



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

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA

Memòria

“Variador de freqüència per al control d'un motor trifàsic”

TFG presentat per optar al títol de GRAU en
ENGINYERIA ELECTRÒNICA INDUSTRIAL I
AUTOMÀTICA

per **Oriol Artola Pla**

Albert Martín Pujol

Barcelona, 11 d'Octubre de 2016

Director: Joan Domingo Peña

Departament ESAII

Universitat Politècnica de Catalunya (UPC)

ÍNDEX MEMÒRIA

Resum	8
Resumen	8
Abstract	8
Agraïments	9
Capítol 1: Introducció	10
1.1. Objectius	10
1.2. Motivació	10
1.3. Estat de l'art	11
1.4. Models reals	13
Capítol 2: Variador de freqüència: possibles solucions	17
2.1. Font d'alimentació	20
2.1.1. Transformador de tensió	22
2.1.2. Convertidor <i>buck</i>	23
2.1.3. Font commutada	24
2.2. L'inversor trifàsic	25
2.2.1. Topologies	25
2.2.2. Regulació de la tensió de sortida	32
2.3. Control digital vs Control analògic	32
2.4. PWM	33
2.5. MOSFET vs IGBT	38
2.6. Motor trifàsic	40
Capítol 3: Disseny hardware	43
3.1. Font d'alimentació	43
3.2. Condensador del bus DC	44
3.3. Resistència de precàrrega	46
3.4. Font commutada	50
3.5. Transistors	53
3.5.1. Temps de commutació	54
3.5.2. Potència dissipada	55
3.5.3. Resistència de porta	57
3.6. <i>Driver</i>	59
3.7. Optoacobladors	65
3.8. Etapa digital	66
3.8.1. Microcontrolador	67
3.8.2. Perifèrics	70
3.9. Sensat del corrent	73
3.10. Senyal d'alarma	74
3.11. Muntatge	77
Capítol 4: Disseny Software	78
4.1. Llenguatge de programació	78
4.2. Eines de programació	79
4.3. Descripció del codi	80

4.3.1.	Configuració del temporitzador.....	80
4.3.2.	Retard	81
4.3.3.	Interrupció per desbordament del T0	81
4.3.4.	Generació de senyals	83
4.3.5.	Fases el PWM	84
4.3.6.	Marxes	85
4.3.7.	Lectura del teclat	86
4.3.8.	Menú pantalla LCD	86
4.3.9.	Programa principal	86
Capítol 5: Simulació		88
5.1.	Programes de simulació	88
5.2.	Font d'alimentació	88
5.3.	Inversor trifàsic	90
Capítol 6: Resultats		95
6.1.	Implementació	95
6.2.	Problemàtica	98
Capítol 7: Conclusions		100
7.1.	Conclusions resultatistes	100
7.2.	Convergència del coneixement tècnic del grau d'electrònica	100
7.3.	Treball en equip i organització	101
Capítol 8: Propostes de millora		102
8.1.	Descàrrega dels condensadors	102
8.2.	Sensat de temperatura	102
Capítol 9: Bibliografia		104
9.1.	Referències bibliogràfiques	104
9.2.	Consulta bibliogràfica	104

ÍNDIX DE FIGURES

1.1.	Variador de freqüència OMRON J1000	14
1.2.	Variador de freqüència ABB ACS310	15
1.3.	Variador de freqüència PANASONIC BFV30042GK	16
2.1.	Diagrama de blocs del sistema	18
2.2.	Tensió de la xarxa elèctrica domèstica	19
2.3.	Tensió rectificada del bus de contínua	19
2.4.	Tensió de fase d'entrada al motor	19
2.5.	Corrent d'una fase al motor	20
2.6.	Pont rectificador de díodes i condensador	21
2.7.	Ona rectificada en el model simulat amb LTSpice	22
2.8.	Corrent que passa pel pont rectificador de díodes	22
2.9.	Esquema elèctric simplificat d'un transformador	23
2.10.	Convertidor <i>buck</i> (reductor)	24
2.11.	Inversors monofàsics en paral·lel per a treure un senyal trifàsic a la sortida	26
2.12.	Disposició dels transistors en un inversor trifàsic	27
2.13.	Mode 1 amb 180° de conducció	27
2.14.	Mode 2 amb 180° de conducció	28
2.15.	Mode 3 amb 180° de conducció	28
2.16.	Tensions de sortida seguint la seqüència en un inversor de 180° de conducció	29
2.17.	Mode 1, 2 i 3 amb 120° de conducció	30
2.18.	Tensions de sortida seguint la seqüència en un inversor de 120° de conducció	31
2.19.	De la comparació del senyal modulador (ona sinusoidal) i del portador (ona triangular) en resulta el PWM d'una fase	34
2.20.	Diferències entre modulació bipolar i unipolar	35
2.21.	Senyal amb sobremodulació	36
2.22.	Diferents zones d'operació del PWM	37
2.23.	Contingut harmònic en sobremodulació d'un PWM	37
2.24.	Gràfic resum sobre en quines àrees resulta més adequat escollir entre IGBT o MOSFET	39
2.25.	Procés giratori pas per pas. Magnetització de les bobines en funció del corrent que hi circula	41
2.26.	Relació del parell motor amb la freqüència de treball	42
3.1.	Esquemàtic de la connexió del bus DC	45
3.2.	Circuit de càrrega del condensador del bus DC	46
3.3.	Font d'alimentació del bus DC	48
3.4.	Esquemàtic del filtre RC de retard per l'activació del relé K2	49
3.5.	Diagrama de blocs intern de l'integrat	51

3.6.	Circuit elèctric per la font commutada LNK304	51
3.7.	Pins de l'integrat LNK304	52
3.8.	1. Senyal PWM provinent de l'optoacoblador. 2. <i>Driver</i> . 3. Transistor MOSFET	53
3.9.	Punts on es produeixen les pèrdues	56
3.10.	Temperatura de la unió del <i>driver</i> IR2110 en relació amb la freqüència de commutació per al transistor MOSFET IRFBC20	57
3.11.	Resistència de porta en relació amb la tensió de pic entrant i el temps d'apagat	58
3.12.	Tensió V_1 i V_2 són la tensió V_{GS} del transistors S_1 i S_2 respectivament	59
3.13.	Diagrama de blocs intern del <i>driver</i> IR2110	60
3.14.	Disposició del circuit de <i>driver</i>	62
3.15.	Càrrega i descàrrega del condensador CBOOT	63
3.16.	Esquema de la situació de l'optoacoblador	65
3.17.	Pins del microcontrolador AT89C5131	68
3.18.	Esquemàtic de condicionament	72
3.19.	Representació esquemàtica del sensor de corrent Hall	73
3.20.	Circuit per al correcte funcionament del sensor de corrent ACS712	74
3.21.	Muntatge del comparador	75
3.22.	Tensió de sortida en funció del corrent sensat	76
3.23.	Número de mV a la sortida per cada amper detectat	77
3.24.	Plaques de muntatge del sistema	78
3.25.	Senyals d'interconnexionat entre plaques	79
4.1.	Imatge de la interfície del programa FLIP ATMEL	81
4.2.	Generació de valors de 180° d'ona sinusoidal a través del <i>software</i> Smart Sine	82
4.3.	Funció dels temporitzadors	83
4.4.	Funció de retard	83
4.5.	Polos de ON i de OFF del PWM	85
4.6.	Codi per la lectura del teclat	88
5.1.	Esquemàtic extret del <i>software</i> PSIM	91
5.2.	Caiguda de tensió a la càrrega	91
5.3.	Corrent circulant per la càrrega	91
5.4.	Esquemàtic de l'inversor trifàsic simulat	92
5.5.	Tensió entre fase i fase del motor amb $m_f=21$ i $m_a=1$	93
5.6.	Tensió de línia del motor amb $m_f=21$ i $m_a=1$	93
5.7.	Corrent del motor amb $m_f=21$ i $m_a=1$	94
5.8.	Espectre freqüencial amb $m_f=21$	94
5.9.	Tensió entre fase i fase del motor amb $m_f=63$ i $m_a=1$	94
5.10.	Tensió de línia del motor amb $m_f=63$ i $m_a=1$	95
5.11.	Corrent del motor amb $m_f=63$ i $m_a=1$	95
5.12.	Espectre freqüencial amb $m_f=63$	95

6.1.	Foto real del muntatge final	97
6.2.	Cicle PWM d'entrada a un sol transistor	98
6.3.	Cicles PWM de transistors complementaris	99
6.4.	Cicles PWM de transistors desfasats 60°	99
8.1.	Variació del corrent drenador-sortidor en funció de la temperatura	104

Índex de taules

1.1. Característiques tècniques del OMRON J1000	14
1.2. Característiques tècniques del ABB ACS310	15
1.3. Característiques tècniques del PANASONIC BFV00042GK	16
2.1. Comparativa MOSFET vs IGBT	38
2.2. Motor asíncron de la sèrie K90 del fabricant Kelvin	40
3.1. Característiques transistor IRF840	54
3.2. Comparativa entre 2 <i>drivers</i> , un per una fase i l'altre per 3 fases a la vegada	60
3.3. Definició de variables pel càlcul de la capacitat del condensador de control dels transistors superiors	63
4.1. Valors per generar els polsos PWM (Ton)	86
4.2. Valors de la ona sinusoidal	86

RESUM

En aquest projecte es dissenya, descriu i construeix un variador de freqüència per a un motor trifàsic de baixa potència. Tot el sistema és controlat per un microcontrolador amb el qual l'usuari del producte podrà introduir la velocitat desitjada des d'un teclat. Es té a més, una senyalització d'alarma en cas que el corrent superi valors inacceptables.

El sistema consta de tres parts clarament diferenciades ja que es treballen en diferents camps de l'electrònica. L'etapa de potència, la qual proporciona els nivells d'alimentació elèctrica necessaris per a cada component. L'etapa de *driver* ens donarà el control i l'aïllament requerit pel correcte funcionament dels transistor de commutació. I finalment l'etapa digital, que governarà i gestionarà a través d'un microcontrolador totes les entrades i sortides del sistema.

RESUMEN

En este proyecto se diseña, describe y construye un variador de frecuencia para un motor trifásico de baja potencia. Todo el sistema es controlado por un microcontrolador con el cual el usuario del producto podrá introducir la velocidad deseada desde un teclado. Se tiene además, una señalización de alarma en el caso que la corriente supere valores inacceptables.

El sistema consta de tres partes claramente diferenciadas ya que se trabaja a la par con diferentes campos de la electrónica. La etapa de potencia, la cual proporciona los niveles de alimentación eléctrica necesarios para cada componente. La etapa de los *drivers* nos dará el control y el aislamiento requerido por el correcto funcionamiento de los transistores de conmutación. Y finalmente la etapa digital, que gobernará y gestionará a través de un microcontrolador todas las entradas y salidas del sistema.

ABSTRACT

In this project, a variable frequency drive is designed, explained and implemented for a low power triphasic AC motor. The system is controlled by a microcontroller in which the user will be able to select a certain speed using a keyboard. It is also available an alarm signal in case the current exceeds unacceptable values.

Three different stages are settled down because of a wide variety of electronic fields are involved. The power stage is the one responsible of the different levels of power supply for all the components. The drive stage is in charge of control and isolate the transistors for its correct response. And finally the digital stage will manage all the system inputs and outputs through the microcontroller.

AGRAÏMENTS

L'agraïment sincer cap a totes les persones que no només han estat pendents d'aquest projecte sinó que també han col·laborat i ajudat ja sigui amb el seu coneixement o experiència.

En primer lloc, agrair al tutor del projecte la guia, l'ajuda i el suport aportat en totes les fases del projecte i sobretot, per la seva disponibilitat, un valor altament preciat avui en dia en el nostre sistema universitari.

També s'ha acudit a altres professors experts en certs camps de l'enginyeria, els qual també volem agrair el seu temps.

Els tècnics del taller d'electrònica de la universitat també han col·laborat en certa manera sobretot aportant material per a la construcció del prototip.

Finalitzar els agraïments fent menció del suport moral i econòmic de familiars, els quals sempre han estat presents.

CAPÍTOL 1: INTRODUCCIÓ

En aquesta secció d'introducció s'exposaran els objectius, motivacions i l'estat de l'art dels variadors de freqüència. Posar en situació al lector per a que conegui el panorama actual en el mercat així com la curiositat d'enginyeria que pugui sorgir.

1.1. Objectius

L'objectiu principal és dissenyar i implementar un sistema que controli un motor trifàsic de 100 W de potència. La creació d'un prototip que faci que el motor funcioni correctament.

Caldrà que, a través de la utilització d'un simple teclat, l'usuari pugui modificar la velocitat d'aquest motor. La senzillesa d'utilització per part de l'usuari sempre serà motiu de prioritat així com el mínim cost econòmic.

1.2. Motivació

La motivació principal d'aquest projecte és realitzar un projecte industrial real i culminar la formació acadèmica com a estudiants universitaris amb la elaboració d'un projecte de la magnitud d'aquest.

Tot el procés de desenvolupament d'aquest projecte engloba les diferents branques de l'electrònica; l'electrònica de potència, analògica, digital, programació. Es requereixen doncs, tots coneixements adquirits durant tots els anys d'estudi del grau en enginyeria industrial electrònica i automàtica.

1.3. Estat de l'art

De la necessitat d'alimentar motors a la indústria d'una forma molt més eficient i controlada, al voltant del 1920 *General Electric* creava l'actualment conegut com variador de freqüència (també anomenats VFD). Lògicament, gairebé 100 anys després, la tecnologia d'aquests productes ha avançat exponencialment i ha tingut un gran impacte al sector industrial. El desenvolupament de l'electrònica de potència i els microcontroladors han impulsat l'ús d'aquest sistema de control.

Principalment, els VFD es poden classificar segons dues característiques principals:

- Tipus de voltatge d'alimentació:
 - Baixa tensió < 690 V
 - Mitja tensió > 690 V

- Tipus de motor a controlar:
 - AC
 - DC
 - Servomotor

El nostre projecte tracta d'un variador de freqüència de baixa tensió per controlar un motor AC, un dels VFD més utilitzats actualment.

El mercat dels variadors de freqüència està creixent progressivament els últims anys, degut a la necessitat de controlar processos industrials i reduir-ne els seus costos. La creixent industrialització al sector asiàtic fa que actualment domini el mercat de VFD per davant de les regions de Europa/Àfrica i el continent Americà, i es preveu que segueixi sent així els pròxims anys.

Un estudi realitzat per la empresa *Future Market Insights (FMI)* anomenat "*Variable Frequency Drive (VFD) Market: Global Industry Analysis and Opportunity Assessment, 2016 - 2026.*" indica que s'espera una taxa de creixement anual composta (en anglès Compound Annual Growth Rate, CAGR.) de 7,2% en valor de mercat i un 8,5% en volum de mercat al 2026. En valor monetari serien 32,2 bilions de dòlars americans, 28,57 bilions d'euros.

El més utilitzat és el variador AC respecte els DC i Servo, amb un 70% del mercat global de VFD, tot i que la previsió és que el volum d'aquest tipus de variador decreixi lleugerament a finals del 2026.

Diferenciant segons el tipus de voltatge d'alimentació, els variadors de baixa tensió són els més utilitzats ara mateix globalment, degut a la facilitat d'ús i adaptació al sistema, una mida més reduïda respecte els de mitja tensió i la gran

varietat d'aplicacions a qualsevol tipus d'indústria. S'espera un creixement del 7% CAGR pel que fa als ingressos.

Els VDF permeten controlar completament motors elèctrics d'inducció mitjançant la regulació de la freqüència d'alimentació subministrada. El parell, la velocitat, l'arrencada i frenada, la potència, etc. són característiques que, gràcies als VDF passen de ser fixes a ser variables i controlables. Això permet que aquests sistemes tinguin un gran rang d'aplicacions en el món industrial, des de bombes d'aigua a corretges transportadores, passant per sistemes de ventilació, ascensors, màquines tèxtils o torns.

No només es tracta d'un component amb una ampla varietat d'aplicacions, sinó que són equips que protegeixen els motors que alimenten i permeten mesurar i monitoritzar les característiques reals del motor. Alguns VDF també incorporen funcions de PLC, amb entrades i sortides analògiques que permeten que els processos siguin més eficients i ofereixen més eines de control a l'operador. Aquests factor també ha ajudat a valorar aquest producte en el sector industrial.

Els VDF també redueixen considerablement el consum elèctric del motor i allarguen la seva vida útil. Com s'ha comentat anteriorment, els variadors de freqüència permeten controlar la velocitat del motor amb una alta precisió, i també suavitzen les arrancades i frenades, reduint els pics de corrent considerablement. Tots aquests factors ajuden a reduir l'estrès del motor, i, consegüentment, els seus costos de manteniment. En un rang de revolucions inferior d'un motor controlat per un variador de freqüència es pot arribar a reduir fins a un 60% el consum d'energia.

El mercat dels VDF ofereix una gran varietat de models amb una gran varietat de característiques, amb la finalitat de poder trobar sempre un que s'adapti el màxim possible a l'aplicació industrial desitjada. A l'hora de seleccionar un variador de freqüència s'ha de tenir en compte diferents aspectes tant del motor com de l'entorn per obtenir el màxim rendiment del sistema.

Aquests són alguns dels aspectes a considerar quan es vol comprar un variador de freqüència:

- **Característiques del motor:** Rang de tensions, corrent i potència nominal, factor de potència, velocitat màxima...
- **Tipus de càrrega:** Parell constant, parell variable, potència variable.
- **Parell d'arrencada del motor:** No ha de superar el permès pel variador, per tant s'ha d'escollir un VDF amb un valor lleugerament superior al del motor.

- **Condicions ambientals:** Humitat, temperatura, alçada i ventilació serien alguns dels exemples.
- **Aplicació multimotor:** Els variadors poden controlar més d'un motor a la vegada, i per tant s'ha de tenir en compte que la suma de les potències de tots els motors serà la potència nominal del variador.

1.4. MODELS REALS

A continuació es mostraran alguns models reals de variadors de freqüència AC de baixa tensió, utilitzats per controlar motors de poca potència i amb característiques el més semblants possibles al VDF que s'ha realitzat en aquest projecte:

OMRON J1000

Es tracta d'una companyia internacional amb una gran varietat de variadors de freqüència, que permeten cobrir pràcticament qualsevol tipus de necessitat. Aquest model escollit, el *J1000* (referència de model *JZAB0P2BAA*), és quasi el més senzill dels models que ofereix la marca.

Es tracta d'un variador d'alimentació monofàsica de 200V amb una potència de sortida de fins a 370 W (recordar que el motor que es controla en aquest projecte és de 100 W) i un corrent de 1,9 A. Aquest VDF ofereix un tipus de control anomenat *Control Escalar V/F*, el qual consisteix en augmentar el voltatge d'alimentació alhora que augmenta la freqüència per tal de mantenir un flux magnètic constant, i , en conseqüència, el parell del motor. Aquest tipus de control és útil quan la variació del parell és petita.

El preu oficial d'aquest producte segons la companyia és de 170€.



Figura 1.1. Variador de freqüència OMRON J1000

Taula 1.1. Característiques tècniques del OMRON J1000

Característica	Valor
Potència de sortida	0,37 kW
Corrent de sortida	1,9 A
Màxima tensió de sortida	3-fases 0..240 V (proporcional a tensió d'entrada)
Màxima freqüència de sortida	400 Hz
Tensió i freqüència d'entrada	1-fases 200..240 VAC, 50/60 Hz
Fluctuació de tensió admissible	-15%..+10%
Fluctuació de freqüència admissible	+5%

ABB ACS310

Aquest model és de propòsit general per a aplicacions de parell variable, principalment per motors de baixa potència, bombes i ventiladors. És fàcil de manipular, de dimensions petites i redueix considerablement el consum energètic.

Disposa de controladors PID que permeten mantenir un punt de consigna amb precisió ajustant les sortides de control. També incorpora assistents en l'arrencada de motors, un assistent pel manteniment que informa del consum d'energia, les hores que ha estat funcionant o el gir del motor, entre altres.

Per complementar el variador de freqüència, es poden afegir alguns mòduls d'ampliació, com per exemple més sortides de relé (porta una sortida de sèrie) o

un adaptador Ethernet per la monitorització remota, permet enviar dades, registres i missatges quan no hi ha personal treballant físicament amb el variador. També hi ha un *software* per controlar el manteniment i realitzar altres tasques senzilles remotament.

La referència del model és *ACS310-01X-02A4-2* i al mercat es pot trobar per uns 230 €.



Figura 1.2. Variador de freqüència ABB ACS310

Taula 1.2. Característiques tècniques del ABB ACS310

Característica	Valor
Potència de sortida	0,37 a 2,2 kW
Corrent de sortida	2,4 A
Màxima tensió de sortida	3-fases 0..240 V (proporcional a tensió d'entrada)
Màxima freqüència de sortida	500 Hz
Tensió i freqüència d'entrada	1-fases 200..240 VAC, 50/60 Hz
Fluctuació de tensió admissible	-10%..+10%
Fluctuació de freqüència admissible	+5%

PANASONIC VF-0 Series

Aquest tercer model, de la marca PANASONIC, és lleugerament més antic que els altres dos i potser més senzill, però de característiques molt similars tot i tenir menys funcions. És un model compacte i fàcil d'utilitzar gràcies a un panell amb botons molt simple.

El control de la freqüència és realitza mitjançant un PLC extern que produeix un senyal PWM, permetent controlar el motor amb 8 velocitats diferents. Les funcions que incorpora són les més bàsiques: parar/encendre, sentit de gir, modificar l'acceleració entre les velocitats i variar la freqüència d'operació.

El preu oficial d'aquest model és 173,40 €.



Figura 1.3. Variador de freqüència PANASONIC BFV00042GK

Taula 1.3. Característiques tècniques del PANASONIC BFV00042GK

Característica	Valor
Potència de sortida	0,2 a 1,5 kW
Corrent de sortida	2,4 A
Màxima tensió de sortida	3-fases 0..230 V (proporcional a tensió d'entrada)
Màxima freqüència de sortida	250 Hz
Tensió i freqüència d'entrada	1-fases 200..230 VAC, 50/60 Hz
Fluctuació de tensió admissible	-15%..+10%
Fluctuació de freqüència admissible	+5%

Molts d'aquests models també tenen una versió igual però amb un filtre EMC (*Electro-Magnetic Compatibility*) incorporat, el qual ajuda a reduir el soroll i les distorsions en les senyals de sortida del variador de freqüència. En un ús domèstic, aquest filtre no té tanta importància com en un ús industrial on hi ha diferents motors i VDF connectats. Aquesta millora augmenta el preu del VDF entre uns 30 - 70 €, depenent del model i marca.

CAPÍTOL 2: VARIADOR DE FREQUÈNCIA: POSSIBLES SOLUCIONS.

D'una connexió domèstica es vol que el motor giri a la velocitat escollida per l'usuari. Per tant, a l'entrada es tindrà un senyal altern provinent de la xarxa domèstica el qual s'haurà d'adaptar de manera que un inversor de tres fases aconsegueixi el senyal trifàsic que el motor necessita pel seu adequat funcionament. Per a que sigui més entenedor, el diagrama de blocs de la Figura 2.1. mostra la posició de cada etapa.

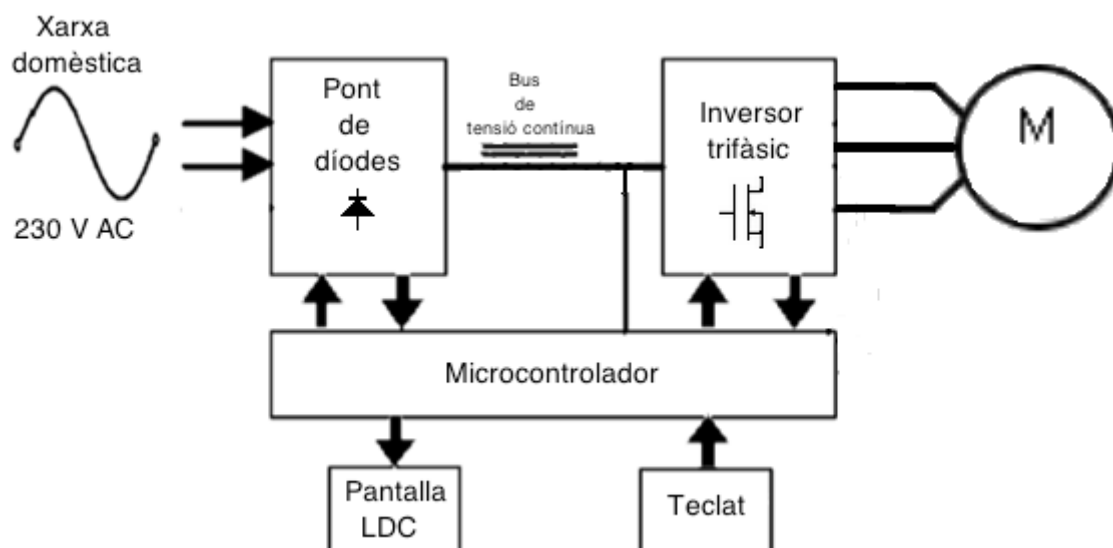


Figura 2.1. Diagrama de blocs del sistema.

Està clar que caldrà convertir el senyal de corrent altern de la xarxa a un corrent també altern però trifàsic. El principi seguit en el sistema consistirà en la conversió de l'alimentació amb freqüència coneguda i fixe, en un senyal de corrent continu amb un rectificador (CA-CC) i seguidament mitjançant un inversor es treu senyal altern altra vegada (CC-CA).

Com es pot observar en la figura 2.1, l'inversor trifàsic té com a senyal d'entrada una tensió contínua. La manera de convertir aquest bus de corrent continu a un senyal altern és utilitzant transistors i un senyal PWM (modulació per ample de pols). El senyal PWM (creat pel microcontrolador) és l'encarregat de fer commutar el conjunt de transistors de potència per acabar traient un senyal equivalent a un altern.

En les tres figures següents es mostren els passos per obtenir el senyal objectiu, una ona PWM mitjançant la commutació dels transistors entre 0 V i la tensió del bus de contínua per a les tres fases. D'aquesta manera, el motor no es veu alimentat per una ona sinusoidal però sí del seu homòleg, el PWM, que provocarà el gir del motor.

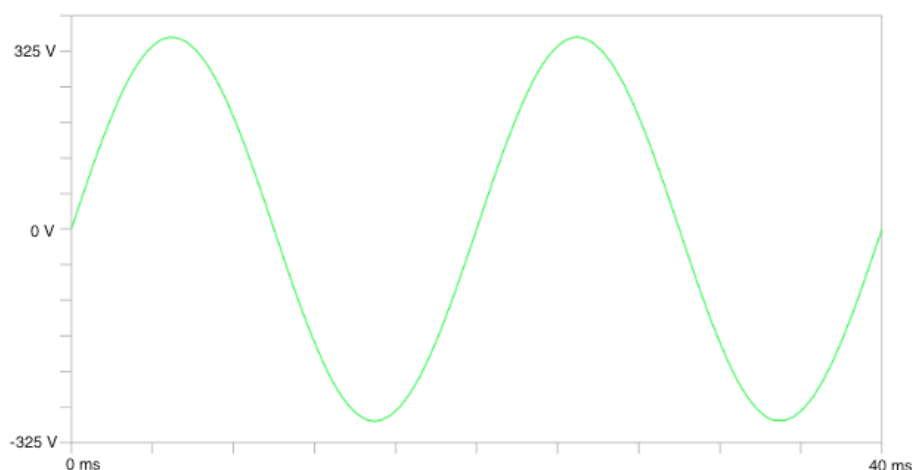


Figura 2.2. Tensió de la xarxa elèctrica domèstica.

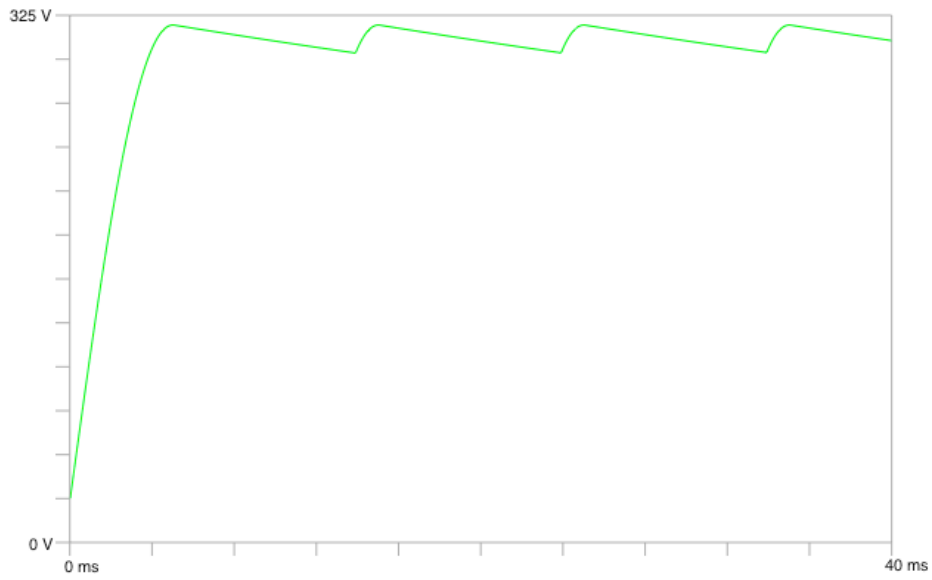


Figura 2.3. Tensió rectificada del bus de contínua.

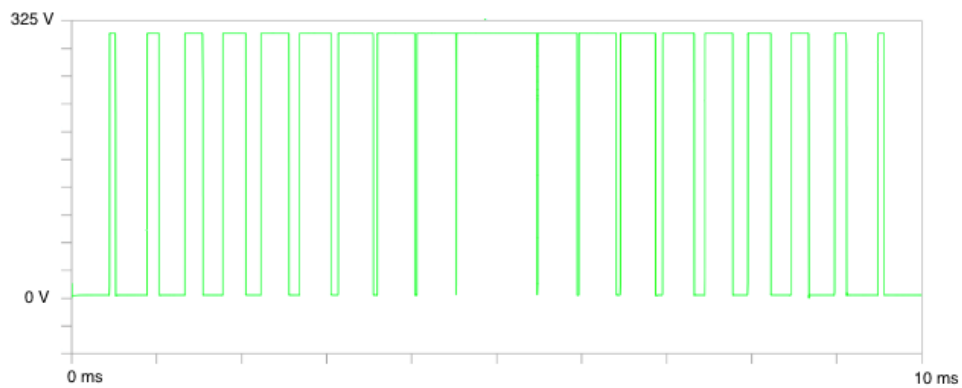


Figura 2.4. Tensió de fase d'entrada al motor.

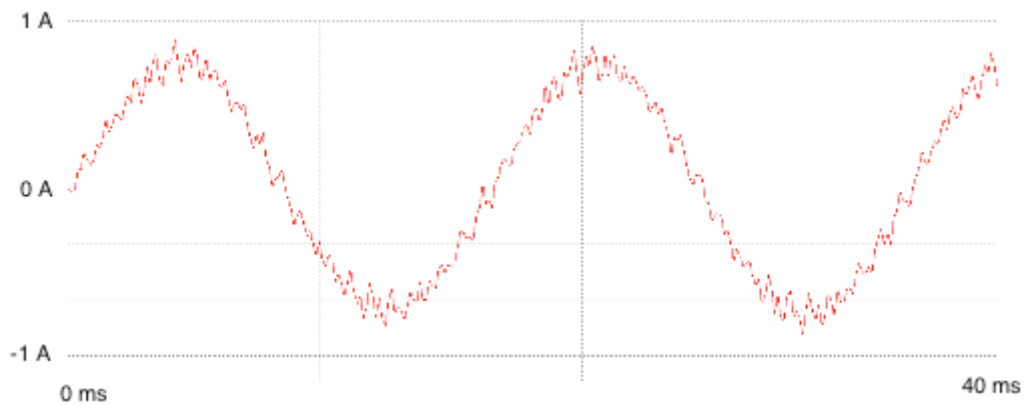


Figura 2.5. Corrent d'una fase al motor.

Tota l'etapa de control serà governada digitalment, és a dir, per un microcontrolador. El principal avantatge és que a través de programació, l'usuari serà capaç de seleccionar la velocitat del motor amb tan sols pitjant un botó. Com a punt afegit, s'estalvia la connexió domèstica trifàsica, no disponible a tot arreu, fent d'aquest sistema una aplicació molt adequada per a baixes potències.

2.1. Font d'alimentació

Per realitzar la font d'alimentació que proporcionarà tensió a totes les parts del sistema, hi ha diferents mètodes a utilitzar, tots ells amb els seus avantatges i inconvenients. L'objectiu de tots ells és convertir la tensió de la xarxa en una tensió adequada per cada un dels components que es troben als circuits. Concretament, es busca obtenir una tensió estable de 12 V per alimentar els *drivers* i una altra tensió de 5 V per alimentar el circuit digital relacionat amb el control del sistema (microcontrolador, LCD, teclat, LEDs, etc.)

Tots els sistemes parteixen sempre de la tensió proporcionada per la xarxa elèctrica, que a Espanya és 230 V eficaços (325 V de pic) i 50 Hz de freqüència. Els 3 mètodes consten d'una part comuna d'acondicionament del senyal, on es converteix la tensió alterna en tensió contínua estabilitzada. El canvi entre ells és la forma de reduir el valor de la tensió.

Aquest condicionament consisteix en la rectificació d'aquesta tensió alterna de 230 V (325 V de pic) per tal de convertir-la en una tensió contínua. Per aconseguir aquesta rectificació s'ha utilitzat l'anomenat "pont rectificador de díodes". És un component format per 4 díodes que va integrat en un sol encapsulat. Per ser més concrets, és un rectificador d'ona completa, és a dir, converteix la part negativa del senyal altern en positiva permetent aprofitar al màxim el corrent d'entrada.

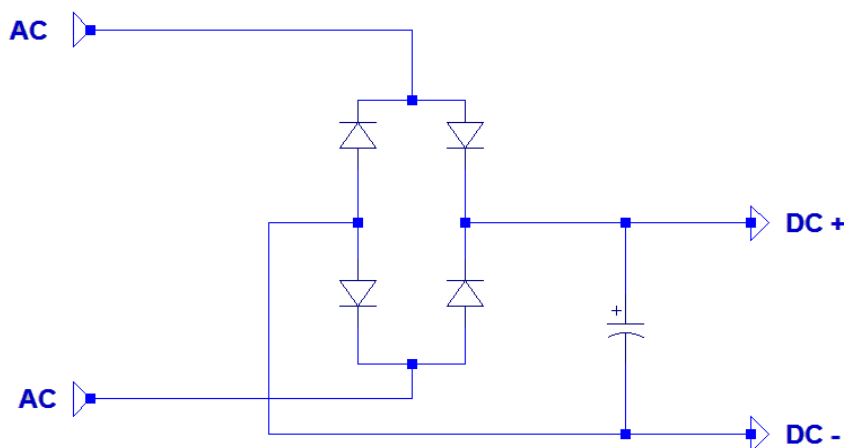


Figura 2.6. Pont rectificador de díodes i condensador.

A la sortida d'aquest es posa un condensador electrolític per tal de reduir considerablement l'arissat del senyal i aconseguir així una forma d'ona el més semblant possible a una contínua. Com més elevat és el valor de la capacitat del condensador, més petit serà l'arissat del senyal ja que la caiguda del corrent és més lenta i la corba es suavitza.

Tal i com es mostra a la figura, l'arissada del senyal de tensió és la diferència entre el seu valor de pic i el valor més baix a la zona afectada pel condensador.

A la figura 2.7 es veu el resultat de la simulació del senyal de tensió que proporciona la xarxa ja modificat pel pont rectificador (V_{in}) i posteriorment pel condensador (V_{out}).

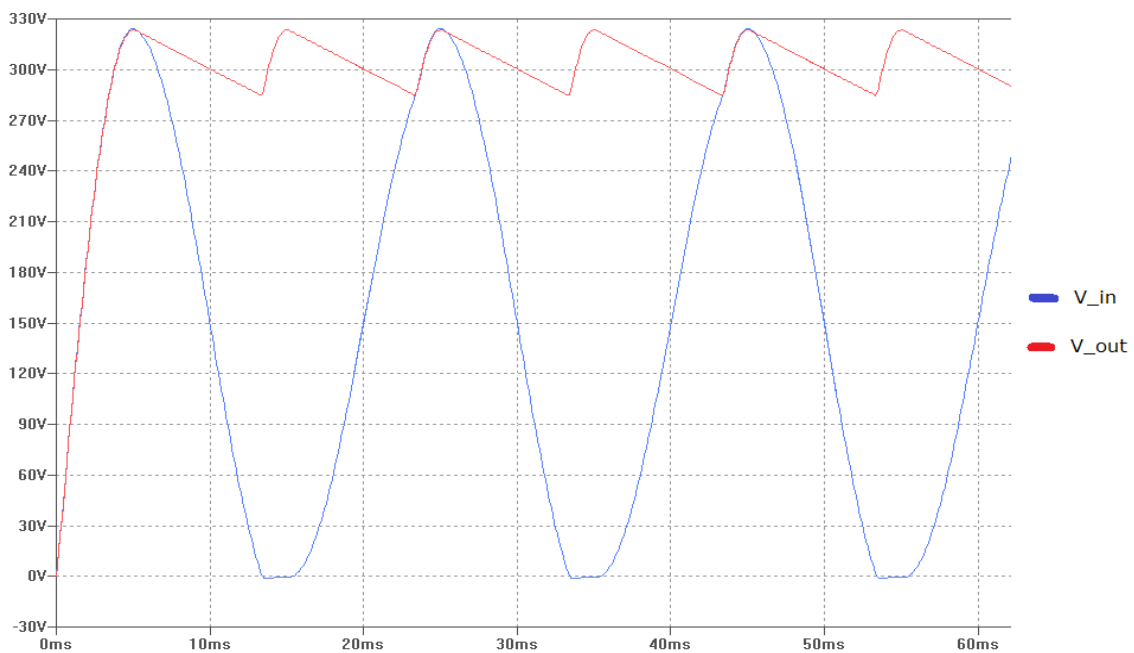


Figura 2.7. Ona rectificada en el model simulat amb LT Spice.

Per tal de seleccionar el pont de díodes, s'ha de tenir en compte el corrent que passa pels mateixos díodes i la tensió que han de suportar.

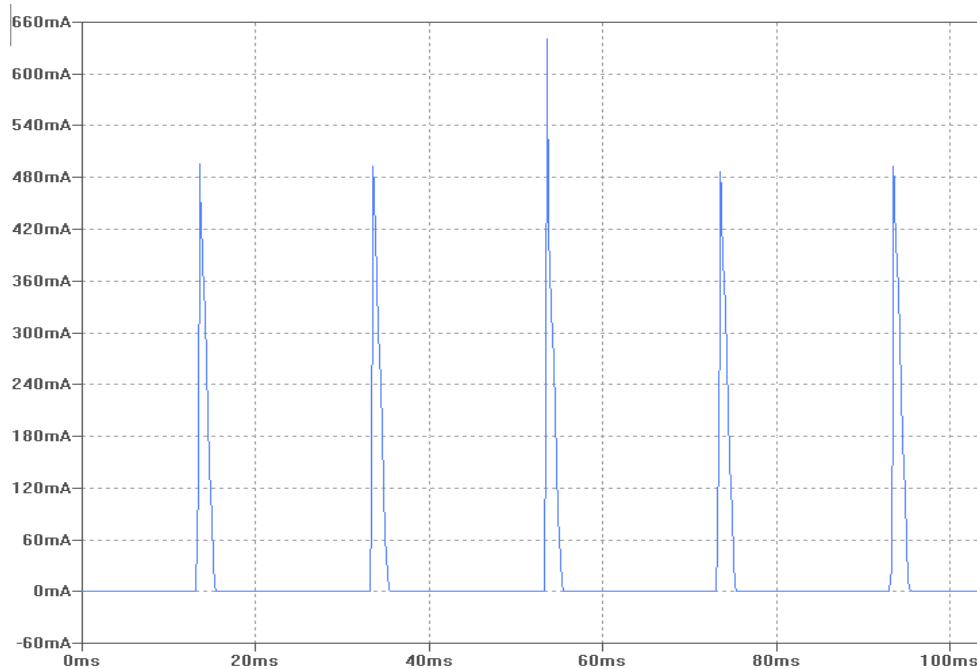


Figura 2.8. Corrent que passa pel pont rectificador de díodes.

Amb la figura 2.8 s'observa els corrents circulants pels díodes, per tant el doble del valor màxim serà el paràmetre d'elecció del component real.

2.1.1. Transformador de tensió

Possiblement el mètode més comú per reduir la tensió de 230 V AC a valors baixos suportables pels components electrònics és la utilització d'un transformador de tensió. Aquest component es situa abans del condicionament del senyal explicat anteriorment, així que la reducció de tensió es fa amb valors AC. La relació de transformació ve donada de sèrie; en el nostre cas seria de 230 V a 15 V.

El transformador consta d'un debanat primari que, gràcies al corrent que el travessa, genera la inducció d'un flux magnètic al nucli de ferro. Com que aquest flux és variable, es produeix una força electromotriu en el debanat secundari del transformador, fent que ambdós debanats quedin acoblats mitjançant un camp magnètic.

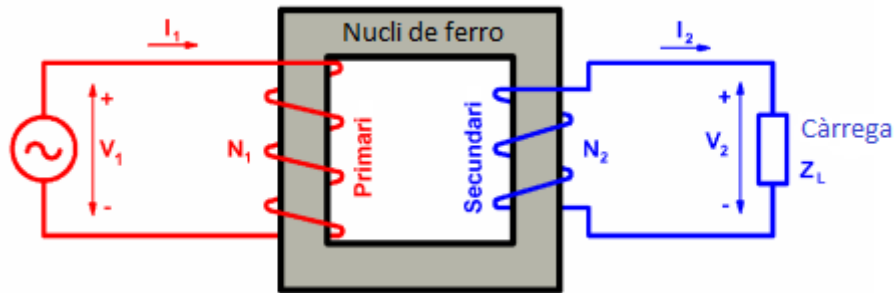


Figura 2.9. Esquema elèctric simplificat d'un transformador.

La relació de transformació (m), que és la relació entre la tensió d'entrada i de sortida del transformador, ve donada pel nombre d'espines del debanat primari i el secundari.

$$\frac{E_1}{E_2} = \frac{N_1}{N_2} = \frac{V_1}{V_2} = \frac{I_2}{I_1} = m \quad (1)$$

On:

- E: força electromotriu (V)
- N: número d'espines (unitats)
- V: tensió del debanat (V)
- I: corrent al debanat (A)
- M: relació de transformació (sense unitats)

Alguns dels principals inconvenients del transformador són el seu pes i les dimensions, que són un problema quan es busca obtenir una placa PCB el més reduïda possible.

També és un component amb unes pèrdues considerables, provinents tant de la part elèctrica com de la part magnètica del transformador. Algunes de les pèrdues són en el coure, en el ferro i pèrdues per corrents paràsites.

2.1.2. Convertidor *Buck*

Aquest convertidor de potència és una font commutada que proporciona una tensió a la sortida (V_0) inferior a la tensió d'entrada (V_{in}), per tant és de tipus reductor. Com que es tracta d'un convertidor DC-DC, aquest ha d'anar després de la rectificació i filtrat de la tensió, explicada a l'inici d'aquest apartat.

El circuit consta d'un interruptor (S) que commuta a una freqüència determinada $f = \frac{1}{T}$ i un díode (D) com a dispositius semiconductors juntament amb un inductor (L) i un condensador (c) que actuen com a filtre per reduir l'arrissada de la tensió. La càrrega va situada en paral·lel amb aquest condensador.

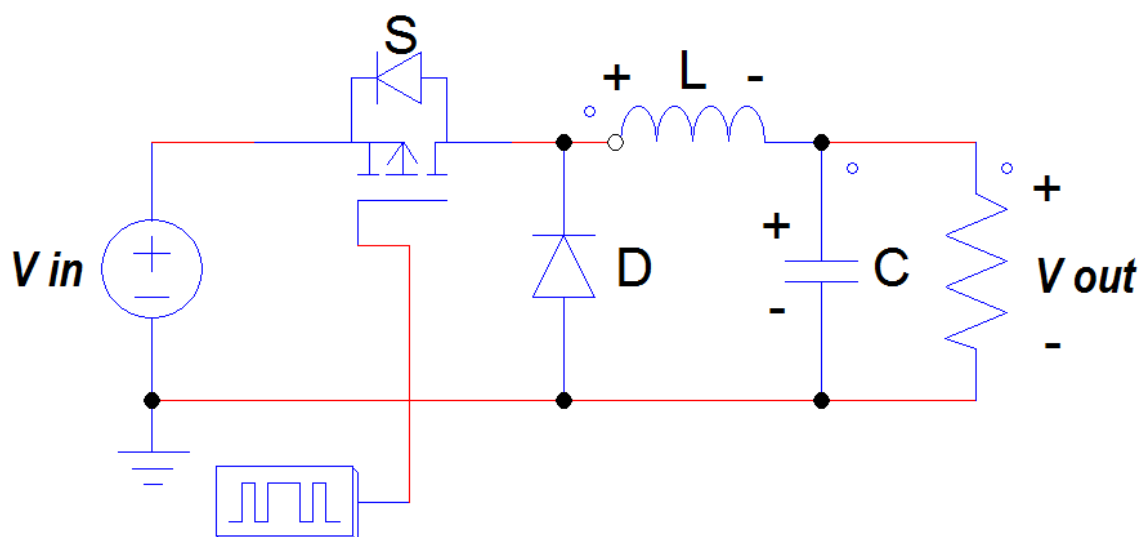


Figura 2.10. Convertidor Buck (reductor)

Els convertidors DC-DC tenen dos modes de funcionament: el mode de conducció contínua (MCC) i el mode de conducció discontinua (MCD), on el primer sempre té corrent passant per la càrrega i el segon té absència de corrent durant un cert temps de la commutació. En el nostre cas, per fer girar el motor, ens interessaria el MCC, així el motor estaria alimentat en tot moment. Per aconseguir-ho, el transistor hauria d'estar tancat un temps inferior al que tarda el condensador a descarregar-se.

És un circuit molt simple i amb un rendiment força bo ja que es tracta d'una font commutada i el transistor no està sempre treballant, per tant la pèrdua d'energia es redueix considerablement.

2.1.3. Font commutada

Finalment, per a realitzar la font d'alimentació d'aquest projecte, es va decidir utilitzar un integrat, el LNK304, que a partir d'un rang de tensions DC d'entrada proporciona a la seva sortida 12 V de tensió contínua i 120 mA de corrent. Es tracta també d'un convertidor *Buck* com l'explicat anteriorment, tot i que aquest component incorpora una realimentació i components de gran precisió i baixa tolerància, fent que la eficiència sigui encara més elevada que la del convertidor *Buck* normal.

El fabricant proporciona informació detallada sobre el circuit i els components que s'han de muntar amb l'íntegrat per tal de que funcioni correctament. Aquest està explicat més endavant a l'apartat de *Hardware* (Secció 3.4).

2.2. L'inversor trifàsic

Els inversors trifàsics són convertidors estàtics d'energia que converteixen el corrent continu en corrent altern. Per ser més exactes, transfereixen potència des d'una font de contínua a una càrrega en alterna. Produeixen doncs, una tensió de sortida AC simètrica en amplitud i freqüència a partir d'una tensió d'entrada en corrent continu. En aquests dispositius tant la freqüència com l'amplitud de sortida són variables.

2.2.1. Topologies

Els inversors trifàsics poden estar formats per tres inversors monofàsics independents i connectats a la mateixa font, tal com mostra la següent figura.

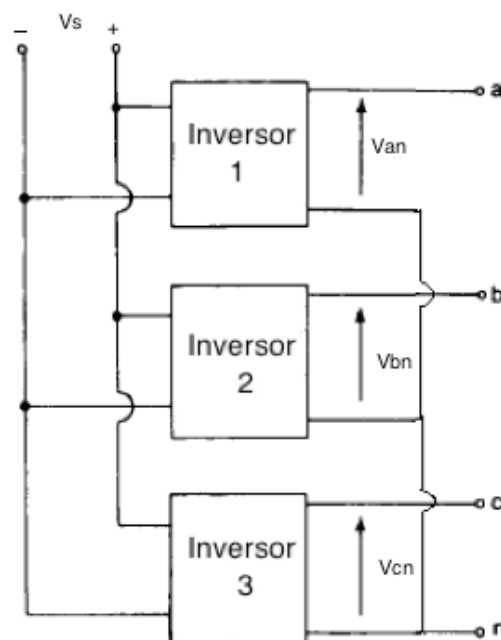


Figura 2.11. Inversors monofàsics en paral·lel per a treure un senyal trifàsic a la sortida.

Font: Maset, E. Tema 11: Inversores. Introducció a la electrònica de potència. Universitat Politècnica de València.

Aquesta topologia implica que el desfasament entre els senyals de control ha de ser de 120° , per aconseguir una tensió de sortida equilibrada.

Els tres senyals alterns que s'obtenen de manera independent a cada inversor, poden estar connectats a una càrrega en configuració d'estrella o triangle segons interressi. Es requereixen 12 transistors per a la implementació d'aquesta configuració, 4 per a cada inversor monofàsic. Cal tenir en compte que si les tensions de sortida de cada inversor monofàsic no estan perfectament equilibrades en magnitud i fase, el senyal de sortida del sistema estarà descompensat.

Un segon tipus de topologia seria amb un parell de transistors per a cada fase. La següent figura mostra l'esquemàtic d'aquest tipus d'inversor trifàsic.

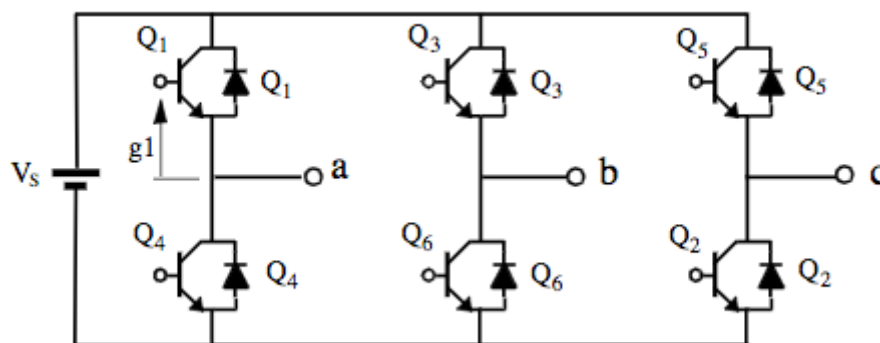


Figura 2.12. Disposició dels transistors en un inversor trifàsic.

Font: Maset, E. Tema 11: Inversores. Introducció a la electrònica de potència. Universitat Politècnica de València.

Aquests tipus d'inversors poden entrar en funcionament de dues maneres.

- A) 180° graus de conducció: Cada interruptor condueix 180° , de forma que sempre existiran 3 transistors conduint simultàniament. Els terminals R, S i T (figura X) estaran connectats a la tensió V_s positiva o al negatiu de la mateixa. D'aquesta manera s'obtingran 6 intervals de conducció diferents agrupats en 3 modes.

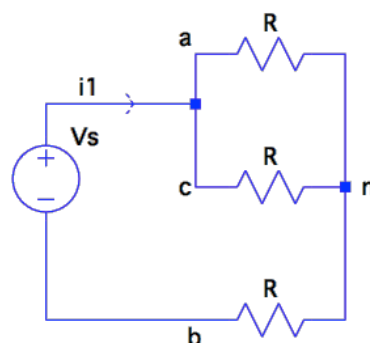


Figura 2.13. Mode 1 amb 180° de conducció.

$$0 \leq \omega t \leq \frac{\pi}{3} \Rightarrow R_{eq} = R + \frac{R}{2} = \frac{3 \cdot R}{2}; i_1 = \frac{V_s}{R_{eq}} = \frac{2 \cdot V_s}{3 \cdot R} \quad (2)$$

$$v_{an} = v_{cn} = i_1 \cdot \frac{R}{2} = \frac{V_s}{3}; v_{bn} = -i_1 \cdot R = \frac{-2 \cdot V_s}{3} \quad (3)$$

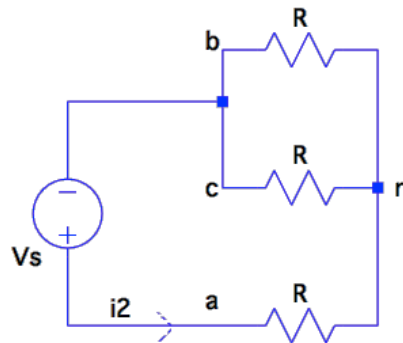


Figura 2.14. Mode 2 amb 180° de conducció.

$$\frac{\pi}{3} \leq \omega t \leq \frac{2\pi}{3} \Rightarrow R_{eq} = R + \frac{R}{2} = \frac{3 \cdot R}{2}; i_2 = \frac{V_s}{R_{eq}} = \frac{2 \cdot V_s}{3 \cdot R} \quad (4)$$

$$v_{bn} = v_{cn} = -i_2 \cdot \frac{R}{2} = \frac{-V_s}{3}; v_{an} = i_2 \cdot R = \frac{2 \cdot V_s}{3} \quad (5)$$

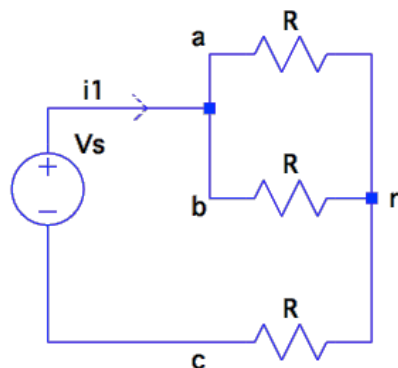


Figura 2.15. Mode 3 amb 180° de conducció.

$$\frac{2\pi}{3} \leq \omega t \leq \pi \Rightarrow R_{eq} = R + \frac{R}{2} = \frac{3 \cdot R}{2}; i_3 = \frac{V_s}{R_{eq}} = \frac{2 \cdot V_s}{3 \cdot R} \quad (6)$$

$$v_{an} = v_{bn} = i_3 \cdot \frac{R}{2} = \frac{V_s}{3}; v_{cn} = -i_3 \cdot R = \frac{-2 \cdot V_s}{3} \quad (7)$$

El resultat obtingut en el càlcul anterior mostren la tensió que caurà a la càrrega de cada fase depenent del mode en el que es trobi. La següent figura mostra la forma d'ona de sortida en un període sencer.

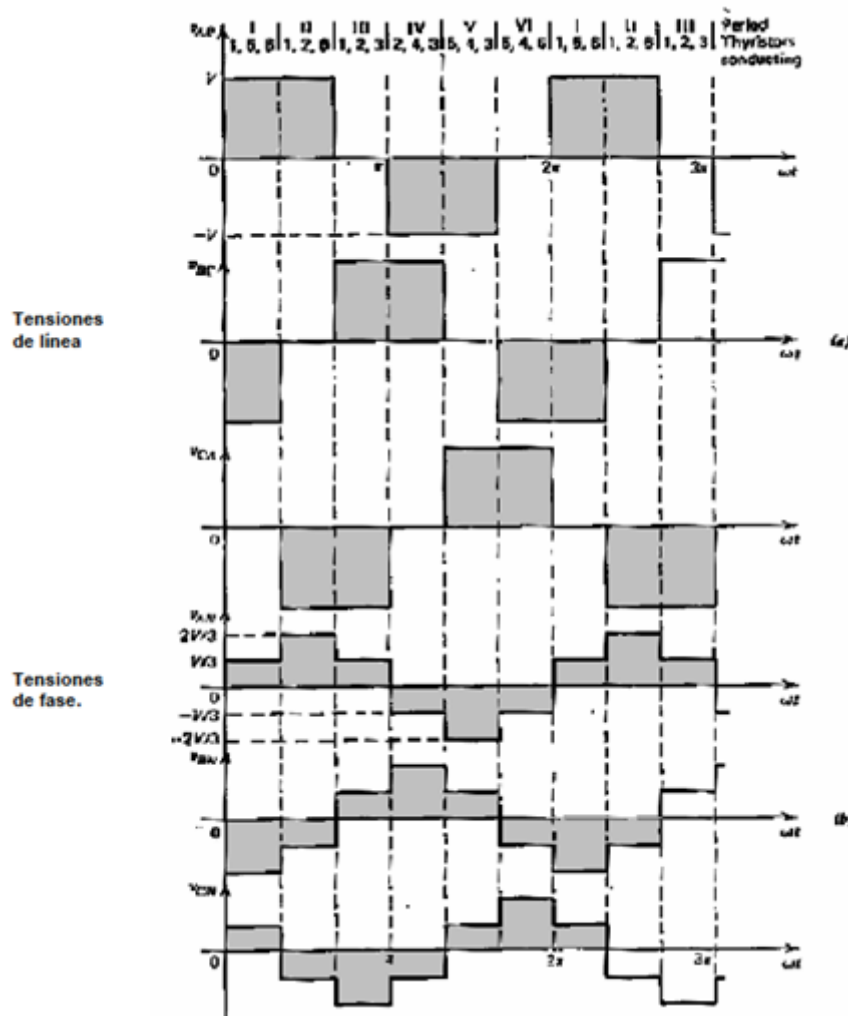


Figura 2.16. Tensions de sortida seguint la seqüència en un inversor de 180° de conducció.

Font: Maset, E. Tema 11: Inversores. Introducción a la electrónica de potencia. Universitat Politècnica de València.

B) 120° graus de conducció: Cada interruptor condueix 120°, de manera que sempre existiràn dos transistors conduint simultàniament. S'obtidran doncs 3 intervals de funcionament diferents en un semicicle. El funcionament dels 3 intervals es poden observar a la següent figura.

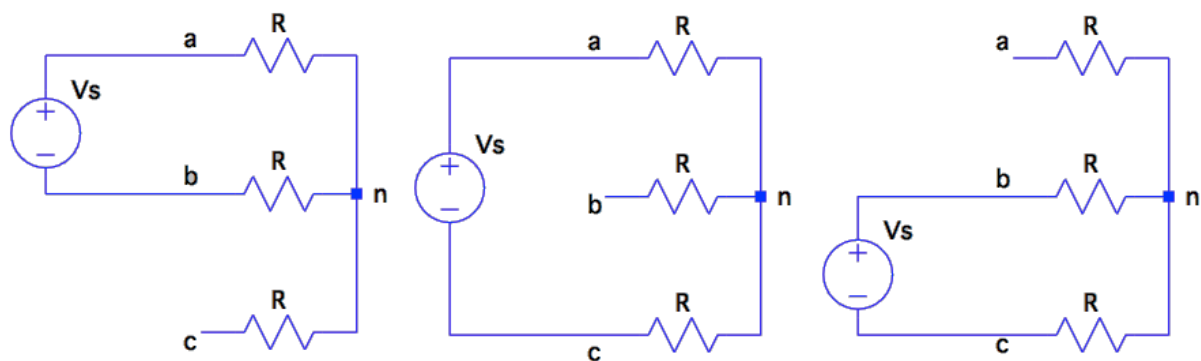


Figura 2.17. Mode 1, 2 i 3 amb 120° de conducció.

Mode 1:

$$0 \leq \omega t \leq \pi/3 \quad (8)$$

$$V_{an} = \frac{V_s}{2}, V_{bn} = \frac{V_s}{2}, V_{cn} = 0 \quad (9)$$

Mode 2:

$$\pi/3 \leq \omega t \leq 2\pi/3 \quad (10)$$

$$V_{an} = \frac{V_s}{2}, V_{cn} = \frac{V_s}{2}, V_{bn} = 0 \quad (11)$$

Mode 3:

$$2\pi/3 \leq \omega t \leq \pi \quad (12)$$

$$V_{bn} = \frac{V_s}{2}, V_{cn} = \frac{V_s}{2}, V_{an} = 0 \quad (13)$$

Durant cada interval d'operació un dels tres terminals està obert i els altres dos connectats al bus de tensió contínua. La tensió del transistor obert dependrà de les característiques de la càrrega connectada.

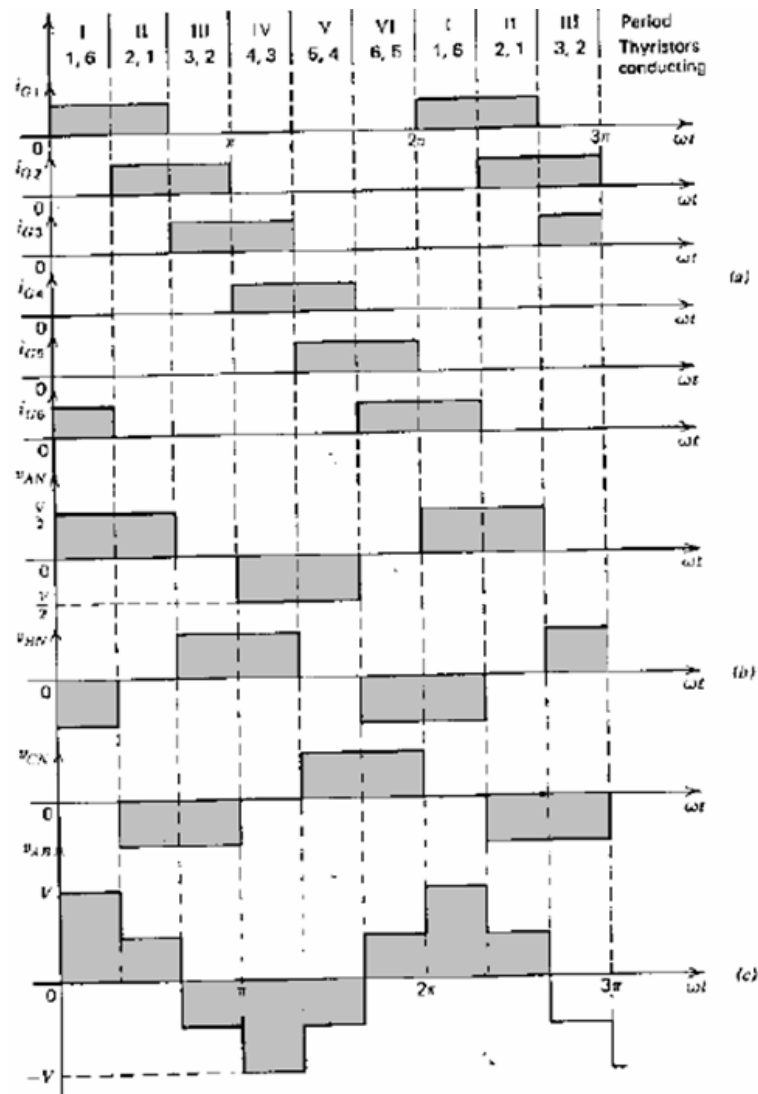


Figura 2.18. Tensions de sortida seguint la seqüència en un inversor de 120° de conducció.

Font: Maset, E. Tema 11: Inversores. Introducció a la electrònica de potència. Universitat Politècnica de València.

Tant la figura 2.20 com la figura 2.21, i corroborat pels càlculs anteriors, es revela una característica clarament rellevant. En el cas de obtenir 180° de conducció la tensió de línia arriba a la tensió de potència i la tensió de fase es queda a $2/3$ d'aquesta tensió. En canvi amb 120° de conducció es produeix el contrari, una tensió de línia igual a $2/3$ de la tensió de potència i una tensió de fase igual a la de potència.

L'elecció d'un mètode o l'altre determinarà el voltatge eficaç de sortida, és a dir, afectarà directament al motor col·locat a la sortida i, consegüentment, a la disposició en estrella o en triangle. Aquesta elecció serà duta a terme a través de la programació del microcontrolador que és l'element que controla la forma d'ona que s'entrega al motor.

2.2.2. Regulació de la tensió de sortida

Com s'ha pogut observar en els gràfics exposats anteriorment la tensió de sortida depèn exclusivament del voltatge continu d'entrada. Al mercat, una exigència dels inversors és el manteniment constant de la tensió de sortida i la possibilitat de poder variar la tensió de sortida dins d'uns marges.

Les diferents maneres que existeixen per resoldre la necessitat de regulació de la tensió de sortida són les següents:

- Control de la tensió contínua d'entrada: Solució que va directa a la variable a controlar. Proporcionaria una forma directa de control sobre el valor eficaç de la sortida; anomenat amb l'anglicisme "*Variable DC-link Inverter*".
- Regulació interna amb PWM: La tensió contínua d'entrada romandria constant i els transistors entrarien en règim de commutació governats per PWM. Proporcionaria regulació del valor eficaç de sortida i una reducció del contingut harmònic (depenent del tipus de modulació).
- Regulació de la tensió de sortida: Consistiria en adaptar la tensió de sortida posteriorment a través de tiristor i altres elements electrònics. Implicaria retards en la resposta del sistema i un augment del volum del projecte.

La solució més eficaç i que ofereix un ventall més ampli en termes de regulació és la utilització de la modulació d'ampl de polsos PWM.

2.3. Control digital vs control analògic

Existeixen dues maneres de generar el senyal de control d'un dispositiu semiconductor; analògica o digitalment. La tria de l'una o de l'altra implica un canvi substancial en el projecte.

Generar un senyal de commutació de manera analògica comporta la utilització d'una sèrie de components correctament acondicionats. Aquesta tasca s'implementaria amb l'ús de dispositius com comparadors analògics i potenciómetres entre d'altres, és a dir, sistemes d'acondicionament de senyal per a crear senyals sinusoidals i triangulars així com diferents senyals de tensió contínua per alimentar el dispositius analògics.

Caldria crear un senyal quadrat o, com es desitja en aquest projecte, un senyal PWM mitjançant comparadors introduint a l'entrada un senyal sinusoidal i un valor constant o triangular. A més, obtenir el complementari (perquè quan un transistor

condueixi, l'altre immediatament ho deixi de fer) de cada senyal així com un sistema de desfasament per a cada fase.

Un sistema analògic de creació del senyal de control pels transistors suposa doncs un procés de càlcul exhaustiu a causa dels temps de retràs dels senyals. És a dir, el PWM complementari d'una fase haurà de circular per una porta inversora i, a més, depenent de la fase haurà d'ésser desfasada 120° i inclús 240° . Dos camins diferents per dos senyals que han d'anar coordinats.

Per tant, els avantatges que ofereix un sistema digital són els següents:

- Control de variables. Quan s'utilitza un microcontrolador, si el circuit ha estat dissenyat de manera adequada, sempre produirà exactament les mateixes sortides. En canvi, les sortides d'un disseny analògic depenen de diverses variables com la temperatura, el voltatge d'entrada, l'antiguitat dels components, temps de retràs entre d'altres factors.
- Facilitat del disseny. No és necessari cap modulació exacta del comportament del senyal ni cap matemàtica complexa. Amb el coneixement de la programació del microcontrolador es defineixen les sortides desitjades.
- Flexibilitat de control. Es té la possibilitat de canviar les entrades amb un perifèric com un teclat, sempre i quan es dissenyi el codi adequat. Tanmateix, es poden introduir senyals de realimentació per activar alarmes, variables de control o diferents paràmetres d'automatització.
- Freqüència de treball. Els dispositius programables actuals ofereixen freqüències de treball força elevades fet que provoca que la limitació regeixi en els components de commutació i no en el microcontrolador.

2.4. PWM

Com s'ha comentat en seccions anteriors, un recurs molt utilitzat en aquest tipus d'aplicacions és la modulació per ample de pols (PWM). Recordar que aquest senyal serà l'encarregat de fer commutar els transistors perquè el motor rebi un senyal sinusoidal equivalent. Bàsicament, la funció de l'inversor trifàsic, convertir el CC en CA ja que el motor precisament necessita CA.

Existeixen diverses tècniques diferenciades de PWM:

- PWM Sinusoidal (SPWM).
- Eliminació selectiva d'armònics. (SHE-PWM).

- PWM de mínima arribada de corrent.
- PWM amb control de corrent per histèresi.
- PWM de vectors d'espai (PVM).

Aquest projecte es centrarà en el primer tipus, el PWM Sinusoïdal.

Aquesta tècnica de control es basa en utilitzar una modulació on una sèrie de polsos es disparen en cada semicicle i l'amplada de cada un varia en proporció amb l'amplitud d'una ona sinusoïdal (figura 2.21). En altres paraules, el pols serà més llarg depenent del punt en el que es troba el senyal sinusoïdal.

$$v_{controlA} > v_{tri} \rightarrow v_o = v_s$$

$$v_{controlA} < v_{tri} \rightarrow v_o = 0$$

$$v_{controlB} > v_{tri} \rightarrow v_o = v_s$$

$$v_{controlB} < v_{tri} \rightarrow v_o = 0$$

$$v_{controlC} > v_{tri} \rightarrow v_o = v_s$$

$$v_{controlC} < v_{tri} \rightarrow v_o = 0$$

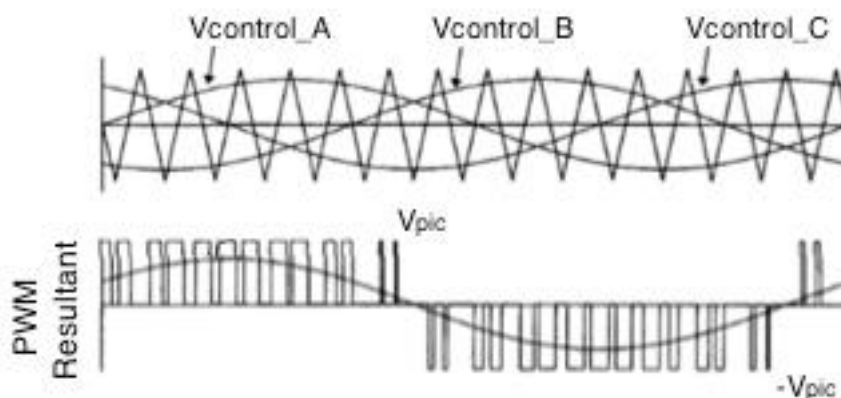


Figura 2.19. De la comparació del senyal modulador (ona sinusoïdal) i del portador (ona triangular) en resulta el PWM d'una fase.

L'ona moduladora genera un senyal de control $V_{control}$ (ona sinusoïdal) a la freqüència deistjada f_1 , la qual serà comparada amb el senyal portador triangular per generar els polsos. La freqüència de l'ona triangular estableix la freqüència de commutació dels transistors f_s , que es mantindrà constant. Es té llavors una relació de modulació d'amplitud i de freqüència, tal que:

$$m_a = \frac{V_{control}}{V_{tri}} ; m_f = \frac{f_{tri}}{f_1} \quad (14)$$

On:

- V_{control} : amplitud del senyal de control (sinusoïdal).
- V_{tri} : pic de l'ona portadora triangular.
- f_1 : freqüència de sortida desitjada (de l'ona sinusoïdal).
- f_{tri} : freqüència de l'ona portadora triangular.

És important donar un cop d'ull al contingut harmònic d'aquests tipus de senyals ja que les expressions derivades per realitzar els càlculs canvien segons les condicions de treball.

En un inversor trifàsic amb control unipolar ens trobem amb el següent espectre harmònic. A més, la següent figura 2.22 també mostra l'avantatge d'utilitzar modulació unipolar en comptes de bipolar.

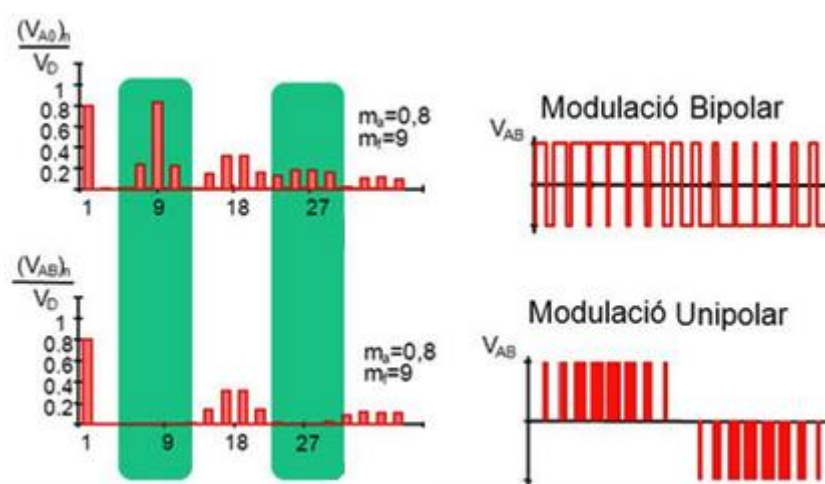


Figura 2.20. Diferències entre modulació bipolar i unipolar.

Amb modulació unipolar s'anul·len els harmònics dels voltants de la freqüència de la triangular i els seus múltiples impars ($mf, 3mf, \dots$).

Per una relació de modulació d'amplitud menor a la unitat ($m_a < 1$) s'opera en la regió lineal de l'inversor, i el voltatge de pic de la fonamental de la tensió de sortida manté una relació lineal entre l'índex de modulació d'amplitud i el valor de tensió de sortida (figura 2.22).

Per fer-ho més entenedor i aplicat directament al nostre sistema: si $m_a < 1$, la tensió contínua que s'ha d'aplicar al motor si requereix 230 V eficaços (325 V de pic), és com marca la següent expressió:

$$V_{\text{pic_entrada}} = m_a \cdot V_{\text{pic_pwm}} \quad (15)$$

Si l'índex de modulació d'amplitud fos major a la unitat, aquesta relació lineal no es compliria.

El PWM porta els harmònics de l'ona de tensió que li arriba al motor al rang d'altres freqüències, més concretament a la freqüència de commutació i els seus múltiples, com m_f , $3m_f$ i així successivament. L'índex de modulació en freqüència m_f ha de ser un nombre enter imparell de tal manera que la forma d'ona només contingui harmònics imparells. En general, és desitjable freqüències de commutació el més altes possibles ja que *a priori* és més fàcil eliminar els harmònics d'alta freqüència amb una unitat de filtratge. El desavantatge que presenta treballar en freqüències altes és les pèrdues de commutació que es produïrien en els transistors que augmenten proporcionalment.

Amb una variació lineal entre la tensió de la fonamental i m_a , es té per contra una menor magnitud de la component fonamental. Quan m_a s'incrementa més enllà de la unitat, l'amplitud també s'incrementa i és el que es coneix com una sobremodulació. La forma d'ona conté molts més harmònics comparat amb quan es treballa en el rang lineal (figura 2.24).

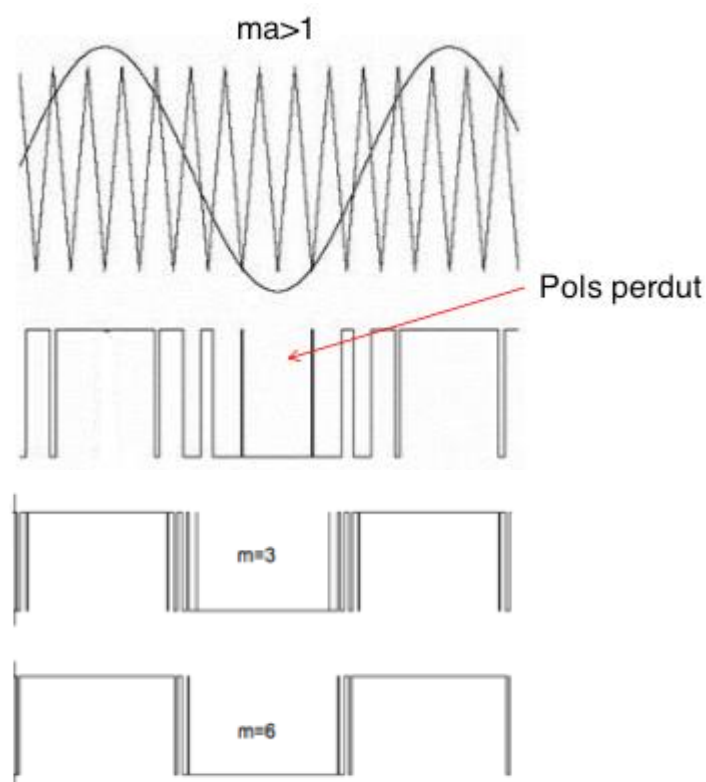


Figura 2.21. Senyal amb sobremodulació.

L'amplitud del pic de la fonamental en funció de la relació de l'índex de modulació d'amplitud es mostra a la següent figura 2.24. D'aquesta manera, s'aclareix el fet de treballar en el rang lineal quan $m_a < 1$.

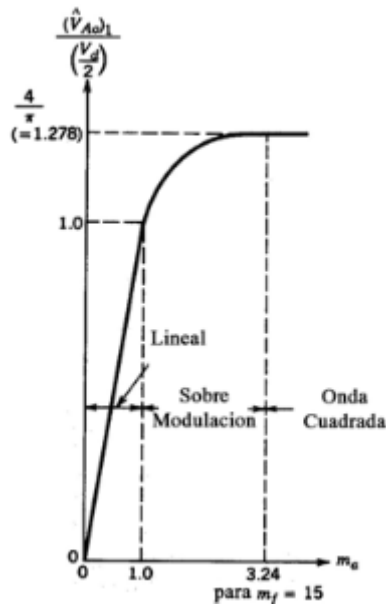


Figura 2.22. Diferents zones d'operació del PWM.

Font: Gonzalez-Longatt, F. M. Generalidades de la modulaci3n de ancho de pulso. 2004. Universidad de Venezuela <<http://fglongatt.org/OLD/Reportes/RPT2004-03.pdf>>

Per exemple: si connectem al corrent de la xarxa elèctrica, 230 V eficaços, el valor de pic de la qual és 325 V. Si m_a del PWM és 1, el valor d'estat alt del mateix PWM serà els 325 V de pic de l'entrada.

El contingut harm3nic en sobremodulaci3n seria major tal i com mostra la següent figura.

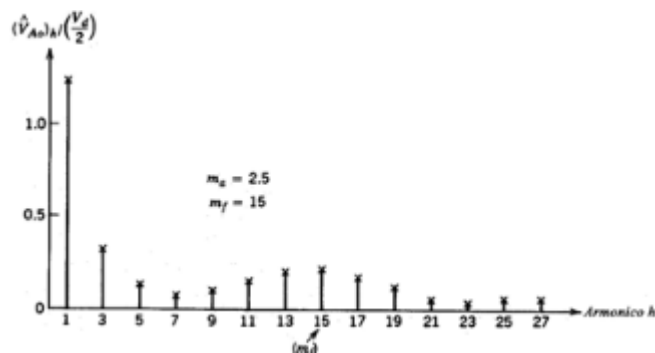


Figura 2.23. Contingut harm3nic en sobremodulaci3n d'un PWM de $m_a=2,5$ i $m_f=15$.

Font: Gonzalez-Longatt, F. M. Generalidades de la modulaci3n de ancho de pulso. 2004. Universidad de Venezuela <<http://fglongatt.org/OLD/Reportes/RPT2004-03.pdf>>

Resumint, els inversos trifàsics ofereixen un avantatge significatiu si m_f compleix que sigui imparell i múltiple de 3 (per exemple 3, 9, 15, 21, 27...). D'aquesta manera s'aconsegueix que la forma d'ona de la tensi3n sigui més sinusoidal, que és bàsicament l'objectiu d'un PWM. És més, si utilitzem modulaci3n unipolar,

s'eliminarien part dels harmònics (figura 2.22). Per tant, mitjançant la programació del microcontrolador, s'enviarà un PWM amb $m_a < 1$ i m_f imparell i múltiple de 3.

2.5. MOSFET vs IGBT

Els semiconductors estan actualment en un ampli ventall d'aplicacions, conseqüència del ràpid i continu desenvolupament de la tecnologia. En el cas dels inversors trifàsics, s'utilitzen tant els MOSFETs com els IGBTs. Llavors es fa necessari un estudi previ per a prendre la decisió sobre quin tipus de transistor utilitzar.

La següent taula va directament al fons de la qüestió i compara ambdós elements característica per característica.

Taula 2.1. Comparativa MOSFET vs IGBT.

MOSFET	IGBT
Controlat per tensió	Controlat per tensió
Alta freqüència de commutació	Alta freqüència de commutació
Potències mitges	Potències altes
Pèrdues de commutació baixes	Pèrdues de commutació altes
Pèrdues de conducció mitges	Pèrdues de conducció baixes
Pèrdues proporcionals a la temperatura	Gran capacitat de treball en altes temperatures
Capacitats paràsites	Gran impedància d'entrada

Tot i que un transistor IGBT compleix les especificacions d'aquesta aplicació, el MOSFET podria actuar de manera poc lleugerament més eficient pels següents motius:

- Com menys dissipació de potència es tingui, millor, ja que no hi ha cap altre paràmetre que ens limiti a l'hora de fer l'elecció. No es treballarà ni a altes potències (100 W) ni a altes temperatures.

- Per a la protecció de pics de tensió (provocats per les càrregues inductives), els MOSFETs actuals incorporen un díode que eradica els pics de sobretensió en el moment de commutació, cosa que inhibeix un dels defectes d'aquests.

En el moment de l'elecció final entre MOSFET i IGBT, ambdós dispositius poden proporcionar avantatges en la mateixa aplicació, depenent sempre de les condicions de treball. Com doncs un dissenyador escull? S'ha d'entendre el comportament i les prestacions relatives que poden oferir.

Existeix la percepció que els MOSFETs són un producte més madur dins del mercat, per contra els IGBTs es consideren tecnologia nova. Una generalització acceptada en diferents articles científics és que els IGBTs substituiran, si és que no succeeix ja, als MOSFETs en totes les aplicacions per sobre de 300 V. De totes maneres, durant els últims anys han sorgit millores significatives en els MOSFETs i això els fa ser un producte dinàmic.

En conclusió, ambdós components poden ser adients i les diferències entre ells són més aviat minses. El fet determinant és la potència del sistema; per a baixes potències el MOSFET segueix dominant, consolidant-se com la tecnologia reina. En canvi, els IGBTs els substitueixen en aplicacions de gran potència. La següent figura il·lustra de manera orientativa el seu respectiu domini del mercat segons la potència i la freqüència.

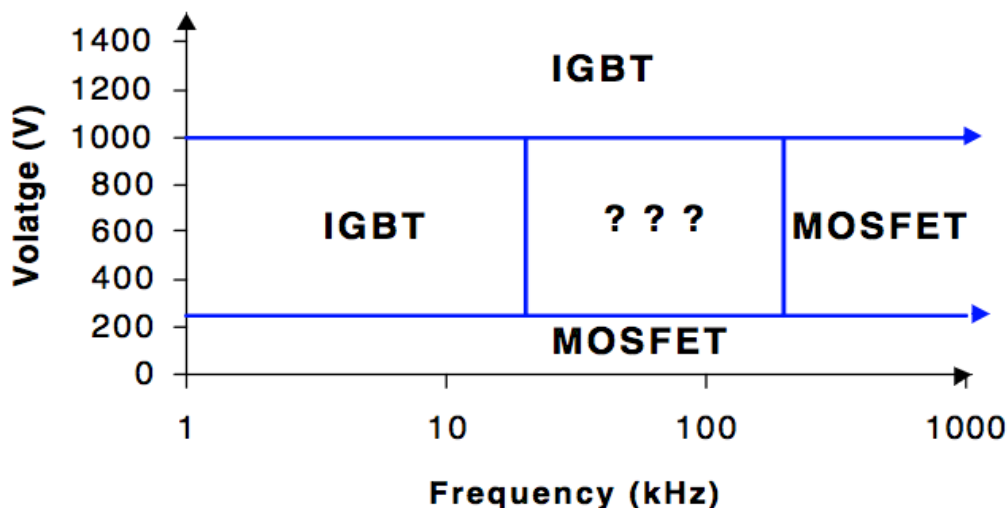


Figura 2.24. Gràfic resum de recomanació de quines àrees resulta més adequat escollir o bé un IGBT o un MOSFET.

Font: Blake, C.; Bull, C. *IGBT or MOSFET: Choose Wisely*. International Rectifier.

El variador de freqüència d'aquest projecte treballarà a freqüències i potències baixes. Per tant, el MOSFET, a part de ser el més recomanat inclús pels fabricants, és molt eficient en termes de dissipació de potència i sempre tindrà la possibilitat de treballar eficaçment a altes freqüències.

2.6. Motor trifàsic

Totes les etapes que conté aquest projecte són per produir el senyal de control del motor. Les especificacions del motor són:

Taula 2.2. Motor asíncron de la sèrie K90 del fabricant Kelvin.

Nº de fases	Tensió eficaç	Potència elèctrica nominal	Corrent nominal	Velocitat de gir	Rendiment
3	230/400 V	191 W	0,83 A	1250 rpm	38%

El motor és l'element encarregat de convertir l'energia elèctrica en una força mecànica. Serà doncs, el component final del sistema.

Un motor d'inducció té col·locades en el seu interior 3 bobinats iguals desplaçats 120° entre sí. Aquestes creen un camp magnètic giratori quan estan alimentades a través d'un sistema de tensions trifàsic equilibrat. L'excitació resultant de les forces magnetomotrius (ff.mm.mm) generades, provoca un camp magnètic d'amplitud constant, que avança a velocitat constant, depenent tant dels graus magnètics com dels graus elèctrics que transcorren en un període altern, és a dir, d'un parell de pols per cada cicle temporal.

Aquesta velocitat (n) expressada en r.p.m es coneguda com velocitat síncrona, l'expressió de la qual en resulta aquest paràmetre és la següent:

$$n = \frac{60 \cdot f}{p} \quad (16)$$

On:

- f és la freqüència d'alimentació [Hz]
- p és el nombre de parell de pols del motor [adimensional]
- n és la velocitat síncrona [rpm]

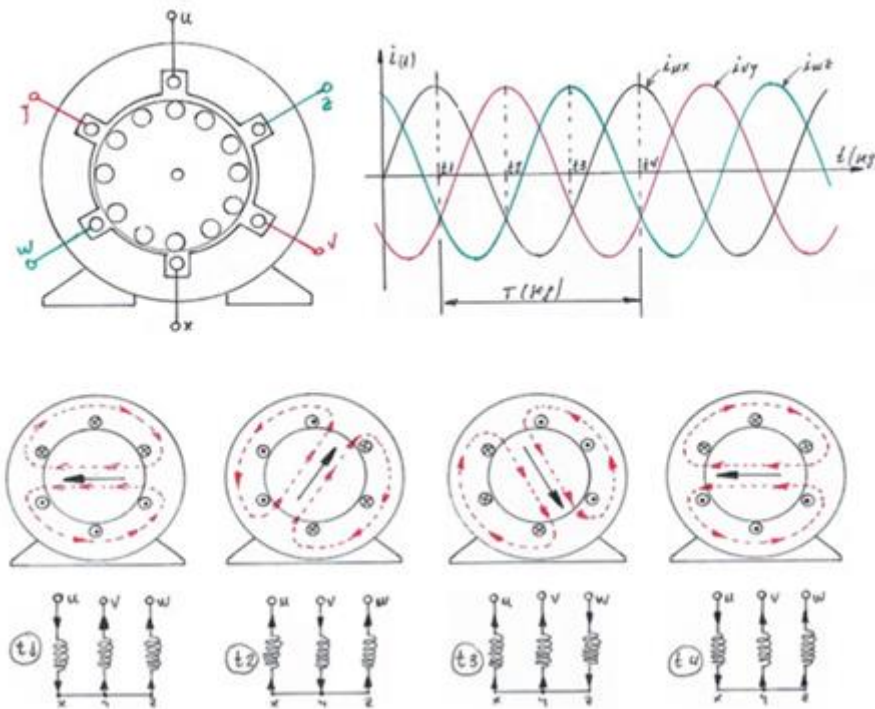


Figura 2.25. Procés giratori pas per pas. Magnetització de les bobines en funció del corrent que hi circula.

Font: Oseira. R. Capítol 5: Màquina asíncrona - motor de inducció trifàsic. Màquines de corrent altern. EUETIB. Universitat Politècnica de Catalunya.

El motor, al ser asíncron, comporta que la part estàtica del motor (estator) i la part que rota (rotor) no van sincronitzades. La polarització dels bobinats del estator va avançada respecte el moviment del rotor. Per tant, la velocitat de síncronisme no es veurà mai representada com a valor real de la velocitat. Aquest lliscament ve marcat per la següent modificació de l'equació anterior.

$$n_a = (1 - s) \frac{60 \cdot f}{p} \quad (17)$$

On s és el lliscament.

Existeixen moltes maneres de modificar la velocitat d'un motor, ja sigui canviant el nombre de parell de pols o la tensió d'alimentació. Ambdues, no obstant, modificarien físicament el motor i les condicions de treball respectivament. El joc del lliscament s com a variable doncs, es descarta, ja que depèn de la càrrega amb la que es treballi. Cada assaig necessitaria de les seves propies senyals, cosa que no tindria sentit. El mètode més utilitzat i a la vegada efectiu per regular la velocitat és el control de la freqüència, el qual porta a la modificació de la velocitat de síncronisme.

Per entendre el comportament del motor és important donar un cop d'ull a la característica *corrent parell-velocitat* que presentarà.

Es pot observar a la figura 2.29 que el parell màxim es dóna al voltant del 80% de la velocitat nominal. Si interessa obtenir aquest parell des de l'arrencada fins la velocitat màxima, es pot assolir variant la freqüència d'alimentació.

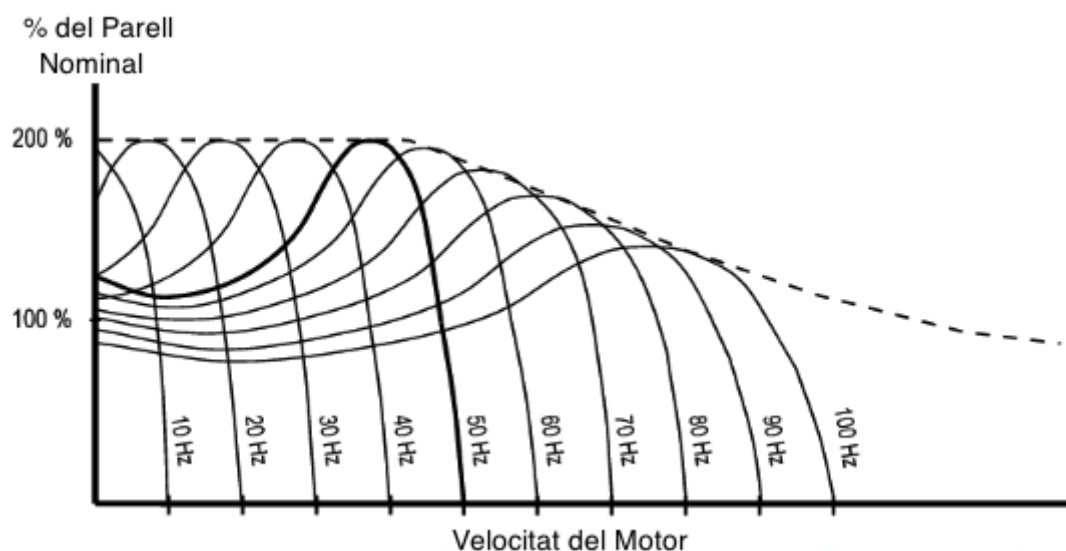


Figura 2.26. Relació del parell del motor amb la freqüència de treball.

Pizarro, M. D. Control de velocidad. 2003. Santa Fe.

<http://www.oni.esuelas.edu.ar/2003/SANTA_FE/29/M_tem_3.htm>

S'observa que la característica mencionada anteriorment es pot mantenir fins els 50 Hz de freqüència, moment en que el parell disponible comença a disminuir.

Així doncs, es fa evident que al variar la freqüència mantinguent la tensió constant, el parell màxim es mostra inversament proporcional i, conseqüentment, si es pretén mantenir el parell màxim constant, serà necessari actuar sobre la tensió d'entrada al motor.

Cal tenir en compte que la senyal de voltatge que rebrà el motor no tindrà forma sinusoidal, sinó que serà una serie de polsos quadrats de diferent amplada, equivalents a un senyal altern. Així doncs, és necessari el càlcul del valor de pic (amplitud) del PWM, que serà ni més ni menys que un valor de corrent continu de les quals es commutarà (mitjançant els transistors de potència, figura 2.14) des d'aquell valor fins a 0.

CAPÍTOL 3:

DISSENY *HARDWARE*

El disseny de tots els elements tangibles del variador de freqüència escollit s'explica qualitativa i quantitativament en aquest capítol.

3.1. Font d'alimentació

La potència necessària serà el paràmetre únic per al dimensionament de la font d'alimentació del sistema. Es té una tensió contínua a la sortida del pont de díodes (que ha rectificat l'ona sinusoidal de la xarxa elèctrica) de 325 V. D'aquí s'entra al circuit integrat LNK304, el qual reduirà aquesta tensió fins a una sortida típica de 12 V i 120 mA. Això vol dir que a la sortida proporcionarà una potència tal que:

$$P_o = V_o \cdot I_o = 12 \text{ V} \cdot 120 \text{ mA} = 1,44 \text{ W} \quad (18)$$

El propi *datasheet* del component informa que el rendiment entre la potència d'entrada i la de sortida és del 75%. Per tant, la potència d'entrada ha de ser com estableix la següent equació:

$$\eta = \frac{P_o}{P_i}; \quad P_i = \frac{P_o}{\eta} = \frac{1,44}{0,75} = 1,92 \text{ W} \quad (19)$$

Això implica que el component demanarà un corrent de tal manera que:

$$P_f = V_{bus} \cdot I; \quad I = \frac{P_f}{V_{bus}} = \frac{1,92}{325} = 5,9 \text{ mA} \quad (20)$$

Aquest corrent serà demandat per part del reductor buck LNK304, el qual afectarà al corrent del motor. Tot i això, es pot considerar prou baix per no trobar afectacions clares al comportament del motor.

Si tenim en compte la següent equació de potència elèctrica del motor i que 1 V cau en el pont de díodes:

$$P_M = (V_{bus} - 2 \cdot V_d) \cdot I_m \cdot \cos(\varphi) = (325 - 2 \cdot 1) \cdot 0,5 \cdot 0,7 = 113,05 W \quad (21)$$

La potència dissipada de tot el sistema serà de:

$$P_{total} = P_M + P_f = 1,92 + 113,4 = 115,32 W \quad (22)$$

On el valor del corrent del motor ve extret del *datasheet* del mateix, sempre i quan l'alimentació del motor sigui 230 V eficaços, que seran entregats a través del PWM. Llavors el corrent total del bus de tensió serà de:

$$I_{total} = I_M + I_f = 500 mA + 5,9 mA = 509 mA \quad (23)$$

Per aquest motiu, es col·locarà un fusible d'1 A a l'entrada, com a mesura de protecció.

Un cop sabuts els corrents, s'escull el pont de díodes FB2500 del fabricant FAGOR. En aquest cas és important que superi en escriu els valors màxims tant de tensió com de corrent. Certament compleix aquests requisits amb un màxim de 1000 V i 25 A.

La potència de sortida del variador de freqüència vindrà marcada pel valor nominal més baix dels components de l'etapa de potència, que és el transistor de potència (veure secció 3.5). Com que el seu corrent nominal és de 2,5 A, la potència de sortida que pot oferir el sistema és com regeix la següent equació:

$$P_o = V_l \cdot I_N = 325 V \cdot 2,5 A = 812,5 W \quad (24)$$

3.2. Condensador del bus DC

El senyal provinent del pont de díodes serà directament dosificat pel sistema de transistors i utilitzat pel motor. L'únic objectiu que es persegueix amb aquest corrent continu és que sigui màximament estable, és a dir, que tingui la mínima arribada. Per això serà col·locat un condensador en paral·lel entre el pont de díodes i el reductor de tensió contínua.

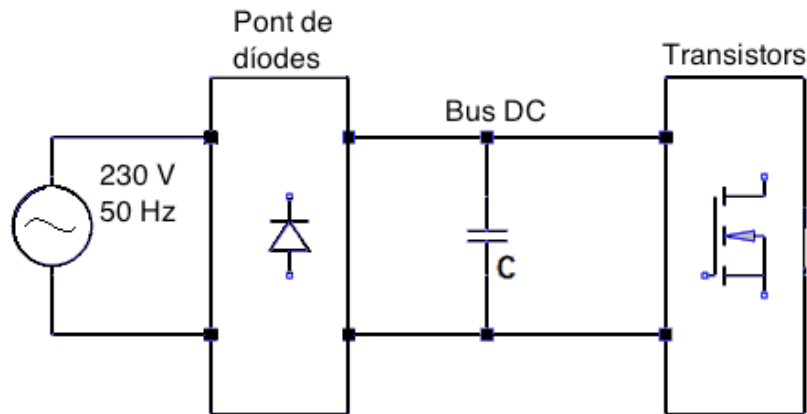


Figura 3.1. Esquemàtic de la connexió del Bus DC.

L'equació de càrrega del condensador és la següent:

$$i_c(t) = C \cdot \frac{dV}{dt} \quad (25)$$

Es tracta el diferencial de tensió (dV) com l'arrissada tolerable pel bus de tensió contínua. Es considerarà com acceptable una desviació del 5% del voltatge de pic de l'entrada.

$$V_p = V_{rms} \cdot \sqrt{2} = 230 \cdot \sqrt{2} = 325 \text{ V} \quad (26)$$

Com que el pont de díodes és de pont complet, el diferencial de temps (dt) serà d'una freqüència doble ja que queda una ona rectificada positiva, és a dir, la part negativa de l'ona sinusoidal quedarà invertida a l'eix positiu.

$$dt = \frac{1}{2 \cdot f} = \frac{1}{2 \cdot 50} = 0,01 \text{ s} \quad (27)$$

La intensitat de línia del bus és la mateixa que circula per les fases del motor. Per tant, si la tensió d'entrada al motor és de 230 V eficaços, segons el *datasheet* del motor, el corrent circulat serà de 0,47 A o 0,53 A en funció de si té fre electromagnètic o no (veure annex III). Per seguretat, s'escull el valor més elevat.

La capacitat del condensador de filtrat d'arrissada es calcularà doncs de la següent manera:

$$C = I_c \cdot \frac{\Delta t}{\Delta V} = 0,53 \cdot \frac{0,01}{0,05 \cdot 325} = 3,26 \cdot 10^{-4} \text{ F} = 326 \text{ uF} \quad (28)$$

Valor estandarditzat amb la sèrie E-24 >> 330 uF

D'aquesta manera s'assegura un senyal de tensió contínua amb una diferència entre el punt màxim i mínim del 5% del valor màxim. S'han implementat doncs, 2 condensadors de 220 uF cada un de 450 V. En paral·lel amb aquests s'incorpora un condensador de desacoblament de polièster de 1 μ F i 400 V, ja que totes les connexions presents introduiran inductàncies paràsites. Durant les commutacions, tant dels transistors de potència com del reductor Buck, aquestes inductàncies seràn sotmeses a fortes derivades de corrent, les quals poden provocar sobretensions als semiconductors.

3.3. Resistència de precàrrega

Existeix la problemàtica de crear un curtcircuit amb l'alimentació domèstica al connectar-la amb el sistema, concretament amb el condensador del bus de corrent continu (secció 3.2). Quan el condensador es troba descarregat, actua com un curtcircuit en un diferencial de temps, i per tant, crearia un camí directe entre alimentació i massa (se suposa que la càrrega de sortida, el motor, es troba desconnectada del bus DC durant la precàrrega del condensador).

Es pot suposar també que la tensió de precàrrega és constant i igual al valor de pic de la tensió de línia de la xarxa. D'aquesta manera el condensador es carregarà en règim permanent i a una tensió final a aquest mateix valor de pic.

La solució més comuna és instal·lar un resistor de potència a través del qual es carregarà el condensador. Aquest resistor quedarà curtcircuitat amb l'acció d'un relé quan el condensador es trobi a un 90% de la seva capacitat. D'aquesta manera, s'evita el curtcircuit inicial que es produiria amb alimentació i massa (condensador descarregat) i després el sistema queda apartat de qualsevol afectació pel mateix resistor, que queda desconnectat pel relé.

El transitori ve marcat per la càrrega del condensador del següent circuit equivalent:

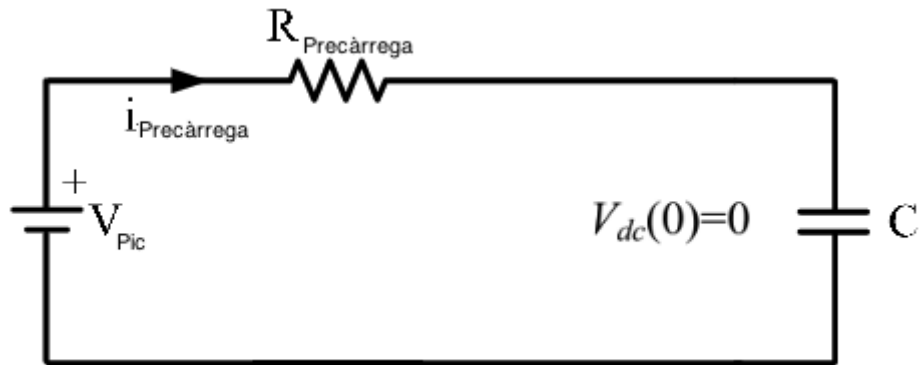


Figura 3.2. Circuit de càrrega del condensador del bus DC.

El condensador, serà carregat doncs a través de $R_{\text{Precàrrega}}$. L'evolució de la tensió del condensador des de l'instant inicial fins al règim permanent ve donada per la següent expressió:

$$V_t(t) = V_f \left(1 - e^{-\frac{t}{R \cdot C}} \right) \quad (29)$$

On:

- $V_t(t)$: valor de la tensió del condensador en l'instant t .
- V_f : tensió final en la que quedarà carregat el condensador.
- t : temps de càrrega.
- R : resistor pel qual es carrega el condensador.
- C : capacitat del mateix.

Es busca el valor de R que fa que el condensador es carregui fins el 80%. Per això s'ha d'assignar arbitràriament un temps de càrrega, que es considerarà 1 segon.

$$0,8 \cdot V_f = V_f \left(1 - e^{-\frac{t}{R \cdot C}} \right) \quad (30)$$

$$0,8 = 1 - e^{-\frac{1}{R \cdot 330 \cdot 10^{-6}}} \quad (31)$$

$$R = 1883 \, \Omega \quad (32)$$

Estandarditzat amb la sèrie E24 >> 1800 Ω .

El resistor de precàrrega serà situat entre la connexió de la xarxa domèstica i el pont de díodes, és a dir, que dissiparà gran potència. Per aquest motiu, s'ha de tenir en compte la potència que ha de tenir perquè no es malmeti el component. Si la caiguda de tensió dels díodes és d'1 V:

$$P = \frac{(V - 2 \cdot V_d)^2}{R} = \frac{(325 - 2 \cdot 1)^2}{1800} = 57,96 \, W \quad (33)$$

Al mercat, almenys el que els projectistes tenen a l'abast, no es troben resistors amb una potència superior a 50 W. Així que s'haurà d'escollir un component de major impedància per a reduir la intensitat que hi circula i, consegüentment, la potència dissipada. Caldrà doncs, refer els càlculs.

Escollint un resistor de 3300 Ω (valor típic):

$$0,8 = 1 - e^{-\frac{t}{3300 \cdot 330 \cdot 10^{-6}}} \quad (34)$$

$$t = 1,75 \text{ s} \quad (35)$$

Es trigarà 750 ms més en carregar el condensador al 80%, cosa que no comporta cap problema.

$$P = \frac{(V - 2 \cdot V_d)^2}{R} = \frac{(325 - 2 \cdot 1)^2}{3300} = 31,6 \text{ W} \quad (36)$$

El resistor de precàrrega del condensador serà de 3,3 k Ω i 50 W de potencia.

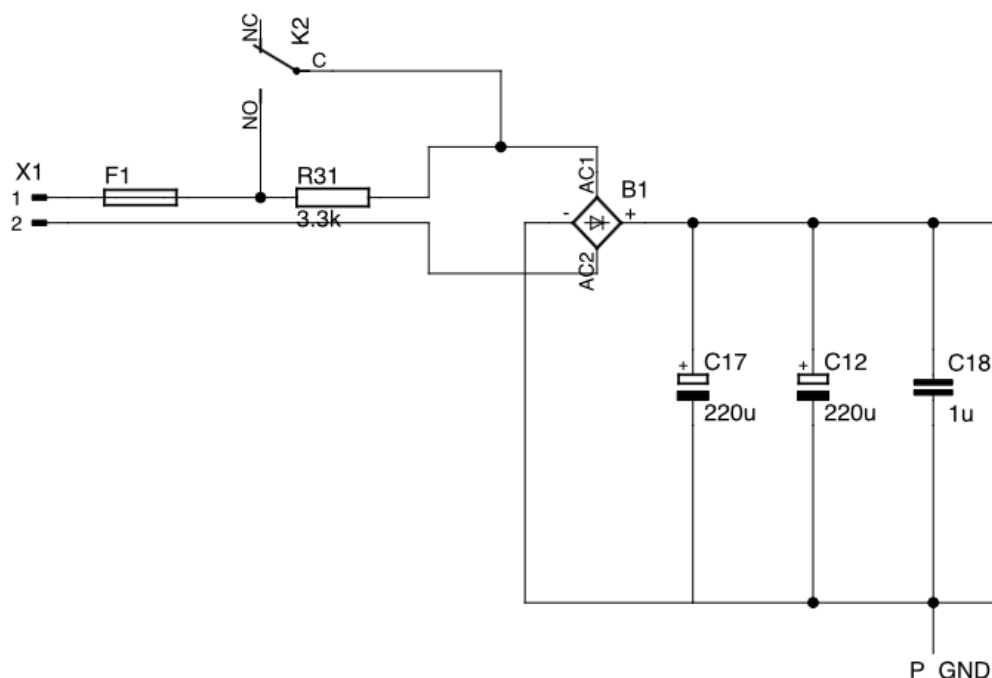


Figura 3.3. Font d'alimentació del bus de contínua.

Un cop assolida la càrrega dels condensadors s'haurà de curtcircuitar aquesta resistència de precàrrega mitjançant el relé. Una opció seria utilitzant el microcontrolador i programar la desconexió. Tenint en compte que la tensió d'alimentació prové tota de la mateixa font, el microcontrolador no entrarà en

funcionament fins que la font no entri en règim permanent. La utilització d'un retard analògic serà l'opció més adient.

Amb un filtre RC, provocariem un retard per a la desconexió del resistor de precàrrega. Si el condensador del bus de contínua triguen 1,75 s a carregar-se fins el 80% de la seva capacitat, doncs el relé ha d'activar-se en aquest temps. Per seguretat s'escull que s'activi després de 3 segons de la connexió manual a la xarxa.

Si per *datasheet* se sap que el relé amb 3,7 V ja s'activa, i fixant la capacitat del condensador en 10 uF (valor estàndard), s'extreu el valor de R pel filtre RC.

$$3,7 = 5 \cdot \left(1 - e^{-\frac{3}{R \cdot 10 \cdot 10^{-6}}}\right) \quad (37)$$

$$R = 222704 = 222,7 \text{ k}\Omega \quad (38)$$

Estandarditzat amb la sèrie E24 >> 220 kΩ.

Per tant, el relé quedarà automàticament connectat (curtcircuitant la resistència de precàrrega) en un temps de 3 s amb R=220 kΩ i C=10 uF.

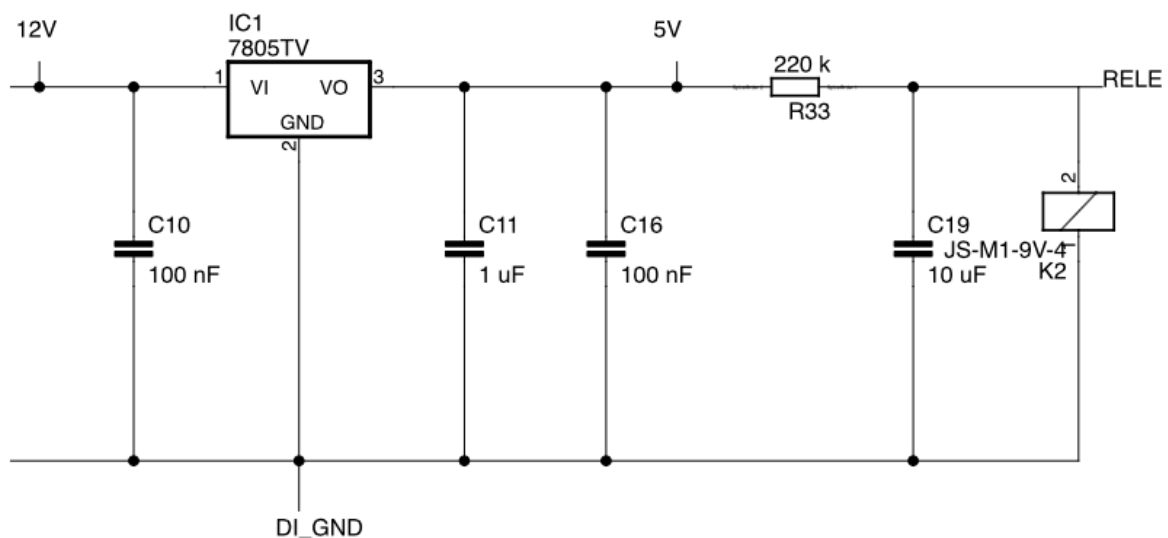


Figura 3.4. Esquemàtic del filtre RC de retard per l'activació del relé K1.

Amb R=220 kΩ, el corrent que circularà per la bobina serà:

$$I_{\text{relé}} = \frac{V_{\text{cc}}}{R} = \frac{5 \text{ V}}{220 \text{ k}} = 22,7 \text{ uA} \quad (39)$$

Observant el *datasheet* del relé seleccionat, extraiem que una de les especificacions de la bobina és que demanda 72 mA constants per al seu funcionament. Per tant, amb una resistència R de 220 k és clarament un valor massa elevat.

El màxim valor del resistor en el retard RC implementat és determinat a través de la següent equació:

$$R = \frac{5 V}{72 mA} = 69,4 \Omega \approx 70 \Omega \quad (40)$$

Aquest resistor vindrà caracteritzat per una gran dissipació a causa del seu baix valor òhmic.

$$P = I^2 \cdot R = (72 mA)^2 \cdot 70 \Omega = 0,36 W \quad (41)$$

Per tant, R haurà de ser de 70 Ω i ½ W de potència.

Si es vol mantenir un valor de la constant de temps superior a la càrrega dels condensadors del bus DC, caldrà augmentar el valor de la capacitat del condensador. Sabent que el corrent no arribarà al valor necessari fins que la tensió sigui de 5 V. Repetint el càlcul de la equació 29 tal que:

$$4,95 = 5 \cdot \left(1 - e^{-\frac{1,75}{70 \cdot C}}\right) \quad (42)$$

$$C = 5,42 mF \quad (43)$$

Així doncs, aconseguim protegir el circuit del curtcircuit inicial que es produiria amb els condensadors completament descarregats en el moment d'encesa del sistema.

3.4. Font commutada

Per tal d'adaptar la tensió de la xarxa domèstica a la necessària tant pels components dels circuits com pel propi motor, s'ha escollit l'íntegrat LNK304 de la família LinkSwitch-TN de *POWER GENERATIONS*. Aquest component, juntament amb un circuit elèctric que s'explicarà a continuació, permet reduir el voltatge de 325 VDC, que s'obtenen després del pont de díodes i els condensadors, fins a 12 V estables que serviran per alimentar els *drivers*. Posteriorment amb un regulador de tensió, s'obtenen els 5 V pel circuit digital.

S'ha escollit l'integrat LNK304 amb la topologia *High-Side Buck – Direct Feedback*, ja que es tracte d'un convertidor reductor amb la tensió de sortida referenciada a la tensió d'entrada i una realimentació que manté la sortida estable, sempre i quant hi hagi una càrrega a la sortida, com serien els *drivers*, transistors i motor d'aquest projecte.

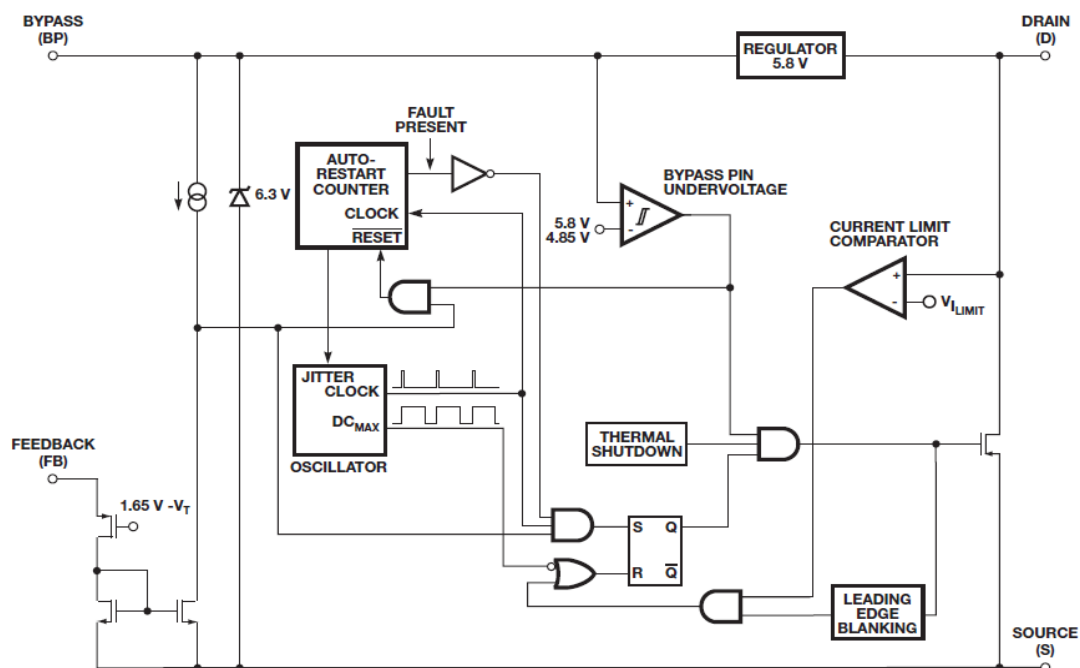


Figura 3.5. Diagrama de blocs intern de l'integrat

Aquest integrat, tal com mostra la figura 3.5, consta d'un transistor MOSFET d'alt voltatge i un controlador d'alimentació. Utilitza un control ON/OFF per regular el voltatge de sortida mitjançant un oscil·lador que treballa a 66 kHz. També incorpora un circuit de realimentació, el qual activa o desactiva el MOSFET si el corrent que arriba al pin és més alt de 49 μA , i protecció contra temperatures superiors a 142 $^{\circ}\text{C}$ que desactiven el MOSFET fins que la temperatura no es redueix, entre d'altres característiques.

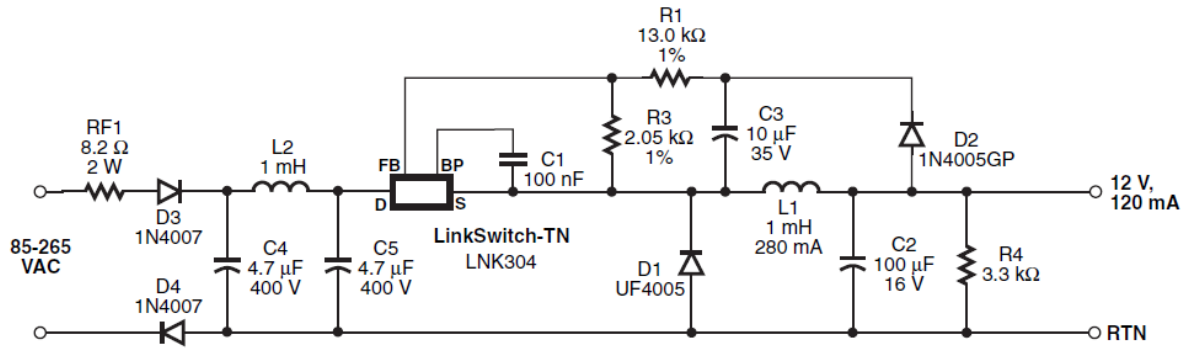


Figura 3.6. Circuit elèctric per la font commutada LNK304

La figura 3.6, proporcionada pel *datasheet* del component, mostra el conjunt d'elements que han d'acompanyar a l'integrat per tal d'obtenir 12 V estables a la sortida, que és el valor de tensió que es busca. La part anterior a l'integrat correspondria al acondicionament de la tensió de xarxa explicada l'apartat 2.1, de la qual s'obtenen els 325 V_{DC}.

El díode D1 ha de ser de commutació ultraràpida ja que els cicles de l'oscil·lador acabarien abans que la commutació i podria produir dissipacions d'energia massa elevades. La funció del condensador C2 és suavitzar el corrent de la bobina, mentre que el condensador C3 s'encarrega de mantenir la tensió a la sortida durant l'estat OFF del transistor. Les resistències R1 i R3 del circuit de realimentació mantenen una tensió de 1,65 V al pin FB per controlar el corrent que li arriba i regular el MOSFET.

A continuació es mostren els pins de l'integrat i la seva funció principal.

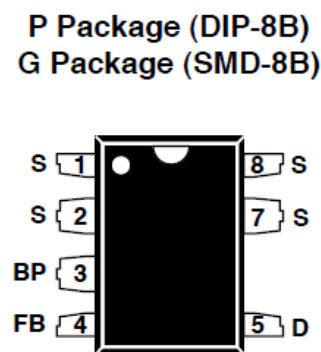


Figura 3.7. Pins de l'integrat LNK304

Descripció dels pins:

- Pin D (5) - *DRAIN*: Drenador del MOSFET intern de l'integrat. Proporciona el corrent d'operació necessari.
- Pin BP (3) - *BYPASS*: Condensador de 0.1 uF per l'alimentació de 5.8 V generada internament per l'integrat.
- Pin FB (4) - *FEEDBACK*: És el pin encarregat de la realimentació, amb la finalitat de controlar el funcionament del MOSFET.
- Pin S (1,2,7,8) - *SOURCE*: Aquest pins connecten amb la font del MOSFET. També és la referència de massa pels pins BP i FB.

3.5. Transistors

Realitzar una recerca de què es pot trobar al mercat que pugui ser eficaç pel sistema, sempre serà el camí a seguir. En aquest cas, el primer pas és saber el tipus de transistor que compliria les especificacions del sistema. A més, s'han de conèixer les característiques i peculiaritats del component real, ja que idealment qualsevol element que es comportés com un interruptor serviria.

El viatge del senyal controlador dels transistors amb totes les variables paràsites dels components reals serà tal com mostra la següent figura.

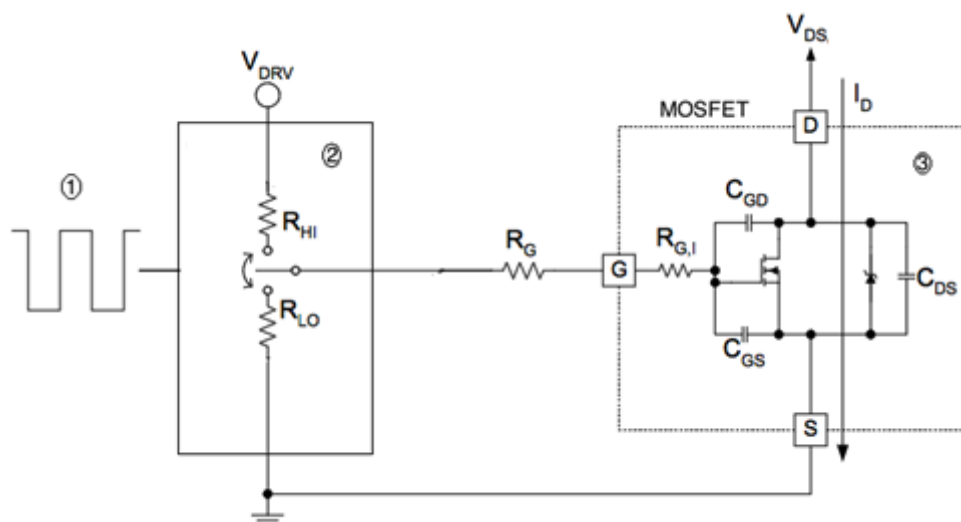


Figura 3.8. 1. Senyal PWM provinent de l'optocobrador. 2. Driver. 3. Transistor MOSFET.

Font: Balogh, L. *Design And Application Guide For High Speed MOSFET Gate Drive Circuits.*

Les especificacions que marquen l'elecció del transistor són la tensió V_{ds} i el corrent I_d màxims. Aquests dos paràmetres han de superar en escreix les magnituds amb les quals es treballarà.

Especificacions primàries:

- Tensió V_{ds} : superior a 325 V (tensió del bus de tensió contínua).
- Corrent I_d : superior a 0,88 A (extret del *datasheet*).

Hi ha altres característiques que cal tenir en compte.

Especificacions secundàries:

- Temps de commutació.
- Potència dissipada.

Ambdues convé minimitzar-les. De totes maneres, com s'ha vist a la secció 2.5, els transistors MOSFET són especialment adients per a altes freqüències i potències baixes. La freqüència de commutació vindrà abans limitada per la capacitat del microcontrolador de produir senyals PWM d'alta freqüència. Per tant, no es fa necessari considerar altres paràmetres que no siguin la tensió V_{ds} i corrent I_d .

S'escull finalment el transistor IRF840 del fabricant Vishay, que aporta les següents característiques:

Taula 3.1. Característiques transistor IRF840.

Característica	Valor
Tensió V_{ds} màxima	500 V
Corrent I_d màxim	2,5 A, pics de 8 A
R_{ds}	3

3.5.1. Temps de commutació

Quan un Mosfet es troba en mode de commutació, l'objectiu principal és que commuti de l'estat d'impedància més alt al més baix en el mínim temps possible. Com que la magnitud dels temps de canvi d'estat teòrica és sempre més baixa que en la pràctica, és important tenir en compte totes les variables paràsites. La figura 3.8 mostra un esquema del subsistema *driver*-MOSFET on s'incorporen totes les capacitats i impedàncies paràsites.

L'eficàcia del MOSFET és clar que ve determinada per com de ràpid és capaç el transistor de canviar de voltatge a través d'aquests condensadors. Per tant, el paràmetre més important a considerar, en termes de freqüència de treball, és la capacitat paràsita que es presenta.

Cap de les variables mencionades en els paràgrafs anteriors es defineix directament en els *datasheets*. No obstant, existeixen unes aproximacions amb valors extrets del propi *datasheet*: C_{rSS} , C_{iSS} i C_{oSS} .

$$C_{GD} = C_{RSS} \quad (44)$$

$$C_{GS} = C_{ISS} - C_{RSS} \quad (45)$$

$$C_{DS} = C_{OSS} - C_{RSS} \quad (46)$$

Les capacitats són calculades en base a la càrrega necessària per produir el canvi d'estat.

Tot el procés d'encesa i apagat dels MOSFETs conté diferents intervals de temps que són funció del valor d'aquestes capacitats paràsites i també de la tensió requerida pel canvi d'estat (V_{ds}). A mode d'exemple, observant el *datasheet* del transistor IRF840, presenta un temps de pujada i baixada no superiors als 50 ns, amb una tensió V_{ds} de 250 V i 2,1 A de corrent I_d . Per tant, les limitacions en termes de freqüència apareixerien abans per la velocitat de commutació del microcontrolador, tenint en compte que depèn del temps del cicle màquina d'execució del codi.

3.5.2. Potència dissipada

A la pròpia commutació del transistor MOSFET en etapes de potència resultaran inevitables pèrdues de les quals es dividiran en dues categories:

- Pèrdues de conducció: degudes al pas de corrent pel dispositiu ja que tenen resistència interna (R_{ds}).
- Pèrdues de commutació: degudes a que el pas a la zona òhmica no és immediat.

$$P_{MOSFET} (W) = P_{Estat_ON} + P_{Encesa} + P_{Apagat} \quad (47)$$

Primerament, la potència mentre el MOSFET es troba en conducció es regeix per la següent equació:

$$P_{EstatON} = I_{out}^2 \cdot R_{DS} \cdot D \quad (48)$$

On:

- I_{out} : corrent que circula quan condueix pel motor (determinat per *datasheet*).
- R_{ds} : impedància que presenta entre drenador i font (determinat per *datasheet*).
- D : cicle de treball del PWM, en el cas més desfavorable, 1.

$$P_{EstatON_buit} = 0,53^2 \cdot 3 \cdot 1 = 0,84 \text{ W} \quad (49)$$

$$P_{EstatON_carrega} = 0,88^2 \cdot 3 \cdot 1 = 2,32 \text{ W} \quad (50)$$

Tindrem sempre mínim 2 transistors en conducció i com a màxim 3. Tot i això, no es pot considerar un paràmetre que afecti a la potència entregada al motor ja que aquest treballa a 200 W amb càrrega i al voltant de 100 W quan treballa en buit.

En segon pla, existeix dissipació de potència en les commutacions. El procés d'encesa i d'apagada passa per carregar la capacitat paràsita C_{gs} (figura 3.9). L'evolució de la tensió V_{ds} contraposada amb el corrent I_d ve mostrada per la següent figura:

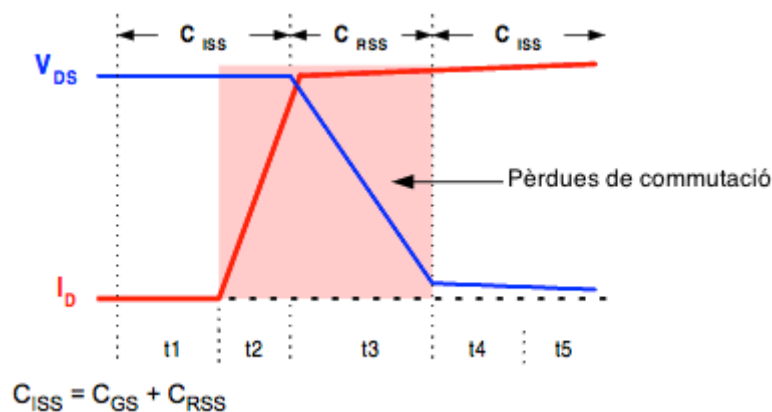


Figura 3.9. Punts on es produeixen les pèrdues.

Quan el producte $V_{ds} \cdot I_d \neq 0$ es produeix dissipació de potència que serà doncs, la produïda en cada interval de commutació multiplicat pel cicle de treball del mateix interval tal que:

$$P_{Commutació} = \left(\frac{V_{in} \cdot I_{out}}{2} \right) \cdot (t_2 + t_3) \cdot (F_C) \quad (51)$$

On:

- V_{in} : tensió DC la qual anirà commutant.
- I_{out} : corrent de sortida.
- t_2 i t_3 : temps de càrrega de les capacitats del MOSFET.
- Q_g : càrrega de porta, paràmetre visible a la gràfica tensió de porta-càrrega.

Tenint en compte que el MOSFET IRF840 té un temps de pujada, baixada i retard en la commutació de menys de 100 ns tots sumats, es fa evident que la magnitud de les pèrdues seran al voltant del centenar de milivolts, considerables completament despreciables.

Cal mencionar que també es presenten pèrdues addicionals, però són típicament força més petites que les explicades anteriorment. Tot i que tenen poc impacte en nombres absoluts, poden resultar significants a causa de la zona en què es troben, en la zona de *driver* per exemple. La potència necessària per a carregar la porta del transistor, la capacitat paràsita de sortida del mateix, la càrrega del díode intern serien clars exemples. A efectes de càlculs, es menysprearan aquestes pèrdues de pocs mW, comparat amb el centenar i escaig de tot el sistema.

3.5.3. Resistència de porta

Típicament, davant la porta del transistor es sol posar un resistor (R_g). Tot i que el seu valor no es troba especificat en els *datasheets*, és una característica força rellevant del component. El valor adequat d'aquest resistor depèn del tipus de transistor i freqüència de treball de manera que, quan aquesta augmenta, es reduiran els pics de corrent i tensió però augmentarien les pèrdues de commutació així com el temps de commutació dels transistors.

No obstant, el fabricant sí que dóna uns valors estandaritzats per a diversos transistors MOSFETs amb la seva resposta en freqüència. Com per exemple la següent figura, extreta del mateix *datasheet* del *driver* IR2110 (veure annexos).

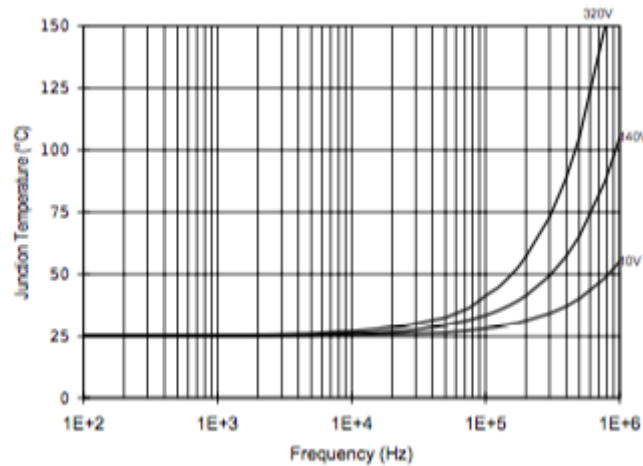


Figura 3.10. Temperatura de la unió del driver IR2110 en relació amb la freqüència de commutació per al transistor MOSFET IRFBC20 amb $R_g = 33 \Omega$ i $V_{cc} = 15V$.
Font: Datasheet de IR2110 del fabricant International Rectifier.

Per confirmar el gràfic de la figura X, és important veure de manera representativa la relació que existeix entre la magnitud del resistor en serie de la porta amb els paràmetres que modifica, el temps de commutació i els pics de tensió en l'apagada, i conseqüentment amb aquest últim, les pèrdues de commutació.

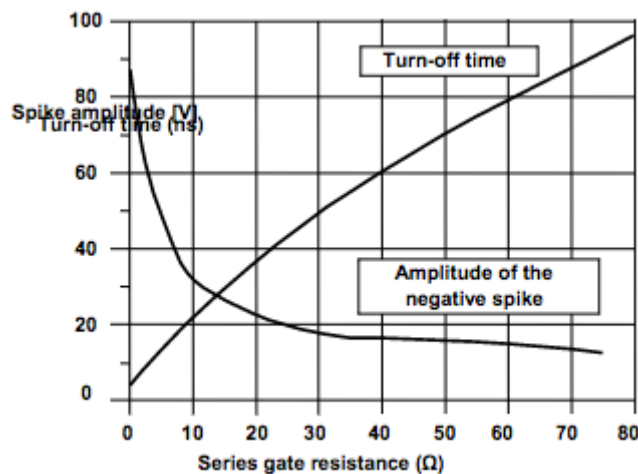


Figura 3.11. Resistència de porta en relació amb la tensió pic entrant i el temps d'apagat.

Font: HV Floating MOS-Gate Driver ICs. International Rectifier Application note 978.

Si l'objectiu serà sempre tenir màxima protecció davant de pics de tensió i, a la vegada, el mínim de pèrdues així com el mínim temps de commutació, el valor que aproximadament compleix de la millor manera els tres requisits seria $R_g = 20 \Omega$.

Cal mencionar, que R_g és un valor aproximat però necessari pel circuit. Sempre serà encertat doncs, seguir les recomanacions del fabricant.

3.6. *Driver*

L'ordre que es seguirà per descriure el subsistema del circuit de *driver* és el que precisament realitza el senyal provinent del microcontrolador (etapa digital, secció 3.8). Entrarà als optoacobladors, passant pel circuit integrat de *driver* i arribant finalment a la porta dels transistors MOSFET.

La necessitat d'acondicionar el senyal PWM abans d'entrar directament per la porta del transistor és bàsicament perquè els transistors MOSFET es gorvenen en la tensió de porta-font. Per tant, si poséssim un senyal quadrat directament a les bases dels MOSFETs, el transistor encarregat del semicicle positiu no assoliria mai la tensió porta-font de govern, és més, la superaria en escriureix. La figura 3.12 mostra aquest fenomen de manera esquemàtica.

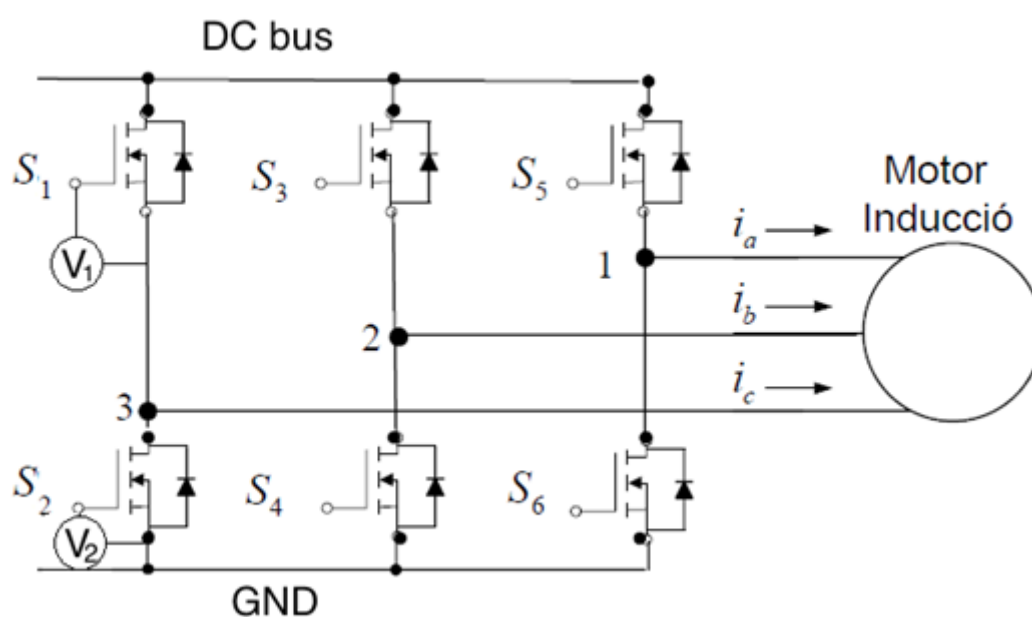


Figura 3.12. Tensió V_1 i V_2 són la tensió V_{gs} dels transistors S_1 i S_2 respectivament.

La tensió V_2 , V_{gs} del transistor S_2 , és directament el senyal PWM en tensió que li arriba per la porta, ja que el sortidor es troba connectat als 0 V de referència. En canvi, la tensió en el punt 3 és variable, per la connexió a fase del motor. Per tant, es fa necessari un component que sigui capaç d'aïllar la tensió de porta per a que els transistors S_1 , S_3 i S_5 commutin de manera adequada.

Hi ha una diversitat considerable de governadors de portes de transistors al mercat. Cal fer especial menció del component escollit ja que el seu funcionament és enrevessat.

S'ha utilitzat el *driver* IR2110, de l'empresa International Rectifier i s'intentarà en la mesura del possible implementar components de la mateixa marca ja que es garanteix un bon acoblament entre ells i s'aconsegueix un millor comportament del conjunt.

Existeix l'opció d'utilitzar un sol governador de porta trifàsic pels 6 transistors però, comparant els *datasheets*, presenten retards de funcionament i temps de commutació superiors als monofàsics. A més, per aplicacions de 220 V, com és el cas, el IR2110 suporta una tensió màxima de 500 V, clarament suficient. No obstant això, les dues alternatives són viables. La següent taula, basada en els *datasheets*, evidencia les diferències.

Taula 3.2. Comparativa entre 2 drivers, un per una fase i l'altre per 3 fases a la vegada.

Referència IR	Nº de fases	Tensió (V)	Temps mort entre polsos (ns)	Retard de pujada Ton (ns)	Retard de baixada Toff (ns)	Preu (€)
IR2110	1	500	10	120	94	3,47
IR2130	3	600	2500	675	425	8,73

Per entendre la manera en la qual el *driver* aconseguix el control de dos transistor, s'ha de donar una ullada a l'esquema intern amb les seves entrades i sortides. Aquest es troba representat a la següent figura:

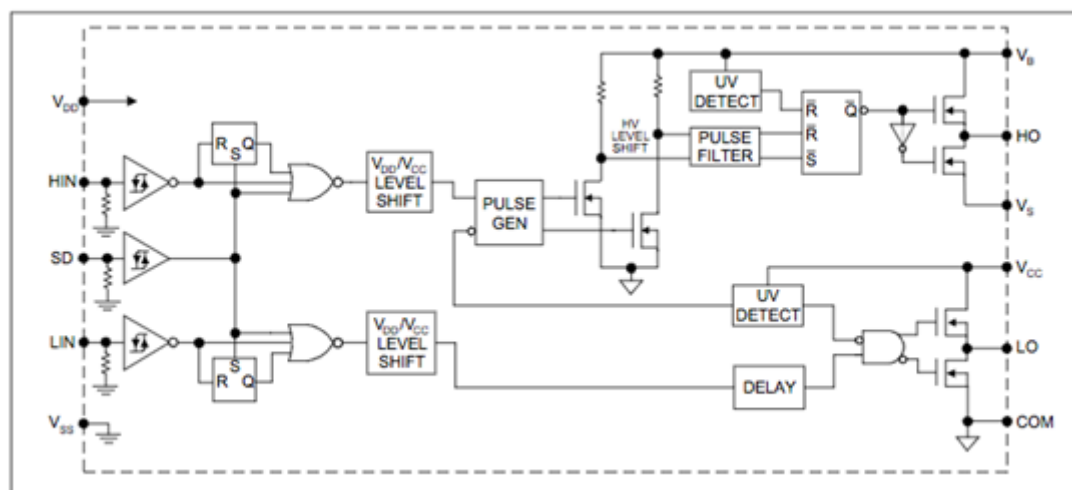


Figura 3.13. Diagrama de blocs intern del driver IR2110.

Font: Datasheet del driver IR2110 del fabricant International Rectifier.

Aquest circuit consta de 3 senyals d'entrada: senyal superior, inferior i d'habilitació del canal. Els dos primers senyals corresponen a les ones quadrades PWM provinents dels optoacobladors i van als terminals de *reset* de les bàscules *flip-flop*. Els senyals de *set* de les bàscules estan connectats entre sí i estan esperant el senyal d'habilitació. Tot seguit, aquests senyals entren a unes portes NOR, on es trobaran el senyal d'entrada, la sortida del *flip-flop* i el senyal habilitador, per tal de prevenir entrades equivocades o per poder deshabilitar el component sencer.

En una segona etapa aquests senyals provinents de les portes NOR, entren en un bloc d'acondicionament del senyal, on aquestes són tractats de forma diferent ja que el senyal de la part superior entra a un generador de polsos i després al governador d'aquella part. En canvi, el senyal de la part inferior entra en un bloc de retràs de senyal (temps mort) i després és duta a una porta NAND des de la qual es controlaran dos transistors FET complementaris.

El senyal de la part superior rep un tracte diferent (per la problemàtica comentada de la tensió porta sortidor del MOSFET) i d'aquí el motiu pel qual el *driver* és absolutament necessari. L'integrat IR2110 conté un circuit elevador, conegut amb l'anglicisme *bootstrap*, format per un condensador i un díode de recuperació ràpida implementats de manera externa tal i com mostra la figura 3.14. El senyal de la part superior es porta a un bloc lògic on l'habilitació ve donada per la càrrega del condensador extern. D'aquest bloc surten els senyals de base dels dos FET complementaris entre ells. Per a l'explicació de la seqüència de funcionament dels FETs de sortida, s'anomenaran correlativament, de superior a inferior, FET1, FET2, FET3 i FET4 (figura 3.13).

Efectivament, hi ha col·locats 4 transistors FET internament. El cicle començaria detectant que el condensador es troba gairebé carregat (V_b) fet que provoca el tall del FET2 i l'encesa del FET1. Simultàniament, el bloc inferior rep el mateix senyal i s'activa el FET4 i es desactiva el FET3, quedant separada la font V_{cc} (de 12 V) de la base del transistor Q2 (figura 3.14) i unint la base d'aquest a terra, apagant-se per tant.

A la vegada Q1 "veu" tensió entre porta i font corresponent a la càrrega del condensador C_b (aproximadament V_{cc}), fet que provoca que Q1 s'activi permetent la circulació de corrent entre els canals drenador i font del MOSFET.

El condensador ha de mantenir el senyal de Q1 mentre dura el pols. Al final del pols PWM aquest senyal es detecta i enviat a la lògica del circuit. El procés lògic segueix els següents passos:

- 1.- El FET1 es desactiva i el FET2 s'activa.
- 2.- El condensador es carrega novament a gairebé V_{cc} .

3.- El FET4 es desactiva i el FET3 s'activa.

4.- Q2 condueix novament.

El circuit implementat per a cada *driver* del pont inversor serà el mostrat a la següent figura:

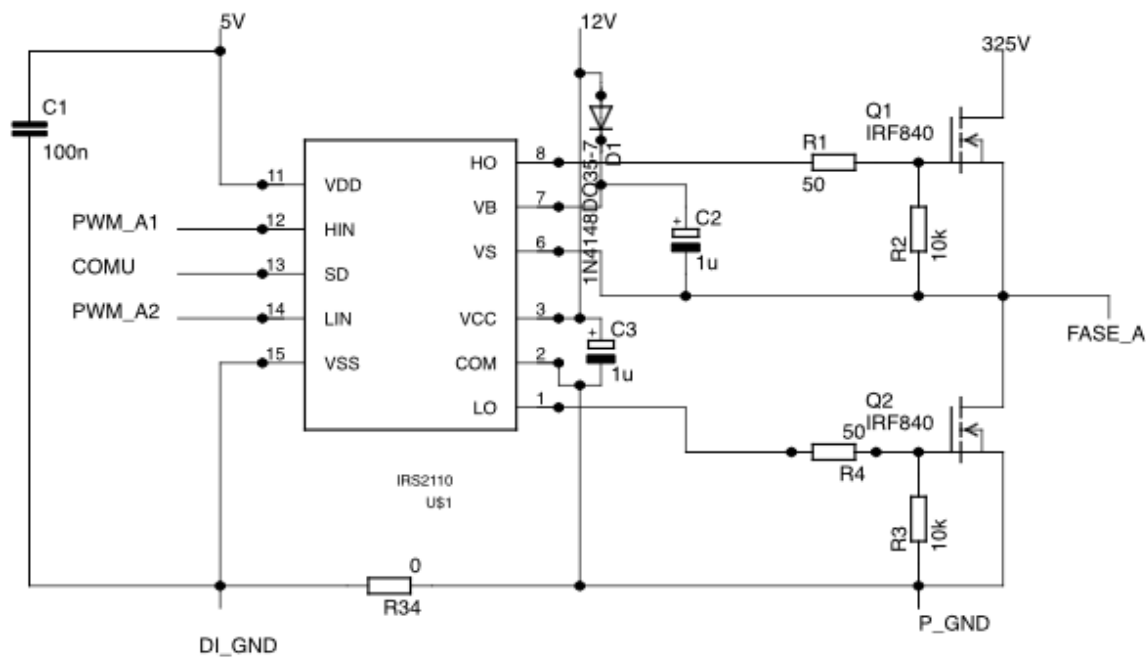


Figura 3.14. Disposició del circuit de driver.

On HIN és l'entrada del transistor superior, LIN la del inferior i COMU on s'interconnecten tots els *drivers* a través d'aquest pin.

Es pot observar, també, el condensador i el díode de *bootstrap*, que hauria de ser d'alta velocitat de commutació i ràpida recuperació per garantir la càrrega i descàrrega apropiada del condensador extern. El condensador s'escull segons la fórmula que et proporciona el fabricant (no en el *datasheet*, en la informació tècnica del seu propi lloc web).

$$C_b = \frac{Q_{total}}{\Delta V} \quad (52)$$

D'aquí s'extreu:

$$Q_{total} = Q_g + (I_{LKgs} + I_{QBS} + I_{LK} + I_{LKD}) \cdot T_{on} \quad (53)$$

$$\Delta V = V_{cc} - V_d - V_{GSmin} \quad (54)$$

La capacitat del condensador C_b (figura 3.15) interessa que sigui prou petita per a que el condensador es carregui ràpidament, no obstant, interessa també que sigui prou gran per mantenir el MOSFET de la part superior actiu el temps que es requereixi. És clar que a freqüències baixes haurà de tenir un valor elevat, i viceversa.

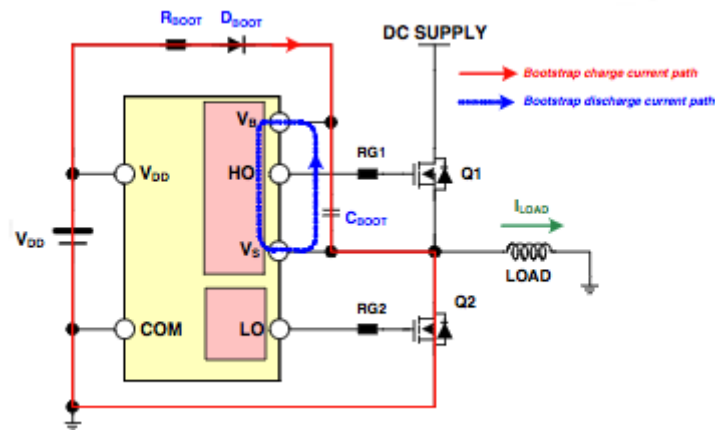


Figura 3.15. Càrrega i descàrrega del condensador C_{boot} .

Font: *Design and Application Guide of Bootstrap Circuit for High-Voltage Gate-Drive*. 2008. Fairchild Application Note 6076.

Serà necessari obtenir cada paràmetre prèviament.

Taula 3.3. Definició de variables pel càlcul de la capacitat del condensador de control dels transistors superiors.

Paràmetre	Definició	Valor
Q_g	Càrrega de porta del transistor	24 nC
I_{lkg}	Corrent de porta d'escapament	100 nA
I_{qbs}	Corrent en bs en estat inactiu	230 uA
I_{lk}	Corrent d'escapament del <i>driver</i>	50 uA
I_{ld}	Corrent d'escapament del díode	10 nA
T_{on}	Temps en estat ON	Variable
V_{cc}	Tensió d'alimentació del <i>driver</i>	12 V
V_d	Caiguda de tensió en directa del díode	1.3 V
V_{gs}	Tensió porta sortidor del MOSFET	10 V

Tots els paràmetres definits en la taula anterior han estat extrets dels *datasheets* dels corresponents components. Per tant el càlcul és directe.

$$Q_{total} = 24 \cdot 10^{-9} + 2,8 \cdot 10^{-4} \cdot T_{on} \quad (55)$$

$$\Delta V = 0.7 V \quad (56)$$

Llavors:

$$C_b = \frac{24 \cdot 10^{-9} + 2,8 \cdot 10^{-4} \cdot T_{on}}{0,7} \quad (57)$$

El valor de T_{on} ve determinat per la velocitat de commutació a la que es faran treballar els transistors, és a dir, depèn de la programació del microcontrolador. Com més polsos dins d'un cicle PWM a una determinada freqüència d'alimentació del motor (50 Hz típicament), més baix serà el valor de T_{on} .

Si el codi de programació, per a crear el tren de polsos PWM, utilitza una taula de valors per treure el temps d'encesa en cada pols (veure secció 4.3.4), dependrà tant del nombre de valors de la taula com del temps que trigui a accedir-hi, és a dir, els cicles màquina del microcontrolador.

S'ha de tenir en compte que de l'expressió (48) se'n treu una capacítància mínima, per tant si la taula de valors del codi té 36 valors, la freqüència d'alimentació del motor serà com a màxim 75 Hz, llavors:

$$T_{PWM} = \frac{1}{F_{Motor}} = \frac{1}{75 \text{ Hz}} = 0,013 \text{ s} \quad (58)$$

$$T_{SemiCiclePWM} = \frac{0,013}{2} = 6,7 \text{ ms} \quad (59)$$

$$T_{ON\&OFF} = \frac{T_{SemiCiclePWM}}{n_{Taula}} = \frac{6,7}{36} = 0,186 \text{ ms} \quad (60)$$

Això vol dir que una commutació sencera es farà en 0,186 ms com a mínim, és a dir, una freqüència de 5300 Hz. Per tant, la capacitat mínima que ha de tenir el condensador C_b és com segueix:

$$C_b = \frac{24 \cdot 10^{-9} + 2,8 \cdot 10^{-4} \cdot 0,186 \cdot 10^{-3}}{0,7} = 109 \text{ nF} \quad (61)$$

La capacitat d'aquest condensador ha de ser com a mínim de 109 nF.

La tensió d'alimentació del circuit integrat ha d'estar també fixada per un altre condensador referenciat a massa en aquest cas (tal i com aconsella el fabricant). La seva funcionalitat serà la de proporcionar l'energia que prèviament C_b ha entregat al circuit durant el temps que ha estat encès el transistor MOSFET.

Si $C_{drv} \gg C_b$, el condensador C_b podrà ser carregat de nou al nivell de V_{cc} . Típicament, C_{drv} és un ordre de magnitud major que C_b .

$$C_{drv} \approx 10 \cdot C_b \quad (62)$$

Això faria que: $C_{drv} = 1,09 \mu F$

3.7. Optoacobladors

Al tenir tres grans etapes clarament diferenciades (potència, *driver* i digital) s'ha d'evitar sigui com sigui més que possible interferència de senyals. En una comparativa en valor absolut dels corrents circulants per les diferents etapes es considera molt desigual. Això implica l'addició d'una etapa d'aïllament, principalment entre l'etapa de potència i les altres.

El circuit optoacoblador que s'instal·larà serà l'encarregat de rebre els senyals PWM provinents del microcontrolador i entregar-los al circuit integrat de *driver*. En altres paraules, no ha de modificar gens el senyal d'entrada i la d'entregar igual que la rebut, la idea és que només proporcioni aïllament. Cal doncs, que tingui les mateixes característiques de resposta en freqüència, velocitat d'operació, tensions i corrents de treball.

De manera representativa i esquemàtica, la figura 3.16 mostra què i com ho aïllarà.

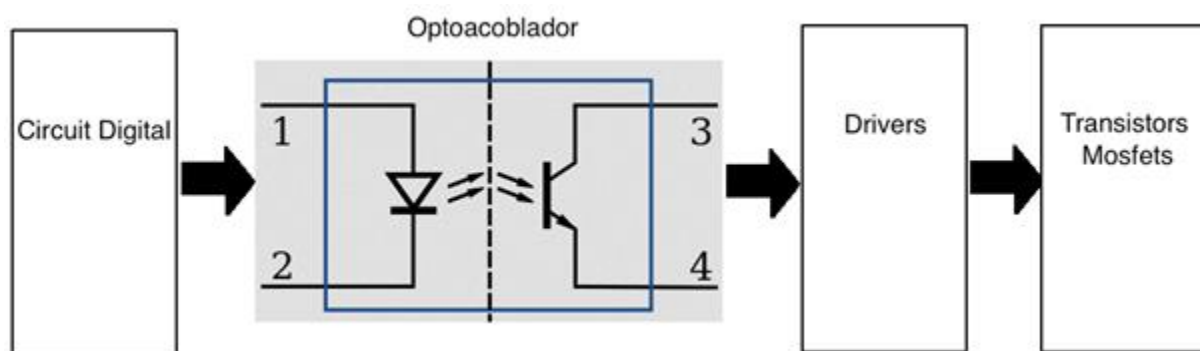


Figura 3.16. Esquema de la situació del optoacoblador

Bàsicament, l'optoacoblador consisteix en un fotodiode que excitarà la base d'un fototransistor amb un raig de llum. Quan circula un corrent prou elevat pel fotodiode, aquest s'encén i, en conseqüència, el transistor condueix, curtcircuitant-se.

El circuit implementat consistirà en l'entrada del PWM en un cantó del optoacoplador i l'altre anirà direccionat directament al component *driver*. L'únic que ha de complir aquest component és el fet de no amplificar, ni atenuar, ni distorsionar el senyal PWM.

Per a que el fototransistor intern de l'optoacoblador rebi la màxima intensitat lumínica provinent del fotodíode quan li arribi un pols d'estat alt, s'ha de dimensionar el resistor de manera adequada. La seva absència o un valor massa baix provocaria la destrucció del fotodíode intern del propi optoacoblador. En canvi, un valor excessivament elevat desembocaria en pèrdua de senyal, és a dir, el valor de sortida d'estat alt es veuria disminuït.

Si el microcontrolador generarà el senyal PWM de 5 V i mirant el *datasheet* del component s'observa que amb una intensitat d'entrada de 16 mA, la caiguda de tensió en polarització directa del díode es de 1,33 V. Per tant:

$$V_{pwm} - V_d = I_{entrada} \cdot R_1 \quad (63)$$

$$5 V - 1,33 V = 16 mA \cdot R_1 \quad (64)$$

$$R_1 = 225 \Omega \quad (65)$$

El resistor R2 ve marcat per valors típics els quals ja venen assajats. En aquest cas, observant el *datasheet*, R2 serà de 4,7 kΩ.

3.8. Etapa digital

Serà de vital importància governar tots els components mencionats anteriorment digitalment, la manera més pràctica i eficaç en els sistemes d'avui en dia.

El disseny de l'etapa digital estarà centralitzat en un microcontrolador, el qual interectuarà amb tota la seva perifèria. És evident doncs, que el microcontrolador serà l'element més important d'aquesta etapa. Tanmateix, la programació del *software* serà el que farà possible el govern de tot el sistema.

De les ordres donades lliurement per l'usuari fins el canvi dels senyals interns del sistema, ha de trobar-se com a mitjà de comunicació el microcontrolador. La informació externa que es rebrà i les sortides cap a altres parts del sistema seran:

Entrades:

- Velocitat baixa
- Velocitat mitja

- Velocitat alta
- Sentit de gir horari
- Sentit de gir anti-horari
- Parada
- Reset

Sortides:

- PWM
- Visualització

3.8.1. Microcontrolador

L'elecció del microcontrolador s'ha basat primordialment en que el component tingui el nombre de ports d'entrada suficient per totes les variables necessàries que ha de controlar el motor. Passat aquest primer nivell de filtratge, hi ha una sèrie de característiques que s'han de tenir en compte.

- La freqüència del cicle màquina.

El nostre motor no treballarà a freqüències massa elevades però sempre és un paràmetre important, especialment per la generació del PWM ja que l'execució del codi és seqüencial. És més, sabent que els transistors MOSFETS poden arribar a treballar a freqüències de l'ordre de MHz, la limitació la presentarà la capacitat de commutació de les sortides del microcontrolador, d'aquesta manera la rapidesa en l'execució del codi determinarà la velocitat màxima que podrà girar el motor.

- El llenguatge de programació.

Ha de ser un llenguatge familiar i mínimament tractat durant cursos anteriors del grau. Sigui de baix o alt nivell, s'ha d'estar familiaritzat amb el llenguatge de programació ja que es requerirà un alt coneixement per poder desenvolupar les funcions marcades com objectius.

- El disseny *hardware* de la posta a punt del propi microcontrolador.

La voluminositat de la totalitat del nombre de components necessaris pel correcte funcionament del microcontrolador ha de ser mínima. Tot i que no és essencial, senzillament mentre no sigui en detriment de les prestacions, com menys components, millor.

- Alimentació.

Ja que la gran majoria de components electrònics digitals s'alimenten a 5 V, que en el microcontrolador també sigui així, estalviaria senyals i components a la font

d'alimentació. Així que si es pot aprofitar la tensió de 5 V (components digitals) i 12 V (*driver*) que se sap del cert que s'utilitzaran, serà sempre un encert.

- Preu

Per fer viable el projecte, sempre es regirà com a norma minimitzar costos, però mai en detriment de les prestacions establertes en els objectius.

L'elecció final del microcontrolador ha estat el AT89C5131A del fabricant ATMEL. Principalment, perquè els projectistes estan familiaritzats amb el component. A més, compleix totes les especificacions mencionades anteriorment.

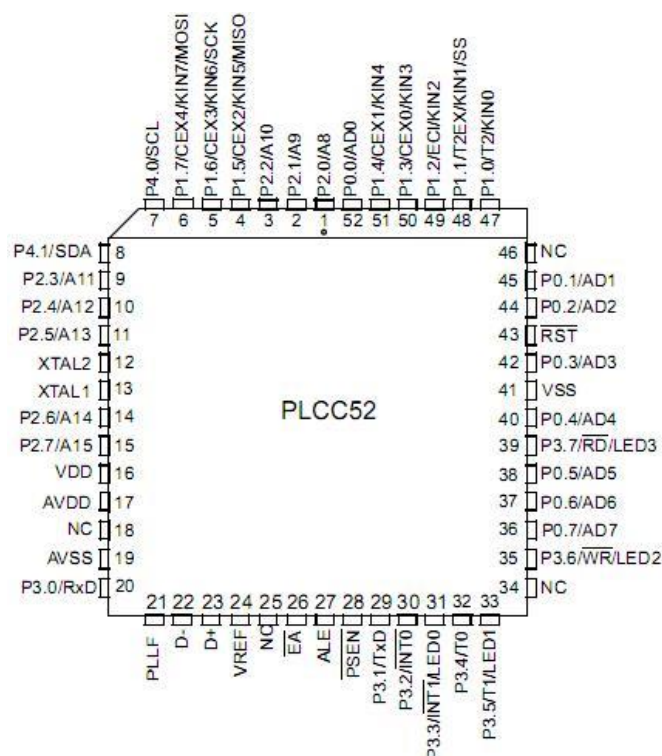


Figura 3.17: Pins del microcontrolador AT89C5131.

Font: Datasheet del component AT89C5131 del fabricant ATMEL.

Disposa de 52 pins, 32 dels quals estan destinats a ports d'entrada i de sortida de dades pels diferents perifèrics dels circuits. Els 20 pins restants estan distribuïts entre la entrada USB, el RESET, la alimentació del μC i altres funcions bàsiques.

Per aquest projecte s'han utilitzat els 4 ports del μC , dels quals s'explicaran les seves característiques a continuació:

- Port 0 (P0)

Es tracta d'un port bidireccional de 8 bits sense resistències pull-up internes, les quals s'han hagut d'afegir posteriorment ja que en aquest P0 hi ha connectades les sortides de PWM. Les resistències pull-up permeten enviar un estat alt de sortida al pin en concret.

P0.0 (52) - NC
P0.1 (45) - NC
P0.2 (44) - PWM_A1
P0.3 (42) - PWM_A2
P0.4 (40) - PWM_B1
P0.5 (38) - PWM_B2
P0.6 (37) - PWM_C1
P0.7 (36) - PWM_C2

- Port 1 (P1)

També és un port de 8 bits bidireccional, però aquest sí que conté resistències pull-up internes. Ha estat utilitzat per connectar la pantalla LCD.

P1.0 (47) - DB4
P1.1 (48) - DB5
P1.2 (49) - DB6
P1.3 (50) - DB7
P1.4 (51) - NC
P1.5 (4) - NC
P1.6 (5) - E
P1.7 (6) - RS

- Port 2 (P2)

Té les mateixes característiques que el Port 1, i en aquest ha estat connectat el teclat matricial 3x4.

P2.0 (1) - F1
P2.1 (2) - F2
P2.2 (3) - F3
P2.3 (9) - F4
P2.4 (10) - C1
P2.5 (11) - C2
P2.6 (14) - C3
P2.7 (15) - NC

- Port 3

En aquest port, també bidireccional de 8 bits amb resistències pull-up internes, s'hi han connectat dos LEDs (verd i vermell) i l'entrada del sensor de corrent, que esta connectat al pin de interrupció externa INT0.

P3.0 (20) - LED_verd

P3.1 (29) - LED_vermell

P3.2 (30) - ALARMA

P3.3 (31) - NC

P3.4 (32) - NC

P3.5 (33) - NC

P3.6 (35) - NC

P3.7 (39) - NC

Per tal de proporcionar la freqüència de funcionament del microcontrolador, s'ha d'incorporar un cristall de quars situat en els pins XTAL1. S'ha escollit un de 24 MHz, més que suficient per la nostra aplicació ja que es treballarà com a molt a freqüències de PWM de l'ordre de kHz.

3.8.2. Perifèrics

El muntatge comptarà amb una sèrie de perifèrics pel microcontrolador d'interacció amb l'usuari

VISUALITZADOR

És necessari que l'usuari vegi de manera clara en quin estat es troben les variables més importants així com la informació concisa de les opcions que et permet l'aplicació. Un visualitzador LCD (*Liquid Crystal Display*) de 16x2 es presenta excel·lent pel nivell d'informació que s'ha mostrar.

S'han instal·lat també dos díodes LED per indicar si el motor ha estat posat en marxa (verd) o si s'ha entrat en alguna situació d'aturada (vermell). Informació d'immediata lectura.

TECLAT

Per tal de seleccionar la velocitat i el gir desitjats pel motor, s'utilitzarà un teclat 4x3 no alimentat.

Les opcions que tindrà l'usuari per controlar l'aplicació seran:

- Arrancar motor.

- Seleccionar velocitat.
- Gir del motor endavant/enrere.
- Aturar el motor.

La funció de tots els botons es troba indicada en les seves respectives etiquetes. El següent llistat enumera totes elles:

1. Marxa 1.
2. Marxa 2.
3. Marxa 3.
4. Sentit horari.
5. Sentit anti-horari.
6. Parada.

1	2	3
4	5	6
7	8	9
*	0	#

Serà tan simple com pitjar el botó amb la marxa desitjada, triar el sentit de gir del motor o parar el propi motor. Les marxes augmenten correlativament sent la marxa 1 la més lenta i la 3 la més ràpida.

CONNEXIÓ USB

A més, s'instal·laran botons de *reset* i encesa del microcontrolador, que aniran separats de la botonera per diferenciar clarament que són només pel microcontrolador.

El microcontrolador és el que centra tota l'atenció dels elements del circuit. És més, necessita una sèrie de components passius per establir correctament la connexió amb el port USB i amb la circuiteria per a l'encesa i el *reset*. La figura següent, mostra la disposició de tots els components que entren en joc per a que el microcontrolador sigui degudament programable.

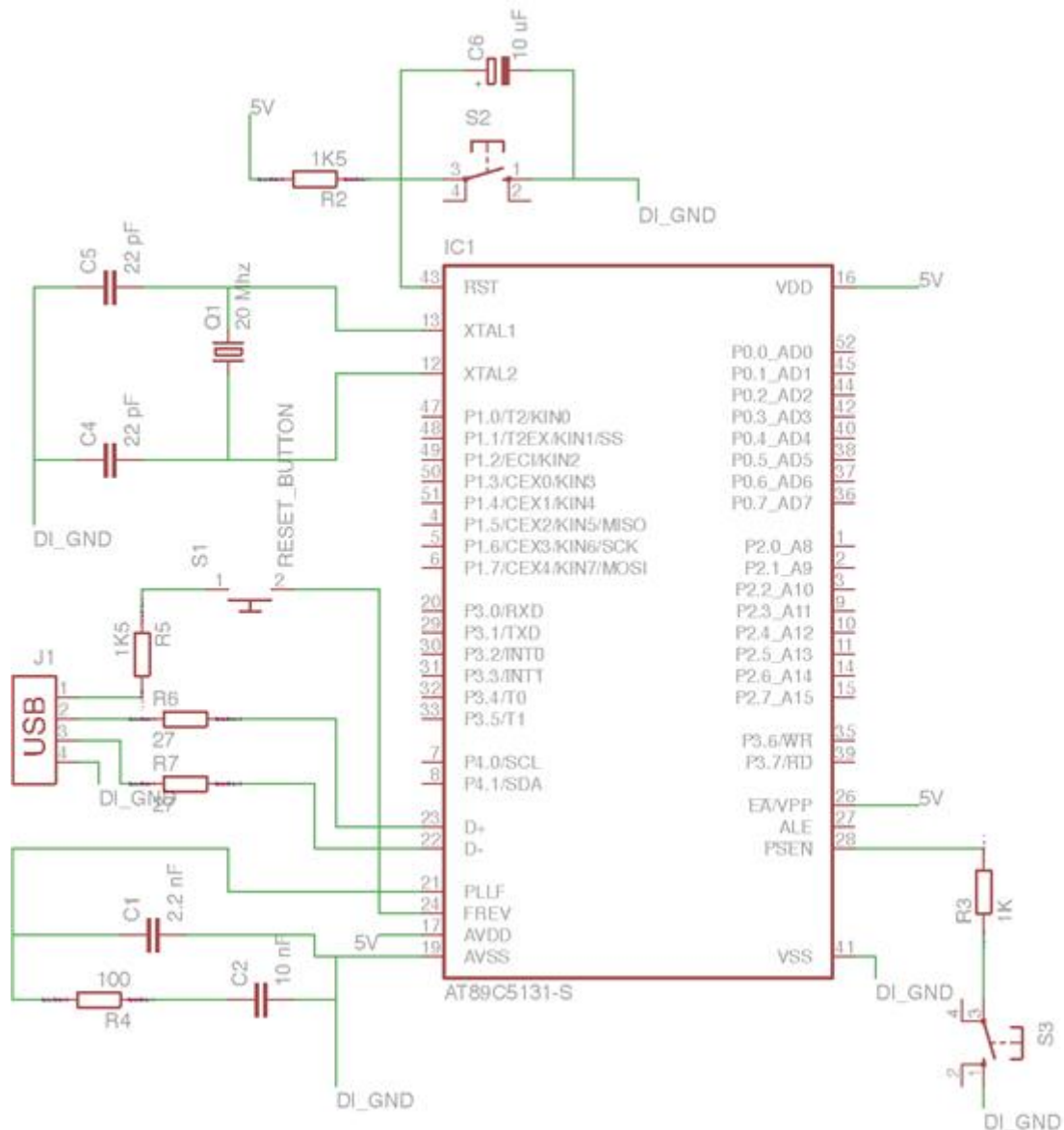


Figura 3.18. Esquemàtic d'acondicionament del microcontrolador.

Cal destacar sobretot els dos polsadors que hi ha situats al voltant del microcontrolador. Tot i ser una manera peculiar d'inicialitzar un dispositiu, no resta en efectivitat. Cada vegada que es vulgui carregar un programa, s'haurà de realitzar la següent seqüència.

1. Prémer el polsador de PSEN.
2. Prémer el polsador de *reset*.
3. Tornar a prémer el polsador de PSEN.

3.9.Sensat del corrent

Una variable que es fa necessària de visualitzar es el corrent de fase del motor, que inclús podria utilitzar-se com a variable de control de velocitat a llaç tancat (no serà el cas d'aquest projecte).

El senyal del corrent podria ésser adquirit amb un resistor *shunt*, amb un sensor d'efecte Hall de tensió o corrent, amb transformadors, entre d'altres. Aquesta dada serà portada a una entrada digital per a que quan es superi un valor llindar talli la injecció de senyal PWM. S'entendrà doncs que el corrent ha superat els límits de seguretat a causa d'un curtcircuit ja sigui entre fase del motor, entre els transistors MOSFET o entre alimentació i terra.

És important remarcar que utilitzant un resistor *shunt* (de molt baix valor) es requereix d'un sistema d'aïllament que permeti el pas del senyal d'informació i aïlli el procés de mostreig del corrent.

La solució més pràctica i senzilla en termes de disseny i dimensionat és la utilització d'un sensor d'efecte *Hall*, els quals sensen i aïllen al mateix temps. A més, van encapsulats en uns dispositius petits i de fàcil instal·lació per a tot tipus de dissenys. De totes maneres, serà necessari transformar la sortida analògica en tensió del sensor a tensió digital de 5 V. Altra vegada es té dues maneres de fer-ho; a través d'un convertidor analògic-digital o amb un comparador.

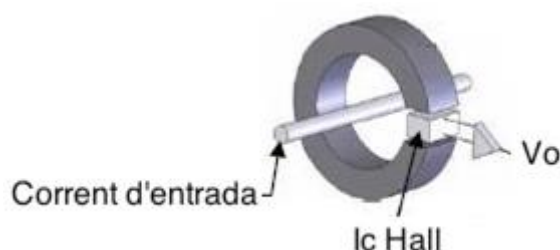


Figura 3.19. Representació esquemàtica del sensor de corrent Hall.

En el primer cas, succeïrien dues coses. Primer s'obtindria un sobredimensionat del circuit innecessari. I el segon aspecte (lligat al primer), la resolució d'adquisició del senyal que s'obtindria seria excessivament bona si només es vol activar un senyal d'alarma. És a dir, es tindria una variable actualitzant-se innecessàriament dins del microcontrolador, quan només interessa si ha superat un valor llindar.

Per tant, el paràmetre més important per prendre aquesta decisió serà única i exclusivament el temps de resposta del aparell. Efectivament, un comparador donarà senyal només en el suposat cas d'alarma. Resumint, si es volgués visualitzar en tot moment el valor del corrent, un convertidor analògic digital seria

idoni, en canvi, si només es vol activar un senyal d'avís o d'alarma, un comparador resulta ideal.

Així doncs, la opció escollida per mesurar el corrent és mitjançant un sensor d'efecte *Hall*. Aquest proporcionarà un valor de tensió analògic que anirà directament a la placa de control. El muntatge recomanat pel fabricant és el següent:

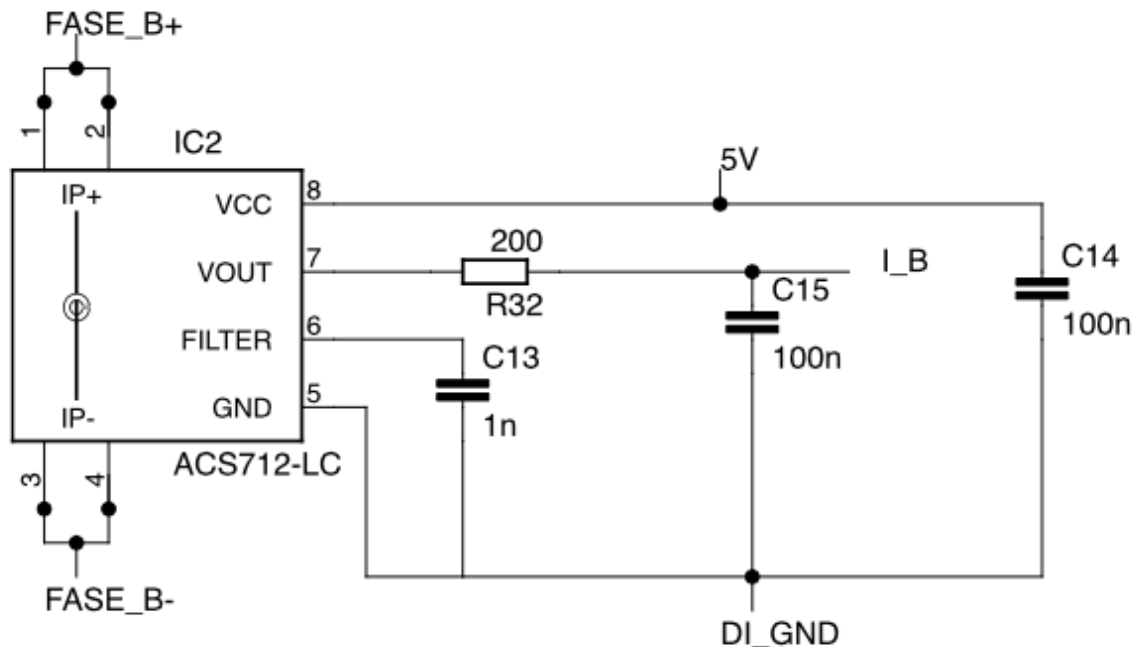


Figura 3.20. Circuit per al correcte funcionament del sensor de corrent ACS712.

En aplicacions de baixa freqüència, és habitual i avantatjós afegir un simple filtre RC passa-baixos a la sortida del component. Aquest tipus de filtres millorarien la qualitat del senyal, atenuant el soroll que podria presentar-se. No obstant això, afegir un filtre RC podria provocar l'atenuació del senyal inclús en senyals continus, cosa indesitjable.

Internament (figura 3.20), el sensor incorpora un pin de connexió declarat "filter" que conté un resistor i un amplificador operacional. Amb aquesta arquitectura es podrà implementar un simple filtre RC afegint un condensador (C10) entre el mateix pin i massa. Es crea, doncs, un filtre passa-baixos dins del ACS712 amb el amplificador operacional intern, eliminant així la possibilitat que el senyal de sortida del sensor s'atenuï.

3.10. Senyals d'alarma

Per últim, com que el corrent sensat en l'etapa de *driver* té com a sortida un senyal de tensió analògic, caldrà adaptar-lo per a que el microcontrolador el pugui tractar i fer saltar l'alarma que sigui el moment indicat. Com ja s'ha explicat a la secció 3.9, l'ús d'un comparador ens servirà justament per convertir el senyal analògic provinent del sensor a un flanc digital actiu a partir del valor llindar que els dissenyadors estableixen.

La següent figura mostra la distribució del muntatge i posteriorment serà explicat el mètode de càlcul per al dimensionat de cada component.

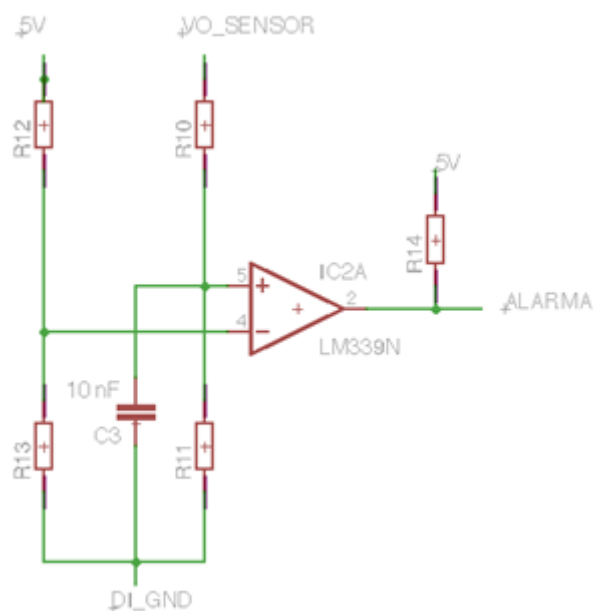


Figura 3.21. Muntatge del comparador.

Un divisor de tensió amb la sortida del sensor (V_{o_sensor}) i un altre divisor de tensió que marcarà el valor llindar (roman sempre constant).

Es disposa doncs de dos divisors de tensió. El pas previ abans de calcular valors és el de comprovar en el *datasheet* del sensor de corrent com varia la tensió de sortida en funció del corrent sensat.

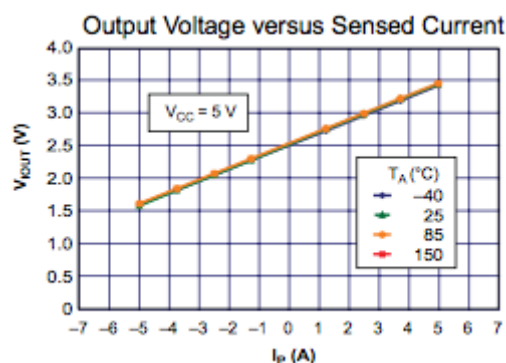


Figura 3.22. Tensió de sortida en funció del corrent sensat.
 Font: Datasheet del sensor ACS712 del fabricant Allegro.

El sensor de corrent està col·locat a la fase_B, just abans d'entrar a la connexió del motor. Donant un cop d'ull al *datasheet* del motor se sap que serà poc menys d'1 A el corrent de fase. Per tant, observant la figura 3.22, el valor de sortida serà entre l'interval de 2,5 i 2,75 V.

El divisor de tensió de l'entrada inversora del comparador doncs, marcarà el llindar analògic que provocarà el senyal actiu d'alarma. Sabent que ha de ser 2,75 V:

$$V_{llindar} = V_{cc} \cdot \frac{R_{13}}{R_{13} + R_{12}} \quad (66)$$

Si es fixa R_{13} a 5 k Ω :

$$2,75 \text{ V} = 5 \text{ V} \cdot \frac{5000}{5000 + R_{12}} \quad (67)$$

$$R_{12} = 4090 \Omega \quad (68)$$

Com que no hi ha cap valor normalitzat, el més encertat serà realitzar la calibració del comparador en una placa de proves amb un potenciòmetre multivolta.

Certament, si es desitgés una major sensibilitat només caldria afegir un amplificador operacional per a que amplifiqui la sortida del sensor i així augmentar el rang de variació de corrent. Simplement, per ajudar al comparador a detectar la diferència entre ambdós senyals més fàcilment (ja que també té un mínim de tensió de detecció). De totes maneres no és necessari entrar en tanta precisió de mesura pel motiu que no es visualitzarà la variable contínuament, sinó que s'esperarà sempre a si hi ha algun tipus d'augment inesperat i intolerable de corrent en el sistema.

La següent figura que ha estat extreta del *datasheet* del sensor, ve a ser una demostració del que s'ha comentat en el paràgraf anterior. Podem concloure doncs

que la sensibilitat del sensor és suficient per a l'ús que se li dóna en aquest sistema.

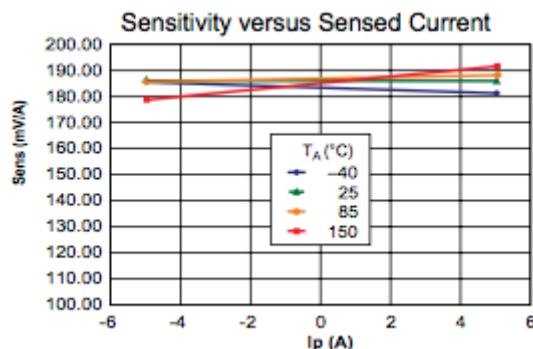


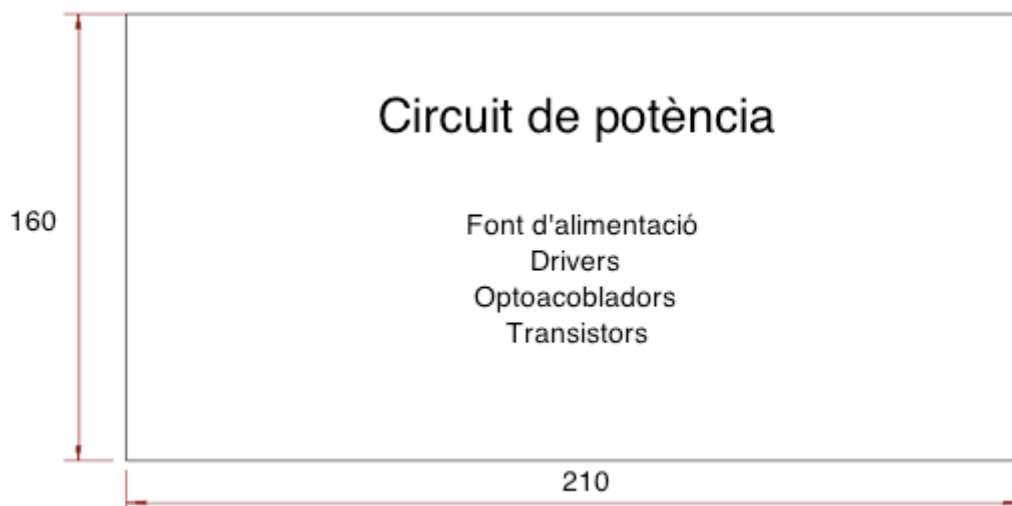
Figura 3.23. Número de mV a la sortida per cada amper detectat.
Font: Datasheet del sensor ACS712 del fabricant Allegro.

3.11. Muntatge

Tot el sistema serà implementat en plaques preperforades i PCB (placa de circuit imprès, *Printed Circuit Board*). Es dissenyaran dues plaques, una pel microcontrolador i els seus perifèrics, i una altra per a la font d'alimentació, els *drivers* i els optoacobladors.

El circuit digital del microcontrolador es realitzarà en una placa preperforada pel simple i únic motiu logístic de possibles canvis en la posició dels components a mesura que es va dissenyant tot el sistema. En canvi, la font d'alimentació, els *drivers* i els optoacobladors es col·locaran en una placa PCB.

A la figura 3.24 es mostra com quedaran dimensionades:



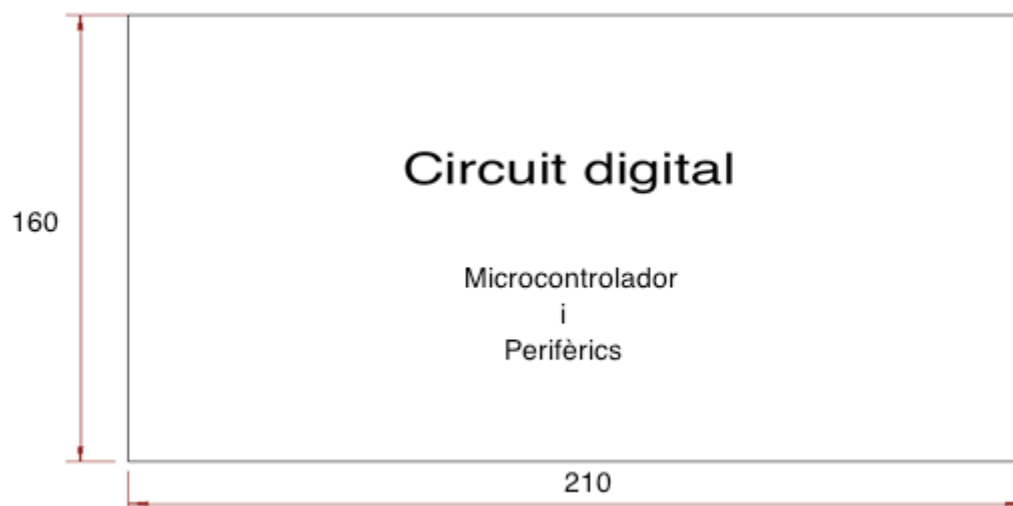


Figura 3.24. Plaques de muntatge del sistema.

Es disposaran de manera que quedin en una primera alçada la font i el circuit de *driver* i en un segon pis la placa del circuit digital. A simple vista, l'usuari tindrà el teclat i el visualitzador i només haurà de prémer els botons que desitgi, tota la resta de circuiteria quedarà amagada a sota.

A més, caldrà connexió de diferents senyals entre elles. Mitjançant un connector en forma de bus quedaran comunicades tal com mostra la següent figura.

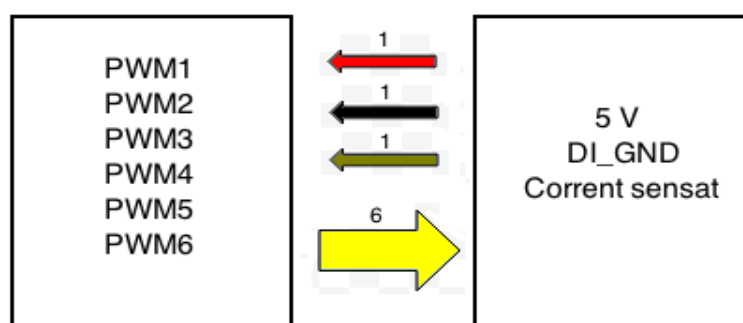


Figura 3.25. Senyals d'interconnexionat entre plaques.

Així doncs, caldrà 9 connexions diferents; els 6 PWMs diferents per a cada transistor provinents del microcontrolador i, per altra banda, l'alimentació per al circuit digital juntament amb la massa del sistema i el corrent sensat provinent del sensor Hall. Per tant, els tres mòduls (potència, *drivers* i digital) estan connectats entre si mitjançant cablejat.

CAPÍTOL 4:

SOFTWARE

En aquest apartat s'explicarà tot el disseny referent a la part de programació de *software* d'aquest projecte. Com s'ha comentat en apartats anteriors, el microcontrolador escollit és el AT89C5131A de *ATMEL*, un component utilitzat a l'assignatura Informàtica Industrial i per tant ja es tenia un coneixement previ del seu funcionament i les seves característiques.

4.1. Llenguatge de programació

Aquest microcontrolador es pot programar tant en llenguatge ensamblador com en llenguatge C. Ambdós llenguatges han estat estudiats anteriorment en una assignatura del grau, i a continuació és valoraran les característiques de cada un d'ells per tal d'escollir el més adient.

- Assemblador

És un llenguatge de programació de baix nivell, molt precís i ràpid en les instruccions. El principal punt negatiu és la dificultat a l'hora de revisar el codi o fer-ne ampliacions, ja que es un llenguatge poc visual i fluid, més encarat a la execució del μC que a la capacitat cognitiva humana. També es tracta d'un llenguatge no portable, perquè depèn de l'estructura interna del microcontrolador i per tant s'han de conèixer les característiques per poder treballar amb facilitat. És a dir, un programador extern hauria de conèixer al detall el μC i el projecte per poder-hi intervenir.

- Llenguatge C

Es tracta d'un llenguatge d'alt nivell, el qual treballa amb algorismes molt més entenedors i fàcils de revisar i tractar. En contra, es perd velocitat, precisió i ocupa més espai a la memòria. El control de dades i flux és molt més pràctic que en llenguatge ensamblador.

Per aquesta facilitat a l'hora d'elaborar un codi de certa complexitat, s'ha escollit aquest llenguatge per realitzar el projecte.

4.2. Eines de programació

Per a la realització del codi, s'han utilitzat diferents programes i eines que han ajudat a elaborar el *software* d'aquest projecte.

- Keil uVision 5 (*Evaluation version*)

És l'entorn de programació i compilació de l'empresa ARM Group, utilitzat elaborar el codi complet. És un programa força comú quan es treballa amb ATMEL, així que s'ha pogut trobar informació via Internet pel que fa a exemples i llibreries.

- Flip *ATMEL* (versió 3.4.7)

És el programa que permet carregar el codi al μC , utilitzant un fitxer anomenat *hex file* generat pel Keil quan no hi ha errors sintàctics en el codi.

Un cop la placa està connectada al PC per un cable USB, es realitza el *reset* de la placa mitjançant la combinació de botons (explicada a l'apartat 3.8.2), després es fa la connexió del programa amb el μC utilitzant el Flip i es carrega el fitxer .hex.

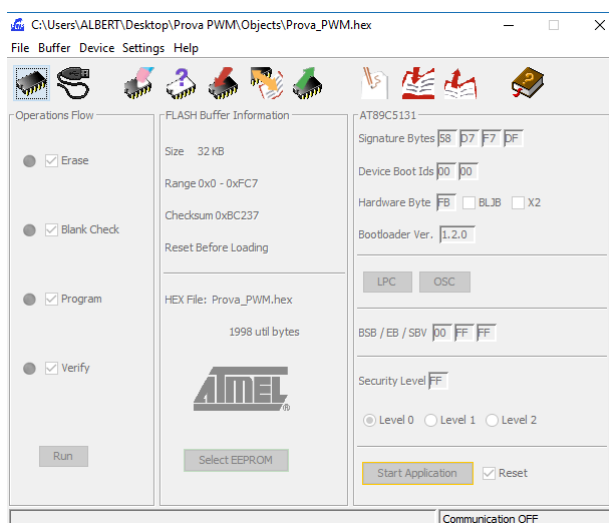


Figura 4.1. Imatge de la interfície del programa FLIP ATMEL.

- Smart Sine

Aquest programa ha estat utilitzat per crear la ona sinusoidal de mig període per la qual es multiplica els valors de la taula PWM per obtenir el *Duty Cycle* de cada pols.

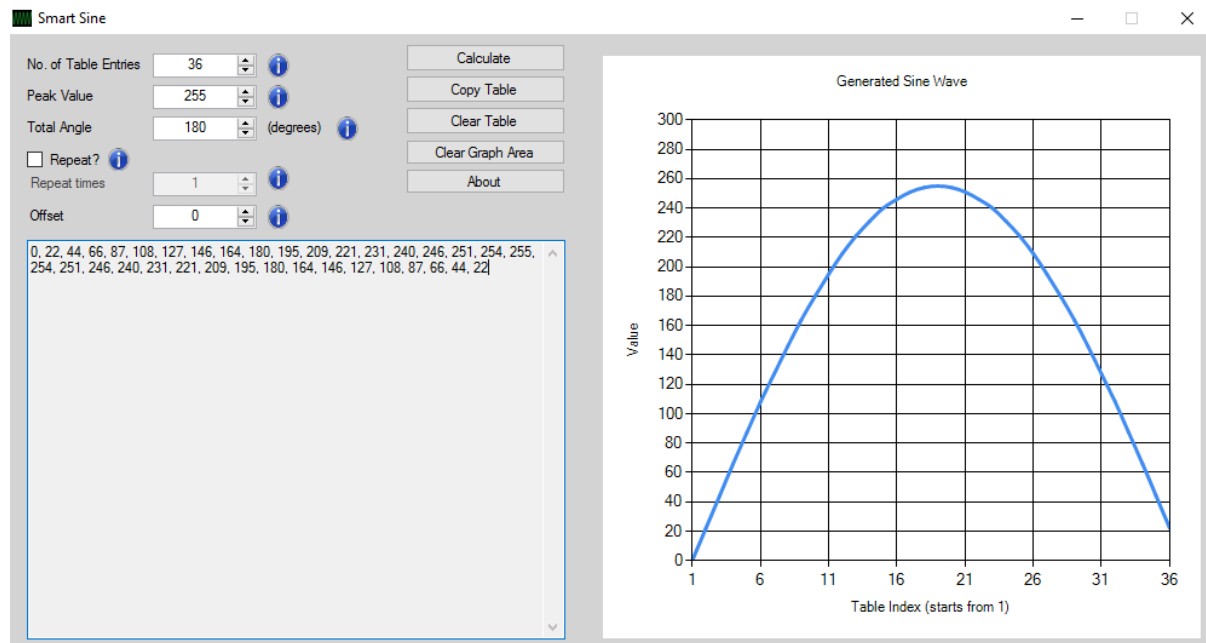


Figura 4.2. Generació de valors de 180° d'ona sinusoidal a través del software SMART SINE.

4.3. Descripció del codi

A continuació s'explicaran tots els algorismes del codi, les variables utilitzades i el funcionament complet del programa. Com a funció general, es tracta de generar tres senyals PWM desfasades X graus entre elles, alternant l'alimentació de sis transistors organitzats per parelles (mai els dos transistors de la mateixa parella poden conduir a la vegada). Es disposarà de tres marxes diferents per alimentar el motor, cada una d'elles amb una freqüència diferent.

El codi es divideix en diferents funcions que es van executant constantment, que són les següents:

- Configuració del temporitzador
- Retard
- Interrupció per desbordament del T0
- Generació de senyals
- Fases del PWM
- Marxes
- Lectura del teclat
- Menú LCD
- Programa principal

4.3.1. Configuració del temporitzador

El temporitzador és una part essencial en aquest codi, ja que és el que modifica les variables que permeten llegir tant els valors de la taula PWM com de la taula sinus. El temporitzador utilitzat és el T0, i és necessari habilitar les interrupcions del temporitzador, configurar-lo correctament i donar-li prioritat davant la resta d'ordres del programa. La seqüència d'instruccions mostrada a la següent figura és la necessària per configurar el T0 tal i com es desitja.

```
57  //// CONFIGURACIÓ TIMERS
58
59  void config_timers(void)
60  {
61      TMOD=0x01;    // Mode 1 de funcionament del T0 (16 bits)
62      IE=0x83;     // Habilitem les interrupcions de T0, INTO
63      IP=0x02;     // Donem prioritat al desbordament de T0
64      TR0=1;      // Inicialització del T0
65      IT0=1;      // INTO actua per flanc
66  }
```

Figura 4.3. Configuració dels temporitzadors.

4.3.2. Retard

És una funció molt simple que genera un temps de retard quan és cridada en qualsevol moment. En aquest cas s'utilitza en la funció del teclat, per eliminar els rebots i per no detectar si es prem una tecla sense voler. Quan es crida la funció, s'ha d'introduir dins el parèntesi el valor del retard desitjat, que serà el nombre de vegades que executarà el bucle for sense realitzar cap acció més.

```
69  void retard(int a)
70  {
71      unsigned int i;
72      for(i=0;i<a;i++){
73  }
```

Figura 4.4. Funció de retard.

4.3.3. Interrupció per desbordament del T0

És la funció principal del codi, ja que en ella es modifiquen quasi totes les variables que permeten generar el PWM de sortida. El nom de la funció és RSI_cont, ja que és una Rutina de Servei a la Interrupció. Aquesta interrupció, produïda pel desbordament del temporitzador, és atesa immediatament sense importar en quin punt es trobava la lectura del codi per part del microcontrolador. Mentre s'executa

el codi dins d'aquesta funció no s'executa cap altre funció. La durada d'aquest desbordament ve determinada per el mode configurat a la funció de configuració del temporitzador. El mode 1 té un tamany de 16 bits, és a dir, 65535 valors. Per calcular el temps de desbordament s'ha d'utilitzar la següent equació:

$$T = T_{cm} \cdot (65535 - T_{ini}) = \frac{4}{f_{osc}} \cdot (65535 - T_{ini}) \quad (69)$$

on:

- T = temps de desbordament del T0.
- T_{cm} = temps corresponent al cicle màquina i es calcula mitjançant la següent equació:
- f_{osc} = freqüència d'oscil·lació determinada per cristall de quars seleccionat (24 MHz).
- T_{ini} = temps d'inicialització del T0 per aconseguir desbordaments més ràpids.

El temps de desbordament del T0, si no s'inicialitza amb cap valor, és de 10,92 ms.

La generació del PWM i la ona sinusoidal comença quan el T0 ha desbordat completament un cop i es posa a 1 la variable "inici", que permetrà accedir al programa principal. Una vegada ha entrat a la interrupció, la variable "i", que és el punter que recorre les taules per la fase_A del PWM, s'incrementa en una unitat per tal de fer el següent pols quan surti de la interrupció. El programa es segueix executant, de moment només creant la fase_A, fins que el valor de "i" és 24, fent que s'inicialitzi des de 1 la variable "j" que s'encarrega de la fase_B. D'aquesta forma ja s'ha aconseguit que la fase_A i la fase_B vagin desfasades entre elles 120°. Pel desfasament de la fase_C es segueix el mateix procediment, inicialitzant la variable "k" quan $i=12$. Com que les taules equivalen a 180° i la fase_C té un desfasament de 240° respecte la fase_A, aquesta fase_C s'inicia inversament, és a dir, amb els transistors canviats. Quan "i", "j" i "k" són més grans de 36, vol dir que ja han completat tot el recorregut de les taules i s'han de inicialitzar a 0 una altra vegada.

Les següents variables que es tracten són per determinar quins transistors s'activen. Com s'ha comentat anteriorment, els transistors funcionen per parelles, i mai els dos transistors de la mateixa parella poden funcionar a la vegada i sempre van alternats. Quan les variables transistors_A, transistors_B i transistors_C són "0" actuen uns transistors de cada parella, i quan són "1" actuen els altres. S'ha utilitzar la estructura *switch* per realitzar aquesta alternança.

Resumint, en aquesta funció es tracten les següents variables:

- TH0, TL0; s'inicialitza el temporitzador amb un cert valor depenent de la marxa seleccionada, per controlar el temps de desbordament. 4 bits superiors a TH0 i 4 bits inferiors a TL0.
- inici; marca el inici de la generació de senyals un cop el T0 ha desbordat per primera vegada.
- i , j i k ; són els punters per llegir les taules per les fases A, B i C, respectivament.
- desfase_B i desfase_C; marquen el inici de les fases B i C desfasades.
- transistors_A, transistors_B i transistors_C; alternen entre els 2 transistors de la mateixa parella.

4.3.4. Generació de senyals

- PWM

S'ha dividit un període del pols PWM en 100 parts i es genera una taula de valors anomenada PWM de 36 valors, on s'indica, d'aquestes 100 parts del cicle (T), quantes estarà encès (Ton). Per exemple, si el valor de la taula és 70, vol dir que d'aquestes 100 parts, en 70 estarà obert (nivell alt) i la resta estarà tancat (nivell baix, Toff), és a dir, 30 parts.

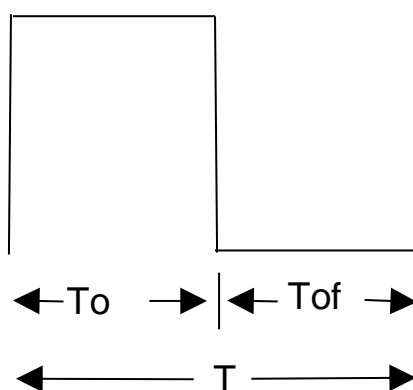


Figura 4.5. Pols de ON i de OFF del PWM.

Com que es genera la meitat d'un cicle d'ona complet (180°), els valors de la taula van de 0 (estat baix durant tot el període als 0°) fins a 100 (estat alt durant tot el període, als 90° del senyal) i un altre cop a 0 als 180° .

Taula 4.1. Valors per generar els polsos PWM (Ton).

0	5.5	11	16.5	22	27.5
33	38.5	44	49.5	55	60.5
66	71.5	77	82.5	88	93.5

99	93.5	88	82.5	77	71.5
66	60.5	55	49.5	44	38.5
33	27.5	22	16.5	11	5.5

- Sinusoïdal

Aquesta ona ha estat creada amb el programa Smart Sine, generant 36 valors de 0 a 255, que es el nombre màxim que permet el microcontrolador treballant amb 8 bits. Només es genera, igual que amb la taula PWM, 180° de la ona. S'han generat 36 valors per obtenir un desfasament més precís entre les 3 fases.

Per tal d'obtenir una ona sinusoïdal de valor pic unitari, s'han dividit els valors entre 255, obtenint la següent taula utilitzada en el codi:

Taula 4.2. *Valors de la ona sinusoïdal.*

0.0000	0.0863	0.1725	0.2588	0.3412	0.4235
0.4980	0.5725	0.6431	0.7059	0.7647	0.8196
0.8667	0.9059	0.9412	0.9647	0.9843	0.9961
1.0000	0.9961	0.9843	0.9647	0.9412	0.9059
0.8667	0.8196	0.7647	0.7059	0.6431	0.5725
0.4980	0.4235	0.3412	0.2588	0.1725	0.0863

4.3.5. Fases del PWM

Les funcions fase_A, fase_B i fase_C són les encarregades de generar els 3 senyals i funcionen de la mateixa manera.

La primera condició és que la variable del punter sigui inferior al nombre de valors de la taula a llegir. A continuació és realitza la multiplicació per obtenir el *Duty Cycle* (DC) de cada petit cicle del PWM final.

$$DC[i] = (PWM[i] * sinus[i])/divisio \quad (70)$$

Els valors de la taula PWM són lineals, però aquest s'han de relativitzar amb l'amplitud de la ona sinusoïdal. El valor de la variable *divisio* dependrà de la marxa que s'està utilitzant, ja que en cada una d'elles es divideix el pols Ton+Toff en 100, 75 o 50 valors (variable *comptador*), per variar la freqüència. Per mantenir

la utilitat del % de DC, quan treballa amb 75 valors, el DC es divideix per 1.5, i quan es treballa amb 50 valors es divideix per 2.

Per realitzar la seqüència Ton+Toff s'ha utilitzat l'estructura *for*, determinada per la variable *comptador*. Un cop s'ha entrat al bucle, la variable *cont_A* augmenta unitariament i es compara amb el valor del comptador; si el valor del comptador és superior al DC, activa el pin corresponent al transistor, i quan és inferior el posa a nivell baix. Així doncs, s'aconsegueix crear un estat ON i OFF per un transistor d'una fase.

Quan es surt de la funció de la fase_A, es crea, seguint els mateixos passos, un pols per la fase_B i un pols per la fase_C. Un cop les tres fases han creat el pols corresponent, el T0 desborda gràcies al valor d'inicialització i augmenta les tres variables *i*, *j*, i *k* per generar un altre pols per cada fase. Els valors de *i*, *j*, i *k* sempre aniran desfasats entre ells.

4.3.6. Marxes

Quan es selecciona una de les marxes disponibles, hi ha 3 variables que es veuen modificades per tal d'aconseguir el senyal desitjat per enviar al motor.

- TH0 i TL0:

Són els valors d'inicialització del temporitzador. En funció de la variable comptador, el temps que tarda el microcontrolador en executar un pols de cada fase és veu modificat. Per tant, per no canviar els valors de les variables *i*, *j*, i *k* abans que acabin el seu corresponent pols, s'ha de calcular el temps que es vol que tardi el desbordament de T0. Així doncs, cada marxa tindrà una inicialització diferent.

- comptador:

Aquest valor determinarà la freqüència del PWM, i per tant la del motor. Com més gran és el valor del comptador, més temps tarda en executar-se tot el bucle i la freqüència és més baixa.

- divisio:

Per mantenir la relació del tant per cent de DC, es redueix el valor de DC proporcionalment a la reducció de la variable comptador respecte a 100. Per tant:

- Comptador = 100 → divisio = 1
- Comptador = 75 → divisio = 1,5
- Comptador = 50 → divisio = 2

4.3.7. Lectura del teclat

El teclat servirà per escollir la marxa del motor, el sentit de gir i per fer aturar el motor.

El primer pas és inicialitzar a la vegada totes les columnes a '1'. La seqüència llavors serà posar una fila a '0' i anar comprovant columna per columna, canviant el seu estat a '0', en quin punt de la matriu del teclat coincideixen dos '0'. La funció retorna el valor numèric de la tecla polsada, que en el programa principal es guarda a la variable *c*.

En la següent imatge es pot veure el codi per llegir si es prem la tecla 1, 2 o 3, on F1...F4 són les files i C1...C3 les columnes.

```
78 | C1=1; C2=1; C3=1;
79 |
80 | F1=0; F2=1; F3=1; F4=1;
81 |
82 | if(C1==0){retard(10000);while(C1==0);return 1;}
83 | if(C2==0){retard(10000);while(C2==0);return 2;}
84 | if(C3==0){retard(10000);while(C3==0);return 3;}
```

Figura 4.6. Codi per la lectura del teclat.

4.3.8. Menú pantalla LCD

Per tenir una guia visual de la situació del motor en tot moment, s'ha implementat un menú per la pantalla LCD que variarà en funció de la tecla polsada. Inicialment s'indicarà a l'usuari que seleccioni una de les 3 marxés possibles, i a continuació mostrarà informació sobre la marxa seleccionada, com la velocitat teòrica i la freqüència.

S'ha utilitzat una llibreria anomenada *lcd.h*, la qual inclou totes les possibles funcions que pot executar la LCD i només que cal que siguin cridades des del programa principal.

4.3.9. Programa principal

La primera funció que crida el codi és la de configuració del temporitzador T0 (*config_timers*), per tal de que aquest pugui començar a comptar fins al seu desbordament i canviar així l'estat de la variable *inici* a '1', permetent entrar al bucle principal i infinit, ja que l'estat de la variable no tornarà a canviar mai.

Dins del bucle es troba la crida a la lectura del teclat, que espera a que una tecla sigui polsada i deixada, guardant el valor proporcionat per *return* a la variable *c*.

Per saber si hi ha hagut canvi de marxa, es compara c amb una variable p , a la qual es guarda l'últim valor de c . En cas afirmatiu, el valor de la tecla es guarda a la variable *marxa* i immediatament es crida la funció de `marxes`. Aleshores c es torna a guardar en p per tornar a comparar quan es premi una altra tecla.

Un cop escollida la marxa, es criden les tres fases ordenades, realitzant un petit pols ON+OFF per cada una d'elles. Un cop acabats els polsos, el temporitzador ha de desbordar i augmentar les variables i , j , i k , realitzant un altre pols per cada fase. Aquest procediment serà continuat durant tota l'estona.

CAPÍTOL 5: SIMULACIÓ

En aquest apartat s'exposarà la simulació a través de *software* de la font d'alimentació i del inversor trifàsic connectat al motor. Considerat el pas previ del disseny on es caracteritza el comportament teòric del sistema. L'objectiu serà sempre la convergència amb els resultats pràctics.

5.1. Programes de simulació

Per a dur a terme la simulació s'ha utilitzat el *software* LTspice per a la font i PSIM pel inversor trifàsic. Dos programes molt similars on la diferència principal es troba en que el PSIM té en les seves llibreries una sèrie de motors trifàsics els qual pots modificar els paràmetres interns.

5.2. Font d'alimentació

Com s'ha explicat en seccions anteriors, el sistema requereix d'un senyal de corrent continu (pel bus DC), d'una alimentació de 12 V pels *drivers* i d'una de 5 V pel circuit digital. Com que la tensió d'entrada es la de la xarxa domèstica, 230 V eficaços, caldrà simular un convertidor AC-DC i seguidament un reductor DC-DC.

El disseny triat en aquest projecte utilitza un pont de díodes i el circuit integrat LNK304. Precisament aquest component no es troba en les llibreries dels *softwares* mencionats anteriorment. El que es simularà doncs, és la funcionalitat del mateix. Si el LNK304 d'un senyal continu amb com a màxim 325 V, en treu una tensió contínua de 12 V, necessitem un sistema DC-DC reductor de tensió. Així que el que es simularà no serà el component, sinó més aviat la funció que du a terme, que és, tanmateix, la funció d'un reductor buck.

L'esquemàtic simulat és el següent:

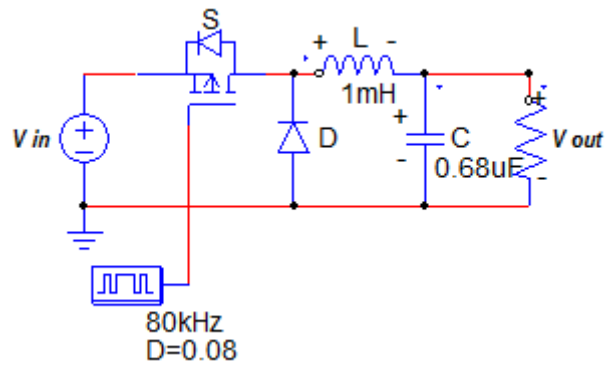


Figura 5.1. Esquemàtic extret del software PSIM.

Si la freqüència del senyal de commutació del transistor PMOS és de 50 kHz, la tensió a la càrrega de sortida i el corrent venen representats en la següent figura.

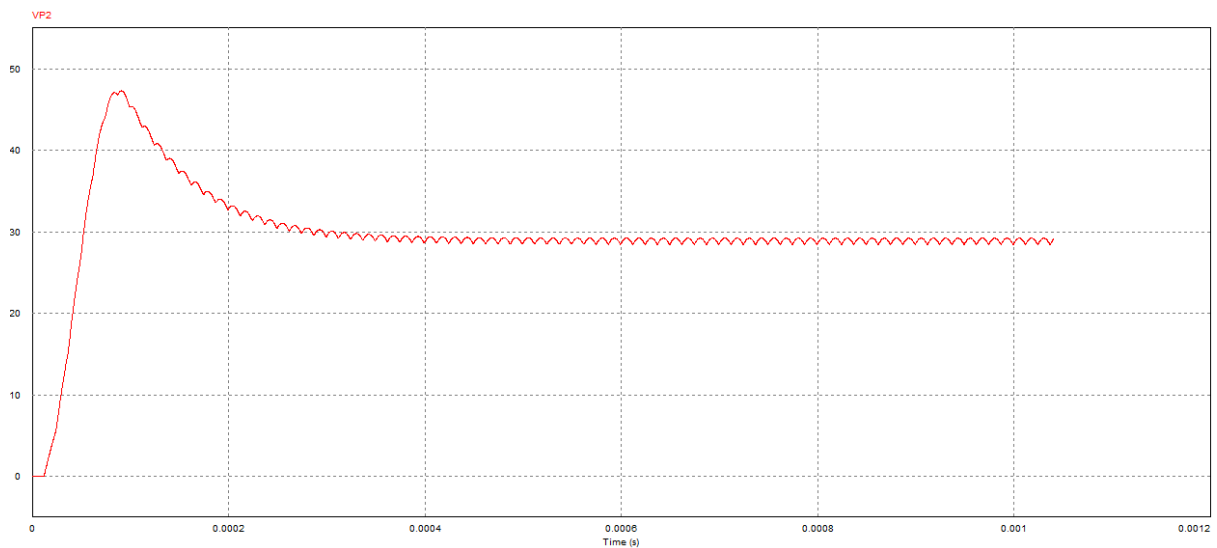


Figura 5.2. Caiguda de tensió a la càrrega.

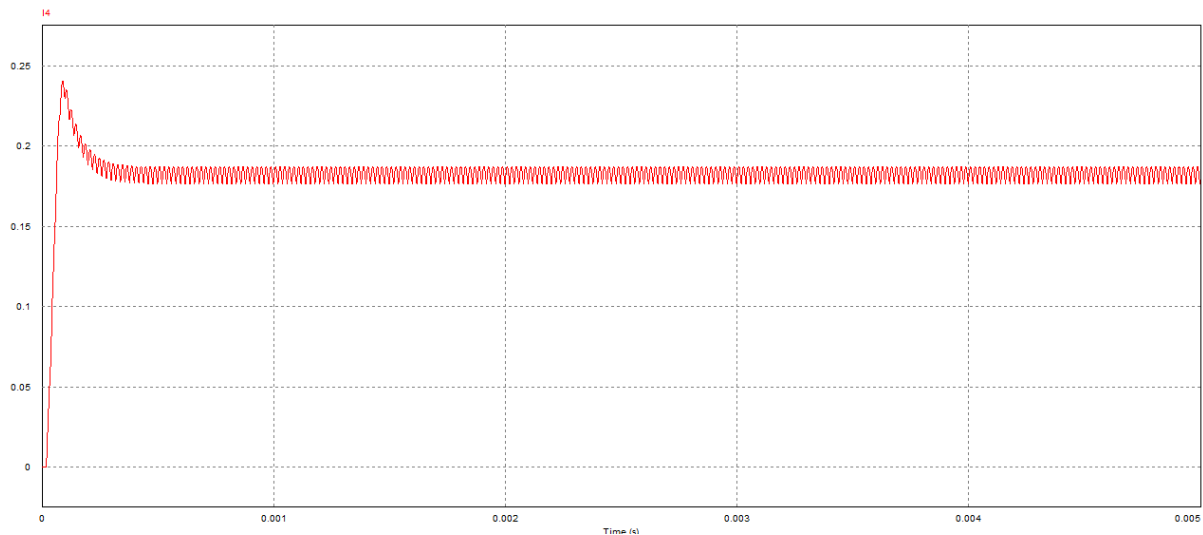


Figura 5.3. Corrent circulant per la càrrega.

D'aquesta manera, aconseguim un corrent continu estable. Tot just posteriorment es connectarà un regulador de tensió que, segons el *datasheet*, per a una regulació en condicions, el voltatge d'entrada no pot superar els 35 V.

Si l'objectiu final és aconseguir una tensió contínua de 5 V, s'utilitzaran el regulador LM7812 i el LM7805 just després del reductor buck simulat. Així doncs, s'obtéindrà un senyal continu sense fluctuacions.

5.3. Inversor trifàsic

Per simular l'inversor només caldrà disposar dels 6 transistors connectats a un bus de tensió contínua i al motor trifàsic. L'esquemàtic utilitzat és el següent:

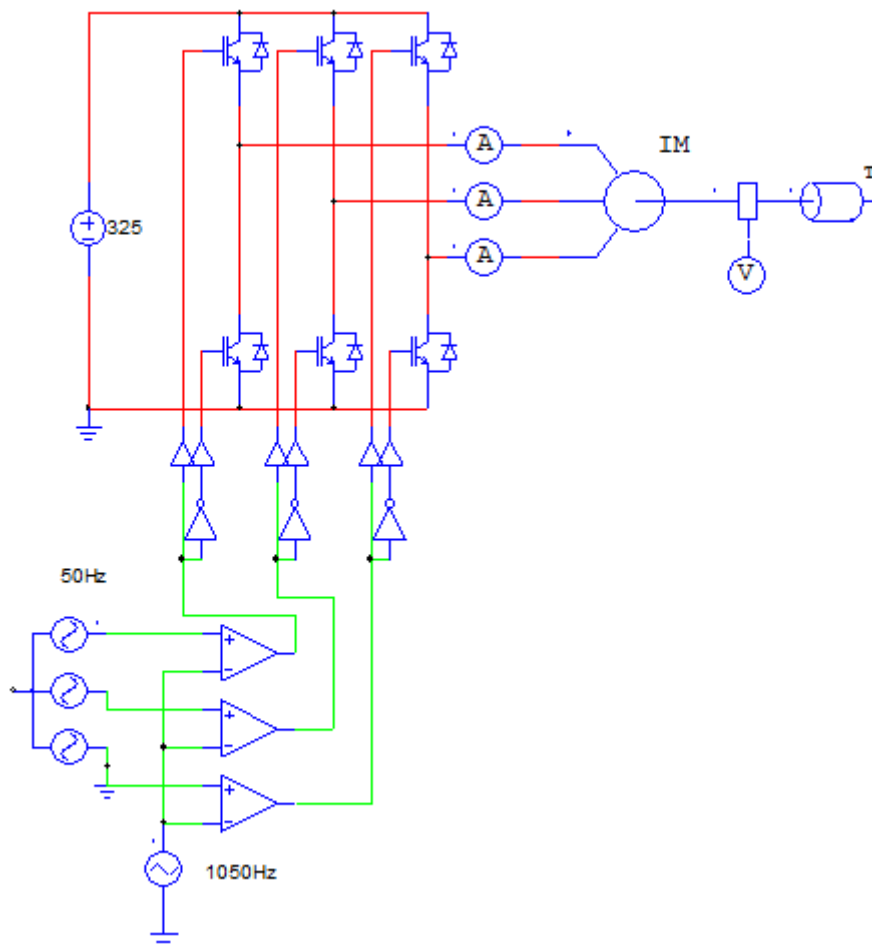


Figura 5.4. Esquemàtic de l'inversor trifàsic simulat.

S'utilitzen tres ones moduladores sinusoidals:

- 50 Hz de freqüència (com la freqüència d'alimentació).
- 1 V d'amplitud
- 120° de desfasament.

L'entrada PWM s'ha fet amb diferents valors de mf. El primer cas és amb una freqüència del senyal portador (l'ona triangular) de 1050 Hz, que fa que l'índex de modulació en freqüència es situï a 21.

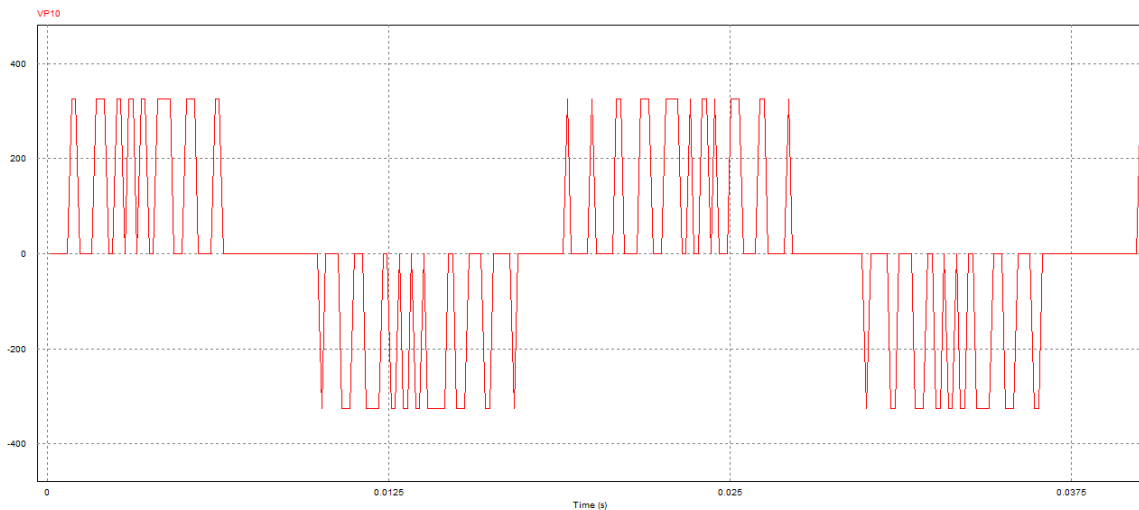


Figura 5.5. Tensió entre fase i fase del motor amb $m_f=21$ i $m_a=1$.

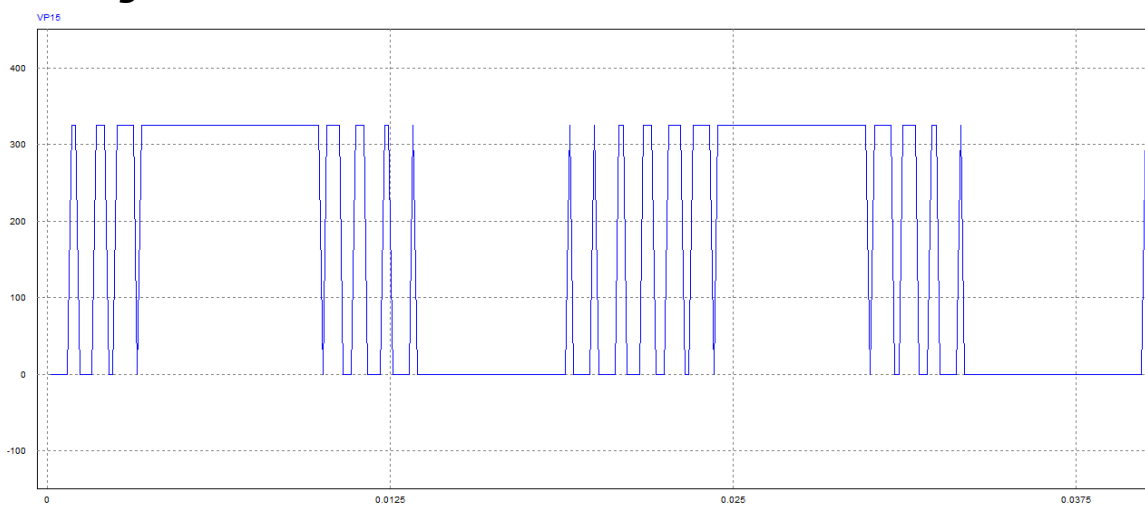


Figura 5.6. Tensió de línia del motor amb $m_f=21$ i $m_a=1$.

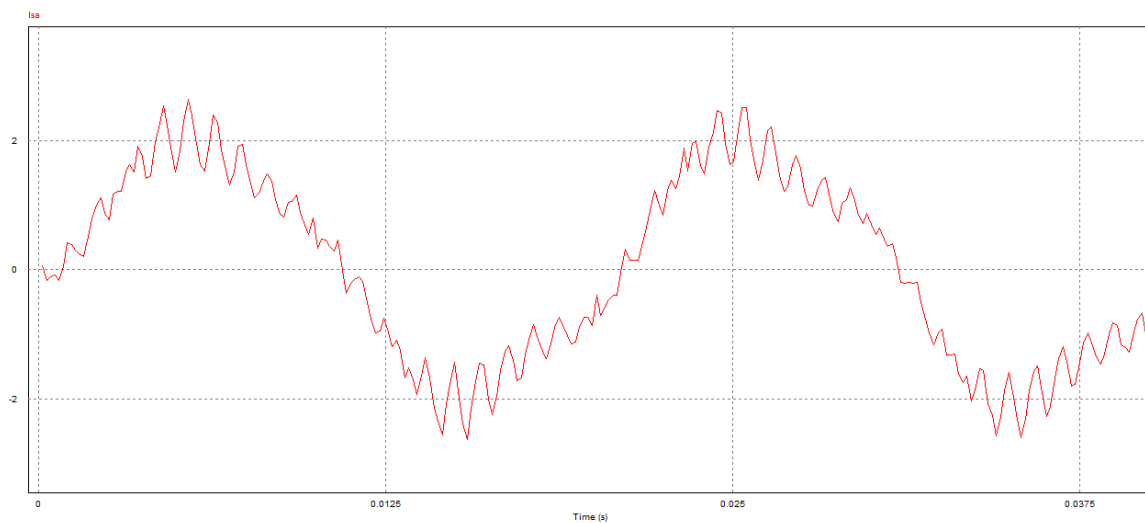


Figura 5.7. Corrent del motor amb $m_f=21$ i $m_a=1$.

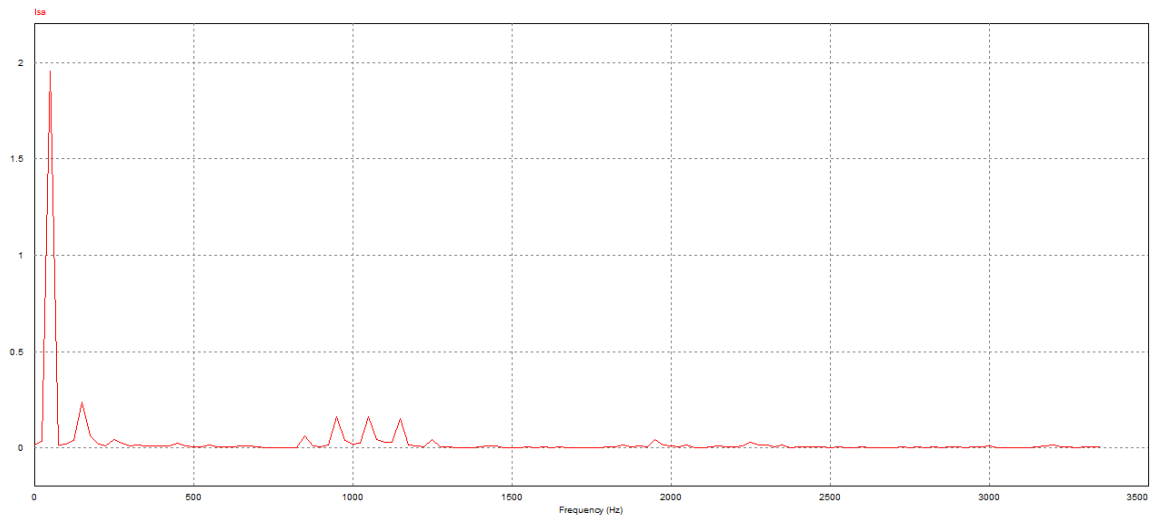


Figura 5.8. Espectre freqüencial amb $m_r=21$.

Si augmentem l'índex de modulació en freqüència fins a 63 (que sigui imparell i múltiple de 3, secció 2.4) fent que la freqüència de commutació de la portadora sigui 3150 Hz.

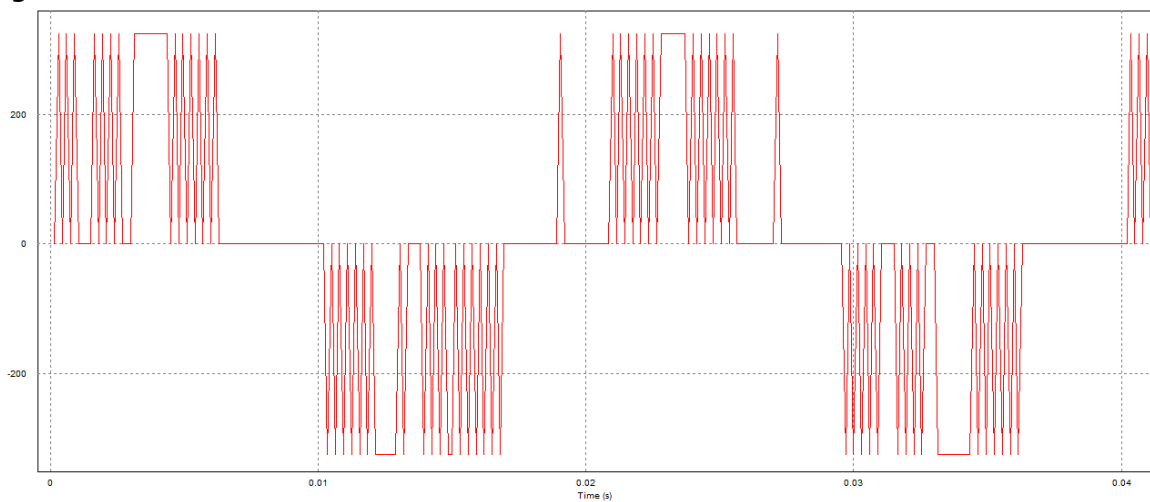


Figura 5.9. Tensió entre fase i fase del motor amb $m_r=63$ i $m_a=1$.

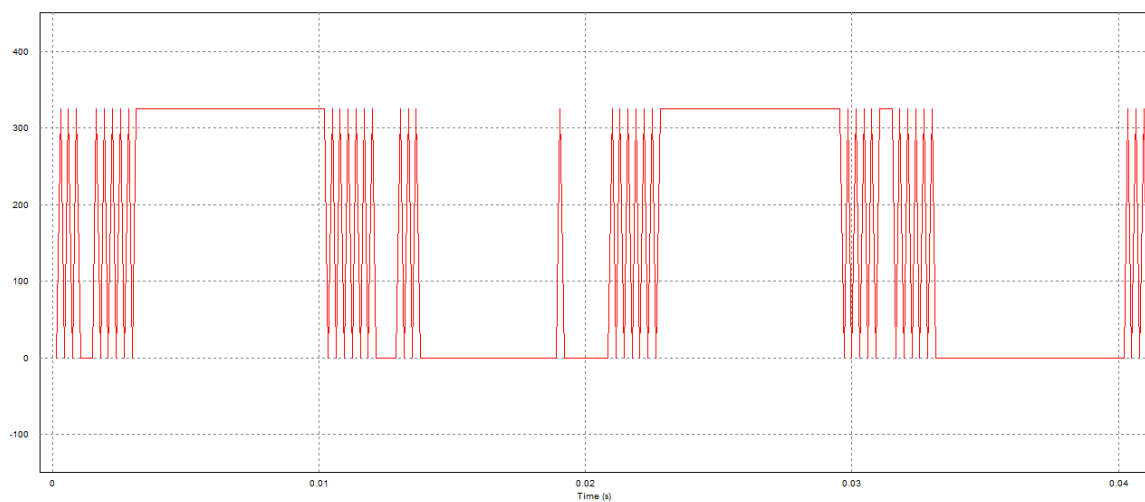


Figura 5.10. Tensió de línia del motor amb $m_r=63$ i $m_a=1$.

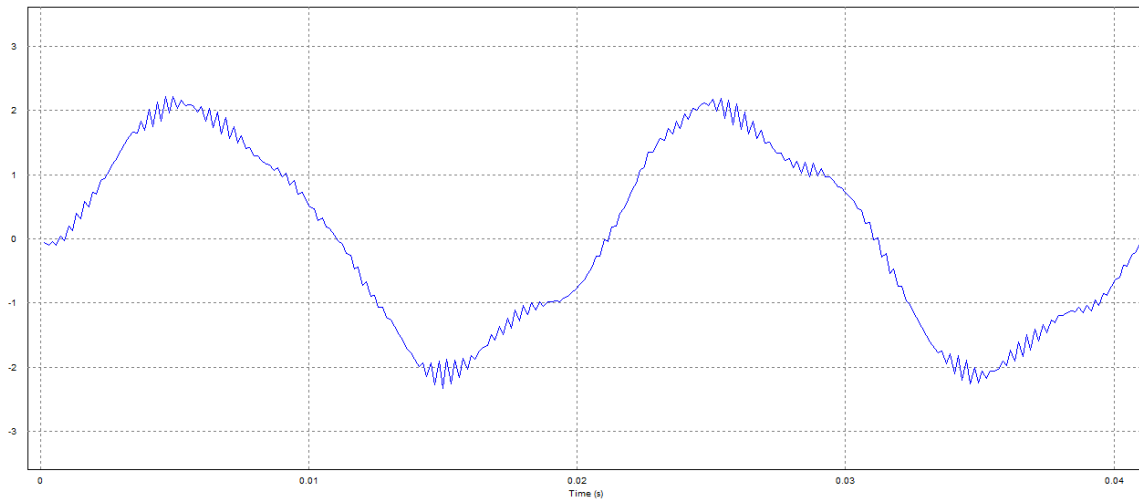


Figura 5.11. Corrent de fase del motor amb $m_f=63$ i $m_a=1$.

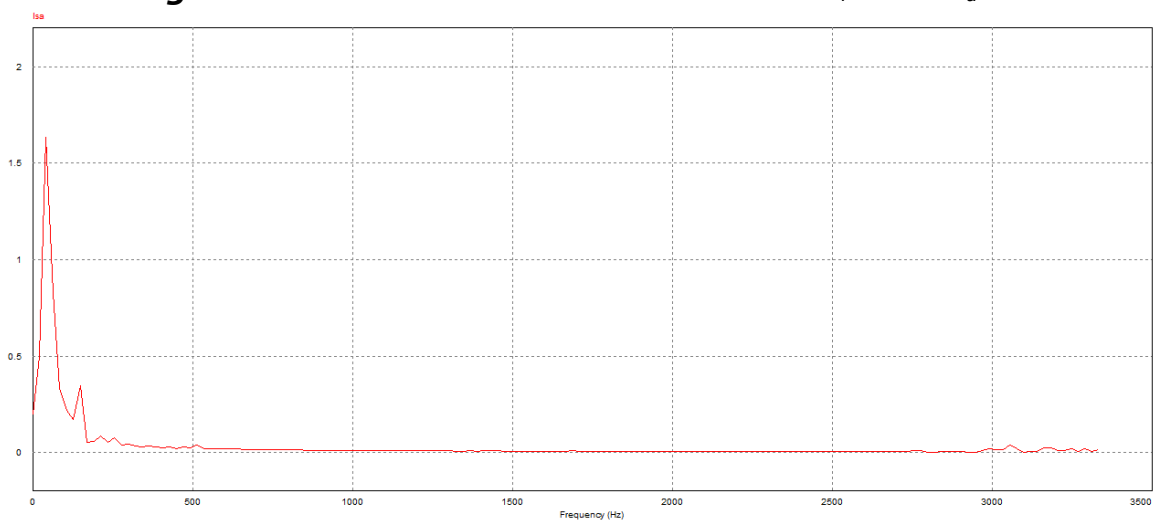


Figura 5.12. Espectre freqüencial amb $m_f=63$

En les figures anteriors es pot observar la importància del senyal PWM i la seva afectació tant a la forma de tensió com a la del corrent. Amb un m_f elevat, senar i múltiple de 3 (com és el 63), aconseguim reduir el contingut harmònic deixant només la fonamental.

CAPÍTOL 6: RESULTATS

Amb l'etapa de disseny i simulació finalitzades, és moment d'implementar el sistema i verificar que el funcionament compleix els objectius. En aquesta secció s'exposen els resultats obtinguts un cop finalitzada la construcció del variador de freqüència.

6.1. Implementació

El muntatge realitzat difereix en certs aspectes del dissenyat en les seccions anteriors. És a dir, un cop construït el sistema, no ha respòs com s'esperava i s'han aplicat solucions per assolir els objectius de funcionament.

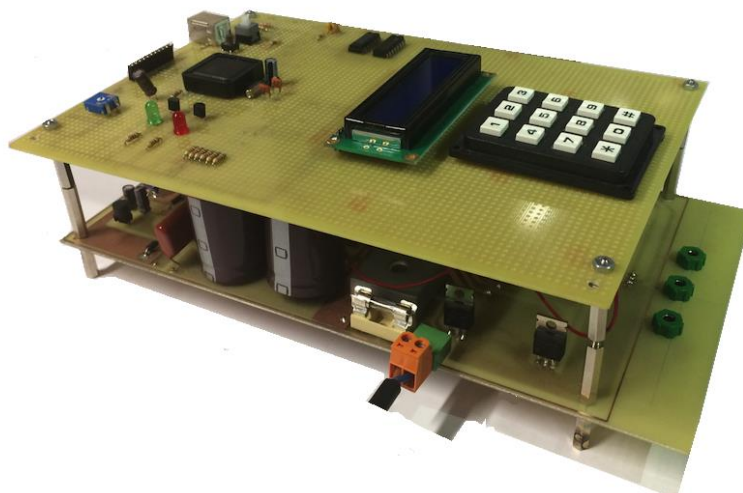


Figura 6.1. Foto real del muntatge final.

El primer problema ve donat per la font commutada. Quan es va connectar no es va obtenir cap senyal a la sortida tot i tenir a l'entrada un valor estable de tensió contínua (325 V). Es fa necessari doncs, utilitzar la segona opció possible per implementar una font s'alimentació, el reductor Buck (secció 2.1.2). No obstant, el temps de disseny d'un reductor Buck és un factor a tenir en compte. Per tant, la tercera opció, l'utilització d'un transformador, és la finalment implementada.

La tria del transformador és fa en base a dos paràmetres, la tensió de sortida i la potència. Cal que tregui a la sortida cap el pont de díodes una tensió contínua superior a 12 V i inferior a 35 V, interval corresponent a la tensió d'entrada del regulador de tensió de 12 V. A més, al tenir els *drivers* i tot el circuit digital posterior, caldrà que el transformador pugui proporcionar el corrent necessari. L'assaig a dur a terme consisteix en mesurar el corrent de sortida amb un amperímetre tot col·locant un transformador de baixa potència amb càrrega connectada, així disminuirà la tensió entregada al circuit per a poder proporcionar la demanda de corrent del circuit.

Es va mesurar un corrent de 340 mA. Per tant:

$$P = 12 V \cdot 340 mA = 4,08 W \quad (71)$$

Ha calgut doncs, instal·lar un transformador de potència superior a 4 W per a poder alimentar tant com els *drivers* com el circuit digital.

En termes de *software* s'ha creat el PWM mostrat en la següent captura d'oscil·loscopi. S'hi pot observar els dos senyals complementaris del parell de transistors per a cada fase i el senyal desfassat bifàsic, per limitacions del oscil·loscòpi.

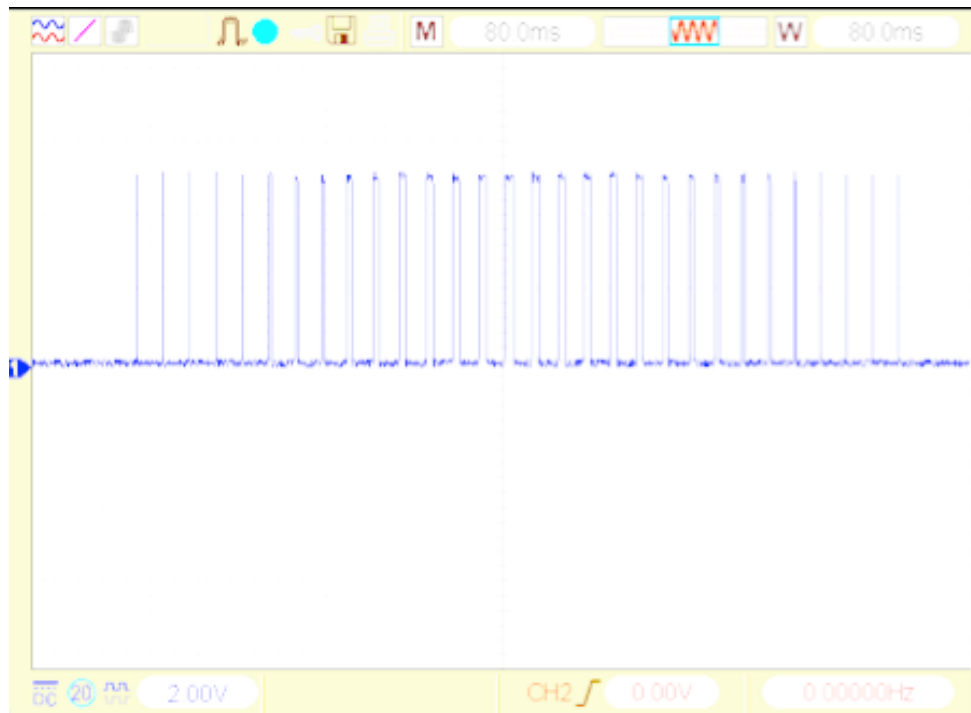


Figura 6.2. *Cicle PWM d'entrada a un sol transistor.*

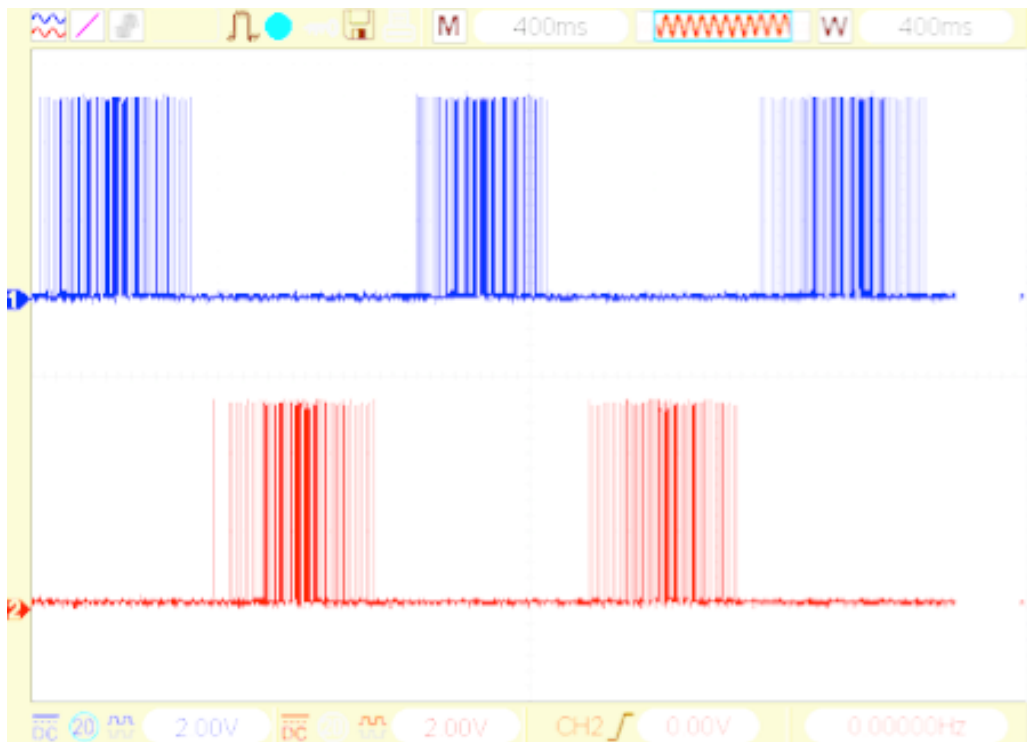


Figura 6.3. *Cicles PWM de transistors complementaris.*

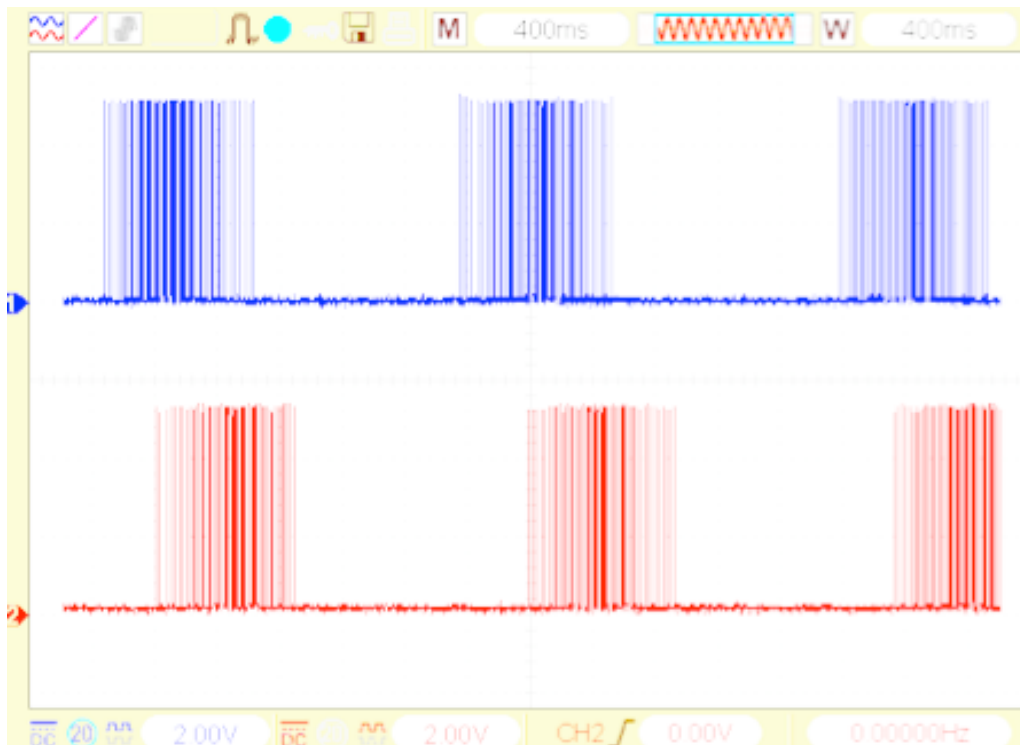


Figura 6.4. Cicles PWM de transistors desfasats 60°.

Cal mencionar que les prestacions del microcontrolador, més concretament la seva velocitat, limita directament l'obtenció del PWM. Com que l'execució del codi es realitza seqüencialment, la capacitat de commutació de les sortides dels ports depèn de la velocitat de lectura del codi, a l'igual que la generació dels 3 senyals PWM. El fet d'anar creant un pols ON+OFF per cada fase, fa que el senyal no sigui perfecte, perquè mentre executa un pols de la fase A no està generant cap per les fases B i C, i així successivament.

Un altre problema que s'ha trobat fa referència al compilador Keil uVision. S'ha utilitzat la versió gratuïta *Evaluation Version*, limitada a 2048 bytes, però el codi realitzat ocupa 2787 bytes, un 36 % més de la capacitat d'aquesta versió del compilador. S'ha intentat aconseguir una versió professional del programa, però no es va aconseguir. Davant aquest problema s'ha optat per eliminar la llibreria i el codi referent a la visualització de la pantalla LCD.

6.2. Problemàtica

L'objectiu era obtenir la forma d'ona de la tensió i el corrent de fase d'entrada al motor. La realitat no ens ha permès assolir les captures dels senyals desitjats a causa del no funcionament dels *drivers*.

Els senyals PWM com els de les figures 6.2, 6.3 i 6.4 són tots extrets quan el microcontrolador es troba en buit, és a dir, que les sortides no estan connectades

als *drivers*. En canvi, quan els mateixos *drivers* es connecten al circuit de control, cau la tensió d'aquests PWM des d'un valor que hauria de ser 5 V de pic fins a uns 2 V de pic. La problemàtica és exactament la mateixa que amb la del transformador; no hi ha prou corrent d'entrada als *drivers* i per això cau la tensió.

La solució passa per instal·lar un *buffer* a cada PWM per que aquest proporcioni el corrent que falta. La prova realitzada amb aquesta nova modificació tampoc ha estat satisfactoria i cau encara la tensió a valors inferiors a 5 V, cosa indesitjable pel correcte treball dels *drivers*.

La destrucció completa de tots els components actius per un curtcircuit accidental ha provocat gran pèrdues de temps, i a més, aquest és limitat, i ja no es poden realitzar més canvis. Cal doncs, acceptar que no s'ha assolit l'objectiu de crear una velocitat de rotació al motor trifàsic. Tot i tenir tots els senyals d'entrada preparats, aquests no arriben al motor per falta de corrent provinent del microcontrolador.

CAPÍTOL 7: CONCLUSIONS

Aquest projecte posa a prova totes les habilitats que ha de posseir un enginyer titulat, des del coneixement tècnic fins a l'organització i la integració de les diferents parts dins d'un equip. La satisfacció en els diferents àmbits per tant, convé dividir-la.

7.1. Conclusions resultatistes

És important l'autoavaluació del resultat final en el disseny i realització d'un variador de freqüència sempre dins d'un criteri objectiu i autocrític. En aquest sentit, mostrar la decepció dels projectistes per no haver assolit l'objectiu de funcionament del producte. El temps és un element limitat i no n'hi ha hagut suficient per aconseguir els objectius.

Ja sigui per accidents, per males pràctiques en la fase de construcció, per errors en el disseny o per mala planificació, el resultat és clarament no satisfactori. El temps invertit sobrepassa el límit tot i l'esforç aplicat fins l'últim moment per part dels projectistes.

7.2. Convergència del coneixement tècnic del grau d'electrònica

Com s'ha vist al llarg d'aquest document, tant en el procés de disseny com el de realització s'hi integren gairebé totes les branques de l'electrònica i l'automàtica. Totes elles incloses en el temari en diferents assignatures del grau.

Es senyala l'electrònica de potència com a eix principal amb la realització d'un estudi de les diferents possibilitats de convertir un corrent altern a un de continu i viceversa. A més, del disseny i la propia implementació de la font d'alimentació.

La realització del codi en llenguatge C per a la creació d'un senyal PWM, gestió d'interrupcions i la combinació d'un teclat amb una pantalla LCD. S'entra de ple en l'electrònica digital i més concretament en la informàtica industrial.

El retard RC del relè de desconexió de la resistència de precàrrega, el disseny del condensador C_b del *driver*, el disseny dels optoacobladors i la realització del *layout* de la placa PCB complementen tot el ram d'aspectes de l'enginyeria electrònica involucrats en aquest projecte.

7.3. Treball en equip i organització

En tot projecte de grans dimensions on hi intervingui més d'una persona, reclama una coordinació i treball en equip eficaços. Si anteriorment es mencionava la integració de les diferents temàtiques de l'electrònica dins d'un mateix projecte, és clar que en el procés de realització d'un projecte participarà gairebé sempre més d'una persona.

Només a través d'expressar les virtuts de cada integrant de l'equip, s'assolirà l'objectiu comú satisfactòriament, en el sentit més ampli de la paraula. Agenda, micro objectius, terminis, diversitat d'idees, comunicació, debat, són alguns dels fets habituals en el treball en equip. El guany d'aquestes habilitats, sense dubte és un dels pilars en el món professional.

CAPÍTOL 8:

PROPOSTES DE MILLORA

Analitzant objectivament els resultats, amb els objectius assolits o no, sempre és possible en sistemes electrònics millorar el disseny. Les expectatives de comportament del sistema sovint no són exactament com un s'espera. Aquest vairador de freqüència pot estar sempre en desenvolupament, afegint prestacions i optimitzant les diferents etapes per a la seva millora en general.

8.1. Descàrrega dels condensadors

El sistema, només connectar-lo a la xarxa elèctrica, carrega els condensadors del bus de contínua. Un cop es desconnecta, els condensadors, tot i que tots els components romanen apagats, segueixen carregats a tensió contínua, ni més ni menys que a 325 V. Per tant, qualsevol cosa, ja sigui un fil conductor o els mateixos dits d'una persona, provoquen la descàrrega immediata de tota la tensió emmagatzemada als condensadors. Es tracta d'una mesura de protecció.

La solució consistiria en instal·lar un resistor en paral·lel per a que es descarregui. D'alguna manera, però, no ha d'afectar al voltatge d'entrada i evitar crear un divisor de tensió entre el sistema i la resistència de descàrrega. Un relé que mantingui el connector tancat mentre el sistema estigui actiu és una de les solucions. Quan es desendolla el variador, aquest queda obert i els condensadors es descarreguen a través del resistor de descàrrega en paral·lel.

8.2. Sensat de temperatura

Un dels components que, tot i els dissipadors de calor, augmentarà de temperatura són els transistors de potència. A més, el corrent màxim que suporten descendeix proporcionalment amb la temperatura. La següent figura il·lustra la caiguda de prestacions en aquest sentit amb l'augment de temperatura.

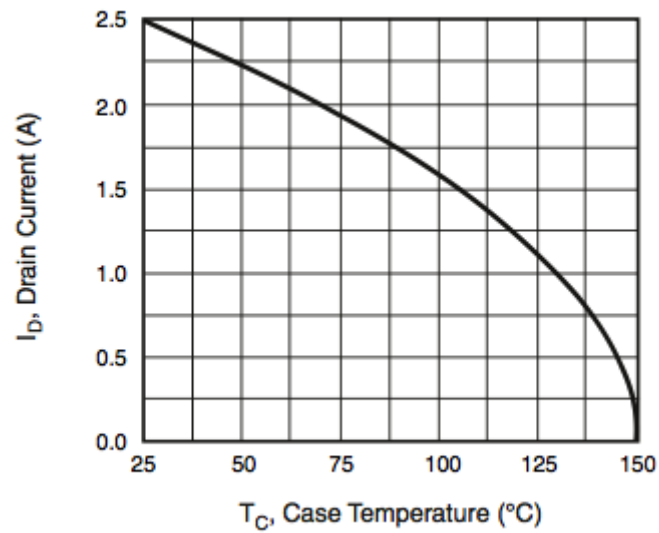


Figura 8.1. Variació del corrent drenador sortidor en funció de la temperatura.

Font: *Datasheet* del transistor IRF840 del fabricant International rectifier.

Es fa evident que la temperatura no pot superar un valor de 125 °C ja que el corrent suportable pel transistor es veuria perillosament reduït a 1 A. La solució seria implementar un termistor que, amb un comparador analògic, acondicionant el senyal amb un divisor de tensió tregui estat alt a la sortida si es supera el valor llindar d'un altre divisor de tensió, igual com s'ha fet amb el senyal d'alarma del corrent en aquest projecte.

CAPÍTOL 9: BIBLIOGRAFIA

9.1. Referencias bibliogràfiques

Ballester E.; Piqué R. Electrónica de potencia: Principios fundamentales y Estructuras básicas. Barcelona. Marcombo, 2011.

Chapman. J. S. Máquinas eléctricas. Traducció Rozo. E. Tercera edició. Bogotá: McGraw Hill.

MARTINEZ GARCIA, S. Prontuario para el diseño eléctrico y electrónico. Editorial Marcombo.1989.

Schultz T. *C and the 8051*. Editorial Pagefree Publishing, 2004.

9.2. Consulta Bibliogràfica

Gonzalez-Longatt, F. M. Generalidades de la modulación de ancho de pulso. [Mostra PDF]. 2004. [Consulta: 29 d'abril 2016]. Disponible a: <<http://fglongatt.org/OLD/Reportes/RPT2004-03.pdf>>

Future Market Insights. *Variable Frequency Drive (VFD) Market: Global Industry Analysis and Opportunity Assessment, 2016 - 2026*. [Mostra PDF]. 2015. [Consulta: 9 abril 2016]. Disponible a: <<http://www.futuremarketinsights.com/reports/global-variable-frequency-drives-market>>

Oriol Artola Pla i Albert Martín Pujol

Blake, C.; Bull, C. *IGBT or MOSFET: Choose Wisely*. International Rectifier. [Consulta: 20 de març 2016]. Disponible a: <www.infineon.com>

Balogh, L. *Design And Application Guide For High Speed MOSFET Gate Drive Circuits*. [Consulta: 4 d'abril 2016]. Disponible a: <<http://www.radio-sensors.se/download/gate-driver2.pdf>>

D. Grant. Inverters for motor drives and UPS systems. International Rectifier application note 967. [Consulta: 22 maig 2016]. Disponible a: <<http://www.irf.com/application-notes>>

HV Floating MOS-Gate *Driver* ICs. International Rectifier Application note 978, març 2007. [Consulta: 5 abril 2016]. Disponible a: <<http://www.irf.com>>

Design and Application Guide of Bootstrap Circuit for High-Voltage Gate-Drive. 2008. Fairchild application note 6076, 18 desembre 2014. [Consulta: 14 març 2016]. Disponible a: <www.fairchildsemi.com>

Maset, E. Tema 11. Inversores. Universitat de València, UV, 2006. [Consulta: 2 març 2016]. Disponible a: <<http://www.uv.es/emaset/iep00>>

Pizarro, M. D. Control de velocidad. Santa Fe. [Consulta: 9 de març 2016]. Disponible a: <http://www.oni.escuelas.edu.ar/2003/SANTA_FE/29/M_tem_3.htm>

Saavedra, C. Más actuales y necesarios que nunca. *Automática e Instrumentación*. [Revista PDF]. Març 2016, nº482, p.8-12. [Consulta: 17 maig 2016]. Disponible a: <http://www.automaticeinstrumentacion.com/revista/industria-farmaceutica-43720#issuu_code>

Sánchez, E.; Muñoz, J.P.; Sudrià, A. Variadores de frecuencia: hacia la integración con el proceso. *Automática e Instrumentación*. [Revista PDF]. Desembre 2014, nº468, p.45-59. [Consulta: 17 maig 2016]. Disponible a: <http://www.automaticeinstrumentacion.com/revista/almacenamiento-de-energia-42624#issuu_code>

Technavio. GLOBAL VARIABLE FREQUENCY DRIVES MARKET 2016-2020. [Mostra PDF]. 2015. [Consulta: 9 abril 2016]. Disponible a: <<http://www.technavio.com/report/global-tools-and-components-variable-frequency-drives-market>>



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

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA

Volum II

Estudi econòmic – Plànols - Codi

TREBALL DE FI DE GRAU



“Variador de freqüència per al control d’un motor trifàsic”

TFG presentat per optar al títol de GRAU en
ENGINYERIA ELECTRÒNICA INDUSTRIAL I
AUTOMÀTICA

per **Oriol Artola Pla**

Albert Martín Pujol

Barcelona, 11 d’Octubre de 2016

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

ÍNDEX

1. Estudi econòmic	2
1.1. Mà d'obra	2
1.2. Components i material	2
1.2.1. Components passius	3
1.2.2. Circuits integrats	3
1.2.3. Perifèrics	4
1.2.4. Eines	4
1.3. Cost total	5
2. Plànols	6
Connexionat drivers	7
Connexionat optoacobrador	8
Font d'alimentació	9
Connexionat microcontrolador	10
Layout placa divers i font d'alimentació	
Cara superior	11
Layout placa divers i font d'alimentació	
Cara inferior	12
3. Codi	13

Capítol 1:

Estudi econòmic

La realització d'aquest projecte requereix d'una inversió tant econòmica com temporal per part dels estudiants. A continuació es farà un desglossament dels costos de tots els components utilitzats per construir el variador de freqüència i les hores de mà d'obra invertides.

1.1. Mà d'obra

Per elaborar un projecte d'aquesta magnitud, s'han hagut d'invertir una quantitat d'hores en cada un dels processos següents: investigació, disseny, implementació i redacció. El preu per hora assumit és el d'un enginyer en pràctiques, 8€/h.

Taula 1. Cost de la mà d'obra.

Activitat	Hores realitzades	Cost
Investigació	75 h	600 €
Disseny	150 h	1200 €
Implementació	100 h	800 €
Redacció	75 h	600 €
TOTAL	400 h	3200 €

1.2. Components i material

En aquest apartat s'inclouran tots els components comprats per realitzar el variador de freqüència, així com el material necessari per realitzar les tasques d'implementació. El material s'ha dividit en components passius, integrats, perifèrics i eines.

1.2.1. Components passius

Taula 2. Cost dels components passius.

Component	Preu unitari	Unitats	Preu total
Pont de díodes KBPC3510	1,32 €	1	1,32 €
Resistència 3,3 kΩ 50W	4,79 €	1	4,79 €
Bobina de 1 mH	1,06 €	2	2,12 €
Condensador 220 uF 450 V	2,65 €	2	5,30 €
Condensador 1 uF 630 V	1,88 €	1	1,88 €
Relé 5 V	2,30 €	1	2,30 €
Díodes varis	0,05 €	5	0,25 €
Condensadors varis	0,10 €	20	2,00 €
Resistències varies	0,07 €	34	2,38 €
Fusible d'1 A	0,27 €	5	1,35 €
TOTAL			23,69 €

1.2.2. Circuits integrats

Taula 3. Cost dels circuits integrats.

Component	Descripció	Preu unitari	Unitats	Preu total
LNK304PN	Font commutada	2,02 €	1	2,02 €
LM7812	Regulador de tensió a 12 V	0,22 €	1	0,22 €
LM7805	Regulador de tensió a 5 V	0,22 €	1	0,22 €
6N136	Optoacobrador	0,74 €	6	4,44 €
IRF840	Transistor MOSFET de potència	0,74 €	6	4,44 €
LM339	Comparador	0,26 €	1	0,26 €
BC547	Transistor NPN	0,02 €	2	0,04 €
IR2110	Driver per transistors	2,00 €	3	6,00 €
AT89C5131	Microcontrolador	15,00 €	1	15,00 €
ACS712	Sensor Hall de corrent	2,24 €	1	2,24 €
TOTAL				34,88 €

1.2.3. Perifèrics

Taula 4. Cost dels components perifèrics.

Component	Preu unitari	Unitats	Preu total
Polsador NT	0,15 €	1	0.15 €
Polsador 2 posicions	0,91 €	1	0.91 €
Potenciòmetre 5K	0,44 €	1	0.44 €
Pantalla LCD	12,00 €	1	12,00 €
Sòcols	0,10 €	7	0,70 €
LED verd	0,08 €	1	0.08 €
LED vermell	0,08 €	1	0.08 €
Colze USB	0,80 €	1	0.8 €
Teclat 4x3	6,00 €	1	6,00 €
Tira CTS femella	2,12 €	1	2.12 €
Cristall de quars 20 MHz	0,25 €	1	0.25 €
Placa positiva 144x260	17,22 €	1	17.22 €
Placa preperforada FV 160x232	19,34 €	1	19.34 €
		TOTAL	75.09 €

1.2.4. Eines

Taula 5. Cost de les eines per a la implementació.

Component	Preu unitari	Unitats	Preu total
Equip de soldadura	13,00 €	1	13,00 €
Multímetre	10,00 €	1	10,00 €
Netejador punta soldador	2,50 €	2	5,00 €
Estany de soldar	6,25 €	1	6,25 €
Pasta per soldar	2,65 €	1	2,65 €
Cinta dessoldadora	2,15 €	1	2,15 €
Broques de diferents diàmetres	7,50 €	5	37,50 €

Potes per les plaques	5,25 €	3	15,75 €
Cables	1,12 €	2	2,24 €
Pinces	4,95 €	1	4,95 €
Líquid revelador de pistes	4,60 €	1	4,60 €
Sosa càustica	2,95 €	1	2,95 €
Aigua oxigenada 110 V.	5,00 €	1	5,00 €
			<hr/>
		TOTAL	112,05 €
			<hr/>

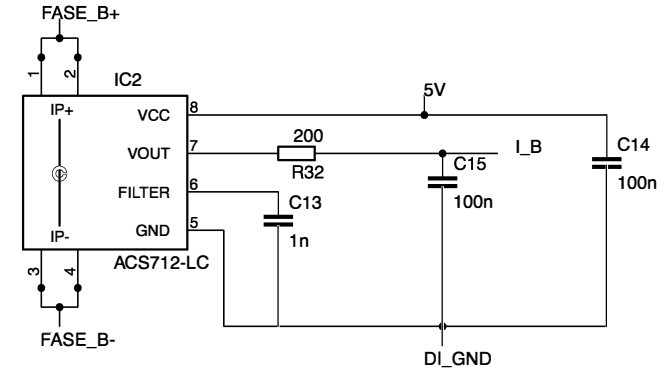
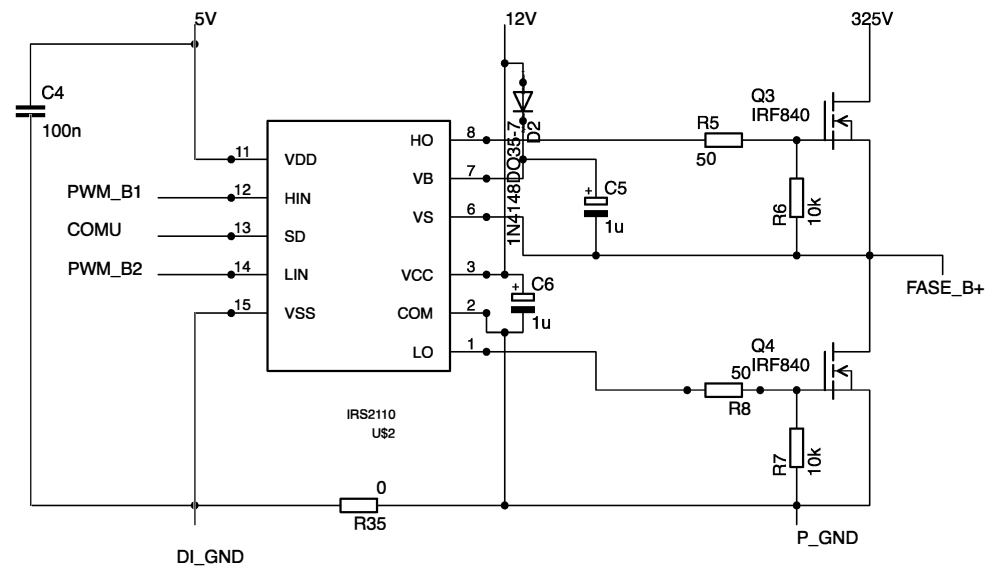
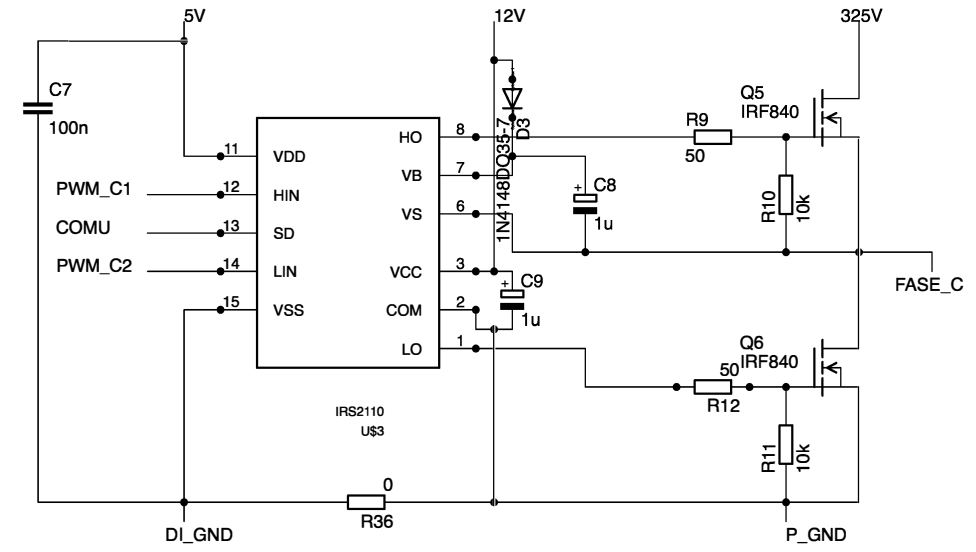
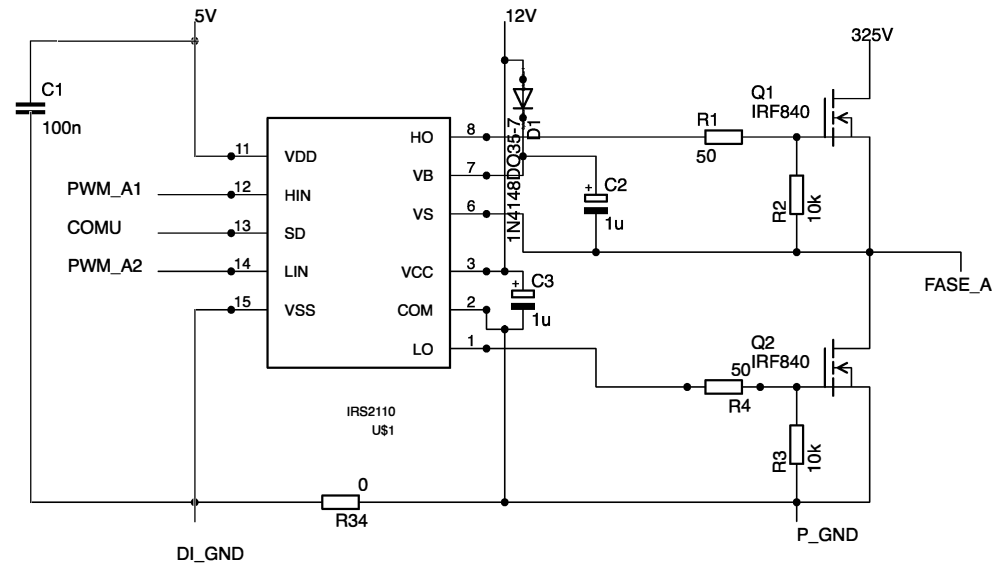
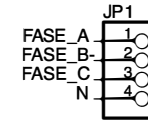
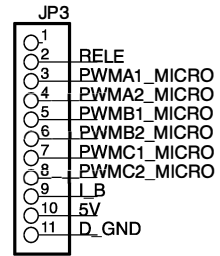
1.3. Cost total

El cost material de la realització d'aquest projecte és de **245 €**, el qual ha estat assumit íntegrament pels projectistes. S'ha tingut en compte el preu unitari de cada component, tot i que hi ha alguns d'ells com les resistències, que venen agrupades en 5 unitats.

El cost de la mà d'obra és de 3200 € per persona, però com aquest projecte requereix de dues persones treballant en ell, el preu en recursos humans és de **6400 €**.

Capítol 2:

Plànols



Connexionat drivers

Nº de plànol: 1

Observacions

Dibuixat per: Oriol Artola Data: 8/10/2016

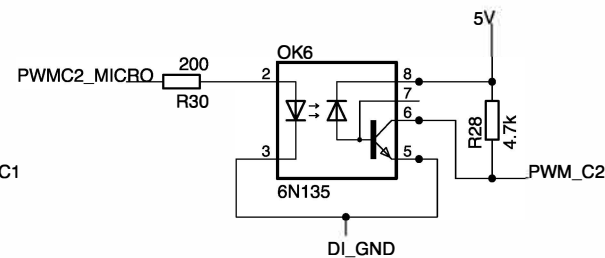
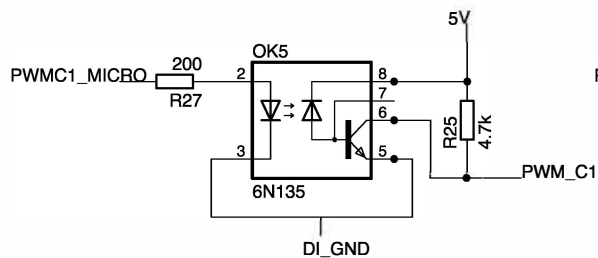
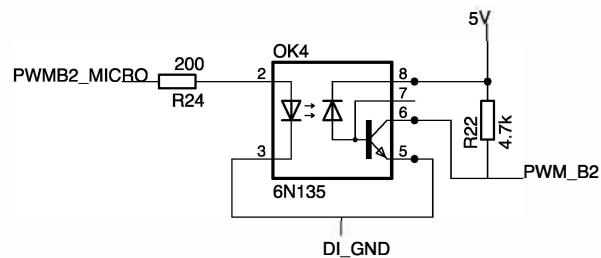
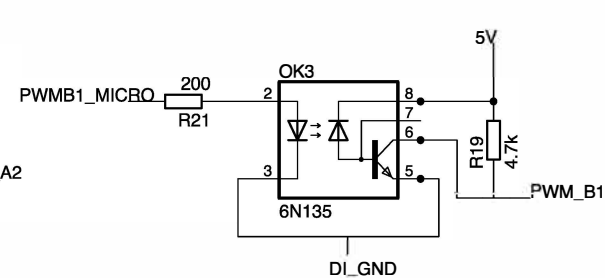
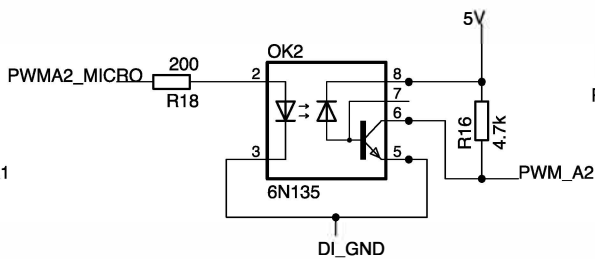
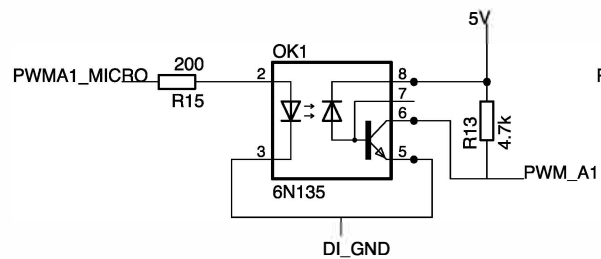
Revisat per: Joan Domingo Data: 9/10/2016

Variador de freqüència per al control d'un motor trifàsic



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

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA



Connexionat optoacoblador

Nº de plànol: 2

Observacions

Dibuixat per: Oriol Artola

Data: 8/10/2016

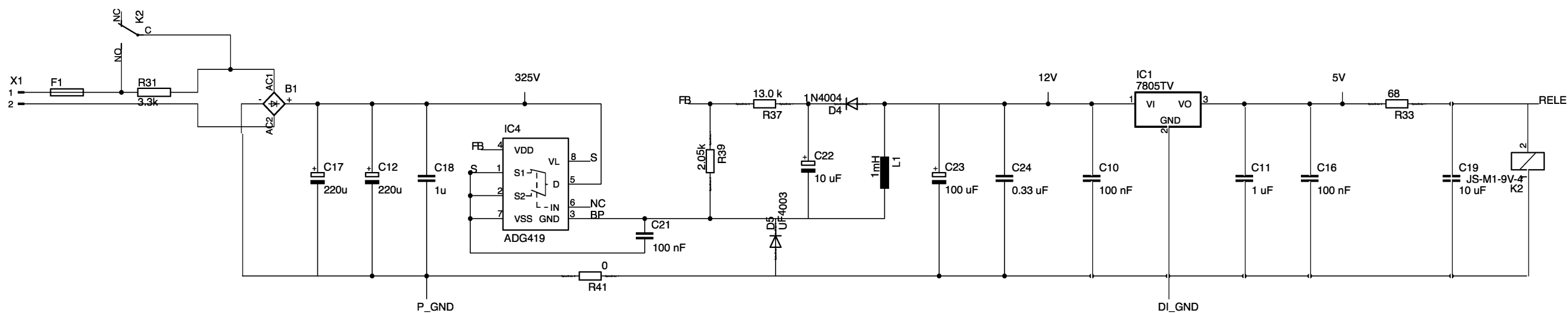
Revisat per: Joan Domingo



Data: 9/10/2016

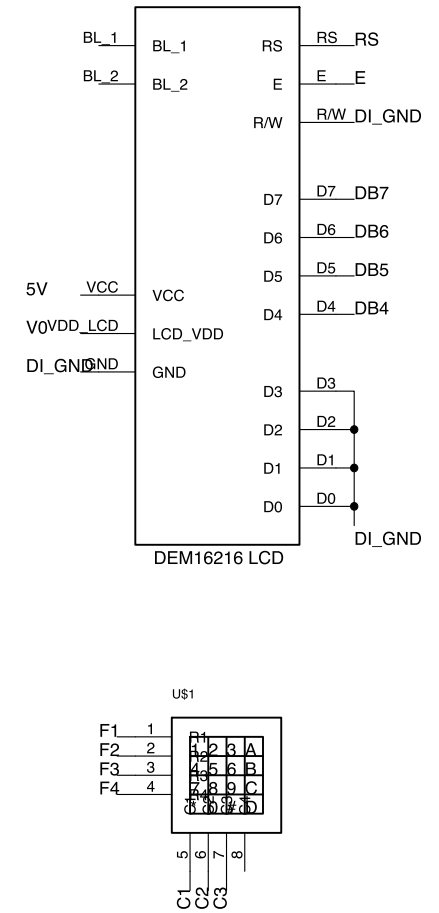
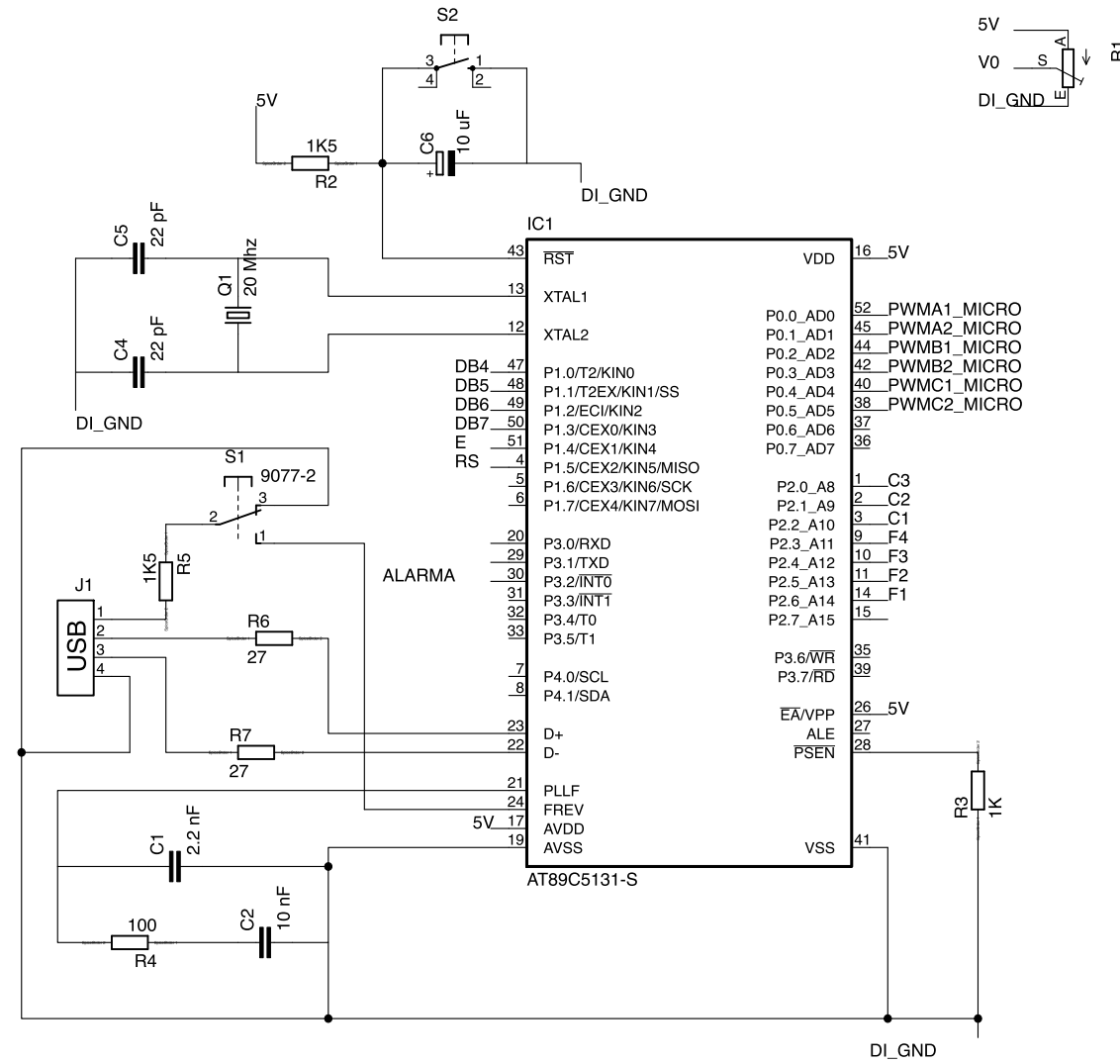
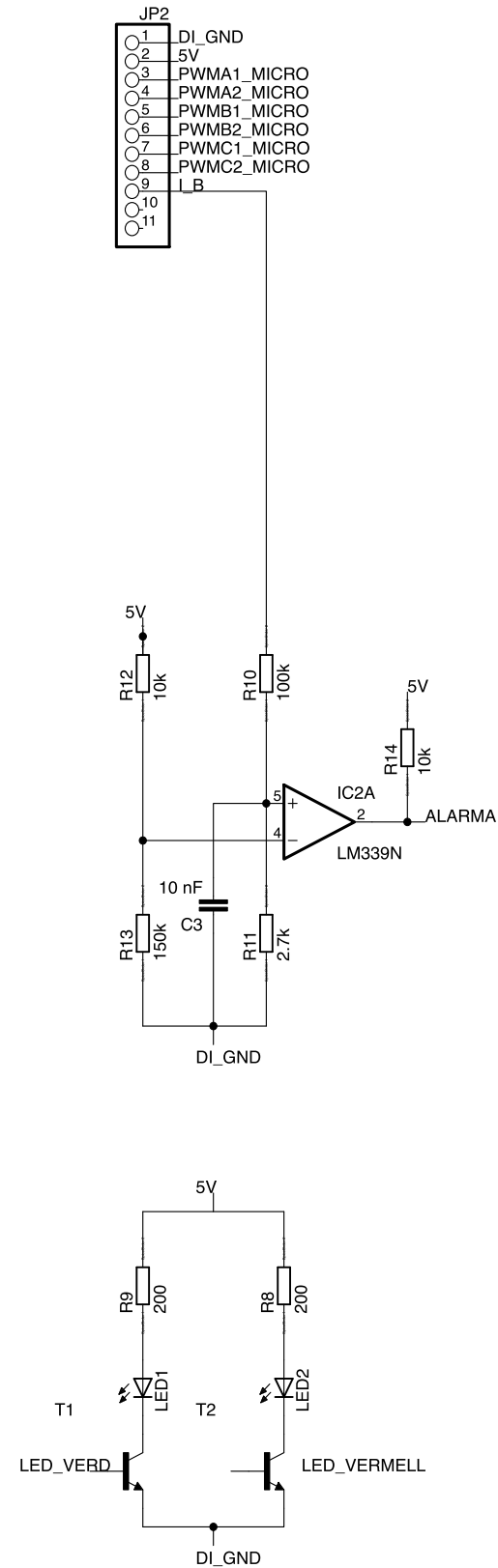
Variador de freqüència per al control d'un motor trifàsic





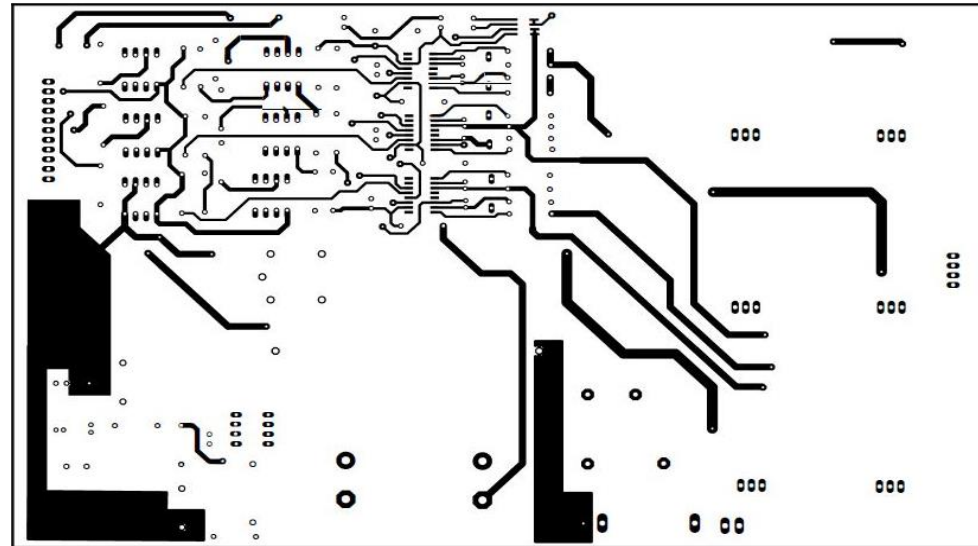
Escola Universitària d'Enginyeria
Tècnica Industrial de Barcelona
Consors Escola Industrial de Barcelona
UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA



FONT D'ALIMENTACIÓ	Dibuixat per: Oriol Artola	Data: 8/10/2016
	Revisat per: Joan Domingo	Data: 9/10/2016
Nº de plànol: 3	Variador de freqüència per al control d'un motor trifàsic	
Observacions	  Escola Universitària d'Enginyeria Tècnica Industrial de Barcelona Consorci Escola Industrial de Barcelona UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA	



<h1>Connexionat microcontrolador</h1>	Dibuixat per: Oriol Artola	Data: 8/10/2016
	Revisat per: Joan Domingo	Data: 9/10/2016
Nº de plànol: 4	<h2>Variador de freqüència per al control d'un motor trifàsic</h2>	
Observacions	  Escola Universitària d'Enginyeria Tècnica Industrial de Barcelona Consorci Escola Industrial de Barcelona UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA	



*Layout placa drivers
i font d'alimentació*

Nº de plànol: 5 Escala 1:2

Observacions

Cara superior

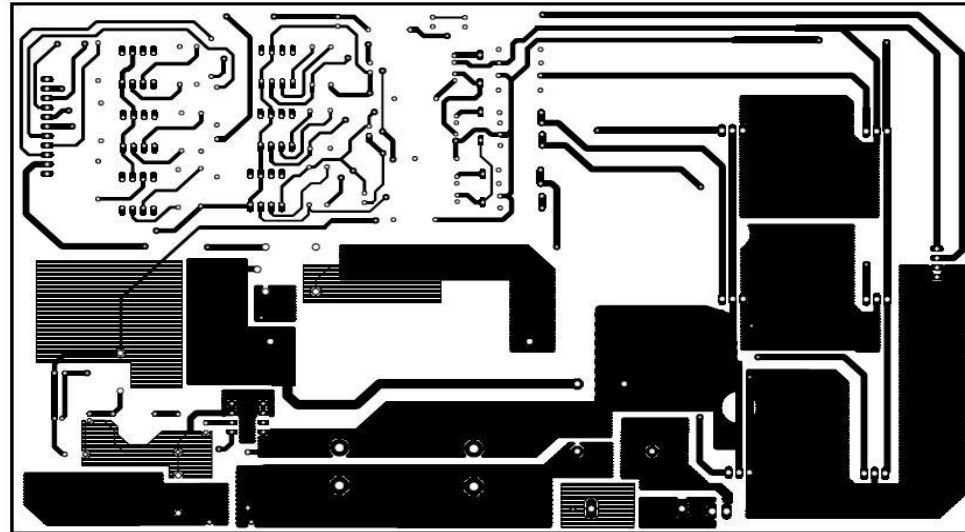
Dibuixat per: Oriol Artola Data: 8/10/2016

Revisat per: Joan Domingo Data: 10/10/2016

Variador de freqüència per al control
d'un motor trifàsic



Escola Universitària d'Enginyeria
Tècnica Industrial de Barcelona
Consorci Escola Industrial de Barcelona
UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA



*Layout placa drivers
i font d'alimentació*

Nº de plànol: **6** Escala **1:2**

Observacions

Cara inferior

Dibuixat per: **Oriol Artola**

Data: **8/10/2016**

Revisat per: **Joan Domingo**

Data: **10/10/2016**

Variador de freqüència per al control
d'un motor trifàsic



Escola Universitària d'Enginyeria
Tècnica Industrial de Barcelona
Consorci Escola Industrial de Barcelona
UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA

Capítol 3:

Codi

```

1  #include <reg51.h>           // Llibreria de registres del AT89C5131
2  #include <lcd.h>            // Llibreria per la LCD
3
4  // LCD Module Connections
5  sbit RS = P1^7;
6  sbit EN = P1^6;
7  sbit D4 = P1^0;
8  sbit D5 = P1^1;
9  sbit D6 = P1^2;
10 sbit D7 = P1^3;
11
12 // Connexions teclat
13 sbit F1 = P2^0;
14 sbit F2 = P2^1;
15 sbit F3 = P2^2;
16 sbit F4 = P2^3;
17 sbit C1 = P2^4;
18 sbit C2 = P2^5;
19 sbit C3 = P2^6;
20
21 // LEDs
22 sbit LED_verd = P3^0;
23 sbit LED_vermell = P3^1;
24
25 // Variables Teclat + LCD
26 char menu;
27 char c,p;
28 int q;
29
30 // PINS PWM
31 sbit PWM_A1 = P0^2;
32 sbit PWM_A2 = P0^3;
33 sbit PWM_B1 = P0^4;
34 sbit PWM_B2 = P0^5;
35 sbit PWM_C1 = P0^6;
36 sbit PWM_C2 = P0^7;
37
38 // Bit de prova per oscil·loscopi
39 sbit prova = P2^7;
40
41 // Variables PWM
42 char i=1,j=0,k=0;
43 char cont_A=0,cont_B=0,cont_C=0;
44 char desfase_B=0,desfase_C=0;
45 char transistors_A=0,transistors_B=0,transistors_C=0;
46 char comptador=0;
47 char inici;
48 char marxa=0;
49 float divisio;
50
51 //// CONFIGURACIÓ TIMERS
52
53 void config_timers(void)
54 {
55     TMOD=0x01;    // Mode 1 de funcionament del T0 (16 bits)
56     IE=0x83;     // Habilitem les interrupcions de T0, INT0
57     IP=0x02;     // Donem prioritat al desbordamiento de T0
58     TR0=1;       // Inicialització del T0
59     IT0=1;       // INT0 actua per flanc
60 }
61
62 // RETARD
63
64 void retard(int a)
65 {
66     unsigned int i;
67     for(i=0;i<a;i++){
68     }
69 }
70 // LECTURA DEL TECLAT
71
72 char lectura_teclat()
73 {
74     C1=1; C2=1; C3=1;           // Inicialització de columnes a '1'
75
76     F1=0; F2=1; F3=1; F4=1;    // F1 a '0' i es comproven les columnes
77

```



```

78   if(C1==0){retard(10000);while(C1==0);return 1;}
79   if(C2==0){retard(10000);while(C2==0);return 2;}
80   if(C3==0){retard(10000);while(C3==0);return 3;}
81
82   F1=1;  F2=0; F3=1; F4=1;    // F2 a '0' i es comproven les columnes
83
84   if(C1==0){retard(10000);while(C1==0);return 4;}
85   if(C2==0){retard(10000);while(C2==0);return 5;}
86   if(C3==0){retard(10000);while(C3==0);return 6;}
87
88   F1=1;  F2=1; F3=0; F4=1;    // F3 a '0' i es comproven les columnes
89
90   if(C1==0){retard(10000);while(C1==0);return 7;}
91   if(C2==0){retard(10000);while(C2==0);return 8;}
92   if(C3==0){retard(10000);while(C3==0);return 9;}
93
94   F1=1;  F2=1; F3=1; F4=0;    // F4 a '0' i es comproven les columnes
95
96   if(C1==0){retard(10000);while(C1==0);return 10;}
97   if(C2==0){retard(10000);while(C2==0);return 0;}
98   if(C3==0){retard(10000);while(C3==0);return 11;}
99
100  return p ;    // Si no s'ha premut cap tecla, retorna el valor anterior
101  }
102
103
104  // TAULES PWM I SINUSOÏDAL
105
106  #define N 36
107
108  float code PWM[N] = { 0,5.5,11,16.5,22,27.5,33,38.5,44,49.5,55,60.5,
109                      66,71.5,77,82.5,88,93.5,99,93.5,88,82.5,77,71.5,
110                      66,60.5,55,49.5,44,38.5,33,27.5,22,16.5,11,5.5  };
111
112  float code sinus[N] = {
113  0,0.0863,0.1725,0.2588,0.3412,0.4235,0.4980,0.5725,0.6431,0.7059,0.7647,0.8196,
114  0.8667,0.9059,0.9412,0.9647,0.9843,0.9961,1,0.9961,0.9843,0.9647,0.9412,0.9059,
115  0.8667,0.8196,0.7647,0.7059,0.6431,0.5725,0.4980,0.4235,0.3412,0.2588,0.1725,0.0863 };
116
117  float DC[N];    // Valor de Duty Cicle que sortirà de la multiplicació de PWM*sinus
118
119  //// RSI temporitzador T0
120  void RSI_cont(void) interrupt 1
121  {
122    inici = 1;    // Marca l'inici de la generació del senyal PWM
123
124    i++;          // Incrementa el punter per la fase A
125    if (i>N)     // El punter ha arribat al final de la taula
126    {
127      i=1;      // Reinici del punter
128      transistors_A++; // Activació del transistor complementari
129      if (transistors_A == 2)
130      {
131        transistors_A = 0; // El valor de transistors_A sempre serà '0' o '1'
132      }
133    }
134
135    if (i == 24) // La fase_B comença 120° desfasada respecte la fase_A
136    {
137      desfase_B = 1; // desfase_B permet entrar a la funció fase_B
138    }
139    if (desfase_B == 1)
140    {
141      j++;      // Increment del punter de la fase_B
142      if (j>N)
143      {
144        j=1;
145        transistors_B++;
146        if (transistors_B == 2)
147        {
148          transistors_B = 0;
149        }
150      }
151    }

```

```

152
153     if (i == 12)                // La fase_C comença 60° desfasada respecte la fase_A però inversament
154     {                          // Que equival a començar 240° positivament
155         desfase_C = 1;
156     }
157     if (desfase_C == 1)
158     {
159         k++;                    // Increment del punter de la fase_C
160         if (k>N)
161         {
162             k=1;
163             transistors_C++;
164             if (transistors_C == 2)
165             {
166                 transistors_C = 0;
167             }
168         }
169     }
170 }
171
172 //// FASE A --> PWM
173
174 void fase_A (void)
175 {
176
177     if (i<=N)
178     {
179         DC[i]=(PWM[i]*sinus[i])/divisio;    // Obtenció del Duty Cicle en % proporcional
180         if (cont_A>comptador)              // Reinicialització de cont_A quan ha fet un pols sencer
181         (ON+FF)
182         {
183             cont_A=0;
184         }
185         for (cont_A=0;cont_A<=comptador;cont_A++) // Bucle per generar un pols (ON+OFF)
186         {
187             if (cont_A>=DC[i])              // Genera el estat OFF del pols en funció del DC
188             {
189                 switch (transistors_A)      // Codiciona quin es el transistor de la parella que
190                 {                          // actua
191                     // La estructura switch permet que els 2 transistors
192                     // de la
193                     case 0:                // mateixa parella mai condueixin a la vegada
194                         LED_verd = 0;
195                         PWM_A1 = 0;      // Transistor A1 --> Toff
196                         break;
197                     case 1:
198                         PWM_A2 = 0;      // Transistor A2 --> Toff
199                         break;
200                 }
201             }
202             else                          // Genera el estat ON del pols
203             {
204                 switch (transistors_A)
205                 {
206                     case 0:
207                         LED_verd = 1;
208                         PWM_A1 = 1;      // Transistor A1 --> Ton
209                         break;
210                     case 1:
211                         PWM_A2 = 1;      // Transistor A2 --> Ton
212                         break;
213                 }
214             }
215         }
216     }
217 }
218 }
219
220 //// FASE B --> PWM
221
222 void fase_B (void)
223 {
224     if (desfase_B == 1)
225     {

```

```

226     if (j<=N)
227     {
228     DC[j]=(PWM[j]*sinus[j])/divisio;
229     if (cont_B>comptador)
230     {
231         cont_B=0;
232     }
233     for (cont_B=0;cont_B<=comptador;cont_B++)
234     {
235
236
237         if (cont_B>=DC[j])
238         {
239             switch (transistors_B)
240             {
241                 case 0:
242                     LED_vermell = 0;
243                     prova = 0;
244                     PWM_B1 = 0;           // Transistor B1 --> Toff
245                     break;
246                 case 1:
247                     PWM_B2 = 0;           // Transistor B2 --> Toff
248                     break;
249             }
250         }
251     else
252     {
253         switch (transistors_B)
254         {
255             case 0:
256                 LED_vermell = 1;
257                 prova = 1;
258                 PWM_B1 = 1;           // Transistor B1 --> Ton
259                 break;
260             case 1:
261                 PWM_B2 = 1;           // Transistor B2 --> Ton
262                 break;
263         }
264     }
265 }
266 }
267 }
268 }
269 }
270
271 ///// FASE C --> PWM
272
273 void fase_C (void)
274 {
275     if (desfase_C ==1)
276     {
277         if (k<=N)
278         {
279             DC[k]=(PWM[k]*sinus[k])/divisio;
280
281             if (cont_C>comptador)
282             {
283                 cont_C=0;
284             }
285             for (cont_C=0;cont_C<=comptador;cont_C++)
286             {
287                 if (cont_C>=DC[k])
288                 {
289                     switch (transistors_C)
290                     {
291                         case 0:
292                             PWM_C2 = 0;           // Transistor C2 --> Toff
293                             break;
294                         case 1:
295                             PWM_C1 = 0;           // Transistor C1 --> Toff
296                             break;
297                     }
298                 }
299             }
300         else
301         {
302             switch (transistors_C)

```

```

303     {
304         case 0:
305             PWM_C2 = 1;           // Transistor C2 --> Ton
306
307             break;
308         case 1:
309             PWM_C1 = 1;           // Transistor C1 --> Ton
310             break;
311     }
312 }
313 }
314 }
315 }
316 }
317
318 // SELECCIÓ DE MARXES
319
320 void marxes (void)
321 {
322     if (marxa==1)           // Velocitat 1
323     {
324         TH0=0x73;           // Temps d'inicialització del T0 per controlar el temps de desbordament
325         TLO=0x19;
326         comptador=100;
327         divisio=1;
328         LED_verd = 1;
329     }
330     if (marxa==2)           // Velocitat 2
331     {
332         TH0=0x4C;           // Temps d'inicialització del T0 per controlar el temps de desbordament
333         TLO=0xBB;
334         comptador=75;       // Valor de la variable pel bucle generador del pols (ON+OFF)
335         divisio=1.5;
336         LED_verd = 1;
337     }
338     if (marxa==3)           // Velocitat 3
339     {
340         TH0=0x39;           // Temps d'inicialització del T0 per controlar el temps de desbordament
341         TLO=0x8C;
342         comptador=50;
343         divisio=2;         // Valor per dividir el DC i ajustar-lo a la quantitat de la variable
344         'comptador'
345         LED_verd = 1;
346     }
347     if (marxa==6)           // Aturada del motor
348     {
349         TH0=0x00;           // Temps d'inicialització del T0 per controlar el temps de desbordament
350         TLO=0x00;
351         comptador=0;
352         divisio=0;
353         LED_vermell = 1;
354     }
355 }
356 // PROGRAMA PRINCIPAL
357
358 void main()
359 {
360     config_timers();        // Configuració del T0
361     LED_vermell = 0;        // Apagar LED vermell
362     LED_verd = 0;          // Apagar LED verd
363
364     Lcd4_init();
365     Lcd4_Clear();
366     saludo();
367     Lcd4_Clear();
368     p=0;
369     menu=0;
370     LCD_menu();
371
372     while(1)                // bucle infinit d'execució del programa principal
373     {
374         while (inici==1)
375         {
376             while(!(c = lectura_teclat())); // S'espera a que una tecla sigui polsada i es deixi anar
377             if (c != p)        // Si la tecla polsada és diferent a l'anterior polsada
378                 {

```

```

379         p=c;                               // Es guarda el valor de la tecla per comparar-la amb la
següent
380         marxa=c;                             // Es guarda el valor de la tecla per utilitzar-lo a la
funció marxex
381         marxex();                             // Crida a la funció de seleccio de marxex
382     }
383
384     if (c != p)                               // Si la tecla polsada és diferent a l'anterior polsada
385     {
386         Lcd4_Clear();                         // Neteja la pantalla LCD
387     }
388     p=c;
389     menu=c;
390     LCD_menu();
391
392     if (marxa==5) // Sentit de gir anti-horari
393     {
394         LED_verd = 1;
395         fase_C(); // S'inverteixen les fases A i C
396         fase_B();
397         fase_A();
398     }
399     else // Sentit de gir horari
400     {
401         fase_A();
402         fase_B();
403         fase_C();
404     }
405 }
406 }
407 }

```



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

UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA

Volum III
Annexos

TREBALL DE FI DE GRAU



“Variador de freqüència per al control d'un motor trifàsic”

TFG presentat per optar al títol de GRAU en
ENGINYERIA ELECTRÒNICA INDUSTRIAL I
AUTOMÀTICA

per **Oriol Artola Pla**

Albert Martín Pujol

Barcelona, 11 d'Octubre de 2016

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

ÍNDEX

1. Annex A: Driver IR2110	2
2. Annex B: Transistor MOSFET IRF820	8
3. Annex C: Microcontrolador AT89C5131	12
4. Annex D: Font commutada LNK304	16
5. Annex F: Optoacobrador 6N135	27

HIGH AND LOW SIDE DRIVER

Features

- Floating channel designed for bootstrap operation
Fully operational to +500V or +600V
Tolerant to negative transient voltage
dV/dt immune
- Gate drive supply range from 10 to 20V
- Undervoltage lockout for both channels
- 3.3V logic compatible
Separate logic supply range from 3.3V to 20V
Logic and power ground $\pm 5V$ offset
- CMOS Schmitt-triggered inputs with pull-down
- Cycle by cycle edge-triggered shutdown logic
- Matched propagation delay for both channels
- Outputs in phase with inputs

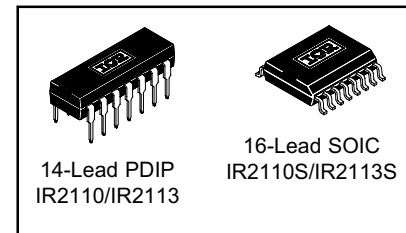
Product Summary

V_{OFFSET} (IR2110)	500V max.
(IR2113)	600V max.
$I_{\text{O+/-}}$	2A / 2A
V_{OUT}	10 - 20V
$t_{\text{on/off}}$ (typ.)	120 & 94 ns
Delay Matching (IR2110)	10 ns max.
(IR2113)	20ns max.

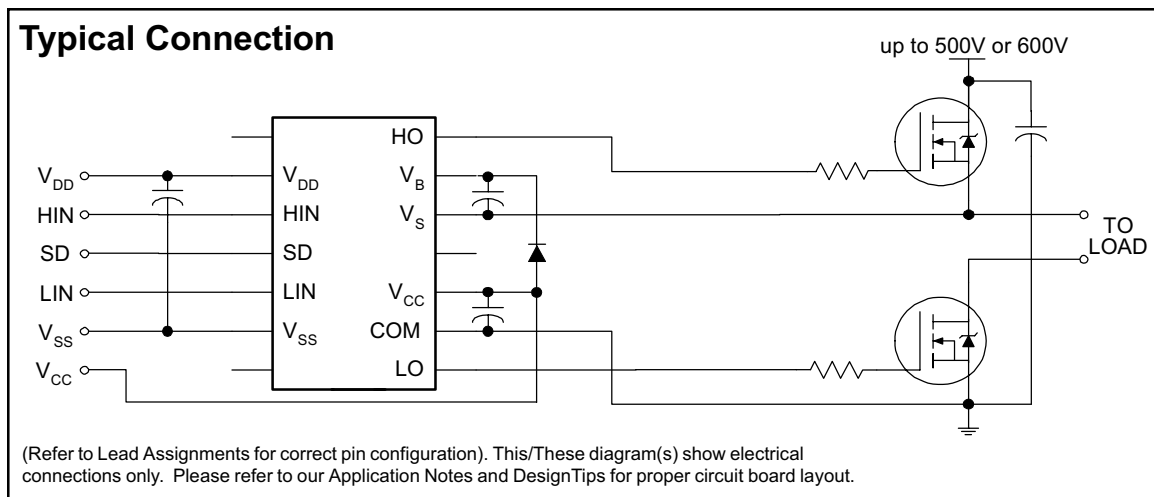
Description

The IR2110/IR2113 are high voltage, high speed power MOSFET and IGBT drivers with independent high and low side referenced output channels. Proprietary HVIC and latch immune CMOS technologies enable ruggedized monolithic construction. Logic inputs are compatible with standard CMOS or LSTTL output, down to 3.3V logic. The output drivers feature a high pulse current buffer stage designed for minimum driver cross-conduction. Propagation delays are matched to simplify use in high frequency applications. The floating channel can be used to drive an N-channel power MOSFET or IGBT in the high side configuration which operates up to 500 or 600 volts.

Packages



Typical Connection



IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

Absolute Maximum Ratings

Absolute maximum ratings indicate sustained limits beyond which damage to the device may occur. All voltage parameters are absolute voltages referenced to COM. The thermal resistance and power dissipation ratings are measured under board mounted and still air conditions. Additional information is shown in Figures 28 through 35.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units	
V _B	High side floating supply voltage (IR2110)	-0.3	525	V	
	(IR2113)	-0.3	625		
V _S	High side floating supply offset voltage	V _B - 25	V _B + 0.3		
V _{HO}	High side floating output voltage	V _S - 0.3	V _B + 0.3		
V _{CC}	Low side fixed supply voltage	-0.3	25		
V _{LO}	Low side output voltage	-0.3	V _{CC} + 0.3		
V _{DD}	Logic supply voltage	-0.3	V _{SS} + 25		
V _{SS}	Logic supply offset voltage	V _{CC} - 25	V _{CC} + 0.3		
V _{IN}	Logic input voltage (HIN, LIN & SD)	V _{SS} - 0.3	V _{DD} + 0.3		
dV _S /dt	Allowable offset supply voltage transient (figure 2)	—	50		V/ns
P _D	Package power dissipation @ T _A ≤ +25°C	(14 lead DIP)	—	1.6	W
		(16 lead SOIC)	—	1.25	
R _{THJA}	Thermal resistance, junction to ambient	(14 lead DIP)	—	75	°C/W
		(16 lead SOIC)	—	100	
T _J	Junction temperature	—	150	°C	
T _S	Storage temperature	-55	150		
T _L	Lead temperature (soldering, 10 seconds)	—	300		

Recommended Operating Conditions

The input/output logic timing diagram is shown in figure 1. For proper operation the device should be used within the recommended conditions. The V_S and V_{SS} offset ratings are tested with all supplies biased at 15V differential. Typical ratings at other bias conditions are shown in figures 36 and 37.

Symbol	Definition	Min.	Max.	Units
V _B	High side floating supply absolute voltage	V _S + 10	V _S + 20	V
V _S	High side floating supply offset voltage (IR2110)	Note 1	500	
	(IR2113)	Note 1	600	
V _{HO}	High side floating output voltage	V _S	V _B	
V _{CC}	Low side fixed supply voltage	10	20	
V _{LO}	Low side output voltage	0	V _{CC}	
V _{DD}	Logic supply voltage	V _{SS} + 3	V _{SS} + 20	
V _{SS}	Logic supply offset voltage	-5 (Note 2)	5	
V _{IN}	Logic input voltage (HIN, LIN & SD)	V _{SS}	V _{DD}	
T _A	Ambient temperature	-40	125	°C

Note 1: Logic operational for V_S of -4 to +500V. Logic state held for V_S of -4V to -V_{BS}. (Please refer to the Design Tip DT97-3 for more details).

Note 2: When V_{DD} < 5V, the minimum V_{SS} offset is limited to -V_{DD}.

Dynamic Electrical Characteristics

V_{BIAS} (V_{CC} , V_{BS} , V_{DD}) = 15V, C_L = 1000 pF, T_A = 25°C and V_{SS} = COM unless otherwise specified. The dynamic electrical characteristics are measured using the test circuit shown in Figure 3.

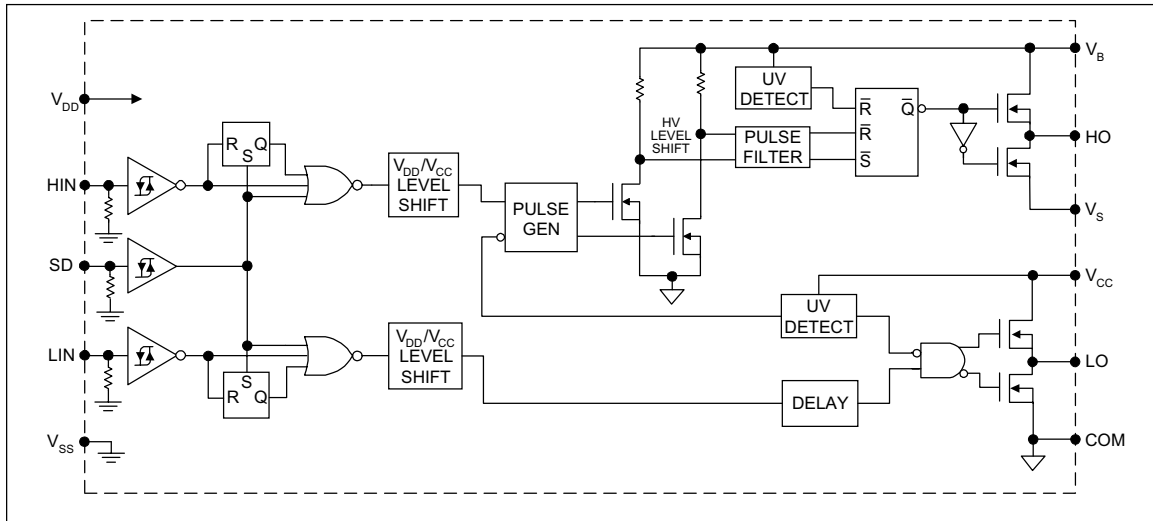
Symbol	Definition	Figure	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
t_{on}	Turn-on propagation delay	7	—	120	150	ns	$V_S = 0V$
t_{off}	Turn-off propagation delay	8	—	94	125		$V_S = 500V/600V$
t_{sd}	Shutdown propagation delay	9	—	110	140		$V_S = 500V/600V$
t_r	Turn-on rise time	10	—	25	35		
t_f	Turn-off fall time	11	—	17	25		
MT	Delay matching, HS & LS turn-on/off	(IR2110) (IR2113)	—	—	—		10 20

Static Electrical Characteristics

V_{BIAS} (V_{CC} , V_{BS} , V_{DD}) = 15V, T_A = 25°C and V_{SS} = COM unless otherwise specified. The V_{IN} , V_{TH} and I_{IN} parameters are referenced to V_{SS} and are applicable to all three logic input leads: HIN, LIN and SD. The V_O and I_O parameters are referenced to COM and are applicable to the respective output leads: HO or LO.

Symbol	Definition	Figure	Min.	Typ.	Max.	Units	Test Conditions
V_{IH}	Logic "1" input voltage	12	9.5	—	—	V	
V_{IL}	Logic "0" input voltage	13	—	—	6.0		
V_{OH}	High level output voltage, $V_{BIAS} - V_O$	14	—	—	1.2		$I_O = 0A$
V_{OL}	Low level output voltage, V_O	15	—	—	0.1		$I_O = 0A$
I_{LK}	Offset supply leakage current	16	—	—	50	μA	$V_B = V_S = 500V/600V$
I_{QBS}	Quiescent V_{BS} supply current	17	—	125	230		$V_{IN} = 0V$ or V_{DD}
I_{QCC}	Quiescent V_{CC} supply current	18	—	180	340		$V_{IN} = 0V$ or V_{DD}
I_{QDD}	Quiescent V_{DD} supply current	19	—	15	30		$V_{IN} = 0V$ or V_{DD}
I_{IN+}	Logic "1" input bias current	20	—	20	40		$V_{IN} = V_{DD}$
I_{IN-}	Logic "0" input bias current	21	—	—	1.0	$V_{IN} = 0V$	
V_{BSUV+}	V_{BS} supply undervoltage positive going threshold	22	7.5	8.6	9.7	V	
V_{BSUV-}	V_{BS} supply undervoltage negative going threshold	23	7.0	8.2	9.4		
V_{CCUV+}	V_{CC} supply undervoltage positive going threshold	24	7.4	8.5	9.6		
V_{CCUV-}	V_{CC} supply undervoltage negative going threshold	25	7.0	8.2	9.4		
I_{O+}	Output high short circuit pulsed current	26	2.0	2.5	—	A	$V_O = 0V$, $V_{IN} = V_{DD}$ $PW \leq 10 \mu s$
I_{O-}	Output low short circuit pulsed current	27	2.0	2.5	—		$V_O = 15V$, $V_{IN} = 0V$ $PW \leq 10 \mu s$

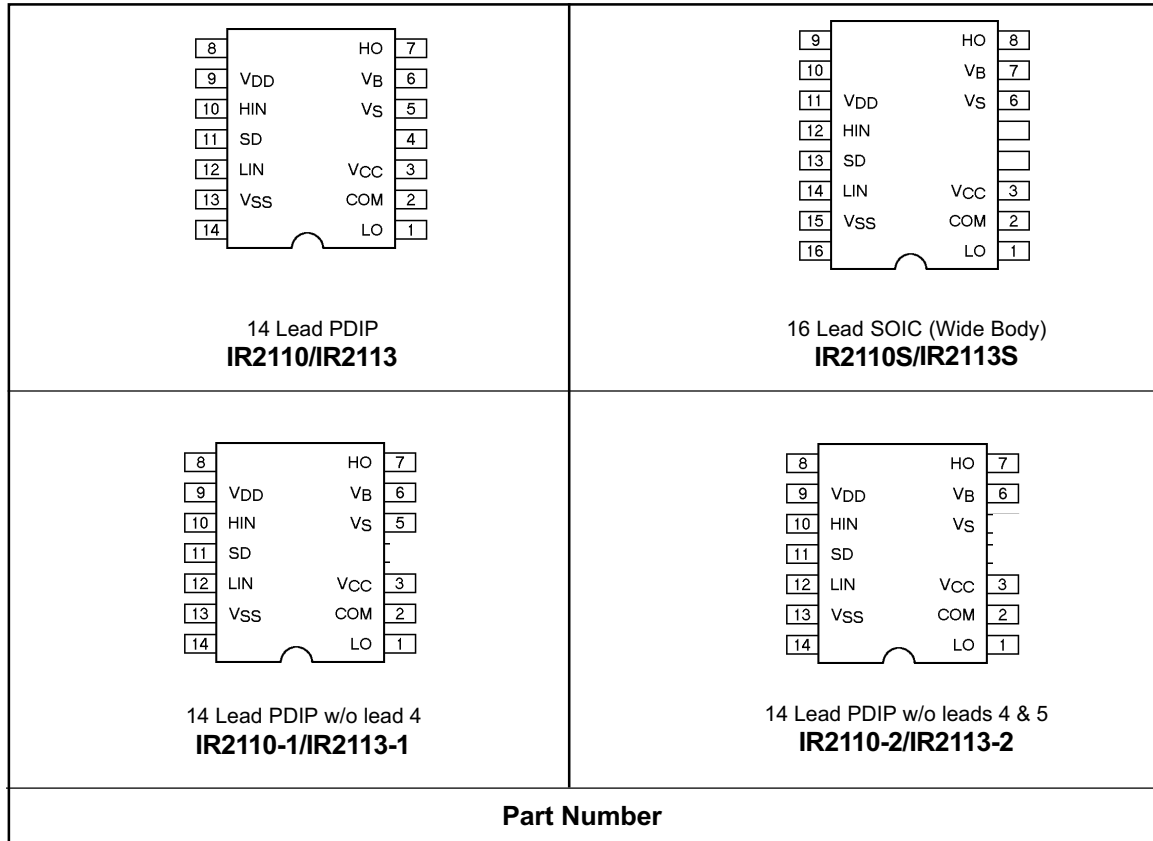
Functional Block Diagram



Lead Definitions

Symbol	Description
V _{DD}	Logic supply
HIN	Logic input for high side gate driver output (HO), in phase
SD	Logic input for shutdown
LIN	Logic input for low side gate driver output (LO), in phase
V _{SS}	Logic ground
V _B	High side floating supply
HO	High side gate drive output
V _S	High side floating supply return
V _{CC}	Low side supply
LO	Low side gate drive output
COM	Low side return

Lead Assignments



IR2110(-1-2)(S)PbF/IR2113(-1-2)(S)PbF

International
IR Rectifier

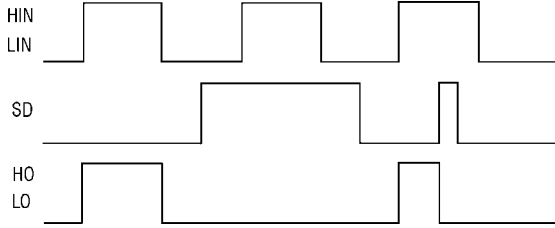


Figure 1. Input/Output Timing Diagram

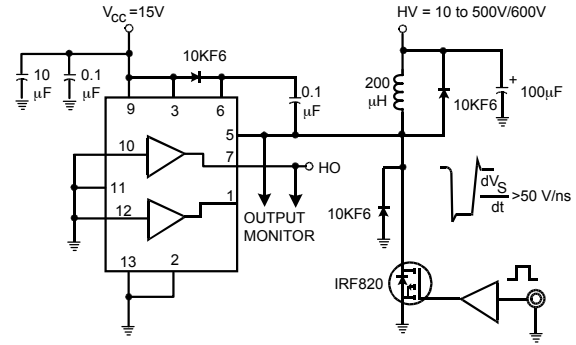


Figure 2. Floating Supply Voltage Transient Test Circuit

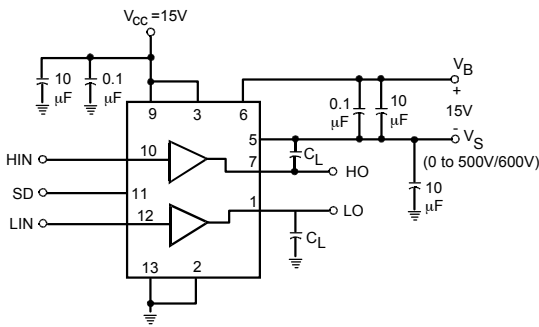


Figure 3. Switching Time Test Circuit

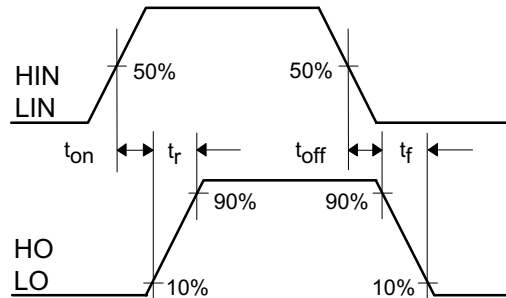


Figure 4. Switching Time Waveform Definition

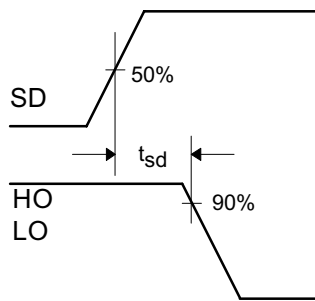


Figure 5. Shutdown Waveform Definitions

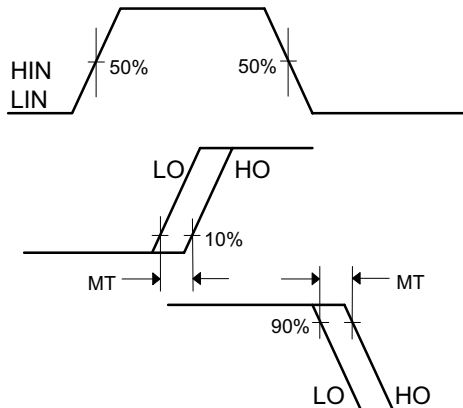


Figure 6. Delay Matching Waveform Definitions

Power MOSFET

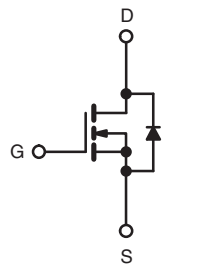
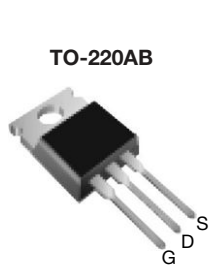
PRODUCT SUMMARY		
V_{DS} (V)	500	
$R_{DS(on)}$ (Ω)	$V_{GS} = 10\text{ V}$	3.0
Q_g (Max.) (nC)	24	
Q_{gs} (nC)	3.3	
Q_{gd} (nC)	13	
Configuration	Single	

FEATURES

- Dynamic dV/dt Rating
- Repetitive Avalanche Rated
- Fast Switching
- Ease of Paralleling
- Simple Drive Requirements
- Compliant to RoHS Directive 2002/95/EC



Available

RoHS*
COMPLIANT


N-Channel MOSFET

DESCRIPTION

Third generation Power MOSFETs from Vishay provide the designer with the best combination of fast switching, ruggedized device design, low on-resistance and cost-effectiveness.

The TO-220AB package is universally preferred for commercial-industrial applications at power dissipation levels to approximately 50 W. The low thermal resistance and low package cost of the TO-220AB contribute to its wide acceptance throughout the industry.

ORDERING INFORMATION	
Package	TO-220AB
Lead (Pb)-free	IRF820PbF
	SiHF820-E3
SnPb	IRF820
	SiHF820

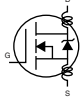

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ($T_C = 25\text{ }^\circ\text{C}$, unless otherwise noted)				
PARAMETER		SYMBOL	LIMIT	UNIT
Drain-Source Voltage		V_{DS}	500	V
Gate-Source Voltage		V_{GS}	± 20	
Continuous Drain Current	V_{GS} at 10 V	I_D	$T_C = 25\text{ }^\circ\text{C}$	A
			$T_C = 100\text{ }^\circ\text{C}$	
Pulsed Drain Current ^a		I_{DM}	8.0	
Linear Derating Factor			0.40	W/ $^\circ\text{C}$
Single Pulse Avalanche Energy ^b		E_{AS}	210	mJ
Repetitive Avalanche Current ^a		I_{AR}	2.5	A
Repetitive Avalanche Energy ^a		E_{AR}	5.0	mJ
Maximum Power Dissipation	$T_C = 25\text{ }^\circ\text{C}$	P_D	50	W
Peak Diode Recovery dV/dt^c		dV/dt	3.5	V/ns
Operating Junction and Storage Temperature Range		T_J, T_{stg}	- 55 to + 150	$^\circ\text{C}$
Soldering Recommendations (Peak Temperature)	for 10 s		300 ^d	
Mounting Torque	6-32 or M3 screw		10	lbf · in
			1.1	N · m

Notes

- Repetitive rating; pulse width limited by maximum junction temperature (see fig. 11).
- $V_{DD} = 50\text{ V}$, starting $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$, $L = 60\text{ mH}$, $R_g = 25\text{ }\Omega$, $I_{AS} = 2.5\text{ A}$ (see fig. 12).
- $I_{SD} \leq 2.5\text{ A}$, $dI/dt \leq 50\text{ A}/\mu\text{s}$, $V_{DD} \leq V_{DS}$, $T_J \leq 150\text{ }^\circ\text{C}$.
- 1.6 mm from case.

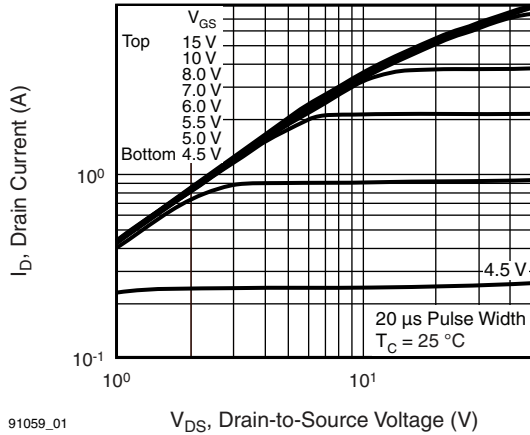
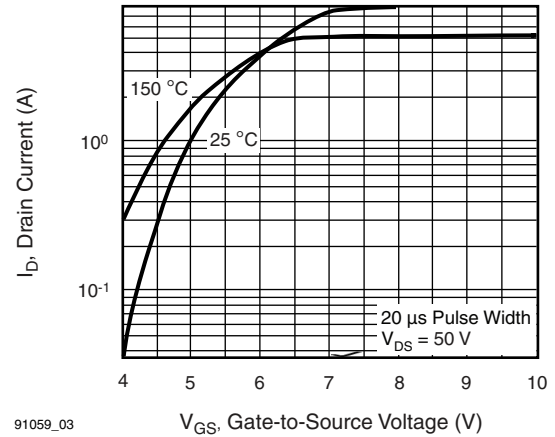
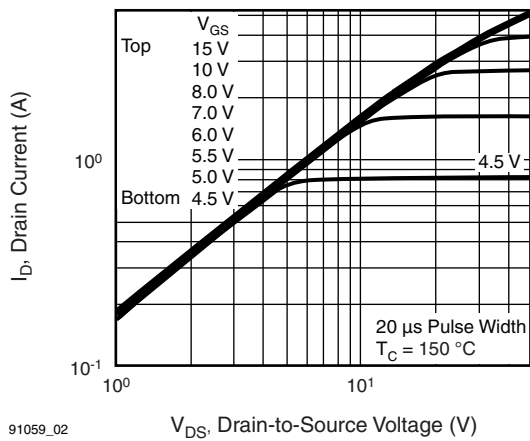
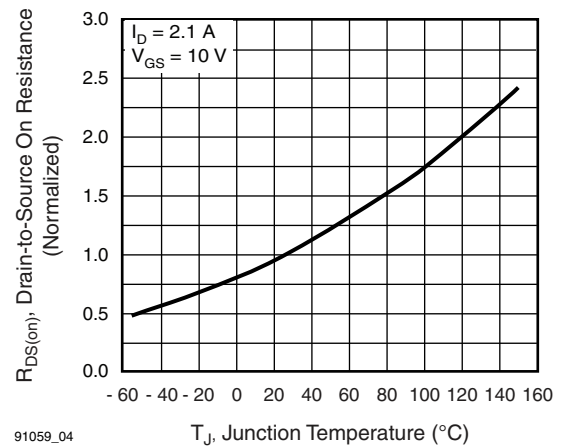
* Pb containing terminations are not RoHS compliant, exemptions may apply

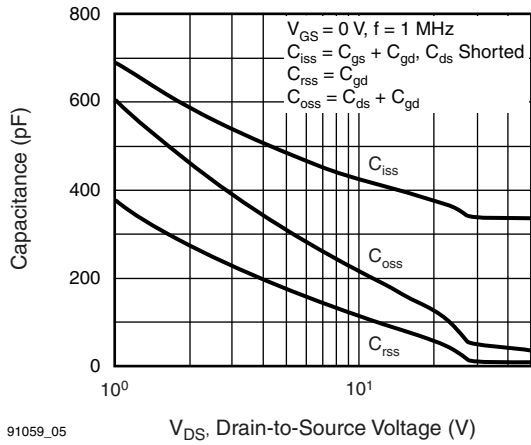
THERMAL RESISTANCE RATINGS				
PARAMETER	SYMBOL	TYP.	MAX.	UNIT
Maximum Junction-to-Ambient	R_{thJA}	-	62	°C/W
Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	R_{thCS}	0.50	-	
Maximum Junction-to-Case (Drain)	R_{thJC}	-	2.5	

SPECIFICATIONS ($T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$, unless otherwise noted)							
PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS		MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Static							
Drain-Source Breakdown Voltage	V_{DS}	$V_{GS} = 0\text{ V}, I_D = 250\text{ }\mu\text{A}$		500	-	-	V
V_{DS} Temperature Coefficient	$\Delta V_{DS}/T_J$	Reference to $25\text{ }^\circ\text{C}$, $I_D = 1\text{ mA}$		-	0.59	-	V/°C
Gate-Source Threshold Voltage	$V_{GS(th)}$	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250\text{ }\mu\text{A}$		2.0	-	4.0	V
Gate-Source Leakage	I_{GSS}	$V_{GS} = \pm 20\text{ V}$		-	-	± 100	nA
Zero Gate Voltage Drain Current	I_{DSS}	$V_{DS} = 500\text{ V}, V_{GS} = 0\text{ V}$		-	-	25	μA
		$V_{DS} = 400\text{ V}, V_{GS} = 0\text{ V}, T_J = 125\text{ }^\circ\text{C}$		-	-	250	
Drain-Source On-State Resistance	$R_{DS(on)}$	$V_{GS} = 10\text{ V}$	$I_D = 1.5\text{ A}^b$	-	-	3.0	Ω
Forward Transconductance	g_{fs}	$V_{DS} = 50\text{ V}, I_D = 1.5\text{ A}$		1.5	-	-	S
Dynamic							
Input Capacitance	C_{iss}	$V_{GS} = 0\text{ V}, V_{DS} = 25\text{ V}, f = 1.0\text{ MHz}$, see fig. 5		-	360	-	pF
Output Capacitance	C_{oss}			-	92	-	
Reverse Transfer Capacitance	C_{riss}			-	37	-	
Total Gate Charge	Q_g	$V_{GS} = 10\text{ V}$	$I_D = 2.1\text{ A}, V_{DS} = 400\text{ V}$, see fig. 6 and 13 ^b	-	-	24	nC
Gate-Source Charge	Q_{gs}			-	-	3.3	
Gate-Drain Charge	Q_{gd}			-	-	13	
Turn-On Delay Time	$t_{d(on)}$	$V_{DD} = 250\text{ V}, I_D = 2.1\text{ A}, R_g = 18\text{ }\Omega, R_D = 100\text{ }\Omega$, see fig. 10 ^b		-	8.0	-	ns
Rise Time	t_r			-	8.6	-	
Turn-Off Delay Time	$t_{d(off)}$			-	33	-	
Fall Time	t_f			-	16	-	
Internal Drain Inductance	L_D	Between lead, 6 mm (0.25") from package and center of die contact 		-	4.5	-	nH
Internal Source Inductance	L_S			-	7.5	-	
Drain-Source Body Diode Characteristics							
Continuous Source-Drain Diode Current	I_S	MOSFET symbol showing the integral reverse p - n junction diode 		-	-	2.5	A
Pulsed Diode Forward Current ^a	I_{SM}			-	-	8.0	
Body Diode Voltage	V_{SD}	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}, I_S = 2.5\text{ A}, V_{GS} = 0\text{ V}^b$		-	-	1.6	V
Body Diode Reverse Recovery Time	t_{rr}	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}, I_F = 2.1\text{ A}, dI/dt = 100\text{ A}/\mu\text{s}$		-	260	520	ns
Body Diode Reverse Recovery Charge	Q_{rr}			-	0.7	1.4	nC
Forward Turn-On Time	t_{on}	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L_S and L_D)					

Notes

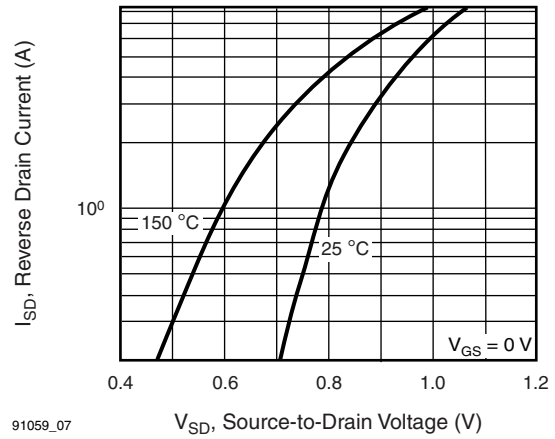
- a. Repetitive rating; pulse width limited by maximum junction temperature (see fig. 11).
- b. Pulse width $\leq 300\text{ }\mu\text{s}$; duty cycle $\leq 2\%$.

TYPICAL CHARACTERISTICS (25 °C, unless otherwise noted)

Fig. 1 - Typical Output Characteristics, $T_C = 25\text{ }^\circ\text{C}$

Fig. 3 - Typical Transfer Characteristics

Fig. 2 - Typical Output Characteristics, $T_C = 150\text{ }^\circ\text{C}$

Fig. 4 - Normalized On-Resistance vs. Temperature



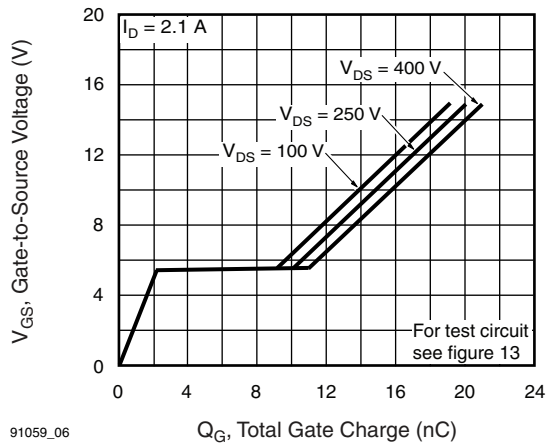
91059_05

Fig. 5 - Typical Capacitance vs. Drain-to-Source Voltage



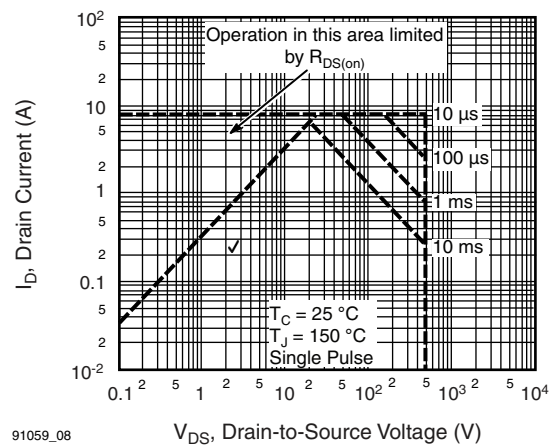
91059_07

Fig. 7 - Typical Source-Drain Diode Forward Voltage



91059_06

Fig. 6 - Typical Gate Charge vs. Gate-to-Source Voltage



91059_08

Fig. 8 - Maximum Safe Operating Area

Features

- 80C52X2 Core (6 Clocks per Instruction)
 - Maximum Core Frequency 48 MHz in X1 Mode, 24MHz in X2 Mode
 - Dual Data Pointer
 - Full-duplex Enhanced UART (EUART)
 - Three 16-bit Timer/Counters: T0, T1 and T2
 - 256 Bytes of Scratchpad RAM
- 32-Kbyte On-chip Flash In-System Programming through USB or UART
- 4-Kbyte EEPROM for Boot (3-Kbyte) and Data (1-Kbyte)
- On-chip Expanded RAM (ERAM): 1024 Bytes
- USB 1.1 and 2.0 Full Speed Compliant Module with Interrupt on Transfer Completion
 - Endpoint 0 for Control Transfers: 32-byte FIFO
 - 6 Programmable Endpoints with In or Out Directions and with Bulk, Interrupt or Isochronous Transfers
 - Endpoint 1, 2, 3: 32-byte FIFO
 - Endpoint 4, 5: 2 x 64-byte FIFO with Double Buffering (Ping-pong Mode)
 - Endpoint 6: 2 x 512-byte FIFO with Double Buffering (Ping-pong Mode)
 - Suspend/Resume Interrupts
 - Power-on Reset and USB Bus Reset
 - 48 MHz DPLL for Full-speed Bus Operation
 - USB Bus Disconnection on Microcontroller Request
- 5 Channels Programmable Counter Array (PCA) with 16-bit Counter, High-speed Output, Compare/Capture, PWM and Watchdog Timer Capabilities
- Programmable Hardware Watchdog Timer (One-time Enabled with Reset-out): 50 ms to 6s at 4 MHz
- Keyboard Interrupt Interface on Port P1 (8 Bits)
- TWI (Two Wire Interface) 400Kbit/s
- SPI Interface (Master/Slave Mode)
- 34 I/O Pins
- 4 Direct-drive LED Outputs with Programmable Current Sources: 2-6-10 mA Typical
- 4-level Priority Interrupt System (11 sources)
- Idle and Power-down Modes
- 0 to 32 MHz On-chip Oscillator with Analog PLL for 48 MHz Synthesis
- Low Power Voltage Range
 - 3.0V to 3.6V
 - 30 mA Max Operating Current (at 40 MHz)
 - 100 μ A Max Power-down Current
- Industrial Temperature Range
- Packages: PLCC52, VQFP64, MLF48, SO28



8-bit Flash Microcontroller with Full Speed USB Device

AT89C5131

Rev. 4136C-USB-04/05





Description

AT89C5131 is a high-performance Flash version of the 80C51 single-chip 8-bit micro-controllers with full speed USB functions.

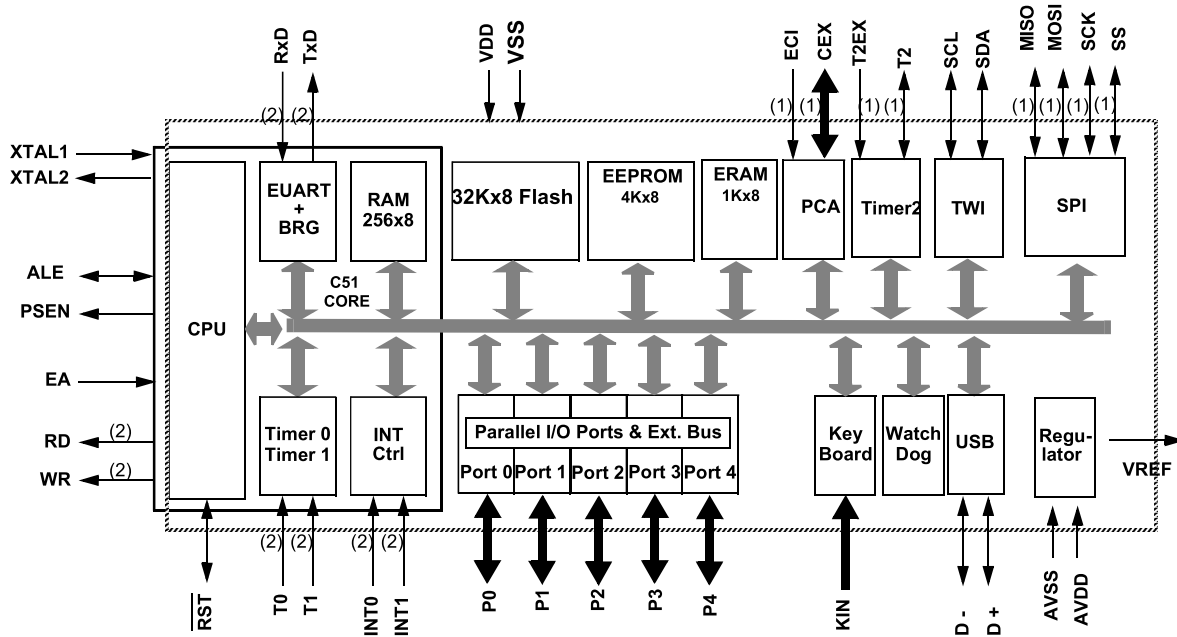
AT89C5131 features a full-speed USB module compatible with the USB specifications Version 1.1 and 2.0. This module integrates the USB transceivers with a 3.3V voltage regulator and the Serial Interface Engine (SIE) with Digital Phase Locked Loop and 48 MHz clock recovery. USB Event detection logic (Reset and Suspend/Resume) and FIFO buffers supporting the mandatory control Endpoint (EP0) and up to 6 versatile Endpoints (EP1/EP2/EP3/EP4/EP5/EP6) with minimum software overhead are also part of the USB module.

AT89C5131 retains the features of the Atmel 80C52 with extended Flash capacity (32-Kbyte), 256 bytes of internal RAM, a 4-level interrupt system, two 16-bit timer/counters (T0/T1), a full duplex enhanced UART (EUSART) and an on-chip oscillator.

In addition, AT89C5131 has an on-chip expanded RAM of 1024 bytes (ERAM), a dual-data pointer, a 16-bit up/down Timer (T2), a Programmable Counter Array (PCA), up to 4 programmable LED current sources, a programmable hardware watchdog and a power-on reset.

AT89C5131 has two software-selectable modes of reduced activity for further reduction in power consumption. In the idle mode the CPU is frozen while the timers, the serial ports and the interrupt system are still operating. In the power-down mode the RAM is saved, the peripheral clock is frozen, but the device has full wake-up capability through USB events or external interrupts.

Block Diagram

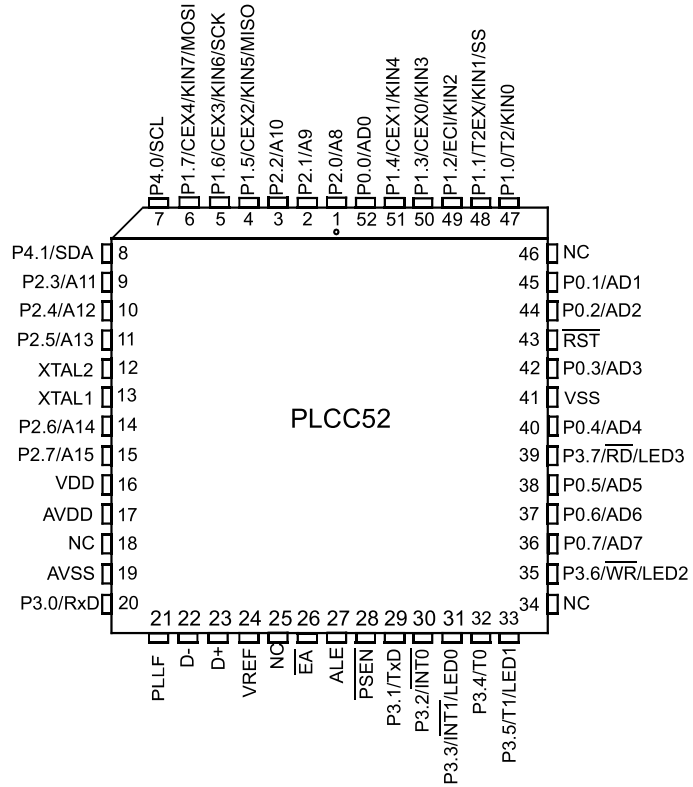


- Notes:
1. Alternate function of Port 1
 2. Alternate function of Port 3
 3. Alternate function of Port 4

Pinout Description

Pinout

Figure 1. AT89C5131 52-pin PLCC Pinout



LNK302/304-306 LinkSwitch™-TN Family



Lowest Component Count, Energy-Efficient
Off-Line Switcher IC

Product Highlights

Cost Effective Linear/Cap Dropper Replacement

- Lowest cost and component count buck converter solution
- Fully integrated auto-restart for short-circuit and open loop fault protection – saves external component costs
- LNK302 uses a simplified controller without auto-restart for very low system cost
- 66 kHz operation with accurate current limit – allows low cost off-the-shelf 1 mH inductor for up to 120 mA output current
- Tight tolerances and negligible temperature variation
- High breakdown voltage of 700 V provides excellent input surge withstand
- Frequency jittering dramatically reduces EMI (~10 dB)
 - Minimizes EMI filter cost
- High thermal shutdown temperature (+135 °C minimum)

Much Higher Performance Over Discrete Buck and Passive Solutions

- Supports buck, buck-boost and flyback topologies
- System level thermal overload, output short-circuit and open control loop protection
- Excellent line and load regulation even with typical configuration
- High bandwidth provides fast turn-on with no overshoot
- Current limit operation rejects line ripple
- Universal input voltage range (85 VAC to 265 VAC)
- Built-in current limit and hysteretic thermal protection
- Higher efficiency than passive solutions
- Higher power factor than capacitor-fed solutions
- Entirely manufacturable in SMD

EcoSmart™ – Extremely Energy Efficient

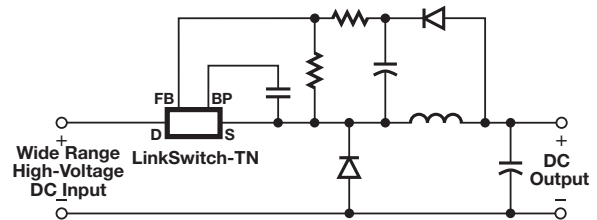
- Consumes typically only 50/80 mW in self-powered buck topology at 115/230 VAC input with no-load (opto feedback)
- Consumes typically only 7/12 mW in flyback topology with external bias at 115/230 VAC input with no-load
- Meets California Energy Commission (CEC), Energy Star, and EU requirements

Applications

- Appliances and timers
- LED drivers and industrial controls

Description

LinkSwitch-TN is specifically designed to replace all linear and capacitor-fed (cap dropper) non-isolated power supplies in the under 360 mA output current range at equal system cost while offering much higher performance and energy efficiency. LinkSwitch-TN devices integrate a 700 V power MOSFET, oscillator, simple On/Off control scheme, a high-voltage switched current source, frequency jittering, cycle-by-cycle current limit



PI-3492-041509

Figure 1. Typical Buck Converter Application (See Application Examples Section for Other Circuit Configurations).

Output Current Table¹

Product ⁴	230 VAC ±15%		85-265 VAC	
	MDCM ²	CCM ³	MDCM ²	CCM ³
LNK302P/G/D	63 mA	80 mA	63 mA	80 mA
LNK304P/G/D	120 mA	170 mA	120 mA	170 mA
LNK305P/G/D	175 mA	280 mA	175 mA	280 mA
LNK306P/G/D	225 mA	360 mA	225 mA	360 mA

Table 1. Output Current Table.

Notes:

1. Typical output current in a non-isolated buck converter. Output power capability depends on respective output voltage. See Key Applications Considerations Section for complete description of assumptions, including fully discontinuous conduction mode (DCM) operation.
2. Mostly discontinuous conduction mode.
3. Continuous conduction mode.
4. Packages: P: DIP-8B, G: SMD-8B, D: SO-8C.

and thermal shutdown circuitry onto a monolithic IC. The start-up and operating power are derived directly from the voltage on the DRAIN pin, eliminating the need for a bias supply and associated circuitry in buck or flyback converters. The fully integrated auto-restart circuit in the LNK304-306 safely limits output power during fault conditions such as short-circuit or open loop, reducing component count and system-level load protection cost. A local supply provided by the IC allows use of a non-safety graded optocoupler acting as a level shifter to further enhance line and load regulation performance in buck and buck-boost converters, if required.

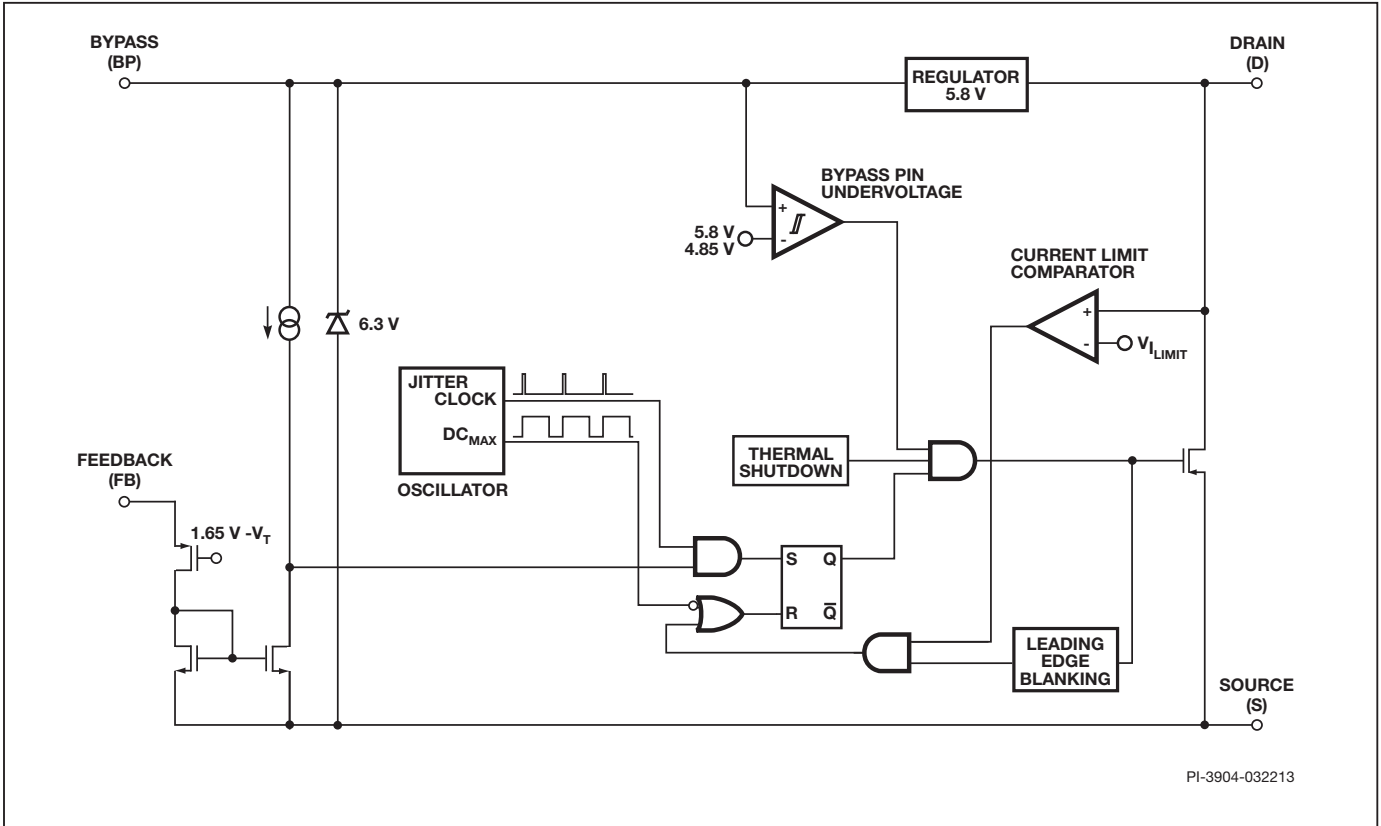


Figure 2a. Functional Block Diagram (LNK302).

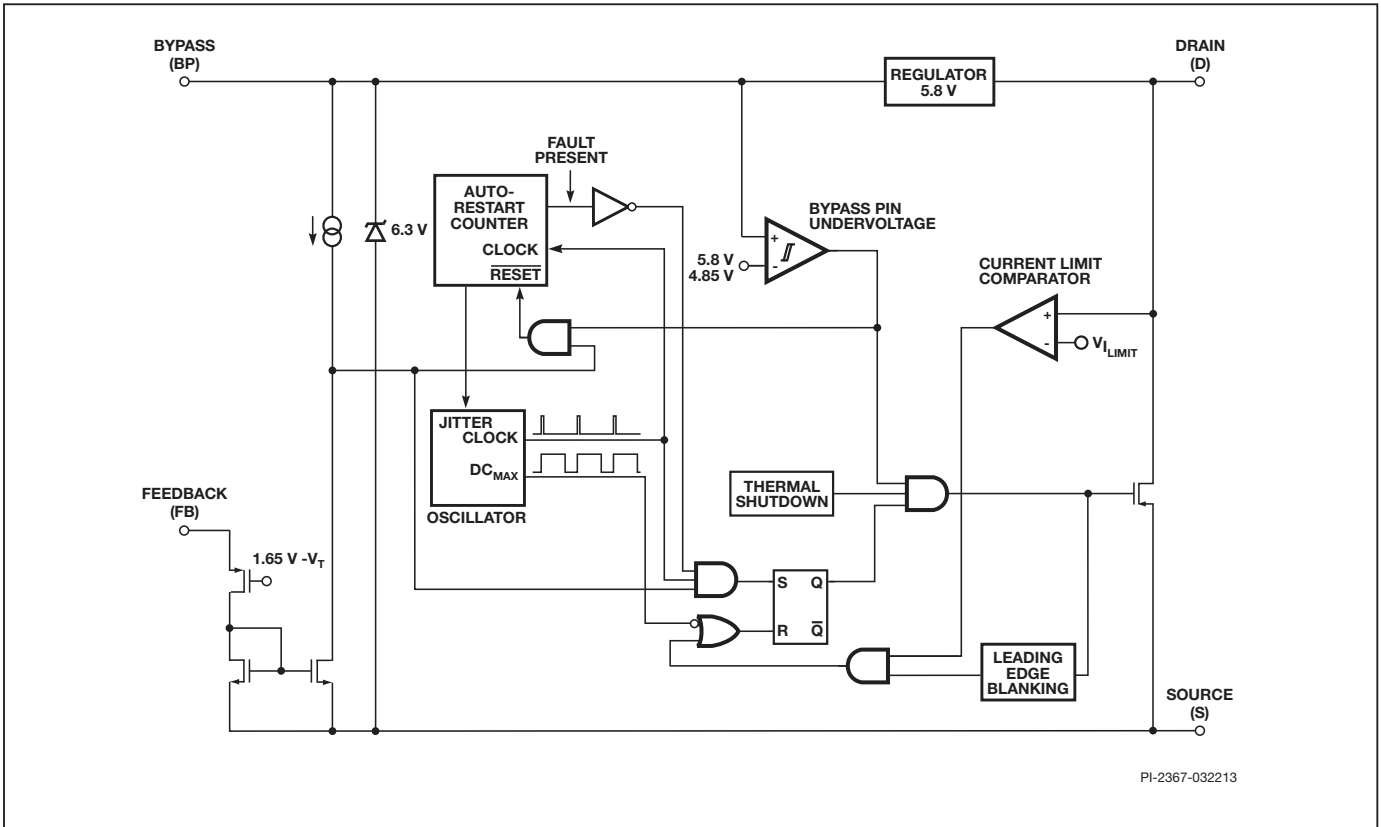


Figure 2b. Functional Block Diagram (LNK304-306).

Pin Functional Description

DRAIN (D) Pin:

Power MOSFET drain connection. Provides internal operating current for both start-up and steady-state operation.

BYPASS (BP) Pin:

Connection point for a 0.1 μF external bypass capacitor for the internally generated 5.8 V supply.

FEEDBACK (FB) Pin:

During normal operation, switching of the power MOSFET is controlled by this pin. MOSFET switching is terminated when a current greater than 49 μA is delivered into this pin.

SOURCE (S) Pin:

This pin is the power MOSFET source connection. It is also the ground reference for the BYPASS and FEEDBACK pins.

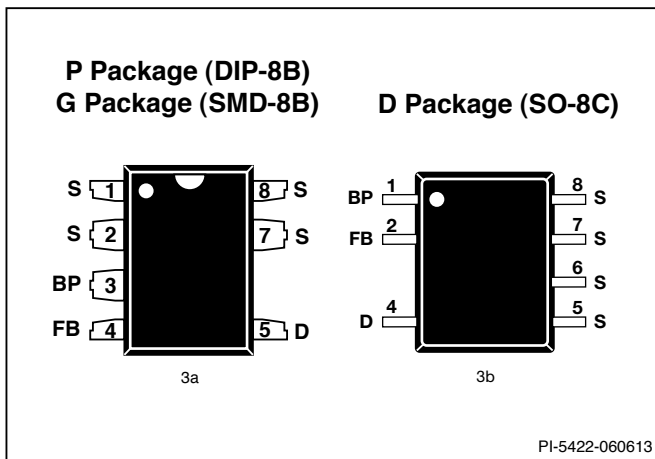


Figure 3. Pin Configuration.

LinkSwitch-TN Functional Description

LinkSwitch-TN combines a high-voltage power MOSFET switch with a power supply controller in one device. Unlike conventional PWM (pulse width modulator) controllers, LinkSwitch-TN uses a simple ON/OFF control to regulate the output voltage. The LinkSwitch-TN controller consists of an oscillator, feedback (sense and logic) circuit, 5.8 V regulator, BYPASS pin undervoltage circuit, over-temperature protection, frequency jittering, current limit circuit, leading edge blanking and a 700 V power MOSFET. The LinkSwitch-TN incorporates additional circuitry for auto-restart.

Oscillator

The typical oscillator frequency is internally set to an average of 66 kHz. Two signals are generated from the oscillator: the maximum duty cycle signal (DC_{MAX}) and the clock signal that indicates the beginning of each cycle.

The LinkSwitch-TN oscillator incorporates circuitry that introduces a small amount of frequency jitter, typically 4 kHz peak-to-peak, to minimize EMI emission. The modulation rate of the frequency jitter is set to 1 kHz to optimize EMI reduction

for both average and quasi-peak emissions. The frequency jitter should be measured with the oscilloscope triggered at the falling edge of the DRAIN waveform. The waveform in Figure 4 illustrates the frequency jitter of the LinkSwitch-TN.

Feedback Input Circuit

The feedback input circuit at the FEEDBACK pin consists of a low impedance source follower output set at 1.65 V. When the current delivered into this pin exceeds 49 μA , a low logic level (disable) is generated at the output of the feedback circuit. This output is sampled at the beginning of each cycle on the rising edge of the clock signal. If high, the power MOSFET is turned on for that cycle (enabled), otherwise the power MOSFET remains off (disabled). Since the sampling is done only at the beginning of each cycle, subsequent changes in the FEEDBACK pin voltage or current during the remainder of the cycle are ignored.

5.8 V Regulator and 6.3 V Shunt Voltage Clamp

The 5.8 V regulator charges the bypass capacitor connected to the BYPASS pin to 5.8 V by drawing a current from the voltage on the DRAIN pin, whenever the MOSFET is off. The BYPASS pin is the internal supply voltage node for the LinkSwitch-TN. When the MOSFET is on, the LinkSwitch-TN runs off of the energy stored in the bypass capacitor. Extremely low power consumption of the internal circuitry allows the LinkSwitch-TN to operate continuously from the current drawn from the DRAIN pin. A bypass capacitor value of 0.1 μF is sufficient for both high frequency decoupling and energy storage.

In addition, there is a 6.3 V shunt regulator clamping the BYPASS pin at 6.3 V when current is provided to the BYPASS pin through an external resistor. This facilitates powering of LinkSwitch-TN externally through a bias winding to decrease the no-load consumption to about 50 mW.

BYPASS Pin Undervoltage

The BYPASS pin undervoltage circuitry disables the power MOSFET when the BYPASS pin voltage drops below 4.85 V. Once the BYPASS pin voltage drops below 4.85 V, it must rise back to 5.8 V to enable (turn-on) the power MOSFET.

Over-Temperature Protection

The thermal shutdown circuitry senses the die temperature. The threshold is set at 142 $^{\circ}\text{C}$ typical with a 75 $^{\circ}\text{C}$ hysteresis. When the die temperature rises above this threshold (142 $^{\circ}\text{C}$) the power MOSFET is disabled and remains disabled until the die temperature falls by 75 $^{\circ}\text{C}$, at which point it is re-enabled.

Current Limit

The current limit circuit senses the current in the power MOSFET. When this current exceeds the internal threshold (I_{LIMIT}), the power MOSFET is turned off for the remainder of that cycle. The leading edge blanking circuit inhibits the current limit comparator for a short time (t_{LEB}) after the power MOSFET is turned on. This leading edge blanking time has been set so that current spikes caused by capacitance and rectifier reverse recovery time will not cause premature termination of the switching pulse.

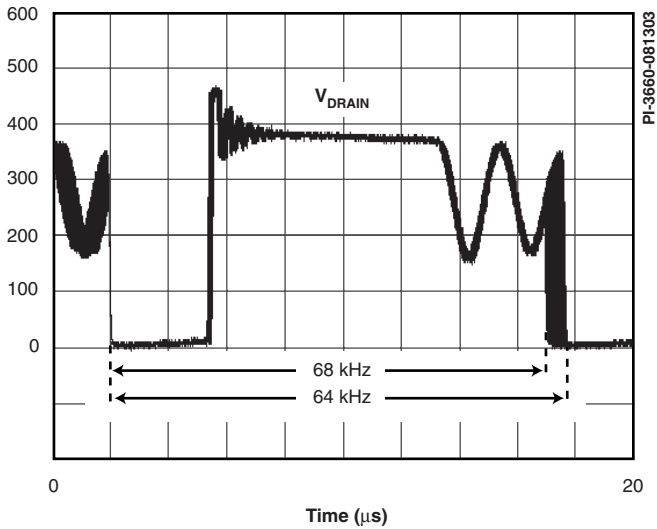


Figure 4. Frequency Jitter.

Auto-Restart (LNK304-306 Only)

In the event of a fault condition such as output overload, output short, or an open-loop condition, LinkSwitch-TN enters into auto-restart operation. An internal counter clocked by the oscillator gets reset every time the FEEDBACK pin is pulled high. If the FEEDBACK pin is not pulled high for 50 ms, the power MOSFET switching is disabled for 800 ms. The auto-restart alternately enables and disables the switching of the power MOSFET until the fault condition is removed.

Applications Example

A 1.44 W Universal Input Buck Converter

The circuit shown in Figure 5 is a typical implementation of a 12 V, 120 mA non-isolated power supply used in appliance control such as rice cookers, dishwashers or other white goods. This circuit may also be applicable to other applications such as night-lights, LED drivers, electricity meters, and residential heating controllers, where a non-isolated supply is acceptable.

The input stage comprises fusible resistor RF1, diodes D3 and D4, capacitors C4 and C5, and inductor L2. Resistor RF1 is a

flame proof, fusible, wire wound resistor. It accomplishes several functions: a) Inrush current limitation to safe levels for rectifiers D3 and D4; b) Differential mode noise attenuation; c) Input fuse should any other component fail short-circuit (component fails safely open-circuit without emitting smoke, fire or incandescent material).

The power processing stage is formed by the LinkSwitch-TN, freewheeling diode D1, output choke L1, and the output capacitor C2. The LNK304 was selected such that the power supply operates in the mostly discontinuous-mode (MDCM). Diode D1 is an ultrafast diode with a reverse recovery time (t_{RR}) of approximately 75 ns, acceptable for MDCM operation. For continuous conduction mode (CCM) designs, a diode with a t_{RR} of ≤ 35 ns is recommended. Inductor L1 is a standard off-the-shelf inductor with appropriate RMS current rating (and acceptable temperature rise). Capacitor C2 is the output filter capacitor; its primary function is to limit the output voltage ripple. The output voltage ripple is a stronger function of the ESR of the output capacitor than the value of the capacitor itself.

To a first order, the forward voltage drops of D1 and D2 are identical. Therefore, the voltage across C3 tracks the output voltage. The voltage developed across C3 is sensed and regulated via the resistor divider R1 and R3 connected to U1's FEEDBACK pin. The values of R1 and R3 are selected such that, at the desired output voltage, the voltage at the FEEDBACK pin is 1.65 V.

Regulation is maintained by skipping switching cycles. As the output voltage rises, the current into the FEEDBACK pin will rise. If this exceeds I_{FB} then subsequent cycles will be skipped until the current reduces below I_{FB} . Thus, as the output load is reduced, more cycles will be skipped and if the load increases, fewer cycles are skipped. To provide overload protection if no cycles are skipped during a 50 ms period, LinkSwitch-TN will enter auto-restart (LNK304-306), limiting the average output power to approximately 6% of the maximum overload power. Due to tracking errors between the output voltage and the voltage across C3 at light load or no-load, a small pre-load may be required (R4). For the design in Figure 5, if regulation to zero load is required, then this value should be reduced to 2.4 k Ω .

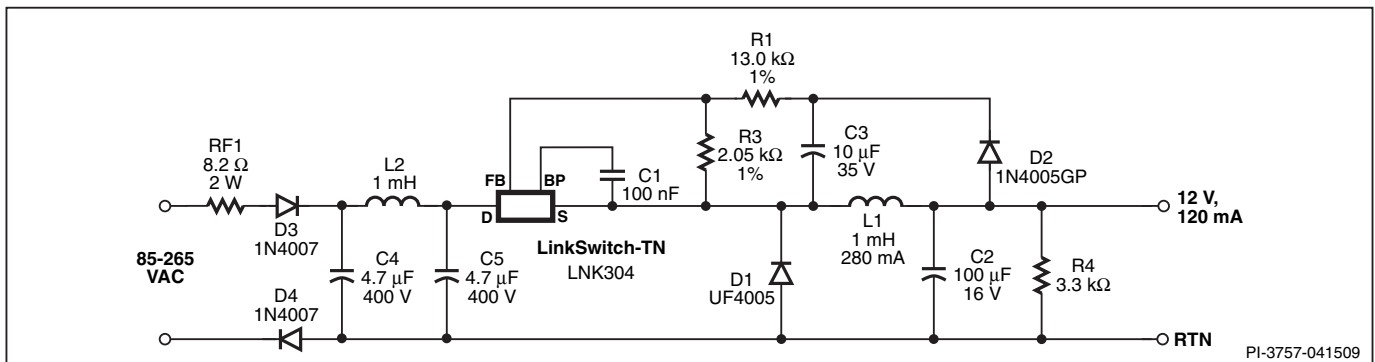


Figure 5. Universal Input, 12 V, 120 mA Constant Voltage Power Supply Using LinkSwitch-TN.

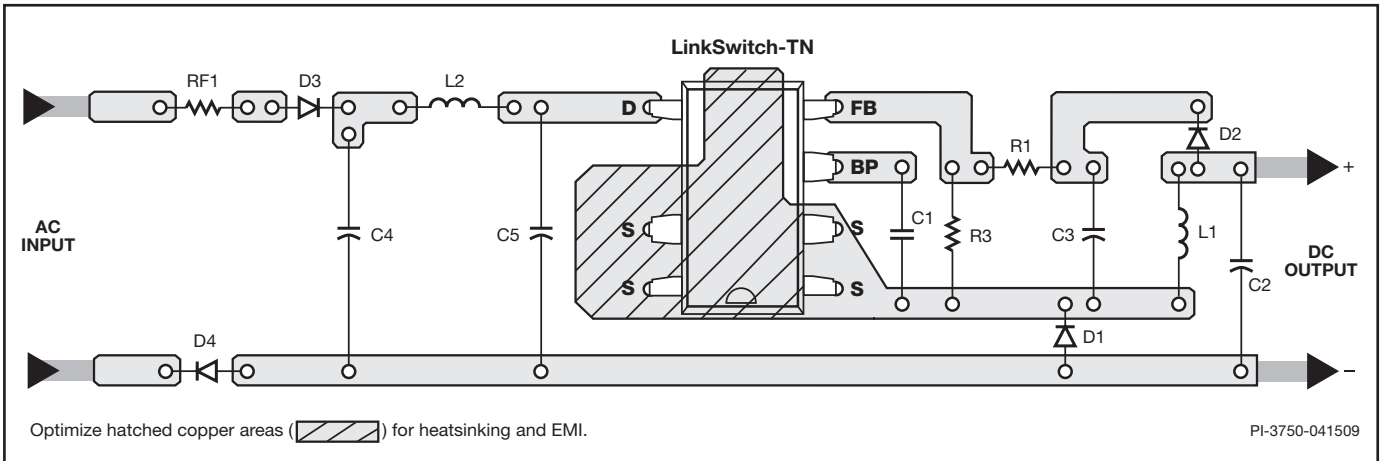


Figure 6a. Recommended Printed Circuit Layout for LinkSwitch-TN in a Buck Converter Configuration using P or G Package.

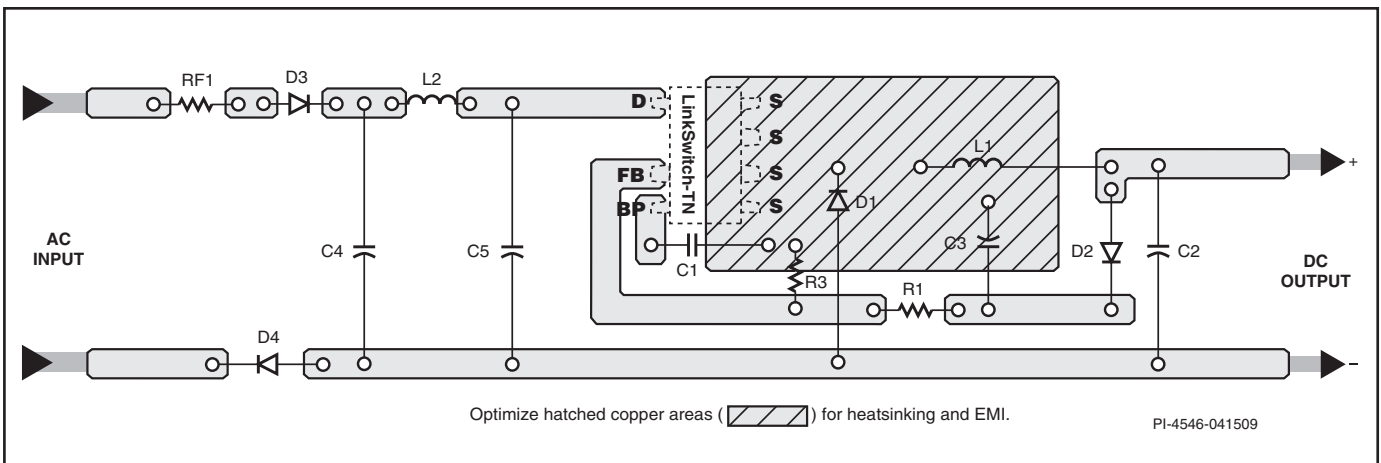


Figure 6b. Recommended Printed Circuit Layout for LinkSwitch-TN in a Buck Converter Configuration using D Package to Bottom Side of the Board.

Key Application Considerations

LinkSwitch-TN Design Considerations

Output Current Table

Data sheet maximum output current table (Table 1) represents the maximum practical continuous output current for both mostly discontinuous conduction mode (MDCM) and continuous conduction mode (CCM) of operation that can be delivered from a given LinkSwitch-TN device under the following assumed conditions:

1. Buck converter topology.
2. The minimum DC input voltage is ≥ 70 V. The value of input capacitance should be large enough to meet this criterion.
3. For CCM operation a KRP* of 0.4.
4. Output voltage of 12 VDC.
5. Efficiency of 75%.
6. A catch/freewheeling diode with $t_{RR} \leq 75$ ns is used for MDCM operation and for CCM operation, a diode with $t_{RR} \leq 35$ ns is used.
7. The part is board mounted with SOURCE pins soldered to a sufficient area of copper to keep the SOURCE pin temperature at or below 100 °C.

*KRP is the ratio of ripple to peak inductor current.

LinkSwitch-TN Selection and Selection Between MDCM and CCM Operation

Select the LinkSwitch-TN device, freewheeling diode and output inductor that gives the lowest overall cost. In general, MDCM provides the lowest cost and highest efficiency converter. CCM designs require a larger inductor and ultrafast ($t_{RR} \leq 35$ ns) freewheeling diode in all cases. It is lower cost to use a larger LinkSwitch-TN in MDCM than a smaller LinkSwitch-TN in CCM because of the additional external component costs of a CCM design. However, if the highest output current is required, CCM should be employed following the guidelines below.

Topology Options

LinkSwitch-TN can be used in all common topologies, with or without an optocoupler and reference to improve output voltage tolerance and regulation. Table 2 provide a summary of these configurations. For more information see the Application Note – LinkSwitch-TN Design Guide.

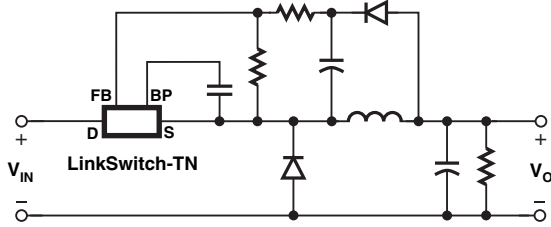
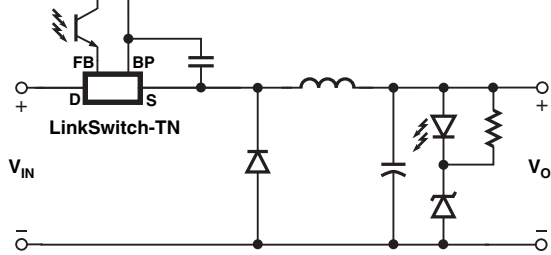
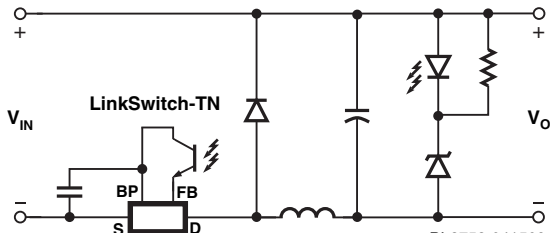
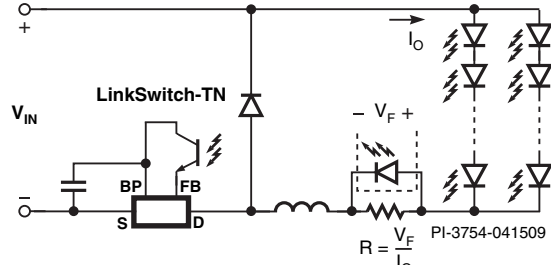
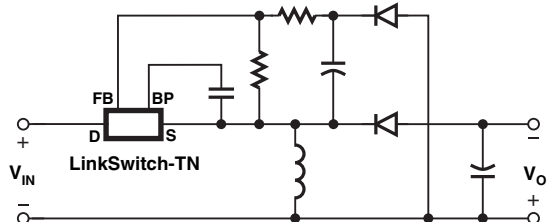
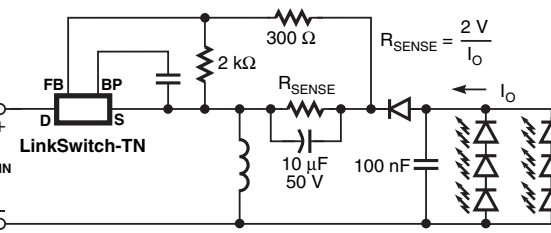
Topology	Basic Circuit Schematic	Key Features
High-Side Buck – Direct Feedback	 <p style="text-align: right;">PI-3751-041509</p>	<ol style="list-style-type: none"> 1. Output referenced to input 2. Positive output (V_O) with respect to $-V_{IN}$ 3. Step down – $V_O < V_{IN}$ 4. Low cost direct feedback ($\pm 10\%$ typ.) 5. Requires an output load to maintain regulation
High-Side Buck – Optocoupler Feedback	 <p style="text-align: right;">PI-3752-041509</p>	<ol style="list-style-type: none"> 1. Output referenced to input 2. Positive output (V_O) with respect to $-V_{IN}$ 3. Step down – $V_O < V_{IN}$ 4. Optocoupler feedback <ul style="list-style-type: none"> - Accuracy only limited by reference choice - Low cost non-safety rated optocoupler - No pre-load required 5. Minimum no-load consumption
Low-Side Buck – Optocoupler Feedback	 <p style="text-align: right;">PI-3753-041509</p>	<ol style="list-style-type: none"> 1. Output referenced to input 2. Negative output (V_O) with respect to $+V_{IN}$ 3. Step down – $V_O < V_{IN}$ 4. Optocoupler feedback <ul style="list-style-type: none"> - Accuracy only limited by reference choice - Low cost non-safety rated optocoupler - No pre-load required
Low-Side Buck – Constant Current LED Driver	 <p style="text-align: right;">PI-3754-041509</p> <p style="text-align: center;">$R = \frac{V_F}{I_O}$</p>	<ol style="list-style-type: none"> 1. Output referenced to input 2. Negative output (V_O) with respect to $+V_{IN}$ 3. Step down – $V_O < V_{IN}$ 4. Optocoupler feedback <ul style="list-style-type: none"> - Accuracy only limited by reference choice - Low cost non-safety rated optocoupler - No pre-load required - Ideal for driving LEDs
High-Side Buck-Boost – Direct Feedback	 <p style="text-align: right;">PI-3755-041509</p>	<ol style="list-style-type: none"> 1. Output referenced to input 2. Negative output (V_O) with respect to $+V_{IN}$ 3. Step up/down – $V_O > V_{IN}$ or $V_O < V_{IN}$ 4. Low cost direct feedback ($\pm 10\%$ typ.)
High-Side Buck-Boost – Constant Current LED Driver	 <p style="text-align: right;">PI-3779-041509</p> <p style="text-align: center;">$R_{SENSE} = \frac{2V}{I_O}$</p>	<ol style="list-style-type: none"> 5. Fail-safe – output is not subjected to input voltage if the internal power MOSFET fails 6. Ideal for driving LEDs – better accuracy and temperature stability than Low-side Buck constant current LED driver 7. Requires an output load to maintain regulation

Table 2. Common Circuit Configurations Using LinkSwitch-TN. (continued on next page)

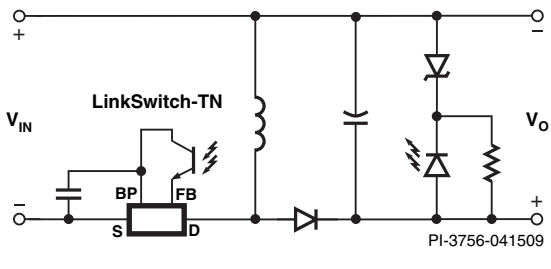
Topology	Basic Circuit Schematic	Key Features
Low-Side Buck-Boost – Optocoupler Feedback		<ol style="list-style-type: none"> 1. Output referenced to input 2. Positive output (V_O) with respect to $+V_{IN}$ 3. Step up/down – $V_O > V_{IN}$ or $V_O < V_{IN}$ 4. Optocoupler feedback <ul style="list-style-type: none"> - Accuracy only limited by reference choice - Low cost non-safety rated optocoupler - No pre-load required 5. Fail-safe – output is not subjected to input voltage if the internal power MOSFET fails 6. Minimum no-load consumption

Table 2 (cont). Common Circuit Configurations Using LinkSwitch-TN.

Component Selection

Referring to Figure 5, the following considerations may be helpful in selecting components for a LinkSwitch-TN design.

Freewheeling Diode D1

Diode D1 should be an ultrafast type. For MDCM, reverse recovery time $t_{RR} \leq 75$ ns should be used at a temperature of 70 °C or below. Slower diodes are not acceptable, as continuous mode operation will always occur during startup, causing high leading edge current spikes, terminating the switching cycle prematurely, and preventing the output from reaching regulation. If the ambient temperature is above 70 °C then a diode with $t_{RR} \leq 35$ ns should be used.

For CCM an ultrafast diode with reverse recovery time $t_{RR} \leq 35$ ns should be used. A slower diode may cause excessive leading edge current spikes, terminating the switching cycle prematurely and preventing full power delivery.

Fast and slow diodes should never be used as the large reverse recovery currents can cause excessive power dissipation in the diode and/or exceed the maximum drain current specification of LinkSwitch-TN.

Feedback Diode D2

Diode D2 can be a low-cost slow diode such as the 1N400X series, however it should be specified as a glass passivated type to guarantee a specified reverse recovery time. To a first order, the forward drops of D1 and D2 should match.

Inductor L1

Choose any standard off-the-shelf inductor that meets the design requirements. A “drum” or “dog bone” “I” core inductor is recommended with a single ferrite element due to its low cost and very low audible noise properties. The typical inductance value and RMS current rating can be obtained from the LinkSwitch-TN design spreadsheet available within the PI Expert design suite from Power Integrations. Choose L1 greater than or equal to the typical calculated inductance with RMS current rating greater than or equal to calculated RMS inductor current.

Capacitor C2

The primary function of capacitor C2 is to smooth the inductor current. The actual output ripple voltage is a function of this capacitor’s ESR. To a first order, the ESR of this capacitor

should not exceed the rated ripple voltage divided by the typical current limit of the chosen LinkSwitch-TN.

Feedback Resistors R1 and R3

The values of the resistors in the resistor divider formed by R1 and R3 are selected to maintain 1.65 V at the FEEDBACK pin. It is recommended that R3 be chosen as a standard 1% resistor of 2 kΩ. This ensures good noise immunity by biasing the feedback network with a current of approximately 0.8 mA.

Feedback Capacitor C3

Capacitor C3 can be a low cost general purpose capacitor. It provides a “sample and hold” function, charging to the output voltage during the off time of LinkSwitch-TN. Its value should be 10 μF to 22 μF; smaller values cause poorer regulation at light load conditions.

Pre-Load Resistor R4

In high-side, direct feedback designs where the minimum load is < 3 mA, a pre-load resistor is required to maintain output regulation. This ensures sufficient inductor energy to pull the inductor side of the feedback capacitor C3 to input return via D2. The value of R4 should be selected to give a minimum output load of 3 mA.

In designs with an optocoupler the Zener or reference bias current provides a 1 mA to 2 mA minimum load, preventing “pulse bunching” and increased output ripple at zero load.

LinkSwitch-TN Layout Considerations

In the buck or buck-boost converter configuration, since the SOURCE pins in LinkSwitch-TN are switching nodes, the copper area connected to SOURCE should be minimized to minimize EMI within the thermal constraints of the design.

In the boost configuration, since the SOURCE pins are tied to DC return, the copper area connected to SOURCE can be maximized to improve heat sinking.

The loop formed between the LinkSwitch-TN, inductor (L1), freewheeling diode (D1), and output capacitor (C2) should be kept as small as possible. The BYPASS pin capacitor C1 (Figure 6) should be located physically close to the SOURCE (S) and BYPASS (BP) pins. To minimize direct coupling from switching nodes, the LinkSwitch-TN should be placed away

from AC input lines. It may be advantageous to place capacitors C4 and C5 in-between LinkSwitch-TN and the AC input. The second rectifier diode D4 is optional, but may be included for better EMI performance and higher line surge withstand capability.

Quick Design Checklist

As with any power supply design, all LinkSwitch-TN designs should be verified for proper functionality on the bench. The following minimum tests are recommended:

1. Adequate DC rail voltage – check that the minimum DC input voltage does not fall below 70 VDC at maximum load, minimum input voltage.
2. Correct Diode Selection – UF400x series diodes are recommended only for designs that operate in MDCM at an ambient of 70 °C or below. For designs operating in continuous conduction mode (CCM) and/or higher ambients, then a diode with a reverse recovery time of 35 ns or better, such as the BYV26C, is recommended.
3. Maximum drain current – verify that the peak drain current is below the data sheet peak drain specification under worst-case conditions of highest line voltage, maximum overload (just prior to auto-restart) and highest ambient temperature.
4. Thermal check – at maximum output power, minimum input voltage and maximum ambient temperature, verify that the LinkSwitch-TN SOURCE pin temperature is 100 °C or below. This figure ensures adequate margin due to variations in $R_{DS(ON)}$ from part to part. A battery powered thermocouple meter is recommended to make measurements when the SOURCE pins are a switching node. Alternatively, the ambient temperature may be raised to indicate margin to thermal shutdown.

In a LinkSwitch-TN design using a buck or buck-boost converter topology, the SOURCE pin is a switching node. Oscilloscope measurements should therefore be made with probe grounded to a DC voltage, such as primary return or DC input rail, and not to the SOURCE pins. The power supply input must always be supplied from an isolated source (e.g. via an isolation transformer).

Absolute Maximum Ratings^(1,5)

DRAIN Pin Voltage.....	-0.3 V to 700 V
DRAIN Pin Peak Current: LNK302.....	200 (375) mA ⁽²⁾
LNK304.....	400 (750) mA ⁽²⁾
LNK305.....	800 (1500) mA ⁽²⁾
LNK306.....	1400 (2600) mA ⁽²⁾
FEEDBACK Pin Voltage.....	-0.3 V to 9 V
FEEDBACK Pin Current.....	100 mA
BYPASS Pin Voltage.....	-0.3 V to 9 V
Storage Temperature.....	-65 °C to 150 °C
Operating Junction Temperature ⁽³⁾	-40 °C to 150 °C
Lead Temperature ⁽⁴⁾	260 °C

Notes:

1. All voltages referenced to SOURCE, T_A = 25 °C.
2. The higher peak DRAIN current is allowed if the DRAIN to SOURCE voltage does not exceed 400 V.
3. Normally limited by internal circuitry.
4. 1/16 in. from case for 5 seconds.
5. Maximum ratings specified may be applied, one at a time, without causing permanent damage to the product. Exposure to Absolute Maximum Rating conditions for extended periods of time may affect product reliability.

Thermal Resistance

Thermal Resistance: P or G Package:

(θ _{JA}).....	70 °C/W ⁽³⁾ ; 60 °C/W ⁽⁴⁾
(θ _{JC}) ⁽¹⁾	11 °C/W
D Package:	
(θ _{JA}).....	100 °C/W ⁽³⁾ ; 80 °C/W ⁽⁴⁾
(θ _{JC}) ⁽²⁾	30 °C/W

Notes:

1. Measured on pin 2 (SOURCE) close to plastic interface.
2. Measured on pin 8 (SOURCE) close to plastic interface.
3. Soldered to 0.36 sq. in. (232 mm²), 2 oz. (610 g/m²) copper clad.
4. Soldered to 1 sq. in. (645 mm²), 2 oz. (610 g/m²) copper clad.

Parameter	Symbol	Conditions		Min	Typ	Max	Units
		SOURCE = 0 V; T _J = -40 to 125 °C See Figure 7 (Unless Otherwise Specified)					
Control Functions							
Output Frequency	f _{OSC}	T _J = 25 °C	Average	62	66	70	kHz
			Peak-Peak Jitter		4		
Maximum Duty Cycle	DC _{MAX}	S2 Open		66	69	72	%
FEEDBACK Pin Turnoff Threshold Current	I _{FB}	T _J = 25 °C		30	49	68	μA
FEEDBACK Pin Voltage at Turnoff Threshold	V _{FB}			1.54	1.65	1.76	V
DRAIN Pin Supply Current	I _{S1}	V _{FB} ≥ 2 V (MOSFET Not Switching) See Note A			160	220	μA
	I _{S2}	FEEDBACK Open (MOSFET Switching) See Notes A, B	LNK302/304		200	260	μA
			LNK305		220	280	
BYPASS Pin Charge Current	I _{CH1}	V _{BP} = 0 V T _J = 25 °C	LNK302/304	-5.5	-3.3	-1.8	mA
			LNK305/306	-7.5	-4.6	-2.5	
	I _{CH2}	V _{BP} = 4 V T _J = 25 °C	LNK302/304	-3.8	-2.3	-1.0	
			LNK305/306	-4.5	-3.3	-1.5	

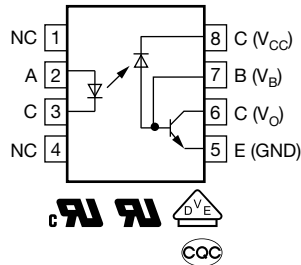
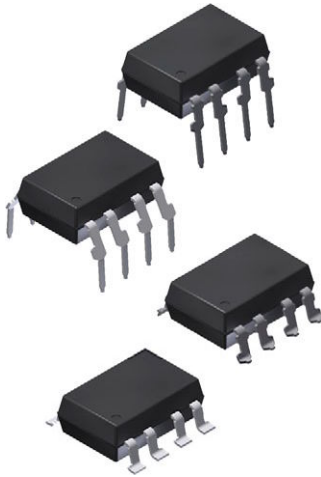
Parameter	Symbol	Conditions			Min	Typ	Max	Units
		SOURCE = 0 V; T _J = -40 to 125 °C See Figure 7 (Unless Otherwise Specified)						
Control Functions (cont.)								
BYPASS Pin Voltage	V _{BP}			5.55	5.8	6.10	V	
BYPASS Pin Voltage Hysteresis	V _{BPH}			0.8	0.95	1.2	V	
BYPASS Pin Supply Current	I _{BPSC}	See Note D			68		μA	
Circuit Protection								
Current Limit	I _{LIMIT} (See Note E)	di/dt = 55 mA/s T _J = 25 °C	LNK302	126	136	146	mA	
		di/dt = 250 mA/s T _J = 25 °C		145	165	185		
		di/dt = 65 mA/s T _J = 25 °C	LNK304	240	257	275		
		di/dt = 415 mA/s T _J = 25 °C		271	308	345		
		di/dt = 75 mA/s T _J = 25 °C	LNK305	350	375	401		
		di/dt = 500 mA/s T _J = 25 °C		396	450	504		
		di/dt = 95 mA/s T _J = 25 °C	LNK306	450	482	515		
		di/dt = 610 mA/s T _J = 25 °C		508	578	647		
Minimum On Time	t _{ON(MIN)}		LNK302/304	280	360	475	ns	
			LNK305	360	460	610		
			LNK306	400	500	675		
Leading Edge Blanking Time	t _{LEB}	T _J = 25 °C See Note F			170	215	ns	
Thermal Shutdown Temperature	T _{SD}			135	142	150	°C	
Thermal Shutdown Hysteresis	T _{SHD}	See Note G				75	°C	

Parameter	Symbol	Conditions		Min	Typ	Max	Units
		SOURCE = 0 V; T _J = -40 to 125 °C See Figure 7 (Unless Otherwise Specified)					
Output							
ON-State Resistance	R _{DS(ON)}	LNK302 I _D = 13 mA	T _J = 25 °C		48	55.2	Ω
			T _J = 100 °C		76	88.4	
		LNK304 I _D = 25 mA	T _J = 25 °C		24	27.6	
			T _J = 100 °C		38	44.2	
		LNK305 I _D = 35 mA	T _J = 25 °C		12	13.8	
			T _J = 100 °C		19	22.1	
LNK306 I _D = 45 mA	T _J = 25 °C		7	8.1			
	T _J = 100 °C		11	12.9			
OFF-State Drain Leakage Current	I _{DSS}	V _{BP} = 6.2 V, V _{FB} ≥ 2 V, V _{DS} = 560 V, T _J = 25 °C	LNK302/304			50	μA
			LNK305			70	
			LNK306			90	
Breakdown Voltage	BV _{DSS}	V _{BP} = 6.2 V, V _{FB} ≥ 2 V, T _J = 25 °C		700			V
Rise Time	t _R	Measured in a Typical Buck Converter Application			50		ns
Fall Time	t _F				50		ns
DRAIN Pin Supply Voltage				50			V
Output Enable Delay	t _{EN}	See Figure 9				10	μs
Output Disable Setup Time	t _{DST}				0.5		μs
Auto-Restart ON-Time	t _{AR}	T _J = 25 °C See Note H	LNK302	Not Applicable			ms
			LNK304-306		50		
Auto-Restart Duty Cycle	DC _{AR}		LNK302	Not Applicable			%
			LNK304-306		6		

Notes:

- A. Total current consumption is the sum of I_{S1} and I_{DSS} when FEEDBACK pin voltage is ≥ 2 V (MOSFET not switching) and the sum of I_{S2} and I_{DSS} when FEEDBACK pin is shorted to SOURCE (MOSFET switching).
- B. Since the output MOSFET is switching, it is difficult to isolate the switching current from the supply current at the DRAIN. An alternative is to measure the BYPASS pin current at 6 V.
- C. See Typical Performance Characteristics section Figure 14 for BYPASS pin start-up charging waveform.
- D. This current is only intended to supply an optional optocoupler connected between the BYPASS and FEEDBACK pins and not any other external circuitry.
- E. For current limit at other di/dt values, refer to Figure 13.
- F. This parameter is guaranteed by design.
- G. This parameter is derived from characterization.
- H. Auto-restart on time has the same temperature characteristics as the oscillator (inversely proportional to frequency).

High Speed Optocoupler, 1 MBd, Photodiode with Transistor Output



FEATURES

- Isolation test voltages: 5300 V_{RMS}
- TTL compatible
- High bit rates: 1 Mbit/s
- High common-mode interference immunity
- Bandwidth 2 MHz
- Open-collector output
- External base wiring possible
- Material categorization:
for definitions of compliance please see www.vishay.com/doc?99912



AGENCY APPROVALS

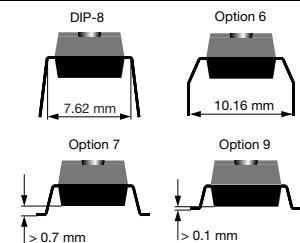
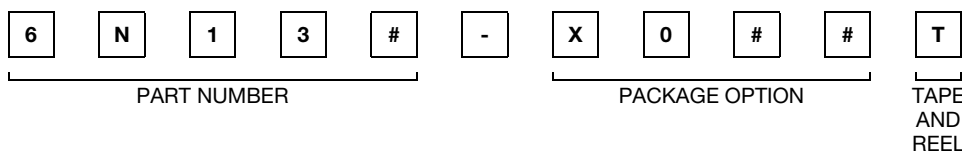
- UL1577 file no. E52744, double protection
- DIN EN 60747-5-5 (VDE0884-5) available with option 1
- cUL components acceptance service no. 5A
- CQC GB8898-2011, GB4943.1-2011

DESCRIPTION

The 6N135 and 6N136 are optocouplers with a GaAlAs infrared emitting diode, optically coupled with an integrated photo detector which consists of a photo diode and a high-speed transistor in a DIP-8 plastic package.

Signals can be transmitted between two electrically separated circuits up to frequencies of 2 MHz. The potential difference between the circuits to be coupled should not exceed the maximum permissible reference voltages.

ORDERING INFORMATION



AGENCY CERTIFIED / PACKAGE	CTR (%)	
UL, CSA	≥ 7	≥ 19
DIP-8	6N135	6N136
DIP-8, 400 mil, option 6	-	6N136-X006
SMD-8, option 7	6N135-X007T ⁽¹⁾	6N136-X007T ⁽¹⁾
SMD-8, option 9	-	6N136-X009T ⁽¹⁾
VDE, UL, CSA	≥ 7	≥ 19
DIP-8	-	6N136-X001
SMD-8, option 7	6N135-X017T ⁽¹⁾	6N136-X017T
SMD-8, option 9	-	6N136-X019T

Note

⁽¹⁾ Also available in tubes; do not add T to end



ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS ($T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$, unless otherwise specified)				
PARAMETER	CONDITION	SYMBOL	VALUE	UNIT
INPUT				
Reverse voltage		V_R	5	V
Forward current		I_F	25	mA
Peak forward current	$t = 1\text{ ms}$, duty cycle 50 %	I_{FSM}	50	mA
Maximum surge forward current	$t \leq 1\text{ }\mu\text{s}$, 300 pulses/s		1	A
Thermal resistance		R_{th}	700	K/W
Power dissipation	$T_{amb} = 70\text{ }^{\circ}\text{C}$	P_{diss}	45	mW
OUTPUT				
Supply voltage		V_S	-0.5 to 15	V
Output voltage		V_O	-0.5 to 15	V
Emitter base voltage		V_{EBO}	5	V
Output current		I_O	8	mA
Maximum output current			16	mA
Base current		I_B	5	mA
Thermal resistance			300	K/W
Power dissipation	$T_{amb} = 70\text{ }^{\circ}\text{C}$	P_{diss}	100	mW
COUPLER				
Storage temperature range		T_{stg}	-55 to +150	$^{\circ}\text{C}$
Ambient temperature range		T_{amb}	-55 to +100	$^{\circ}\text{C}$
Soldering temperature	max. $\leq 10\text{ s}$, dip soldering $\geq 0.5\text{ mm}$ from case bottom	T_{slid}	260	$^{\circ}\text{C}$

Note

- Stresses in excess of the absolute maximum ratings can cause permanent damage to the device. Functional operation of the device is not implied at these or any other conditions in excess of those given in the operational sections of this document. Exposure to absolute maximum ratings for extended periods of the time can adversely affect reliability.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS ($T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$, unless otherwise specified)								
PARAMETER	TEST CONDITION	PART	SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT	
INPUT								
Forward voltage	$I_F = 16\text{ mA}$		V_F	-	1.33	1.9	V	
Breakdown voltage	$I_R = 10\text{ }\mu\text{A}$		V_{BR}	5	-	-	V	
Reverse current	$V_R = 5\text{ V}$		I_R	-	0.5	10	μA	
Capacitance	$V_R = 0\text{ V}$, $f = 1\text{ MHz}$		C_O	-	30	-	pF	
Temperature coefficient, forward voltage	$I_F = 16\text{ mA}$		$\Delta V_F/\Delta T_A$	-	-1.7	-	mV/ $^{\circ}\text{C}$	
OUTPUT								
Logic low supply current	$I_F = 16\text{ mA}$, $V_O = \text{open}$, $V_{CC} = 15\text{ V}$		I_{CCL}	-	150	-	μA	
Logic high supply current	$I_F = 0\text{ mA}$, $V_O = \text{open}$, $V_{CC} = 15\text{ V}$		I_{CCH}	-	0.01	1	μA	
Output voltage, output low	$I_F = 16\text{ mA}$, $I_O = 1.1\text{ mA}$, $V_{CC} = 4.5\text{ V}$	6N135	V_{OL}	-	0.1	0.4	V	
	$I_F = 16\text{ mA}$, $I_O = 3.0\text{ mA}$, $V_{CC} = 4.5\text{ V}$	6N136	V_{OL}	-	0.1	0.4	V	
Output current, output high	$I_F = 0\text{ mA}$, $V_O = V_{CC} = 5.5\text{ V}$		I_{OH}	-	3	500	nA	
	$I_F = 0\text{ mA}$, $V_O = V_{CC} = 15\text{ V}$		I_{OH}	-	0.01	1	μA	
COUPLER								
Capacitance (input to output)	$f = 1\text{ MHz}$		C_{IO}	-	0.6	-	pF	

Note

- Minimum and maximum values are testing requirements. Typical values are characteristics of the device and are the result of engineering evaluation. Typical values are for information only and are not part of the testing requirements.



CURRENT TRANSFER RATIO ($T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$, unless otherwise specified)							
PARAMETER	TEST CONDITION	PART	SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
Current transfer ratio	$I_F = 16\text{ mA}, V_O = 0.4\text{ V}, V_{CC} = 4.5\text{ V}$	6N135	CTR	7	16	-	%
		6N136	CTR	19	35	-	%
	$I_F = 16\text{ mA}, V_O = 0.5\text{ V}, V_{CC} = 4.5\text{ V}$	6N135	CTR	5	-	-	%
		6N136	CTR	15	-	-	%

SWITCHING CHARACTERISTICS ($T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$, unless otherwise specified)							
PARAMETER	TEST CONDITION	PART	SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
High to low	$I_F = 16\text{ mA}, V_{CC} = 5\text{ V}, R_L = 4.1\text{ k}\Omega$	6N135	t_{PHL}	-	0.3	1.5	μs
	$I_F = 16\text{ mA}, V_{CC} = 5\text{ V}, R_L = 1.9\text{ k}\Omega$	6N136	t_{PHL}	-	0.2	0.8	μs
Low to high	$I_F = 16\text{ mA}, V_{CC} = 5\text{ V}, R_L = 4.1\text{ k}\Omega$	6N135	t_{PLH}	-	0.3	1.5	μs
	$I_F = 16\text{ mA}, V_{CC} = 5\text{ V}, R_L = 1.9\text{ k}\Omega$	6N136	t_{PLH}	-	0.2	0.8	μs

COMMON MODE TRANSIENT IMMUNITY ($T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$, unless otherwise specified)							
PARAMETER	TEST CONDITION	PART	SYMBOL	MIN.	TYP.	MAX.	UNIT
High	$I_F = 0\text{ mA}, V_{CM} = 10\text{ V}_{P-P}, V_{CC} = 5\text{ V}, R_L = 4.1\text{ k}\Omega$	6N135	$ CM_H $	-	1000	-	$\text{V}/\mu\text{s}$
	$I_F = 0\text{ mA}, V_{CM} = 10\text{ V}_{P-P}, V_{CC} = 5\text{ V}, R_L = 1.9\text{ k}\Omega$	6N136	$ CM_H $	-	1000	-	$\text{V}/\mu\text{s}$
Low	$I_F = 16\text{ mA}, V_{CM} = 10\text{ V}_{P-P}, V_{CC} = 5\text{ V}, R_L = 4.1\text{ k}\Omega$	6N135	$ CM_L $	-	1000	-	$\text{V}/\mu\text{s}$
	$I_F = 16\text{ mA}, V_{CM} = 10\text{ V}_{P-P}, V_{CC} = 5\text{ V}, R_L = 1.9\text{ k}\Omega$	6N136	$ CM_L $	-	1000	-	$\text{V}/\mu\text{s}$

SAFETY AND INSULATION RATINGS				
PARAMETER	TEST CONDITION	SYMBOL	VALUE	UNIT
Climatic classification	According to IEC 68 part 1		55 / 100 / 21	
Pollution degree	According to DIN VDE 0109		2	
Comparative tracking index	Insulation group IIIa	CTI	175	
Maximum rated withstanding isolation voltage	According to UL1577, $t = 1\text{ min}$	V_{ISO}	5300	V_{RMS}
Maximum transient isolation voltage	According to DIN EN 60747-5-5	V_{IOTM}	8000	V_{peak}
Maximum repetitive peak isolation voltage	According to DIN EN 60747-5-5	V_{IORM}	890	V_{peak}
Isolation resistance	$T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}, V_{IO} = 500\text{ V}$	R_{IO}	$\geq 10^{12}$	Ω
	$T_{amb} = 100\text{ }^{\circ}\text{C}, V_{IO} = 500\text{ V}$	R_{IO}	$\geq 10^{11}$	Ω
Output safety power		P_{SO}	500	mW
Input safety current		I_{SI}	300	mA
Input safety temperature		T_S	175	$^{\circ}\text{C}$
Creepage distance	DIP-8		≥ 7	mm
Clearance distance	DIP-8		≥ 7	mm
Creepage distance	DIP-8, 400 mil, option 6		≥ 8	mm
Clearance distance	DIP-8, 400 mil, option 6		≥ 8	mm
Creepage distance	SMD-8, option 7		≥ 8	mm
Clearance distance	SMD-8, option 7		≥ 8	mm
Creepage distance	SMD-8, option 9		≥ 8	mm
Clearance distance	SMD-8, option 9		≥ 8	mm
Insulation thickness		DTI	≥ 0.4	mm

Note

- As per IEC 60747-5-5, § 7.4.3.8.2, this optocoupler is suitable for “safe electrical insulation” only within the safety ratings. Compliance with the safety ratings shall be ensured by means of protective circuits.

TYPICAL CHARACTERISTICS ($T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$, unless otherwise specified)

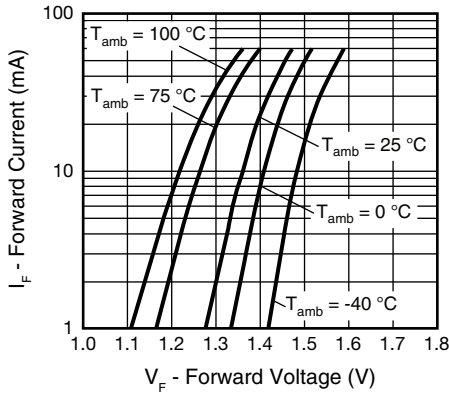


Fig. 1 - LED Forward Current vs. Forward Voltage

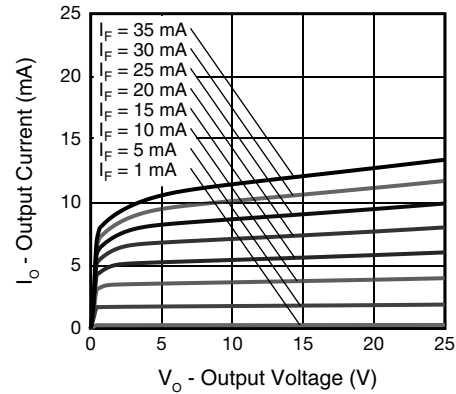


Fig. 4 - Output Current vs. Output Voltage

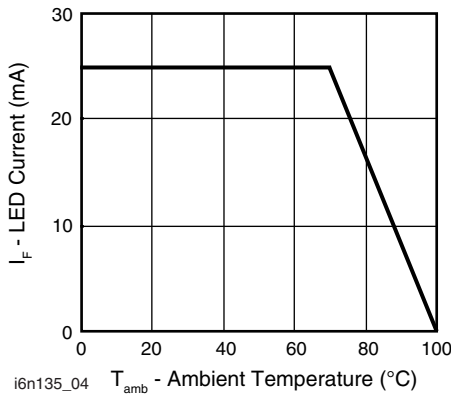


Fig. 2 - Permissible Forward LED Current vs. Temperature

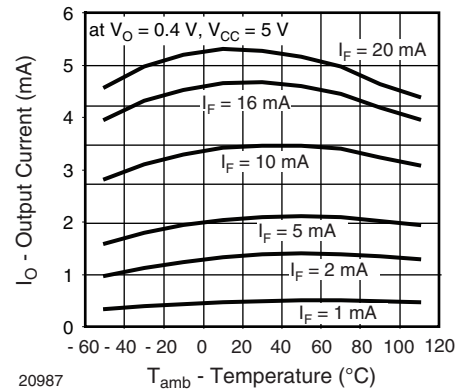


Fig. 5 - Output Current vs. Temperature

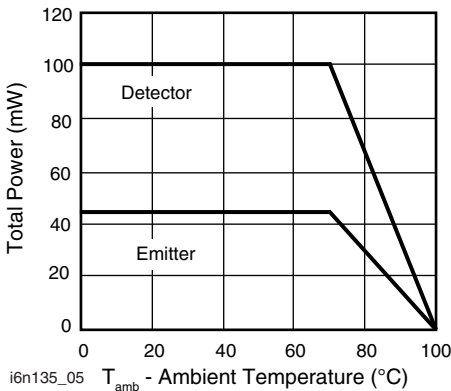


Fig. 3 - Permissible Power Dissipation vs. Temperature

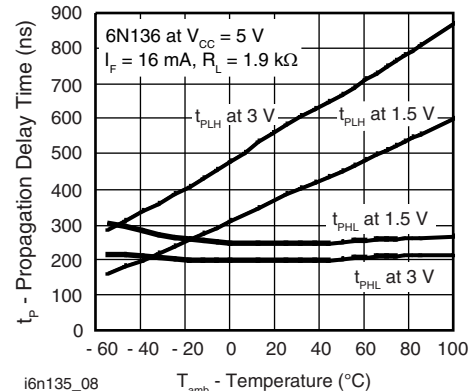


Fig. 6 - Propagation Delay vs. Ambient Temperature