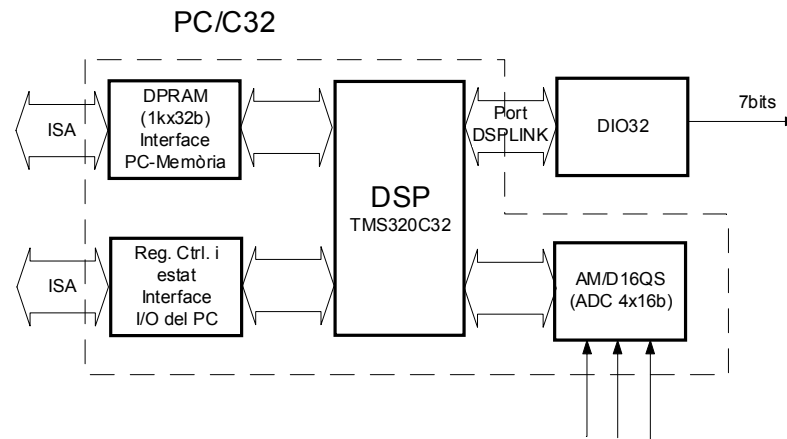


Fig. I-5. Entorn DSP

- Ordinador PC compatible amb un processador Pentium (fig. I-6). És l'altre processador del sistema de control i executa una part de les rutines. A més, fa les tasques d'ordinador central, ja que el seu interior conté l'entorn del DSP i les plaques associades. Permet la programació de tot el sistema, la gestió de les consignes i l'emmagatzemament dels resultats experimentals.

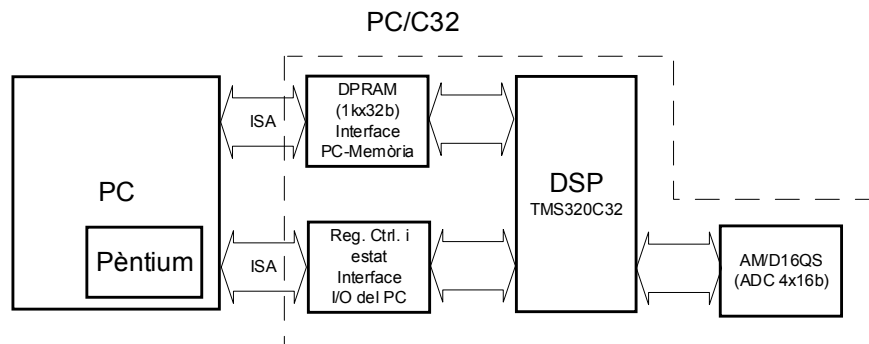


Fig. I-6. Entorn PC

I.1.1 Sistema de mesura del corrent

El sistema de mesura del corrent naturalment serà la clau de la possible implementació del sistema.

Les possibilitats de la mesura de corrents també són diverses. De les possibles, s'ha decidit emprar sensors Hall, dels quals s'han avaluat els avantatges i els inconvenients. Bàsicament necessitem per a aquesta mesura un sensor que sigui capaç d'acomplir dues premisses fonamentals:

- Ha de poder mesurar corrents continus a través de les fases del motor.
- Ha de tenir una ràpida resposta a variacions del corrent mesurat.

El primer aspecte respon a la necessitat de la magnetització del motor d'inducció abans d'arrencar el motor. El segon aspecte és degut bàsicament al fet que, si tenim un sistema que és capaç, a diferència d'altres controls, de conèixer l'estat de la màquina en tot moment, fins i tot en règim transitori, no hi pot haver un retard important en la mesura del corrent, ja que és imprescindible conèixer la magnitud i fase instantània dels corrents.

El fet d'haver triat sensors Hall per mesurar el corrent aportarà altres problemes inherents a l'ús d'aquests tipus de sensors, com ara el seu offset i el soroll que pugui entrar en la captura de la mesura. Caldrà tenir en compte que la sortida del sensor triat és en corrent, i per això i pels inconvenients anteriors caldrà realitzar diverses tasques en el camí que recorre el senyal, que serà com el que es mostra en la figura I-7.

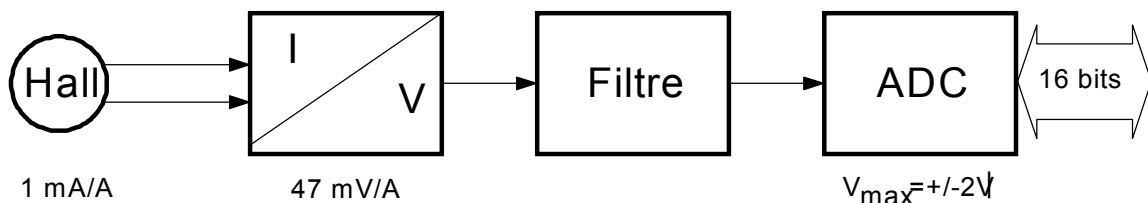


Fig. I-7. Sistema sensor dels corrents

El primer que cal esmentar és que el sensor triat, per donar més versatilitat a l'equip de mesura, és un sensor Hall toroïdal de 50 A amb sortida en corrent i amb una relació d'1 mA per cada ampere que circula pel seu interior. El motor objecte del control proposat –les característiques del qual es detallen a continuació en l'annex– no arriba ni de bon tros a aquestes magnituds de corrent. Per tant, si pretenem mesurar el corrent nominal o fins i tot el d'arrencada d'aquest motor amb el sensor triat, aquest treballarà gairebé sempre en condicions mínimes. És per això que, com es fa habitualment en aquest tipus d'aplicacions i de problemes, s'ha decidit fer més d'una volta al cable pel qual circula el corrent de fase del motor per l'interior del sensor, concretament tres. Per tant, la relació de transformació per a aquest cas en concret dels dos sensors que mesuren corrent serà de:

$$3\text{voltes} * 1 \frac{\text{mA}}{\text{A}} = 3 \frac{\text{mA}}{\text{A}} \quad (\text{Eq. I-1})$$

Per poder transformar el corrent en tensió també s'ha optat per un sistema que permeti versatilitat. Disposem de microinterruptors per poder seleccionar, com es mostra a la figura I-8, gràcies a tres resistències, el valor de resistència adequat per continuar el camí del senyal. Cal fer èmfasi que el valor màxim que l'entrada del convertidor analògic digital permet és de $\pm 2\text{V}$. Per tant, si fem una estimació del valor màxim del corrent que podem tenir en el motor, aquest valor ens definirà aproximadament el valor de la resistència que s'ha de seleccionar.

Amb el valor de les resistències seleccionades, 47, 100 i 200 ohms, podem obtenir un valor de resistència comprès entre 200 ohms i 27 ohms aproximadament. Això implica que podem obtenir una relació de transformació entre l'interval que es reflecteix a continuació.

Per a la resistència més gran:

$$\text{Relació} = 3 \frac{\text{mA}}{\text{A}} * 200\Omega = 600 \frac{\text{mV}}{\text{A}} \quad (\text{Eq. I-2})$$

sent el valor màxim de corrent que podríem mesurar a l'entrada del convertidor de:

$$\frac{\pm 2\text{V}}{600 \frac{\text{mV}}{\text{A}}} = \pm 3.3 \text{A} \quad (\text{Eq. I-3})$$

Per a la resistència més petita:

$$\text{Relació} = 3 \frac{\text{mA}}{\text{A}} * 27.6\Omega = 82.7 \frac{\text{mV}}{\text{A}} \quad (\text{Eq. I-4})$$

sent el valor màxim de corrent que podríem mesurar a l'entrada del convertidor de

$$\frac{\pm 2\text{V}}{82.7 \frac{\text{mV}}{\text{A}}} = \pm 24.18 \text{A} \quad (\text{Eq. I-5})$$

Entre el valor mínim i màxim dels possibles mesurables es decideix emprar únicament la resistència de 47 ohms per a la transformació. Finalment queda que la relació entre el corrent que circula per fase i la tensió a l'entrada del convertidor és la següent:

$$\boxed{U_o = 141 \frac{\text{mV}}{\text{A}}} \text{ i el corrent màxim mesurable és } \pm 14.2 \text{A}_p$$

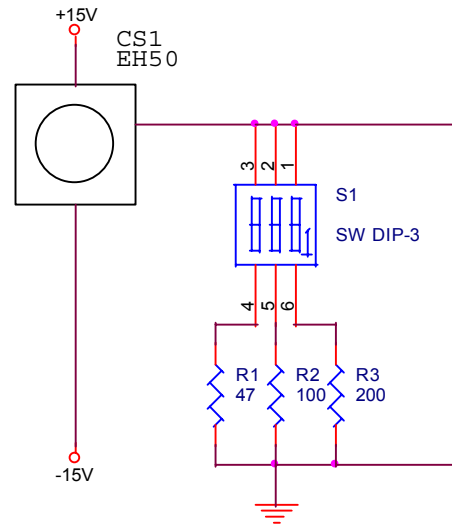


Fig. I-8. Adequació del senyal del sensor Hall

A més d'aquesta primera etapa, ens cal algun sistema per corregir l'offset del sensor i un filtre per poder eliminar interferències. Pel que fa al primer aspecte, s'ha pensat que, com que s'ha de col·locar un circuit seguidor de tensió per separar l'adaptador de corrent/tensió del circuit del filtre, podem actuar sobre el calibratge propi del l'offset de l'amplificador operacional per eliminar l'offset del sensor, i així queda solucionat el primer problema. L'esquema és el que es mostra a la figura I-9.

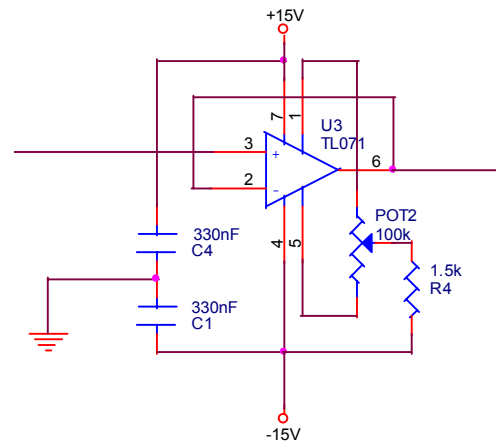


Fig. I-9. Adequació de tensions i impedàncies en la mesura del corrent

I.1.1.1 Filtre

Per solucionar el problema de les interferències, el sistema emprat és un filtre amb estructura Sallen-Key de quart ordre. Les premisses que s'han determinat en aquest filtre és que la freqüència de tall ha de ser de 2 kHz i el guany estàtic ha de ser d'1.

Amb el filtre dissenyat s'ha intentat que es filtrés el nombre més alt d'altres freqüències, sense que per això es retardés gaire el valor de la mesura. Per això s'ha optat per una freqüència que està entre el valor de la freqüència normal a què estarà sotmès el motor (entre 0 i 100 Hz) i la freqüència mínima de commutació del pont (5 kHz).

La síntesi del filtre s'ha realitzat per taules; la pulsació de tall és la següent:

$$\omega_n = (2 * \pi * 2000) \text{Rad} / s \quad (\text{Eq. I-6})$$

El resultat de les premisses dóna una estructura amb dues cèl·lules de segon ordre cada una i uns coeficients:

N	Circuit	m	q	F(s)
4	1	$m_1 = 0.9238$	$q_1 = 1.0823$	$1/(s^2 + 1.8477s + 1)$
	2	$m_2 = 0.3826$	$q_2 = 2.631$	$1/(s^2 + 0.7653s + 1)$

Com que la impedància d'entrada no és un requeriment del sistema, podem triar el valor que es vulgui i continuar el càlcul a partir d'aquí.

Per tant, donada la fórmula del càlcul d'aquest tipus de filtre:

$$\omega_n = \frac{1}{R_0 C_0} \quad (\text{Eq. I-7})$$

sent R_0 i C_0 els condensadors genèrics, podem obtenir els condensadors i les resistències que s'han de col·locar seguint les indicacions típiques en el càlcul d'aquest tipus de filtre, que es mostren sobre la figura I-10.

Si triem una R_0 de 1.000 ohms, el condensador C_0 dependrà directament d'aquest valor i de la pulsació de tall.

$$C_0 = \frac{1}{\omega_n * R_0} = \frac{1}{4000\pi * 1000} = 79.6nF \quad (\text{Eq. I-8})$$

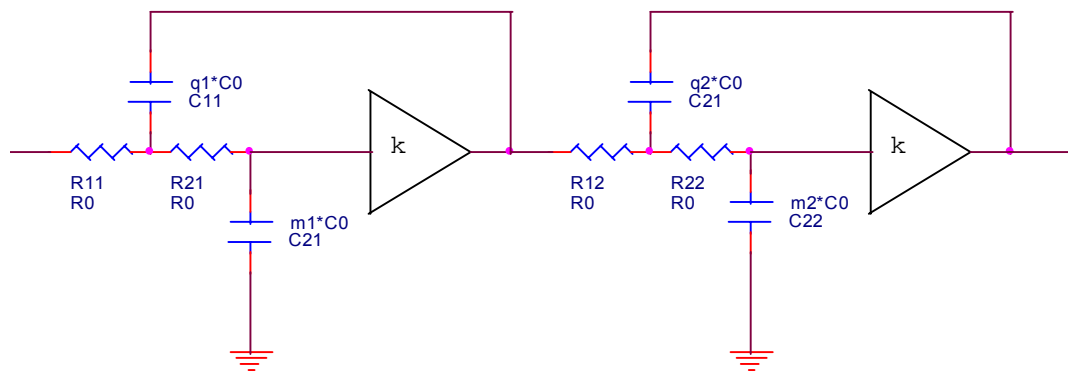


Fig. I-10. Estructura del filtre del sistema de captació del corrent

Tenint en compte els valors i les recomanacions per al càlcul de les cel·les dels filtres, calculem el valor dels components:

$$\begin{aligned} R_{11} = R_{21} = R_{21} = R_{22} = R_0 &= 1k\Omega \\ C_{11} = q_1 * C_0 &= 1.0823 * 79.6nF = 86.1nF \\ C_{21} = m_1 * C_0 &= 0.9238 * 79.6nF = 73.51nF \\ C_{12} = q_2 * C_0 &= 2.6131 * 79.6nF = 208nF \\ C_{22} = m_2 * C_0 &= 0.3826 * 79.6nF = 30.4nF \end{aligned} \quad (\text{Eq. I-9})$$

Evidentment, aquests valors no coincideixen amb els que es poden triar en la realitat. S'ha optat per fer una tria de condensadors existents al mercat i posteriorment fer un estudi en MatLab de la resposta del filtre per determinar-ne la validesa.

Val a dir que, com que el guany estàtic del filtre ha de ser d'1, els dos circuits amplificadors necessaris per a la implementació del filtre seran simplement dos circuits seguidors. A la figura I-11 es mostra el circuit resultant amb els valors normalitzats dels condensadors.

$$C_{11} = 100nF ; C_{21} = 68nF ; C_{12} = 220nF ; C_{22} = 33nF$$

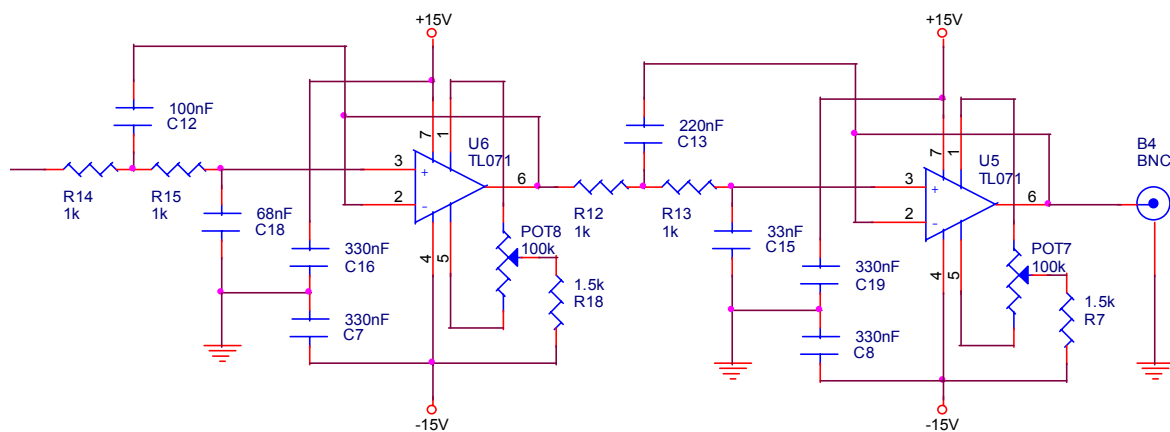


Fig I-11. Esquema del filtre del sistema d'adquisició de corrent

Per portar el resultat sobre el MatLab, recordem les expressions de cada una de les cel·les del filtre.

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{k_x}{R_0^2 C_{1x} C_{2x} s^2 + 2R_0 C_{2x} s + 1} \quad (\text{Eq. I-10})$$

Com que hi ha dues cèl·lules, el resultat del filtre complet serà:

$$\frac{V_o}{V_i} = \frac{k_1}{R_0^2 C_{11} C_{21} s^2 + 2R_0 C_{21} s + 1} * \frac{k_2}{R_0^2 C_{12} C_{22} s^2 + 2R_0 C_{22} s + 1} \quad (\text{Eq. I-11})$$

En col·locar els valors reals sobre la funció anterior de transferència i sol·licitar el diagrama de Bode en MatLab, resulta la resposta indicada a la figura I-12.

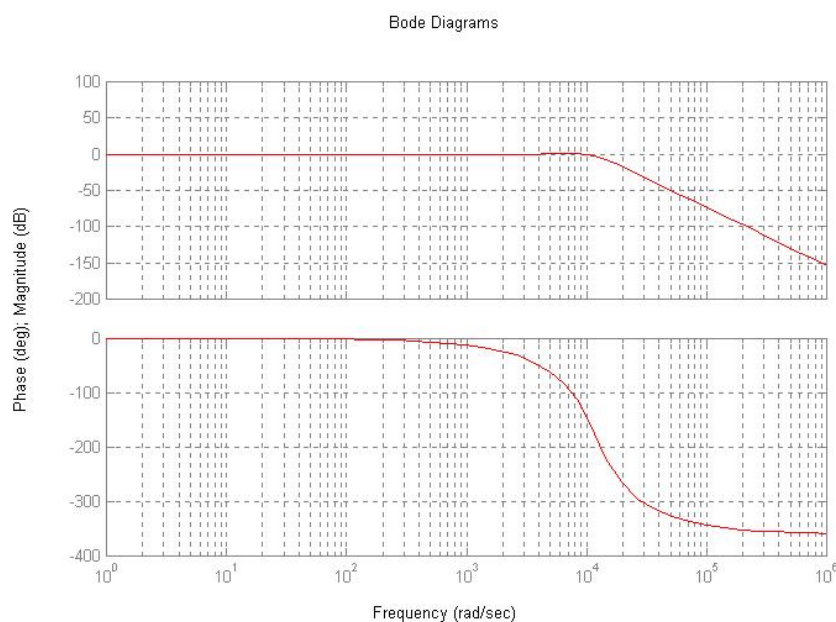


Fig. I-12. Diagrama de Bode del filtre implementat

A la figura podem observar que la resposta amb els components reals és adequada per al que pretenem, ja que la nova freqüència de tall està a l'entorn de 10.000 rad/s, és a dir, uns 1.600 Hz.

Pel que fa a la fase, sol·licitem al MatLab que ens doni la fase per a la freqüència de 100 Hz, freqüència màxima fonamental que aplicarem al motor (recordem que implica una velocitat de 3.000 rpm). El resultat és un retard d'uns 200 μ s.

I.1.2 Sistema de mesura de la velocitat

El sistema d'adquisició de velocitat ens servirà per poder comprovar l'error existent entre el valor real i el valor estimat per al sistema implementat.

Davant les diverses possibilitats que hi ha respecte a la mesura de velocitat, la disponible en el sistema que s'ha de controlar és a través de dinamo tacomètrica (DT), les característiques de la qual s'expliquen a continuació en aquest annex. La dinamo tacomètrica dóna una tensió proporcional a la velocitat a què gira el seu eix, en aquesta bancada, solidària a l'eix del motor.

El valor de tensió que proporciona la DT a la sortida és de 0,06 V/rpm, amb valor positiu si gira en sentit horari i negatiu si gira en sentit antihorari. Això ens proporciona la informació que, a la velocitat nominal del motor, tindrem aproximadament uns 90 V de tensió. Si a més observem aquest senyal, ens adonem que és un senyal ple d'interferències a causa de diversos aspectes, com ara la mateixa commutació de les escobretes o el soroll introduït per la commutació del pont inversor.

Per aquestes raons, a més d'adaptar el senyal de la dinamo, cal filtrar perquè el valor convertit finalment en el convertidor A/D sigui un valor fiable per tractar-hi i poder tancar el llaç de velocitat.

Per a la solució de la tensió elevada, el primer que tenim és un divisor de tensió ajustable per reduir aproximadament en 100 el valor de la tensió.

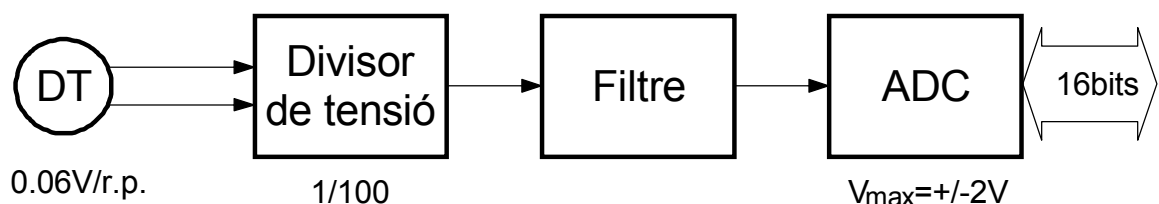


Fig. I-13. Sistema sensor de la velocitat

D'aquesta manera, sabent que la tensió màxima d'entrada dels convertidors és de ± 2 V, tindrem que el valor màxim a què pot anar el motor implicaria una tensió a la dinamo tacomètrica de ± 200 V, la qual cosa significa una velocitat del motor de ± 3.333 rpm.

Després d'adequar el valor de la tensió als marges imposats per l'entrada del convertidor, s'adaptarà la impedància mitjançant un sistema seguidor i posteriorment es filtrarà amb un filtre Sallen-Key de quart ordre. Aquest sistema de mesura està dissenyat de manera que entrega al convertidor un senyal cent vegades més petit i filtrat que el que ens ofereix la dinamo tacomètrica i, a més, el signe de la tensió indicarà el sentit de gir del motor, respectant la relació sentit-signe que dona la dinamo en qüestió.

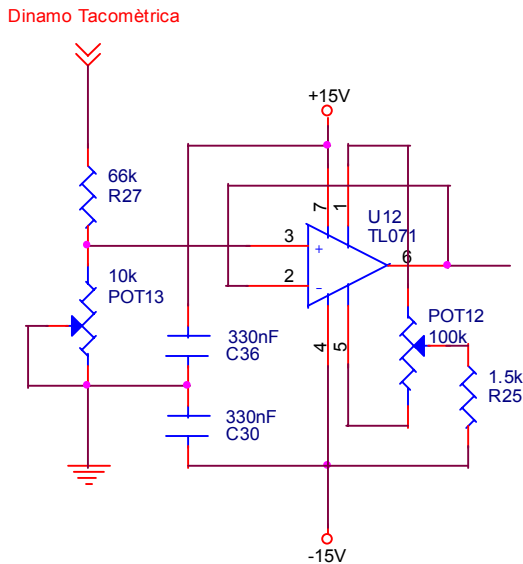


Fig I-14. Adequació de tensions i impedàncies en la mesura de la velocitat

El sistema d'adquisició de velocitat just abans de l'entrada dels conversors A/D continguts en l'entorn del DSP és el que es mostra a la figura I-14.

Circuit divisor de tensió i adaptador d'impedàncies. A través del potenciòmetre 13 es pot ajustar la relació real que es pretén 1/100 i el circuit amb amplificador operacional que el segueix, en adaptar la impedància del divisor de tensió i el circuit del filtre que va connectat a la sortida d'aquest AP.

Cal fer notar que l'ajust del potenciòmetre pels valors adients serà aproximadament de 66 ohms i que aquest ajust es realitzarà pràcticament amb elements de mesura prou precisos per garantir la relació 1/100.

El circuit del filtre es mostra a la figura I-15.

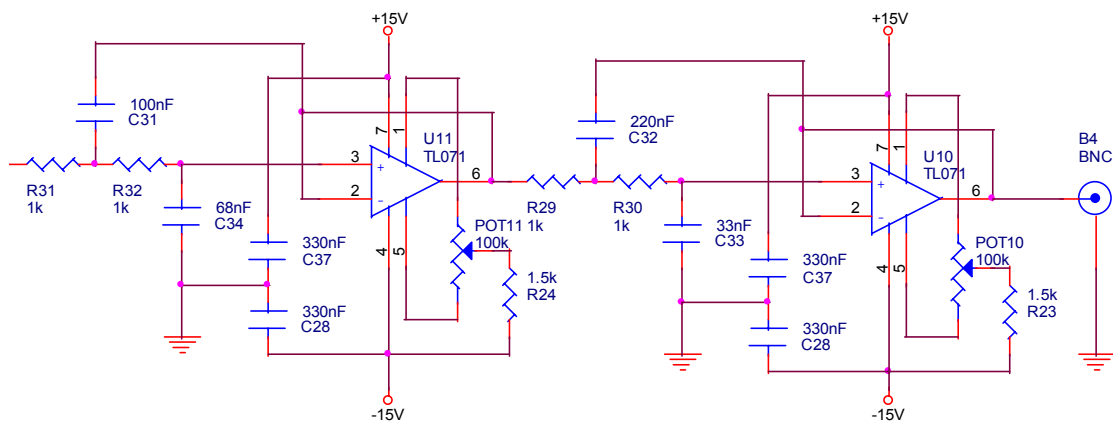


Fig. I-15. Esquema del filtre del sistema d'adquisició de corrent

Cal fer notar diverses qüestions.

La primera és que els potenciòmetres que apareixen a l'esquema ens permetran ajustar, de cada amplificador operacional, el seu valor d'offset, i d'aquesta manera no tindrem valors de mesura erronis.

La segona és que la sortida d'aquest circuit és on es col·locarà l'oscil·loscopi per reflectir la resposta de control vectorial. Per tant, es tindrà present que a la sortida d'aquest circuit tindrem un valor de tensió proporcional a la velocitat, concretament amb la relació:

$$U_o = 6 \times 10^{-4} \frac{V}{rpm} \text{ i el màxim de velocitat mesurable és } \pm 3.333 \text{ rpm.}$$

I.1.3 Pont inversor trifàsic i les seves proteccions hardware

Per aplicar la tensió desitjada pel control implementat ens cal, evidentment, un pont inversor de potència. El sistema emprat és un inversor trifàsic amb IGBT que s'alimenta d'un bus de contínua de tensió que prové de la rectificació i el filtratge d'una estructura PD-3.

Podríem dividir aquest sistema en tres parts: en la primera, la part de potència, hi ha tots els elements que intervenen més o menys en el subministrament directe de la tensió al motor; en la segona part, la de control de la part de potència, hi ha circuits *drivers* que s'encarregaran, a partir del senyal generat pel modulador vectorial i col·locat a la DIO32, de fer commutar els IGBT de la manera adequada; la tercera part és l'encarregada de les proteccions del maquinari del sistema. Sembla evident que en un sistema complex com és el del circuit inversor ens calen algunes proteccions i, a més, cal traspasar informació de l'estat del sistema i mesures realitzades cap al control.

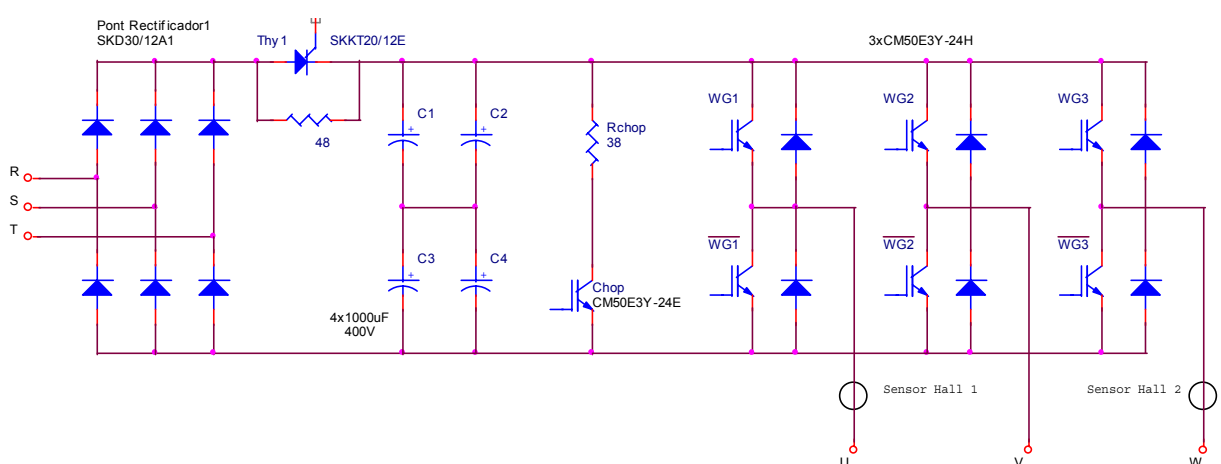


Fig. I-16. Rectificador, filtre i pont inversor de potència

I.1.3.1 Part de potència

L'etapa de potència consta d'un convertidor AC/CD, d'un ondulator trifàsic pròpiament dit i d'una branca governada per un IGBT (*chop*) per facilitar la frenada regenerativa dels motors. L'esquema es mostra a la figura I-16.

El convertidor AC/DC està format per un rectificador trifàsic de topologia PD-3 i una bateria de condensadors de filtratge al bus de capacitat resultant aproximada 1.000 uF. Com sabem, en l'instant inicial el corrent de càrrega d'aquests condensadors pot ser molt elevat i podria arribar a fer malbé el pont rectificador; per això sempre hi haurà una resistència connectada a la sortida del rectificador (48 ohms) fins que la tensió del bus no arribi a un cert llindar ajustable. Quan el valor del bus ha arribat a aquest llindar, el SCR de la figura rep polsos i curtcircuita aquesta resistència limitadora. El circuit de mesura i control d'aquest llindar serà, per tant, la primera protecció del hardware que caldrà tenir en compte.

Pel que fa a l'ondulator, es disposa de tres mòduls de dos IGBT cada un i dos díodes. Aquests mòduls estan connectats tots tres al bus de contínua; el bus de contínua té als seus extrems uns condensadors per intentar eliminar els efectes inductius del cablatge. Com tothom sap, dos interruptors d'una mateixa branca no poden activar-se mai al mateix temps, ja que ocasionaria el curtcircuit immediat del bus de contínua i segurament la destrucció immediata d'ambdós interruptors. Acaba d'aparèixer una segona protecció per implementar.

La branca de frenada en estats regeneratius del pont només pot entrar realment quan aquesta situació es produeixi i no abans, i cal que deixi d'actuar justament quan la frenada regenerativa del motor deixi de produir-se. Perquè aquesta branca entri en acció, cal estar segurs que la situació s'està produint, i la manera de detectar-ho és justament augmentant la tensió en el bus de contínua per sobre d'un llindar evidentment superior al de la tensió normal de treball del bus. Aquest circuit de control conformarà una altra protecció per implementar.

D'aquesta part també cal esmentar que, partint del bus de contínua ja establert, penja d'aquest una font commutada que servirà per alimentar tota la resta de circuits, com per exemple l'alimentació que cal aplicar a la porta dels IGBT per activar-los i que ha de tenir un aïllament galvànic, sobretot per als interruptors superiors de les branques.

I.1.3.2 Part de control

Considerarem com a part de control els circuits disposats a fer arribar la tensió necessària per fer conduir els IGBT quan l'entrada d'aquest sistema ho sol·liciti. Aquesta part del sistema es coneix amb el nom d'accionament.

Per a l'excitació de les portes dels IGBT cal l'aportació d'un corrent important, per a la càrrega ràpida de la capacitat paràsita del MOSFET associat a la porta de l'IGBT, en un temps suficientment breu. A la vegada, el seu bloqueig planteja una situació similar, però en aquest cas el corrent serà negatiu. Un altre problema és que les tensions necessàries per controlar la porta de l'IGBT no solament no són tensions TTL, sinó que a més no totes les portes estan referenciades al

mateix punt. Passa que en els transistors superiors de les branques el seu emissor està connectat a la sortida, i cal desplaçar la referència de tensió del control en aquests punts. Finalment, un altre aspecte important és aïllar galvànicament el control i la potència, per poder evitar així fuites de corrent.

Aquesta part del circuit tindrà la missió, a més de saturar i tallar l'IGBT, de detectar quan aquest es troba en estat de dessaturació, és a dir, quan, circulant un corrent important per l'IGBT, la tensió col·lector-emissor d'aquest comença a pujar. És evident que hem de protegir l'IGBT d'aquesta situació, ja que comporta una pujada de la potència dissipada per aquest component i podria ser fatal.

I.1.3.3 Proteccions del hardware del sistema

El tractament dels possibles errors en el sistema sempre ha de portar a una desactivació total dels IGBT del pont inversor. A més d'això, es notificarà a través de LED quin ha estat l'error que s'ha produït i s'esperarà l'actuació sobre el polsador de reconeixement d'error per a la continuació del funcionament normal, si és que l'error ha desaparegut.

Les tasques que ha de dur a terme aquesta part del sistema són les següents:

- Detectar un sobrecorrent en qualsevol de les tres fases (**OC**).
- Detectar sobretemperatura al pont inversor (**OT**).
- Detectar dessaturació en qualsevol dels set IGBT (**DS**).
- Detectar sobretensió al bus de contínua (**OV**). Aquest aspecte es pot veure com una fallada o no en funció del tipus de càrrega que posem al pont; pot ser, per tant, habilitada o deshabilitada.
- Control sobre la resistència de càrrega inicial del bus de contínua.
- Realitzar un retard del hardware perquè mai no hi puguin haver els dos interruptors de la branca activats simultàniament.

I.1.3.3.1 Detecció de sobrecorrent (OC)

El pont inversor proporciona dos transformadors de corrent d'efecte Hall amb una relació de transformació de 80 mV/A. Si a la sortida d'aquests dos sensors apliquem un circuit amb amplificador operacional, podrem obtenir el valor del tercer corrent de fase si realitza l'operació següent:

$$U_O = -U_A - U_B \quad (\text{Eq. I-12})$$

Sempre que la U_A sigui proporcional al corrent de la fase R i U_B sigui proporcional al corrent de la fase T, el valor de la sortida d'aquest circuit serà un corrent proporcional a la fase S.

Un cop realitzada aquesta operació, tenim tres senyals proporcionals als tres corrents de fase. Si rectifiquem amb un rectificador PD-3 i la sortida la portem a dos comparadors, un per als semicicles positius i un altre per als negatius, podem obtenir a la sortida d'aquests informació de si hi ha un corrent que supera un llindar màxim de corrent positiu o negatiu.

El llindar del corrent que es considerarà com a màxim corrent pot ser seleccionat a través d'un seguit de resistències.

L'equació que defineix el corrent màxim en funció de la resistència és la següent:

$$I_{max} = \frac{1}{0.08} \left[\left(\frac{15 * R_x}{27k + R_x} \right) + 0.67 \right] \quad (\text{Eq. I-13})$$

Amb aquesta fórmula podem veure que, per a una resistència seleccionada de 1.000 ohms, el valor màxim de corrent queda limitat aproximadament a 15 A, valor proper al màxim valor de mesura a què hem adequat la mesura de corrent.

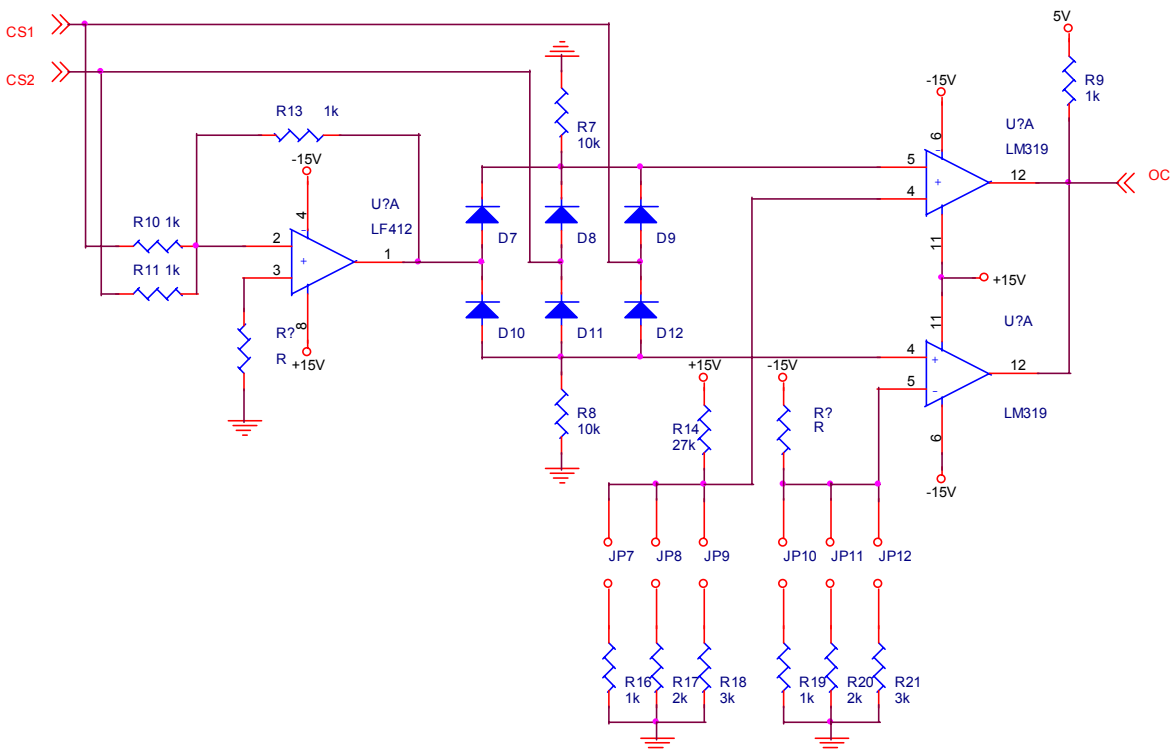


Fig. I-17. Esquema del detector de sobrecorrent

I.1.3.3.2 Detecció de sobretemperatura (OT)

La detecció de sobretemperatura es basa en la mesura d'aquesta magnitud a través d'un circuit integrat AD590, que és un sensor de corrent que proporciona un corrent proporcional a la temperatura, amb una relació d' $1\mu A / ^\circ K$. Amb un circuit convertidor corrent/tensió que doni una

sortida d'1 mV/°K i amb un circuit comparador amb un llindar seleccionable, podem triar la temperatura que interpretarem com a màxima i sobre la qual ha d'actuar el circuit de proteccions.

Així, el valor de la temperatura a què el circuit actuarà serà superior a la indicada per la fórmula, funció del valor de l'ajust del potenciòmetre R30.

$$T^a (^{\circ}C) = \left[\left(\frac{5 * 1k}{1k + R_x} \right) * 1000 \right] - 273 \quad (\text{Eq. I-14})$$

El fabricant no determina quina és la temperatura màxima de funcionament de l'equip. És per això que s'ha aproximat a un valor de 70°C i en funció d'això s'ha ajustat el valor del potenciòmetre a un valor de 13.500 ohms, resistència obtinguda a partir de resoldre la fórmula que s'ha exposat abans. La figura I-18 mostra el circuit detector de sobretemperatura.

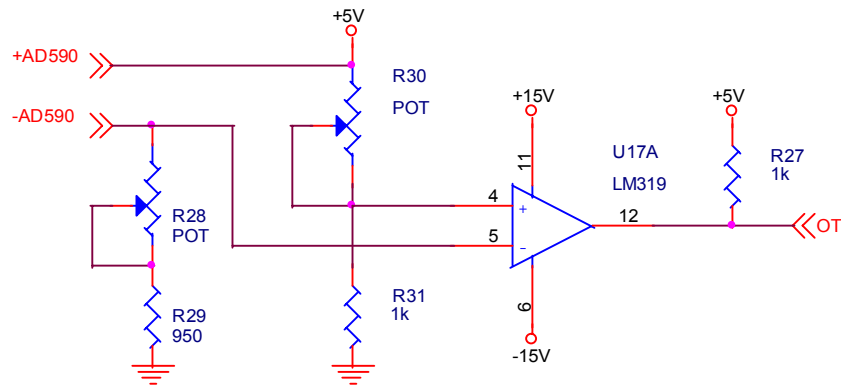


Fig. I-18. Esquema del detector de sobretemperatura

I.1.3.3.3 Detecció de dessaturació als IGBT (DS)

La detecció que un IGBT està entrant en dessaturació és una informació que subministra el mateix equip de l'inversor. Igual que hi ha circuits *drivers* que actuen sobre els IGBT aplicant una tensió TTL, tenim que el circuit de l'ondulador informa, a través de sortides separades, si qualsevol dels seus set IGBT està en dessaturació.

La part implementada de proteccions només ha de detectar que el sistema està informant d'aquesta fallada i inhabilitar la transmissió dels polsos corresponents a tot el pont inversor, incloent-hi l'IGBT del *chopper*.

I.1.3.3.4 Detecció de sobretensió (OV)

Com s'ha comentat en un paràgraf anterior, aquest aspecte de funcionament de l'inversor es pot interpretar com una fallada del sistema o no. Si en cap cas no accionem amb l'inversor quelcom que pugui fer una frenada regenerativa, la tensió del bus de contínua no pujarà mai si no és per una

fallada d'alguna altra cosa del sistema; per tant, segons que ho seleccionem amb el *jumper* pertinent, podem fer que es detecti una pujada de tensió i s'inhabilitin els polsos sobre els IGBT i el sistema s'aturi.

Per poder fer aquesta funció, cal saber la tensió del bus. Per a aquesta missió hi ha connectat al bus un integrat, HCLP-7800, que dona a la sortida una tensió diferencial, aïllada galvànicament, proporcional a la tensió del bus.

Com que sabem la relació de la tensió a la sortida d'aquest integrat respecte a la tensió del bus, hi connectem un circuit comparador que detecti quan la tensió del bus sobrepassa un valor determinat. Quan el llindar ajustat sigui sobrepassat, saltarà la protecció per sobretensió.

El dintell que s'ha ajustat és el de 600 V, valor superior a la tensió normal que hi ha d'haver al bus de contínua, que serà habitualment 537 V, tensió de pic d'un senyal trifàsic rectificat amb un rectificador PD-3 i filtrat en tensió.

Per fer aquesta funció el circuit que fem és el de la figura I-19.

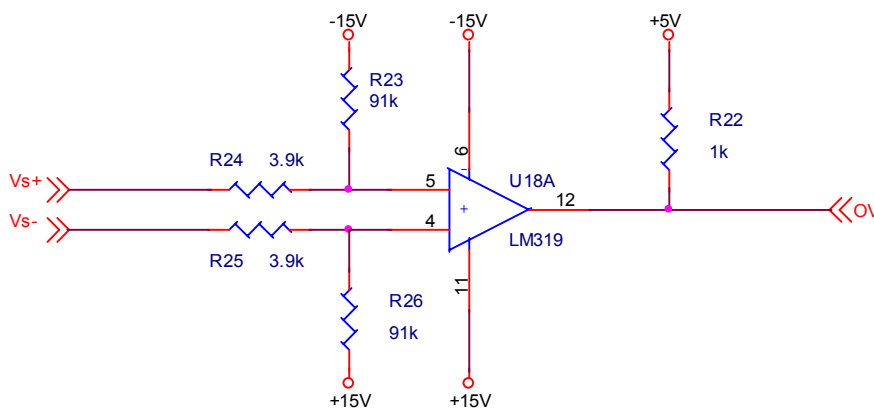


Fig. I-19. Circuit detector de sobretensió

No obstant això, en els casos en què tenim càrregues susceptibles de tenir una frenada regenerativa, pot ser que ja sigui normal que la tensió del bus pugui pujar quan passa aquesta situació, i aleshores només cal descarregar una mica els condensadors del bus, o dit d'una altra manera, transformar una mica d'aquesta energia recuperada, per exemple, abocant-la sobre una resistència, anomenada resistència de frenada.

Per a aquestes situacions no ha de saltar l'avís d'error, sinó simplement actuar sobre l'IGBT encarregat d'aquesta funció.

És per això que, quan se supera el dintell prefixat, que per anar bé hauria de ser inferior al que es feia referència en el circuit anterior, s'ha d'activar l'IGBT tenint present que no s'ha d'activar d'una manera continuada, sinó que ha de fer un consum trossejat.

Per fer aquesta funció, s'ha optat per un circuit restador que no actuarà sempre que el valor de la tensió diferencial oferta pel circuit integrat HCLP-7800 estigui per sota del valor prefixat, i que quan sigui superat, habilitarà la sortida d'un circuit oscil·lador que col·locarà un senyal quadrat a l'entrada de l'accionament de l'IGBT del *chopper*.

El circuit per detectar la tensió diferencial és el següent:

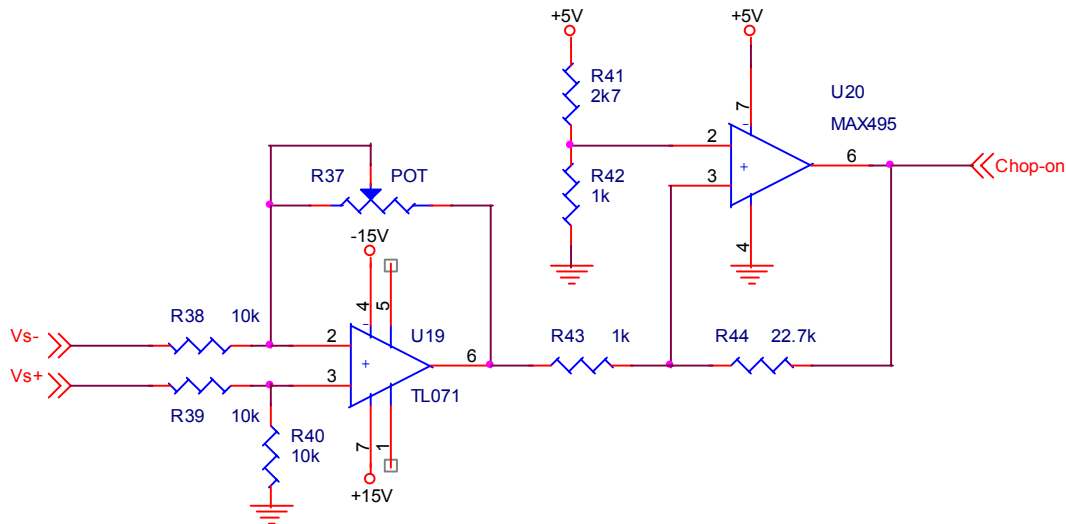


Fig. I-20. Esquema del circuit d'activació de la resistència de frenada

I.1.3.3.5 Control de càrrega del bus de contínua

Al marge de si la tensió del bus està per sobre d'uns màxims, recordem que la posada en marxa del sistema té una peculiaritat en la càrrega dels condensadors del bus. En el moment inicial, com ja s'ha explicat abans, hi ha una resistència col·locada en sèrie per limitar el corrent de càrrega del circuit i que, quan la tensió del bus ha arribat a un nivell prou elevat, cal curtcircuitar-la amb l'SCR que hi ha col·locat en paral·lel. El circuit que activarà aquest SCR també ha de partir de la mesura de la tensió de bus; per tant, emprarem la tensió de l'integrat HCLP-7800 per detectar el nivell de tensió del bus i, quan aquesta sigui aproximadament superior al 60% de la tensió del bus, activarem l'SCR mitjançant el circuit de la figura I-21.

Cal parar atenció a l'ajust d'aquest circuit, ja que si l'SCR no es posa a conduir tot el corrent absorbit pel bus, haurà de passar a través de la resistència de càrrega, que és de 48 ohms, la qual cosa podria ocasionar o bé una limitació evident del corrent de sortida de l'inversor, i per tant un mal funcionament, o bé la possible destrucció d'aquesta resistència.

La sortida marcada com a Vdc-on és la que activarà l'SCR.

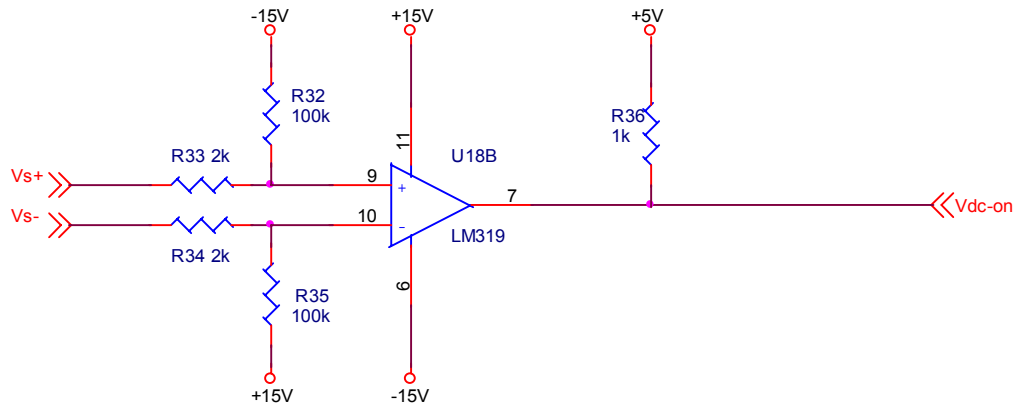


Fig. I-21. Esquema del circuit d'activació de l'SCR de protecció dels condensadors del bus de contínua

I.1.3.3.6 Control del *blanking-time*"

Finalment, ens trobem que les tensions de control que pretenen activar els IGBT del pont inversor passen per uns registres de desplaçament amb reinicialització asíncrona per tal de tenir en compte els temps morts dels IGBT, tot i que aquests circuits poden inhabilitar-se si ja s'han tingut presents en el software.

Malgrat la fiabilitat del sistema anterior, s'han dissenyat tres grups de cèl·lules lògiques, que a través de portes XOR evita que hi pugui haver dos estats alts a les corresponents portes de dos IGBT de la mateixa branca.

L'activació de les sortides serà possible sempre que no estigui activat cap dels senyals d'error que hem descrit abans.

El circuit que implementa tot aquest conjunt de proteccions no es detalla a continuació, ja que no és objecte primordial del sistema.

I.1.4 El PC

A l'interior del PC –recordem que aquest fa la tasca d'ordinador central– podem trobar el que és pròpiament l'entorn del PC, i instal·lat en el seu interior, punxat al bus ISA, tenim l'entorn del DSP. Per tant, dins del PC podem realitzar tasques d'una manera independent, però amb una gran facilitat de traspàs de paràmetres entre els dos sistemes, Pentium i DSP.

Les tasques assignades al DSP seran les més properes a l'entorn físic que s'ha de controlar, modulador vectorial per l'accionament de l'inversor i captura dels valors de les magnituds físiques. La resta de tasques s'ha deixat per a l'entorn propi del PC.

El problema principal de treballar amb dos entorns amb microprocessador és el traspàs de la informació perquè tots dos puguin treballar alhora. En aquest entorn això no ofereix cap problema perquè l'entorn del DSP està sobre el bus ISA i, a més, com s'ha comentat anteriorment, aquest entorn DSP disposa d'una memòria de doble port (DPRAM), que serà l'element clau del traspàs de paràmetres.

El traspàs d'informació serà bàsicament:

Del PC al DSP constant (paràmetres constants del modulador vectorial):

- T_z
- T_{min}
- Tensió al bus de contínua

Del PC al DSP variable (paràmetres variables del modulador vectorial)

- Mòdul de V_{ref}
- Freqüència del senyal (en rad/s)
- Fase del vector V_{REF}
- Bit de *start/stop* del modulador

Del DSP al PC

- Lectura del corrent a la fase A
- Lectura del corrent a la fase B
- Lectura de la velocitat

A més de l'evident engegada del sistema del DSP pel PC.

I.1.4.1 Entorn DSP (PC/C32)

L'entorn DSP disponible és el PC/C32 de la marca Loughborough Sound Images (LSI). Aquest entorn és flexible quant a la possibilitat de tenir plaques filles, pel que fa a la memòria i a la capacitat d'entrades i sortides. El sistema en conjunt disposa de dues plaques filles, la PC/32DIO i l'AMD/D16QS.

I.1.4.1.1 PC/C32 (entorn general del DSP)

Pel que fa a l'entorn principal, podem dir que treballa amb un microprocessador TMS320C32 de Texas Instruments de 50 MHz, el qual té un bus de dades de 32 bits i és de coma flotant (40). El sistema en general disposa de diversos bancs de memòria, un primer banc propi de 32 k*32, un segon banc de 512 k*32, una RAM de doble port de 2 k*16 i 32 k*8 de memòria EPROM.

L'entorn té un bus d'expansió paral·lel DSPLINK de 32 bits a una velocitat de 33 MB/s a màxima velocitat de transferència.

Pel que fa a la velocitat de transmissió de dades amb l'ordinador central on se situa aquest entorn, es fa a través de la DPRAM, a través d'un bus de dades de 16 bits i a la velocitat estàndard del bus ISA (8,33 MHz) permet una relació de transferència a 16 bits de 5,55 MB/s.

A aquesta part de l'entorn és on s'enviarà el programa que generarà la modulació vectorial amb els paràmetres que provenen del control implementat al PC i que arriben a través de la DPRAM. Com que aquest entorn s'ha de comunicar amb l'exterior i no només amb el PC, el sistema té les dues plaques filles, ports d'entrada i sortida i convertidors A/D. S'encarregarà, per tant, de realitzar el pas de paràmetres dels valors obtinguts per la placa dels convertidors A/D que reflectiran el valor de les mesures reals i de col·locar a la sortida de la placa d'entrada i sortida els senyals que governaran el pont inversor.

I.1.4.1.2 PC/32DIO (placa d'entrades i sortides digitals)

Aquesta placa filla és, concretament, l'encarregada de transmetre els senyals de control al pont inversor; per això, dels seus quatre ports de vuit bits, configurables com a entrada o com a sortida, n'hi ha un que està com a sortida. La velocitat màxima de refresc de la sortida pot ser de 200 kHz.

Aquesta placa, a més, conté entrades d'interrupció que seran encaminades, en el cas que sigui necessari, a interrupcions del DSP, i a més disposa d'altres entrades i sortides que ens permetran interconnectar el sistema global amb altres sistemes i seqüenciar el traspàs de dades amb molta facilitat.

La comunicació d'aquesta placa filla amb la placa principal de l'entorn DSP es fa a través de DSPLINK.

I.1.4.1.3 AMD/D16QS (placa d'entrades analògiques)

Com s'ha comentat, ens cal fer la lectura de tres variables físiques analògiques com són el corrent de dues fases i la velocitat.

Aquest aspecte del sistema ens obliga a disposar de convertidors analògics i digitals que ens converteixin aquests valors analògics a un format numèric que puguin entendre els microprocessadors; per a això la placa que ara es descriu disposa de quatre convertidors analògics i digitals de 16 bits.

La màxima freqüència de mostratge a què poden treballar els quatre canals és de 50 kHz cada un, i aquests són independents els uns dels altres.

Cal tenir present que la màxima tensió que poden veure aquests convertidors en les seves respectives entrades és de $\pm 2V$, raó que condicionarà l'ajust de la circuiteria analògica de mesura explicada anteriorment en aquest capítol.

Com a menció especial, cal dir que la relació senyal soroll i/o distorsió és de -90 db típica.

I.1.4.2 Entorn PC (Pentium 150 MHz)

El treball de l'entorn PC en el conjunt del sistema és important. És per això que, a més d'uns requeriments mínims de velocitat de processament, ens cal tenir el processador completament dedicat al procés, factor que implicarà escollir amb cura el llenguatge de programació i fins i tot el sistema operatiu.

Pel que fa als requeriments mínims per engegar el sistema descrit en aquest capítol, cal una "slot" del bus ISA lliure per poder punxar-hi la targeta del DSP. És evident que, com més ràpid sigui el processador, menor podrà ser el temps de cicle del llaç de control.

En el projecte desenvolupat, el processador que s'ha fet servir és, concretament, un Pentium de 150 MHz, i això permet arribar a temps de cicle de fins a 100 microsegons.

Com que l'important en el sistema és la velocitat de còmput que pugui tenir el processador, els requeriments de targeta gràfica, pantalla i teclat de l'ordinador no seran problema en cap cas, ja que la interfície amb l'usuari es fa en entorn DOS programat amb el llenguatge C.

En els programes desenvolupats, el PC es dedica inicialment a capturar dades de l'assaig que l'usuari vol realitzar amb una interfície de pantalla i teclat; s'introdueixen per exemple el temps de magnetització, el d'assaig i la velocitat de consigna i després es dedica totalment a assolir la consigna prefixada.

I.2 Descripció de la bancada emprada per a l'experimentació

La bancada emprada per a l'experimentació consta de quatre parts, tres de col·locades sobre un mateix eix, motor asíncron trifàsic, servomotor de continu i dinamo tacomètrica, que formen la part rotatòria, i un grup de resistències de càrrega.

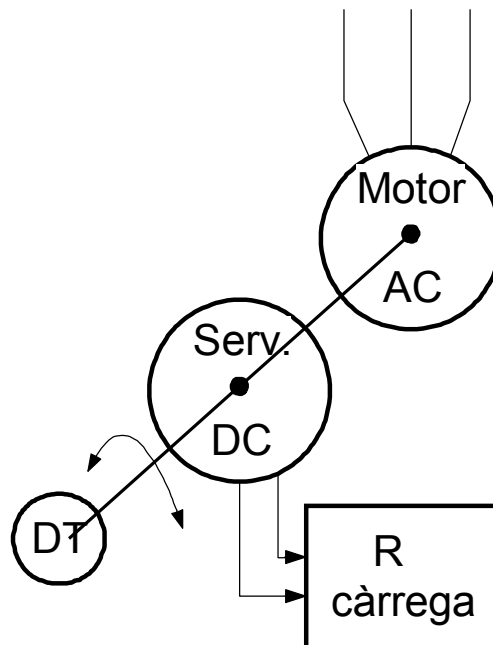


Fig. I-1. Bancada experimental

Sobre el motor asíncron s'assagen els algoritmes implementats. El servomotor de continu, juntament amb les respectives resistències, fan la funció de parell de càrrega sobre l'eix del motor i la dinamo tacomètrica s'empra per fer la mesura de velocitat.

I.2.1 Motor asíncron

Característiques subministrades pel fabricant:

Alimentació estrella	380 V/3,5 A (valor eficaç)
Alimentació triangle	220 V/6 A (valor eficaç)
Potència mecànica nominal	$P_n=2$ Cv=1,5 kW
Velocitat nominal	$\omega_m=1.450$ rpm
Lliscament	$s = 0,033$
Parell de pols	$p = 2$

Rendiment	76,9 %
$\cos(\phi)$	0,8
Inèrcia	$J=0,006 \text{ kg}\cdot\text{m}^2$
Resistència d'estator	$R_1=4,3 \ \Omega$
Resistència de rotor	$R_2=5,05 \ \Omega$
Inductància magnetitzant	$L_m=0,3056 \text{ H}$
Inductàncies de dispersió	$l_S= l_R=0,0147 \text{ H}$
Parell nominal	$T_n=9,8 \text{ N}\cdot\text{m}$
Corrent magnetitzant nominal (eficaç)	$I_{mn}=1,6 \text{ A}$

Taula I-1. Característiques del motor

I.2.2 Servomotor de continu

Dades subministrades pel fabricant:

Tipus	Matador DCM 9B 30/20
Tensió d'induït	200 V
Intensitat estacionària màxima	20 A
Intensitat de pic màxima	90 A
Resistència del rotor (a 25 °C)	0,31 W
Inductància del rotor	2,3 mH
Nombre de pols	4
Classe d'aïllament	F (100 °C d'increment de temperatura)
Constant de temps tèrmica	80 minuts
Velocitat màxima	3.000 rpm
Parell estable màxim	11 N·m
Tensió induïda rotor	57 V/Krpm
Constant de parell a 25 °C	0,55 N·m/A (a $\omega_m=0 \text{ rad/s}$)
Inèrcia del rotor	$10\cdot 10^{-3} \text{ kg}\cdot\text{m}^2$
Pes	22 kg

Taula I-2. Característiques del servomotor

I.2.3 Dinamo tacomètrica

Característiques subministrades pel fabricant:

Fabricant	Radio-Energie
Model	RE.0444 N1S 0.06 EG
Tensió induïda	0,06 V/rpm
Intensitat màxima	0,18 A
Velocitat màxima	10.000 rpm

Taula I-3. Característiques de la dinamo tacomètrica

I.2.4 Banc de resistències del servomotor de continu

Per modificar el valor del parell resistent cal canviar la resistència de càrrega del servomotor de continu. Aquesta resistència està estructurada en un banc de cinc elements interconnectables entre si. A la taula es recullen els diversos valors disponibles.

N. resistència	Valor (ohms)
1	50
2	24
3	16
4	16
5	16

Taula I-6. Valor de les resistències

I.2.5 Parell resistent de la bancada

El parell resistent que ofereix la bancada es pot modelar com un fregament constant i un parell dependent de la velocitat al quadrat

$$M_r = K_0 + K_2 \omega^2 \quad (\text{Eq. I-15})$$

L'expressió resultant que modela aquesta part de la bancada és:

$$M_{\text{bancada}} = 1.087 + 6.1 \cdot 10^{-5} * \omega^2 \quad (\text{Eq. I-16})$$

Val a dir que el valor de parell resistent estarà sempre en la direcció oposada al sentit de gir.

I.2.6 Parell resistent que ofereix el servomotor de continu

A la bancada d'assaig, el servomotor de continu s'empra com a generador; d'aquesta manera, en funció de la resistència o de les resistències de càrrega que es connectin al circuit de l'induït, oferirà més o menys parell de càrrega al motor asíncron de la bancada.

El parell resistent que ofereix el servomotor de continu és proporcional al corrent d'induït que hi circula i a la velocitat del rotor. El fabricant dona aquesta relació a través de l'equació següent:

$$M_{SERVOMOTOR} = (-0.7671 \cdot 10^{-3} \omega_m + 0.55 * I_{INDUIT}) \quad (\text{Eq. I-17})$$

Ens interessa conèixer la relació existent entre la velocitat del servomotor i el parell que oferirà al seu eix. La variable que relaciona aquestes dues magnituds l'anomenem K_1 .

$$M_{SERVOMOTOR} = K_1 * \omega_m \quad (\text{Eq. I-18})$$

Sabem que

$$I_{SERVOM} = \frac{V_{induïda}}{R_{càrrega}} \quad (\text{Eq. I-19})$$

on R de càrrega és el valor de la resistència que es connecta en borns de la màquina; per

$$\text{tant: } M_{SERVOMOTOR} = (-0.7671 \cdot 10^{-3} \omega_m + 0.55 \frac{V_{induïda}}{R_{càrrega}}) \quad (\text{Eq. I-20})$$

La tensió induïda al servomotor és funció de la velocitat de l'eix (dades del fabricant).

$$V_{induïda} = (0.54431 * \omega_m) \quad (\text{Eq. I-21})$$

Finalment:

$$M_{SERVOMOTOR} = (-0.7671 \cdot 10^{-3} + \frac{0.29937}{R_{càrrega}}) * \omega_m$$

(Eq. I-22)

I.2.7 Parell total resistent

El parell total resultant de la bancada i el servomotor serà la suma de l'efecte dels dos:

$$M_{Total} = K_0 + K_1 \omega_m + K_2 \omega_m^2 \quad (\text{Eq. I-23})$$

Amb les dades dels apartats I.2.5 i I.2.6 obtenim l'expressió del parell resistent que tindrà el motor d'inducció en funció de la resistència connectada al servomotor de continu i la velocitat de l'eix.

$$M_{Total} = 1.087 + (-0.7671 \cdot 10^{-3} + \frac{0.29937}{R_{càrrega}}) * \omega_m + 6.1 \cdot 10^{-5} * \omega_m^2$$

(Eq. I-24)