



Escola Universitària d'Enginyeria  
Tècnica Industrial de Barcelona  
Consorci Escola Industrial de Barcelona

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA

**Volum I**  
**Memòria**

# **“Variador de freqüència per a un petit motor altern trifàsic asíncron.”**

TFG presentat per optar al títol de GRAU en  
ENGINYERIA Electrònica Industrial i Automàtica

Per **Joan Pere Buenestado Pérez**

**Pau Cadells Roca**

Barcelona, 5 de Maig de 2015

Director: Joan Domingo Peña  
Departament ESAII  
Universitat Politècnica de Catalunya (UPC)

# ÍNDEX MEMÒRIA

Índex memòria.....	1
Resum.....	5
Resumen .....	5
Abstract .....	5
Agraïments .....	7
<b>Capítol 1: Introducció.....</b>	<b>8</b>
1.1. Objectius .....	8
1.2. Motivacions.....	8
1.3. Antecedents.....	8
1.3.1. Teoria motors de corrent altern.....	9
1.3.1.1. Motors de corrent alterna .....	9
1.3.1.1.2. Principi de funcionament .....	11
1.3.2. Variadors de freqüència .....	14
1.3.1. Modulació per amplada de polsos PWM .....	15
1.3.1.1. Introducció .....	15
1.3.1.1.1. Aplicacions i Avantatges .....	16
1.3.1.1.1. Justificació i implementació.....	16
<b>Capítol 2: Disseny hardware.....</b>	<b>17</b>
2.1. Eines de disseny .....	17
2.2. Implementació física del prototip .....	17
2.3. Font d'alimentació.....	18
2.3.1. Fonts d'alimentació de la lògica.....	18
2.3.1.1. Especificacions .....	18
2.3.1.2. Esquema elèctric .....	21
2.3.2. Font d'alimentació del bus de continua.....	22
2.3.2.1. Especificacions .....	22
2.3.2.2. Esquema elèctric .....	23
2.4. Mòdul del microcontrolador .....	24
2.4.1. Microcontrolador PIC18F4331 .....	24
2.4.2. Característiques .....	25
2.4.3. Connexió.....	27

2.5.	Mòdul de control .....	29
2.5.1.	Driver IR2130 .....	29
2.5.2.	MOSFETs IRF840 .....	30
2.5.3.	Sensor de corrent ACS712 .....	30
2.5.4.	Connexió Mòdul de control .....	31
2.6.	Interfície humana .....	35
<b>Capítol 3: Proteccions .....</b>		<b>36</b>
3.1.	Introducció .....	36
3.1.1.	Protecció per a sobrecorrents .....	36
3.1.2.	Protecció de temperatura .....	39
<b>Capítol 4: Disseny software .....</b>		<b>40</b>
4.1.	Software .....	40
4.1.1.	Llenguatge de programació .....	40
4.1.2.	Eines de Programació .....	41
4.1.3.	Metodologia .....	43
4.1.4.	Microcontrolador PIC18F4331 .....	44
4.1.4.1.	Distribució .....	44
4.1.4.1.1.	Ports .....	45
4.1.4.1.2.	Justificació .....	46
4.1.4.2.	Generació de senyals sinusoïdals. ....	47
4.1.4.3.	Mòduls del microcontrolador .....	48
4.1.4.3.1.	PWM .....	48
4.1.4.3.2.	Convertidor ADC .....	51
4.1.4.3.3.	Temporitzadors .....	54
4.1.4.3.3.1.	Timer1 .....	55
4.1.4.3.4.	Interrupcions .....	56
4.1.4.3.4.1.	Interrupció del Timer1 .....	56
4.1.4.3.5.	Perifèrics externs .....	57
4.1.5.	Diagrama de flux / Ordinograma .....	57
4.1.6.	Funcionament del programa .....	61
<b>Capítol 5: simulacions .....</b>		<b>63</b>
5.1.	Introducció .....	63
5.2.	Eina de simulació .....	63
5.3.	Resultats de les simulacions .....	64
5.3.1.	Generació Senyal PWM .....	65
5.3.2.	Sortides del semi-pont H .....	66

<b>Capítol 6: resultats .....</b>	<b>69</b>
6.1. Introducció .....	69
6.2. Eina de captura .....	69
6.3. Captures.....	70
6.3.1. Generació dels senyals PWM .....	70
6.3.2. Sortides semi-pont H .....	72
<b>Capítol 7: Conclusions .....</b>	<b>75</b>
<b>Capítol 8: Propostes de millora.....</b>	<b>77</b>
8.1. Introducció .....	77
8.1.1. Aïllament mitjançant optoacobladors .....	77
8.1.2. Diferenciació dels plans de massa .....	77
8.1.3. Descàrrega dels condensadors de la font d'alimentació .....	78
8.1.4. Proteccions.....	78
8.1.5. Control de freqüència.....	79
<b>Capítol 9: Bibliografia .....</b>	<b>80</b>
9.1. Bibliografia de Consulta .....	80



## **RESUM**

Aquest projecte consisteix en el disseny i realització d'un prototip electrònic de potència que aconsegueixi la funció de variador de freqüència per a controlar la velocitat i el canvi de sentit d'un petit motor asíncron trifàsic de fins a 200 W de potència.

## **RESUMEN**

Este proyecto consiste en el diseño y la realización de un prototipo electrónico de potencia que cumpla la función de variador de frecuencia para controlar la velocidad y el cambio de sentido de un pequeño motor asíncrono trifásico de hasta 200 W de potencia.

## **ABSTRACT**

This project consists in the design and realization of a power electronics prototype, which fulfils the function of a variable frequency device in order to control the velocity and the sense of rotation of a three-phase asynchronous motor up to 200 W of power.



## **AGRAÏMENTS**

S'aprofiten les següents línies per agrair a totes aquelles persones que han aportat el seu granet de sorra, d'una manera o altra, al llarg d'aquest projecte.

En primer lloc, agrair al tutor del projecte, per l'ajuda aportada quant a resolució de dubtes, cerca de solucions i seguiment del treball, de inici a final. Sobretot per les hores dedicades els últims dies abans de l'entrega, fins i tot a hores intempestives, pels seus missatges d'ànim i motivació.

De igual manera a tots aquells professors, que han solucionat els nostres dubtes sorgits durant la realització del projecte. Tant de forma teòrica mitjançant els seus coneixements com de forma pràctica facilitant les eines necessàries per tal d'assolir els millors resultats.

D'altra banda, agrair també, als tècnics de laboratori del departament d'electrònica, que ens han proporcionat tot el material imprescindible pel muntatge del prototip. A més d'un magnífic ambient de treball durant el dia a dia al taller d'electrònica de l'escola.

Agrair també a aquells companys que han realitzat el seu treball final de grau durant aquest quadrimestre, ja que amb ells s'han compartit coneixements, dubtes i experiències.

Per últim, però no per això menys important, agrair també als familiars i amics que en tot moment han estat presents facilitant la feina d'aquest projecte tant de manera tècnica com econòmica i moral.

# **CAPÍTOL 1:**

# **INTRODUCCIÓ**

En aquest capítol introductori es donaran a conèixer tant els objectius com les motivacions d'aquest projecte, s'introduirà al lector en situació en relació a la teoria respectiva als motors com el que s'ha emprat en el desenvolupament del projecte, i s'exposaran les diferents opcions que existeixen per tal de controlar la velocitat d'aquests motors.

## **1.1. Objectius**

L'objectiu principal d'aquests projecte es el desenvolupament d'un dispositiu electrònic que permeti al usuari controlar tots els aspectes, anteriorment esmentats, relatius a un motor asíncron trifàsic de fins a 200 W.

## **1.2. Motivacions**

Es tracta d'un projecte ambiciós on la principal motivació és la conclusió d'una formació acadèmica en electrònica industrial i automàtica, realitzant un projecte on convergeixen gran part de les branques de l'electrònica, com son l'electrònica de potència, digital, analògica, la programació de microcontroladors, etc.

## **1.3. Antecedents**

A continuació es fa una breu introducció en el camp dels motors elèctrics, i més concretament dels motors asíncrons trifàsics, la seva estructura i el seu principi de funcionament, així com les diferents maneres existents per controlar-ne la velocitat.

### 1.3.1.

### Teoria motors de corrent altern

Fent referència als trets característics del motor a controlar, es pot dividir aquesta breu posada en situació de la següent manera:

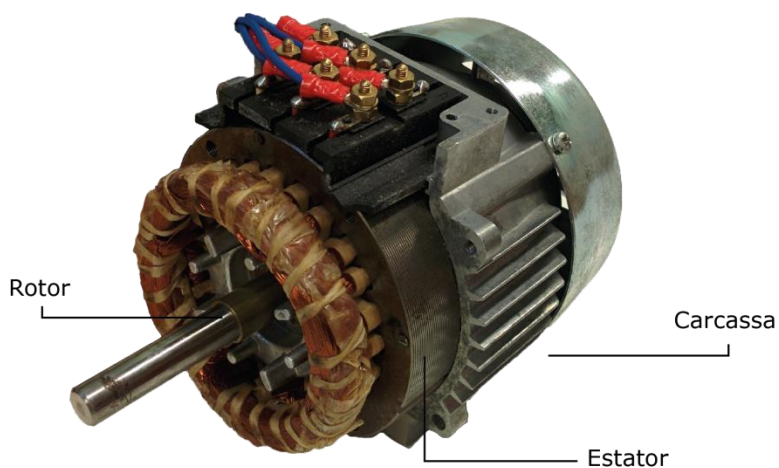
#### 1.3.1.1.

#### Motors de corrent alterna

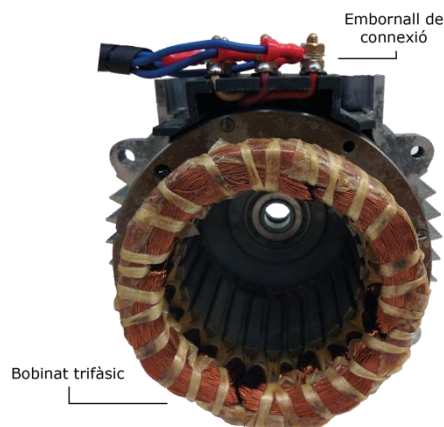
Els motors de corrent alterna són màquines de transformació d'energia elèctrica en energia mecànica. El fet que siguin motors de disseny senzill, fa que tinguin baixos costos tan de producció com de manteniment, i que suportin la seva connexió directa a la xarxa, el situen com a un dels motors més utilitzats tant en aplicacions industrials com fins i tot particulars.

Es podria afirmar que els motors de corrent alterna es classifiquen en síncrons, i asíncrons, atenent a la sincronització de la freqüència del corrent d'alimentació i la rotació del seu eix. I en monofàsics i trifàsics segons les fases d'alimentació necessàries.

En el cas dels motors asíncrons trifàsics, la composició, tal i com es pot veure a la **Figura 1.1.**, ve donada per una part fixa, o estator, que es tracta d'un anell cilíndric de xapa magnètica protegit exteriorment per una carcassa. L'estator disposa de unes ranures internes on es situa el bobinat inductor corresponent. Es tracta d'un bobinat compost de tres bobines desfasades  $120^\circ$  entre sí. A la **Figura 1.2.** s'observa l'estator del motor utilitzat.



**Figura 1.1.** Motor altern trifàsic asíncron.



**Figura 1.2.** Estator del motor.

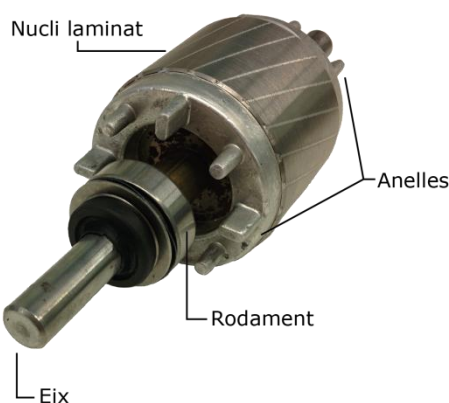
Una part mòbil, o rotor, que pot ser de dos tipus:

Bobinat, que com indica el seu nom, es tracta de un rotor constituït per un debanat trifàsic de fil esmaltat. Cadascun dels tres extrems d'aquest debanat es connecten en estrella i els altres van connectats a l'exterior mitjançant tres anells que freguen amb tres escombretes, finalment s'ha de fer una connexió externa en estrella, amb cables, per tancar el circuit del rotor.

Aquests fregaments i connexions generen la necessitat de un manteniment inexistent en els rotors de tipus gàbia d'esquirol, que constitueixen aproximadament el 95% dels rotors d'avui dia.

El rotor en gàbia d'esquirol consisteix en un nucli de ferro laminat amb ranures axials on s'hi situen els conductors, habitualment de coure o alumini. Els extrems d'aquests estan curtcircuitats entre ells mitjançant dues anelles situades cadascuna a un extrem. Habitualment els conductors s'inclinen lleument al llarg de la longitud del rotor, tal i com s'aprecia a la **Figura 1.3.**

Aquesta inclinació té la finalitat de evitar l'atracció de les barres de l'estator, que bloquejarien el rotor, i reduir el soroll i els harmònics que apareixen en la rotació.



**Figura 1.3.** Rotor del motor altern trifàsic asíncron.

## 1.3.1.2.

## Principi de funcionament

El cas que ocupa aquest projecte és el funcionament d'un motor de corrent alterna, trifàsic i asíncron.

El fet que sigui asíncron implica que la freqüència del corrent d'alimentació serà asíncrona respecte el gir de l'eix del motor, i la necessitat de la inducció electromagnètica del corrent elèctric del rotor pel camp de l'estator, la qual cosa fa que no requereixi una commutació mecànica, sinó que es veu autoexcitat per part o tota l'energia transferida de l'estator al rotor.

D'altra banda que sigui trifàsic, tal i com indica el nom, vol dir que ha de ser alimentat per tres fases desfasades entre sí  $120^\circ$  pel seu correcte funcionament.

Un cop especificats tots els trets característics del motor, s'exposa a continuació el seu principi de funcionament:

Segons el teorema de Ferraris, quan per les bobines desfasades  $120^\circ$  de l'estator circula un sistema de corrents trifàsics equilibrades, s'indueix un camp magnètic giratori que envolta el rotor.

Aquest camp magnètic variable indueix una tensió en el rotor segons la Llei d'inducció de Faraday. Segons la qual, el voltatge induït en un circuit tancat i la rapidesa amb que canvia en el temps el flux magnètic que travessa una superfície qualsevol, són directament proporcionals.

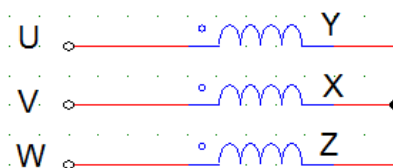
Llavors es produeix l'efecte Laplace, que suposa que tot conductor pel qual circula una corrent elèctrica, immers en un camp magnètic, experimenta una força que tendeix a posar-lo en moviment. Simultàniament es dona l'efecte Faraday que indica que en tot conductor que es mogui en el sinus de un camp magnètic s'indueix una tensió.

És a dir, que quan el corrent circula per les tres fases del motor a l'estator s'origina un camp magnètic que indueix un corrent al rotor, i aquest corrent dona lloc a un flux, que en reaccionar amb el camp magnètic de l'estator, origina un parell motor que posarà en moviment el rotor.

Essent el motor en qüestió un motor asíncron, el rotor mai podrà arribar a la velocitat de gir del camp magnètic giratori, degut al fenomen anomenat lliscament.

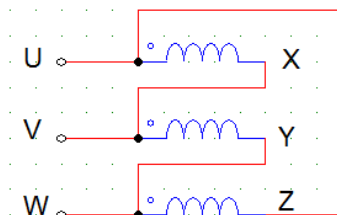
Cal esmentar que els motors trifàsics permeten dos tipus de connexió:

- En Estrella: Les tres "suposades" càrregues queden unides en un punt comú anomenat Neutre, i els altres tres extrems queden cadascun alimentat per una font de tensió.



**Figura 1.4.** Connexió en estrella

- Triangle o Delta: les tres "suposades" càrregues queden unides per parells, formant un triangle, de manera que no existeix cap punt neutre. Les fonts de voltatge es connecten a cadascun dels vèrtexs d'aquest triangle.



**Figura 1.5.** Connexió en triangle o Delta

En relació a les diferències i avantatges d'una respecte l'altra, es pot afirmar que, la connexió en estrella es susceptible a fallar i quedar desconnectada, però alhora permet fer servir un cable de menor diàmetre, donat que permet la circulació de petits corrents.

Per altra banda la connexió en triangle, té la habilitat de no afectar significativament al sistema en el cas que alguna de les fonts fallés i quedés desconnectada o apagada, i a alhora suportar corrents més grans pel cablejat.

Per aquest projecte s'ha implementat una connexió en triangle, ja que no és necessari el neutre. A més el motor continuaria funcionant encara que hi hagués alguna fallada a les fonts de tensió.

D'entre les característiques a controlar d'aquests motors, aquelles més visuals són, tant el canvi de sentit del gir de l'eix, com el control de la velocitat.

- Canvi de sentit del gir del motor:

En aquest cas, un motor trifàsic, consisteix en alternar dues de les tres fases que l'alimenten, d'aquesta manera el desfasament segueix essent de la mateixa magnitud que l'inicial, però diferent ordre.

- Control de la velocitat:

Segons la teoria exposada anteriorment, en el cas d'un motor de corrent altern, el rotor intenta sincronitzar la seva velocitat, resultat de l'**Equació 1.1**, amb la del camp magnètic de l'estator o velocitat de sincronisme ( $N_s$ ), però pel lliscament, que suposa la diferència entre ambdues ( $N_s - N_b$ ) mai arriba a sincronitzar-se.

$$N_s = \frac{60 \cdot f}{p} \quad (1.1)$$

D'aquesta equació se'n pot extreure l' **Equació 1.2**, tenint en compte que la velocitat real del rotor serà igual al producte de la velocitat de sincronisme i el complementari respecte 1 del lliscament:

$$N_b = (1 - s) \cdot \frac{60 \cdot f}{p} \quad (1.2)$$

On:

$N_b$  : velocitat real del rotor.  
 $s$  : lliscament.  
 $f$  : freqüència de treball.  
 $p$  : nombre de pols del motor.

Per tant, i segons l'**Equació 1.2**, les opcions per modificar la velocitat del motor corresponen a variar algun dels elements de l'equació:

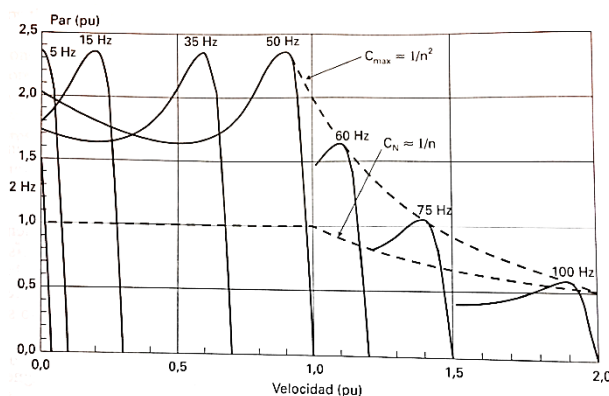
- Número de parells de pols ( $p$ ) :

No es pot variar, ja que és una característica fixa del motor emprat pel desenvolupament del projecte. En aquest cas, i segons la fitxa tècnica del fabricant, es tracta d'un motor de 4 parells de pols.

Seria possible amb algun tipus de motor on la connexió de les bobines trifàsiques de l'estator fossin accessibles.

- Lliscament ( $s$ ):

El lliscament no depèn de la freqüència, tal i com es pot comprovar a les corbes de parell motor – velocitat per diferents freqüències, el pendent final de cadascuna de les corbes és igual. Vegeu la **Figura 1.6.**



**Figura 1.6.** Corbes parell – velocitat per diferents freqüències.

Font: Merino Azcárraga, José María. 1998. Convertidores de frecuencia para motores de corriente alterna. Madrid: McGraw-Hill.

Varia en relació a la càrrega que s'acobla al eix del motor, per tant no serveix com a solució, ja que no seria lògic anar canviant la càrrega per tal de experimentar diferents velocitats del motor. A més que cal esmentar que les proves s'han realitzat amb el motor en buit.

- Freqüència ( $f$ ):

La modificació d'aquest paràmetre, és la que permet obtenir millors resultats quant a parell i variació de freqüència en rangs tant superiors com inferiors a la nominal. Consisteix a fer variar la freqüència d'alimentació de l'estator. Això però, requereix la utilització d'un element extern al motor.

Com s'ha pogut comprovar segons les explicacions de cadascun dels paràmetres modificables, la solució escollida per a la resolució d'aquest projecte correspondrà a aquest últim.

S'implementarà un prototip de dispositiu electrònic que permeti la variació de la freqüència amb l'objectiu d'aconseguir diferents rangs de velocitat del motor, sense perdre parell ni afectar al seu rendiment, en comparació amb els valors nominals.

### 1.3.2.

### *Variadors de freqüència*

El principi bàsic per tal de variar la freqüència consisteix a sintetitzar senyals de una freqüència, a través d'un element de control per així, aconseguir freqüències inferiors o superiors a la d'entrada de la xarxa.

Actualment ja es comercialitzen dispositius que a compleixen els requisits i objectius plantejats. És el cas dels convertidors CA-CC-CA i els convertidors CA-CA.

- Convertidors CA-CC-CA:

És el principi seguit en aquest projecte, i consisteix en la conversió de un senyal altern amb una freqüència preestablerta en un senyal continu a través d'un rectificador d'entrada (CA-CC), i mitjançant un element de control es sintetitza els senyals de sortida alterns (CC-CA).

- Convertidors CA-CA:

Consisteix en, mitjançant commutadors controlats, sintetitzar ones alternes amb freqüència diferent a la d'entrada.

Aquest tipus de resolució provoca un alt contingut d'harmònics als senyals, la qual cosa es negativa, de cara a protegir la càrrega emprada.

Per la resolució d'aquest projecte s'ha optat per un convertidor CA-CC-CA.

## 1.3.1.

## Modulació per amplada de polsos PWM

## 1.3.1.1.

## Introducció

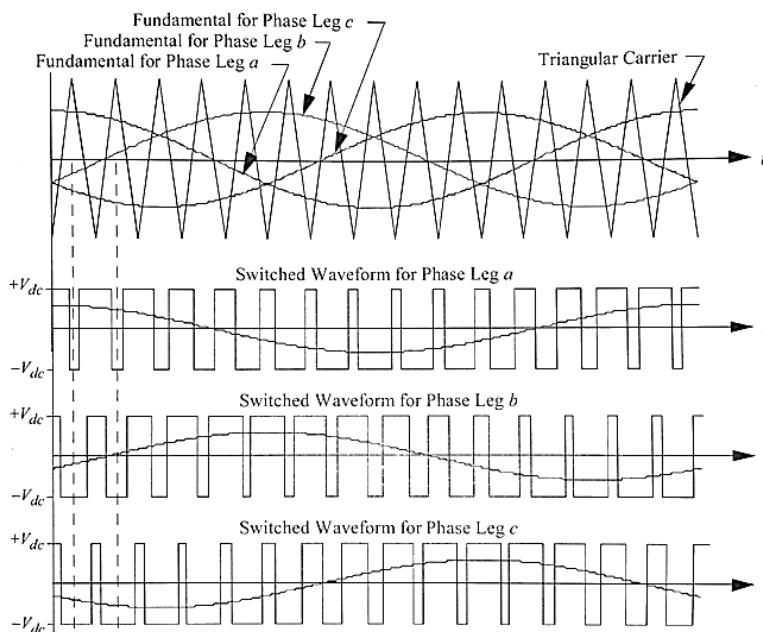
S'emprarà la tècnica de modulació per amplada de polsos per tal de controlar el funcionament de l'inversor trifàsic, mitjançant sis senyals de PWM complementaries per parells i de cycle de treball variable segons els càlculs a partir dels valors recollits d'una *LookUp Table* en forma de sinus.

El PWM de l'anglès *pulse width modulation* es tracta, com el seu nom indica, de la tècnica referent a la modulació d'un senyal modificant-ne així el seu cycle de treball, per controlar la quantitat d'energia que s'envia a una càrrega.

Aquest cycle de treball és el quocient resultant de dividir la part en estat alt (H) o d'encesa ( $T_{on}$ ) d'un senyal respecte el període ( $T$ ) total del senyal, tal i com es pot apreciar a l' **Equació 1.3**:

$$DC = \frac{T_{on}}{T} \quad (1.3)$$

El principi de funcionament del PWM consisteix en un circuit bàsic, conformat per un comparador analògic amb dues entrades. La primera correspon a l'ona portadora, en aquest cas una sinusoidal, i la segona una senyal de dent de serra anomenada moduladora. La resultant a la sortida del comparador es tracta de la senyal desitjada PWM que acostuma a tenir un valor de freqüència com la portadora i un cycle de treball com la moduladora.



**Figura 1.7.** Diagrama de modulació PWM en un inversor trifàsic.

Font: Holmes, D. Grahame & Lipo, T. A. 2003. *Pulse width modulation for power converters*. Hoboken, NJ: John Wiley.

Cal mencionar que en el cas de les simulacions s'ha seguit aquest circuit bàsic descrit per tal de obtenir les senyals PWM per controlar l'inversor trifàsic, tal i com s'esmenta a l'apartat de simulacions.

Però en el cas del prototip dissenyat les senyals PWM són generades directament mitjançant llibreries preestablertes de software per el mòdul Power PWM del Pic18F4331 utilitzat, tal i com s'explica a l'apartat del microcontrolador del segon capítol.

#### *1.3.1.1.*

#### *Aplicacions i Avantatges*

Actualment la llista d'aplicacions de la modulació per amplada de polsos és molt extensa en control de aplicacions de potència com la que té com a objectiu aquest projecte, el control d'un pont de transistors per alimentar un motor altern trifàsic asíncron.

S'utilitza per regular la velocitat de gir dels motors elèctrics, i dins dels avantatges que presenta respecte altres formes de regulació de velocitat s'hi troben:

- Utilització tant per corrent continu com en corrent altern.
- No modifica la tensió elèctrica i per tant no altera el parell del motor.
- No interposa resistències elèctriques, de tal manera que no desaprofita energia.

#### *1.3.1.1.*

#### *Justificació i implementació*

Per la solució d'aquests projecte s'utilitza la modulació d'amplada de polsos, tant per els avantatges comentats anteriorment, referents a la no modificació del parell del motor i no desaprofitar l'energia, i per la facilitat de programació aportada tant per les llibreries i compilador PIC C Compiler, com pel mòdul de PWM destinat íntegrament al control de motors, que incorpora el PIC emprat.

Per el cas que afecta el treball, s'ha resolt modulant senyals sinusoïdals segons tres senyals PWM i els seus complementaris, de 36 polsos, un per cada 10° dels 360° d'un període de senyal, corresponents a trenta-sis cicles de treball diferents.

# **CAPÍTOL 2:**

## **DISSENY HARDWARE**

### **2.1. Eines de disseny**

Per a la realització dels esquemes elèctrics i layouts, s'ha utilitzat el software de disseny assistit per ordinador EAGLE ( *Easily Applicable Graphical Layout Editor* ). Aquest és un editor d'esquemes elèctrics i layouts per muntatges PCB ( *Printed Board Circuit*) desenvolupat per la companyia CadSoft Computer GmbH.

S'escull aquest programa per diferents raons, d'entre les més importants és, els coneixements adquirits sobre el seu funcionament per els projectistes durant l'etapa d'estudis universitaris, la gran quantitat de llibreries realitzades tant per professionals com aficionats a l'electrònica i la possibilitat d'adquirir llicències per al funcionament de manera gratuïta però limitant la usabilitat del programa.

### **2.2. Implementació física del prototip**

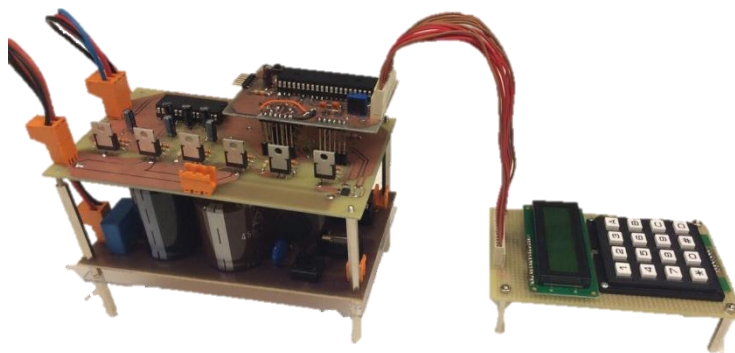
La construcció del projecte s'ha realitzat seguint una estructura modular, que es pot dividir en tres apartats, mòdul de les fonts de tensió, el mòdul de control i el mòdul del microcontrolador. Aquests tres mòduls estan connectats entre si ja sigui per cablejat o per pins.

En el mòdul de les fonts de tensió s'ha fet servir una placa de fibra de vidre de 100 x 160 mm d'una sola cara, ja que la quantitat de components i la disposició d'ells ho permetia.

Pel que fa el mòdul de control, també s'utilitza una placa de fibra de vidre de les mateixes dimensions que l'anterior, però ha estat dissenyada a doble cara per facilitar el disseny de les pistes ja que aquesta incorpora un major nombre de components i per tant connexions entre ells. Aquest és connectat amb les fonts de tensió mitjançant cablejat elèctric.

El mòdul del microcontrolador és d'unes dimensions inferiors als anteriors, aquest ha estat implementat en una placa de fibra de vidre d'una extensió de 80 x 60 mm a doble cara, això ha estat possible ja que incorpora components SMD (*Surface Mount Device*).

Sota de les fonts d'alimentació si ha posat una làmina de metacrilat de les mateixes dimensions per tal d'evitar l'accés a les pistes i evitant així una possible descàrrega elèctrica.



**Figura 2.1.** Variador de freqüència realitzat.

## 2.3. Font d'alimentació

El treball utilitza dos fonts lineals d'alimentació diferents, una per la part de la lògica i una altra per el bus de continua.

Aquest tipus de fonts són d'un disseny relativament senzill comparat amb altres fonts, com per exemple una font commutada.

### 2.3.1. Fonts d'alimentació de la lògica

#### 2.3.1.1. Especificacions

La font de continua esta dissenyada per subministrar dos tensions estables diferents, una per l'alimentació del *driver*, de 12 V i l'altra per a l'alimentació de la lògica de control, LCD i sensors, de 5 V.

Per a la realització de la font s'utilitza un disseny basat en un transformador, rectificador, filtres i reguladors lineals. En aquest cas s'usen dos reguladors, un per a la tensió de 12 V i un altre per la tensió de 5 V. La tensió de 5 V s'extreu de la sortida del regulador de 12V.

La font està formada per un transformador de 5 VA amb una relació de transformació de 230 V a 15 V seguit d'un pont de díodes B250C1000 amb el qual s'obté una tensió rectificadora, aquest pont admet una tensió de 600 V i 1 A suficients per a l'aplicació de la font.

Seguidament si troben els condensadors de filtrat, que amb els càlculs següents s'han dimensionat per un correcte funcionament.

La tensió de pic del secundari del transformador serà:

$$V_{psec} = V_{sec} * \sqrt{2} = 15 * \sqrt{2} = 21,21 V \quad (2.1)$$

La tensió de sortida en el pont de díodes serà lleugerament inferior degut a la tensió de conducció de dos dels díodes, aquest valor es pot trobar en les especificacions del fabricant.

$$V_{\gamma} = 0,8 V \text{ a } 400mA$$

$$V_{pdioda} = V_{psec} - (2 * V_{\gamma}) = 21,21 - (2 * 0,8) = 19,61 V \quad (2.2)$$

Aquesta serà la tensió d'entrada del regulador de 12 V, cal tenir en compte que la tensió mínima d'entrada en el regulador segons les especificacions del fabricant, és de 14,5 V. Tenint en compte aquesta limitació, s'escollirà el valor del condensador d'entrada de tal manera que la tensió mai sigui inferior a aquest valor.

$$\Delta_r = V_{pdioda} - 14,5 = 19,61 - 14,5 = 5,11 V \quad (2.3)$$

Seguint l' **Equació 2.4**, referent a l'arissat de tensió es pot calcular el valor del condensador de filtratge.

$$\Delta_r \geq \frac{I_L}{2 * f * C} \rightarrow C \geq \frac{I_L}{2 * f * \Delta_r} = \frac{0,4}{2 * 50 * 5,11} = 782,77 \mu F \quad (2.4)$$

Amb els càlculs realitzats, s'escollen dos condensadors (C1 i C2) de 470  $\mu F$  i 25 V connectats en paral·lel, corresponents a valors normalitzats, els quals no afecten al correcte funcionament del prototip.

Per als condensador d'entrada i sortida dels reguladors, s'utilitzen els recomanats per el fabricant. Es seleccionen condensadors (C3, C4, C6 i C7 ) de 330 nF i 100 nF a 100 V.

Entre la sortida del regulador LM7812 (IC1) i l'entrada del LM7805 (IC2), s'incorpora un condensador electrolític (C5) de 100  $\mu F$  i 25 V per tal de filtrar la tensió i així obtenir un correcte funcionament.

Finalment, a la sortida dels reguladors s'incorporen uns LEDs (LED1 i LED2). El corrent de polarització de la sortida de 12 V, es fixarà en 12 mA i considerant la  $V_{LED}=1,2$  V, s'han realitzat els càlculs següents:

$$I_{LED} = \frac{V_{DD}-V_{LED}}{R_2} \rightarrow R_2 = \frac{V_{DD}-V_{LED}}{I_{LED}} = \frac{12-1,2}{0,012} = 900 \, \Omega \quad (2.5)$$

S'escull un resistor normalitzat ( $R_2$ ) de  $1k \, \Omega$ , el qual no afecta al resultat.

Per a la sortida de 5 V es procedeix d'igual manera.

$$I_{LED} = \frac{V_{DD} - V_{LED}}{R_1} \rightarrow R_1 = \frac{V_{DD} - V_{LED}}{I_{LED}} = \frac{5 - 1,2}{0,012} = 316,66 \, \Omega$$

S'utilitza un resistor normalitzat ( $R_1$ ) de  $330 \, \Omega$ , el qual no afecta al funcionament.

Per tal d'evitar un possible sobrecorrent en la font, s'ha posat abans del transformador un fusible (F1) com a mesura de protecció, tenint en compte que la relació de transformació en un transformador és la següent i considerant com a corrent de curtcircuit en el secundari un corrent d' 1 A s'obté:

$$n = \frac{V_{pri}}{V_{sec}} = \frac{I_{sec}}{I_{pri}} = \frac{230}{15} = \frac{1}{I_{pri}} \rightarrow I_{pri} = 65,21 \, mA \quad (2.6)$$

El fusible serà de 65 mA.

Per tal d'evitar un sobreescalfament en els reguladors LM7812 i LM7805 s'incorporen dos dissipadors, aquests s'han dimensionat seguint la llei d' Ohm tèrmica descrita a l'**Equació 2.7**.

$$T_j - T_a = (R_{j-c} + R_{c-d} + R_{d-a}) * P \quad (2.7)$$

On:

$T_j$  : temperatura unió

$T_a$  : temperatura ambient

$R_{j-c}$  : resistència tèrmica unió – càpsula

$R_{c-d}$  : resistència tèrmica capsula – dissipador

$R_{d-a}$  : resistència tèrmica dissipador – ambient

Seguint l'**Equació 2.7** i considerant la temperatura màxima de la unió  $T_j = 150\text{ }^{\circ}\text{C}$ , la temperatura ambient de treball  $T_a = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$ , la resistència tèrmica unió-càpsula  $R_{j-c} = 5\text{ }^{\circ}\text{C/W}$ , la resistència tèrmica càpsula - dissipador  $R_{c-d} = 1.4\text{ }^{\circ}\text{C/W}$  i el corrent de sortida de la font  $I_F = 400\text{ mA}$ , es pot obtenir el valor de la resistència tèrmica  $R_{d-a}$  per a cada dissipador.

Per al regulador LM7812:

$$P_1 = \Delta V_1 * I_{sec} = (19,61 - 12) * 0,4 = 3,04\text{ W} \quad (2.8)$$

$$R_{1d-a} = \frac{T_j - T_a}{P_1} - (R_{1j-c} + R_{1c-d}) = \frac{150 - 25}{3,04} - (5 + 1,4) = 34,71\text{ }^{\circ}\text{C/W} \quad (2.9)$$

Per al regulador LM7805, seguint les equacions anteriors:

$$P_2 = \Delta V_2 * I_{sec} = (12 - 5) * 0,4 = 2,80\text{ W}$$

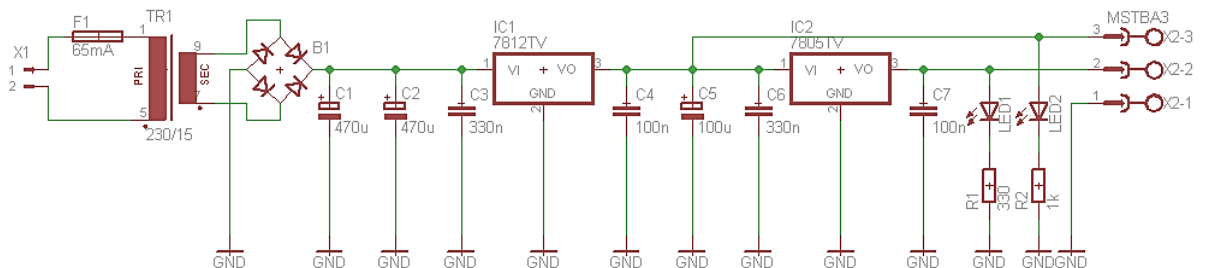
$$R_{2d-a} = \frac{T_j - T_a}{P_2} - (R_{2j-c} + R_{2c-d}) = \frac{150 - 25}{2,80} - (5 + 1,4) = 38,24\text{ }^{\circ}\text{C/W}$$

Observant els resultats, es seleccionen dos dissipadors de  $13\text{ }^{\circ}\text{C/W}$ .

### 2.3.1.2.

### Esquema elèctric

En la **Figura 2.2** es mostra l'esquema elèctric dissenyat per a la font lineal utilitzada per l'alimentació del microcontrolador, el driver, els sensors i el LCD. Aquest esquema ha estat realitzat amb el software EAGLE.



**Figura 2.2.** Font d'alimentació de la lògica.

### 2.3.2.

### Font d'alimentació del bus de continua

#### 2.3.2.1.

#### Especificacions

La font està dissenyada per subministrar una tensió continua rectificada directament de la xarxa. L'objectiu és aconseguir una tensió tal que:

$$V_{cc} = V_{ac} * \sqrt{2} = 230 * \sqrt{2} = 325,27 V \quad (2.10)$$

$$V_{AC} = V_{1r \text{ harmònic}} * \frac{4}{\pi} \rightarrow V_{1r \text{ harmònic}} = 230 * \frac{\pi}{4} = 180,64 V \quad (2.11)$$

$$V_{1r \text{ harmònic}} * \sqrt{2} = 255,46 V \quad (2.12)$$

Aquesta tensió calculada a l' **Equació 2.12**, correspon a la tensió amb la que treballa el motor.

I un corrent que com a mínim ha de ser de:

$$P = V * I \rightarrow I = \frac{P}{V} = \frac{200}{325,27} = 0,61 A \quad (2.13)$$

Com a mesura de protecció, s'ha instal·lat un fusible a la entrada del valor de 1,5 A.

Per a realitzar aquesta font, s'ha fet un disseny basat en un pont de díodes per rectificar la senyal alterna, una NTC per als transitoris de corrent, un varistor per reduir les sobretensions, condensadors per al filtratge del senyal i un condensador de desacoblament.

Per a rectificar el senyal d'entrada, es selecciona un pont de díodes KBPC606 el qual admet una tensió d'entrada de fins a 600 V i 6 A.

Seguidament si pot trobar un termistor NTC (R3) connectat en sèrie, el qual s'encarrega de limitar el corrent d'arrencada de la font. El termistor ha de presentar una resistència alta en fred per tal de reduir el corrent, a mesura que la NTC s'escalfa aquesta resistència disminueix i permet el pas del corrent, que com a mínim serà de 0,61 A.

Es selecciona la NTC B57364S0100M. Aquesta presenta una resistència de 10  $\Omega$  a una temperatura de 25 °C, una beta de 3300 K i un corrent màxim en conducció de 7,5 A.

La tensió en la sortida del pont rectificador serà lleugerament inferior a la nominal d'entrada degut a la caiguda de tensió en els díodes, en aquest cas  $V_F = 1 V$ . Per tant, la tensió de sortida en el rectificador serà:

$$V_{pdio} = V_n - (2 * V_F) = 325,27 - (2 * 1) = 323,27 V \quad (2.14)$$

A continuació del pont de díodes, s'ha col·locat un condensador per tal de filtrar la tensió obtinguda, aquest s'ha dimensionat de tal manera que l'arissat total no sigui superior al 5%, a partir d'aquí s'obté, segons l' **Equació 2.4**:

$$\Delta_r \geq \frac{I_L}{2 * f * C} \rightarrow C \geq \frac{I_L}{2 * f * \Delta_r} = \frac{1}{2 * 50 * (0,05 * 323,27)} = 618,67 \mu F$$

Es seleccionen dos condensadors (C8 i C9) normalitzats de 470  $\mu F$  i 450 V connectats en paral·lel. La diferència entre els normalitzats i els calculats és assumible per part del prototip.

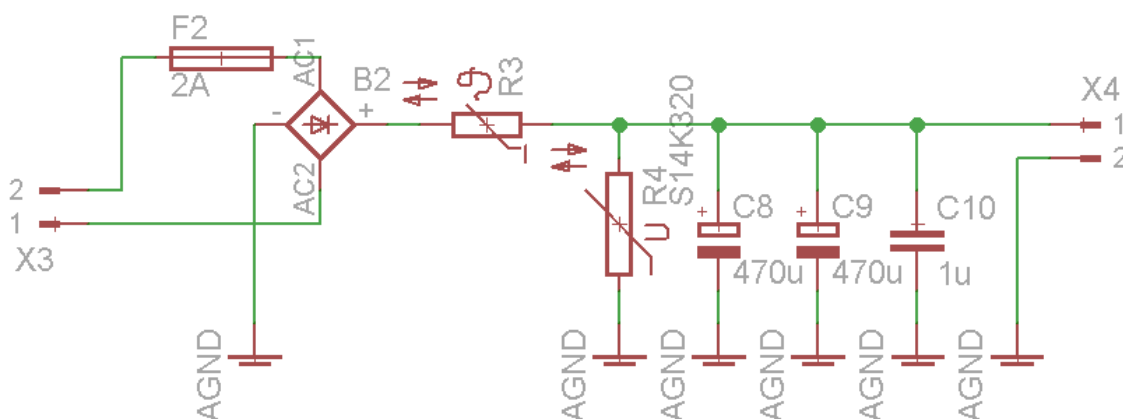
En paral·lel amb aquests s'incorpora un condensador de desacoblament de polièster (C10) de 1  $\mu F$  i 400 V.

La font de tensió incorpora un varistor (R4) per tal de suprimir els pics esporàdics de tensió. Tenint en compte que la tensió màxima és al voltant de 325 V s'ha escollit el model S14k320, aquest suprimeix els pics superiors a 420 V, una tensió que esta per sota de la suportada pels condensadors de filtratge.

#### 2.3.2.2.

#### Esquema elèctric

En la **Figura 2.3** es mostra l'esquema elèctric de la font de tensió per al bus de continua. Aquest s'ha realitzat amb el software EAGLE.



**Figura 2.3.** Font d'alimentació del bus de contínua.

## 2.4. Mòdul del microcontrolador

Aquest mòdul esta format per una PCB en la qual s'hi pot trobar el microcontrolador, una entrada per a la programació del mateix, sortides PWM per a controlar el driver de potencia, entrades per al sensat de corrent i temperatura i una connexió per al teclat i LCD.

Aquesta PCB va acoblada al mòdul de control mitjançant uns pins de connexió, seguint l'estructura modular del projecte.

### 2.4.1. *Microcontrolador PIC18F4331*

Un microcontrolador és un microcontrolador especialitzat en controlar equips electrònics, inclou en un sol xip tres funcionalitats: una CPU, memòria i unitats d'E/S.

Per a la realització d'aquest projecte, es busca un microcontrolador especialitzat en el control de potència, és a dir, amb mòduls de generació de PWM i convertidor analògic/digital d'alt rendiment i amb una bona resolució. A més, cal que econòmicament sigui assequible.

Dins del mercat dels microcontroladors s'hi troben moltes opcions a l'hora d'escollir el més adient, ja que possiblement és un dels segments més competitius de la indústria electrònica. Entre les diferents opcions s'escull un microcontrolador PIC (*Programmable Intelligent Computer*) de Microchip perquè és econòmicament assequible, té una gran disponibilitat, disposa d'una ampla base d'usuaris, posseeix una extensa col·lecció de notes d'aplicació i inclou eines de desenvolupament disponibles a baix preu o gratis.

Dins de les diferents versions de microcontroladors que disposa aquesta marca, s'ha seleccionat el model PIC18F4331 per ser el més adequat per a aquesta aplicació, ja que està especialment dedicat al control de motors. De les seves característiques se'n poden destacar:

## 2.4.2.

## Característiques

- Característiques generals:
  - Freqüència de treball de fins a 40 MHz.
  - Alimentació entre 2 V (fins a 4MHz) i 5 V (fins a 40MHz).
  - 8K bytes Flash, 768 bytes de RAM, 256 bytes d'EEPROM.
  - 3 temporitzadors de 16 bits, 1 temporitzador de 8 bytes.
  - 36 pins de sortida disponibles ( Ports A, B, C, D i E).
  - Dos nivells de prioritat en les interrupcions
  - 3 interrupcions externes
  - EUSART, SPI, I2C.
  - Diferents modes de gestió de l'energia
  - Multiplicador de 8x8.
- Mòdul de control de potència PWM:
  - 4 canals amb sortides complementaries.
  - 14 bits de resolució.
  - Alineació en flanc o centrada.
  - Generació flexible del *dead-time*.
  - Actualització simultània del període i cicle de treball.
- Convertidor ADC:
  - 200k mostres per segon.
  - Fins a 9 canals amb 10 bits de resolució.
  - Capacitat d'auto conversió.
  - Temps d'adquisició programable.
  - FIFO de 4 paraules amb selecció de freqüència d'interrupció.
  - Mostreig simultani de 2 canals.

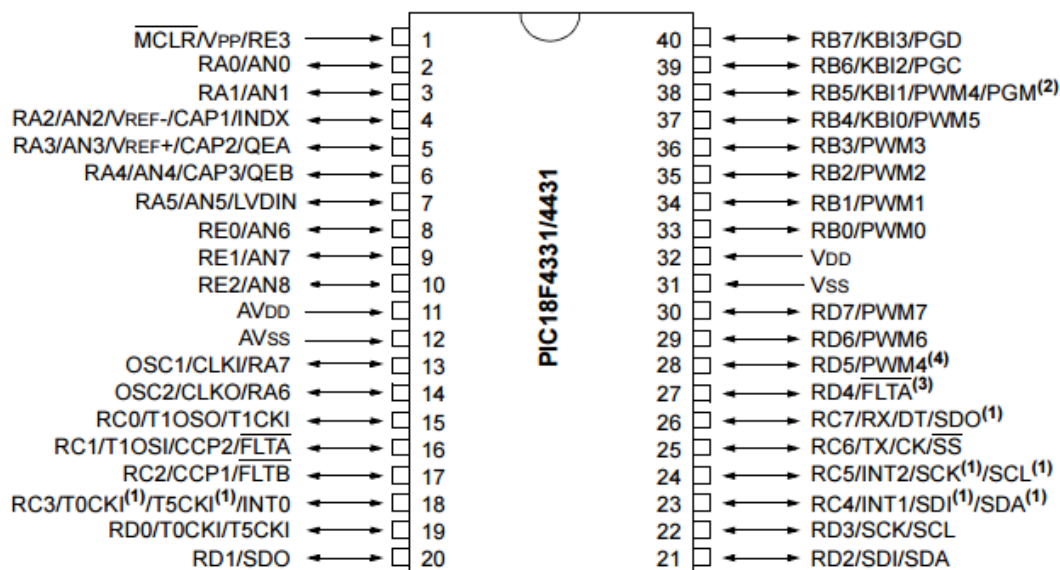
Device	Program Memory		Data Memory		I/O	10-bit A/D (ch)	CCP	SSP		EUSART	Quadrature Encoder	14-bit PWM (ch)	Timers 8/16-bit
	Flash (bytes)	# Single-Word Instructions	SRAM (bytes)	EEPROM (bytes)				SPI	Slave I <sup>2</sup> C™				
PIC18F2331	8192	4096	768	256	24	5	2	Y	Y	Y	Y	6	1/3
PIC18F2431	16384	8192	768	256	24	5	2	Y	Y	Y	Y	6	1/3
PIC18F4331	8192	4096	768	256	36	9	2	Y	Y	Y	Y	8	1/3
PIC18F4431	16384	8192	768	256	36	9	2	Y	Y	Y	Y	8	1/3

**Figura 2.4.** Característiques generals del PIC18F4331.

Font: Fitxa tècnica PIC18F4331, MICROCHIP.

En la següent imatge es mostra la funció de cada pin del microcontrolador.

#### 40-Pin PDIP



**Note 1:** RC3 is the alternate pin for T0CKI/T5CKI; RC4 is the alternate pin for SDI/SDA; RC5 is the alternate pin for SCK/SCL.

**2:** Low-voltage programming must be enabled.

**3:** RD4 is the alternate pin for FLTA.

**4:** RD5 is the alternate pin for PWM4.

**Figura 2.5.** Pin-out del PIC18F4331.

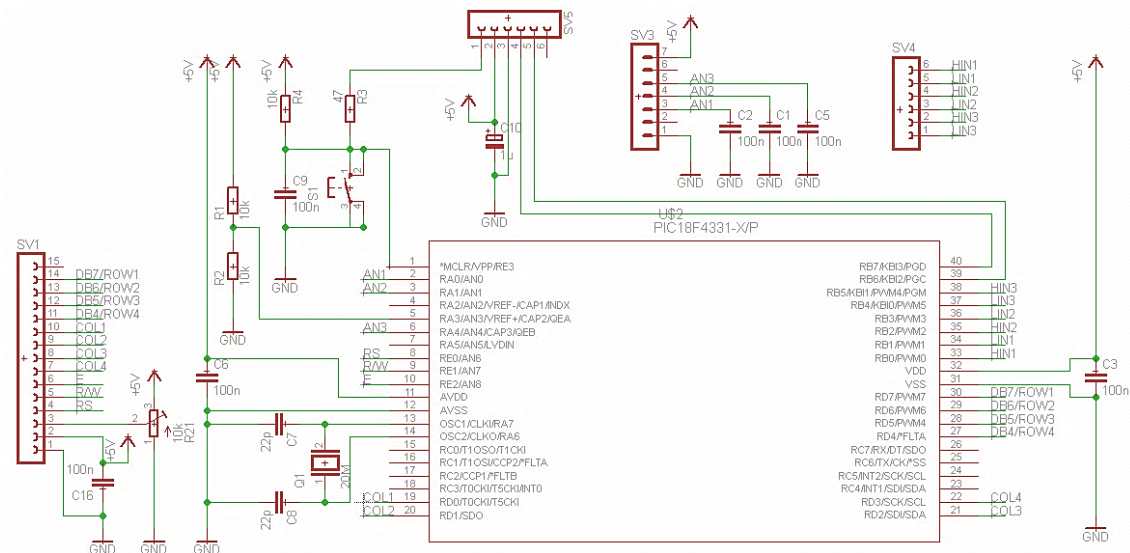
Font: Fitxa tècnica PIC18F4331, MICROCHIP.

De les característiques destacades, la més important és la referent al mòdul de potencia PWM. Aquest permet generar 8 senyals PWM per a controlar 4 branques de transistors de potència, en el projecte només se'n utilitzen 3, generant així un corrent alterna trifàsica. Els senyals generats per el microcontrolador són utilitzats per controlar el *driver* del mòdul de potència. Aquestes senyals són controlades mitjançant un teclat amb el qual es pot variar la velocitat i sentit de gir del motor, l'encesa o parada i la lectura del sensor de temperatura.

El convertidor ADC s'utilitza per la lectura de la temperatura dels transistors. Segons els valors sensats, es pot aturar les senyals PWM i així evitar malmetre tant el motor, com la placa de control de potència.

### 2.4.3. Connexió

La següent imatge mostra la connexió realitzada tant per al funcionament bàsic del PIC com les entrades ADC, la connexió amb el teclat i el LCD i les sortides PWM.



**Figura 2.6.**Connexió PIC18F4331.

Per al correcte funcionament del microcontrolador es necessari fer les connexions de l'alimentació, la senyal de reinici i la senyal de rellotge.

- Alimentació:

Tant el PIC com el convertidor ADC que porta incorporat s'alimenten a 5 V a través dels pins VDD i AVDD per a poder funcionar de manera adequada. Entre els pins d'alimentació i la massa, es col·loca uns condensadors de desacoblament de 100 nF en paral·lel.

En convertidor ADC té una entrada de tensió de referència VREF+ alimentada a 2.5 V per tal de poder ajustar millor la resolució dels sensors.

- Senyal de reinici:

El pin d'entrada ha de tenir un 1 lògic perquè funcioni correctament. Es col·loca un polsador de reinici en el pin MCLR per a que en cas de mal funcionament, sigui premut el polsador, obtenint així un zero lògic en el pin MCLR, reiniciant el microcontrolador i iniciant des de el principi tot el programa.

- Senyal de rellotge:

El microcontrolador no pot funcionar sense elements externs que estabilitzin el seu funcionament i determinin la seva freqüència de funcionament. El microcontrolador pot treballar amb 4 modes diferents d'oscil·lador:

LP-cristall de baix consum.

XT- cristall/ressonador.

HS- cristall/ressonador d'alta velocitat.

RC- oscil·lador format per una resistència i condensador.

Com que és complicat construir un oscil·lador estable que treballi amb un ampli rang de freqüències, el microcontrolador ha de saber amb quin cristall està connectat, per a poder ajustar el funcionament dels seus components interns.

En aquest projecte s'ha escollit un oscil·lador de cristall de quars amb una freqüència de treball  $F_{osc} =$  de 20MHz. Per estabilitzar l'oscil·lació, es seleccionen dos condensadors ceràmics seguint les indicacions recomanades per el fabricant, aquest recomana un valor de 15 pF, però s'han escollit de 22 pF millorant així l'estabilitat però augmentant també el temps de posada en marxa.

A l'entrada de les diferents senyals analògiques, s'hi ha disposat un condensador de 100 nF per tal de minimitzar les oscil·lacions en la mesura i obtenint així un valor més aproximat al real.

La placa disposa d'una connexió per al teclat i LCD. La connexió amb el LCD incorpora un potenciòmetre de 10k  $\Omega$  per tal de regular la intensitat lumínica dels caràcters i un condensador ceràmic de 100 nF per reduir les interferències, no s'ha connectat la retro-il·luminació.

Per tal de minimitzar el soroll elèctric i reduir les interferències electròniques s'ha creat un pla de massa.

## 2.5. Mòdul de control

En el mòdul de control s'hi troba, el *driver* encarregat de controlar un semi-pont en H per a tres fases, fet amb MOSFETs de canal N, circuits addicionals (condensadors bootstrap) per al bon funcionament tant del *driver* com dels MOSFETs i dos sensors, un per la temperatura dels MOSFETs i un altre per al sensat del corrent. Aquest inversor genera energia elèctrica de corrent alterna a partir d'una font d'energia de corrent contínua mitjançant la modulació PWM.

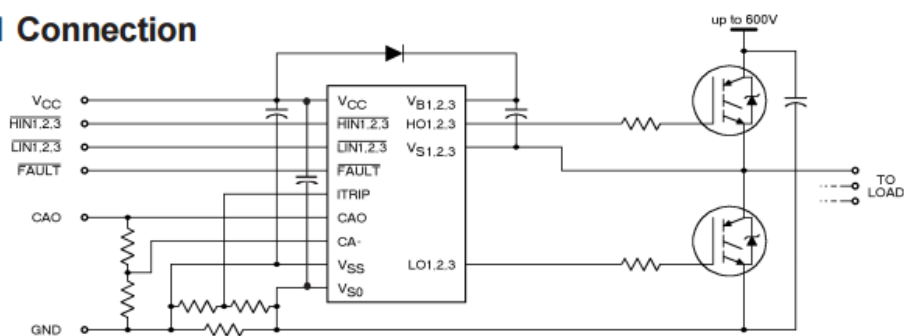
### 2.5.1. Driver IR2130

El *driver* encarregat de realitzar aquesta funció és el IR2130 del fabricant International Rectifier, aquest és un controlador de MOSFETs i IGBTs d'alt voltatge i alta velocitat amb tres sortides independents, una per cada fase.

Entre les seves característiques cal destacar:

- Canal flotant dissenyat per a l'operació d'arrancada.
- Ple funcionament fins a 600 V.
- Tolerància a voltatge transitori negatiu.
- Rang d'alimentació de 10 V a 20 V.
- *Drivers* independents per a cada semi-pont.
- *Dead-time* de 2.5  $\mu$ s per a cada canal.

#### Typical Connection



**Figura 2.7.** Connexionat driver IR2130.

Font: Fitxa tècnica IR2130, INTERNATIONAL RECTIFIERS.

## 2.5.2.

## MOSFETs IRF840

Per a la realització de l'inversor, s'han escollit uns transistors de potència del tipus MOSFET ( *Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*). Específicament s'utilitza el model IRF840 del fabricant Vishay ideal per aplicacions d'alta corrent, alta velocitat de commutació convertidors DC-AC o control de motors com és el cas d'aquest projecte. Les seves característiques principals es poden trobar detallades en l'annex, però se'n poden destacar aquestes:

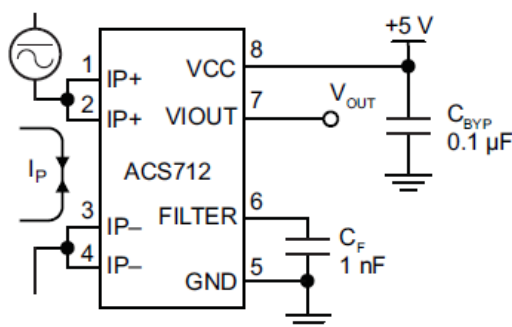
- Tensió col·lector – emissor màxima 500 V.
- Corrent Col·lector màxima 8 A.
- $R_{DS(ON)}=0.85 \Omega$ .
- Ràpida commutació.
- Alta impedància d'entrada.

## 2.5.3.

## Sensor de corrent ACS712

Per a realitzar el sensat del corrent en una de les fases s'ha seleccionat el sensor ACS712, aquest aporta una solució econòmica i precisa per al sensat de corrent AC i DC. L'encapsulat del component permet una fàcil implementació per a l'usuari. Entre les seves aplicacions s'hi troba el control de motors, detecció i administració de càrrega i protecció per a sobrecorrents.

El dispositiu consta d'un circuit precís, amb un baix offset, un circuit lineal Hall amb una trajectòria de conducció de coure situada prop de la superfície. La corrent aplicada flueix per aquest conductor de coure generant un camp magnètic que el circuit integrat Hall converteix en un voltatge proporcional.



**Figura 2.8.** Connexionat sensor de corrent CS712.

Font: Fitxa tècnica ACS712, ALLEGRO MICROSYSTEMS LLC.

## 2.5.4.

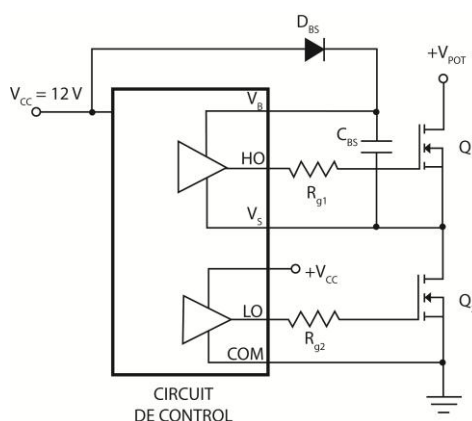
## Connexió Mòdul de control

Per al bon funcionament del driver de control, és important realitzar una tensió d'alimentació que estigui en funció de la tensió que necessiten els MOSFETs, per a que quan siguin activats, entrin en la zona òhmica o de saturació respectivament, un valor de tensió que assegura això ha d'estar entre 10 V i 20 V, s'alimenta amb una tensió de  $V_{CC} = 12$  V.

La tensió  $V_{BS}$  ( $V_B - V_S$ ) alimenta el *driver* que excita la part alta del semi-pont, aquesta alimentació ha d'estar entre el valor de 10 V i 20 V per tal d'assegurar que el transistor pugui entrar en la zona òhmica al tractar amb MOSFETs de canal N. En cas contrari hi haurà un excés de pèrdues de potència en conducció per estar treballant en la zona de saturació.

La tensió  $V_{BS}$  és una tensió referenciada a  $V_S$ , quan es tracta de posar en conducció el MOSFET de la part superior del semi-pont i el MOSFET inferior està en tall, la tensió en el terminal HO prendrà, respecte la massa de potència, una tensió superior a la tensió de potència, idealment pren el valor:

$$V_{HO} = V_{POT} + V_{GS(ON)} \quad (2.15)$$



**Figura 2.9.** Estructura d'un circuit d'excitació Half-bridge.

Per tal d'obtenir aquest valor s'utilitza la tècnica bootstrap, tal i com mostra la **Figura 2.9.** L'alimentació bootstrap està formada per un díode ( $D_{BS}$ ) i un condensador ( $C_{BS}$ ). Aquest mètode té com avantatge que és simple i econòmic, però té inconvenients imposats per el procés de carrega del condensador. Aquests són, que el temps que està conduint el transistor de la part superior és limitat perquè depèn del temps que tarda en descarregar-se  $C_{BS}$ , i que la freqüència màxima de treball es limita al temps que dura la carrega del condensador.

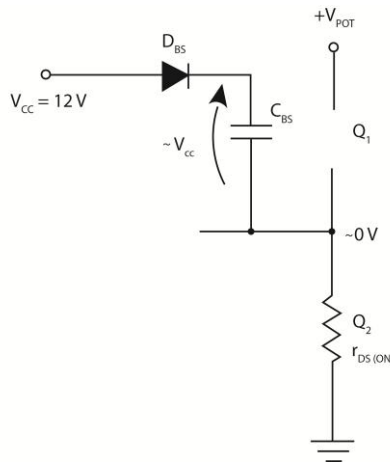
El díode  $D_{BS}$  ha de suportar una gran tensió inversa, que en aquest cas serà  $V_{POT}$  i ha de ser molt ràpid per tal de mantenir el condensador  $C_{BS}$  carregat, el díode seleccionat per aquesta funció és el BY399.

El circuit de bootstrap funciona de la següent manera:

Durant el temps que el transistor  $Q_1$  està en "OFF" i el transistor  $Q_2$  està en "ON", el condensador  $C_{BS}$  es carrega a una tensió aproximadament de  $V_{CC}$ . El temps de càrrega és molt ràpid perquè la  $\tau_{Carrega}$  és molt petita, de valor aproximat:

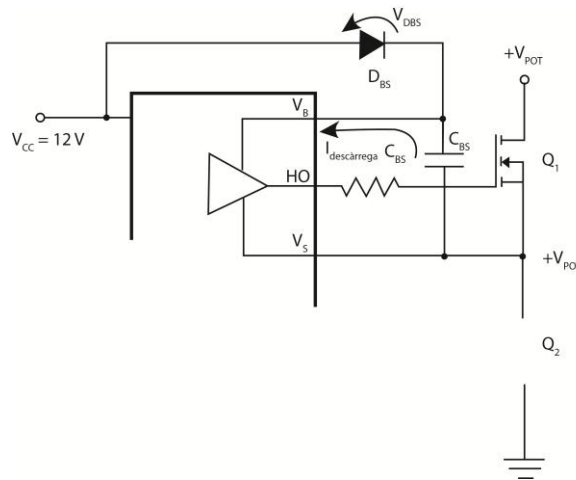
$$\tau_{carrega} = C_{BS} * (r_{DS(ON)Q2} * r_{dDBS}) \quad (2.16)$$

On  $r_{dDBS}$  és la resistència en directe del díode  $D_{BS}$ .



**Figura 2.10.** Circuit equivalent en el procés de càrrega del  $C_{BS}$ .

Quan  $Q_2$  passa en estat "OFF" i es desitja que  $Q_1$  passi a estat "ON", el díode  $D_{BS}$  queda polaritzat en inversa (figura inferior). Amb la tensió emmagatzemada en  $C_{BS}$  durant l'estat anterior, es polaritza al driver superior del circuit de control amb el que s'excita a  $Q_1$ , de tal forma que  $Q_1$  passa en estat "ON".



**Figura 2.11.** Circuit equivalent en el procés de descàrrega del  $C_{BS}$ .

En aquest procés la tensió inversa que suporta el díode  $D_{BS}$  és:

$$V_{D_{BS}} = +V_{cc} - V_{C_{BS}} - V_{POT} \approx -V_{POT} \quad (2.17)$$

Interessa que  $C_{BS}$  sigui molt petita per a que el condensador es carregui el més ràpidament possible, però per altra banda, interessa que  $C_{BS}$  sigui molt gran perquè tardi més temps en descarregar-se. Per tant, és necessari prendre una solució de compromís. Pràcticament, el condensador  $C_{BS}$  ha de ser d'unes dimensions 10 vegades superior a la capacitat de l'entrada que presenta la porta del MOSFET. De forma analítica aquest condensador es pot calcular de la següent manera:

$$C_{BS} = \frac{Q_G + Q_{rr} + \frac{(I_{DR} + I_{QBS})}{f_{PWM}}}{V_{BS1} - V_{BS2}} \quad (2.18)$$

On:

$I_{DR}$  : corrent inversa de pèrdues del díode bootstrap.

$I_{QBS}$  : Corrent de polarització del driver que excita el transistor de la part alta del pont.

$Q_{rr}$  : Càrrega de recuperació en inversa del díode bootstrap.

$Q_G$  : Càrrega transferida a la càrrega en el pas de tall a saturació.

$f_{PWM}$ : Freqüència de commutació del PWM.

$V_{BS1}$ : Tensió positiva anant a l'inductor.

$V_{BS2}$ : Tensió negativa anant a l'inductor.

$C_{BS}$ : Capacitat del condensador bootstrap.

Amb les dades extretes dels fulls de característiques dels components, es pot calcular el valor necessari per al condensador.

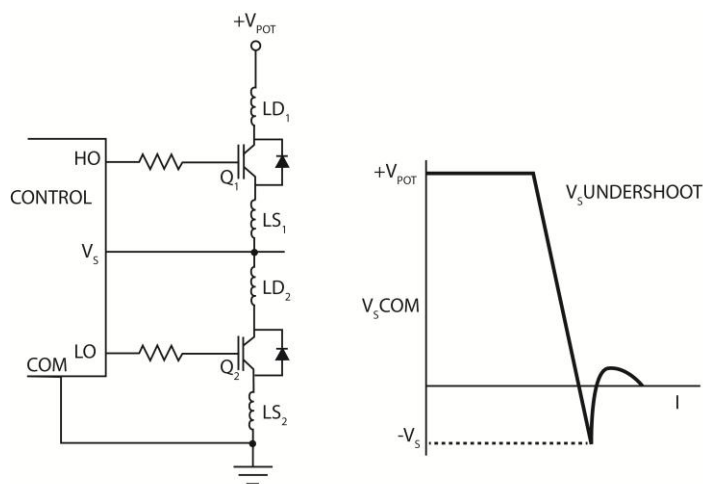
$$C_{BS} = \frac{63 \text{ nC} + 4.2 \text{ } \mu\text{C} + \frac{(10 \text{ } \mu\text{A} + 15 \text{ } \mu\text{A})}{2500 \text{ Hz}}}{8.35 \text{ V} - 7.95 \text{ V}} = 1.07 * 10^{-5} \text{ F} = 10.70 \text{ } \mu\text{F}$$

El resultat obtingut és de un condensador amb una capacitat de  $10.70 \text{ } \mu\text{F}$ , es selecciona un condensador normalitzat de  $10 \text{ } \mu\text{F}$  ja que aquesta diferència es assumible per part del prototip.

El circuit de la **Figura 2.12.** mostra una aplicació típica en la que dos MOSFETs de potència són excitats per un circuit integrat amb la configuració de mig pont (half-bridge). Com es pot observar, associats als transistors de potència hi ha en sèrie unes inductàncies ( $LS_1$ ,  $LS_2$ ,  $LD_1$  i  $D_2$ ) no desitjades.

Durant la commutació, canvis ràpids en la corrent que circula per el pont indueixen tensions transitòries paràsites en els components mostrats. Aquests transitoris es podrien acoblar en altres circuits causant problemes de soroll, augmentant la potencia dissipada en commutació i possiblement malmetent el circuit en un cas extrem.

Dels problemes causats per els elements paràsits del circuit, un dels principals és la tendència de que la tensió del pin  $V_S$  suporti pics de tensió inferiors a 0 V. Amb càrregues inductives, el tall dels transistors de la part alta del pont causa que la corrent de càrrega de sobte flueixi per el díode del transistor de la part baixa del pont. El retard i la caiguda de tensió en directe del díode, i les bobines  $LS_2$  i  $LD_2$  poden provocar pics de tensió negatius en el pin  $V_S$ .



**Figura 2.12.** Efectes dels elements paràsits en el semi-pont.

Els efectes produïts per els elements paràsits condicionen l'elecció de la tensió de bloqueig en directe dels transistors del semi-pont H, de tal forma que es convenient elegir transistors amb tensions de bloqueig en directa superiors a  $V_{POT}$ .

Si per alguna causa es provoca la conducció simultània dels transistors del mateix semi-pont, es crearà un curtcircuit en l'alimentació d'alta tensió, provocant un consum elevat i malmetent els components de la placa. A altes freqüències, pot aparèixer aquest efecte si no es deixa un temps entre l'activació de la part baixa del semi-pont i la desactivació de la part alta. Això es soluciona creant, per software, un temps mort entre commutacions *dead-time*.

Entre la porta i el sortidor es col·loca un díode Zener per tal de regular la tensió màxima i evitar així la destrucció del transistor.

## 2.6. Interfície humana

Per a poder realitzar una comunicació entre l'usuari i el projecte, s'incorpora un teclat 4x4 i una pantalla LCD. Amb el teclat es pot seleccionar diferents velocitats, el sentit de gir o fer una consulta de la temperatura dels MOSFETs.

No ha estat implementat en una placa de fibra de vidre, sinó en una placa de muntatge perforada, reduint així el cost del projecte.

# CAPÍTOL 3:

# PROTECCIONS

## 3.1. Introducció

### 3.1.1. *Protecció per a sobrecorrents*

El *driver* IR2130 permet mesurar la corrent per a evitar així una possible sobrecorrent en el sistema. Aquest disposa de una sortida indicadora de falta que pot ser utilitzada per aturar el funcionament del PWM, i un amplificador per al correcte sensat del corrent.

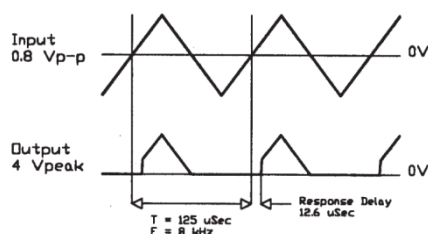
L'amplificador de corrent s'ha inclòs per a que el corrent en el subministrament de tensió pugui ser controlat. Una configuració típica es pot trobar en la fitxa del fabricant del IR2130, aquesta està inclosa als annexos.

Limitacions de l'amplificador:

L'amplificador intern de corrent té unes limitacions per al correcte funcionament, aquestes són detallades seguidament:

- $V_s$ : -5 V a 5 V.
- $V_{CA}$ : 0 V a 5 V.
- $V_{CAO}$ : 0 V a 5 V.
- $I_{SRC}$ : 2 A.
- $I_{SINK}$ : 0.5 mA.

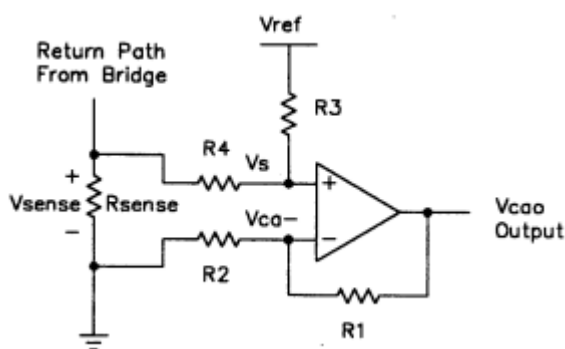
És pot observar que a la sortida de l'amplificador no és possible obtenir sortides de tensió negatives. Això vol dir que un sensat de corrent negatiu no representa una tensió de sortida negativa. Aquesta pèrdua d'informació es complica encara més per una característica de l'amplificador que no es dedueix del full de dades del fabricant. Existeix un retràs en la recuperació de l'amplificador quan la tensió d'entrada passa d'un valor negatiu a un de positiu.



**Figura 3.1.** Retràs en la recuperació de l'amplificador.

Font: DT92-6, Current sensing with the IR2130, INTERNATIONAL RECTIFIERS.

El senyal a l'entrada no inversora no ha de tenir un valor negatiu. La sortida apareixerà com una versió amplificada de la senyal d'entrada, si s'utilitza un voltatge de referència per a desplaçar el valor mínim d'aquesta. La **Figura 3.2.** en mostra un exemple.



**Figura 3.2.** Amplificador diferencial amb Offset.

Font: DT92-6, Current sensing with the IR2130, INTERNATIONAL RECTIFIERS.

Selecció de components:

S'han de seguir les següents especificacions a l'hora de seleccionar els components.

El valor màxim del resistor que pot ser col·locat en la porta de sortida és de 47  $\Omega$ . Valors majors poden interferir en el funcionament del component.

La corrent màxima en la sortida de l'amplificador és de 2 mA en el pitjor dels casos.

Considerant el circuit de la **Figura 3.2.**, el guany de l'amplificador no inversor és:

$$\frac{V_{CAO}}{V_S} = 1 + \frac{R_1}{R_2} \quad (3.1)$$

El senyal en el pin  $V_{SO}$  és definida per l'equació:

$$V_S = V_{sense} + (V_{ref} - V_{sense}) * \frac{R_4}{R_3 + R_4} \quad (3.2)$$

Combinant les equacions anteriors s'obté:

$$V_{CAO} = V_{sense} * \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) + \left[(V_{ref} - V_{sense}) * \frac{R_4}{R_3 + R_4}\right] * \left(1 + \frac{R_1}{R_2}\right) \quad (3.3)$$

Si les condicions  $R_1 = R_3$  i  $R_2 = R_4$  són verdaderes, es pot obtenir:

$$V_{CAO} = V_{ref} + \frac{R_1}{R_2} \quad (3.4)$$

Utilitzant aquestes dades es pot establir un rang de valors per a les resistències escollides. El límit de corrent de 2 mA fixa un límit mínim per a la suma de resistències  $R_1 + R_2$ , aquest límit es defineix per:

$$I_{limit} = \frac{V_{CAO(max)}}{R_1 + R_2} \quad (3.5)$$

$$I_{limit} = 2 \text{ mA}$$

$$V_{CAO(max)} = 5 \text{ V}$$

Això vol dir que  $R_1 + R_2 > 2.5k \Omega$ .  $R_2$  està limitada a  $47 \Omega$  i  $R_1 > 2.45k \Omega$ . Això dona un guany al circuit de  $R_1 / R_2 = 52$ . Si la sortida de l'amplificador està entre 0 V i 5 V i l'offset és de 2.5 V, s'obté una variació de voltatge de  $\pm 2.5 \text{ V}$ .

Aquesta solució no s'ha implementat físicament en el projecte degut a diversos errors en el muntatge provisional. Tot hi ser una bona solució, no ha estat inclòs en el resultat final per falta de temps.

### *3.1.2.*

### *Protecció de temperatura*

El projecte incorpora un sensor de temperatura lineal, aquest fa la funció de mesurar la temperatura dels MOSFETs per evitar així la destrucció del component.

El sensor utilitzat per aquesta funció és el LM35DT, aquest és un sensor del fabricant Texas Instruments, aquest sensor té una relació lineal entre la temperatura mesurada i la tensió de sortida, cosa que facilita la conversió analògica digital. El rang de temperatures capaç de mesurar va de -55°C a 150°C.

S'escull un encapsulat T0-220 per facilitar el muntatge en el projecte.

S'ha portat a terme la solució descrita al diagrama de flux explicatiu del subprocés de temperatura a l'apartat dels diagrames de flux del quart capítol, encara que l'únic inconvenient, és el fet de que només és possible saber si s'ha superat el valor de temperatura límit si es prem el pulsador.

# **CAPÍTOL 4:**

## **DISSENY SOFTWARE**

### **4.1. Software**

En aquest apartat es dona a conèixer tota la part de disseny del projecte referent a la programació del software.

Per tal de situar-se cal mencionar que, tal i com s'ha comentat a l'apartat de hardware anterior, l'element programable de control és un microcontrolador PIC de la marca Microchip de la família PIC18, concretament el PIC18F4331.

Un cop triat el microcontrolador per el prototip del projecte, s'ha procedit a escollir el llenguatge i les eines de programació, la metodologia a seguir i els mòduls del PIC requerits per la solució adoptada. I finalment a dissenyar tant el diagrama de flux o ordinograma, com el codi emprat finalment com a solució del projecte.

#### **4.1.1. *Llenguatge de programació***

Segons la informació aportada pel fabricant, en aquest cas Microchip, els microcontroladors PIC són programables tant en llenguatge ensamblador com en llenguatge C.

Per decidir quin llenguatge era el més adient, s'ha fet un breu estudi de les característiques principals d'ambdós llenguatges i els avantatges d'un respecte l'altre.

- Assemblador:

Es tracta d'un llenguatge de programació de baix nivell, que dins dels seus trets característics més valuosos s'hi troben la velocitat i precisió de cada una de les operacions programades. Però en la seva contra es troba el fet que no sigui portable, és a dir, que la programació del mateix depèn directament de l'estructura interna de cada microcontrolador i alhora requereix del coneixement profund d'aquesta, per part del programador. Això fa, precisament, que en el cas de requerir una revisió d'un programador extern, aquest hauria de conèixer igual que aquell del projecte, l'estructura del microcontrolador.

Per tot això es converteix en un llenguatge on el manteniment, les revisions i les ampliacions són complexos.

- Llenguatge C:

És un llenguatge de més alt nivell, que tot i que suposa una pèrdua de velocitat i precisió i ocupa més espai en memòria, els quals podrien ser els seus punts més negatius. Dins dels seus avantatges es troben la senzillesa de programació i el seu nivell d'estructura, abstracció i control de tipus de dades. Però sobretot el beneficien el seu fàcil manteniment i l'alt contingut de documentació, exemples, llibreries, etc. Existents tant a internet com en bibliografia escrita.

Per tant, es pot concloure dient que, donada la complexitat del programa a implementar, la gran necessitat de revisió i manteniment continu, s'ha triat el llenguatge C, com a llenguatge per el programa a implantar al microcontrolador.

#### 4.1.2.

#### *Eines de Programació*

Un cop escollit el llenguatge de programació C, s'ha procedit a triar l'entorn per programar, depurar i compilar el codi, i el programa per carregar-lo al PIC.

Tot i l'existència de diferents programes amb característiques i funcionament similars, finalment s'ha triat el següent software:

- PIC C Compiler:

És un entorn de programació i compilació en llenguatge C, de la companyia CCS inc. (*Custom Computer Services*), destinat a microcontroladors PIC.

Les raons que l'han portat a ser triat, són:

- Llibreries:

Conté un gran número de llibreries tant de dispositius, com l'emprat en aquest projecte (PIC18F4331), com de funcions.

- Manual:

CCS proporciona un manual propi de programació C destinat a microcontroladors PIC molt complet tant en teoria com exemples.

- Fòrum:

Existeix un fòrum a la mateixa pàgina web de CCS, amb una gran comunitat d'usuaris del mateix compilador. S'hi poden trobar tot tipus de fils i tòpics d'on extreure informació, fer consultes i fins i tot aportar i compartir coneixements sobre programació en C de PICs.

- Bibliografia:

Hi ha disponible diferent bibliografia, fins i tot en espanyol referent a la programació d'aquest compilador, i la implementació conjuntament amb el simulador ISIS Proteus. Tota, molt completa a nivell teòric, amb moltes exemplificacions i a més un CD-Rom amb els exemples de codi ja escrits, per realitzar proves i extreure'n la informació necessària.

- PICKIT 3:

És una eina de la mateixa companyia que el microcontrolador, Microchip, que la defineix com:

*"In circuit debugger / programmer"*, o el que ve a ser el mateix, una eina de programació i depuració del PIC per connexió directa en circuit. Conjuntament amb el propi Hardware del programa, permet la càrrega i esborrada del fitxer compilat del microcontrolador.

És una eina molt útil ja que facilita molt la interacció de l'usuari amb el microcontrolador a través de funcionalitats, com per exemple, el botó d'*Auto import Hex + Write Device* que bàsicament permet carregar el programa al microcontrolador, òbviament essent ambdós connectats, de manera automàtica un cop es compila el programa en qüestió.

- Smart sine:

Software de generació de taules *LookUp Table* de senyals sinusoïdals, emprades al codi per tal de, mitjançant uns punters índexs, recórrer-les i prendre els valors necessaris pels càlculs dels cicles de treball variables de cada parell de senyals de sortida PWM.

- ISIS PROTEUS:

És un entorn totalment compatible amb els fitxers compilats al PIC C Compiler, que permet dissenyar esquemes elèctrics amb la finalitat de simular el funcionament tant del codi com del hardware emprat.

#### 4.1.3.

#### Metodologia

La metodologia seguida per la correcta programació del PIC, consta dels següents passos:

- Estudi previ del llenguatge:

Tal i com s'ha comentat anteriorment, per a la programació del microcontrolador s'ha utilitzat el llenguatge C, però amb la particularitat d'estar destinat a aquest tipus de microcontroladors PIC, seguint el manual del compilador. És per aquest motiu que s'ha realitzat un estudi previ del manual, per comprendre el funcionament de les funcions i llibreries preestablertes per els PIC a l'entorn de CCS, PIC C Compiler.

- Disseny inicial

Consisteix en un esborrany dissenyat de manera prèvia al complet coneixement del funcionament de tots els mòduls a utilitzar del microcontrolador.

- Diagrama de Flux / Ordinograma.

Consisteix a la realització d'un diagrama de flux conseqüent al disseny del programa, que s'ha anat millorant i ampliant en funció dels canvis i correccions sorgits a base de realitzar simulacions del mateix.

- Programació per segments:

Per tal de prosseguir amb la pressa de contacte amb la programació en C destinada a PICs, s'han programat diferents segments de codi per separat, per anar comprovant la seva compilació adequada i correcte funcionament. Com a exemples de segments sorgeixen:

- PWM
- Sensat mitjançant ADC
- LCD
- Teclat 4x4
- Etc.

- Simulació i comprovació per segments:

De igual manera que la programació, que se'n podria dir per parts, s'ha procedit a l'hora de simular, per evitar impactes entre diferents parts de codi o perifèrics electrònics simulats conjuntament.

- Disseny del programa complet:

Un cop comprovats la compilació i funcionament. S'han ajuntat totes les parts que finalment componen el programa complet.

- Simulació global:

Tal i com s'ha realitzat amb les diferents parts per separat, es duu a terme una simulació completa amb ISIS Proteus de tot el programa.

#### 4.1.4.

#### *Microcontrolador PIC18F4331*

A continuació s'exposa la informació suficient per a conèixer la distribució i el funcionament del microcontrolador i els diferents mòduls que el componen.

Es podria començar situant el microcontrolador PIC utilitzat, el qual forma part de la família PIC18 de Microchip. Els microcontroladors d'aquesta família són considerats d'alt rendiment, dins la fama actual de la companyia.

En concret el PIC18F4331 forma part d'un grup de microcontroladors dissenyats específicament per realitzar solucions relacionades amb control de motors, com és el cas d'aquest projecte.

Es tracta, en definitiva, de un microcontrolador de tecnologia *nanowatt*, la qual fa referència a l'estalvi energètic que porta a terme. Aquest PIC compta amb un mòdul PWM i un convertidor analògic d'alt rendiment.

##### 4.1.4.1.

##### *Distribució*

La distribució d'aquest microcontrolador ve donada, a més del pins d'alimentació i de muntatge inicial necessari, per cinc ports diferents, la nomenclatura dels quals va des de la A fins a la E.

El fet que tots els ports siguin bidireccionals proporciona suficient llibertat de cara a organitzar les sortides i entrades adients pel programa a realitzar. Realment però, existeixen algunes restriccions en base a alguns pins predestinats a funcions concretes.

En el següent apartat s'exposa la distribució final i l'ús de cada un dels ports i els seus pins. Així com les característiques principals de cadascun d'ells, i la justificació final de la distribució dels pins en funció del programa.

#### 4.1.4.1.1.

#### Ports

- Port A:

Es tracta d'un port bidireccional de vuit bits, és a dir que els seus pins es podrien fer servir com entrades o com a sortides.

Alhora, el port està dissenyat per encabir el procés de conversió d'analogic a digital. Aquest port està compost pels sis canals de entrada analògica: AN0, AN1, AN2, AN3, AN4, AN5, que corresponen als sis primers pins del port.

A més cal mencionar que tant el tercer com el quart pin del port (RA2 i RA3), estan configurats per exercir la funció de voltatges de referència (+Vref) i (-Vref). En el cas d'aquest projecte s'emprarà la tensió de referència positiva, per una de les conversions a realitzar.

A més conté els dos pins de configuració, emprats per la connexió del cristall de quars, que proveeix el pic de la freqüència d'oscil·lació, tal i com s'ha comentat a l'apartat de hardware, de 20 MHz.

De tal manera, que aquestes són dues de les restriccions comentades amb anterioritat, que afecten el port A:

- Dos pins destinats al cristall de quars de 20 MHz.
- Canals de conversió Analògic Digital.

- Port B:

Es tracta d'un port de vuit bits bidireccional, la particularitat del qual resideix als 6 pins destinats a les sortides del mòdul de PWM.

Justament per aquest projecte són les sortides més importants.

En aquest port també apareixen els dos pins de major pes, destinats a la funcionalitat de *Clock* i *Data* ( PGD i PGC), per a carregar el programa al pic des de el hardware PICKIT 3.

Així que les restriccions existents són:

- Sis pins destinats a les sortides PWM.
- Dos pins (RB6 i RB7) destinats al circuit de càrrega.

- Port C:

Igual que els anteriors, es tracta d'un port de vuit bits bidireccional, basat en la funcionalitat d'interrupcions, ja que consta de /FLTA i /FLT B, dos pins ( RC1 i RC2) destinats a la funcionalitat d'interrompre les sortides dels PWM, en cas d'entrada digital, entrades d'interrupció INT0 INT1 INT2 (RC3, RC4 i RC5) i per últim dos pins (RC6 i RC7) corresponents a la comunicació sèrie ( TX i Rx) que en aquest projecte no s'ha utilitzat.

Per tant, les restriccions, encara que no obligatòriament:

- Pins de fallada per controlar l'aturada dels PWM, /FLTA i /FLT B.

- Port D:

Aquest és l'últim dels ports de vuit bits, també bidireccional. Consta de les dues sortides de PWM restants ( RD6 i RD7) a les sis esmentades anteriorment, recordant que el microcontrolador en conté vuit. També consta de pins alternatius a d'altres ja existents, com és el cas de la quarta sortida PWM en el pin RD5, i el senyal de fallada A per aturar els PWM, al pin RD4, i d'altres pins d'entrada o sortida de propòsit general.

En aquest port no s'hi troba cap restricció en concret, de fet, apareixen sortides alternatives, per aconseguir quadrar tota la distribució.

- Port E:

Es tracta de l'últim port del microcontrolador. Aquest, a diferència dels altres, és de quatre bits, però segueix essent bidireccional. Consta dels tres canals de entrada analògica restants AN6, AN7, AN8 i el pin de /MCLR que a compleix la funció de circuit per el *reset* del programa.

Per tant l'única restricció que s'hi troba és:

- Pin del /MCLR per el *reset* del programa.

#### 4.1.4.1.2.

#### Justificació

Un cop coneguda la disposició de ports del microcontrolador i les restriccions sorgides, es procedeix a exposar la disposició finalment traçada segons els ports:

- Port A:

- Tres canals d'entrada analògica AN0, AN4, corresponents als pins RA0 i RA4 del PIC.
- Disposició de un divisor de tensió extern amb voltatge de sortida 2,5 V directament connectat al pin RA3, corresponent a la tensió de referència positiva (+Vref).

- Port B:

- Connexions PGC i PGD entre el hardware de programació PICKIT 3 i el microcontrolador, a través dels pins RB6 i RB7.
- Sis sortides PWM: ( PWM0, PWM1, PWM2, PWM3, PWM4, PWM5) corresponents als pins RB0, RB1, RB2, RB3, RB4, RB5 del PIC.

- Port C:

- No s'ha emprat cap dels pins d'aquest port.

- Port D:
  - S'utilitza el port complet per la connexió d'un teclat matricial de 4 x 4. Les columnes ocupen els quatre bits de menor pes. De la columna 1 que ocupa el pin RD0 fins a la quarta columna que ocupa el pin RD3 del port, i les files ocupen els pins de major pes del port, començant per la primera fila al pin RD7 i acabant per la quarta fila que ocupa el pin RD4.
  - Els quatre bits de major pes RC4, RC5, RC6, RC7, s'utilitzen per els pins de dades de la pantalla LCD 2x16.

Per tal de dur a terme aquesta connexió s'han hagut de disposar unes resistències *pull-up* entre cada una de les files i la tensió d'alimentació.

- Port E:
  - Es connecta el /MCLR al pin RE3.
  - S'utilitzen els tres pins restants per els tres pins de control de la pantalla LCD, RS al pin RE0, el RW al RE1 i l'*enable*, E al RE2.

#### 4.1.4.2.

#### Generació de senyals sinusoïdals.

Per sintetitzar per software els senyals sinusoïdals desfasats 120° a modular, corresponents a les tres sortides del semi-pont de transistors utilitzats, s'ha fet servir l'eina Smart Sine, esmentada ja a l'apartat d'Eines de programació.

Mitjançant aquest, s'han generat tres *LookUp Table*, que consisteix en una *array* de dades que serveix per reemplaçar una rutina de càlcul per la indexació de una taula de valors. Procés molt útil en la generació de funcions com la sinusoïdal que requereix aquest projecte.

Les tres taules generades consten de 36 valors, nombre escollit per aconseguir el desfasament perfecte dels senyals. Un valor per cada 10° dels 360° que compona un període d'un senyal. S'obtenen tres senyals que comencen a 0°, 120° i 240°.

**Taula 4.1.** Primera taula.

128	150	171	191	210	225
238	247	253	255	253	247
238	225	210	191	171	150
128	106	85	65	46	31
18	9	3	0	3	9
18	31	46	63	85	106

Per facilitar la feina del microcontrolador, es divideixen tots els valors per 255, de manera que quan cada punter indiqui un dels valors i s'agafi directament per utilitzar-lo als càlculs del *Duty Cycle*, sense haver de fer aquesta divisió prèviament. Així doncs, la taula resulta:

**Taula 4.2.** *Primera taula emprada al codi.*

0.501960784	0.588235294	0.670588235	0.749019608	0.823529412	0.882352941
0.933333333	0.968627451	0.992156863	1	0.992156863	0.968627451
0.933333333	0.882352941	0.823529412	0.749019608	0.670588235	0.588235294
0.501960784	0.415686275	0.333333333	0.254901961	0.180392157	0.121568627
0.070588235	0.035294118	0.011764706	0	0.011764706	0.035294118
0.070588235	0.121568627	0.180392157	0.250980392	0.333333333	0.415686275

Un cop aconseguits els valors que componen la primera taula, es construeixen les dues taules restants, tenint en compte el desfasament a originar.

Es tracta doncs de utilitzar els mateixos valors però començant en el tretzè valor en el cas de la segona taula i iniciant en el vint-i-cinquè valor a la tercera.

En cas de voler visualitzar la segona i tercera taula, són visibles al codi del programa a l'annex de la memòria.

#### 4.1.4.3.

#### *Mòduls del microcontrolador*

Aquest subapartat està dividit en funció dels mòduls i perifèrics emprats per el correcte funcionament del sistema dissenyat.

##### 4.1.4.3.1.

##### *PWM*

- Aplicacions

Es tracta del perifèric intern del microcontrolador dissenyat específicament per facilitar la tasca de generar senyals PWM per el control de motors i aplicacions de conversió d'electrònica de potència, com:

- Motors trifàsics d'inducció
- Motors de reluctància commutada.
- Motors de continua amb i sense escombretes.
- Fonts de potència.

- Característiques:

Dintre de les característiques més importants, de cara al projecte, s'hi troben:

- Resolució de fins a 14 bits.
- Canvis de freqüència *on-the-fly* (durant la generació del senyal).
- Temps mort o *dead-time*, entre parells de transistors en conducció, programable.
- Diferents modes de treball:
  - Mode *Free-running*.
  - Mode *Single-shot*.
  - Mode continu *Up/Down count*.
- Diferents bases de temps a escollir.
- Període de PWM programable.
- *Duty cycle* programable.
- Mode complementari de operacions.

- Configuració:

En relació a totes les característiques esmentades al punt anterior, la configuració adoptada per la resolució del projecte s'exposa a continuació:

- Programació dels *Dead-time*:

El *dead-time* programat correspon a 3µs, el qual supera de llarg la suma dels diferents temps dels MOSFETs IRF840:

- Retràs d'encesa = 14 ns.
- Temps de flanc de pujada = 23 ns
- Retràs d'apagada = 49 ns.
- Temps de flanc de baixada = 20 ns.

Que en total és d'un valor de 106 ns.

- Mode de treball:

S'ha configurat el mode de treball "Free-Running", és a dir que les senyals PWM un cop activats funcionen sense aturar-se fins a rebre un senyal d'aturada.

- Base de temps:

A través d'una funció preestablerta a la llibreria del PIC C Compiler corresponent al dispositiu s'ha carregat un valor igual a u al registre PTCON, quedant configurada així la base de temps, de manera que el preescalador pren aquest valor, el que significa que s'usa la freqüència del cristall de quars sense reduir-la a través de la divisió per un valor diferent de u.

- Període del PWM:

El període del PWM queda definit com una constant a l'apartat inicial del codi on es defineixen totes les constants emprades, és en funció de l'**Equació 4.1**

$$T_{pwm} = \frac{(PTPER+1) \cdot PTMRPS}{\left(\frac{F_{osc}}{4}\right)} \quad (4.1)$$

$$T_{pwm} = \frac{(PTPER + 1) \cdot PTMRPS}{\left(\frac{F_{osc}}{4}\right)} = \frac{1}{2500} = 400 \mu s$$

I per tant, la  $F_{pwm}$  resulta:

$$F_{pwm} = \frac{1}{T_{pwm}} = \frac{1}{400 \mu s} = 2500 Hz \quad (4.2)$$

- Duty cycle:

En la configuració del cicle de treball o *Duty Cycle* recau tota la qüestió d'aconseguir ones quasi sinusoidals a la sortida del pont de transistors controlats pel *driver* IR2130 a partir de les senyals PWM proveïdes pel PIC.

És així perquè es tracta d'aconseguir un cicle de treball variable de manera que els polsos del PWM tinguin una amplada variable en funció dels valors d'una taula de valors (LookUp Table) que es llegeixen contínuament a través d'uns punters.

Per això els valors de la taula seran de 0 a 255, perquè per el càlcul s'ha de dividir per 255, i el valor resultant correspon a un percentatge, que indicarà alhora el valor de cicle de treball.

- Mode complementari:

S'ha configurat el PWM en el mode complementari, ja que com s'ha explicat amb anterioritat permet el correcte funcionament entre transistors de una mateixa branca del pont, o sortides PWM.

El que s'aconsegueix consisteix en alternar el treball entre transistors d'una mateixa branca, de tal manera que no es pugui crear un curtcircuit entre ells i malmetre el circuit de potència.

Aquesta configuració conjuntament amb el *dead-time* aconseguixen el perfecte funcionament del pont de control format per transistors.

## 4.1.4.3.2.

## Convertidor ADC

S'utilitza la conversió analògica digital amb la finalitat de mesurar les senyals analògiques corresponents a la intensitat i la temperatura, per portar a terme la corresponent conversió a través del software, com s'explica a continuació per cadascun dels sensats, i prendre mesures de seguretat en funció de quines siguin aquestes lectures.

- Sensat de temperatura

L'element de mesura de temperatura, com s'ha comentat al segon capítol referent al hardware, és un sensor LM35DT.

De la fitxa tècnica d'aquest component s'hi pot extreure la següent informació, interessant per a realitzar la conversió mitjançant el software:

- Factor lineal d'escalat de: 10 mV/°C.
- Rang de temperatures: de -55 °C a 150 °C.

Per altra banda de la fitxa tècnica del Microcontrolador es comprova que el convertidor analògic digital ADC, és de 10 bits.

De tal manera que les dades a emprar són:

- 205 valors de mesura del sensor ( de -55 a 150).
- 1024 valors de lectura o *counts* ( de 0 a 1024).

Per a la conversió s'utilitzen dues equacions matemàtiques de la recta bàsiques:

$$y = mx + n \quad (4.3)$$

$$m = \frac{(y_2 - y_1)}{(x_2 - x_1)} \quad (4.4)$$

Es substitueixen els valors límits a l'**Equació 4.4**:

$$m = \frac{(205 - 0)}{(1024 - 0)} = 0,2002$$

Un cop extreta el valor de la relació: número del valor sensat pel LM35 respecte el número de comptes llegit pel microcontrolador, es substitueix aquest valor juntament amb una  $y$  i una  $x$  per extreure el valor de la  $n$ , com es pot veure a continuació:

$$205 = 0,2002 \cdot 1024 + n$$

Si aïllem la  $n$ :

$$n = 205 - 0,2002 \cdot 1024 = -\frac{3}{625} = -4,8 \cdot 10^{-3}$$

Per últim, i per tal de mostrar el valor real de la temperatura mesurada només cal restar l'espècie d'*offset* del rang de temperatures, ja que s'ha agafat com a valor màxim 205, i el valor màxim sensat es 150. Aquest *offset* és igual al número de valors per sota de zero en el rang de mesures del sensor, en aquest cas els 55 °C sota zero.

L'equació final de conversió, s'expressa com:

$$Temperatura = [0,2002 \cdot Lectura\ ADC - 4,8 \cdot 10^{-3}] - 55$$

Exemple de sensat per a un valor de temperatura igual a 27 °C:

La lectura en 10 bits realitzada per el convertidor analògic digital del microcontrolador correspon a la següent relació:

- 150 °C → valor número = 150 + offset = 205 → 1024 comptes.
- 27 °C → valor número = 27 + offset = 82 → 409,6 comptes.

$$y = 0,2002 \cdot 409,6 - 4,8 \cdot 10^{-3} \approx 82 \rightarrow 82 - 55 = 27\text{ °C}$$

Cal mencionar que els resultats són bastant acurats, ja que els valors poden contenir decimals, donada la definició de les variables de lectura de tipus *float*.

Un cop comprovats els càlculs realitzats, s'exposa a continuació com s'ha escrit la funció, encarregada de dur a terme aquesta conversió, al software.

```
Lectura_temperatura = Read_ADC();
```

```
Temperatura = (0.2002 · lectura_temperatura) - 0.0048 - 55;
```

- Sensat de corrent

L'instrument utilitzat per la mesura de la corrent que circula per el pont de transistors és un ACS712ELCTR-05B-T, i segons la seva fitxa tècnica s'han extret les següents especificacions:

- Sensitivitat tipus: 185 mV/A.
- Rang de sensat: de -5 A a 5 A.
- Tensió de sortida del sensor a 0 A és igual a 2,5 V → 512 comptes.

Seguint el mateix procés que amb el sensor de temperatura, es pot resoldre la conversió de la següent manera:

La tensió de sortida del sensor per als valors límits correspon a:

$$V_{out(5A)} = 2,5 V + \left( 185 \frac{mV}{A} \cdot 5 \right) = 3,425 V \rightarrow 701,44 \text{ comptes}$$

$$V_{out(-5A)} = 2,5 V + \left( 185 \frac{mV}{A} \cdot (-5) \right) = 1,575 V \rightarrow 322,56 \text{ comptes}$$

Utilitzant les mateixes equacions:

$$m = \frac{(5 - 2,5)}{(1024 - 512)} = 4,883 \cdot 10^{-3}$$

Am el valor de la relació: valor sensat pel ACS712 respecte el número de comptes llegit pel microcontrolador, es substitueix aquest valor juntament amb una  $y$  i una  $x$  per extreure el valor de la  $n$ , tal i com s'ha procedit a l'exemple del sensor de temperatura:

$$2,5 = 4,883 \cdot 10^{-3} \cdot 512 + n$$

Aïllant la  $n$ :

$$n = 2,5 - 4,883 \cdot 10^{-3} \cdot 512 = -9,6 \cdot 10^{-5}$$

De manera que l'equació final de conversió, és:

$$\text{Tensió sortida sensor} = [4,883 \cdot 10^{-3} \cdot \text{Lectura ADC} - 9,6 \cdot 10^{-5}]$$

$$\text{intensitat} = \frac{\text{tensió sortida sensor} - 2,5}{185 \cdot 10^{-3}}$$

Exemple de sensat per a un valor de intensitat igual a 3 A:

La lectura del ADC del PIC varia en funció de la següent relació:

- 0 A → Vout sensor = 2,5 V → 512 comptes.
- 5 A → Vout sensor = 3,425 V → 701,44 comptes.
- -5 A → Vout sensor = 1,575 V → 322,56 comptes.

$$V_{out(3A)} = 2,5 V + \left(185 \frac{mV}{A} \cdot 3\right) = 3,055 V$$

- 3 A → Vout sensor = 3,055 V → 420,864 comptes

$$y = [9,766 \cdot 10^{-3} \cdot Lectura ADC - 1,85] = 2 \approx 82 \rightarrow 82 - 55 = 27 ^\circ C$$

Cal mencionar que els resultats són bastant acurats, ja que els valors poden contenir decimals, donada la definició de les variables de lectura de tipus float.

Un cop comprovats els càlculs realitzats, s'exposa a continuació com s'ha escrit la funció, encarregada de dur a terme aquesta conversió, al software.

```
Lectura_temperatura = Read_ADC();
```

```
Temperatura = (0.2002 · lectura_temperatura) - 0.0048 - 55;
```

#### 4.1.4.3.3.

#### Temporitzadors

Tal i com s'ha comentat en l'apartat de característiques principals del microcontrolador, segons la fitxa tècnica d'aquest, consta de 5 temporitzadors o *Timers*.

El temporitzador s'ha emprat per atendre mitjançant una interrupció, al seu desbordament, incrementant en cadascun d'aquests els punters que recorren la *LookUp Table* per la generació de la forma sinusoidal.

Després de l'estudi previ de les característiques tan de funcionament com de configuració de tots els temporitzadors, s'ha pres la decisió d'escollir el Timer1.

## 4.1.4.3.3.1.

## Timer1

El mòdul del Timer1 és un temporitzador / comptador, que segons la fitxa tècnica, apleix les següents característiques:

- 16 bits de treball, mitjançant 2 registres ( TMR1H i TMRL1) de 8 bits cadascun.
- Es poden escriure i llegir ambdós ports.
- Interrupció per desbordament amb rang de: FFFFh fins a 0000h.
- *Reset* per dispar dels mòduls CCP.
- Controlable a través del registre T1CON, mitjançant el bit TMR1ON per habilitar i inhabilitar.
- Funciona en tres modes:
  - Temporitzador
  - Comptador síncron
  - Comptador asíncron

L'**Equació 4.5** correspon al temps de desbordament del Timer1:

$$T = T_{cm} \cdot Prescaler \cdot (65536 - Càrrega del TMR1) \quad (4.5)$$

On:

- $T_{cm}$ : Temps corresponent al cicle màquina i es pot calcular mitjançant la següent equació:

$$T_{cm} = \frac{4}{F_{osc}} \quad (4.6)$$

- *Prescaler*: Es tracta del valor pel qual dividir la freqüència d'oscil·lació  $F_{osc}$  que proporciona el cristall de quartz.
- *Càrrega del TMR1*: Es el valor que s'introdueix al temporitzador, en cas de voler un desbordament més ràpid.

Aquest temps, calculat mitjançant l'**Equació 4.6** , suposa el període de lectura de cadascun dels valors de la *LookUp Table* i els càlculs corresponents per els diferents cicles de treball dels senyals PWM.

De manera que el resultat del producte d'aquest període calculat i el nombre de valors de la taula correspon al període de la senyal sinusoidal de sortida. I per tant la inversa d'aquest període aporta els valors de freqüència als que es farà treballar el motor.

Així doncs, es pot afirmar que el temporitzador és una peça clau de la resolució del variador de freqüència, ja que en definitiva la variació de freqüències de treball del motor, vindrà donada pels diferents valors carregats al temporitzador Timer1.

#### 4.1.4.3.4.

#### Interrupcions

El PIC18F4331 consta de múltiples fons d'interrupció i una funcionalitat que permet atorgar dos nivells de prioritat, alta o baixa.

Per aquesta funcionalitat, els valors a emprar per tal de configurar ambdós nivells de prioritat són:

- 000008h per interrupcions de baixa prioritat.
- 000018h per interrupcions d'alta prioritat.

El microcontrolador empra fins a tretze registres per tal de controlar les operacions d'interrupció, cadascun dels quals consta de tres bits, que són:

- *Flag* : Indica quan ocorre un esdeveniment de interrupció.
- *Enable*: Permet l'execució de la interrupció un cop el bit de *flag* prengui el valor vertader.
- Prioritat: Per classificar cada interrupció entre alta o baixa prioritat.

La interrupció utilitzada en la programació software és la interrupció per desbordament del temporitzador Timer1, com ja s'ha introduït a l'apartat anterior.

#### 4.1.4.3.4.1.

#### Interrupció del Timer1

Aquesta interrupció està programada per succeir cada cop que es produeixi un desbordament del temporitzador Timer1.

La configuració del Timer1 afecta directament a la freqüència de sortida, i per tant a la base d'aquest projecte, que es fer variar la velocitat del motor a través de variar la freqüència.

Tant és així, que, tal i com es pot observar tant al diagrama com al codi del software annexat al projecte, dins d'aquesta interrupció es realitzen tres tipus de sentències condicionals de caràcter comparatiu.

El primer tipus correspon a una condició que compara el valor de una variable auxiliar entera de únicament dos possibles valors, 0 o 1. Si aquesta aconsegueix la igualtat, la variable es fa canviar d'estat automàticament després d'entrar a la condició i es passa a la següent de les comparacions.

El segon compara una altra variable corresponent a la velocitat triada amb tres valors enters coneguts, de manera que si la variable aconsegueix la condició d'esser igual a algun d'aquests valors, el programa entra dins de la condició.

En el tercer tipus, del qual apareixen tres casos, es du a terme una comparació que incorpora l'increment de la variable corresponent als punters utilitzats com a índex de les taules *LookUp Table*, en que si la variable aconsegueix la igualtat plantejada, aquesta, queda reinicialitzada.

#### 4.1.4.3.5.

#### Perifèrics externs

Per la interfície destinada a l'usuari, per el disseny del prototip s'implementen dos perifèrics externs, un LCD de dues files i setze columnes i un teclat matricial de quatre files per quatre columnes.

Per tal de no afectar a les restriccions ja esmentades referents als ports, s'ha dut a terme una connexió conjunta d'ambdós perifèrics al mateix port, el D. Aquest ha quedat ocupat tal i com s'exposa al subapartat de justificació dins de l'apartat distribució.

Quant a la part de software referent a aquests dos perifèrics cal esmentar que en els dos casos s'han hagut de realitzar modificacions sobre les llibreries ja preestablertes en el PIC C Compiler, a fi de poder realitzar les connexions desitjades.

Aquestes modificacions es poden comprovar al codi de les llibreries adjuntat als annexes de la memòria.

#### 4.1.5.

#### Diagrama de flux / Ordinograma

L'esquema del codi emprat per al funcionament del prototip del projecte consta de 5 parts diferents:

- Programa principal:

S'encarrega de la configuració tant dels perifèrics externs i la crida de les seves llibreries, com de la configuració i inicialització del mòdul Power PWM i del convertidor analògic digital.

A més conté el bucle infinit destinat a fer funcionar el programa fins que no s'apaga. Aquest bucle inclou el menú principal mostrat per pantalla i controlable a través del teclat matricial, configurant així la part corresponent a la interfície amb l'usuari, des del que es produeix la crida a les subrutines de les velocitats, el canvi de sentit i els sensats.

- Rutina d'atenció a la interrupció per desbordament del Timer1:

S'encarrega de les sentències destinades a l'increment, comparació i reinicialització dels punters que apunten a les tres taules *LookUp Table* de generació de sinus.

- Subrutines de les velocitats programades:

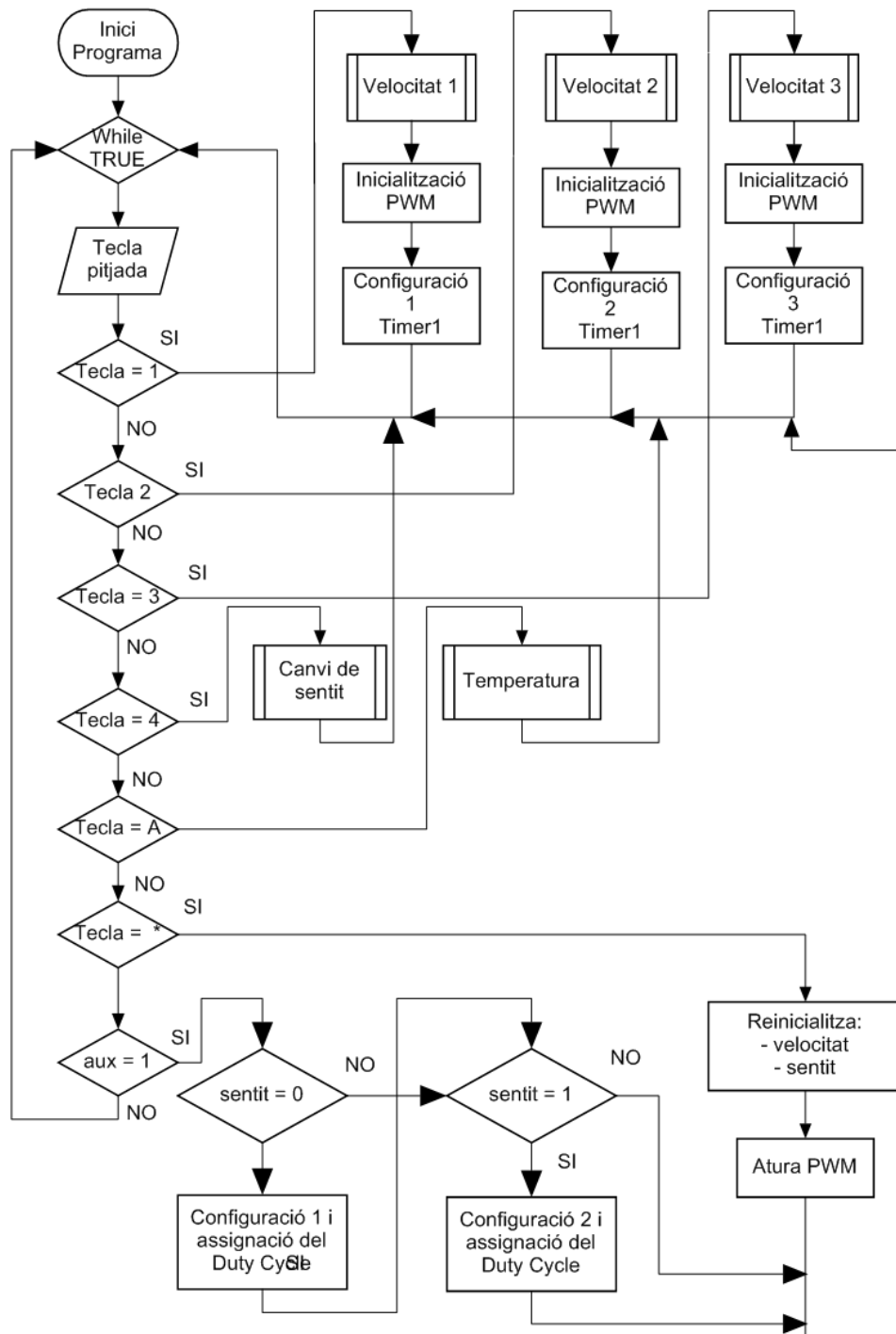
Es tracta de tres subrutines en les que es dona una configuració predeterminada al Timer1 en funció a la freqüència i corresponent velocitat a desenvolupar.

S'hi inicialitzen les sortides dels senyals PWM.

- Subrutina de canvi de sentit:

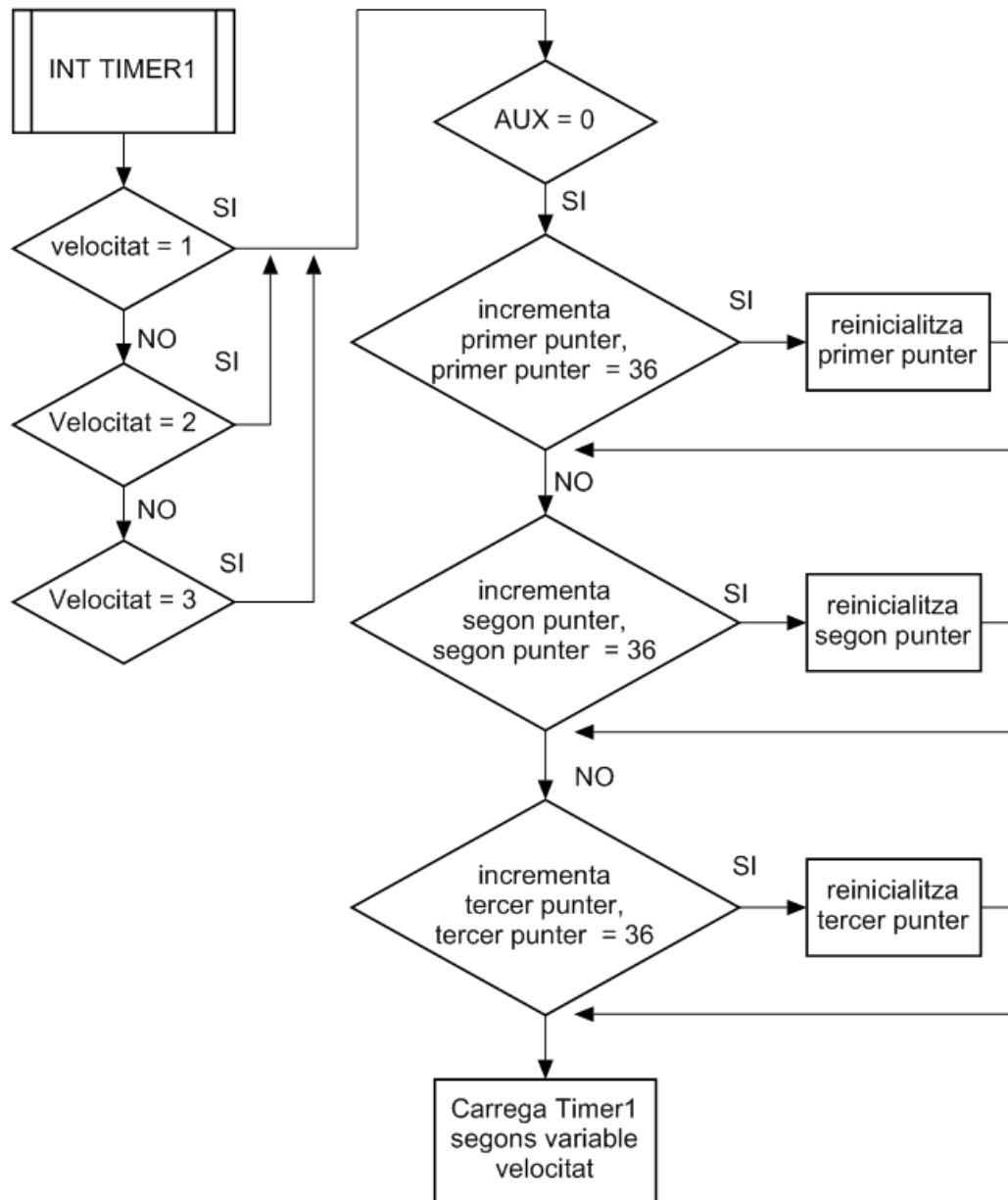
Es tracta d'una subrutina que te com a objectiu invertir el sentit de gir del motor. Mitjançant una sentència condicional s'inverteix el valor d'una variable de tipus entera de dos valors, 0 i 1.

Programa principal:



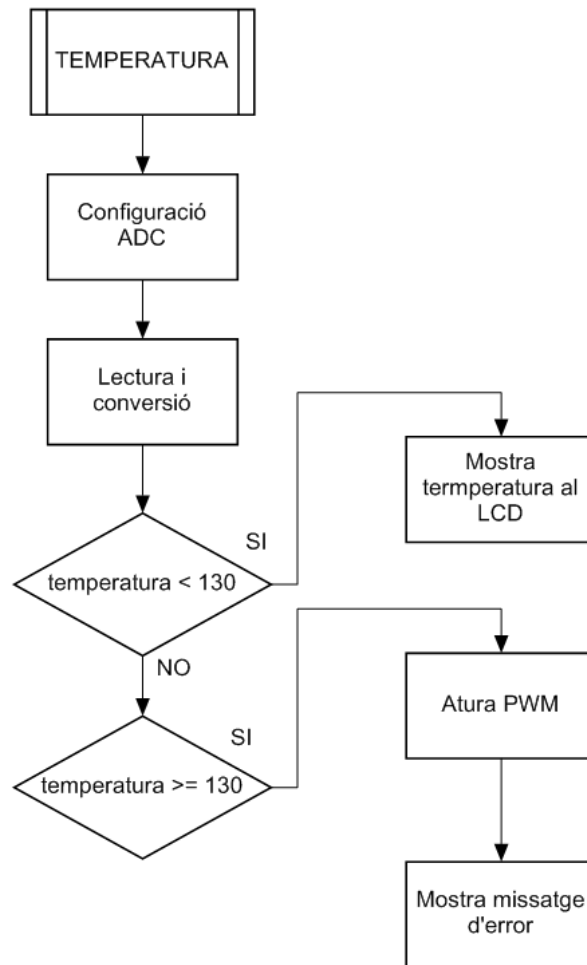
**Figura 4.1.**Diagrama de flux del programa principal.

Interrupció per desbordament del Timer1:



**Figura 4.2.** Diagrama de flux de la interrupció per desbordament del Timer1.

## Funció Temperatura:



**Figura 4.2.**Diagrama de flux del sub-procés de la temperatura.

#### 4.1.6.

#### Funcionament del programa

En aquest apartat s'exposa de manera cronològica el funcionament de tot el programa emprat per a la solució d'aquest projecte. En definitiva és una combinació de totes les parts descrites anteriorment i il·lustrades a través del diagrama de flux de l'apartat anterior.

S'inicia el programa amb totes les sentències necessàries per la configuració dels diferents mòduls i perifèrics utilitzats. És a dir:

- Es crida les llibreries de: el PIC18F4331, el LCD i el teclat matricial 4x4.
- Es configura el convertidor analògic digital per a funcionar a 10 bits.
- Es configuren els fusos utilitzats:
  - HS: Configura la freqüència del microcontrolador segons el cristall de quars extern, el qual correspon a altres velocitats d'oscil·lació.
  - NOWDT: Inhabilita el *Watch Dog Timer*.
  - NOPROTECT: Inhabilita la protecció de lectura del codi.
  - NOLVP: Inhabilita el *Low Voltage Programming*.
- S'atorga la freqüència del cristall de quars, 20 MHz, al microcontrolador.
- Es defineixen els pins utilitzats pel LCD, tal i com permet la seva llibreria modificada.

Es declaren les constants utilitzades a la solució:

- Tres taules de valors constants *LookUp Table* de trenta-sis valors a llegir per aconseguir les funcions sinusoidals desitjades.
- El període de les senyals PWM.

També s'inicialitzen i defineixen les variables emprades:

- Punters que recorren les taules de valors constants.
- Variables relacionades amb el càlcul del cicle de treball.
- Variable de velocitats preestablertes.
- La variable corresponent al sentit de gir del motor.
- Variables corresponents als sensats analògics.
- Variables del menú principal.
- Variables auxiliars de les interrupcions.

Un cop configurades totes les parts implicades, el programa principal consta d'un bucle infinit, per tal de funcionar indefinidament fins que l'usuari no decideixi aturar-lo.

Dins d'aquest bucle es defineix un menú de selecció amb set possibles opcions. Les tres primeres corresponen a les tres velocitats preestablertes com baixa, nominal i alta.

Cadascuna d'elles mostra per pantalla en tot moment a quina velocitat està treballant el motor i s'indica la tecla a pitjar, en aquest cas l'asterisc, per aturar el motor i sortir a l'altura principal del menú a fi d'escollir una altra velocitat del motor, el canvi de sentit o el sensat de temperatura.

Internament, és a dir de manera invisible per l'usuari, es configura el temporitzador en la via corresponent per aconseguir la velocitat desitjada per l'usuari; baixa, nominal o alta.

Per el correcte funcionament de les senyals PWM, un cop seleccionada qualsevol de les tres velocitats, i tal i com s'ha dit anteriorment, el temporitzador *Timer1* queda configurat i carregat amb un dels tres valors preestablerts per cada velocitat, i s'atén a la interrupció per desbordament d'aquest.

Cada cop que el *Timer1* es desborda el programa entra a la interrupció, i si el valor dels punters no és igual a 36, valor límit de la taula, s'incrementa el valor d'aquests, es torna a carregar el valor del temporitzador, en funció del valor de la variable velocitat, i es surt de la interrupció.

Amb el valor actual llegit pels punters es procedeix als càlculs, per cada fase, del cicle de treball del PWM i així s'aconsegueix un senyal d'amplitud variable, imprescindible per aconseguir un bon senyal sinusoidal.

En cas que el valor dels punters sigui igual al valor límit esmentat, es reinicialitza cadascun dels punters donant-los-hi el valor 0 per tornar a començar la lectura de valors de la taula.

Un altra de les opcions del menú principal és el canvi de sentit, en la que s'alternen els càlculs del cicle de treball de dues de les fases. Per aquesta funció és necessari aturar les sortides de senyals PWM, per tal d'alternar dues de les fases amb el motor aturat.

L'altra opció correspon a la funció de sensat de temperatura, mitjançant la qual es fa una lectura a través del convertidor analògic digital, la conversió exposada a l'apartat del ADC, es mostra a través del LCD el valor i es segueix una sentència condicional o es compara el valor llegit amb el valor màxim enregistrat anteriorment, de manera, que si el valor de temperatura supera el límit de 130 °C, es tallin les sortides PWM a fi de que no es malmeti cap component del circuit.

L'última de les opcions fa referència a la tecla que reinicialitza totes les variables i atura els PWM, és a dir, fa la funció de sortir, i s'indica la seva opció en cadascuna de les tres velocitats triades, tal i com s'ha descrit anteriorment.

# **CAPÍTOL 5:**

# **SIMULACIONS**

## **5.1. Introducció**

En aquest apartat s'hi exposen les diferents simulacions que s'han realitzat per a conèixer els resultats ideals de les senyals existents en la solució adoptada, que més endavant són capturades directament del prototip construït.

## **5.2. Eina de simulació**

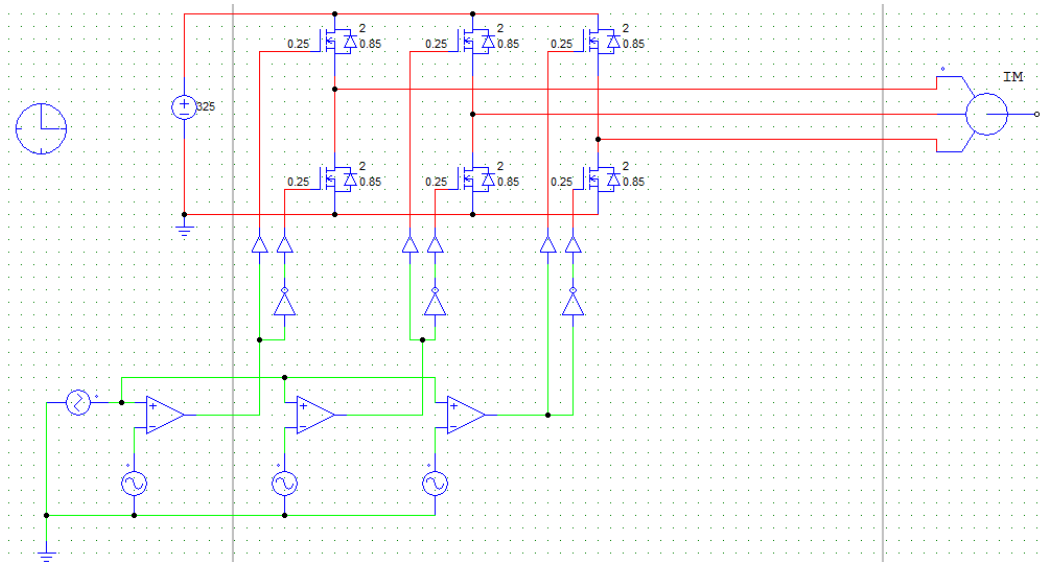
En aquest cas s'ha utilitzat un software anomenat PSIM, el qual permet la total simulació dels circuits dissenyats i utilitzats en aquest projecte.

Es tracta d'un programa que permet tant el disseny d'esquemes elèctrics dels circuits, amb la capacitat de poder atorgar a tots els components participants les seves característiques principals, descrites a l'apartat de Hardware i extretes de les seves fitxes tècniques, tal i com es pot comprovar al annex corresponent a les fitxes tècniques dels components.

Cal mencionar que es tracta d'una eina molt útil per tres fets molt importants. El primer d'ells el gran control que permet a l'usuari de cara als temps de simulació. El segon d'aquests, el fet d'esser un software molt intuïtiu i senzilla utilització i per últim la gran quantitat d'informació referent a la seva utilització a internet.

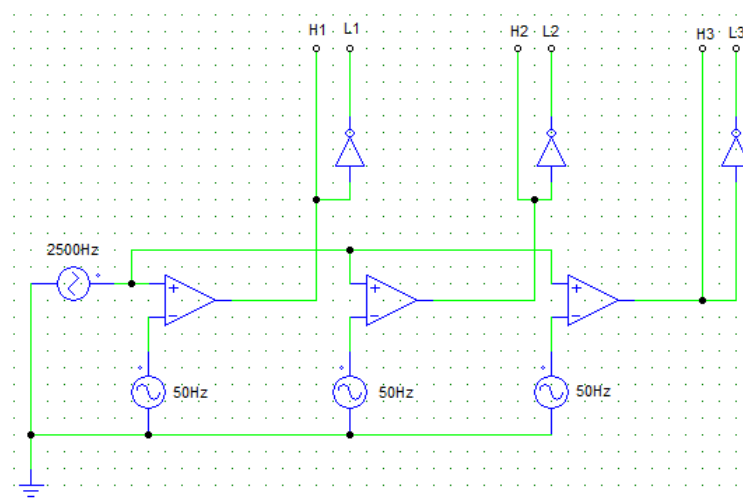
## 5.3. Resultats de les simulacions

A continuació es mostren les diferents captures realitzades. Seguint l'esquema elèctric del prototip, tal i com es pot apreciar a la següent figura:



**Figura 5.1.** Esquema elèctric de la simulació amb Psim.

Per el disseny del PWM, s'ha utilitzat el muntatge bàsic referent al seu funcionament tal i com es pot veure en la següent imatge:



**Figura 5.2.** Muntatge per la generació de PWM.

On s'empren tres senyals moduladores de forma sinusoidal de valors:

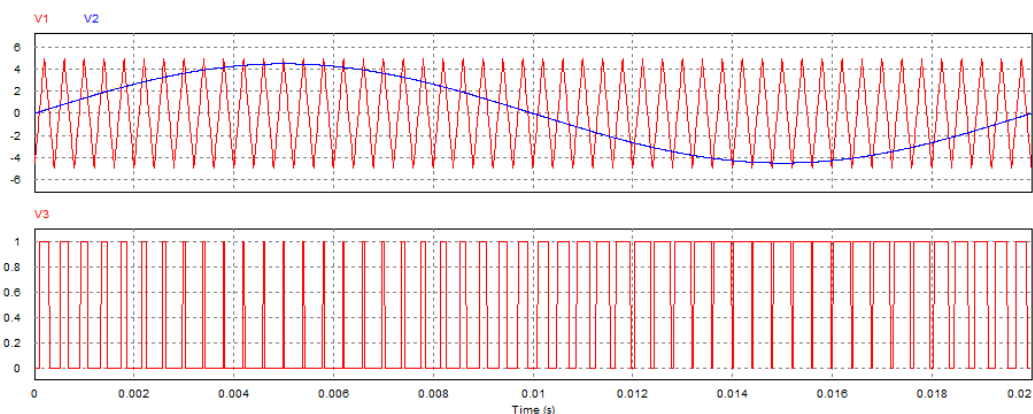
- 50 Hz de freqüència (Nominal de treball del motor)
- Amplitud: 4,5 V
- Desfasament de 120° entre cadascuna d'elles

Totes tres connectades a les tres entrades negatives dels tres OPAMPs. Com a entrada positiva d'aquests, s'ha utilitzat la mateixa senyal triangular per els tres casos, de valors:

- 2500 Hz de freqüència (freqüència de PWM utilitzada en el muntatge real, i aconseguida mitjançant el software del projecte).
- Amplitud:

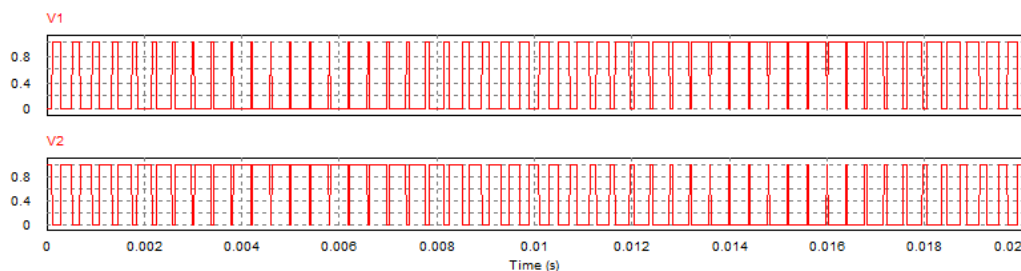
### 5.3.1. Generació Senyal PWM

Tal i com s'ha explicat al subapartat anterior, la generació de les senyals PWM corresponen a modular un senyal sinusoidal mitjançant una ona triangular, com es pot veure a la següent figura:



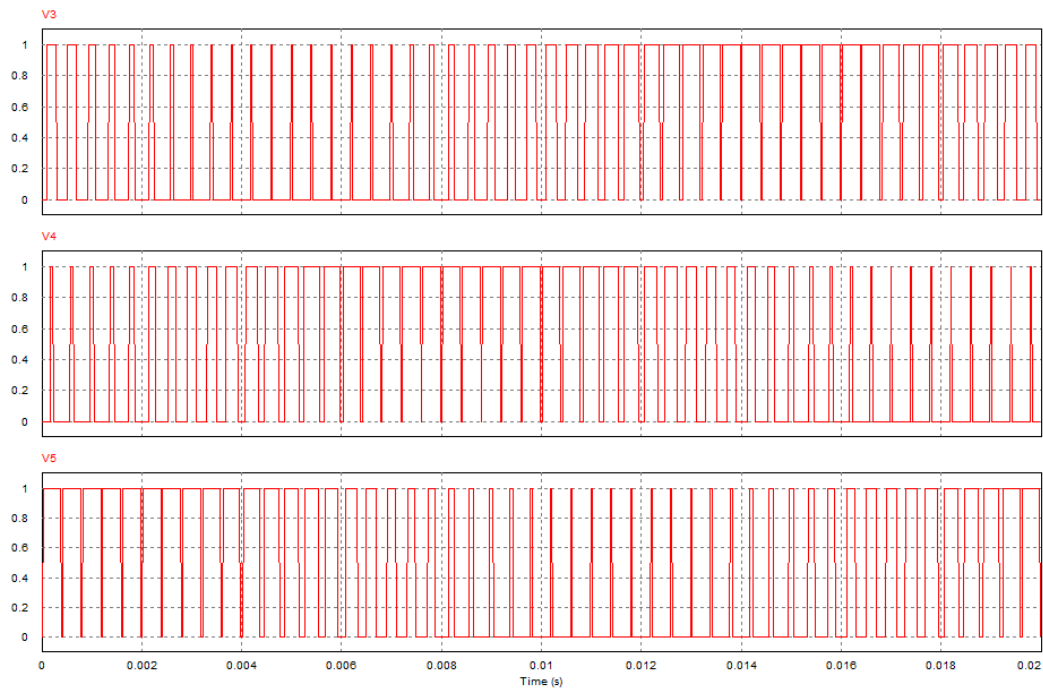
**Figura 5.2.**Generació del PWM.

A continuació es mostra una captura de la simulació de dues senyals PWM complementaries per tal de controlar ambdós transistors del semi-pont H.



**Figura 5.3.**Parell de senyals PWM complementaris.

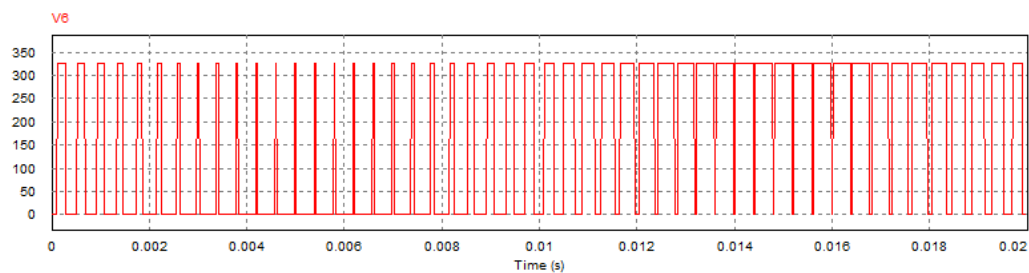
A la **Figura 5.4.** es comprova el desfasament de  $120^\circ$  entre els senyals alts dels tres parells de PWM que controlen les diferents branques del pont H.



**Figura 5.4.** Tres senyals altes de PWM desfasades  $120^\circ$ .

### 5.3.2. Sortides del semi-pont H

La següent simulació, que es pot veure a la **Figura 5.5.**, correspon a la sortida ideal del semi-pont H sense filtratge:

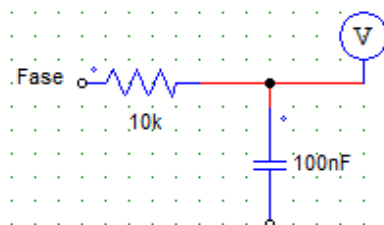


**Figura 5.5.** Sortida del semi-pont H sense filtre.

Per tal de veure el senyal d'aquesta sortida a les freqüències adients, s'ha emprat un filtre passa-baixos, compost per un muntatge RC, el valor dels components del qual, són:

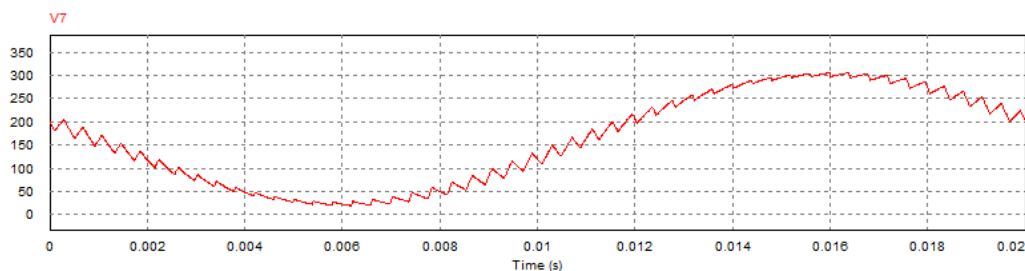
- Resistència de  $10\text{k } \Omega$
- Condensador de capacitat  $100\text{ nF}$ .

Tal i com mostra la següent figura:



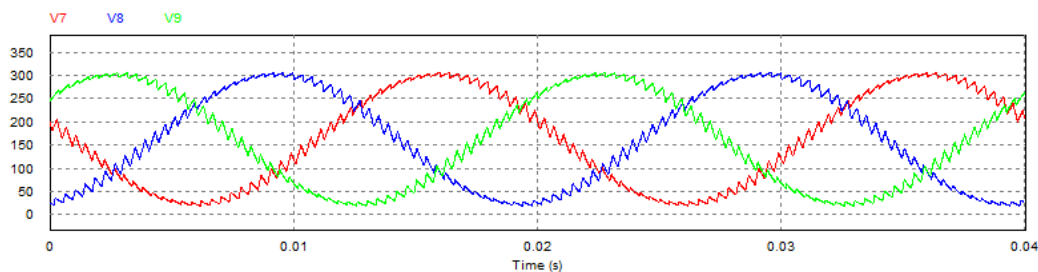
**Figura 5.6.** Muntatge del filtre passa-baixos amb  $F_c = 160\text{ Hz}$ .

La **Figura 5.7.** permet veure un període de la forma d'ona resultant de filtrar cadascuna de les sortides del semi-pont de transistors:



**Figura 5.7.** Tensió de sortida d'una fase del semi-pont H amb filtre passa-baixos amb  $F_c = 160\text{ Hz}$ .

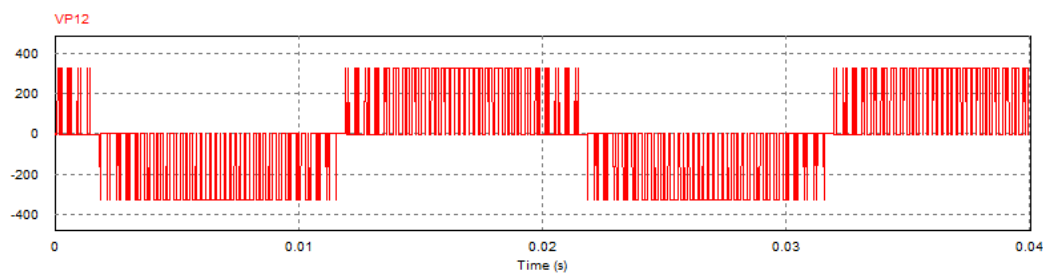
Si es filtren doncs, mitjançant el mateix muntatge, totes les sortides del pont, s'obté la **Figura 5.8.**, que correspon a la simulació d'aquestes, i en la que es pot comprovar el desfasament de  $120^\circ$  entre les tres senyals de sortida.



**Figura 5.8.** Tensions de sortida de les tres fases amb filtre passa-baixos amb  $F_c = 160\text{ Hz}$ , desfasades  $120^\circ$ .

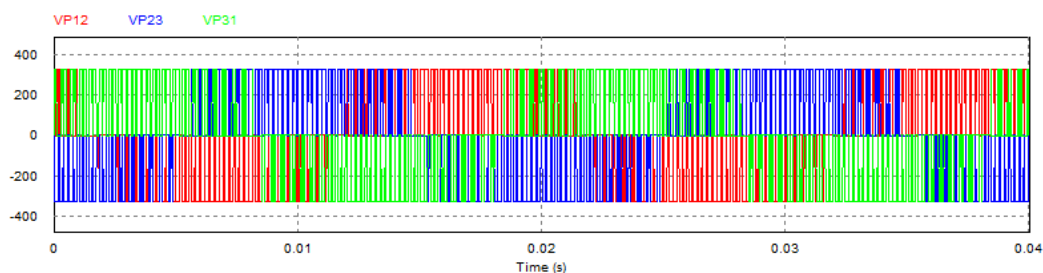
Un cop connectada la càrrega, en aquest cas el motor del projecte, i sense fer servir el filtre passa-baixos RC de les captures anteriors, es poden observar les diferents tensions de línia.

A continuació es mostra la captura d'una d'aquestes tensions, la tensió  $V_{12}$ .



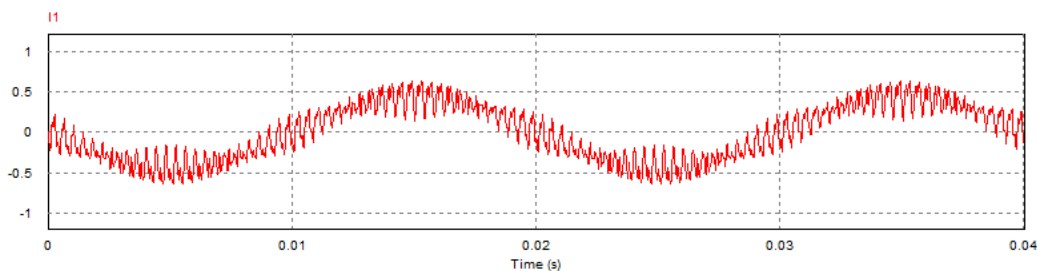
**Figura 5.9.** Tensió de línia  $V_{12}$ .

A la imatge següent s'observen les tres tensions de línia desfasades entre elles  $120^\circ$ .



**Figura 5.10.** Tensions de línia,  $V_{12}$ ,  $V_{23}$  i  $V_{31}$ , desfasades  $120^\circ$  entre sí.

I el corrent simulada en cadascuna de les branques es pot observar a la següent figura:



**Figura 5.11.** Corrent en una fase.

# **CAPÍTOL 6: RESULTATS**

## **6.1. Introducció**

A continuació s'exposen els resultats obtinguts del funcionament del prototip un cop enllestida la seva construcció. Aquestes corresponen als mateixos conceptes de les simulacions realitzades, a fi de comprovar les magnituds i correcte funcionament del variador de freqüència dissenyat i implementat.

## **6.2. Eina de captura**

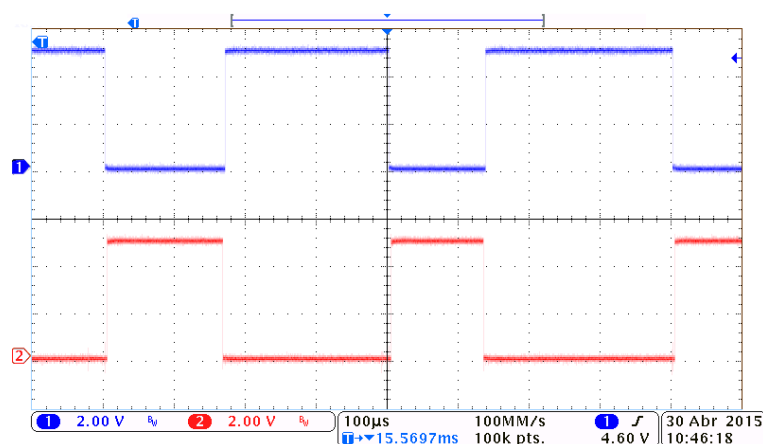
Cal esmentar que les captures s'han realitzat amb un oscil·loscopi de quatre canals proporcionat pel departament de potència de la universitat, per tal de poder observar aquelles captures de tres fases.

## 6.3. Captures

### 6.3.1.

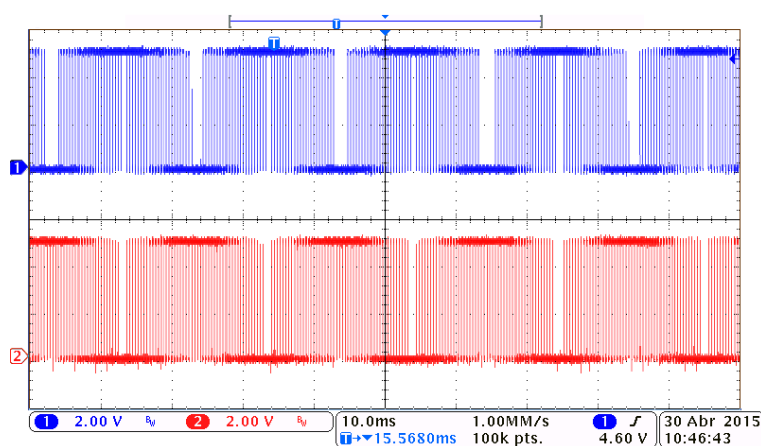
### *Generació dels senyals PWM*

A la següent imatge es pot observar en detall dues sortides PWM d'un dels tres parells de control del semi-pont H, i s'hi pot comprovar el funcionament en mode complementari, és a dir, quan el primer senyal és en estat alt, el segon està en estat baix.



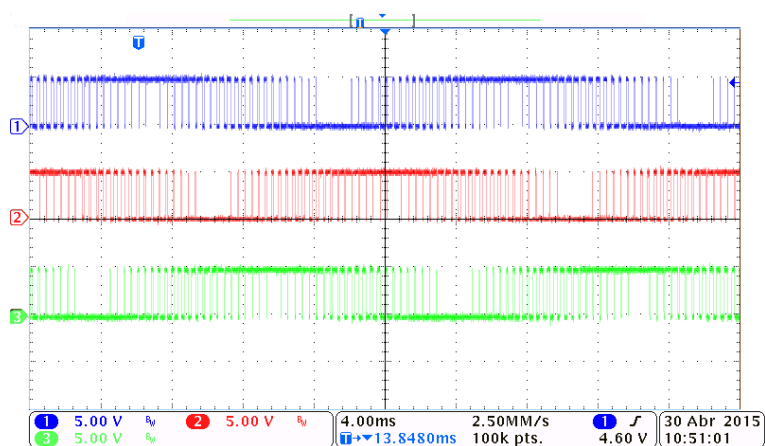
**Figura 6.1.** Senyals PWM complementàries .

Per a una visió més global, es mostra la següent captura:



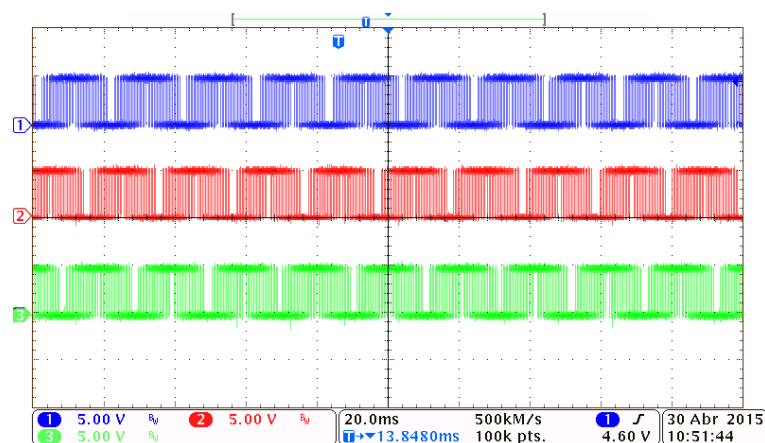
**Figura 6.2.** Senyals PWM complementàries .

A continuació s'exposa en detall les tres senyals de PWM corresponents als nivells alts de cadascun dels parells de sortida del microcontrolador, per comprovar-hi el desfasament de  $120^\circ$  entre elles:



**Figura 6.3.** Tres senyals altes de PWM desfasades  $120^\circ$ .

De igual manera però en una visió més general:

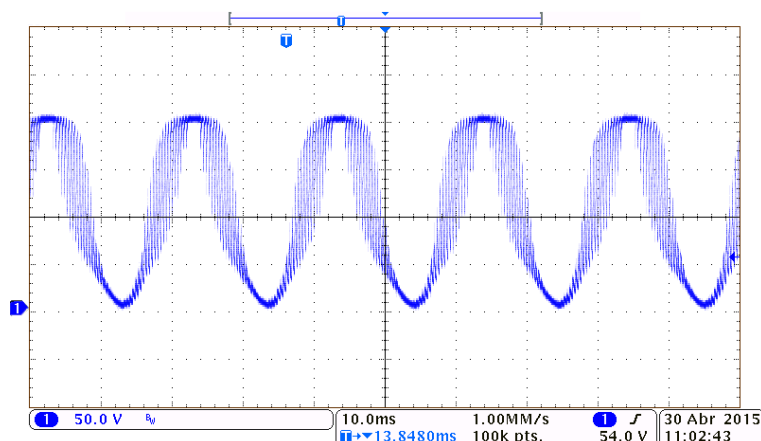


**Figura 6.4.** Tres senyals altes de PWM desfasades  $120^\circ$ .

## 6.3.2.

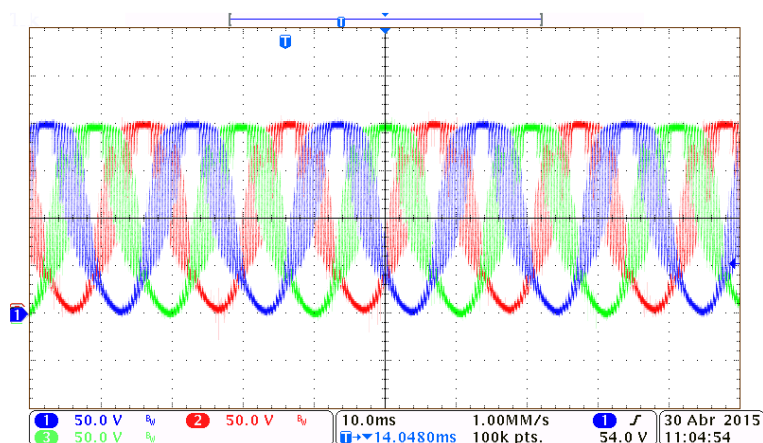
## Sortides semi-pont H

Tal i com s'ha implementat a les simulacions, també s'ha utilitzat un filtre passa-baixos amb freqüència de tall de 160 Hz per mostrar el senyal sinusoidal de la tensió.



**Figura 6.5.** Tensió de sortida d'una fase del semi-pont H amb filtre passa-baixos amb  $F_c = 160$  Hz.

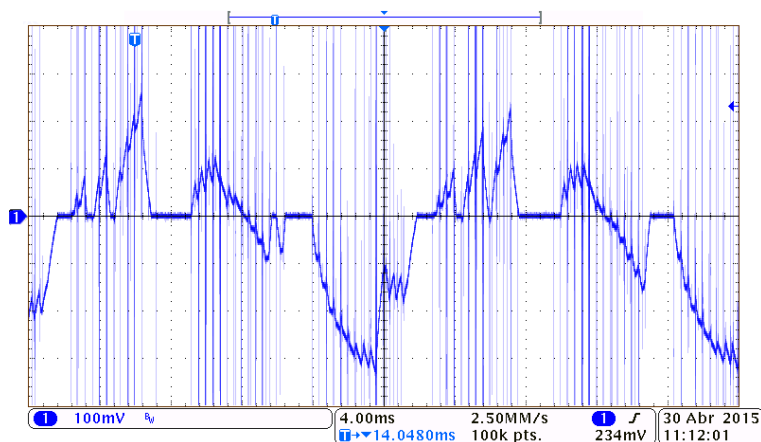
Per tal de comprovar el correcte desfasament de  $120^\circ$  entre les tres tensions de fase, s'ha capturat la següent imatge:



**Figura 6.6.** Tensions de sortida de les tres fases amb filtre passa-baixos amb  $F_c = 160$  Hz, desfasades  $120^\circ$ .

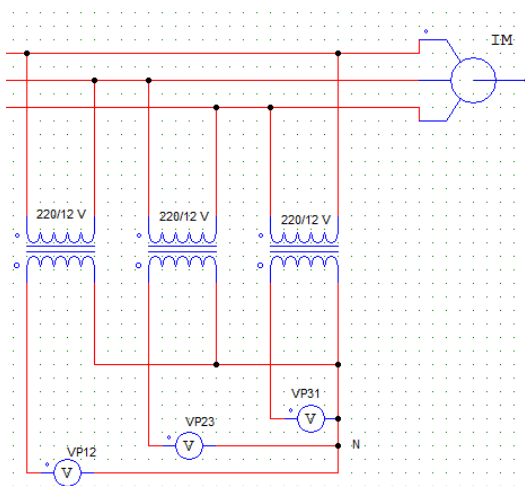
A continuació es mostren les dues captures referents a les formes d'ona de la tensió i el corrent amb el motor en qüestió connectat al prototip.

Per fer la captura del corrent s'ha emprat una resistència shunt de valor 1 ohm, de manera que la forma registrada correspon al corrent.



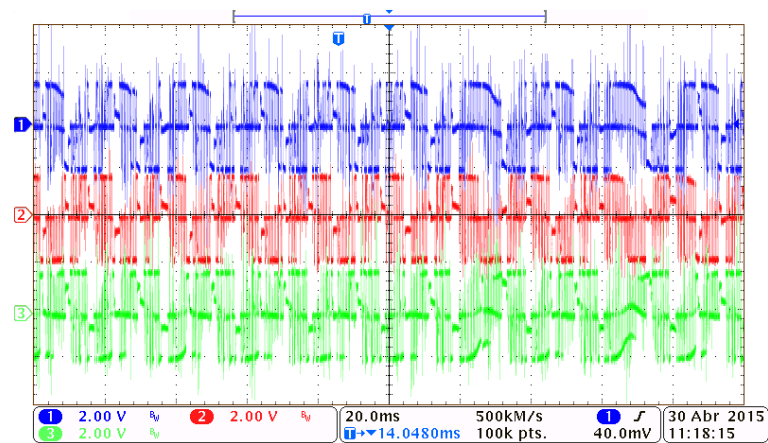
**Figura 6.7.** Corrent de fase mesurat en un resistor Shunt de valor 1 Ohm.

A la següent figura es poden veure les tres tensions de línia, V12, V23 i V31. Per la lectura de les quals, s'ha realitzat el muntatge de la **Figura 6.8.**, compost per tres transformadors monofàsics amb relació de transformació de 220 V / 12 V, per poder visualitzar la forma d'ona completa a l'oscil·loscopi i alhora aïllar el senyal de referència, d'aquest, de la xarxa.



**Figura 6.8.** Muntatge per les lectures de tensió.

A més per cada fase s'ha emprat una sonda atenuadora de valor x10.



**Figura 6.9.** Tensions de línia,  $V_{12}$ ,  $V_{23}$  i  $V_{31}$ , amb sonda atenuadora x10 i transformadors monofàsics 220 V / 12 V.

# **CAPÍTOL 7:**

# **CONCLUSIONS**

Un cop enllestit el projecte del disseny i realització d'un variador de freqüència per controlar un motor altern trifàsic i asíncron, es poden extreure conclusions referents tant als aspectes tècnics i de coneixements com de caràcter organitzatiu.

- Implicació dels grans camps de l'electrònica

Tal i com s'exposa inicialment quant a motivacions i objectius, es tracta d'un projecte que engloba els diferents camps de l'electrònica seguits durant els estudis de Grau en enginyeria Electrònica Industrial i Automàtica seguit per ambdós estudiants autors d'aquest treball.

És el cas de l'electrònica de potència com a base del projecte, ja que en definitiva es tracta d'un prototip electrònic capaç de transformar i controlar voltatges i corrents de nivells significatius. Conformant un equip de conversió de corrents mitjançant el control de l'encesa i apagada de semiconductors de potència. I amb la finalitat d'alimentar controladament altres equips, com en el cas d'aquest projecte, un motor trifàsic altern.

D'altra banda la solució adoptada no podria funcionar sense l'element de control més important, el microcontrolador PIC18F4331. En aquest cas el camp de implicat és l'electrònica digital seqüencial.

També hi apareix l'electrònica analògica en forma de dos sensors de senyals analògics com són la temperatura i corrent. Per interpretar i utilitzar-les cal portar a terme processos de conversió mitjançant el convertidor analògic digital del microcontrolador, adequadament programat.

A més per tal de fer funcionar conjuntament tot l'esmentat, calen els coneixements de programació en forma de disseny de software, en definitiva un codi en llenguatge C.

En aquest sentit es pot concloure que la convergència de tots aquests camps ha implicat certes dificultats de resolució. Es podria dir que, gràcies a esser un treball en equip, sempre que algun d'ambdós components d'aquest patia una mancança en algun dels camps descrits, l'altre ha pogut assumir-la, fins a aconseguir un equilibri entre els objectius i els integrants per arribar a una resolució satisfactòria.

- Treball en equip

És obvi que treballar en equip implica haver-se d'organitzar millor, posar-se d'acord en els diferents aspectes a elaborar, repartir de manera equitativa les tasques, portar un seguiment conjunt del treball realitzat per ambdós participants de l'equip, etc.

Per això últim esmentat en referència a la positivitat de treballar en equip i complementar-se entre els diferents integrants, es pot valorar molt positivament el treball realitzat en parella.

# **CAPÍTOL 8:**

## **PROPOSTES DE MILLORA**

### **8.1. Introducció**

Un cop realitzat el projecte i tenint en compte els resultats obtinguts es podrien realitzar les següents millores:

#### **8.1.1.** *Aïllament mitjançant optoacobladors*

Seria necessari aïllar les senyals provinents del mòdul del microcontrolador al mòdul de control, per tal d'evitar que un possible curtcircuit malmetés el PIC, així com una major immunitat al soroll generat per el mòdul de control.

Per a realitzar aquest aïllament, un component ideal seria un optoacobrador entre les senyals PWM.

#### **8.1.2.** *Diferenciació dels plans de massa*

També s'hauria de separar la massa de la lògica i la del bus de contínua, ja que per un error en el disseny aquestes dos estan en contacte. Això representa un perill tant com per l'usuari com per als components electrònics.

### 8.1.3. Descàrrega dels condensadors de la font d'alimentació

Pel que fa la font del bus de contínua, hauria d'incorporar una resistència per a la descàrrega dels condensadors, ja que aquests queden carregats després del funcionament del projecte i poden provocar una descàrrega a l'usuari encara que no estigui connectat a la xarxa. Aquesta resistència hauria d'estar col·locada en paral·lel als condensador i hauria de ser d'un valor elevat per reduir així el temps de descàrrega.

### 8.1.4. Proteccions

Tal i com s'ha exposat al tercer capítol hi ha dos proteccions per el correcte funcionament del prototip i evitar malmetre els components d'aquest.

- Protecció contra sobrecorrents:

Existeixen dues formes de protegir el prototip de sobrecorrents, una mitjançant el pin de sortida de falta del driver IR2130 i l'altra mitjançant el sensat del corrent programada usant una interrupció per desbordament d'un dels temporitzadors restants del microcontrolador.

Ambdues solucions no han pogut esser implementades, la primera d'elles per errors en el muntatge provisional, i la segona perquè el sensat de corrent mitjançant interrupció comportava l'aturada de les sortides PWM i en conseqüència, el motor, de manera que el corrent sensat era incorrecte.

- Protecció contra temperatures elevades:

S'ha portat a terme la solució descrita al diagrama de flux explicatiu del subprocés de temperatura, encara que l'únic inconvenient, és el fet de que només és possible saber si s'ha superat el valor de temperatura límit si es prem el polsador.

Per tant una possible millora seria la de dissenyar una interrupció per tal de fer lectures de temperatura continuada amb la configuració adequada per tal que el temps d'interrupció no trunqués el correcte funcionament de la interrupció per desbordament del Timer1 i per tant el treball del motor.

### **8.1.5.**

### ***Control de freqüència***

Per últim s'han trobat dues possibles millores de cara a donar més control a l'usuari a través de l'interfície humana, que són les següents:

- Control mitjançant un potenciòmetre de gir:

Consistiria en la utilització d'un potenciòmetre de gir per aportar una entrada analògica al microcontrolador i a través de la lectura d'aquesta entrada i la conversió adequada, controlar minuciosament la variació de la freqüència.

- Selecció de la freqüència mitjançant el teclat matricial 4x4:

Consistiria en la possibilitat de permetre a l'usuari, seleccionar el valor de la freqüència de treball del motor, emprant els valors numèrics del teclat de la interfície humana.

# CAPÍTOL 9:

## BIBLIOGRAFIA

### 9.1. Bibliografia de Consulta

García Breijo, Eduardo. 2008. *Compilador C CCS Y Simulador PROTEUS Para Microcontroladores PIC*. Barcelona: Marcombo.

Holmes, D. Grahame, and T. A Lipo. 2003. *Pulse Width Modulation For Power Converters*. Hoboken, NJ: John Wiley.

International Rectifier, Application Note AN-985: Six-Output 600V MGDs Simplify 3-Phase Motor Drives, <http://www.irf.com/technical-info/appnotes/an-985.pdf>, consultada: Gener de 2015.

International Rectifier, Design Tip DT98-2a: Bootstrap Component Selection for control IC's, <http://www.irf.com/technical-info/designntp/dt98-2.pdf>, consultada: Febrer de 2015.

International Rectifier, Design Tip DT92-6: Current sensing with the IR2130, <http://www.irf.com/technical-info/designntp/dt92-6.pdf>, consultada: Març de 2015.

Merino Azcárraga, José María. 1998. *Convertidores De Frecuencia Para Motores De Corriente Alterna*. Madrid: McGraw-Hill.

Microchip, Application Note AN900: Controlling 3-Phase AC Induction Motors Using the PIC184431, <http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/00900a.pdf>, consultada: Gener de 2015.

Microchip, Application Note AN843: Speed Control of 3-Phase Induction Motor Using PIC18 Microcontrollers, <http://ww1.microchip.com/downloads/en/AppNotes/00843a.pdf>, consultada: Desembre de 2014.