



TecnoCampus
Escola Superior
Politécnica

Centre adscrit a la



Universitat
Pompeu Fabra
Barcelona

Enginyeria Electrònica Industrial i Automàtica

DISSENY I IMPLEMENTACIÓ D'UN INTERRUPTOR CONTROLAT

Projecte

MARC RONDA

PONENT: SALVADOR ALEPUZ

PRIMAVERA 2022



TecnoCampus
Mataró-Maresme

Agraïments

Transmetre el meu agraïment més sincer a tots aquells que m'han ajudat i han confiat en mi al llarg d'aquesta etapa i han col·laborat en aquesta investigació.

En primer lloc, al meu tutor, Salvador Alepuz, per la seva ajuda en la planificació, informació i organització en aquest Treball de Fi de Grau.

En segon lloc, la meva família i la meva parella que han estat al llarg de tota la meva carrera donant-me suport en tot moment i animant-me a seguir endavant.

Resum

L'objectiu del treball ha sigut modernitzar un interruptor controlat que actualment s'utilitzava a les pràctiques d'electrònica de potència, així doncs, durant el present projecte es pot observar el funcionament de l'interruptor antic i seguidament un recull de diferents dissenys amb els quals cadascun d'ells ha anat millorant-se respecte a l'anterior per acabar complint amb l'objectiu de modernitzar l'interruptor. S'ha passat de tenir un producte ple de components per complir una funció a tenir un producte amb menys de la meitat de components que fa la mateixa funció i amb millores tant de robustesa com de funcionalitat.

Resumen

El objetivo del trabajo ha sido modernizar un interruptor controlado que actualmente se utilizaba en las prácticas de electrónica de potencia, así pues, durante el presente proyecto se puede observar el funcionamiento del interruptor antiguo y seguidamente una recopilación de diferentes diseños con los cuales cada uno de ellos se ha ido mejorando respecto al anterior para acabar cumpliendo con el objetivo de modernizar el interruptor. Se ha pasado de tener un producto lleno de componentes para cumplir una función a tener un producto con menos de la mitad de componentes que realiza la misma función y con mejoras tanto de robustez como de funcionalidad.

Abstract

The objective of the work has been to modernize a controlled switch that was currently used in power electronics practices, so, during this project we can observe the operation of the old switch and then a collection of different designs with which each of them has been improved over the previous one to end up fulfilling the objective of modernizing the switch. We have gone from having a product full of components to fulfill a function to having a product with less than half the number of components that performs the same function and with improvements in both robustness and functionality.

Índex

Índex de figures	VIII
Índex de taules	IXI
Glossari de termes	XII
1. Objectius	1
1.1. Propòsit	1
1.2. Finalitat	1
1.3. Objecte	1
1.4. Abast	1
1.5. Context en les línies de recerca i transferència de coneixement del Tecnocampus....	2
2. Objectius i especificacions tècniques	3
3. Antecedents	5
3.1. Antecedents.....	5
3.1.1. Components de l'interruptor controlat antic	5
3.1.2. Funcionament de l'interruptor controlat antic.....	7
3.1.3. Explicació del funcionament de l'interruptor antic a partir d'una pràctica.....	8
3.2. Necessitats d'informació.....	13
3.3. Marc teòric	14
4. Disseny i implementació de l'interruptor controlat.....	21
4.1. Generació i plantejament de possibles solucions.....	21

4.2. Elecció dels components i dels proveïdors.....	22
4.2.1. Generador de senyal.....	22
4.2.2. Optoacobrador.....	23
4.2.3. Driver FET.....	24
4.2.4. MOSFET.....	27
4.2.5. Font d'alimentació.....	29
4.2.6. Proveïdors.....	29
4.3. Disseny de la solució final.....	31
4.3.1. Dissenys realitzats.....	31
4.3.1.1. Disseny 1.....	31
4.3.1.2. Disseny 2.....	34
4.3.1.3. Disseny 3.....	38
4.3.1.4. Disseny 4.....	42
4.3.1.5. Disseny 5.....	47
4.3.2. Disseny amb protoboard.....	51
4.3.3. Càlculs.....	52
4.3.4. Disseny final.....	54
4.4. Disseny de la PCB.....	57
4.5. Solució final.....	63
5. Impacte mediambiental.....	65
6. Planificació del projecte.....	67

6.1. Planificació del projecte.....	67
6.2. Desviacions.....	69
7. Perspectiva de gènere	71
8. Conclusions	73
9. Referències	75

Índex de figures

Fig. 3.1. Esquema elèctric del SW controlat antic (Font: caract.antic SW).....	7
Fig. 3.2. Trossejador amb càrrega R-L i díode volant (Font: apunts Elect.Potència)	9
Fig. 3.3. Interruptor ON (Font: apunts Elect.Potència).....	9
Fig. 3.4. Interruptor OFF (Font: apunts Elect.Potència)	10
Fig. 3.5. Oscil·lograma 1 tensió (groc) i corrent (blau) de la bobina (Font: pròpia)	10
Fig. 3.6. Oscil·lograma 2 tensió (groc) i corrent (blau) de la bobina (Font: pròpia)	11
Fig. 3.7. Oscil·lograma amb una freqüència disminuïda (Font: pròpia)	11
Fig. 3.8. Oscil·lograma amb una freqüència augmentada (Font: pròpia)	12
Fig. 3.9. Tipologies dels BJT (Font: apunts Elect.Potència).....	16
Fig. 3.10. Zones de treball d'un BJT (Font: Google).....	16
Fig. 3.11. Configuració Darlington i relació entre I_b i I_c (Font: apunts Elect.Potència).....	17
Fig. 3.12. Tipologies dels MOSFET (Font: Google)	18
Fig. 3.13. Zones de treball d'un MOSFET (Font: Google).....	18
Fig. 3.14. Símbol electrònic del IGBT (Font: apunts Elect.Potència)	19
Fig. 4.1. Diagrama de blocs dels components (Font: pròpia)	21
Fig. 4.2. Generador de senyals (Font: pròpia).....	23
Fig. 4.3. Tipus d'optoacobladors (Font: Google).....	24
Fig. 4.4. Esquema d'un IC driver FET IR2108 (Font: datasheet del IR2108).....	25
Fig. 4.5. Driver FET IR2117 (Font: datasheet del IR2117).....	26

Fig. 4.6. Font d'alimentació FAC-662B (Font: Pròpia)	29
Fig. 4.7. Disseny 1 (Font: Pròpia)	31
Fig. 4.8. Senyal de sortida incorrecte amb $R=2,2k\Omega$ (Font: Pròpia).....	33
Fig. 4.9. Senyal de sortida correcte amb $R=10k\Omega$ (Font: Pròpia).....	33
Fig. 4.10. Senyal de sortida amb una velocitat lenta (Font: Pròpia).....	34
Fig. 4.11. Disseny 2 (Font: Pròpia)	34
Fig. 4.12. Senyal de sortida amb una velocitat ràpida (Font: Pròpia)	35
Fig. 4.13. Senyal al Gate del MOSFET (Font: Pròpia)	37
Fig. 4.14. Velocitat de resposta en el Gate del MOSFET (Font: Pròpia).....	37
Fig. 4.15. Disseny 3 (Font: Pròpia)	39
Fig. 4.16. Senyal entrada TTL al HCPL-2201disseny 3 (Font: Pròpia).....	40
Fig. 4.17. Senyal sortida del HCPL-2201disseny 3 (Font: Pròpia).....	41
Fig. 4.18. Senyal entrada al MOSFET disseny 3 (Font: Pròpia).....	41
Fig. 4.19. Flanc de pujada al MOSFET disseny 3 (Font: Pròpia)	42
Fig. 4.20. Flanc de baixada al MOSFET disseny 3 (Font: Pròpia)	42
Fig. 4.21. Disseny 4 (Font: Pròpia)	43
Fig. 4.22. Regulació de tensió (Font: Pròpia).....	43
Fig. 4.23. Relació entre V_{in} (groc) i V_{out} (blau) (Font: Pròpia).....	44
Fig. 4.24. Senyal entrada TTL (Font: Pròpia)	45
Fig. 4.25. Senyal sortida optoacobrador 6N137 (Font: Pròpia).....	45
Fig. 4.26. Senyal entrada al MOSFET (Font: Pròpia).....	46

Fig. 4.27. Flanc de pujada entrada del MOSFET (Font: Pròpia)	46
Fig. 4.28. Flanc de baixada entrada del MOSFET (Font: Pròpia)	47
Fig. 4.29. Disseny 5 (Font: Pròpia)	48
Fig. 4.30. Senyal d'entrada MOSFET sense Bypass al disseny (Font: Pròpia)	49
Fig. 4.31. Flanc de pujada entrada MOSFET disseny 5 (Font: Pròpia)	50
Fig. 4.32. Flanc de baixada entrada MOSFET disseny 5 (Font: Pròpia)	50
Fig. 4.33. Protoboard (Font: Pròpia)	51
Fig. 4.34. Disseny 3 per dissenyar la PCB (Font: Pròpia)	58
Fig. 4.35. Disseny de connexions per la PCB (disseny 3) (Font: Pròpia)	58
Fig. 4.36. Disseny 5 per dissenyar la PCB (Font: Pròpia)	59
Fig. 4.37. Proposta de disseny 1 de connexions per la PCB (disseny 5) (Font: Pròpia)	60
Fig. 4.38. Proposta de disseny 2 de connexions per la PCB (disseny 5) (Font: Pròpia)	60
Fig. 4.39. Disseny en 2D de la PCB (Disseny 5) (Font: Pròpia)	62
Fig. 4.40. Disseny en 3D de la PCB (Disseny 5) (Font: Pròpia)	63
Fig. 4.41. Solució final	63
Fig. 6.1. Diagrama de Gantt (tasques) (Font: pròpia)	68
Fig. 6.2. Diagrama de Gantt (línia temporal) (Font: pròpia)	69

Índex de taules

Taula 3.1. Llistat dels components del SW controlat antic (Font: caract.antic SW)..... 6

Glossari de termes

BJT	Transistor de unió bipolar (<i>Bipolar Junction Transistor</i>)
CA	Corrent Altern
CC	Corrent Continu
CI	Circuit Integrat (<i>Integrated Circuit</i>)
d	Relació de conducció (<i>duty cycle</i>)
DIP	Empaquetat de doble filera (<i>Dual In-line Package</i>)
GTO	Tiristor bloquejable per la porta (<i>Gate Turn-Off Thyristor</i>)
IC	Circuit Integrat (<i>Integrated Circuit</i>)
IGBT	Transistor bipolar de porta aïllada (<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>)
MOSFET	Transistor d'efecte de camp metall-òxid-semiconductor (<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i>)
PCB	Placa de circuit imprès (<i>Printed Circuit Board</i>)
PDIP	Empaquetat de plàstic de doble filera (<i>Plastic Dual In-Line Package</i>)
PWM	Modulació de l'ample de pols (<i>Pulse Width Modulation</i>)

1. Objectius

1.1. Propòsit

Disseny i implementació d'un interruptor controlat.

1.2. Finalitat

Modernitzar i actualitzar un component electrònic utilitzat a les pràctiques d'electrònica de potència anomenat interruptor controlat per a que pugui fer les mateixes funcions que l'antic interruptor.

1.3. Objecte

Un interruptor controlat que permeti realitzar totes les proves adients per tal de verificar que es capaç de substituir l'antic interruptor controlat amb perfectes garanties que funcionarà correctament en tots els aspectes que l'antic estava capacitat.

1.4. Abast

El projecte consisteix a aconseguir modernitzar l'interruptor controlat ja existent, per tant, es realitzarà una àmplia cerca de materials, components i informació per a la posterior elaboració del nou interruptor controlat.

Així doncs, l'abast del projecte es resumeix en quatre tasques principals que s'expliquen a continuació:

La primera tasca que es durà a terme serà buscar informació per al posterior documentat del funcionament de l'interruptor controlat antic.

La segona tasca que tractarà el projecte serà l'estudi del nou model d'interruptor controlat. Aquest haurà de ser capaç com a mínim de dur a terme les mateixes funcions que l'interruptor controlat antic.

La tercera tasca serà la realització de la part del disseny del circuit, això comporta diversos temes, la realització dels càlculs necessaris per donar els valors correctes als components i

les connexions correctes entre components per acabar donant un disseny viable a partir del programa Easyeda.

La quarta tasca, un cop ja es tingui el disseny quedarà fabricar aquest interruptor controlat, s'aconseguiran PCBs amb les formes del circuit elèctric aconseguit en el disseny del circuit, i es soldaran tots els components en els seus respectius llocs, per a donar per finalitzat el producte que serà l'objectiu final del projecte.

L'abast del projecte comença en l'interruptor controlat antic del qual partim i finalitza amb l'elaboració del nou interruptor controlat.

L'abast d'aquest projecte no contemplarà la millora de l'interruptor controlat com a interruptor capaç de fer-se servir en els inversors, ja que no es compta amb el temps suficient i, per tant, es podria incloure com una millora d'aquest de cara a un futur projecte.

1.5. Context en les línies de recerca i transferència de coneixement del Tecnocampus

Com que aquest projecte està basat en la millora i modernització del disseny d'un interruptor controlat utilitzat en les pràctiques d'electrònica de potència, la temàtica del treball és molt encertada, encaixant molt bé en el context de les línies de recerca i dels coneixements obtinguts durant la carrera d'electrònica dins de la universitat. Per tant, el present projecte s'engloba dins de les línies del grup de recerca de Fabricació Intel·ligent i Innovació Industrial (FI4.0).

2. Objectius i especificacions tècniques

A continuació s'indiquen els objectius i les especificacions tècniques que van associades amb cada un dels objectius del projecte.

Pel que fan a les especificacions tècniques s'han tingut en compte els valors utilitzats freqüentment en aquest tipus de pràctiques dins de la universitat, però sobredimensionant-los perquè en un futur es puguin fer pràctiques amb valors més grans sense córrer perill de fer malbé l'interruptor controlat que es proposa en aquest projecte.

- Aconseguir un interruptor controlat

Tensió mín. i màx.: 60 – 240 V

Intensitat mín. i màx.: 5 – 20 A

- Aconseguir que commuti a altes freqüències

Freqüència mín. i màx.: 1 – 80 kHz

- Aconseguir un prototip robust i petit

Mides del prototip (LxAxH): 6x6x4 cm

Incorporarà 3 bornes : Vcc/GND per alimentar components interiors i pel senyal d'entrada (3 connectors mascle i 3 connectors femella del tipus banana)

Incorporarà 2 connector mascle tipus banana en la entrada Drenador i sortida Source del MOSFET

- Tenir connector adequats al projecte

Tipus de connector: Duopont

- Tenir la mateixa alimentació per tots els components interiors (Optoacobrador i driver)

Tensió d'alimentació: 12-15 V

3. Antecedents

En aquest apartat es tractaran diverses coses, es parlaran dels antecedents d'aquest projecte que tal com es pot suposar, el projecte tracta de la millora / modernitzar un interruptor controlar ja existent, per tant, els antecedents seran sobre aquest interruptor controlat, es veurà el funcionament i els components que hi havia que feien possible el funcionament de l'interruptor controlat antic.

Per altra banda, hi haurà un apartat de necessitats d'informació on es redactarà una mica, totes aquelles coses que de cara al projecte hauran de ser buscades ja sigui a través de llibres, datasheets o internet en general, perquè no es disposarà de coneixements suficients per poder treballar-les adequadament.

I finalment, hi haurà una explicació teòrica la qual estarà en un punt de marc teòric que consistirà en donar unes idees senzilles però a la vegada entenedores i completes sobre diverses definicions que per aquest projecte aniran realment bé.

3.1. Antecedents

3.1.1. Components de l'interruptor controlat antic

En aquest punt només es veurà una taula resum amb tots els components que porta incorporat l'antic interruptor controlat, més endavant es farà una explicació més extensa sobre cada un dels components i quina funció compleix cada un d'ells. Cal destacar que tant la taula 3.1, com la figura que es veurà més endavant han sigut extretes de la fulla de característiques de l'interruptor antic proporcionada pel Tecnocampus.

LLISTA COMPONENTS INTERRUPTOR CONTROLAT		
R1	820 Ω	
R2	100 Ω	2W
R3	1M Ω	
R4	10 Ω	
R5	1K Ω	
R6	100 Ω	
R7	3,3K Ω	
R8	5,6K Ω	
R9	1K Ω	
R10	1K Ω	
R11	7,5K Ω	
R12	5,6K Ω	
C1	100 nF	104
C2	220 pF	n22
C3	4,7 nF	E472M
C4	1 nF	BC 102
P1	4,7 K Ω	
P2	100 K Ω	
T1	TIP 122	TIP 120 = TIP 121
T2	BD 137	
CI	TDA 1060	NTE1672
TRAFOS	SEMIKRON SKPT 26b10	

Taula 3.1. Llistat dels components del SW controlat antic (Font: caract.antic SW)

3.1.2. Funcionament de l'interruptor controlat antic

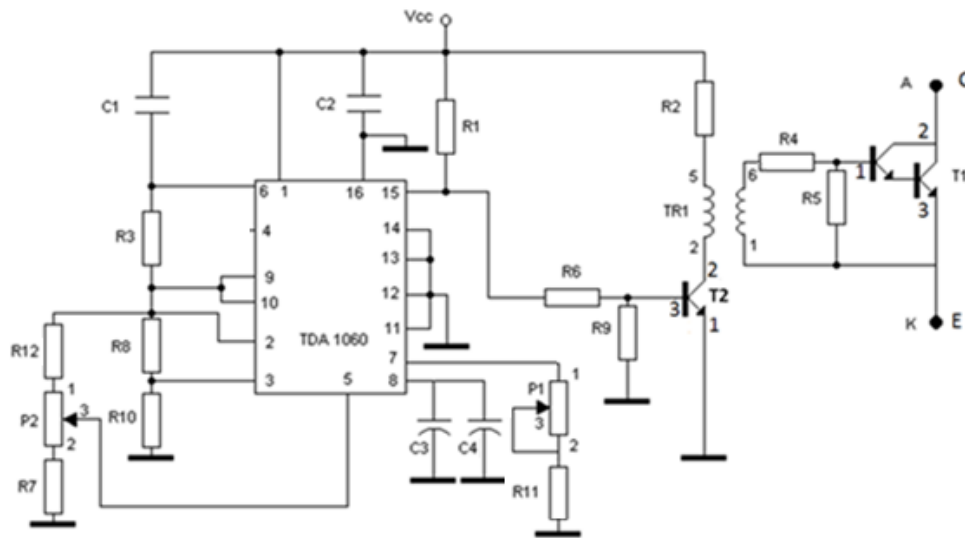


Fig. 3.1. Esquema elèctric del SW controlat antic (Font: caract.antic SW)

A partir de la Fig. 3.1 s'aniran comentant tots i cada un dels components que hi ha representats en aquest esquema elèctric relacionat amb la taula 3.1.

El Potenciòmetre 1 és l'encarregat de regular la freqüència que se li entra al circuit integrat.

El potenciòmetre 2, s'encarrega de regular la relació de conducció també anomenada duty-ratio.

El TDA1060 que és el circuit integrat utilitzat, és l'encarregat de tot el control del circuit.

El Transistor 2 que és el BD137, s'encarrega principalment d'augmentar el senyal de corrent que serà capaç d'arribar al transistor 1, ja que com bé s'ha explicat abans tenim una relació entre I_b i I_c que diu el següent: $I_b = I_c / \beta$, és a dir, si tenim un corrent de base de 4A, i un guany de 10, s'aconseguirà un corrent de col·lector de 40A.

El transformador que tenim, en aquest cas és el SEMIKRON SKPT 26b10 la seva funció no és la de reduir o amplificar la tensió que li passa per l'entrada o la sortida (com podem veure a la seva fulla de característiques té una relació $N_p:N_s$ 1:1), sinó que té una altra funció i aquesta és la de fer d'aïllador entre el circuit de control i el circuit de potència, protegint així de corrents no desitjades i, per tant, proporcionant seguretat al circuit i a la persona que vagi a usar el component.

Un altre dels components és un altre transistor el TIP122, aquest en configuració Darlington per poder regular el CC, és el component encarregat de fer la commutació ON/OFF i, per tant, és el que s'encarrega de deixar passar o no el corrent, com s'ha comentat està en configuració Darlington perquè és important poder regular la intensitat i poder controlar una gran intensitat amb una intensitat petita.

Hi ha 2 condensadors normals, que serveixen per eliminar o minimitzar l'arribada o soroll del senyal.

També hi ha 2 condensadors electrolítics, això vol dir que estan polaritzats, i s'ha de tenir en compte el positiu i el negatiu per no fer-los mal bé.

Els altres components són resistències les quals cada una té la seva funció de regular i limitar el corrent que passa a través d'aquestes.

3.1.3. Explicació del funcionament de l'interruptor antic a partir d'una pràctica

En aquest apartat el que es vol aconseguir és una idea clara del funcionament de l'interruptor controlat a partir de la seva implementació en una de les pràctiques, d'aquesta manera s'aconsegueix que es pugui veure millor la seva funció i que no sigui només teoria escrita en un paper. Per tant, el que es veurà seran la implementació de l'interruptor controlat, per veure clarament les seves funcions.

En la pràctica implementada apareixen diversos resultats que no es tindran en compte perquè no formen part de l'estudi en qüestió i no se'ls hi donarà importància.

Cal destacar que les imatges dels circuits que s'utilitzaran com a exemples han estat extretes de les pràctiques d'electrònica de potència tot i que les imatges dels resultats provinents d'aquestes pràctiques són de font pròpia.

Es parteix de la cosa més senzilla per poder entendre el funcionament del nostre interruptor controlat. En aquest cas, tenim un trossejador amb una càrrega R-L i díode volant, tal com es pot observar en la següent figura, s'aprecia una tensió d'entrada de 6 Vcc, una resistència de 100 ohms, una bobina, un díode 1N4007, i finalment el SW que és l'interruptor controlat en el qual el projecte se centra.

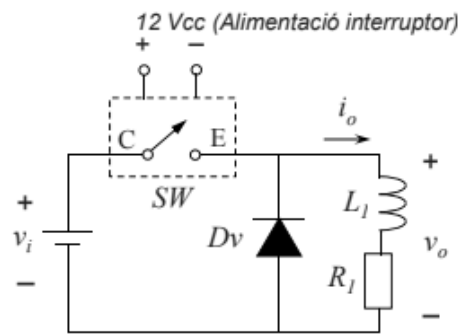


Fig. 3.2. Trossejador amb càrrega R-L i díode volant (Font: apunts Elect.Potència)

A primera vista, ja es pot observar una de les necessitats de l'interruptor, que és que aquest no pot treballar per si sol amb la mateixa tensió d'entrada V_i , sinó que s'ha d'alimentar des d'una tensió externa V_{cc} de 12 V.

Un cop el circuit està muntat com a la figura anterior, es mesura amb l'ajuda de l'oscil·loscopi, les formes d'ona del corrent i de la tensió de la càrrega (V_o , I_o). En aquesta pràctica hi ha diversos efectes tals com el del díode i el de la bobina interessants, però que no seran importants perquè no són necessaris pel projecte en qüestió.

A les properes figures, es veurà un dels funcionaments que té l'interruptor controlat i més endavant es veuran les altres dues funcions que agafa dins de circuits on es necessiti un control de T_{on} i T_{off} , és a dir, un control del circuit a partir d'un interruptor controlat.

Quan l'interruptor està ON, el circuit es comporta de la següent manera:

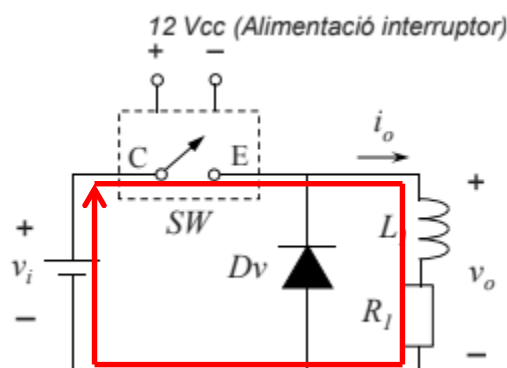


Fig. 3.3. Interruptor ON (Font: apunts Elect.Potència)

En canvi, si està OFF es comporta:

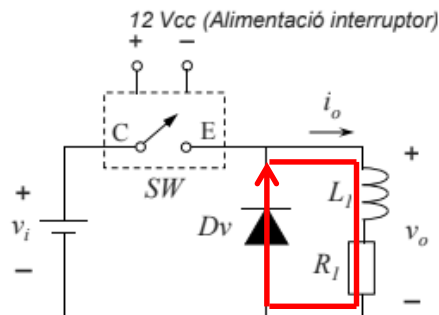


Fig. 3.4. Interruptor OFF (Font: apunts Elect.Potència)

En les dues figures anteriors ja es pot apreciar la característica evident que té l'interruptor controlat, i és la capacitat de poder modificar un circuit, en aquest cas en la primera imatge, quan està ON és a dir tancat, l'interruptor deixa passar tota la tensió i corrent cap a tot el circuit fent que la bobina es carregui i fent que el díode no entri en funcionament, en canvi, quan està OFF, l'interruptor està obert i, per tant, no circula tensió d'entrada ni intensitat per l'interruptor, creant el circuit de la figura 3.4, on agafa importància el díode i la bobina que es comença a descarregar mentre s'espera al nou canvi d'estat.

Com bé s'ha comentat anteriorment, una de les principals funcions de l'interruptor controlador el qual s'està estudiant és la de regular l'amplitud o la relació de conducció aquesta característica la podem veure molt clara en les dues properes figures.

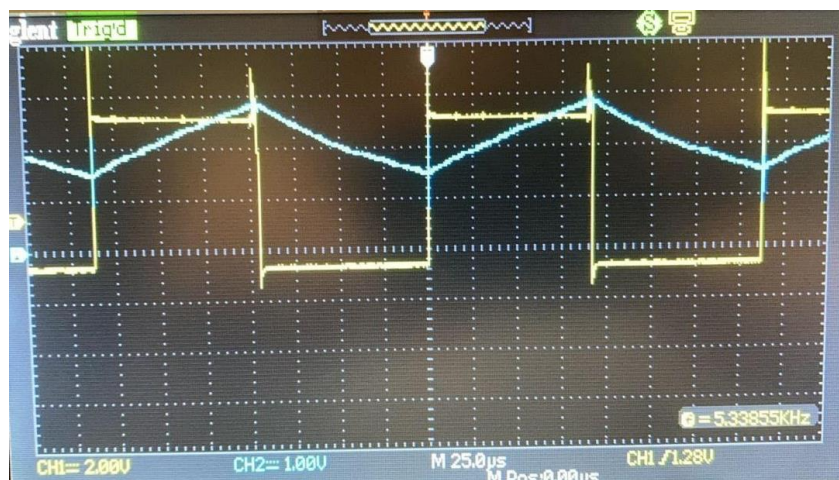


Fig. 3.5. Oscil·lograma 1 tensió (groc) i corrent (blau) de la bobina (Font: pròpia)

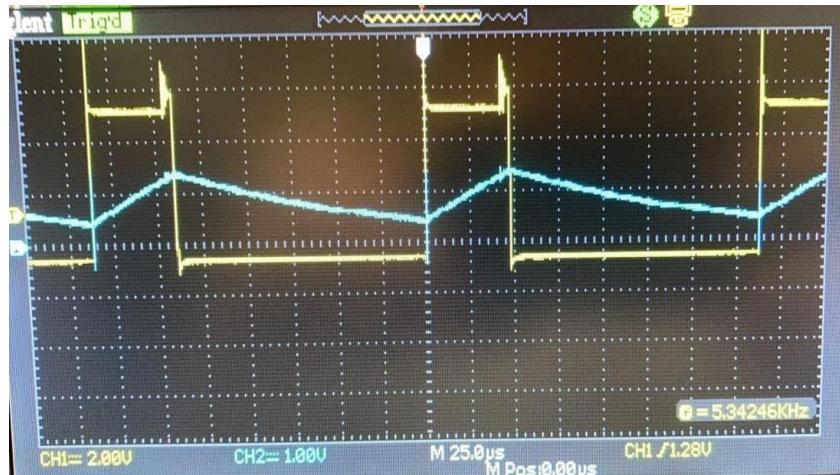


Fig. 3.6. Oscil·lograma 2 tensió (groc) i corrent (blau) de la bobina (Font: pròpia)

Pel que fa a la tensió, en el punt màxim tenim el Ton i en el punt mínim el Toff, en aquesta Fig. 3.5, es pot observar com els dos temps són bastant semblants, però si es mira la Fig. 3.6, s'observa com clarament, el Ton és més petit que el Toff, això és a causa de l'augment de la relació de conducció que ha sigut modificada en el moment que s'ha augmentat l'amplitud mitjançant el potenciòmetre de l'interruptor controlat encarregat d'aquesta funció. Per tant, una de les principals funcions de l'interruptor controlat també s'ha pogut veure ja en aquest circuit.



Fig. 3.7. Oscil·lograma amb una freqüència disminuïda (Font: pròpia)



Fig. 3.8. Oscil·lograma amb una freqüència augmentada (Font: pròpia)

En aquestes dues figures, la Fig. 3.7 i 3.8, es pot apreciar una clara diferència entre el nombre de períodes entre una figura i l'altra, això és a causa del fet que en la primera de les figures s'ha introduït una freqüència menor (9,1kHz) i, per tant, s'aconsegueixen uns períodes més llargs, en canvi, en la segona figura, la freqüència s'ha posat a valors més alts (24,5kHz) fent que el període de commutació sigui més curt, donant així aquesta imatge amb tants períodes dins de l'oscil·loscopi.

En definitiva, gràcies a aquestes dues figures, es veu perfectament l'altra funció característica d'aquest interruptor controlat, que és el fet de poder controlar i modificar la freqüència per adaptar-la al període necessari per a cada moment precís. Gràcies a aquesta regulació de la freqüència, es pot disminuir o augmentar l'arissada del senyal, per exemple si el que es vol és evitar o disminuir al màxim l'arissada el que s'haurà de fer serà augmentar la freqüència de commutació el màxim que es pugui, en canvi, si el que es vol és veure el fenomen de l'arissat, doncs es disminuirà la freqüència de commutació.

Com a petit resum o conclusió d'aquest apartat, es repetiran les funcions que s'han pogut veure en aquesta pràctica sobre el funcionament de l'interruptor controlat, per així tenir clares les funcions que el nou interruptor controlat haurà de portar incorporades i, per tant, anirà molt relacionat amb els objectius finals del projecte en qüestió.

1- La primera cosa que s'ha pogut observar ha sigut la dependència de l'interruptor a una font d'alimentació per a poder funcionar, per tant, serà necessària una font de tensió per alimentar-lo, en aquest cas de 12V.

2- S'ha pogut comprovar que l'interruptor funciona com un commutador d'estats ON/OFF, aconseguint així un tipus de circuit gràcies a l'estat ON o un altre tipus de circuit gràcies a l'estat OFF.

3- Com bé el seu nom indica, interruptor controlat, ha de ser capaç de controlar quelcom, l'objectiu d'aquest interruptor és poder controlar la relació de conducció com s'ha vist al principi de la pràctica per aconseguir un Ton o Toff més llargs, o bé les freqüències de commutació com a sigut possible al final de la pràctica per millorar les arrissades o tenir períodes més llargs o més curts.

3.2. Necessitats d'informació

En aquest apartat, es proposen les necessitats d'informació necessàries per poder fer el projecte sense problemes.

S'ha de fer un estudi exhaustiu sobre el funcionament de l'interruptor que actualment hi ha i que es té com a objectiu modernitzar-lo. Per tant, s'haurà de buscar informació sobre els components i sobre el funcionament d'aquest per a poder plantejar correctament el projecte, aquest ha sigut el punt tractat en els antecedents.

Es necessitarà fer una recerca d'informació sobre els tipus d'interruptors i components utilitzats en electrònica de potència per poder ser capaç d'assolir correctament el projecte. Aquest punt ja està prou extens dins l'apartat del marc teòric d'aquest projecte.

Com que una part important del projecte serà escollir els components adequats, s'haurà de buscar informació sobre les fulles de característiques de cada component i informar-se sobre com entendre i trobar cada una de les coses que hi ha dins de les datasheets.

També es necessitarà buscar informació sobre Easyeda, programa que servirà per dissenyar els circuits que posteriorment formaran part de la solució final del projecte, per tant, és necessari tenir un bon coneixement d'aquest programa per la correcta evolució del projecte.

Serà necessari buscar informació sobre com muntar circuits i esquemes electrònics a les protoboard, ja que serà el pas intermedi entre el disseny final en l'easyeda i el disseny final muntat en la PCB.

I finalment, tal com s'ha indicat en l'anterior punt, serà rellevant adquirir coneixements sobre les PCBs, com crear-les, buscar llocs on puguin imprimir correctament l'esquema elèctric final del muntatge del projecte.

L'última de les necessitats d'informació que es necessitarà per aquest projecte serà la de trobar fonts i vídeos on es pugui aprendre a soldar circuits electrònics en PCBs, ja que es parteix d'una experiència nul·la sobre aquest últim pas.

3.3. Marc teòric

En aquest projecte el que es farà és un interruptor controlat, però abans es parlarà una mica sobre els dos tipus d'interruptors que hi ha, per veure les característiques de cada un d'ells i també es veuran diverses definicions per tenir clarament una idea que serà el TFG.

Un interruptor és un element que consta de dos estats diferents, l'estat ON i l'estat OFF, quan l'interruptor està en l'estat ON direm que està tancat i, per tant, circularà corrent pel circuit, ja que deixarà passar el corrent i tensió, mentre que si està en l'estat OFF, l'interruptor estarà obert i, en conseqüència, no hi circularà corrent ni tensió.

Existeixen diversos tipus d'interruptors, aquest projecte se centrarà en dos tipus d'interruptors, els interruptors NO controlats, i els controlats. Aquests últims seran els més importants de cara al projecte, ja que el projecte tracta sobre l'elaboració d'un interruptor controlat, però no per això s'ha de deixar de veure les diferències que hi ha entre un i altre.

INTERRUPTORS NO CONTROLATS

En aquest grup estan principalment els díodes, són interruptors no controlats, perquè no hi ha manera de controlar-lo perquè el seu estat ON o OFF, el determina el circuit de potència on estigui implementat i no una injecció de corrent o de voltatge com seria el cas dels interruptors controlats.

INTERRUPTORS CONTROLATS

El grup dels interruptors controlats el componen els transistors BJT, els MOSFET, els IGBT i els GTO són interruptors controlats, ja que el seu estat varia depenent del que es vulgui en cada moment, per fer variar aquest estat el que s'ha de fer és aplicar un senyal de control extern als terminals del dispositiu en qüestió, per exemple en els BJT i GTO s'ha d'aplicar un corrent per a poder controlar l'estat del dispositiu (ON-OFF), en canvi, pels MOSFET i IGBT, s'ha d'aplicar tensió per aconseguir controlar aquest estat (ON-OFF).

De cara a l'elecció de l'interruptor que s'utilitzarà en el projecte, es triarà entre els interruptors controlats existents en el mercat, tant els BJT com els MOSFETs com els IGBT seran els estudiats, els 3 que estaran dins de la selecció de l'interruptor controlat òptim pel projecte. És per això, que en aquest apartat s'explicaran els 3 tipus per poder tenir un millor coneixement i saber les característiques per a escollir el que millor s'adapti a les necessitats del projecte.[1]

BJT:

L'interruptor de potència BJT, ha sigut el que s'ha fet servir en l'interruptor controlat antic, a causa de les bones característiques que tenia fa uns anys, però clar, la tecnologia i l'electrònica avança i això provoca que hi hagi nous components que comptin amb millors característiques, tot i això, el BJT es detallarà, ja que està bé saber sobre les seves característiques i les seves limitacions per a poder comprendre el funcionament i limitacions dels altres dos tipus d'interruptors.

Els interruptors BJT són interruptors controlats per corrent, és a dir, es posen en funcionament o s'accionen a partir de polsos de corrent. Hi ha dos tipus de BJT, els NPN i els PNP a la Fig. 3.9 es poden observar les dos tipologies de configuració, tanmateix en aquest àmbit de potència usualment s'utilitzen els NPN perquè tenen menys pèrdues reduint així els temps de commutació del component, objectiu bàsic que es necessari en el funcionament principal del BJT.

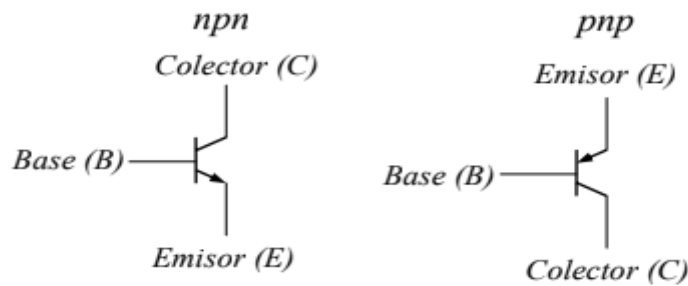


Fig. 3.9. Tipologies dels BJT (Font: apunts Elect.Potència)

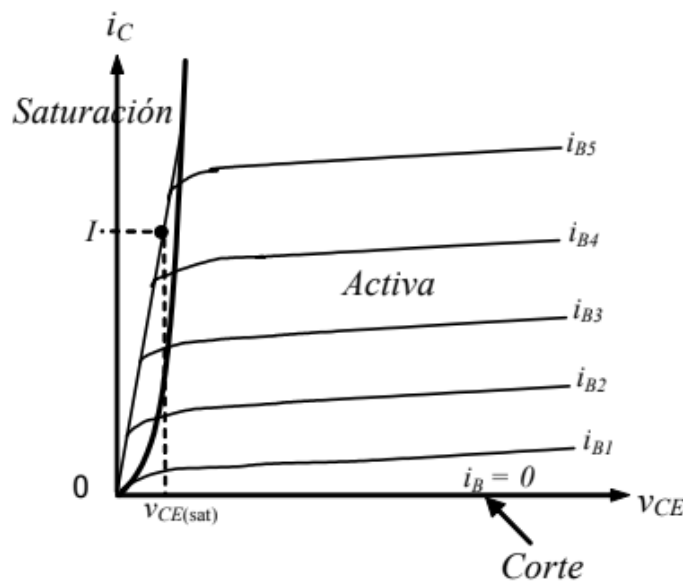


Fig. 3.10. Zones de treball d'un BJT (Font: Google)

Com es pot apreciar en la Fig. 3.10, hi ha 3 zones de treball en els BJT, tall, saturació i activa.

A la figura es pot observar com les zones de tall i de saturació són les necessàries si l'objectiu del BJT ha de ser la de funcionar com a commutador. Ja que de treballar en la zona activa, es pot arribar a fer malbé els components a causa de les tensions i els corrents elevats que podrien estar circulant i, per tant, sobreescalfant el component.

Entrant a la zona de saturació s'aconsegueix amb un corrent prou elevat, que la $V_{ce(sat)}$ estigui entorn els 1-2 V.

Un dels principals problemes dels BJT és que hi ha grans corrents al col·lector provocant així que també hagin de passar grans corrents per la base del BJT, complicant així el driver o controlador de base del transistor. Per exemple, tenim el cas de tenir un guany de 10, ja que sol ser bastant petit si circula una tensió de col·lector $I_c=60A$, això significa que com a mínim hauria de circular un corrent de base superior a $I_b=6A$ si volguéssim saturar el transistor. És per això que s'utilitza la configuració Darlington en aquests transistors, per obtenir rebaixar aquest corrent de base, això és possible gràcies a la col·locació de diversos transistors de manera estratègica per augmentar el guany i, per tant, reduir així el corrent I_b .

En l'exemple anterior per exemple, si es col·loquessin 2 BJT en configuració Darlington, es tindrà una I_c de 60A, i un guany de 20 (10 i 10), aconseguint així que el corrent I_b fos de 3A, encara seria alta, però ja hauria disminuït, afegint un tercer BJT ja s'aconsegueix un corrent I_c prou correcte pel driver que aniria a la base.

És per això, que a l'interruptor controlat ja existent, s'usa aquesta configuració Darlington per assolir reduir el corrent I_b que ha d'arribar des del Driver, en la propera figura, es pot observar la configuració Darlington comentada, juntament amb les fórmules que s'haurien d'aplicar en els càlculs anteriors. [1,2,3]

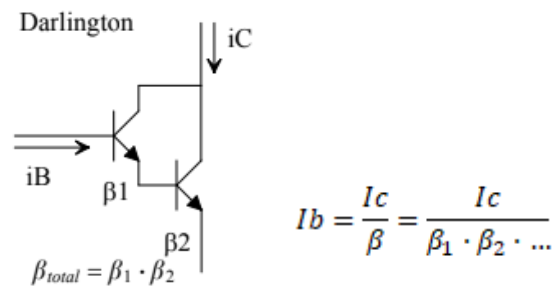


Fig. 3.11. Configuració Darlington i relació entre I_b i I_c (Font: apunts Elect.Potència)

MOSFET:

Els transistors MOSFET estan controlats a partir de polsos de tensió. Existeixen 2 tipus com anteriorment passava també amb els BJT, els de canal n i els de canal p, però en electrònica de potència els més comuns són els de canal n perquè presenten menys pèrdues i tenen una velocitat de commutació més elevada, a la Fig. 3.12 es poden observar.

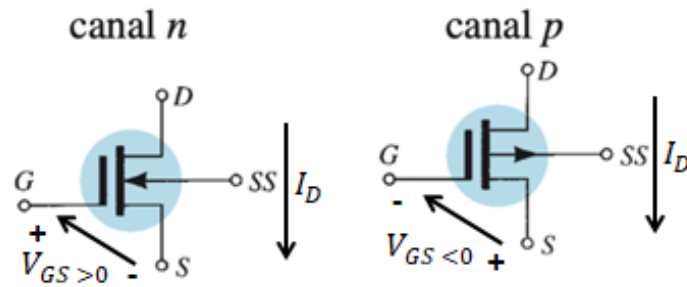


Fig. 3.12. Tipologies dels MOSFET (Font: Google)

Els MOSFET compten també amb 3 zones de treball com es pot apreciar més endavant, a la Fig. 3.13, la zona de tall, l'òhmica i la de saturació. En aquest cas si el que es vol és aconseguir que el MOSFET treballi com a commutador (ON/OFF), s'haurà de treballar en les zones de tall i òhmica. Perquè com es podrà veure a la Fig 3.13, quan estigui en zona òhmica es comporta com si estigués ON i quan estigui en zona de tall com si estigués OFF. S'obté estar en la zona de tall quan la tensió que hi ha entre la porta (G) i la font (S) és més petita que la tensió llindar (normalment aprox. 2V) $V_{gs} < V_t$.

En canvi, si es vol entrar a la zona òhmica i, per tant, tancar el transistor i fer-lo actuar com un switch ON, s'haurà d'aconseguir una tensió entre porta (G) i font (S) prou més gran que la tensió llindar (aprox. 2V) i la tensió entre drenador (D) i font (S) petita, ja que obtenir una tensió entre drenador i font alta faria que immediatament l'interruptor entrés en zona de saturació i actués com a font de corrent constant que no és el que es desitja en aquest treball.

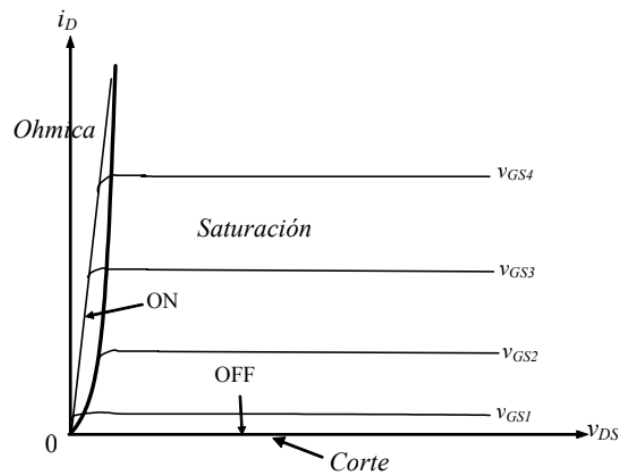


Fig. 3.13. Zones de treball d'un MOSFET (Font: Google)

En aquest punt hi ha un problema, i és que aquesta tensió entre drenador i font (V_{ds}) depèn del corrent I_d i d'una resistència R_{ds} la qual pot variar amb la temperatura provocant així que no sigui tan ideal com podia arribar a ser el BJT. Tot i això, la facilitat que té per poder controlar-se gràcies al fet que té la porta aïllada i el consum de corrent és petit, simplificant així tota mena de càlculs i dissenys dins del circuit de control i del driver a més commuta a freqüències molt altes el que el fa un transistor molt apte pel tipus de treball que es demana en aquest TFG. Normalment, els MOSFET porten incorporat un díode en antiparal·lel entre drenador i la font impedit així que hi hagi retroalimentació que pugui causar danys als components. [1,2,3,4]

IGBT:

Aquest últim component del qual es parlarà, intenta tenir els avantatges que té el BJT i el mateix pel que fa als avantatges del MOSFET, és a dir, és un dispositiu que compta amb les millors coses de cada un dels dispositius anteriors.

El seu objectiu és aconseguir les menors pèrdues (com en els BJT) amb la facilitat del dispar (com en els MOSFET), té un control per tensió com en els MOSFETs, pot treballar a altes tensions cosa que amb els MOSFET no es podria fer, però en contra té que no pot treballar a freqüències tan altes. En definitiva, són bons per manejar altes corrents i voltatges i, tot i això, es controlen fàcilment, tenen una velocitat de commutació més alta que la dels BJT però no tan alta com la dels MOSFETs. [1,2,3]

A la Fig. 3.14. es pot apreciar el símbol electrònic del IGBT.

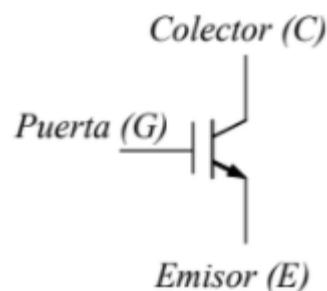


Fig. 3.14. Símbol electrònic del IGBT (Font: apunts Elect.Potència)

4. Disseny i implementació de l'interruptor controlat

4.1. Generació i plantejament de possibles solucions

Es proposa per aquest apartat del projecte, una explicació de la possible solució juntament amb el diagrama de blocs dels components que hi estarien implicats.

Per la generació del pols o el senyal que s'hauria de regular (duty cycle i freqüència). Es tenen en compte dues maneres per generar-lo, una a través d'un arduino o d'un circuit integrat com era el cas de l'anterior interruptor controlat, on la TDA1060 era l'encarregada de generar-lo i els dos potenciòmetres de regular-la a les especificacions a gust del personal.

I l'altra manera per generar-lo seria mitjançant l'ús d'un generador de funcions, aquests disponibles en la universitat i, per tant, només s'hauria d'introduir la freqüència i la relació d'amplitud en aquest perquè generes la forma que es volgués. Pel que fa a la part de control, s'implementarà un circuit integrat, un driver pel MOSFET.

Per tenir un correcte aïllament del senyal es podrà utilitzar tant transformadors com optoacobladors. El projecte tindrà més en compte els optoacobladors.

Com a interruptor de potència, no hi haurà dubte en què es farà servir un MOSFET, algun model que s'adeqüi correctament a les necessitats.

Es podrien tenir en compte configuracions PUSH-PULL davant del MOSFET per reduir els temps de transició i fer-lo commutar més ràpidament, però aquesta configuració es buscarà que estigui incorporada dins del circuit integrat o driver. L'estructura que es vol aconseguir serà semblant a la proposada en la Fig. 4.1.

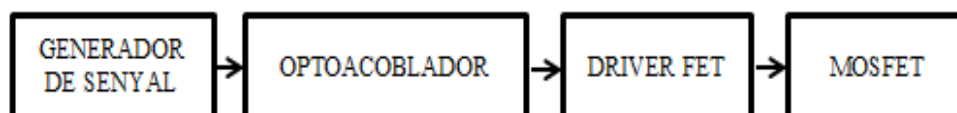


Fig. 4.1. Diagrama de blocs dels components (Font: pròpia)

4.2. Elecció dels components i dels proveïdors

Després d'una llarga recerca i estudi referent a l'interruptor antic i a trobar diferents maneres per poder modernitzar-lo, s'ha acabat trobant una idea de disseny la qual implica a diversos components per a poder complir les especificacions inicials.

En aquest apartat es veuen les diferents solucions que es plantegen amb cada un dels components que formaran el disseny final. Cal destacar que no hi ha una solució única correcta, sinó que hi ha molts components que són vàlids per complir l'objectiu d'aquest projecte perquè no es necessita una gran precisió alhora de la tria dels materials com podria ser en algun altre àmbit que fos per exemple industrial on allà si o si és necessari ser precís. Per tant, tot i ver acabat escollint uns components que pel projecte seran adequats, les altres opcions que s'han tingut en compte o fins i tot d'altres que ni s'han arribat a plantejar, amb una correcta visió i implementació en el disseny final també podrien ser útils i funcionals.

4.2.1. Generador de senyal

Tal com indica el seu nom, un generador de funcions o de senyals, és un aparell que té la capacitat de crear diferents senyals amb diferències que es poden escollir amb els paràmetres d'amplitud, de freqüències i de formes d'ona, aquests senyals poden ser fixes o variables. Les formes d'ona poden ser quadrades, sinusoidals, triangulars i TTL i es poden regular amb uns rangs de freqüències prou amplis depenent del generador en qüestió.

En el cas del projecte, s'utilitzarà el generador de funcions que hi ha a la universitat, aquest generador serà l'encarregat de generar l'ona desitjada amb la forma, freqüència i amplitud que es desitgi introduir dins del circuit que inicialment arribarà al pin 2 (ànode) de l'optoacobrador, també serà encarregat d'introduir el senyal TTL de 5 V constants, per tant, hi haurà totes les opcions disponibles a l'hora de generar el senyal.

En la pròxima figura 4.2, es pot veure quin serà el generador de senyal utilitzat durant tot el procés del disseny i el que s'utilitzarà en el disseny final.



Fig. 4.2. Generador de senyals (Font: pròpia)

4.2.2. Optoacoblador

En primer lloc, abans de veure els optoacobladors que s'han tingut en compte durant la recerca d'aquest per acabar seleccionant el millor, el que es farà serà un breu resum sobre què són els optoacobladors, per veure la importància que té aquest en el circuit del projecte en qüestió.

Un optoacoblador és un component elèctric que la seva principal funció és la d'aïllar. Proporciona un aïllament tant del soroll, com de seguretat. En el cas d'aquest projecte, l'optoacoblador s'utilitzarà principalment per aïllar el circuit de potència del circuit de control. L'optoacoblador s'encarregarà de rebre el senyal provinent del generador de senyals, i entregar-lo al driver FET que hi haurà a continuació. Aquest optoacoblador només tindrà la funció com s'ha comentat abans d'aïllar, per tant, el senyal d'entrada serà el mateix que el senyal de sortida, ja que una altra de les característiques dels optoacobladors és la de poder modificar el senyal d'entrada amb el de sortida, però en aquest cas, no es farà ús. En conseqüència, el que tindrem un cop el senyal passi per l'optoacoblador serà un senyal aïllat, amb la mateixa resposta en freqüència, velocitat, tensió i intensitat.

Hi ha molt tipus d'optoacobladors com es pot observar en la figura 4.3, els fotodíodes, foto-Darlington, foto-TRIAC, fototiristors i els fototransistors, aquests últims seran els que s'explicaran amb més detall el seu funcionament, ja que són els que s'utilitzaran en aquest projecte.

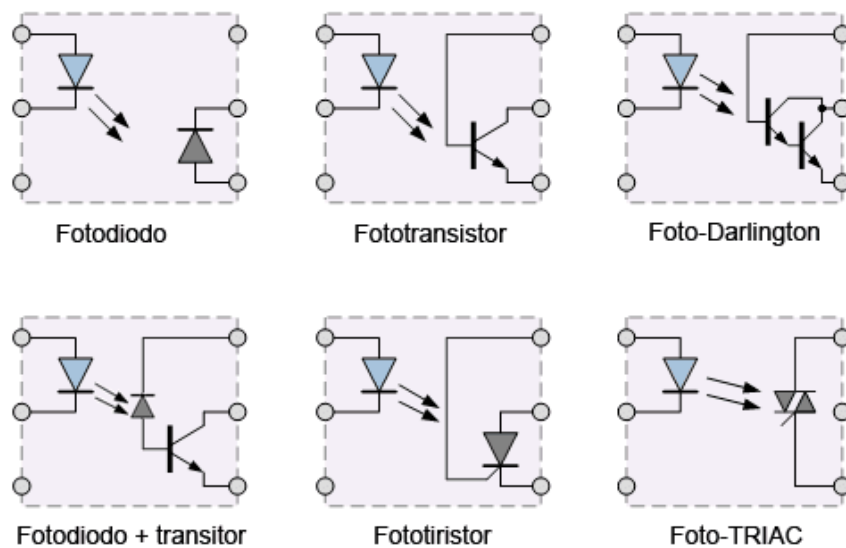


Fig. 4.3. Tipus d'optoacobladors (Font: Google)

El funcionament d'un fototransistor és molt senzill, hi ha una part amb un LED infraroig on tenim un fotodiòde que quan detecta un senyal, encén el LED i activa el fototransistor que hi ha a l'altre costat, aquest quan s'activa entra en saturació provocant que actuï com un interruptor tancat i, per tant, enviant un senyal al IC en aquest cas al driver FET, en canvi, quan el fotodiòde deixa de rebre senyal, el LED s'apaga i deixa d'emetre llum, fet que fa que el fototransistor es desactivi i actuï com un interruptor obert, deixant d'enviar senyal al IC.

Els optoacobladors que s'han tingut en compte en aquest projecte han estat els següents:

- 6N135
- 6N137
- 4N25
- HCPL-2201

4.2.3. Driver FET

Tal com diu el seu nom, és un circuit integrat que servirà per controlar el MOSFET que hi hagi a la seva sortida (controlar els temps de commutació ON/OFF). Pel control el que es fa és enviar una tensió cap al MOSFET, per encendre el MOSFET o canviar-lo d'estat es necessita una tensió a V_G més gran que a $V_D + V_{TH}$, i molts cops aquesta tensió no és

possible sense els drivers FET que donen l'opció d'amplificar el voltatge a l'entrada del MOSFET o cosa que és el mateix, a la sortida del driver.

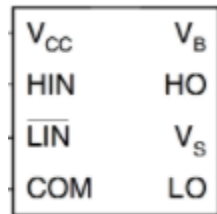


Fig. 4.4. Esquema d'un IC driver FET IR2108 (Font: datasheet del IR2108)

Aquests drivers, compten amb unes sortides High Output (HO) i Low Output (LO) com es pot veure en la imatge. Hi ha alguns que només tenen la sortida HO i d'altres que només tenen la sortida LO. Després estaria la V_{CC} per on alimentem aquest IC per al seu correcte funcionament, també hi ha un H_{IN} i L_{IN} negat, que serveix per poder entrar 2 senyals i un el fan negat perquè així es puguin ajuntar si només es vol un senyal d'entrada (en el cas d'aquest projecte provinent de l'optoacoblador), en acabat està la V_B que és un canal flotant que serveix per fer circuit bootstrap que fa la funció d'augmentar la tensió amb el seu disseny, per últim hi ha el V_S , que és el sensat. El fet de tenir tant HO com LO fa que es puguin utilitzar per a qualsevol circuit, ja que es pot escollir si utilitzar la part del HO o la part del LO.

En el cas d'aquest projecte, s'evitaran aquest tipus de drivers, i el que es buscarà serà un driver FET que tingui només HO a causa que serà més fàcil connectar a terra comú amb la resta dels components.

Com que s'utilitzarà un IC driver FET de HO i a més es farà amb configuració N-MOS, es farà necessari la utilització de la part del V_B per poder fer-li arribar prou tensió al MOSFET i aconseguir encendre'l.

Això és a causa del fet que normalment, els N-MOS són usats en la banda de LO, en canvi, els P-MOS són els usats en la banda del HO per qüestions de característiques de cada un d'ells.

Però en el cas del projecte, es plantejarà un circuit on es farà servir un N-MOS per la banda del HO, prenent importància la necessitat que hi haurà de fer augmentar la tensió a l'entrada del MOSFET per poder encendre'l, més endavant a la part dels càlculs es veuran

els càlculs necessaris que s'hauran de tenir en compte per poder assolir aquests paràmetres indicats.

Després d'haver comentat les diferents parts del IC driver FET, és hora d'escollir els més adequats pel projecte que s'està realitzant. L'encapsulat havia de ser PDIP com a norma bàsica i havia de tenir canal flotant per poder controlar el N-MOS, això ha fet reduir una mica més els candidats. A demès una altra de les especificacions que es buscaven era que el IC s'alimentés amb una tensió V_{CC} d'entre 0-15 V perquè seria la mateixa tensió amb la qual s'alimentaria l'optoacoblador i així s'utilitzaria la mateixa font d'alimentació. S'ha tingut en compte també tant la V_{IN} com la intensitat que podia generar aquest driver. Un altre dels paràmetres a tenir en compte ha sigut el de la intensitat necessària pel seu funcionament.

Finalment, els candidats que han complert amb les especificacions que es demanaven han sigut els següents:

- IR2128
- IR2125
- IR2117

Tots tenen característiques molt semblants i qualsevol pot ser una elecció bona.

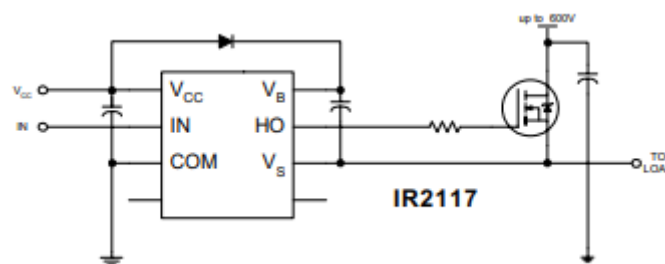


Fig. 4.5. Driver FET IR2117 (Font: datasheet del IR2117)

En la figura 4.5 es pot veure una configuració típica d'aquest driver per controlar un MOSFET també servirà per controlar IGBT però en el cas del projecte no serà útil. El driver escollit compta amb totes les necessitats plantejades anteriorment en aquest punt.

Algun dels paràmetres més importants d'aquest driver són els següents:

La tensió d'alimentació recomanada (V_{CC}) del driver està en els rangs de 10-20 V, recordar que en el projecte la idea era alimentar l'optoacoblador i el driver amb la mateixa alimentació de 12 V, per tant, el rang entra dins del valor.

Una V_{IN} ha de tenir uns valors entre 0 i com a màxim la V_{CC} , també entra dins dels rangs correctes.

Compta amb només una sortida HO.

Tant la V_S com la V_B poden ser molt altes (de fins a 600 V) més que suficient pel projecte.

Retard per encendre's/apagar-se de 125/105 ns respectivament.

D'igual manera que els optoacobladors escollits per fer les proves, els drivers també tindran els seus datasheets als annexos per poder-los consultar.

4.2.4. MOSFET

D'aquest component poc més hi ha a dir sobre que és i el seu funcionament, ja que ja s'ha comentat anteriorment, però es farà un breu resum de les coses més importants a tenir en compte, i que s'han vigilat molt a l'hora d'escollir el MOSFET final.

Un paràmetre imprescindible a l'hora d'escollir el correcte és que **ha de ser MOSFET tipus N** perquè com ve ja s'ha comentat anteriorment són més ràpids a l'hora de commutar i tenen menys pèrdues.

I_D és el corrent drenador-font que pot suportar el transistor en continua (en el datasheet ens apareix el valor màxim), per tant, la càrrega no pot portar més corrent que el valor màxim de I_D si no pot fer-se malbé, en aquest cas **la I_D màxima en condicions normals és de 33 A**, no s'hauria d'arribar mai a aquest màxim.

V_{DSS} és la tensió entre drenador-font, aquest paràmetre és igual d'important que l'anterior, i en el datasheet determinarà quin és el voltatge màxim que pot portar la càrrega que el MOSFET ha de controlar. En aquest cas el **V_{DSS} és de 100 V** més que suficient ja no està previst controlar cap càrrega superior a aquesta tensió.

V_{GS} és el voltatge entre porta-font, aquest paràmetre no és tan important controlar-lo com els altres dos perquè no et farà malbé el MOSFET si no compleixes els rangs del datasheet, però sí que pot fer que el MOSFET no es pugui utilitzar en commutació pel fet que no es puguin complir mai les tensions mínimes per poder canviar d'estat ON/OFF. El MOSFET escollit **tindrà uns valors màxims de V_{GS} de ± 20 V**, com que la idea és treballar amb tensions de 12-15 V aquest ja serveix.

P_D és la potència màxima que el MOSFET és capaç de dissipar, és molt important aquest valor, perquè si se supera, el MOSFET es fa malbé. **El P_D del MOSFET escollit és de 130 W**. Com en el cas d'aquest projecte es treballa en les zones de tall i òhmica, s'han de tenir en compte dues fórmules per tenir controlada aquesta potència i no sobrepassar-la. En el moment que el transistor està en zona de tall; $P_D = I_D \cdot V_{DS}$ com que I_D serà 0, no hi haurà cap problema, però si treballa en zona òhmica, la potència no haurà de sobrepassar amb la següent fórmula; $P_D = I_D^2 \cdot R_{DS(ON)}$. D'igual manera si està en zona de saturació, no pot sobrepassar la potència amb la fórmula anterior $P_D = I_D \cdot V_{DS}$ on aquest cop la intensitat no serà 0.

$V_{GS(TH)}$ una altra de les característiques a tenir en compte és la tensió llindar del transistor que és el voltatge mínim entre drenador-font per fer-lo conduir, escollir un MOSFET amb una tensió llindar baixa (normalment de 2 V) és més recomanable, perquè a mesura que augmenta aquesta tensió llindar és necessària més tensió a la V_G per poder posar el MOSFET en l'estat d'ON. En definitiva, aquesta tensió s'ha de triar molt bé, ja que serà l'encarregada de determinar quins voltatges seran necessaris per poder commutar el transistor. En el cas del MOSFET escollit **serà de valors mínim i màxim 2-4 V respectivament**.

$R_{DS(ON)}$ és la resistència que hi ha entre drenador-font quan el transistor està operant en zona lineal, o sigui en zona òhmica. Preferentment, interessa una $R_{DS(ON)}$ petita, ja que a l'estar relacionada directament amb la P_D , contra més gran sigui més possibilitats hi ha d'arribar a aquesta potència màxima dissipada que podria fer mal bé el MOSFET. **La $R_{DS(ON)}$ d'aquest transistor és de 44 m Ω** .

Finalment, només queda comentar el MOSFET que s'utilitzarà i els que han sigut candidats, que com abans s'ha comentat, també podrien haver sigut seleccionats pel projecte en qüestió:

- IRFZ44N
- IRLZ34N
- IRF3205
- IRF540N

El MOSFET és el IRF540N, els paràmetres de més importància ja s'han comentat anteriorment, per més detalls es pot consultar l'annex on apareixerà el datasheet corresponent.

4.2.5. Font d'alimentació

La font d'alimentació que s'utilitzarà en aquest projecte és la proporcionada per la universitat, la FAC-662B, aquesta compta amb dues fonts independents que permeten ajustar les tensions de sortida de 0-30 V subministrant fins a 5 A cadascuna. També compta amb una altra font auxiliar amb una sortida de voltatge fix de 5 V. Té el mode "TRAKING" amb el que s'aconsegueix interconnectar les dues fonts aconseguint que siguin igual, però de signe canviat, però per aquest projecte es faran servir les dues fonts de manera independent tant la sortida 1 com la sortida 2.



Fig. 4.6. Font d'alimentació FAC-662B (Font: Pròpia)

4.2.6. Proveïdors

Per trobar els components adequats, veure les seves fitxes de dades i el més important, veure si hi ha estoc d'aquests perquè no serveix de res trobar un component que sigui perfecte si està obsolet, és per això que s'han fet servir proveïdors/distribuïdors de components electrònics tan físics com en línia per poder obtenir la informació necessària dels components.

Els distribuïdors que s'han utilitzat són:

- Farnell (<https://es.farnell.com/>)
- RS Components (<https://es.rs-online.com/web/>)
- Infineon (<https://www.infineon.com/>)
- Traco Power (<https://www.tracopower.com/int/es>)
- JLCPCB (<https://jlcpcb.com/>)

Aquests cinc distribuïdors han sigut els principals distribuïdors on s'ha fet la recerca dels components necessaris i amb els quals s'ha pogut obtenir tota la informació necessària dels components seleccionats i altres que s'han acabat descartant.

Per la compra dels components per això, s'ha optat per Miliwatts (<https://www.miliwatts.com/tienda/1>), que és una botiga física ubicada a Mataró, aquest fet ja és una de les raons per la qual és el proveïdor principal, però entre d'altres es troba que les comandes són ràpides i compten amb tots els components que són necessaris.

Per la segona comanda que s'ha hagut de fer s'ha optat per farnell, ja que després de veure els temps d'entrega a la botiga anterior (Miliwatts) els quals eren de 2 setmanes, es va decidir canviar de distribuïdor, ja que els temps d'entrega estaven entorn als 2 dies laborals.

Finalment, l'última comanda que es va fer va ser per demanar la PCB, es va optar pel fabricant JLCPCB i en aquest cas tot i ser la millor alternativa possible, els temps d'entrega han estat entorn de les dues setmanes.

4.3. Disseny de la solució final

4.3.1. Dissenys realitzats

En aquest punt es tractarà principalment el progrés que s'ha fet durant el projecte per acabar trobant el que ha sigut el disseny final del projecte, per tant, es veuran a continuació diferents models els quals per unes qüestions o altres no han resultat correctes. Es presentarà un anàlisi de cada disseny amb els resultats més rellevants. En base a aquest anàlisi, es determinarà si el disseny és adequat.

4.3.1.1. Disseny 1

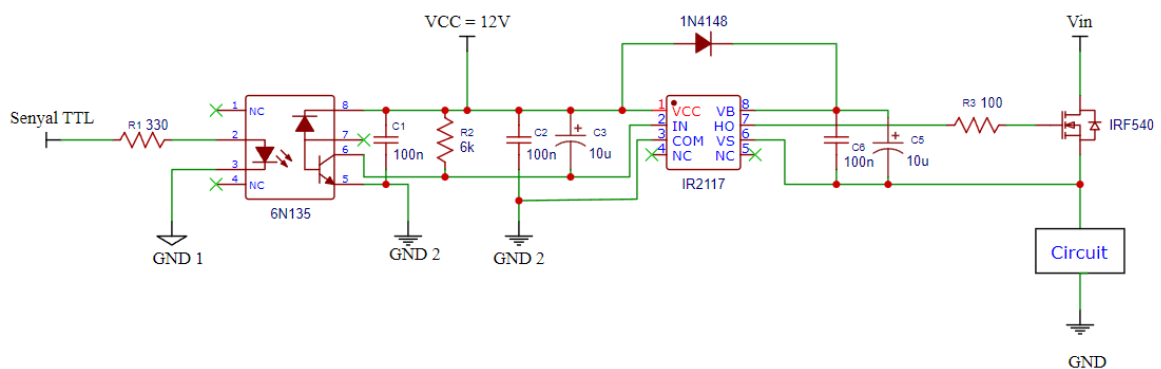


Fig. 4.7. Disseny 1 (Font: Pròpia)

El primer disseny implementat consistia a utilitzar l'optoacoblador 6N135, el driver FET IR2117 i el MOSFET IRF540 juntament amb els condensadors, resistències i díodes necessaris.

S'alimenta amb 12 V tant el driver com l'optoacoblador per V_{CC} , i a l'optoacoblador li arriba un senyal TTL de 5 V. El primer que s'ha de fer és mirar la fulla de característiques de l'optoacoblador per veure quin és el corrent màxim que pot circular a l'entrada, en aquest cas és de 25 mA, per tant, fent servir la llei d'ohm equació (4.1), es troba el següent:

$$\frac{V}{I} = R \quad (4.1)$$

$$\frac{V_{in}-V_{díode}}{I_{in}} = R_1 ; \frac{5-1,5}{0,025} = \mathbf{140\Omega} \quad (4.2)$$

Tot i que a l'equació (4.2) es veu que amb una resistència R_1 de 140Ω , ja aniria bé, s'opta per augmentar aquesta resistència fins a un valor de 330Ω , per així evitar circular amb la intensitat màxima. Amb aquesta solució també s'evita fer mal bé l'optoacoblador si hi aparegués algun curtcircuit, ja que no elevaria suficient el corrent per a sobrepassar els 25 mA .

Per obtenir el valor de la resistència R_L , s'ha utilitzat la mateixa equació (4.1) però amb els valors adequats com es veu a l'equació (4.3).

$$\frac{V_{CC}}{I_o} = R_L ; \frac{12}{0,008} = \mathbf{1500\Omega} \quad (4.3)$$

En aquest cas, d'igual manera que l'anterior, els 1500Ω són el valor mínim que ha de tenir la resistència per obtenir el màxim valor d'intensitat, però per no fer malbé el component s'utilitza una resistència de $6 \text{ k}\Omega$, per aconseguir així una intensitat de 2 mA .

El condensador Bypass de $0.1 \mu\text{F}$ està recomanat usar-lo, dins del datasheet del component així ho indica.

Un cop ja es tenen dimensionats tots els components de l'optoacoblador, es duen a terme unes proves per comprovar el correcte funcionament de l'optoacoblador, abans de connectar-lo amb la segona part del circuit que seria el circuit de control (DRIVER FET + MOSFET).

El primer dels inconvenients que dona la solució proposada ve a causa de la resistència R_L , la qual amb el valor actual de $2,2 \text{ k}\Omega$, dona un senyal V_O quadrat de 12 V de màxim, però el mínim no és 0 V donant com a valor mínim un valor entorn dels $7,2 \text{ V}$ com es pot apreciar a la figura 7.2. Per tant, el que es fa és provar amb una R_L més gran de $10 \text{ k}\Omega$, amb aquest valor ja queda la V_O desitjada com es pot comprovar a la figura 7.3.

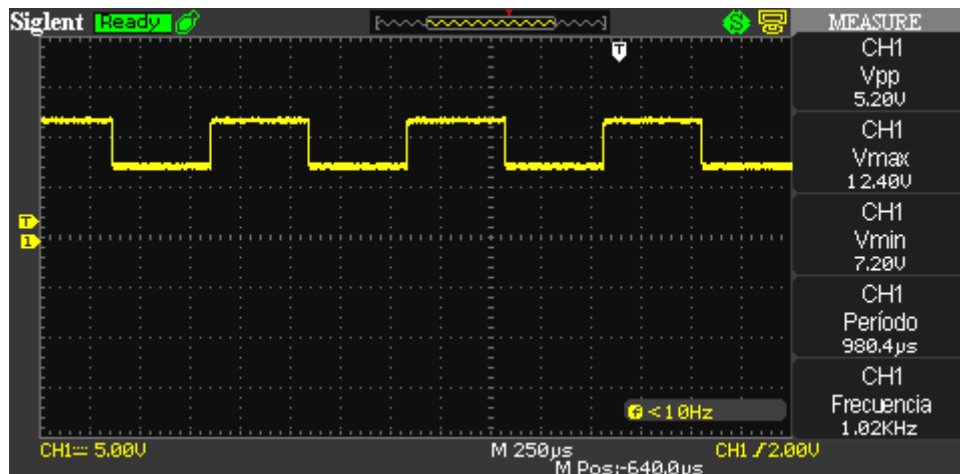


Fig. 4.8. Senyal de sortida incorrecte amb $R=2,2k\Omega$ (Font: Pròpia)

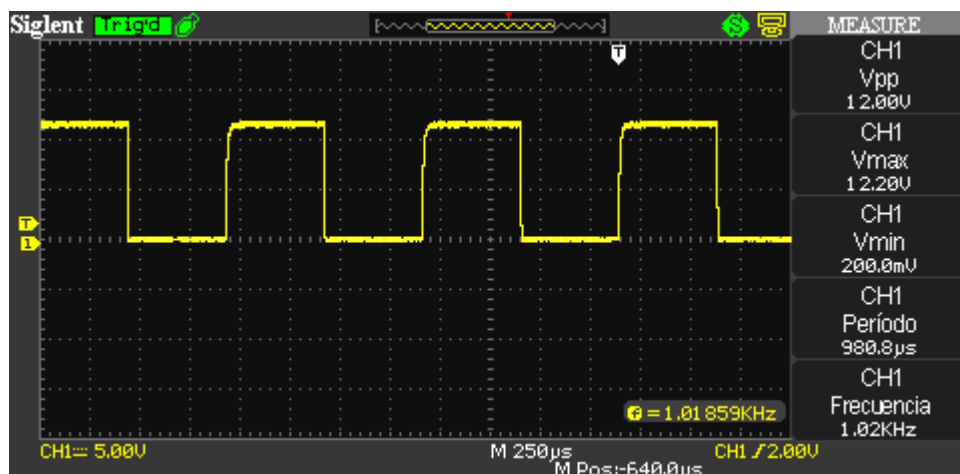


Fig. 4.9. Senyal de sortida correcte amb $R=10k\Omega$ (Font: Pròpia)

L'inconvenient més gran i pel qual s'ha donat per dolent aquest disseny, ha sigut per la lentitud de resposta de l'optoacobrador, tal com es pot apreciar a la figura 4.9, on hi ha una pujada lenta, el temps de resposta és prou lent per fer invàlida la solució plantejada i haver de buscar una altra.

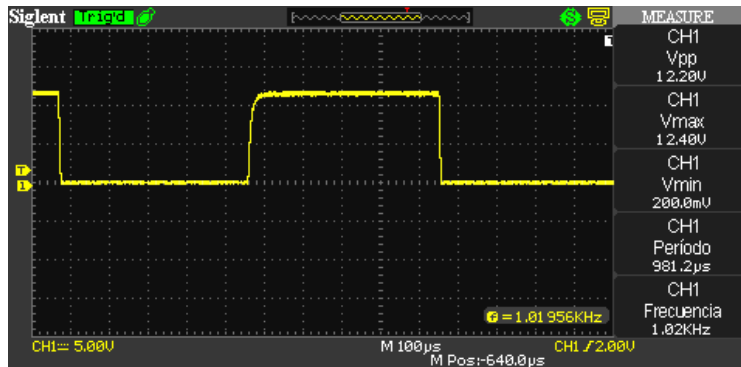


Fig. 4.10. Senyal de sortida amb una velocitat lenta (Font: Pròpia)

Aquest optoacoblador té una velocitat d'1 Mb/s, que després d'observar les gràfiques s'ha arribat a la conclusió que és molt lent per realitzar els canvis ON/OFF que es necessiten en el projecte.

El projecte tenia contemplat un altre disseny semblant a aquest primer el qual modificava el DRIVER FET, col·locant un IR2125 en lloc del IR2117, però com que ja la primera part del disseny és incorrecta com s'ha pogut comprovar amb aquest, no s'indicarà com a possible solució, per tant, el primer dels dissenys, **NO és un disseny vàlid pel projecte en qüestió.**

4.3.1.2. Disseny 2

El segon disseny estudiarà l'optoacoblador 6N137 amb els drivers IR2125 i IR2117, primerament es comprovarà l'optoacoblador com s'ha fet en l'anterior disseny per evitar els mateixos problemes que l'anterior.

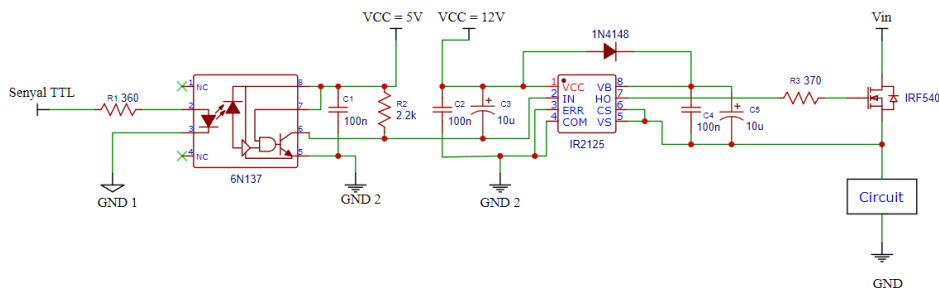


Fig. 4.11. Disseny 2 (Font: Pròpia)

Primer es parlarà de la part de l'optoacoblador, i no es farà cas de la següent part, i més endavant si el funcionament per part de l'optoacoblador és el correcte, s'explicarà la part del driver FET.

Hi ha petites diferències entre l'optoacoblador 6N135 i el que s'utilitzarà en aquest segon disseny, el 6N137.

Les principals diferències es troben en la velocitat i la V_{CC} . Aquest optoacoblador compta amb una velocitat de 10 Mb/s, 10 cops més ràpid que l'anterior, però per inconvenient té que s'ha d'alimentar a 5 V en lloc dels 12 V de l'anterior.

D'igual manera que en l'anterior, per calcular les dues resistències es farà servir la llei d'ohm, equació (4.1). En aquest cas, els dos valors de les intensitats poden arribar a 50 mA, per tant, s'estudiarà fer servir una R_1 de 360Ω i una R_L de $2,2 \text{ k}\Omega$.

Una diferència amb l'altre optoacoblador, és que en aquest cas, el pin 7 que abans es deixava a l'aire, en aquest optoacoblador s'ha de connectar al pin de V_{CC} com s'aprecia a la figura 4.10. Pel demès tot és semblant.

Es disposa a fer la prova de l'optoacoblador i com es pot observar amb la seva resposta a la figura 4.12 és adequat pel projecte. Compleix amb la necessitat del projecte de tenir components amb velocitats altes i no surt cap valor fora dels normals com passava amb l'altre component. Comprovant les dues figures 4.10 i 4.12, es pot apreciar la diferència.

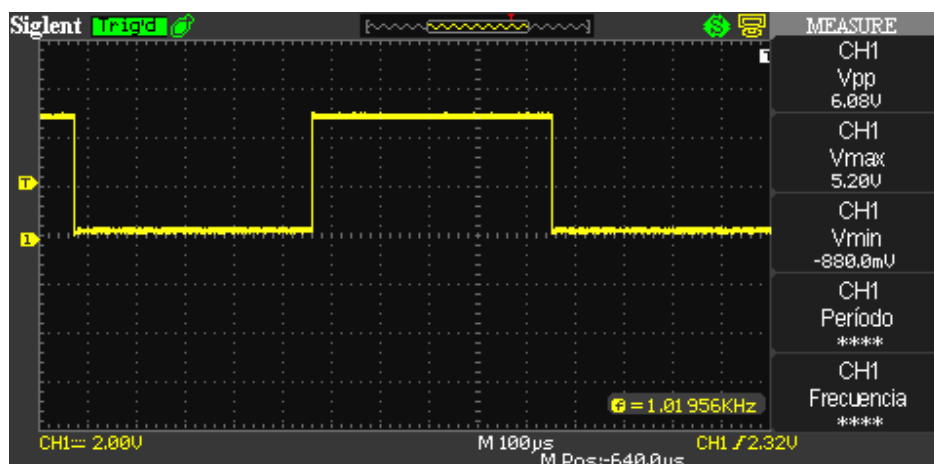


Fig. 4.12. Senyal de sortida amb una velocitat ràpida (Font: Pròpia)

Un cop comprovat que és correcte el funcionament d'aquesta part, sorgeixen 2 possibles solucions per a connectar el següent component o millor dit, la segona part del disseny.

Primer es comenten els components que aniran connectats i després les dues possibles solucions per a la V_{CC} , en primer lloc, es connectarà un díode 1N4148 entre els pins 1 i 8 tal com mostra la figura 4.11. També aniran condensadors, aquests condensadors tindran una configuració en paral·lel entre dos condensadors, el primer d'aquests serà un condensador de ceràmica de 100 nF i el segon un condensador electrolític de 10 μ F. L'explicació d'utilitzar dos condensadors en lloc d'un és senzilla, s'aconsegueix un condensador més funcional, ja que el condensador ceràmic de 100 nF aportarà més rapidesa, però menys capacitat i, en canvi, el condensador electrolític de 10 μ F aportarà més capacitat però més lentitud.

S'ha de vigilar amb la polaritat del díode i del condensador electrolític.

El pin 3 anirà connectat directament amb el pin 4 a GND i d'igual manera el pin 6 amb el 5.

Per acabar a la sortida de l'HO (el pin 7) anirà una petita resistència que inicialment serà de 370 Ω com a protecció per l'entrada del MOSFET. Així doncs, un cop comentat els components, es passarà a plantejar les dues possibles solucions:

La primera possible solució és alimentar el DRIVER FET amb la mateixa tensió que l'optoacoblador per evitar tenir dues fonts d'alimentació diferents, per tant, alimentar a 5 V.

La segona possible solució és alimentar el DRIVER FET amb una tensió de 12 V tal com estava plantejat inicialment i l'optoacoblador amb la tensió de 5 V.

És molt important a l'hora de fer aquestes proves, tenir connectades totes les masses al mateix lloc. Ja que si no els valors que s'obtidran no seran els correctes.

Amb la primera solució ha sortit un problema i és el fet que tant el driver IR2117 com el IR2125, amb una tensió d'alimentació $V_{CC}=5$ V, no són capaços de funcionar i, per tant, no donen senyal a la sortida de HO.

Pel que fa a la segona solució aquesta sí que funciona bé, generant un senyal de sortida a l'HO correcte, aconseguint tenir un valor correcte al Gate del MOSFET. Com es pot veure a la figura 4.13.

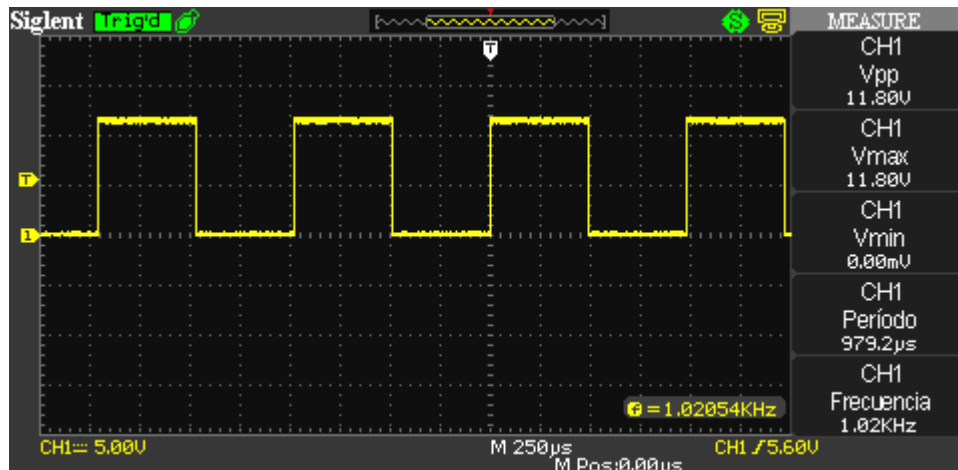


Fig. 4.13. Senyal al Gate del MOSFET (Font: Pròpia)

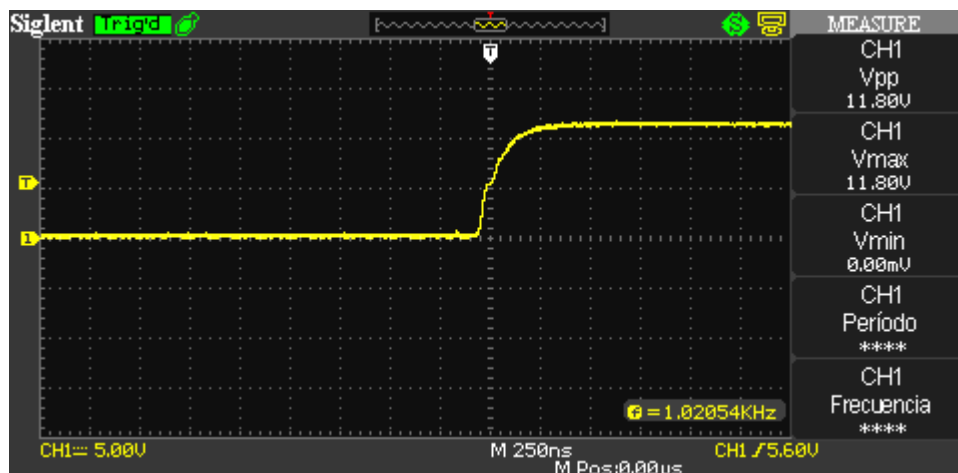


Fig. 4.14. Velocitat de resposta en el Gate del MOSFET (Font: Pròpia)

Com es pot apreciar en la figura 4.14, el temps de resposta és del valor de 250 ns, una velocitat més que acceptable, **aquest disseny funciona correctament per aconseguir gran part dels objectius del projecte**, però s'han de polir alguns detalls de la solució, per fer això hi ha dues opcions:

La primera opció és canviar de nou l'optocobrador per un que pugui tenir una V_{CC} de 12 V i així poder alimentar els dos components amb la mateixa font d'alimentació. Aquesta opció podria venir per la implementació de l'optocobrador HCPL-2201 que compleix amb

les característiques necessàries, però té una velocitat de 5 Mb/s (que podria donar problemes de lentitud, ja que seria 2 cops més lent que l'actual 6N137). Fent recerca sobre els possibles optoacobladors que satisfacin les necessitats del projecte, no s'ha trobat cap altre optoacoblador que compleixi amb les especificacions necessàries les quals eren les següents: que l'encapsulat fos DIP o PDIP, que el V_{CC} fos 12 V o superior i que la seva velocitat fos superior a 1 Mb/s tenint en compte que un optoacoblador amb velocitat de 10 Mb/s seria totalment apte. A causa de les necessitats plantejades, l'únic optoacoblador que s'ha pogut adequar a les necessitats ha estat l'anteriorment comentat, el HCPL-2201. És per això que el tercer disseny que es veurà en el projecte serà amb l'optoacoblador HCPL-2201 com a possible solució.

La segona opció seria usar una configuració estreta de la tesi doctoral del Salvador Alepuz on gràcies a aquesta configuració es pot augmentar el voltatge generat per una font d'alimentació que inicialment subministra 5 V, per així aconseguir una tensió de 5 V per l'optoacoblador i una tensió de 12 V pel Driver FET.

Una tercera opció és utilitzar un xip que portarà integrat l'optoacoblador amb el driver FET que facilitaria i unificaria encara més el disseny, aconseguint que fos un disseny més compacte i robust. Aquesta tercera opció formaria part del cinquè disseny que s'estudiaria com a possible solució del projecte.

Per tant, un cop exposades les possibles solucions que han aparegut durant la implementació i disseny de la segona solució es veuran detallades una per una cadascuna d'elles.

Per finalitzar aquesta segona solució, remarcar que ja compliria amb gran part dels objectius del projecte que seria la millora de l'interruptor que hi ha actualment, però com que és una solució poc eficient, s'han estudiat alternatives a aquesta com són les comentades anteriorment, per tant, **NO és un disseny vàlid com a solució final.**

4.3.1.3. Disseny 3

El tercer disseny farà un canvi d'optoacoblador. Tal com s'ha comentat anteriorment, per fer la recerca d'un optoacoblador que fos compatible amb totes les especificacions que s'havien d'imposar, el projecte ha tingut en compte diversos proveïdors i pàgines de

components electrònics per arribar a obtenir els millors optoacobladors. Les especificacions que s'havien de complir perquè l'optoacobrador fos adequat eren que l'encapsulat fos DIP o PDIP, que el V_{CC} fos 12 V o superior i que la seva velocitat fos superior a 1 Mb/s tenint en compte que un optoacobrador amb velocitat de 10 Mb/s seria totalment apte. Havia de ser superior a 1 Mb/s perquè si no el projecte es trobaria amb el mateix problema de velocitat que es patia amb el 6N135, i ja que es tenia un bon resultat del 6N137 el qual era de 10 Mb/s, doncs es va buscar entorn aquest valor. Finalment, després de comparar molts components, l'únic component que s'adequava a les necessitats era el HCPL-2201. Ja que els altres si tenien 10 Mb/s no podien alimentar-se amb una V_{CC} superior de 5 V i aquest tema també s'havia d'evitar, ja que era el problema principal que presentava el 6N137.

L'optoacobrador HCPL-2201 compta amb una V_{CC} de 12 V i una velocitat de 5 Mb/s, és per tant, 5 vegades més ràpid que el 6N135 (el qual s'ha descartat en el disseny 1 per la lentitud de resposta) i 2 vegades més lent que el 6N137 (el qual tenia el problema del voltatge que l'alimentava a 5 V màxim).

Les altres especificacions del HCPL-2201 es poden trobar juntament amb el seu datasheet als annexos.

A la figura 4.15, es pot observar el tercer disseny el qual incorpora l'optoacobrador comentat, mantenint la resta dels components iguals.

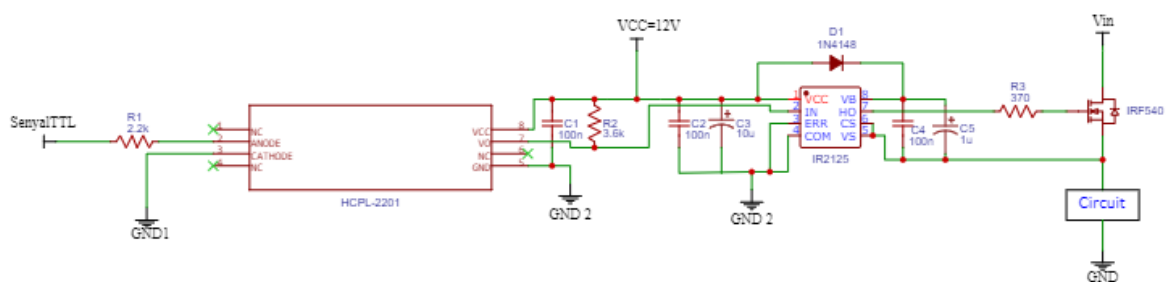


Fig. 4.15. Disseny 3 (Font: Pròpia)

Els valors de les resistències R1 i R2 i R3, han estat calculats de la mateixa manera que en els anteriors circuits.

En les properes figures, es veurà de la mateixa manera que en els anteriors dissenys, els resultats obtinguts per poder comparar-los i veure com són millors o pitjors.



Fig. 4.16. Senyal entrada TTL al HCPL-2201disseny 3 (Font: Pròpia)

En primer lloc, es pot observar a la figura 4.16, el senyal TTL entrat pel pin 2 de l'optoacoblador, el qual sempre ha estat el mateix en tots els dissenys per poder ajustar els resultats el més semblant possibles entre tots els dissenys.

A la figura següent, la figura 4.17, hi ha la sortida de l'optoacoblador la qual com es pot veure és bona, tot i ser 2 cops més baixa la velocitat de resposta, en les mateixes condicions es veu prou ràpidament. Es pot dir que comparant les velocitats de resposta entre el 6N137 i el HCPL-2201, no hi ha gaire diferència dins dels marges que aquest projecte contempla, el fet que el HCPL-2201 es pugui alimentar directament de 12 V al contrari que el 6N137 que no pot, li dona un plus per ser el candidat ideal a ser el disseny final, ja que l'avantatge que tenia el 6N137 respecte del HCPL-2201 que era la velocitat en el projecte no es pot aprofitar fins als punts de poder observar les diferències.

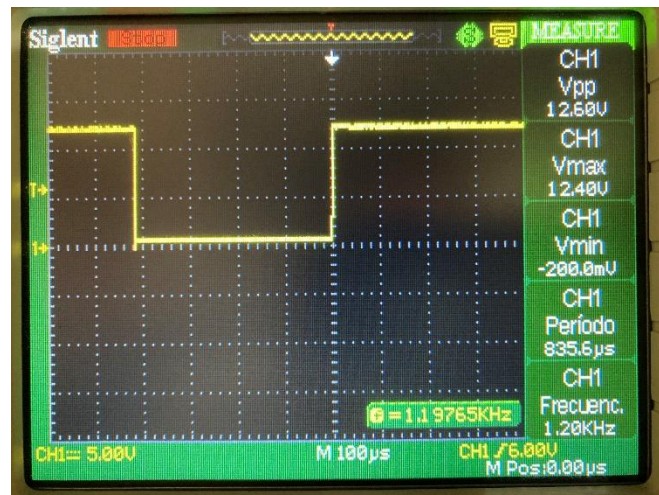


Fig. 4.17. Senyal sortida del HCPL-2201disseny 3 (Font: Pròpia)

Finalment, per veure si el disseny 3 compleix amb les especificacions marcades en el projecte, a les figures 4.18, 4.19 i 4.20, es poden veure tant el senyal d'entrada al MOSFET, com el flanc de pujada i de baixada en la mateixa escala del temps que els anteriors dissenys per poder comparar-los adequadament.



Fig. 4.18. Senyal entrada al MOSFET disseny 3 (Font: Pròpia)

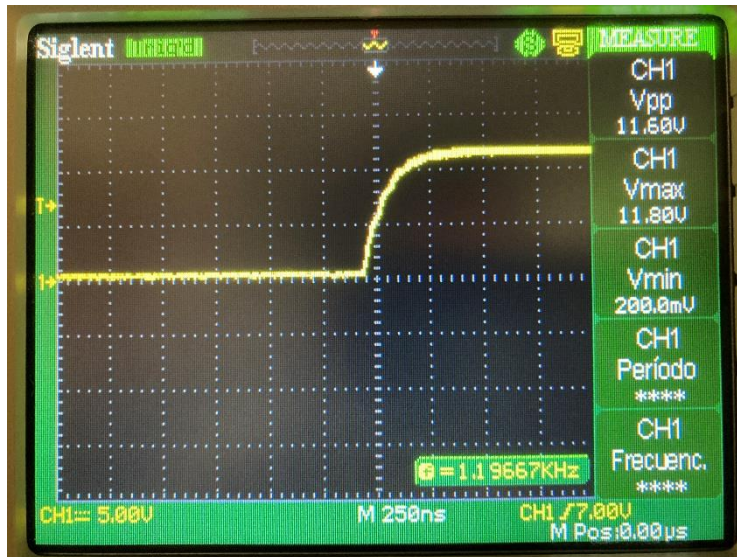


Fig. 4.19. Flanc de pujada al MOSFET disseny 3 (Font: Pròpia)



Fig. 4.20. Flanc de baixada al MOSFET disseny 3 (Font: Pròpia)

Després de veure els resultats del disseny 3, només cal comentar que aquest disseny compleix amb totes les especificacions necessàries per ser el disseny final del projecte. És per això que aquest disseny 3 **SÍ que és un disseny vàlid com a solució final.**

4.3.1.4. Disseny 4

Com s'ha pogut veure anteriorment, aquest quart disseny prové d'una petita modificació que es fa a l'entrada del V_{CC} de l'optoacobrador per poder aconseguir alimentar-lo a la tensió necessària. Fent la configuració proposada al projecte, s'assoleix l'objectiu que

busca aquest quart disseny, que és la de poder utilitzar una única font d'alimentació per als components que són l'optocobrador i el driver FET. En la propera figura 4.21 es veurà com el quart disseny és semblant al disseny 2, però amb la incorporació d'una configuració que fa servir un díode Zener en paral·lel amb una resistència la qual s'explicarà més endavant a la figura 4.22.

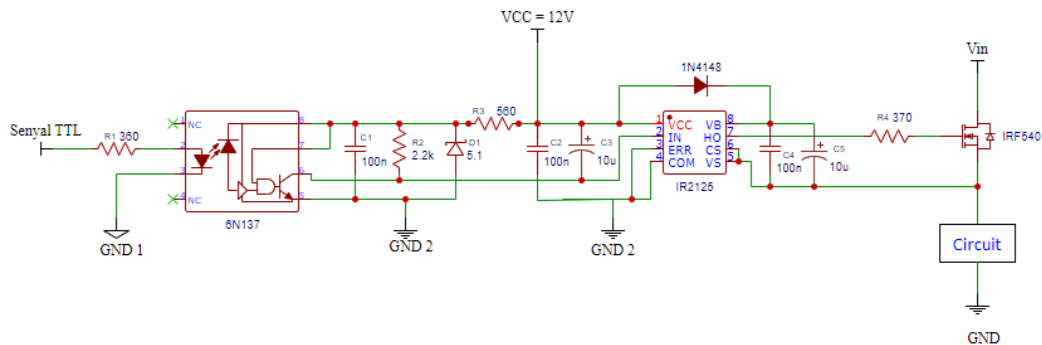


Fig. 4.21. Disseny 4 (Font: Pròpia)

A continuació es passa a veure com s'aconsegueix únicament amb un díode Zener i una resistència el valor necessari de voltatge que es necessita a l'optocobrador 6N137, que es recorda que s'ha d'alimentar amb un màxim de 5 V i actualment al disseny 4 s'alimenta des d'una font d'alimentació a 12 V.

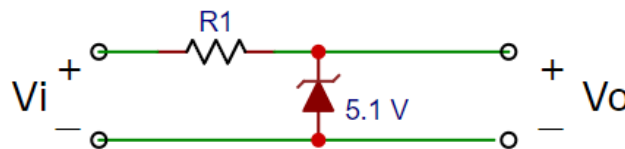


Fig. 4.22. Regulació de tensió (Font: Pròpia)

Gràcies a la configuració de la figura 4.22, s'aconsegueix un voltatge de sortida de 5 V, que serà el que li arribarà al V_{CC} de l'optocobrador. S'han de tenir en compte diverses coses en aquesta configuració, la primera és que el díode Zener perquè compleixi la seva funció ha de tenir un voltatge més petit que la V_i i la diferència entre V_i i V_o , haurà de ser més gran que el díode perquè pugui estar en l'estat ON i generar aquests 5,1 V en els seus extrems. La següent cosa a tenir en compte és la potència que dissiparan tant la resistència com el díode, perquè no es cremin.

És realitzen els càlculs següents:

$$V_i - V_o = R \cdot i_R \rightarrow i_R = \frac{12 - 5}{560} = 12,5 \text{ mA}$$

$$P = R \cdot i_R^2 = 560 \cdot 0,0125^2 = 0,0875 \text{ W}$$

Com que les resistències utilitzades en aquest projecte seran de 0,250 W, no és necessari augmentar el valor de la resistència escollida. Pel que fa al díode, aquest té un valor que fa possible arribar fins a 1 W, per tant, tampoc estarà en perill.

En la propera figura 4.23, es pot veure la relació comentada abans on V_i estarà marcada en groc i V_o apareixerà en blau.

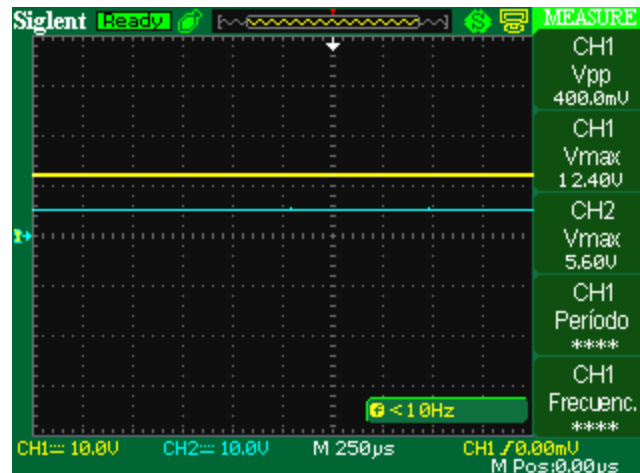


Fig. 4.23. Relació entre V_{in} (groc) i V_{out} (blau) (Font: Pròpia)

Gràcies a aquest disseny, s'aconsegueixen els mateixos resultats que al disseny 2. Es tornaran a repetir les formes d'ona de les respostes a l'entrada del Gate que s'han tingut al disseny 2, però amb la diferència principal de ser un disseny més funcional, ja que es passa d'haver d'utilitzar dues fonts d'alimentació (una de 12 V pel driver i una de 5 V per l'optocobrador) a una única font d'alimentació de 12 V.

A continuació es posaran els resultats d'aquest quart disseny tot i ser gairebé idèntics als del disseny 2.

En primer lloc, a la figura 4.24, es pot apreciar l'entrada TTL del senyal que entrarà per l'optocobrador.



Fig. 4.24. Senyal entrada TTL (Font: Pròpia)

Aquest optoacoblador, tal com s'ha pogut comprovar amb el segon disseny dona un senyal de sortida molt bo podent-se observar a la figura 4.25.

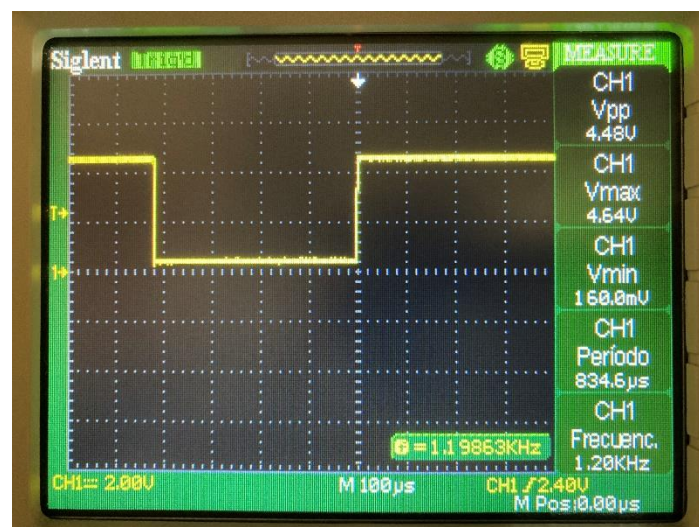


Fig. 4.25. Senyal sortida optoacoblador 6N137 (Font: Pròpia)

Finalment, quedaria veure l'entrada del MOSFET, és a dir el Gate, que seria la part més important i al final el propòsit d'aquest circuit.

Com es pot apreciar a les figures 4.26, 4.27 i 4.28, tenim un senyal a l'entrada del MOSFET molt correcte i ràpid, la figura 4.27 que mostra el flanc de pujada s'aprecia que comença a anar lent en l'ordre dels nanosegons, el mateix passa amb el flanc de baixada.

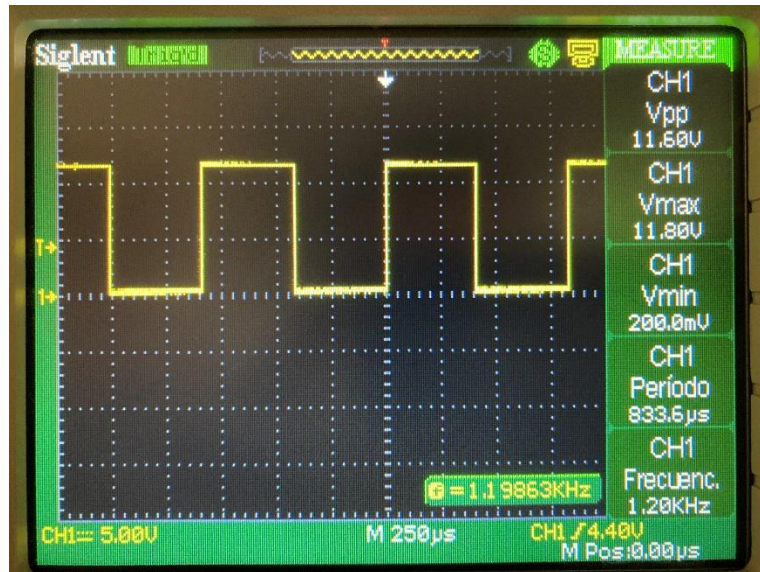


Fig. 4.26. Senyal entrada al MOSFET (Font: Pròpia)

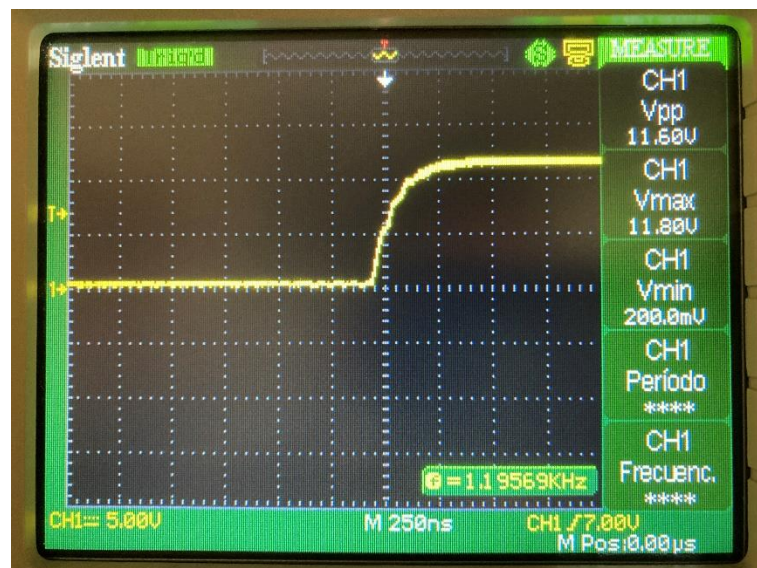


Fig. 4.27. Flanc de pujada entrada del MOSFET (Font: Pròpia)



Fig. 4.28. Flanc de baixada entrada del MOSFET (Font: Pròpia)

Per concloure aquest disseny després de poder observar els resultats a l'entrada del MOSFET, comentar que és un disseny que compleix amb tots els objectius del projecte, és a dir, **SÍ que és un disseny vàlid com a solució final.**

4.3.1.5. Disseny 5

El disseny 5 és la implementació d'un xip que incorpori l'optoacobrador i el driver en un únic component. És per això que han estat triats diferents xips per la realització d'aquest cinquè disseny. A continuació s'exposaran els diferents xips, cadascun té les seves característiques, però la seva finalitat serà semblant en tots ells, ja que pel projecte en qüestió s'ha fet una recerca amb aquesta intenció, després s'escollirà el més adequat per incorporar-lo a la solució proposada del disseny 5.

- FOD3182

- FOD3184

- HCPL-3120

- HCPL-3150

Després d'haver fet una recerca per trobar els components que més s'adaptaven a les necessitats, van quedar aquests 4 comentats anteriorment, i es van procedir a provar, el

primer component que s'ha utilitzat al projecte ha sigut el HCPL-3120, i com que s'han aconseguit els resultats que es tenien present com a objectius del treball, no s'han plantejat les altres possibles solucions, ja que a l'hora de provar-se tant la del HCPL-3120 com la del HCPL-3150 com el FOD3182 funcionaven correctament pels objectius del projecte, però era innecessari tenir un disseny per cadascun dels components perquè sol s'arribarà a utilitzar un.

Com que les especificacions del projecte són força amples, es pot aconseguir complir-les amb els diversos components que s'han provat en els diferents dissenys.

El principal avantatge del disseny 5 que apareix a la figura 4.29, és que és molt més compacte que els altres i més sòlid i funcional, obtenint així millorar encara més els objectius del treball.

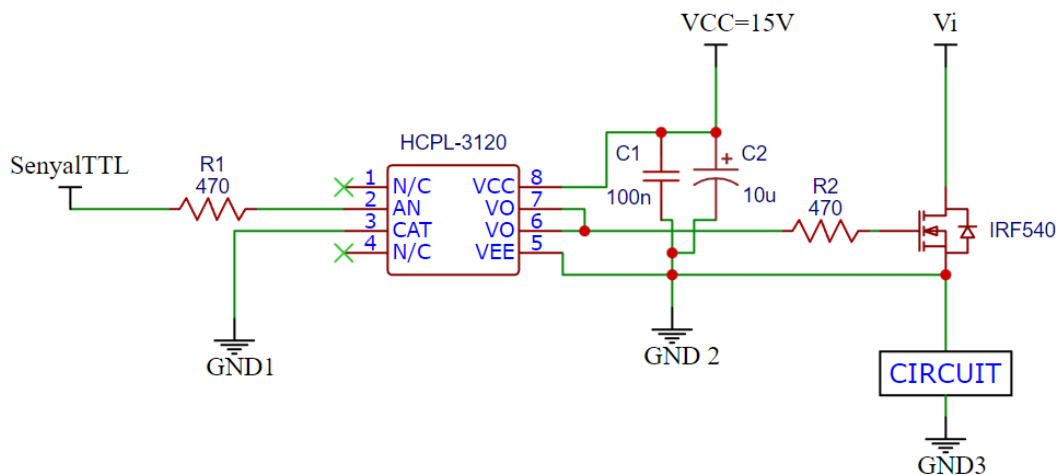


Fig. 4.29. Disseny 5 (Font: Pròpia)

En el disseny 5, es pot veure perfectament, la importància dels capacitors C1 i C2 que hi ha entre V_{CC} i V_{EE} que actuarien com a bypass.

El que fa aquest Bypass és emmagatzemar una càrrega elèctrica que se li proporciona a l'alimentació quan hi ha un canvi transitori de la tensió, minimitzant el soroll que apareix a l'hora de la commutació en el circuit. A mesura que s'augmenta la freqüència augmenta també el soroll, per tant, la importància d'aquest capacitor bypass en el projecte és clarament visible, ja que la idea del projecte és poder treballar a altes freqüències. A

mesura que la freqüència augmenta, el valor de la capacitància del condensador ha de disminuir per complir amb la seva funció.

A les pròximes figures es veurà el funcionament del disseny 5 sense la incorporació del capacitor bypass i amb la seva incorporació. El funcionament i la solució final serà amb la implementació del capacitor en el disseny 5.[7]

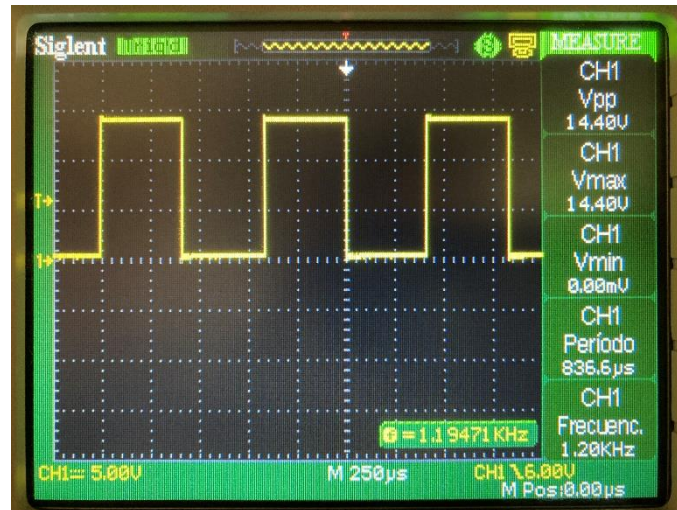


Fig. 4.30. Senyal d'entrada MOSFET sense Bypass al disseny (Font: Pròpia)

Si es compara el resultat que s'observa a la figura 4.30 on a l'esquerra hi ha el senyal resultant sense bypass i a la dreta hi ha el senyal resultant amb el bypass molt possiblement es veuran idèntics, però si es redueix encara més la base de temps passant de microsegons a nanosegons, es pot apreciar el soroll que apareix en els flancs tant de pujada com de baixada a conseqüència de la NO implementació d'un capacitor bypass. A la següent figura 4.31, apareixerà el flanc de pujada sense bypass (a l'esquerra) i el mateix senyal però amb el bypass (a la dreta) i a continuació a la figura 4.32, el mateix però amb els flancs de baixada.

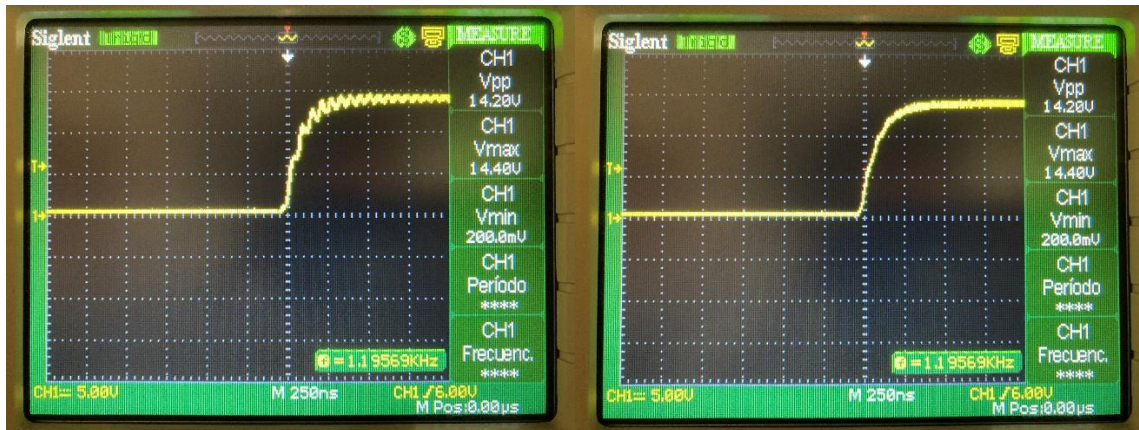


Fig. 4.31. Flanc de pujada entrada MOSFET disseny 5 (Font: Pròpia)

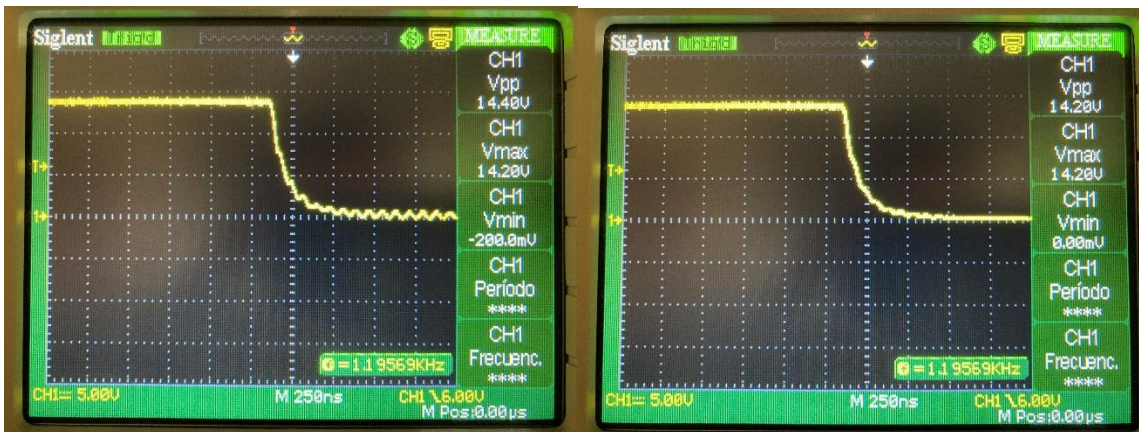


Fig. 4.32. Flanc de baixada entrada MOSFET disseny 5 (Font: Pròpia)

Com es pot observar tots els valors introduïts són exactament idèntics, les dues freqüències són d'1,19 kHz, els Voltatges de 14,2 V, la base del temps 250 ns en els dos casos i l'escala de mostreig de la tensió de 5 V.

És molt notable la diferència de soroll que hi ha entre una proposta i altra. A més, si aquesta freqüència que apareix d'1,19 kHz augmentes, encara es podria apreciar més la diferència del soroll.

Finalment, com a conclusió del disseny 5, és un disseny molt vàlid que dona resposta a totes les necessitats demanades al projecte, fent-lo així un clar candidat per ser el disseny de la solució final. **Sí que és una possible solució.**

4.3.2. Disseny amb protoboard

Un cop els dissenys estaven esquematitzats per poder trobar els inconvenients de cadascun com s'ha pogut comentar en l'anterior apartat, es posaven a prova en una protoboard.

Per les connexions entre components s'utilitzen cables duopont M/M que van connectats directament a la protoboard, a la figura 4.33 es pot apreciar tant la protoboard que és utilitzada durant tot el projecte, com alguns dels dissenys que s'estan provant, juntament amb els cables duopont comentats anteriorment.

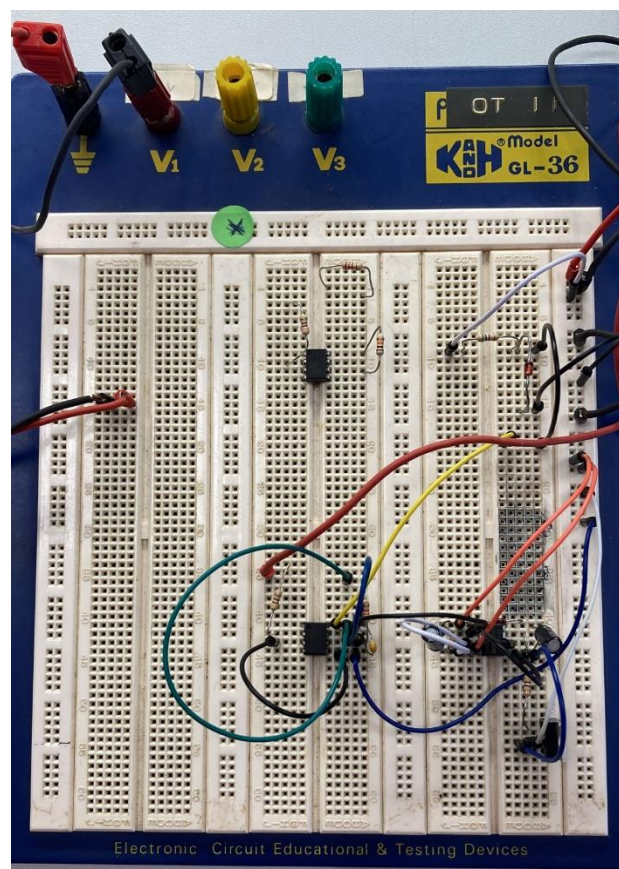


Fig. 4.33. Protoboard (Font: Pròpia)

Uns altres cables que també han sigut necessaris per a la correcta implementació dels dissenys a la protoboard han estat els cables de 4mm – pin, aquests cables permeten alimentar des de la font d'alimentació el disseny que es vulgui alimentar a la protoboard, aquests mateixos cables també són necessaris per poder veure les formes d'ona a l'oscil·loscopi perquè per poder connectar-se a l'oscil·loscopi es necessita un cable connector BNC – connector 4mm que ajuntant-lo amb el cable de 4mm – pin fa possible

observar el senyal a l'oscil·loscopi. El mateix succeeix amb el senyal TTL que s'ha de generar a l'entrada de l'optoacoblador.

4.3.3. Càlculs

Potència dissipada al MOSFET

Un dels càlculs més importants és trobar la potència dissipada pel MOSFET que s'utilitzarà en el disseny final, amb aquesta potència dissipada serà possible determinar si el MOSFET necessitarà un dissipador de calor o pel contrari, no serà suficient la potència que dissiparà per a escalfar molt el MOSFET i fer-lo mal bé.^[6]

El primer que s'ha de fer és considerar tots els paràmetres necessaris del MOSFET que apareixen en el datasheet d'aquest.

- $R_{DS(ON)}$: 44 m Ω
- Temperatura de funcionament: 175 °C
- Potència dissipada màxima (P_D): 130 W
- Rang de temperatura entre la unió operativa i emmagatzematge (T_j): -55 – 175 °C
- Resistència tèrmica
- De la unió fins a la caixa ($R_{\theta JC}$): 1,15 °C/W
- De la unió fins a l'aire ambient ($R_{\theta JA}$): 40 °C/W

Aquests són els valors necessaris del MOSFET utilitzat en el projecte. Hi ha dues fórmules per calcular la potència dissipada, es poden veure en les següents equacions 4.4 i 4.5.

$$P_D = V_{DS} \cdot I_D \quad (4.4)$$

$$P_D = R_{DS(ON)} \cdot I_D^2 \quad (4.5)$$

L'equació 7.1 fa referència a la manera de calcular la potència dissipada en les zones de treball tant de tall com de saturació, com que aquest projecte se centra en les zones de tall i òhmica per aconseguir el seu objectiu, només seria necessari saber la potència dissipada en la zona de tall, que és 0 W perquè com que no circularà cap corrent si se substitueix en la fórmula s'obindrà aquest 0 independentment del valor que aconseguís la V_{DS} .

Llavors quedaria trobar la potència dissipada durant l'etapa on el MOSFET es troba en la zona òhmica.

Per obtenir el valor de I_D el projecte s'ha basat en els equips de laboratori dels quals disposa la universitat. Actualment, els equips de la universitat no poden subministrar més de 2 A, això donaria un total de 2 A màxims, però per anar segurs i fer-ho més resistent i assegurar el correcte funcionament, se sobredimensionarà aquest valor fins als 5 A.

Utilitzant la fórmula 7.2 tenim que:

$$P_D = R_{DS(ON)} \cdot I_D^2 = 0,044 \Omega \cdot 5^2 A = \mathbf{1,1 W}$$

La potència que dissiparà el MOSFET serà de 1,1 W.

Està molt per sota dels 130 W que era la potència dissipada màxima que podia permetre.

Un cop ja s'ha trobat la potència dissipada, es passarà a veure si és necessari un dissipador de la calor. Per trobar resposta es tindrà en compte les fórmules següents:[6]

$$T_{jm} = k \cdot T_{jmax} \quad (4.6)$$

On T_{jm} és la temperatura màxima després d'aplicar un factor de seguretat tèrmic (k) a la temperatura màxima inicial.

Aquest factor de seguretat tèrmic té 3 possibles valors:

$k = 0,5 \rightarrow$ Per un disseny normal amb temperatura ambient moderada.

$k = 0,6 \rightarrow$ Per reduir la mida del dissipador i així reduir el cost.

$k = 0,7 \rightarrow$ Quan hi hagi dissipador en posició vertical i a l'exterior.

Com a primera aproximació s'escull una $k = 0,5$ així se sabrà si és necessari un dissipador.

Aplicant la fórmula 7.3 queda:

$$T_{jm} = k \cdot T_{jmax} = 0,5 \cdot 175 = \mathbf{87,5 ^\circ C}$$

S'obté un resultat de 87,5°C, això significa que la calor generada per la potència dissipada del MOSFET no podrà superar aquest valor, si se supera aquest valor, s'ha de pensar a introduir un dissipador.

Amb la següent fórmula es troba la temperatura a la qual arribarà el MOSFET amb la potència dissipada obtinguda anteriorment:

$$T_{jmaxF} = P_D \cdot R_{\theta JA} + T_{amb} \quad (4.7)$$

Es coneixen tots els valors, per tant, aplicant l'equació 7.4:

$$T_{jmaxF} = P_D \cdot R_{\theta JA} + T_{amb} = 1,1 \text{ W} \cdot 40 \frac{\text{°C}}{\text{W}} + 25 \text{ °C} = \mathbf{69 \text{ °C}}$$

La temperatura màxima a la qual arribarà el MOSFET serà de 69 °C.

Per tant, com que $T_{jmaxF} (69\text{°C}) < T_{jmax} (87,5\text{°C})$ es pot confirmar que el circuit dissenyat per aquest projecte **NO necessitarà un dissipador de calor.**

Finalment, es procedeix a calcular el màxim d'intensitat que podria circular sense necessitat d'un dissipador:

$$T_{jmaxF} = P_D \cdot R_{\theta JA} + T_{amb} \rightarrow 87,5 \text{ °C} = P_D \cdot 40 \frac{\text{°C}}{\text{W}} + 25 \text{ °C} \rightarrow P_D = 1,56 \text{ W}$$

$$P_D = R_{DS(ON)} \cdot I_D^2 \rightarrow 1,56 \text{ W} = 0,044 \Omega \cdot I_D^2 \rightarrow I_D = \mathbf{5,959 \text{ A} \approx 6 \text{ A}}$$

Es necessitaria triplicar el valor màxim que són capaços de generar els aparells del laboratori d'electrònica de potència de la universitat (2 A), per arribar als 6 A necessaris per haver d'implementar un dissipador de calor. Dins de la referència 6 es poden trobar totes les fórmules utilitzades i també les necessàries per seleccionar correctament el dissipador de ser el cas que hagués sigut necessari.^[6]

4.3.4. Disseny final

En aquest apartat es farà un resum de tots els possibles dissenys per finalment escollir el disseny que tingui les millors característiques per al projecte en qüestió.

Disseny 1:

En el primer dels dissenys s'utilitzava un optoacobrador 6N135 i a causa de la seva velocitat de resposta no es va acabar de dissenyar el disseny complet, ja que no era la idea que es tenia pel projecte. No pot ser la solució final per aquest principal problema.

Disseny 2:

El segon disseny contempla la implementació de l'optoacobrador 6N137 en lloc del 6N135, el qual té una velocitat molt bona, però s'alimenta amb 5 V en lloc de 12 V com s'alimenta el driver fet que fa que s'hagin de fer servir 2 fonts d'alimentació per alimentar als dos components. Tret d'això el disseny 2, pot arribar a ser la solució final.

Disseny 3:

El disseny 3 implementa un altre optoacobrador diferent el qual és el HCPL-2201. Aquest optoacobrador millora el disseny 2, té dues principals diferències, la primera és la velocitat de resposta la qual és més lenta que en el disseny 2, però és prou bona per les necessitats del projecte i la segona d'aquestes diferències i per la qual fa que el disseny 3 sigui millor que el 2, que aquest optoacobrador s'alimenta amb 12 V, per tant, es pot alimentar amb la mateixa font d'alimentació tant el driver com l'optoacobrador. El problema d'aquest disseny és la velocitat que és més petita que en altres dissenys, però en el projecte no es necessita tanta velocitat per això no és un problema molt gran.

Disseny 4:

El disseny 4 funciona amb l'optoacobrador 6N137 igual que el disseny 2, però amb la millora del disseny 3 d'utilitzar la mateixa font d'alimentació pels dos components. Per aconseguir-ho, s'implementa una configuració amb un díode Zener i una resistència que aconsegueix reduir l'alimentació de 12 V de la font als 5 V necessaris de l'optoacobrador. El senyal resultant a l'entrada del MOSFET és l'esperat, per tant, és un disseny bo. El problema d'aquest disseny és la necessitat d'haver d'incorporar més components al disseny final.

Disseny 5:

L'últim dels dissenys porta incorporades millores significatives, la principal millora és la reducció de components utilitzats, ja que porta incorporat un xip el qual porta integrat tant el driver com l'optoacobrador en el mateix component anomenat HCPL-3120. Això redueix molt la quantitat d'elements i per conseqüència també millora la rigidesa i fa que sigui més compacte el disseny. A més, el senyal a l'entrada del MOSFET és el correcte pel projecte. Per tant, amb la utilització d'aquest disseny, s'aconsegueix un interruptor controlat amb unes mides molt reduïdes, les més reduïdes amb diferència de tots els dissenys estudiats.

Com a conclusió i per finalitzar amb la proposta final de disseny, remarcar que per aquest projecte, la solució final que se seleccionarà serà l'opció del disseny 5.

Les raons per les quals se selecciona aquest disseny i no un altre, són les exposades anteriorment, en definitiva per 3 característiques que el fan la millor opció.

- Disseny compacte i funcional.
- Capacitat de resposta a l'entrada del MOSFET molt bona.
- Fàcil implementació del disseny.

4.4. Disseny de la PCB

Mitjançant el software gratuït anomenat Easyeda (<https://easyeda.com/es>), s'han pogut dissenyar tots els dissenys que eren viables, és a dir, els dissenys 3, 4 i 5. D'aquests 3 dissenys en el projecte s'han dissenyat les PCBs tant pel disseny 3 com pel disseny 5, ja que fins als últims detalls comparant no es tenia clar quina de les dues solucions seria la proposta final.

Aspectes que s'han de tenir en compte a l'hora de dissenyar una PCB_[8]:

- S'han de veure clarament tots els components i han d'estar tan ordenats com sigui possible per facilitar qualsevol possible modificació del disseny i que sigui entenedor.
- Intentar evitar l'encreuament de senyals per no confondre que es connecta que.
- Abans de començar a ubicar els components, s'han de tenir clares les mesures de la PCB.
- A l'hora de col·locar components, primerament es col·locaran els connectors (entrades/sortides, Vcc...).
- Intentar minimitzar el màxim possible la mida de les pistes.
- Tenir en compte el gruix de les pistes (anirà en funció de la quantitat de corrent que ha de circular).
- Tenir una separació mínima de 0,4 mm entre pistes.
- És molt convenient evitar els angles de 90°, sempre que es vulgui canviar de direcció es farà amb angles de 45° o de l'estil.
- S'ha de preveure que la placa estarà subjectada a una caixa o sense que toqui el terra, per tant, incorporar 4 forats als extrems.
- En el cas del projecte, es treballa amb 2 capes, la capa inferior és la blava i la superior la vermella.
- Els components passius es poden connectar tant per dalt com per baix, però els circuits integrats i transistors és aconsellable fer-ho per la capa inferior.
- NO es poden creuar dues pistes si estan per la mateixa capa i no tenen relació entre elles, SÍ es podran creuar sempre que estiguin en capes diferents.

A continuació es veuran els dissenys de les PCBs tant del disseny 3 que no se li donarà més importància perquè no formarà part de la proposta final com el disseny 5.

Aquest segon disseny que es veurà tindrà dues possibles opcions de disseny que més endavant es veuran i es parlarà més sobre elles per acabar escollint una de les dues com a solució final de PCB.

El disseny 3, que és el que es mostra a la figura 4.34 com a recordatori del disseny que era, ha acabat tenint un disseny de PCB com el que es pot observar a la figura 4.35.

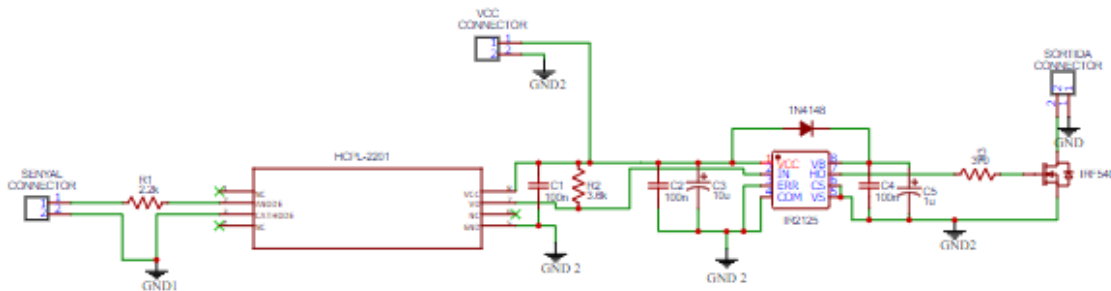


Fig. 4.34. Disseny 3 per dissenyar la PCB (Font: Pròpia)

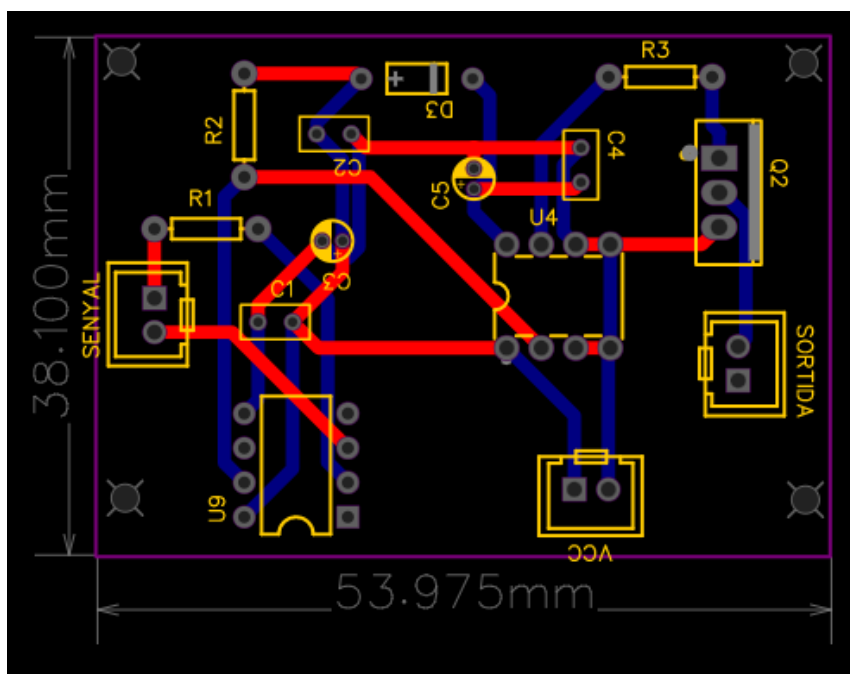


Fig. 4.35. Disseny de connexions per la PCB (disseny 3) (Font: Pròpia)

Com es pot veure a la figura 4.35, la mida de la PCB és d'uns 38x54 mm, bastant gran per la idea inicial que es tenia, però a causa de la quantitat de components i a les limitacions no podia reduir-se més, el fet de tenir més components també implica tenir més connexions i, per tant, no totes les connexions poden anar per la mateixa capa perquè es creuarien deixant inservible la PCB.

Un altre aspecte important sobre aquesta PCB és l'aspecte estètic, tot i no ser una cosa de vital importància, tenir un disseny de PCB agradable a la vista i amb les connexions i components tan ordenats com sigui possible és un valor afegit.

En aquest cas, com que el disseny 3 finalment no ha sigut el seleccionat com a solució final, no hi ha hagut una preocupació extra per poder acabar de millorar el disseny a la PCB, és per això que algunes connexions no estan del tot ben fetes i possiblement hi haurà una millor distribució dels components.

La solució final ha sigut el disseny 5, abans de mostrar els dissenys de connexions per la PCB, es recordarà amb la figura 4.36 el disseny que tenia, que és el que s'ha fet servir per connectar i fer la PCB.

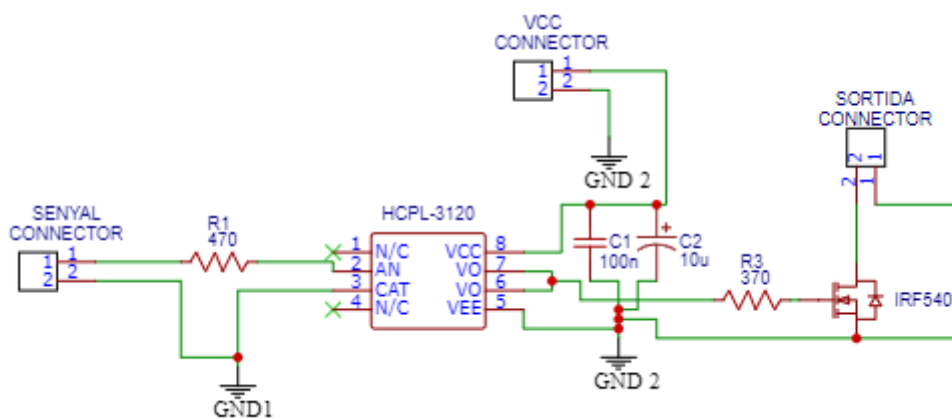


Fig. 4.36. Disseny 5 per dissenyar la PCB (Font: Pròpia)

Com que el disseny 5 seria la proposta final, en el projecte s'ha dedicat més temps per trobar la millor distribució dels components dins del que és la futura PCB.

Es mostraran ara les dues distribucions que millor representen el resultat final que vol aconseguir el projecte.

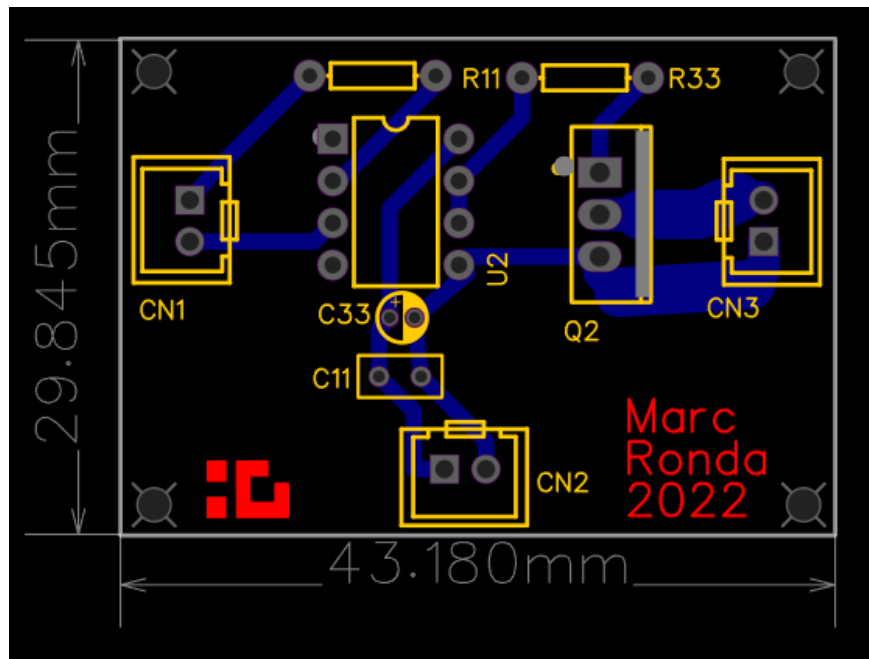


Fig. 4.37. Proposta de disseny 1 de connexions per la PCB (disseny 5) (Font: Pròpia)

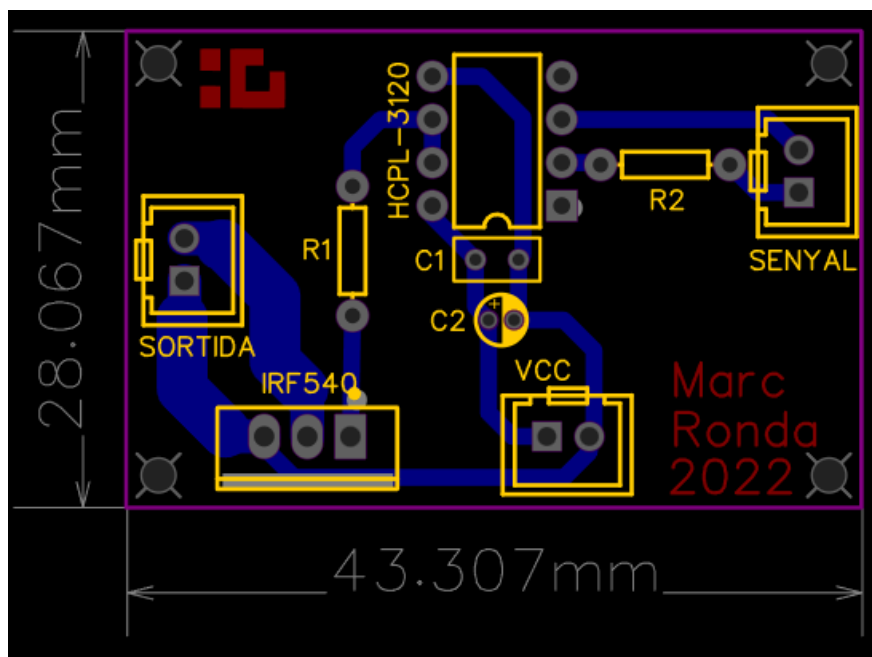


Fig. 4.38. Proposta de disseny 2 de connexions per la PCB (disseny 5) (Font: Pròpia)

Abans de comparar les dues propostes, és necessari primerament observar les grans diferències que apareixen entre aquestes dues propostes i la proposada pel disseny anterior, el disseny 3.

En primer lloc, destaca a simple vista la millor estructuració i ordre que tenen les propostes del disseny 5 enfront del disseny 3, la quantitat de components també es pot observar clarament. Un avantatge més de les propostes del disseny 5, és que només té les pistes connectades per la capa inferior al contrari del disseny 3 que té per ambdues parts. Per la part que correspon a la mida també és més petita i, per tant, s'adequa més a les especificacions del projecte.

Amb relació a les dues distribucions del disseny 5, hi ha diverses coses en comú, entre elles estan, els components com és obvi, el gruix de pista d'1 mm en tota la PCB menys en les unions amb el sortidor i el drenador del MOSFET, ja que aquests estaran portant una càrrega prou gran d'intensitat que farà necessari augmentar el gruix pel seu correcte funcionament i que no es cremi, aquest augment de gruix serà fins a arribar als 3 mm de gruix.

En els dos dissenys també hi ha 4 forats als extrems, aquests forats són importants, dins d'ells aniran les peces que mantinguin la PCB fora del contacte directe amb el terra o la taula etc... Amb això s'aconsegueix evitar la fricció entre la soldadura i el terra i, per tant, s'evita que es vagi deteriorant la soldadura fins al punt de no poder funcionar correctament.

Una altra cosa que tenen en comú és que es compleixen les indicacions que s'han comentat anteriorment, no hi ha cap canvi de direcció amb un angle de 90°, la mida de la PCB també serà igual, ja que tot i modificar la distribució dels components no s'augmentarà la mida i finalment, totes les pistes van per la capa inferior, deixant en la capa superior només el text amb el nom i el logo del TecnoCampus i els components.

Ara ja es passarà a parlar de les diferències, els fets importants pels quals el projecte es decidirà per la implementació d'una distribució o altra.

Principalment hi ha dues diferències:

- La ubicació del MOSFET dins de la PCB.
- Una distribució més agradable a la vista i més ordenada.

La primera diferència: en el primer disseny el MOSFET està situat a l'interior de la PCB, és a dir, no té contacte directe amb el perímetre de la PCB, en canvi, el segon disseny sí que està pensat per tenir contacte directe.

Aquest punt és important, ja que si en un futur fos necessari implementar un dissipador tèrmic en el MOSFET, en la primera de les distribucions no seria possible per la ubicació del MOSFET, en canvi, en la segona distribució sí que ho seria.

La segona diferència: Un disseny més ordenat facilita molt la correcta implementació dels components al moment de la seva fabricació i sobretot facilita que persones externes que vulguin fer ús de l'interruptor controlat puguin aprendre ràpidament les parts en les quals està dividit i la funció de cadascuna d'aquestes.

Clarament, la segona distribució és superior en tots els aspectes a la primera, la ubicació del MOSFET és més adequada i el disseny és més agradable a la vista.

En les dues properes figures 4.39 i 4.40 es veurà un disseny en 2D i en 3D de la proposta final per la PCB del projecte de l'interruptor controlat per donar per finalitzat l'apartat.

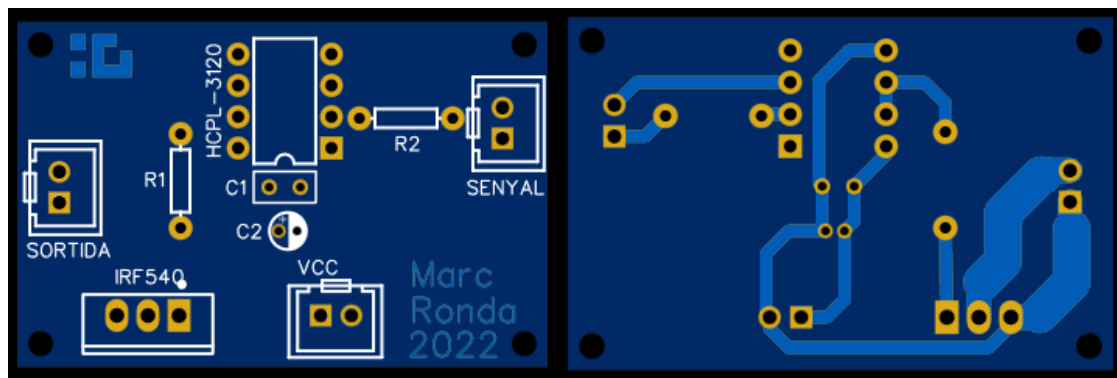


Fig. 4.39. Disseny en 2D de la PCB (Disseny 5) (Font: Pròpia)

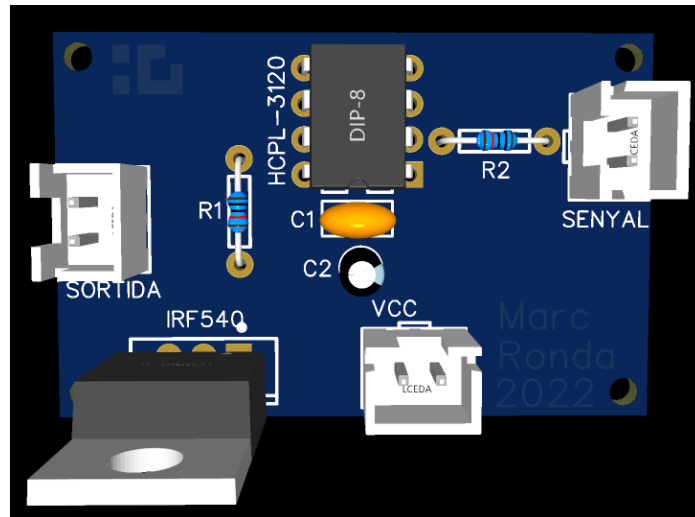


Fig. 4.40. Disseny en 3D de la PCB (Disseny 5) (Font: Pròpia)

4.5. Solució final

Finalment, després de finalitzar el disseny de la PCB, es va enviar a fabricar la PCB, un cop la PCB ja estava fabricada, es van haver de soldar tots els components, l'equip de soldadura utilitzat va ser el proporcionat per la universitat Tecnocampus.

Els resultats són els que apareixen a la figura 4.41:



Fig. 4.41. Solució final

5. Impacte mediambiental

El projecte tracta del disseny i posterior fabricació d'un interruptor controlat capaç de complir amb les funcionalitats que ja tenia l'anterior interruptor controlat, és per això que en aquest apartat es farà un recull de les accions impactants sobre el medi ambient que estan relacionades amb el projecte i algunes de les accions que es poden fer per a poder minimitzar l'impacte mediambiental.

Cal comentar que el simple fet d'haver millorat l'interruptor controlat, d'haver-lo renovat utilitzant components més actuals ja fa que hi hagi un impacte mediambiental més baix, que el que hi havia anteriorment.

Tot i això, com que es tracta d'un producte que està format pràcticament tot per components electrònics, es podria dir que sí que hi hauria un impacte mediambiental lleuger. El producte es pot dividir en dues parts, la part de l'encapsulat, el que seria la carcassa que serà de plàstic, aquest produirà un impacte mediambiental mínim, ja que les mides que tindrà seran molt petites. De cara a millorar l'impacte mediambiental d'aquesta part, es proposaria usar en el futur un altre tipus de material que no fos tan perjudicial com el plàstic, però que fos compatible amb la part electrònica.

Pel que fa a la segona part del producte, la placa on estan soldats tots els components necessaris per al correcte funcionament de l'interruptor, en aquesta part sí que es tindrà un impacte més gran, tot i que si es compara amb la quantitat d'impacte mediambiental que es genera en la indústria d'electrònica de potència seria mínim.

Les accions recomanades pel correcte manteniment i, per tant, minimitzar el risc de fer-los malbé i generar encara més residus, serien bàsicament un correcte emmagatzematge, una revisió continua del bon estat i del funcionament i un ús correcte, aconseguint així que tinguessin una durada més llarga els productes i que en conseqüència no s'haguessin de tirar tan de pressa aconseguint així reduir l'impacte.

Cal comentar que, la idea d'aquest projecte no és la de produir en massa aquest producte, sinó per utilitzar-se en l'àmbit escolar, fet que fa que es produeixin una quantitat petita de productes i, com a resultat minimitzar altre cop l'impacte mediambiental.

En el cas, que en el futur es volgués comercialitzar o produir a gran escala, s'haurien de refer diverses parts del projecte sent una d'aquestes la part mediambiental.

El final de la vida útil del producte, el consumidor final, o en aquest cas escoles o universitats, tenen el deure de reciclar-lo correctament, especialment els components electrònics en llocs habilitats pel seu posterior reciclatge de poder ser el cas.

6. Planificació del projecte

6.1. Planificació del projecte

Fase 1. Revisar les correccions del avantprojecte

Fase 2. Buscar components i informació que pugui ser útil per aconseguir el model d'interruptor controlat final.

Fase 3. Desenvolupar la solució final, aquesta fase tindrà diverses sub fases, entre les quals hi haurà la realització dels càlculs necessaris per trobar les característiques que hauran de complir els components que estiguin dins de l'interruptor controlat i l'elecció dels components adequats a partir de les seves datasheets i les seves especificacions tècniques.

Fase 4. Utilització del programa Easyeda, en aquesta fase també hi haurà sub fases, ja que es contempla una primera part on s'aprendrà sobre l'ús del programa. I una segona fase ja sí, on es muntarà tot el circuit aconseguit dins la fase de desenvolupament de la solució final.

Fase 5. Comprovació que el circuit o solució final compleix amb totes les necessitats i objectius que s'han plantejat en l'inici del projecte. Si el cas és afirmatiu es procedeix a passar a la següent fase 6, en el cas que sigui negatiu i no a complert amb les necessitats i objectius, es tornarà a la fase 3, on es plantejarà de nou una nova solució o es modificaran els càlculs pertinents per al correcte funcionament de la solució final.

Fase 6. Fer la comanda dels components al proveïdor, en aquesta fase s'utilitzarà un proveïdor de components electrònics situat a Mataró que és diu Miliwatts. Es comprovarà que contin amb tots els components necessaris, de ser el cas que hi hagi algun components que no el tinguin disponible es buscarà un component alternatiu amb les mateixes característiques.

Fase 7. Un cop es rebi la comanda feta en la fase 6, es procedirà a muntar el circuit en una protoboard per veure que no hi hagi cap error que teòricament en Easyeda no s'ha pogut detectar i a l'hora d'implementar-ho físicament sí.

Fase 8. Aquesta fase serà on es fabricarà la PCB a partir de l'esquema electrònic de la solució final.

Fase 9. En la fase 9, es tindran dos etapes, la primera que serà la de l'aprenentatge de soldar components a PCBs, i la segona etapa que serà la d'implementar els coneixements anteriors i soldar la PCB amb els components electrònics.

Fase 10. Creació de la caixa de l'interruptor controlat, s'hauran de fer diverses sub fases, la primera d'elles l'elaboració dels plànols necessaris per a la fabricació de la caixa i la segona sub fase, la fabricació de la mateixa.

Fase 11. Finalització de l'interruptor controlat, en aquesta fase, s'acabarà d'unir la PCB amb la caixa donant com a resultat final la solució final del projecte.

Fase 12. Últimes comprovacions, és realitzaran pràctiques i demès per veure el correcte funcionament de l'interruptor controlat final.

Fase 13. Es realitzaran las viabilitats tècniques i el pressupost.

Fase 14. Redacció de les conclusions finals.

Fase 15. Redacció de la memòria del projecte.

Fase 16. Revisió final de la memòria.

	Modo de	Nombre de tarea	Duración	Comienzo	Fin	Predecesoras	Nombres de los recursos
1		1. Correccions errors Avantprojecte.	5 días	vie 11/02/22	mar 15/02/22		1
2		2. Recerca dels components i informació necessària.	15 días	mié 16/02/22	mié 02/03/22	1	2
3		3.1. Fer tots els càlculs necessaris per trobar valors.	20 días	jue 03/03/22	mar 22/03/22	2	3.1
4		3.2. Elecció dels components adequats.	20 días	mié 23/03/22	lun 11/04/22	3	3.2
5		4.1. Aprenentatge del programa Orcad.	10 días	mar 12/04/22	jue 21/04/22	4	4.1
6		4.2. Desenvolupar la solució final amb Orcad.	6 días	vie 22/04/22	mié 27/04/22	5	4.2
7		5. Comprovació del funcionament correcte de la solució final.	2 días	jue 28/04/22	vie 29/04/22	6	5
8		6. Fer la comanda dels components al proveïdor.	1 día	sáb 30/04/22	sáb 30/04/22	7	6
9		7. Desenvolupar la solució en Protoboard.	4 días	dom 01/05/22	mié 04/05/22	8	7
10		8. Fabricació de la PCB adequada.	4 días	jue 05/05/22	dom 08/05/22	9	8
11		9.1. Aprenentatge de la soldadura en PCBs.	6 días	lun 09/05/22	sáb 14/05/22	10	9.1
12		9.2. Soldar els components a la placa PCB.	2 días	dom 15/05/22	lun 16/05/22	11	9.2
13		10.1. Desenvolupar plànols de la caixa del model del SW.	3 días	mar 17/05/22	jue 19/05/22	12	10.1
14		10.2. Fabricació de la caixa del model del SW.	5 días	vie 20/05/22	mar 24/05/22	13	10.2
15		11. Unió de la caixa amb la PCB per donar el SW final.	3 días	mié 25/05/22	vie 27/05/22	14	11
16		12. Comprovació final del correcte funcionament de tot.	2 días	sáb 28/05/22	dom 29/05/22	15	12
17		13. Realització de les viabilitats i pressupost.	10 días	lun 30/05/22	mié 08/06/22	16	13
18		14. Conclusions finals.	2 días	jue 09/06/22	vie 10/06/22	17	14
19		15. Redacció de la memòria del projecte.	120 días	vie 11/02/22	vie 10/06/22		15
20		16. Revisió final de la memòria.	3 días	sáb 11/06/22	lun 13/06/22	19	16

Fig. 6.1. Diagrama de Gantt (tasques) (Font: pròpia)

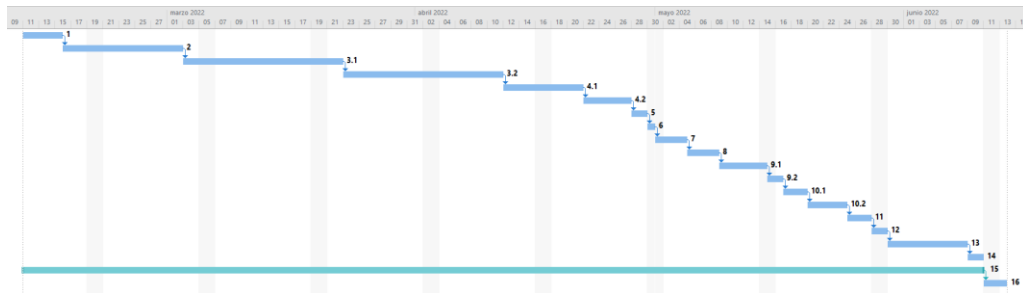


Fig. 6.2. Diagrama de Gantt (línia temporal) (Font: pròpia)

6.2. Desviacions

Gràcies a la planificació inicial, s'ha pogut portar al dia tot el projecte, tot i això, a causa de causes externes al treball, les quals han estat els llargs temps d'entrega, s'ha complicat una mica la planificació esperada inicial. Tot i haver tingut present a l'hora de fer la planificació dies extres per si succeïa aquest imprevist dels temps d'entrega llargs amb els proveïdors, no s'ha acabat de ser molt precís i ha provocat que el projecte arribés a estar en perill.

Per evitar aquest problema el projecte a pres una mesura dràstica, la qual ha sigut la d'oblidar el punt 10 i 11, que consistia a fabricar la caixa per la PCB ja soldada i fixar-la amb aquesta, per poder guanyar temps per finalitzar el projecte en les millors condicions. Amb això s'ha aconseguit guanyar onze dies extres que han servit per acabar de confeccionar la PCB.

Inicialment, es va plantejar l'ús de l'Orcad com al programa per generar els circuits i fer els dissenys tant dels esquemes elèctrics com de la PCB, però finalment es va triar el software EasyEda, el qual era més senzill de fer servir i donava millors resultats en el tema relacionat amb la PCB. Per tant, el punt 4 que portava 16 dies finalitzar-lo, s'ha pogut destinar a millorar la solució final i a buscar un disseny encara més bo.

Per concloure amb les desviacions i una mica com a resum, indicar que, tot i haver vist aquest parell de desviacions, la planificació s'ha portat bastant al dia obtenint portar un bon ritme de projecte i les petites desviacions o problemes que han sorgit, se'ls ha buscat una ràpida solució per evitar no finalitzar el projecte el dia establert. No es considera necessari refer el diagrama de Gantt a causa de les poques i petites desviacions que hi ha hagut respecte a la planificació inicial proposada al projecte.

7. Perspectiva de gènere

En aquest apartat es tractarà sobre la perspectiva de gènere. És un apartat molt important a tenir en compte en projectes on per qüestions biològiques o factor socials i culturals, la utilització del producte és diferent tant si és una dona qui fa ús d'aquest o si és un home.

En aquest cas, concretament en el projecte d'un interruptor controlat, no s'apliquen aquestes diferències i, per tant, no s'aplicaria la perspectiva de gènere.

Es parteix de la base d'un interruptor controlat antic el qual ja a passat per les mans de molts alumnes tant nois com noies i mai hi ha hagut queixes ni discrepàncies entre nois i noies per qüestions de dificultat. En un grup de nois i noies de la mateixa edat o semblant, no hi ha cap desigualtat. Sempre hi ha casos concrets on per qüestions específiques dels alumnes en qüestió tenen més dificultats en fer servir el producte, però entraria dins de l'aprenentatge del funcionament de l'interruptor controlat.

Un problema podria venir amb la gent gran o amb la gent més petita, però com ja s'ha comentat en tot moment durant el projecte, aquest projecte està centrat en un producte de la universitat, per tant, tot aquell/aquella, que vagi a fer ús del producte serà perquè estarà capacitat per fer-ho.

Com a resultat, tot i ser un punt molt important, en aquest cas el projecte no aplica cap aspecte de la perspectiva de gènere.

8. Conclusions

Per a finalitzar el projecte, es faran unes breus conclusions amb les quals es confirmarà l'objectiu principal d'aquest projecte.

Inicialment, es partia d'un interruptor controlat el qual s'havia de modernitzar, aquesta era la consigna principal. Per aconseguir-ho s'han fet diversos dissenys durant tot el projecte amb el propòsit de la millora contínua. A continuació es veurà una taula resum on es compararan diferents característiques del nou interruptor amb el vell, per veure de la millor manera la feina feta en aquest projecte.

Descripció	Interruptor vell	Interruptor nou
Mides (b x a) (mm)	110 x 50	43,3 x 28
Nº de components empleats	22	6
Transistor utilitzat pel switch	BJT	MOSFET
Generador de senyal	Únic	Variat
Muntatge	Difícil	Senzill
Qualitat del senyal de sortida	Dolent	Bo
Components	Antiguats	Actuals
Aïllament a partir de:	Transformador	Xip opto + driver
Freqüències	Normals	Altes

S'ha aconseguit l'objectiu del projecte que era la millora de l'interruptor, com a possibles millores de cara al futur, es podria contemplar la implementació d'un MOSFET més i adaptar la configuració per aconseguir que l'interruptor també pogués treballar amb inversors, actualment no s'ha pogut arribar a aquest punt.

El projecte està pensat per poder incorporar aquesta millora en un futur i donar així més funcionalitats a l'interruptor perquè es pugui fer servir a les pràctiques per més coses de les que ara com ara és capaç.

Una altra de les coses que es poden millorar en un futur és pensar en la fabricació d'una petita caixa amb un disseny adequat per l'interruptor per col·locar a dins la PCB que es tenia present incorporar-ho en aquest projecte, però a causa dels temps d'entrega tan llargs de diverses comandes no ha sigut possible la fabricació d'aquesta.

Com a conclusió final es pot dir que el projecte ha complert amb els objectius establerts i ha quedat obert a unes possibles millores per fer encara més complet l'interruptor.

9. Referències

- [1]ALEPUZ, S. (2017–2018). *Apunts electrònica de potència*.
- [2]SANHUEZA, R.; CARRASCO, R.(2016) *Electrónica de potencia* [versió electrònica]. Disponible a: [http://sb.uta.cl/libros/Electronica%20de%20Potencia%20\(Dossier-Final-%2002-05-2016\)%20R.%20Sanhueza.pdf](http://sb.uta.cl/libros/Electronica%20de%20Potencia%20(Dossier-Final-%2002-05-2016)%20R.%20Sanhueza.pdf) (Gener, 2022).
- [3]MARTÍNEZ, I; ASTARLOA, A; CUADRADO, C. (2012) *Electrónica industrial, apuntes, prácticas y problemas*. [versió electrònica]. Disponible a: <https://cutt.ly/Glsm9kH> (Gener, 2022).
- [4]Diarioelectronico hoy.com. (2022). *El Transistor MOSFET – Electrónica Práctica Aplicada*. [versió electrònica] Disponible a: <https://www.diarioelectronico hoy.com/blog/el-transistor-mosfet> (Gener, 2022).
- [5]ALLDATASHEET.ES - *Datasheet Search Site for Electronic Components and Semiconductors and Other Semiconductors*. Disponible a: <https://www.alldatasheet.es/> (Gener, 2022)
- [6]Dissipadores tèrmics para dispositius electrònics. UPC.es. [versió electrònica]. Disponible a: http://ieb-srv1.upc.es/gieb/tecnicas/pdf/dissipadores_termicos.pdf (Maig, 2022).
- [7]Electrónica, B. D. (s/f). Com.ar.[versió electrònica]. Disponible a: <https://www.bolanosdj.com.ar/TEORIA/CAPACITBYPA.pdf> (Maig, 2022).
- [8]BELLIDO, M. (2021). *Normas Básicas y Recomendaciones en el Diseño de PCBs*. [versió electrònica]. Disponible a: <https://docplayer.es/26804954-Normas-basicas-y-recomendaciones-en-el-diseno-de-pcbs-manuel-j-bellido-diaz-octubre-de-2015.html> (Maig, 2022).

