



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA



UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA

Escola Tècnica Superior d'Enginyeria Industrial

Disseny de l'electrònica de potència d'una motoserra
elèctrica de 2,5 kW per alimentar un motor brushless amb
bateries de 36 V

Treball Fi de Màster

Màster Universitari en Enginyeria Industrial

AUTOR/A: Segarra Balaguer, Martí

Tutor/a: González Medina, Raúl

Cotutor/a: Figueres Amorós, Emilio

CURS ACADÈMIC: 2022/2023

RESUM

Durant els darrers anys s'han començat a substituir aparells amb motor de combustió, per aparells elèctrics capaços de realitzar les mateixes funcions. Aquesta transformació es duu a terme tant per temes mediambientals com per qüestions de millora tecnològica. En el camp de la maquinaria agrícola, en el que s'inclouen les motoserres, aquesta transformació està tenint lloc des de fa uns anys, però té lloc principalment en aparells de potències reduïdes.

L'objectiu últim que es persegueix en el projecte és dissenyar i construir una motoserra elèctrica de 2,5 kW amb bateries de 36 V, que és una potència relativament elevada. No obstant això, voler completar tot el projecte seria un objectiu massa ambiciós. Per tant, l'abast d'aquest treball és el disseny de la part elèctrica i electrònica, el qual requereix realitzar un estudi previ dels requeriments de la màquina.

En el treball es realitza un estudi per a conèixer les característiques que han de complir els diferents components de la motoserra, per a què tant la part mecànica com l'elèctrica funcionen conjuntament. A continuació, s'elegeix el motor elèctric que compleix les especificacions per a tallar fusta. Amb el motor es dissenya el control per a obtenir el funcionament desitjat i es simula el conjunt.

Seguidament, es dissenya i dimensiona l'electrònica de potència necessària per a controlar el motor a partir de les simulacions realitzades. A més, s'elegeixen els components addicionals per què l'electrònica de potència funcioni. Finalment, es dissenya la placa de circuit imprès (PCB) que conté tots els components electrònics de la motoserra.

Paraules clau: Motoserra, motor elèctric, control, electrònica de potència i placa de circuit imprès.

RESUMEN

Durante los últimos años se han empezado a sustituir dispositivos de motor de combustión, por dispositivos eléctricos capaces de realizar las mismas funciones. Esta transformación se lleva a cabo tanto por temas medioambientales como por cuestiones de mejora tecnológica. En el campo de la maquinaria agrícola, en el que se incluyen las motosierras, esta transformación está teniendo lugar desde hace unos años, pero se da principalmente en aparatos de baja potencia.

El objetivo último que se persigue en el proyecto es diseñar y construir una motosierra eléctrica de 2,5 kW con baterías de 36 V, que es una potencia relativamente elevada. No obstante, querer abarcar todo el proyecto sería demasiado ambicioso. Por tanto, el alcance de este trabajo es el diseño de la parte eléctrica y electrónica, para el cual se requiere realizar un estudio previo de los requerimientos de la máquina.

En el trabajo se realiza un estudio para conocer las características que han de cumplir los diferentes componentes de la motosierra, para que tanto la parte mecánica como la eléctrica funcionen conjuntamente. A continuación, se elige el motor eléctrico que cumple las especificaciones para cortar madera. Con el motor se diseña el control para obtener el funcionamiento deseado y se simula el conjunto.

Seguidamente, se diseña y dimensiona la electrónica de potencia necesaria para controlar el motor a partir de las simulaciones realizadas. Además, se eligen los componentes adicionales para que la electrónica de potencia funcione. Finalmente, se diseña la placa de circuito impreso (PCB) que contiene todos los componentes electrónicos de la motosierra.

Palabras clave: Motosierra, motor eléctrico, control, electrónica de potencia y placa de circuito impreso.

ABSTRACT

In recent years, combustion engine devices have begun to be replaced by electrical devices capable of performing the same functions. This transformation is carried out both for environmental issues and for issues of technological improvement. In the field of agricultural machinery, which includes motor-saws, this transformation is taking place for a few years, but it occurs mainly in low-power devices.

The aim of the project is to design and build a 2,5 kW electric motor-saw with 36 V batteries, which is a relatively high power. However, wanting to cover the entire project would be too ambitious. Therefore, the scope of this thesis is the design of the electrical and electronic part, for which a prior study of the machine requirements is required.

In this work, a study is carried out to know the characteristics that the different components of the motor-saw must meet, so that both the mechanical and electrical parts work together. Next, the electric motor that meets the specifications for cutting wood is selected. With the motor, the control is designed to obtain the desired operation and the assembly is simulated.

After that, the power electronics necessary to control the motor are designed and sized based on the simulations carried out. Moreover, additional components are chosen to make the power electronics work. Finally, the printed circuit board (PCB) that contains all the electronic components of the motor-saw is designed.

Keywords: Motor-saw, electric motor, control, power electronics and printed circuit board.

INDEX

DOCUMENTS CONTINGUTS EN EL TFM:

- Memòria
- Pressupost

ÍNDEX DE LA MEMÒRIA

1.	Introducció	1
1.1.	Objectiu del document.....	1
1.2.	Estructura del document.....	1
2.	Descripció de la motoserra.....	3
2.1.	Funcions a realitzar per la motoserra.....	3
2.2.	Característiques tècniques de la motoserra	4
2.2.1.	Transmissió i tall.....	4
2.2.2.	Bateria	6
2.2.3.	Components de control i seguretat.....	7
3.	Motor elèctric.....	8
3.1.	Tipus de motor	8
3.2.	Comparativa motors i elecció.....	9
3.3.	Característiques del motor.....	10
3.4.	Model del motor per a PSIM	11
3.4.1.	Resistència i inductància fase-neutre.....	11
3.4.2.	Tensió contraelectromotriu	13
3.4.3.	Moment d'inèrcia del rotor.....	14
3.4.4.	Model PSIM	14
4.	Control del motor.....	16
4.1.	Tipus de controls	16
4.1.1.	Control BLDC sense sensors	16
4.1.2.	Control BLDC amb sensors	17
4.2.	Elecció del control	23
4.3.	Freqüència de commutació.....	25

Disseny de l'electrònica de potència d'una motoserra elèctrica de 2,5 kW per alimentar un motor brushless amb bateries de 36 V

4.4.	Càlcul del regulador PI.....	28
5.	Electrònica de potència.....	31
5.1.	Transistors.....	31
5.1.1.	Tipus de transistor, tensions i corrents a suportar.....	33
5.1.2.	Càlcul de pèrdues.....	37
5.1.3.	Dissipadors de calor.....	41
5.2.	Filtre.....	44
5.2.1.	Càlcul del filtre.....	45
5.2.2.	Elecció dels components.....	46
5.3.	Proteccions.....	48
5.4.	Simulacions amb elements paràsits.....	49
6.	Placa de circuit imprès (PCB).....	52
6.1.	Components.....	52
6.1.1.	Microcontrolador.....	52
6.1.2.	Sensors i tractament de la senyal.....	54
6.1.3.	Circuits de dispar.....	57
6.1.4.	Reguladors de tensió.....	58
6.1.5.	Components d'interacció amb l'usuari.....	61
6.2.	Circuit imprès (layout).....	62
7.	Conclusions.....	67
8.	Bibliografia.....	68
	Annex: Arxius Gerber.....	70

ÍNDIX DE FIGURES DE LA MEMÒRIA

Figura 1.	A l'esquerra trosejar troncs tallats (estàtic) i a la dreta separar les parts amb més fusta de les rames tallades (moviment).	3
Figura 2.	Cadena, fulla i engranatge d'una motoserra de combustió.	5
Figura 3.	Engranatge de 6 dents usat en les motoserres elèctriques.....	5
Figura 4.	Bateria de 18V i 6Ah de Makita amb una motoserra de 36V amb dos bateries.	6
Figura 5.	Inversor trifàsic de conversió de corrent continua a trifàsica.....	8
Figura 6.	Reacher Tech 6375.....	10

Disseny de l'electrònica de potència d'una motoserra elèctrica de 2,5 kW per alimentar un motor brushless amb bateries de 36 V

Figura 7. Esquema de l'estar del motor connectat en triangle.	11
Figura 8. Mesura de la inductància entre fases del motor amb un mesurador LCR.	12
Figura 9. Captura de l'oscil·loscopi girant el motor a 880rpm com a generador.	13
Figura 10. Introducció dels paràmetres del motor a PSIM.	15
<i>Figura 11. Esquema de potencia per a un control sense sensors i un potenciòmetre com a regulador.</i>	<i>16</i>
Figura 12. Canvi de coordenades amb la transformada de Clarke i Park.	17
Figura 13. Canvi de visualització de les corrents del motor al aplicar les transformades de Clarke i Park.	18
Figura 14. Esquema del control de un motor per FOC.	18
Figura 15. Vectors de posició en el pla. Font [5].	19
Figura 16. Commutació de sis passos amb 120° de conducció a la part esquerra i 180° a la part dreta. Font [6].	21
Figura 17. Diagrama de blocs del control d'un motor BLDC amb sensors efecte Hall. Font [7].	22
Figura 18. Regulació de la tensió amb commutació dels transistors superiors. Font [3].	22
Figura 19. Diagrama de blocs del control de la motoserra.	24
Figura 20. Esquema de control en PSIM per a la motoserra.	25
Figura 21. Modulació de sis passos amb senyal triangular de 10kHz.	26
Figura 22. Modulació de sis passos amb senyal triangular de 5kHz.	26
Figura 23. Modulació de sis passos amb senyal triangular de 2kHz.	27
Figura 24. Balanç entre pèrdues per commutació i rissat del parell a diferents freqüències de commutació.	27
Figura 25. Modulació de sis passos amb senyal triangular de 7 kHz.	28
Figura 26. Diagrama de Bode del sistema de control.	29
Figura 27. Escalo de parell en la simulació del motor, prova del regulador.	30
Figura 28. Commutació d'un IGBT a ON en el gràfic de l'esquerra i a OFF a la dreta. Font [8].	32
Figura 29. Commutació d'un MOSFET a ON en el gràfic de l'esquerra i a OFF a la dreta. Font [8].	32
Figura 30. Pèrdues per commutació d'un díode. Font [8].	33
Figura 31. Simulació a 6Nm i 3000rpm.	34
Figura 32. Simulació amb 3Nm a 7000rpm.	35
Figura 33. Simulació sense carrega girant a velocitat nominal.	35
Figura 34. IPT014N10N5 per la part superior i inferior.	40
Figura 35. MOSFETS soldats a la PCB amb mal contacte amb el dissipador de calor. Font [10].	41

Disseny de l'electrònica de potència d'una motoserra elèctrica de 2,5 kW per alimentar un motor brushless amb bateries de 36 V

Figura 36. Esquema tèrmic de la transmissió de calor amb un dissipador per als 12 MOSFETs.	42
Figura 37. Dissipador de calor comercial vàlid per a l'aplicació.	43
Figura 38. Estoreta de transmissió de calor (TIM) vàlida per a l'aplicació.	43
Figura 39. Cargol captador per a subjectar el dissipador a la PCB amb la pressió d'un moll. Font [11].	44
Figura 40. Filtre L-C. Font [13].	45
Figura 41. Harmònics de la corrent de la bateria sense filtre L-C només amb condensador.	46
Figura 42. Captura del fabricant Micrometals per a la inductància de 50 μ H.	47
Figura 43. Diagrama de Bode del filtre L-C.	47
Figura 44. Harmònics de corrent amb el filtre utilitzat.	48
Figura 45. Escaló de tensió de la bateria Makita de 18V i 5Ah.	49
Figura 46. Circuit de potència en PSIM amb elements paràsits.	50
Figura 47. Corrent de la bateria i corrent i tensió dels condensadors.	51
Figura 48. Placa de desenvolupament dsPIC33CK64MC105 Curiosity Nano. Font [14].	53
Figura 49. SN74LVC245APWR i esquema de connexió entre el connector de sensors del motor i el microcontrolador.	55
Figura 50. Sensor ACS770LCB-100U-PFF-T i esquema de connexions a la PCB.	56
Figura 51. LM35DMX a l'esquerra dalt, TLV9351QDBVRQ1 a l'esquerra baix i esquema de connexió a la PCB.	56
Figura 52. Circuit integrat 2EDR8259X i esquema de connexions del circuit de dispar a la PCB.	58
Figura 53. TSR 1-48150WI i esquema de connexió a la PCB.	59
Figura 54. TLV76133DCYR i esquema de connexió a la PCB.	60
Figura 55. TSR 1-2433 i esquema de connexió a la PCB.	60
Figura 56. Interruptors d'emergència, interruptor d'encesa i apagat, interruptor de seguretat per al gatell i potenciòmetre per al gatell d'esquerra a dreta.	61
Figura 57. Connexió a la PCB dels interruptors i el potenciòmetre.	62
Figura 58. Capa superior de la PCB amb la disposició dels components.	63
Figura 59. Coure de la capa superior a l'esquerra i coure de la tercera capa de la PCB a la dreta.	64
Figura 60. Coure de la tercera capa a l'esquerra i coure de la capa inferior de la PCB a la dreta.	64
Figura 61. Circuit de dispar amb detall de la rama 1 de l'inversor trifàsic.	65
Figura 62. PCB en 3D per la part superior a l'esquerra i la part inferior a la dreta.	66

ÍNDEX DE TAULES DE LA MEMÒRIA

Taula 1. Relacions de velocitats amb diferents engranatges.....	5
Taula 2. Comparativa de motors elèctrics.....	9
Taula 3. Especificacions del motor elèctric Reacher Tech 6375.....	10
Taula 4. Opcions de commutació en el pon de transistors trifàsic. Font [5].	19
Taula 5. Característiques principals de MOSFETs comercials.....	36
Taula 6. Càlcul de pèrdues dels MOSFETs.....	38
Taula 7. Pèrdues unitàries del MOSFET IPT014N10N5 havent dos en paral·lel.....	40
Taula 8. Càlcul de la freqüència de tall del filtre.....	46

ÍNDEX DEL PRESSUPOST

1. Introducció.....	1
2. Despeses materials.....	1
3. Despeses de mà d'obra.....	2
4. Despeses d'equips d'oficina i software.....	2
5. Pressupost total.....	3

ÍNDEX DE TAULES DEL PRESSUPOST

Taula 9. Despeses materials.....	1
Taula 10. Despeses de mà d'obra.....	2
Taula 11. Costos horaris dels equips.....	2
Taula 12. Despeses d'equips d'oficina i software.....	2
Taula 13. Pressupost total.....	3



UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA



UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA

Escola Tècnica Superior d'Enginyeria Industrial

**Disseny de l'electrònica de potència d'una motoserra
elèctrica de 2,5 kW per alimentar un motor brushless amb
bateries de 36 V**

MEMÒRIA

Treball Fi de Màster

Màster Universitari en Enginyeria Industrial

AUTOR: Segarra Balaguer, Martí

Tutor: González Medina, Raúl

Cotutor: Figueres Amorós, Emilio

CURS ACADÈMIC: 2022-2023

1. Introducció

Durant els darrers anys s'han començat a substituir aparells amb motor de combustió, per aparells elèctrics capaços de realitzar les mateixes funcions. Aquesta transformació es duu a terme tant per temes mediambientals com per qüestions de millora tecnològica. En el camp de la maquinaria agrícola, en el que s'inclouen les motoserres, aquesta transformació està tenint lloc des de fa uns anys, però té lloc principalment en aparells de potències reduïdes.

Es fàcil trobar en el mercat motoserres elèctriques amb bateria de potències inferiors a 1kW o fins i tot 1,5kW, però per a una major potència no hi ha una gran oferta, encara que durant els darrers mesos han aparegut alguns models en els principals fabricants de maquinaria agrícola. Això es degut, com es desenvoluparà en aquest treball, a les dificultats en el disseny de l'electrònica de potència i la curta durada de les bateries, ja que es demanda una gran potència i les bateries tenen una baixa densitat energètica.

Aquest treball s'emmarca dins d'un projecte que pretén dissenyar i construir una motoserra elèctrica amb bateria d'una potència similar a una Stihl O25, que es una motoserra tradicional de gasolina usada en agricultura i en la explotació forestal de 3cv (2,2kW) de potència. S'utilitza aquesta motoserra com a referència, ja que és una motoserra utilitzada durant molts anys per a la poda i trossejament de branques de les oliveres, que es per al que es vol enfocar el disseny de la motoserra elèctrica.

A més, per realitzar el disseny s'ha agafat com a referència algunes altres motoserres elèctriques d'una menor potència i altres tipus de dispositius que tenen una potència similar i algunes característiques en comú.

1.1. Objectiu del document

L'objectiu últim que es persegueix en el projecte és dissenyar i construir una motoserra elèctrica de 2,5kW, que és una potència relativament elevada. No obstant això, voler completar tot el projecte seria un objectiu massa ambiciós, ja que s'han d'afrontar tant reptes mecànics com elèctrics de gran extensió. Per tant, aquest treball abasta una part del projecte complet, la qual es compon de la realització d'un estudi previ dels requeriments de la màquina i es continua amb el disseny de la part elèctrica i electrònica, per tal de complir les especificacions necessàries.

En aquest document s'explica els passos i raonaments seguits per a elegir el motor de la motoserra i realitzar el disseny de l'electrònica per a que el usuari pugui controlar-la.

No s'inclou en el treball el disseny de la part mecànica i estructural de la motoserra. No obstant això, sí que es fa un anàlisi inicial per tal de considerar totes les característiques que afecten al disseny de l'electrònica. Tampoc s'inclou la programació del microcontrolador per tal de funcionar el control del motor.

1.2. Estructura del document

En el treball està estructurat de la mateixa forma en la que s'ha procedit en la realització del disseny. Primerament, es fa un estudi de les necessitats i els usos que se li vol donar a la motoserra i les

Disseny de l'electrònica de potència d'una motoserra elèctrica de 2,5 kW per alimentar un motor brushless amb bateries de 36 V

característiques principals que ha de complir per a aconseguir un bon funcionament. A continuació, s'elegeix un motor elèctric comercial que compleix els requeriments de la motoserra.

Una vegada es té el motor, s'elegeix el control que es realitza al mateix. Es fan simulacions amb els paràmetres del motor i el control elegit per tal de definir els diferents valors del control i mesurar les corrents i tensions que hauran de suportar els components de la electrònica de potència. Després, amb les mesures obtingudes es dimensionen els components de potència i es busquen els components comercials que es requereixen.

Finalment, es realitza el disseny d'una placa de circuit imprès (PCB) en la que es col·locaran els components de potència elegits, i la resta de components necessaris per al funcionament del circuit (microcontrolador, reguladors de tensió, circuits de dispar, elements passius,...) Amb aquests components i la PCB es té tots els dispositius per a realitzar el control del motor i que pugui funcionar tal com es desitja, només queda pendent la programació del control en el microcontrolador per a que funcioni el motor.

2. Descripció de la motoserra

En aquest apartat es descriuen les principals funcions que es volen realitzar amb la motoserra i es descriu les diferents parts de les que esta composta i el seu funcionament, indicant les especificacions que haurà de complir el disseny.

Es interessant comentar que aquest capítol ha segut redactat amb informació extreta a partir de la pròpia experiència sobre les motoserres, informació arreplegada amb l'ajuda de treballadors del camp que usen aquesta maquinaria habitualment i buscant informació en la web.

2.1. Funcions a realitzar per la motoserra

El estil de la motoserra ha sigut pensat per a tenir unes especificacions similars a una Stihl 025, ja que es una de les motoserres més potents que s'han utilitzat durant anys per a la poda i trossejament de les branques d'oliveres, que és per a les principals faenes que es vol usar. Es pren aquesta motoserra com a model per a potencia i tall ja que esta provada la seua efectivitat. Això significa tenir una potència d'uns 2,2kW i una velocitat de tall màxima de al voltant de 20m/s. Cap remarcar que aquests valors son una simple referència per a l'elecció del motor elèctric, ja que com es obvi el funcionament d'un motor elèctric amb una mateixa potència i velocitats nominals es diferent del motor de combustió, com més endavant s'explicarà.

Els principals usos que se li volen donar a la motoserra que es vol dissenyar són:

- Per a tallar troncs grans dels arbres (es treballa en un arbre però en ocasions de damunt d'una escala o elevador).
- Per a trossejar troncs grans ja tallats (es treballa fixe en un lloc on està el tronc tallat).
- Per a separar les parts més grans de les rames tallades que son massa grans per a ser triturades i que es poden utilitzar com a combustibles. En aquest cas es treballa en moviment contínuament desplaçant-se per totes les rames tallades i tallant les parts amb més fusta.



Figura 1. A l'esquerra trossejar troncs tallats (estàtic) i a la dreta separar les parts amb més fusta de les rames tallades (moviment).

Al voler dissenyar una motoserra que s'utilitzarà per a treballs amb poc moviment y altres treballs amb més moviment s'ha pensat realitzar un disseny que sigui compatible amb diferents tipologies de bateria. Per a un treball estàtic s'opta per una bateria que es pugui deixar a terra i que tingui una major capacitat, per a poder realitzar treballs de forma continua durant al menys una hora

Disseny de l'electrònica de potència d'una motoserra elèctrica de 2,5 kW per alimentar un motor brushless amb bateries de 36 V

(considerant que la motoserra estarà funcionant a màxima potència 1,5minut i 1 minut parada, en un funcionament normal, es a dir funcionant un 60% del temps).

Com a segona opció la motoserra es dissenyarà per a poder portar una bateria portable en la mateixa motoserra i que tingui una capacitat per a poder treballar al menys uns 20 minuts en un treball mòbil (50% del temps a màxima potència, 50% parada).

Al fer el disseny per a dos modalitats de motoserra es important considerar la diferencia de pesos que es produeix al anar amb una bateria portàtil o tenir una bateria que es deixa al terra i es connecta amb cable. Ja que el pes que aporta la bateria a la motoserra es una part significativa del pes total de la mateixa, i per tant varia molt el pes al portar la bateria al damunt o deixar-la a terra. Al col·locar la bateria es produeix un important augment en el pes i s'ha de situar en un lloc on es pugui mantenir el centre de gravetat de la motoserra i que aquesta continuï ben balancejada. De forma que el maneig de la mateixa sigui correcte i còmode per al usuari. Tant el pes com el balanç de pesos és molt important per a que l'usuari pugui treballar correctament i de forma segura en les diferents formes d'ús.

Altres paràmetres importants a considerar en el disseny de la motoserra com el soroll i les vibracions es veuen considerablement reduïts al passar de motors de combustió a motors elèctrics. Aquests, són dos punts importants de millora que entre altres factors estan afavorint el canvi del motors de combustió als elèctrics.

Finalment, el volum i com ja s'ha comentat el pes, son característiques importants a tenir en compte en el disseny. Són especialment significatius en els casos en que es treballa en moviment o en altura. Aquestes característiques variaran en gran part depenent de la bateria que s'usi, per altra part també influiran els components electrònics, el motor i la carcassa i elements estructurals.

2.2. Característiques tècniques de la motoserra

En aquest apartat s'explica en més detall les diferents parts de la motoserra i es fa amb més detall les parts que afecten a l'elecció del motor i al disseny de la electrònica.

2.2.1. Transmissió i tall

Com ja s'ha indicat anteriorment la velocitat de tall de referència es al voltant dels 20m/s. En les diferents motoserres comercials la velocitat màxima de tall es troba entre 12m/s i 26m/s, per tant es buscarà una velocitat de tall en aquest rang. Aquesta velocitat de tall influirà per a l'elecció de la velocitat de gir del motor. A més, també influeixen els engranatges als que es connecta el eix de gir del motor i que transmeten el gir a la cadena que talla. En el cas de les motoserres de combustió, normalment el eix del motor va connectat directament a un embragatge i aquest embragatge a partir de unes certes revolucions, embraga amb un engranatge de 7 dents que transmet el moviment a la cadena que gira al voltant de la fulla de la motoserra, com es pot veure en la Figura 2. Aquest embragatge funciona amb la inèrcia i a partir de unes 2000rpm de gir del eix comença a transmetre potència al engranatge i aquest a la cadena. S'utilitza per a protegir el motor en embossos amb la fusta i al usuari.

Disseny de l'electrònica de potència d'una motoserra elèctrica de 2,5 kW per alimentar un motor brushless amb bateries de 36 V



Figura 2. Cadena, fulla i engranatge d'una motoserra de combustió.

Per contra, en les motoserres elèctriques típicament no s'usa l'embragatge, ja que no aporta cap benefici en aquestes donat que són capaces de frenar la cadena des del motor. Aquesta frenada elèctrica millora la seguretat del usuari pel fet de frenar ràpidament el gir de la cadena quan l'usuari deixa de prémer el gatell o es prem la palanca de frenada. En canvi, quan s'utilitza l'embragatge la cadena tarda més a frenar-se al soltar el gatell i es poden produir talls no desitjats.

Per tant, en les motoserres elèctriques s'utilitza un engranatge que de forma estandarditzada és de 6 o 7 dents i va acoblat directament al eix de gir del motor. Aquest engranatge és el que transmet el gir a la cadena i que permet les acceleracions i frenades de la mateixa. En la Figura 3 es pot veure l'engranatge més usat.



Figura 3. Engranatge de 6 dents usat en les motoserres elèctriques.

Coneixent els engranatges que són convenients usar es pot calcular la velocitat de gir que ha de tenir el motor per a complir amb la velocitat de tall desitjada.

Velocitat de tall	Revolucions cadena	Revolucions engranatge (6 dents)	Motor (6 dents)	Revolucions engranatge (7 dents)	Motor (7 dents)
24m/s	25,532rps	212,767rps	12766rpm	182,371rps	10942rpm
16m/s	17,021rps	141,842rps	8511rpm	121,579rps	7295rpm

Taula 1. Relacions de velocitats amb diferents engranatges.

Aquest engranatge forma part de la part mecànica de la motoserra i com ja s'ha indicat anteriorment no es objectiu d'aquest treball. No obstant això, es important considerar aquest engranatge perquè afecta a les característiques de l'eix del motor. Es necessita un eix de 10mm de diàmetre que estigui

Disseny de l'electrònica de potència d'una motoserra elèctrica de 2,5 kW per alimentar un motor brushless amb bateries de 36 V

rebaixat per dos parts contraries de manera que es el eix mesuri 8mm en eixa part. A més, el eix ha de tenir una longitud superior a 9mm, que es l'amplària de l'engranatge, més uns 3mm per a fer una ranura en la que es col·loqui una volandera de clip que evita que l'engranatge pugui sortir de l'eix.

Per altra part, es necessita espai per a subjectar el motor a l'estructura de la motoserra, uns 5mm més, i espai per col·locar un engranatge que proporciona gir a un sistema que s'encarrega de lubricar la cadena amb oli depenent de la velocitat a la que gira el motor, uns 5mm més.

Com a resum, es pot dir que serà necessari un eix de 10mm rebaixat en dues parts contraries 1mm i una ranura al final. Aquest eix haurà de tenir una longitud mínima de 25mm. A més, el motor ha de girar a una velocitat màxima de entre 9000 i 11000 rpm.

2.2.2. Bateria

Buscant en dispositius comercials de diferents aplicacions s'ha observat que per a potències entre 1,5 kW i 3,5kW els dispositius funcionen a 36V o 48V o fins i tot 60V. En canvi, per a menors potències es sol funcionar entre 18 i 24V. Això és degut a què per a una major potència si no s'augmenta la tensió de la bateria les corrents són molt elevades, per tant, s'ha d'augmentar la tensió de la bateria a mesura que s'augmenta la potència dels dispositius.

Per altra banda, les motoserres de major potència que han aparegut darrerament en el mercat funcionen a 36V i algunes a 48V. Comercialment, existeixen moltes bateries pensades per a motoserres o maquinaria de 18V i algunes de 12V per aparells menors.

Aprofitant aquestes bateries que són usals en el mercat i s'usen en aplicacions similars, s'ha decidit usar dos bateries de 18V connectades en sèrie. Un exemple comercial d'aquestes bateries i una possible forma de col·locar-les es mostra en la figura següent.



Figura 4. Bateria de 18V i 6Ah de Makita amb una motoserra de 36V amb dos bateries.

En el reglament electrotècnic de baixa tensió es consideren instal·lacions de molt baixa tensió les instal·lacions de tensió continua que tinguin una tensió inferior a 75V. Per altra part, aquest mateix reglament exigeix proteccions contra contactes directes en tensions superiors als 60V per la qual cosa que es convenient mantenir-se per baix d'aquests valors per tal de evitar complicacions en el disseny.

Després de realitzar un estudi de les bateries comercials existents i decidir que per al disseny que es vol realitzar, la millor opció es usar dos bateries de 18V en sèrie de forma que la tensió final sigui de 36V. Es pot calcular la capacitat de les bateries per a les diferents situacions de treball que s'han

plantejat anteriorment. Si es vol usar una bateria portable en la mateixa motoserra de 36V i que tingui una capacitat per a poder treballar al menys uns 20 minuts en un treball mòbil (50% del temps a màxima potència, 50% parada) a una potència de 2,5kW es necessari una capacitat de 417Wh (11,57Ah). Per tant, aquesta capacitat es podria aconseguir amb dues bateries comercials com les que s'han mostrat en la Figura 4.

Per un altra banda, per al funcionament estàtic que s'ha descrit anteriorment en el que s'opta per una bateria que es pugui deixar a terra i que tingui una major capacitat, per a poder realitzar treballs de forma continua durant al menys una hora (funcionant a màxima potència 1,5minut i 1 minut parada) la capacitat que hauria de tenir la bateria es de 1500Wh (42Ah). Cal indicar, que s'hauria de crear un adaptador per a poder usar els connectors de les bateries portables per a la bateria que es deixa a terra. En el mercat existeixen moltes bateries d'aquesta capacitat o superior per la qual cosa no seria complicat comprar una que compleixi totes les especificacions.

2.2.3. Components de control i seguretat

Per un altre costat, en la motoserra són necessaris alguns components per al control de l'aparell i per a garantir la seguretat de l'usuari. Per al control es necessari un polsador per a engegar i apagar la motoserra, i pot anar acompanyat amb algun tipus d'indicador com podria ser un LED. Tanmateix, també és necessari un gatell per a regular la velocitat de gir del motor, a mesura que es prem el gatell, accelera el motor. Aquest gatell sempre va acompanyat d'un polsador de seguretat, que ha d'estar premut per a que funcioni l'acceleració. Per tant, en un funcionament normal primer es polsa el boto per engegar, i a continuació el boto de seguretat que ja permet accelerar el motor per mitja del gatell.

A més a més, per a garantir un treball segur per part del operari, les motoserres tenen una palanca de frenat. Aquesta palanca serveix per a frenar per complet el gir de la cadena quan es vol evitar cap tipus de tall involuntari, i per a quan l'operari esta tallant i la motoserra esta accelerada i accidentalment la motoserra surt rebotada de cara a l'usuari [1]. En aquest cas, si l'usuari te agafada la motoserra correctament amb les dos mans, la palanca s'activarà involuntàriament amb l'avantbraç del usuari i frenarà la cadena per a evitar talls. Per tant, aquesta palanca hauria de tenir un polsador de seguretat amb enclavament que garantís aquesta protecció a l'usuari.

3. Motor elèctric

A partir de les característiques generals de la motoserra que s'han descrit en el capítol anterior, es poden definir les especificacions que ha de tenir el motor. A continuació es mostra un llista de les mateixes:

- Potència al voltant de 2,5kW.
- Velocitat màxima de gir de entre 9000 i 11000rpm.
- Eix de 10mm de diàmetre i longitud superior a 25mm (a poder ser aplanat per dos costats contraris 1mm i amb una ranura al final).
- Pes i volum reduïts.
- Facilitat d'ancoratge a l'estructura de la motoserra.

3.1. Tipus de motor

Una vegada es coneixen les característiques que ha de tenir el motor es pot fer un estudi de quin tipus de motor és el millor per a l'aplicació. Existeixen diferents opcions de motors elèctrics (motors síncrons, asíncrons, DC amb escobretes ,brushless ,...)

Per a aquesta aplicació on es treballa en un ambient hostil, la potencia no es molt elevada i hi ha continus canvis de velocitat, la millor opció del mercat son els motors en continua. Dintre dels motors en continua existeixen motors amb escobretes i motors sense escobretes (brushless) En aquest cas, es interesant tenir el menor manteniment possible per la qual cosa es convenient treballar amb motors brushless. A més, aquests motors eliminen els arcs elèctrics que es produeixen al entrar en contacte les escobretes i en un entorn en el que es genera serrin i es treballa amb fusta es convenient. Així mateix, aquest motors ofereixen elevada eficiència i una gran relació potència volum.

Els motors brushless (BLDC) són una evolució dels motors de corrent continua (DC) on s'ha substituït el canvi de polaritat que es realitzava per mitja de les escobretes per electrònica. Per tant, els BLDC necessiten de un control electrònic que s'encarrega d'activar el bobinat del motor corresponent segons la posició del rotor com s'explicarà en els següent capítols de forma més extensa. Aquests motors varien la velocitat de gir al variar la tensió que se'ls subministra [2]. L'electrònica de potència que s'encarrega de passar de tensió continua a trifàsica per alimentar el motor sol ser un inversor trifàsic de pont complet com es pot veure en la següent **¡Error! No se encuentra el origen de la referencia..** Les senyals de control actuen sobre la porta dels transistors obrint-los o tancant-los (senyals 1+, 1-, 2+, 2-, 3+ i 3-). Les corrents trifàsiques que es produeixen per les commutacions dels transistors es transmeten a les tres fases del motor.

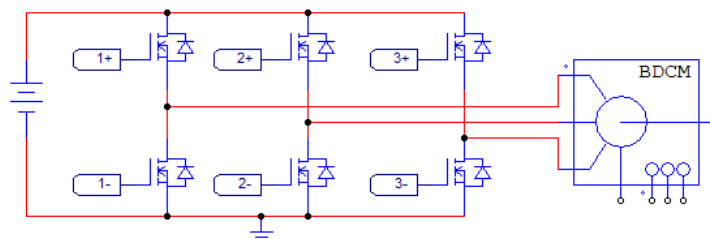


Figura 5. Inversor trifàsic de conversió de corrent continua a trifàsica.

Disseny de l'electrònica de potència d'una motoserra elèctrica de 2,5 kW per alimentar un motor brushless amb bateries de 36 V

Els motors BLDC són motors síncrons i estan formats per un rotor de imants permanents i un estator bobinat. Habitualment hi ha tres fases en el bobinat, com els motors trifàsics, que es van activant segons la posició del rotor. Aquestes fases poden estar connectades en triangle o en estrella. En el rotor hi ha un nombre de imants que indicarà el nombre de pols del motor, a un major nombre de pols s'haurà de alternar més vegades l'alimentació de les bobines per a realitzar una revolució completa [3]. A més, el rotor pot ser interior (inrunner) o exterior (outrunner), els de rotor interior poden girar a més velocitat però ofereixen un menor parell que els de rotor exterior.

Per a detectar la posició del rotor dels motors BLDC i poder aplicar la seqüència de fases que correspon es poden usar diferents mètodes: usar sensors efecte hall, codificadors o amb la força contraelectromotriu induïda en la fases no connectades.

3.2. Comparativa motors i elecció

A partir de les especificacions i el tipus de motor que es busca, es comparen diferents motors que s'han trobat al mercat i compleixen algunes de les especificacions exigides en la següent taula:

Nom	Tensió (V)	Potència Nominal (W)	Velocitat sense carga (rpm)	Eix (mm)	Pes (g)	Volum (diàmetre x longitud) (mm)	Nota
Hobbysky 6374 Pro	13 - 48	4200	10000	8	900	63 x 74	Outrunner
Hobbysky 6384	22- 52	3600	9500	10	950	63 x 84	Outrunner
Reacher Tech 6375	24 - 60	3000	10800	10	945	63 x 74	Outrunner
Saite 6384	13 - 48	2200	9000	10	1050	63 x 84	Outrunner
Mytech 6396	13 - 42	2300	7550	10	1500	63 x 96	Outrunner
Hobby SSS 56123	24 - 50	9400	25000	10	1340	56 x 123	Inrunner
Reacher Tech 6385	36 -60	3700	8800	10	1100	63 x 85	Outrunner

Taula 2. Comparativa de motors elèctrics.

Aquesta taula conte motors que s'adapten a les especificacions que es volen, generalment els motors inrunner per a una mateixa potència tenen velocitats de gir superiors. En la taula es mostra un exemple en el que el inrunner gira a 25000rpms, que no és una velocitat correcta per a l'aplicació. També, molts motors han segut descartats per no complir el diàmetre del eix, ja que es una característica imprescindible per a poder usar el engranatge.

Per un altra part, s'han buscat motors amb una potència nominal superior als 2000W i en el cas que la potència nominal sigui superior es limitarà la potència subministrada al motor limitant la corrent de sortida de la bateria en el control. Alguns motors s'han descartat per una menor potència però no s'han descartat els de major potència per la possibilitat de limitar-los. No obstant això, el fet de tenir una major potència fa que els motors siguin més grans, més pesats i normalment més cars. Per

Disseny de l'electrònica de potència d'una motoserra elèctrica de 2,5 kW per alimentar un motor brushless amb bateries de 36 V

aquesta raó s'ha prioritzat alguns motors amb una potència nominal més ajustada a la buscada de uns 2500W.

Finalment, encara que molts fabricants oferien una tensió variable y una relació mecànica adaptable, molts motors outrunner no arriben a la velocitat de gir buscada o es queden molt justos, per tant també es descarten.

Fent una comparativa de tots els motors buscats i tenint també en compte el preu s'ha elegit el motor Reacher Tech 6375, amb un preu de 100€.



Figura 6. Reacher Tech 6375.

3.3. Característiques del motor

El motor Reacher Tech 6375 elegit per a 36V i una relació de rpm amb la tensió de 300kV (aquesta constant es la que relaciona la velocitat de gir amb la tensió aplicada, en aquest cas esta amb unitats de rpm/V). Per tant, si al motor se li aplica una tensió de 36V, la velocitat màxima serà:

$$v = kV \times V = 300 \times 36 = 10800rpm \quad (1)$$

Les principals característiques del motor es presenten en la següent tabla:

Tensió (V)	36
Potència nominal (W)	3000
Potència màxima (W)	4400
Velocitat de gir sense càrrega (rpm)	10800
Parell màxim (N·m)	6
Màxima corrent continua (A)	86
Màxima corrent de pic (A)	125
Temperatura màxima de treball (°C)	90 (conté NTC)
Eix (diàmetre x longitud)	10mm x 30mm
Dimensions del motor (diàmetre x longitud)	63mm x 75mm
Pes (g)	945
Nombre de pols	14
Connexió estator	Triangle
Detecció de la posició del rotor	3 sensors efecte Hall

Taula 3. Especificacions del motor elèctric Reacher Tech 6375.

Disseny de l'electrònica de potència d'una motoserra elèctrica de 2,5 kW per alimentar un motor brushless amb bateries de 36 V

Tal com es pot veure en la tabla el motor compleix totes les especificacions que se li exigien excepte que l'eix no es troba rebaixat per cap part ni té una ranura al final i es completament cilíndric de diàmetre 10mm. El pas de modificació del eix es realitzarà posteriorment, quan es resolrà la part mecànica.

Convé ressaltar que el motor conte interiorment un sensor de temperatura NTC que servirà per a controlar la seua temperatura i no sobrepassar els límits. A més a més, el motor té tres sensors efecte Hall que serviran per a detectar la posició del rotor. Tant les senyals dels sensors efecte Hall com la senyal de temperatura es rebran per un connector de 6 pins en el que per els dos pins restants se li ha de connectar tensió (4,5-24V) i massa.

3.4. Model del motor per a PSIM

Per a poder simular el control del motor, poder mesurar les corrents i tensions que es donen en el circuit i modelitzar el sistema electrònic, es realitzen simulacions en PSIM, que es un programa de simulació d'electrònica de potència. Per a això, és necessari crear el circuit de potència i el control del motor. A més, s'han d'introduir els paràmetres principals del motor de la forma més precisa possible, perquè afecten a tot el circuit.

El fabricant no ha facilitat algun dels paràmetres necessaris per a modelitzar el funcionament del motor en PSIM i per tant aquests paràmetres s'han obtingut realitzant les mesures sobre el motor una vegada ja en possessió del mateix.

3.4.1. Resistència i inductància fase-neutre

Uns dels paràmetres que el fabricant no facilitava son la resistència i inductància de l'estator. Aquest paràmetres han sigut obtinguts mesurant sobre el motor amb diferents dispositius. Hi ha que tenir en comte que al estar connectat el motor en triangle i per tant no tenir neutre, les mesures que s'han realitzat s'han de passar a fase-neutre per a poder introduir els paràmetres en el simulador.

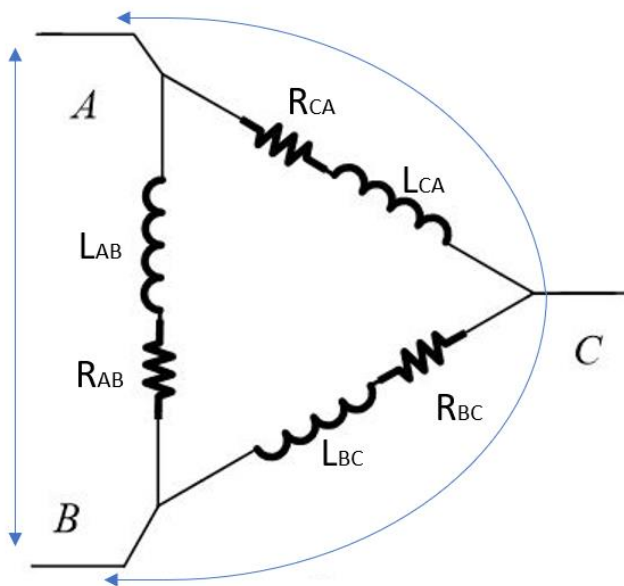


Figura 7. Esquema de l'estar del motor connectat en triangle.

Disseny de l'electrònica de potència d'una motoserra elèctrica de 2,5 kW per alimentar un motor brushless amb bateries de 36 V

Mesurant amb un polímetre la resistència entre dues fases s'obté una resistència de $R_T=15\text{ m}\Omega$ per tant la mesura de la resistència d'una rama del triangle és:

$$R_{AB} = R_{BC} = R_{CA} = \frac{3 \times R_T}{2} = \frac{3 \times 15\text{m}\Omega}{2} = 22,5\text{m}\Omega \quad (2)$$

I si passem aquest valor a resistència en estrella entre fase i neutró:

$$R_A = R_B = R_C = \frac{R_{AB}}{3} = \frac{22,5\text{m}\Omega}{3} = 7,5\text{m}\Omega \quad (3)$$

El resultat de (3) es el valor de resistència que s'introdueix en PSIM.

Per un altra part, per a mesurar la inductància del motor s'utilitza un mesurador LCR que aplica una corrent realitzant un escombrat de freqüències i mesura la inductància i la resistència a les diferents freqüències, encara que el valor de la resistència no és el correcte ja que al augmentar la freqüència augmenta la resistència degut a l'efecte de la inductància.

Com es pot veure en la Figura 8 la inductància augmenta ràpidament des de baixa freqüència i es manté pràcticament constant entre 400Hz i 10000Hz al voltant dels $13\mu\text{H}$. Cap remarcar que és interessant la mesura a la freqüència a la que estarà funcionant, en aquest cas com ja s'indicarà més avant la freqüència de commutació de l'electrònica es troba entre els 5000 i 10000Hz. Per tant, el valor que es pot extraure d'aquesta mesura són uns $L_T=13\text{ }\mu\text{H}$ entre fases del motor en triangle.

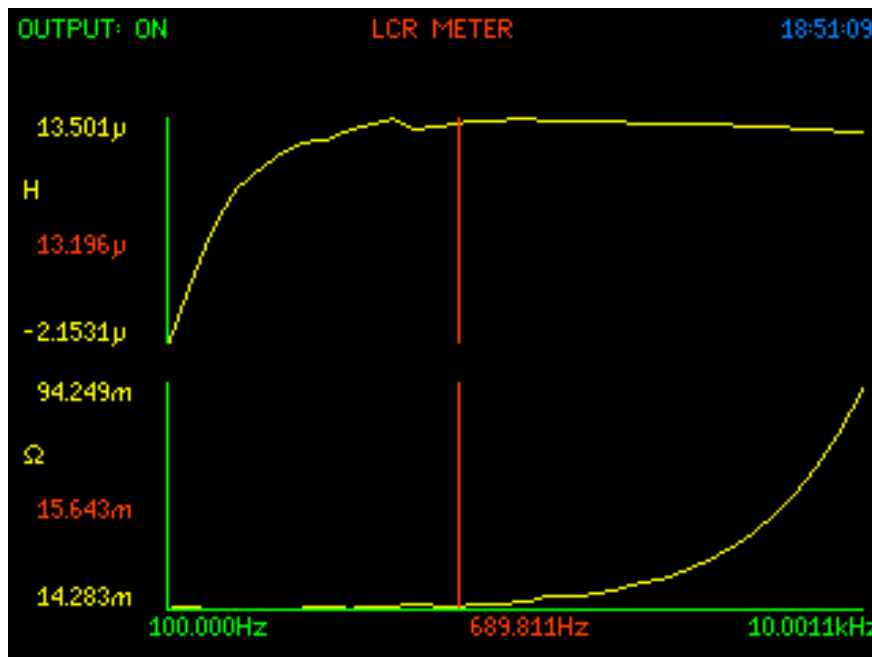


Figura 8. Mesura de la inductància entre fases del motor amb un mesurador LCR.

Una vegada es coneix el valor entre fases s'ha de fer la mateixa conversió que per a les resistències per tal de passar el valor a un valor de fase-neutró. Amb la qual cosa s'apliquen unes equacions semblants:

$$L_{AB} = L_{BC} = L_{CA} = \frac{3 \times L_T}{2} = \frac{3 \times 13\text{mH}}{2} = 19,5\text{mH} \quad (4)$$

Disseny de l'electrònica de potència d'una motoserra elèctrica de 2,5 kW per alimentar un motor brushless amb bateries de 36 V

$$L_A = L_B = L_C = \frac{L_{AB}}{3} = \frac{19,5mH}{3} = 6,5mH \quad (5)$$

Per tant, en PSIM s'introdueix el resultat de (5).

A més a més, en el manual de PSIM s'aconsella que s'introdueixi un valor per a la inductància mútua a partir de la inductància de fase-neutre mesurada amb la següent fórmula:

$$M = -0,4 \times L_A = -0,4 \times 6,5 mH = -2,6 mH \quad (6)$$

Aquest valor es el que s'introdueix a PSIM.

3.4.2. Tensió contraelectromotriu

Un altre paràmetre que el fabricant no facilitava és la constant contraelectromotriu que relaciona la força contraelectromotriu amb la velocitat. En PSIM es demana introduir la tensió eficaç i la tensió pic que es genera entre les fases del motor al fer girar el motor en mode generador a 1000rpm. Aquesta mesura s'ha realitzat fent girar el rotor a unes 1000rpm i mesurant amb un oscil·loscopi la tensió entre les fases, en la Figura 9 es pot veure el resultat obtingut.

Es pot observar que la freqüència de les ones és de 102,6 Hz, sabent que el motor té 7 parells de pols es pot saber que la velocitat de gir mecànica es de 14,66 rps es a dir 879,6 rpm. A aquesta velocitat de gir la tensió eficaç que s'obté entre dos fases és de 2,143V i la tensió pic es de 3,03V. Per tant els valors que s'introduïrien al PSIM són:

$$\frac{V_{pk}}{krpm} = \frac{3,03 V}{0,8796 krpm} = 3,45 \quad (7)$$

$$\frac{V_{rms}}{krpm} = \frac{2,143 V}{0,8796 krpm} = 2,436 \quad (8)$$

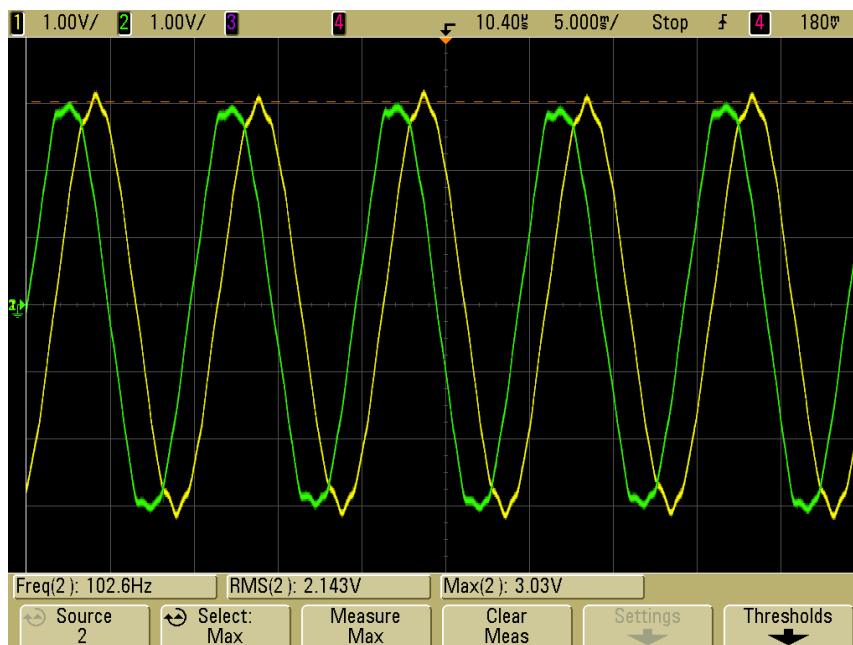


Figura 9. Captura de l'oscil·loscopi girant el motor a 880rpm com a generador.

D'aquesta mesura es interessant comentar que les ones generades tenen la forma trapezoidal característica dels motors brushless i al tenir el estator bobinat en triangle la part plana del trapezi correspon a 60° dels 360° de la ona completa i a 120° la pendent de canvi de positiu a negatiu i de negatiu a positiu [4].

3.4.3. Moment d'inèrcia del rotor

El moment d'inèrcia del rotor tampoc el proporciona el fabricant, aquest paràmetre s'obté a partir de les dimensions mesurades en el motor i el pes dels components. Al ser un motor outrunner, es té l'eix en el centre i el rotor en l'exterior, el rotor va unit al eix per una la part cilíndrica contraria a la sortida del eix com s'ha pogut observar en la Figura 6. Utilitzant la formula del moment d'inèrcia es calcula primer de l'eix:

$$I_{eix} = \frac{m \times R_{eix}^2}{2} = \frac{0,25Kg \times 0,005^2m}{2} = 0,0000031Kg \cdot m^2 \quad (9)$$

Per un altra banda el moment d'inèrcia del rotor s'ha calculat com la d'un cilindre vuit respecte al seu eix de revolució:

$$I_{rotor} = \frac{m \times (R_E^2 + R_f^2)}{2} = \frac{0,25Kg \times (0,032^2 + 0,028^2)}{2} = 0,000226Kg \cdot m^2 \quad (10)$$

D'aquesta forma s'ha menyspreat la massa de la tapa que uneix el rotor amb el eix i s'ha considerat com massa del rotor.

I sumant les inèrcies de ambdós components s'obté el moment d'inèrcia complet de la part mòbil:

$$I_T = I_{eix} + I_{rotor} = 0,0002291Kg \cdot m^2 \quad (11)$$

Aquest valor s'ha introduït a PSIM.

3.4.4. Model PSIM

En PSIM s'introdueixen tots els paràmetres que s'han obtingut en els apartats anteriors a més s'ha d'introduir que està format per 14 pols i la constant de temps mecànica. Aquesta constant correspon al temps que tarda el motor a arribar a un 63% de la velocitat nominal. Com aquest valor no es sap, es considera un temps d'un segon, que es considera un temps raonable per a les característiques de l'aplicació.

Els següents valors a col·locar són la posició inicial del rotor i si el sensor de posició esta avançat, en els dos casos es col·loca 0°. I finalment, els graus elèctrics de conducció del sensors Hall poden ser 180° o 120°. Encara que típicament s'utilitza 120° per a evitar el curtcircuit de rama que es pot donar en el cas dels 180°.

En la Figura 10 es mostra una captura dels valors que s'han indicat introduïts a PSIM:

Disseny de l'electrònica de potència d'una motoserra elèctrica de 2,5 kW per alimentar un motor brushless amb bateries de 36 V

Brushless DC Machine : BDCM1

Parameters | Other Info | Color

Brushless dc machine (trapezoidal) Help

Parameter	Value	Display
Name	BDCM1	<input type="checkbox"/>
R (stator resistance)	7.5m	<input type="checkbox"/>
L (stator self ind.)	6.5u	<input type="checkbox"/>
M (stator mutual ind.)	-2.6u	<input type="checkbox"/>
Vpk / krpm	3.45	<input type="checkbox"/>
Vrms / krpm	2.436	<input type="checkbox"/>
No. of Poles P	14	<input type="checkbox"/>
Moment of Inertia	230u	<input type="checkbox"/>
Shaft Time Constant	1	<input type="checkbox"/>
theta_0 (deg.)	0	<input type="checkbox"/>
theta_advance (deg.)	0	<input type="checkbox"/>
Conduction Pulse Width	120	<input type="checkbox"/>
Torque Flag	0	<input type="checkbox"/>
Master/Slave Flag	1	<input type="checkbox"/>

Figura 10. Introducció dels paràmetres del motor a PSIM.

4. Control del motor

Una vegada el motor està elegit i se saben les funcions que ha de realitzar la motoserra i per tant, les especificacions que ha de complir es desenvolupa el control que s'ha de realitzar al motor per tal de aconseguir un funcionament correcte.

En aquest capítol s'expliquen els tipus de controls que es poden aplicar a un motor BLDC i el control aplicat finalment. Una vegada s'elegeix el control, es pot implementar i realitzar simulacions en PSIM per tal de poder mesurar les corrents i tensions que es donaran en el circuit en diferents situacions de funcionament.

4.1. Tipus de controls

Els motors BLDC comercials es venen amb sensors per a mesurar la posició del rotor o en els motors BLDC amb poca potència solen anar sense sensor. Els motors que tenen major potència tenen sensors típicament d'efecte Hall o codificadors. En els motors sense sensors per tal de poder saber la posició del rotor i aplicar correctament el control s'usa la tensió contraelectromotriu generada. En canvi, en els motors amb sensor el rotor es localitza amb l'ajuda dels sensors. En aquest apartat s'expliquen de forma teòrica diferents tipus de controls.

4.1.1. Control BLDC sense sensors

En el cas que un motor no tingui sensors de posició del rotor no es sap quin és la seqüència de fases a aplicar al estator per a fer girar el rotor. En aquest cas es pot realitzar un circuit amb resistències y díodes (Figura 11) que permet, mitjançant la tensió que es produeix degut al moviment del camp magnètic del rotor en la bobina del estator que no està energitzada (tensió contraelectromotriu), detectar la posició del rotor i aplicar la seqüència de fases corresponent. Es pot modificar la velocitat de gir del motor amb un potenciòmetre.

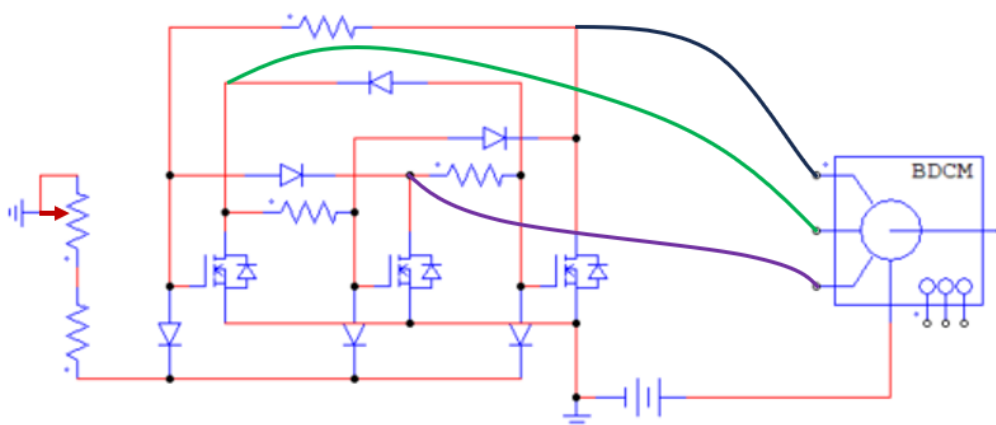


Figura 11. Esquema de potència per a un control sense sensors i un potenciòmetre com a regulador.

Això, permet que al tenir alguna pertorbació en el motor, com pot ser un augment de parell, el regulador sigui capaç de modificar la seua velocitat de commutació per a continuar realitzant el control. No obstant això, en el cas de que la pertorbació sigui brusca, es pot perdre la referència del rotor i el control deixa de funcionar. I si la velocitat del motor disminueix per baix d'un valor el control

no funciona correctament, ja que la tensió generada és molt poca. De la mateixa forma, al arrancar el motor no sap com està situat el rotor i per tant, no es sap quina seqüència de fases aplicar per a manejar el motor si no es mou el rotor i comença a generar-se tensió contraelectromotriu.

Com es pot observar, per aquest tipus de control és necessari un bobinat en estrella i poder accedir al neutre, per tant aquest tipus de control no és interessant per al motor que s'ha elegit en el capítol anterior, no obstant això si que és interessant saber de la seua existència per la simplicitat que suposa no tenir sensors de posició. A més a més, per a tallar fusta es produeixen moltes variacions de parell i velocitat i es necessita accelerar des de parat, pel que és millor un control amb sensors.

4.1.2. Control BLDC amb sensors

Per un altra part, en els motors amb sensors es controla en tot moment la posició del rotor per a saber quina és la seqüència de fases a aplicar segons com es vol fer girar el motor. Per a aquest tipus de motors es poden realitzar diferents controls. El control més usual per a motors BLDC és el control de 'six step', no obstant això també es pot utilitzar el control FOC (Field Oriented Control) que és més habitual en motors PMSM.

4.1.2.1. Field Oriented Control (FOC)

El control FOC es realitza creant una ona sinusoidal en cada fase, que fa girar el rotor. Les corrents en les fases són també sinusoidals. Aquest control fa que el parell i la velocitat del motor tinguin poc rissat i així es pot realitzar un control suau del gir del motor.

Per a fer això, es realitza una mesura de les corrents de les 3 fases que alimenten el motor. A aquestes mesures se'ls aplica la transformada de Clarke que converteix el sistema trifàsics de coordenades abc a un sistema estacionari ortogonal de coordenades $\alpha\beta$, com es pot veure en la Figura 12 .

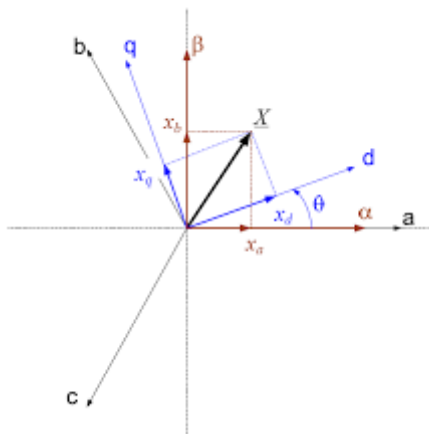


Figura 12. Canvi de coordenades amb la transformada de Clarke i Park.

A continuació, la transformada de Park transforma el sistema de coordenades $\alpha\beta$ a un sistema de coordenades dq rotatori ortogonal. Aquest sistema de coordenades dq rotarà a la velocitat del rotor, per tant, les components fonamentals de gir a la velocitat del motor són una component continua. En la següent Figura 13 es pot veure com es realitzen les transformacions:

Disseny de l'electrònica de potència d'una motoserra elèctrica de 2,5 kW per alimentar un motor brushless amb bateries de 36 V

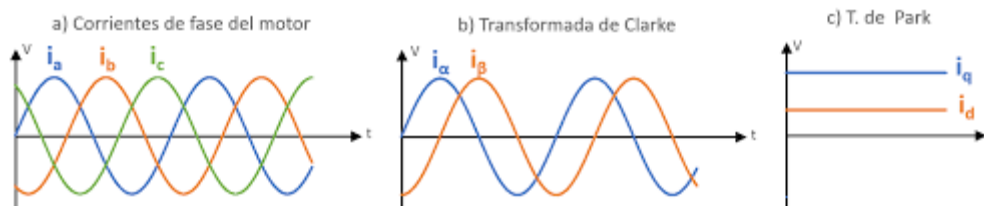


Figura 13. Canvi de visualització de les corrents del motor al aplicar les transformades de Clarke i Park.

Aquests canvis de coordenades ens permeten realitzar el control del motor, actuant sobre les tres fases (a, b i c), mitjançant el control de només dues components (d i q) que tenen una component constant de manera que és més fàcil de controlar.

Tenint una referència externa de velocitat o corrent (i_{sqref}), segons el paràmetre que es vol controlar, es resta amb la realimentació provinent de la transformada de Park (i_{sq} i i_{sd}), i es passa pel controlador, com es pot veure en la Figura 14. Es controla amb dos controladors un per a la q i l'altre per a la d. Aquests controladors normalment són P o PI, no s'utilitza l'acció derivativa.

Per a la referència de i_d i i_q normalment s'intenta maximitzar el parell i, per tant, la potència del motor. És per això que la referència de i_d és 0 i la de i_q es maximitza.

A l'acció de control provinent dels controladors es realitzarà la inversa de la transformada de Park i així s'obtenen de nou les coordenades $\alpha\beta$.

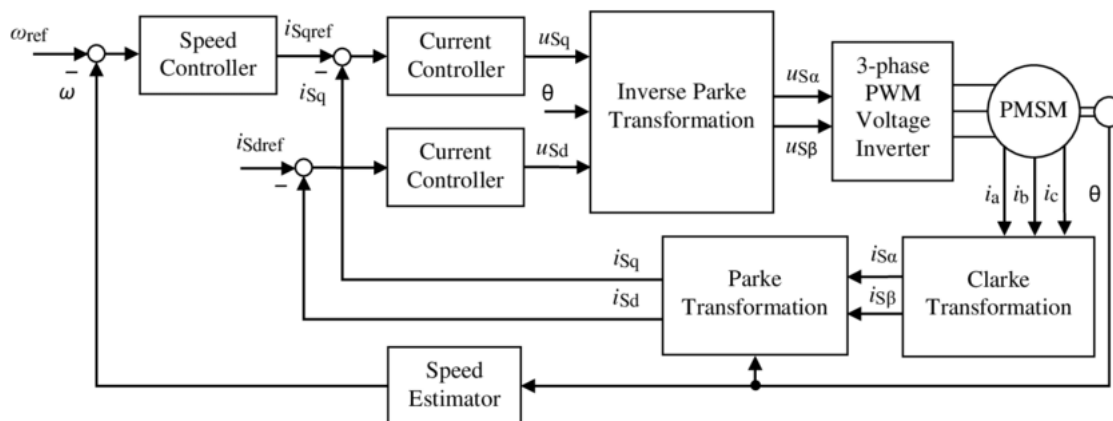


Figura 14. Esquema del control de un motor per FOC.

Finalment, s'ha de convertir aquesta senyal de control en els impulsos per als transistors del inversor trifàsic explicat en el punt 3.2 corresponents. Aquest inversor és el que directament modifica les tensions de les bobines i en última instància, mou el motor. Per realitzar aquesta conversió de senyal de control a impulsos, es sol utilitzar com a tècnica de modulació la Space Vector Modulation (SVM). Aquest algoritme a partir de la senyal de control rebuda activa la commutació dels transistors corresponents. Al haver 3 rames amb 2 transistors en cada rama (mirar Figura 5) que no poden estar connectats a la vegada hi ha 8 possibles opcions de commutació dels transistors, de les quals dos posicions curtcircuiten les fases i per tant no aporten potència com es pot veure en la taula següent [5].

En la següent Taula 4 es poden veure les opcions de commutació. Les n signifiquen el transistor de la part de baix del inversor i les p els de la part de dalt. A part estan ordenats per ordre, la primera lletra

Disseny de l'electrònica de potència d'una motoserra elèctrica de 2,5 kW per alimentar un motor brushless amb bateries de 36 V

correspon a la primera rama del inversor, la segona lletra correspon a la segona rama i la tercera lletra a la tercera rama. Per exemple, npn significa que estan tancats els transistors de la part de baix de la primera rama i el transistor de la part superior de la segona rama i així amb tots.

Estado	Sa	Sb	Sc	Vab	Vbc	Vca	idc
nnn	0	0	0	0	0	0	0
nnp	0	0	1	0	-Vdc	Vdc	ic
npn	0	1	0	-Vdc	Vdc	0	ib
npp	0	1	1	-Vdc	0	Vdc	ib+ic
pnn	1	0	0	Vdc	0	-Vdc	ia
pnp	1	0	1	Vdc	-Vdc	0	ia+ic
ppn	1	1	0	0	Vdc	-Vdc	ia+ib
ppp	1	1	1	0	0	0	ia+ib+ic

Taula 4. Opcions de commutació en el pon de transistors trifàsic. Font [5].

Commutant entre les 8 posicions del inversor trifàsic es realitzarà el control de la posició del rotor en els 360° i, per tant, es podrà controlar el gir del motor. En la Figura 15 es mostren les tensions de la taula anterior en l'espai vectorial. Per crear qualsevol vector en l'espai com pot ser el V_{ref} s'ha de commutar entre els vectors $V_1(pnn)$ i el $V_2(ppn)$ i el mòdul del vector generat es pot reduir passant per alguna posició de potència nul·la com seria la ppp o nnn. Per al control FOC es generen ones sinusoidals en les fases per la qual cosa els vectors de tensió van girant contínuament en els 360°.

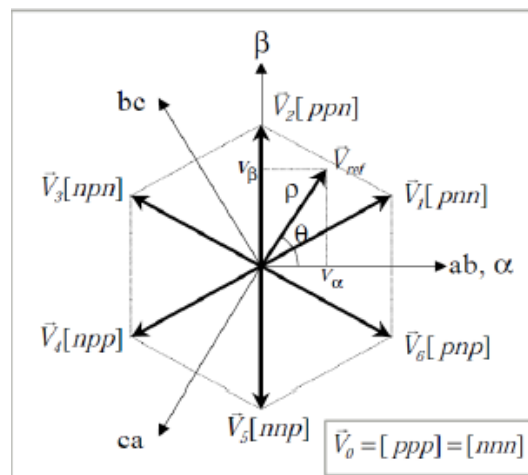


Figura 15. Vectors de posició en el pla. Font [5].

Com ha quedat clar amb aquesta explicació, el control FOC és un control complex però ofereix alguns avantatges: la suavitat de gir al ser ones sinusoidals les que realitzen el control, i això es tradueix en un parell amb menys rissat; permet un control més precís de la posició i també es millora la eficiència.

Un altre avantatge que presenta el control FOC és que es pot aplicar la tècnica de debilitament de flux que permet arribar a velocitats de gir superiors a la velocitat nominal a costa també d'un debilitament en el parell.

Disseny de l'electrònica de potència d'una motoserra elèctrica de 2,5 kW per alimentar un motor brushless amb bateries de 36 V

Com es pot veure en el desenvolupament d'aquest apartat el control FOC té alguns avantatges en quan a prestacions, però per contra el control és complex. A més, per a crear les ones sinusoidals per a aquest control es necessitarà una freqüència de commutació superior en els transistors. I per tant, això es traduirà en un augment en les pèrdues i segurament uns majors dissipadors per als transistors, això suposaria també un major volum.

4.1.2.2. Control de sis passos (Six Step)

La modulació més usada en els motors BLDC és la modulació de sis passos, s'anomena així ja que el pont trifàsic de transistors commuta entre sis posicions diferents segons la localització del rotor. La posició del rotor típicament s'obté amb els valors del camps magnètics mesurats per tres sensors efecte Hall o un codificador.

Dintre d'aquest tipus de commutació hi ha diferents tipus de modulacions segons els angles de conducció que s'usen, normalment es varia entre els 120° i els 180° . Aquests graus de conducció són els graus elèctrics en els que condueix un transistor, es a dir en els 360° de una revolució elèctrica si l'angle de conducció es de 180° , durant la mitat esta conduint el transistor superior y durant l'altra mitat el transistor inferior d'una rama. En les altres rames es segueix la mateixa seqüència però desplaçades 120° cada una.

En canvi, si l'angle de conducció es de 120° el transistor superior d'una rama estarà tancat durant 120° , a continuació estaran 60° els dos transistors de la rama oberts, després es tancarà el transistor inferior durant 120° més i finalment, tornaran a estar els dos transistors oberts durant 60° fins completar els 360° elèctrics on es torna a començar. La mateixa seqüència es segueix en les altres rames però desplaçat 120° en cada una. Amb 120° de conducció s'assegura no curtcircuitar la rama [6].

Aquestes diferències en les seqüències de commutació es poden veure en la Figura 16 en la part esquerra es pot veure la commutació de les tres rames del inversor amb conducció de 120° i en la part dreta amb 180° de conducció. Els transistors S1 i S2 són els transistors, superior i inferior respectivament, de la primera rama i el mateix per als transistors S3, S4, S5 i S6 i la segona i tercera rama. Cal remarcar que amb 120° de conducció en qualsevol instant hi ha només dos transistors tancats i amb 180° de conducció hi ha sempre tres transistors tancats.

Com a resultat d'aquestes diferències en el grau de conducció s'obtenen ones diferents en les fases del motor. En la figura següent es veuen les clares diferències que es produeixen, amb 180° de conducció es genera unes tensions fase-neutre sinusoidals amb escalons i tensions rectangulars entre fases. I amb 120° de conducció es generen tensions rectangulars entre fase-neutre i tensions sinusoidals amb escalons entre fases. Els valors màxims i eficaços d'aquestes ones sinusoidals també varien segons el tipus de modulació. I per altra part les corrents que circularan també tindran valors i formes diferents. Típicament per als motors amb sensors efecte Hall s'utilitza la conducció de 120° .

Disseny de l'electrònica de potència d'una motoserra elèctrica de 2,5 kW per alimentar un motor brushless amb bateries de 36 V

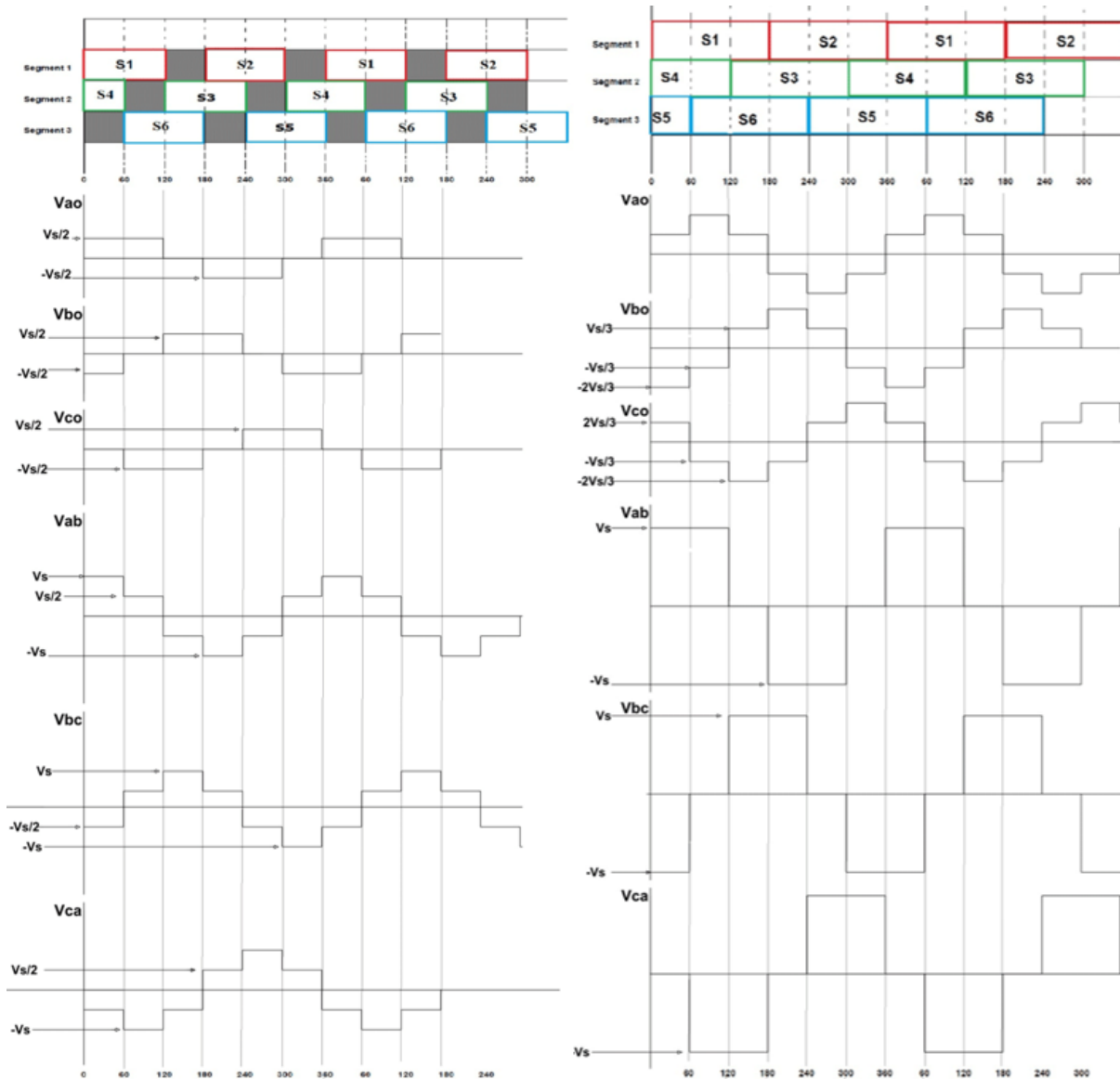


Figura 16. Commutació de sis passos amb 120° de conducció a la part esquerra i 180° a la part dreta. Font [6].

Els sis passos que s'han descrit es van repetint successivament per a cada parell de pols que té el motor i així, es realitza un cycle complet i aquest cycle es realitzarà successivament per a fer girar el motor. Aquestes commutacions i ones amb fortes derivades produeixen un rissat en el parell del motor i al mateix temps un rissat en la velocitat de gir del motor.

Per a realitzar el control amb la modulació de sis passos es sol utilitzar un diagrama de blocs similar al que apareix en la següent Figura 17:

Disseny de l'electrònica de potència d'una motoserra elèctrica de 2,5 kW per alimentar un motor brushless amb bateries de 36 V

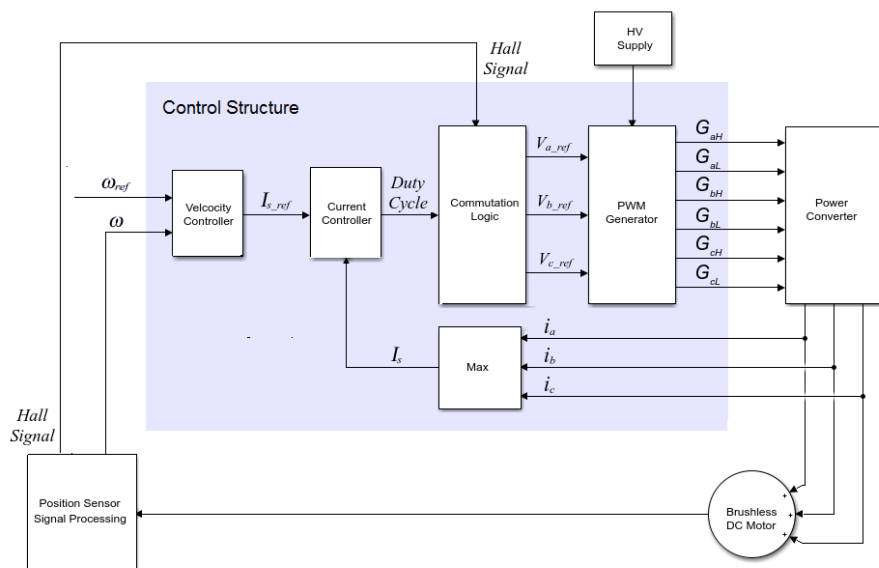


Figura 17. Diagrama de blocs del control d'un motor BLDC amb sensors efecte Hall. Font [7].

Com es pot veure en la Figura 17, la mesura dels sensors Hall es usa per a determinar la posició del rotor i calcular la velocitat a la que està girant el motor. S'utilitza un controlador per a la velocitat i un altre controlador per a la corrent, normalment ambdós controls PI. Amb l'acció de control provinent del controlador del llaç de corrent i segons la posició del rotor donada pels sensors Hall s'obté la commutació de fases. Aquesta commutació es la que es modula per a obtenir els dispars dels transistors del inversor trifàsic.

Per tal de poder regular la velocitat o corrent de fases s'aplica una modulació PWM que mitjançant la variació del cicle de treball dels transistors permet modificar la tensió aplicada a cada fase i per tant regular la corrent o velocitat. Aquesta modulació es pot aplicar en tots els transistors del pont trifàsic o només als transistors superiors o inferiors de cada rama, en la següent Figura 18 s'aplica la commutació als transistors superiors .

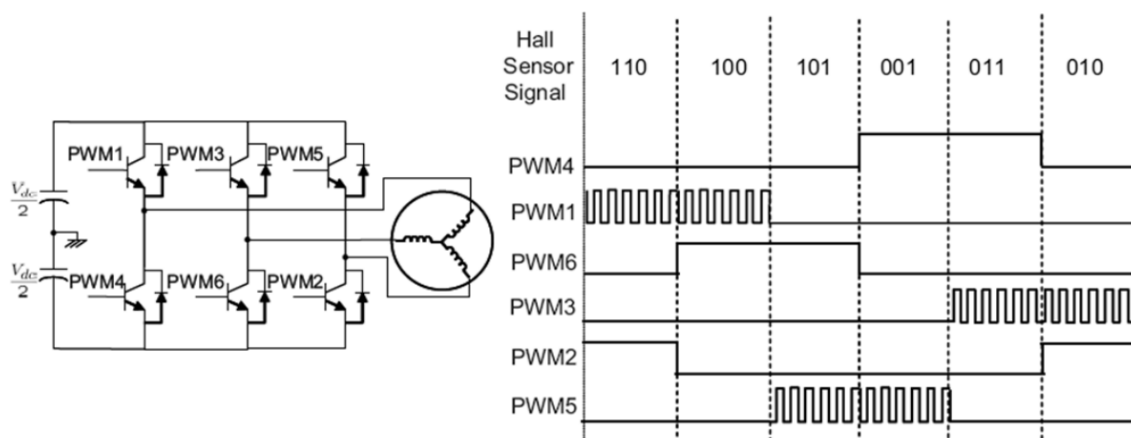


Figura 18. Regulació de la tensió amb commutació dels transistors superiors. Font [3].

Com es pot veure el control per sis passos és més simple respecte al control per FOC, té una modulació simplificada i no es realitzen els canvis de coordenades de la FOC. No obstant això, el

control per sis passos produeix un rissat més pronunciat en el parell. Les commutacions necessàries per a la sis passos són significativament menors que per a FOC, especialment per als transistors inferiors, amb la qual cosa les pèrdues per commutació es redueixen.

4.2. Elecció del control

El motor ha de tenir un funcionament en el que arrancarà i es posarà a màxima velocitat per a començar a tallar. Al començar a tallar, augmentarà ràpidament el par i disminuirà la velocitat de gir del mateix. Mentre s'està tallant fusta el motor es mantindrà a la potència que marcarà el gatell premut per l'usuari, és a dir, la pressió del gatell regularà la potència que es subministra al motor. Així, la velocitat del motor i el par aniran variant segons la pressió que farà l'operari sobre la fusta i la resistència que esta oposarà. Per tant, el control que es vol realitzar és per a regular una potència, però no es vol controlar la velocitat. A més a més, al disposar d'un motor amb una potència superior a la desitjada per a l'aplicació, es limitarà la corrent que es subministra a 70 A per a no superar la potència de 2,5kW.

Per una part, al haver de suportar unes ràpides variacions de par en un funcionament normal i necessitar arrancar de forma ràpida es descarta l'opció de realitzar un control sense sensors de posició. A més, el motor elegit té sensors efecte Hall i, per tant, convé utilitzar-los per al control.

Per un altra part, els avantatges que ofereix el FOC de més suavitat i precisió en el control no són unes millores a considerar per a l'aplicació de tallar fusta. Així com una disminució en el rissat del par no té cap millora per a realitzar el tall. A més, aquest control augmenta la complexitat del sistema i com ja s'ha comentat augmenta les commutacions dels transistors i per tant, la dissipació dels mateixos. És important considerar l'últim aspecte comentat, una major dissipació de potència en els transistors pot fer que es necessiten uns majors radiadors per a dissipar la calor i, en conseqüència, es necessita un major espai. També, fa augmentar la temperatura en el conjunt de la motoserra que pot ser un factor determinant per al funcionament tant de l'electrònica com del motor elèctric.

Després de realitzar un estudi complet de les diferents opcions per a realitzar el control per al motor BLDC es conclou que per a l'aplicació desitjada la millor opció es un control per modulació de sis passos. Dintre d'aquest control per a motors BLDC amb sensors efecte Hall s'utilitza la conducció de 120° que impedeix el curtcircuit de rama.

El control de la motoserra seria interessant realitzar-lo només amb una referència que controli la corrent i un PI per a mantenir eixa referència. Per tal de no excedir el par màxim a suportar es pot limitar a una velocitat mínima per baix de la qual la motoserra es bloquegi i deixi de tallar.

En la Figura 19 es pot veure el diagrama de blocs del control de la motoserra que s'utilitza. Del circuit elèctric s'obtenen les senyals dels tres sensors efecte Hall i la mesura de la corrent de la bateria. La mesura de la corrent es resta a la referència de corrent que és la que prové del gatell de la motoserra. La variació respecte de la referència passa per un PI per a obtenir el cicle de treball, que segons la posició del rotor, s'obté una commutació de fases que activa els transistors corresponents. Finalment, es pot veure com es consideren uns límits per a evitar que el motor estigui a màxima potència i treballant en un par molt elevat.

Disseny de l'electrònica de potència d'una motoserra elèctrica de 2,5 kW per alimentar un motor brushless amb bateries de 36 V

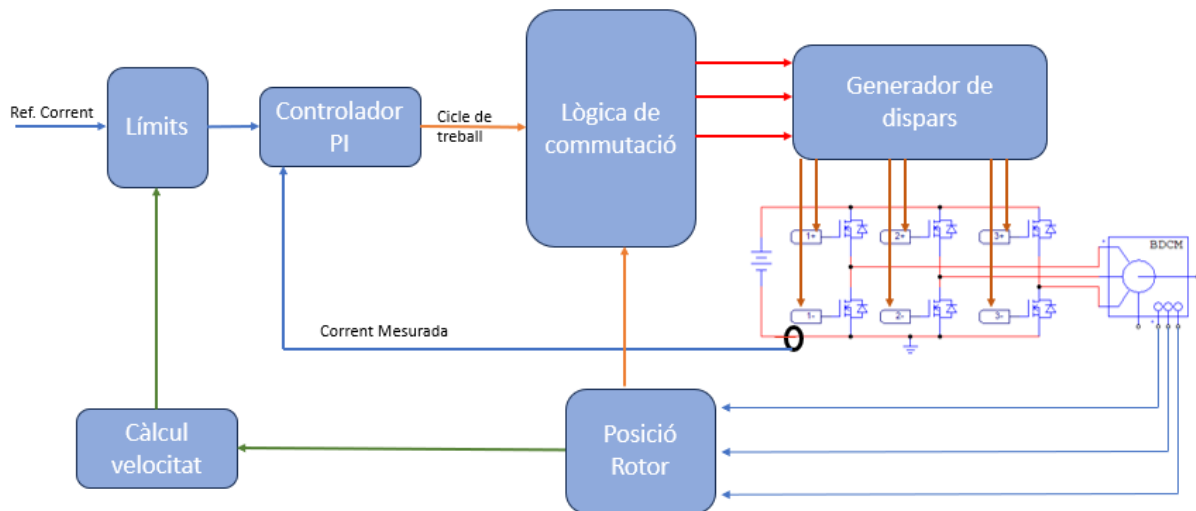


Figura 19. Diagrama de blocs del control de la motoserra.

Aquest diagrama de blocs es transforma en el esquema de la Figura 20 quan s'introdueix en PSIM. Les senyals Ac, Bc i Cc són les provinents dels sensors efecte Hall. Per un altra part, les senyals 1+, 1-, 2+, 2-, 3+ i 3- són les senyals de dispar per als transistors. A més a més, la Ireg és la senyal de mesura de corrent de la bateria i la font de tensió inicial és la senyal de referència provinent del gatell. En este cas la referència és de 70A el que fa que la potència de la motoserra a 36V sigui de 2500W. Inicialment, a la senyal de referència se li resta la mesura de corrent, aquesta resta passa per el PI i a continuació es compara amb una senyal triangular per a obtenir els cicle de treball dels transistors (senyal PWM).

La senyal que s'obté com a resultat de la comparació va a una porta AND, l'altra entrada de la porta lògica és la senyal del sensor Hall, per tant la senyal de sortida de la porta lògica serà igual a la cicle de treball quan la senyal del sensor efecte Hall és 1. Amb les tres portes AND s'obtenen les senyals dels transistors superiors de les tres rames de l'inversor. Com ja s'ha explicat anteriorment en la Figura 18 els transistors superiors commuten a una major freqüència i regulen la tensió de subministrament al motor i per tant la potència.

Per un altra part, els transistors inferiors de cada rama commuten a una freqüència diferent, que nomes depèn de la senyal dels sensors Hall i per tant de la velocitat de gir del motor. En aquest cas com es pot veure en la Figura 20 els dispars de les rames inferiors es donen quan el sensor Hall corresponent te una senyal negativa.

Com a conclusions podem considerar que les commutacions dels transistors superiors de les rames depenen de la freqüència dels sensors efecte Hall i de la freqüència de commutació de la senyal triangular. El cicle de treball d'aquests transistors, que s'obté a partir de la comparació entre la senyal de control que ve del PI i la senyal triangular, es el que regularà la velocitat del motor. Per altra part, les commutacions dels transistors inferiors només depenen de les senyals dels sensors Hall. Aquestes commutacions permeten aplicar la seqüència de fases corresponents per a girar el rotor, però no permet realitzar cap regulació del funcionament del motor.

Disseny de l'electrònica de potència d'una motoserra elèctrica de 2,5 kW per alimentar un motor brushless amb bateries de 36 V

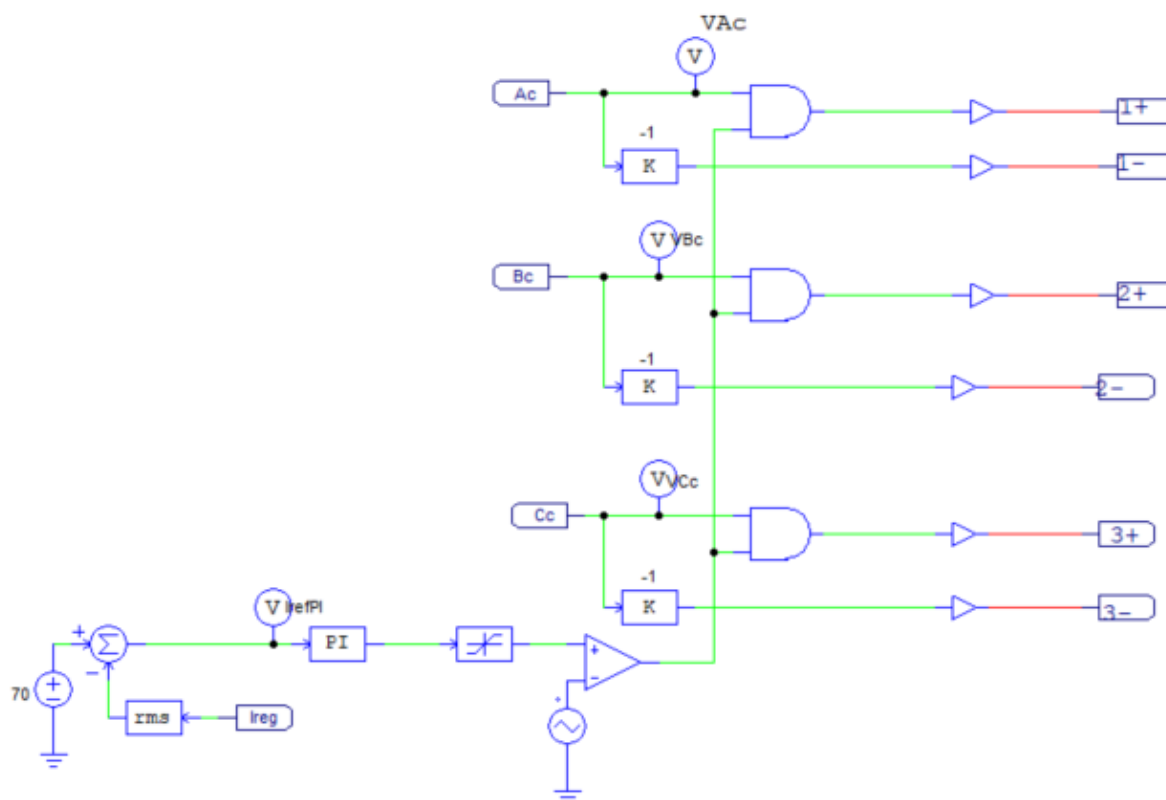


Figura 20. Esquema de control en PSIM per a la motoserra.

4.3. Freqüència de commutació

Com s'ha explicat en el punt anterior, la regulació del motor només es realitza en els transistors superiors. Aquesta regulació es realitza variant el cicle de treball d'aquests transistors, i el cicle de treball depèn de la comparació que es realitza entre la senyal de control i una senyal triangular. La senyal de control té un valor entre 0 i 1 i la senyal triangular va de 0 a 1, per tant si la senyal de control es 1 i es compara amb la senyal triangular el resultat serà de 1 constant. I si la senyal de control es 0 no hi haurà commutacions.

Aquesta senyal triangular té una freqüència de commutació que afecta directament a la freqüència de commutació dels transistors. Per tant, la freqüència d'aquesta senyal triangular s'ha d'elegir depenent de com afecta als transistors i al funcionament general del circuit.

Per a elegir la freqüència de commutació de la senyal triangular i realitzar el control de corrent segons el que prem l'operari el gatell s'han de tenir en compte diferents aspectes. Per una part, les pèrdues que es produeixen pel fet de commutar els transistors s'han d'intentar minimitzar. I per un altra part, que es puguin complir les condicions de funcionament i control que es requereixen. Al disminuir el nombre de commutacions, es produeixen menys pèrdues però, els pics de corrent produïts augmenten i el rissat del parell també ho fa.

A continuació es mostra el resultat de la simulació per a un control que s'ha explicat amb regulació només dels transistors superiors de la rama per a diferents freqüències, amb una càrrega de parell de 2 Nm.

Disseny de l'electrònica de potència d'una motoserra elèctrica de 2,5 kW per alimentar un motor brushless amb bateries de 36 V

En les següents imatges es poden veure els resultats obtinguts amb diferents freqüències de commutació per a la senyal triangular. La corrent I_{tot} és la suma de la corrent que circula per les tres fases, V_{AB} és la tensió entre les fases A i B, la I_A és la corrent que circula per la fase A, i finalment apareix el parell transmès per el motor.

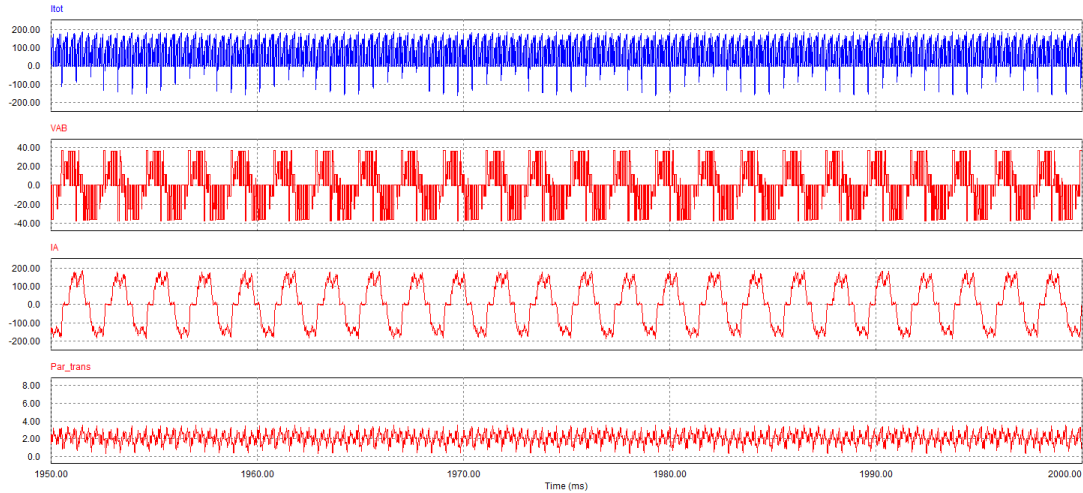


Figura 21. Modulació de sis passos amb senyal triangular de 10 kHz.

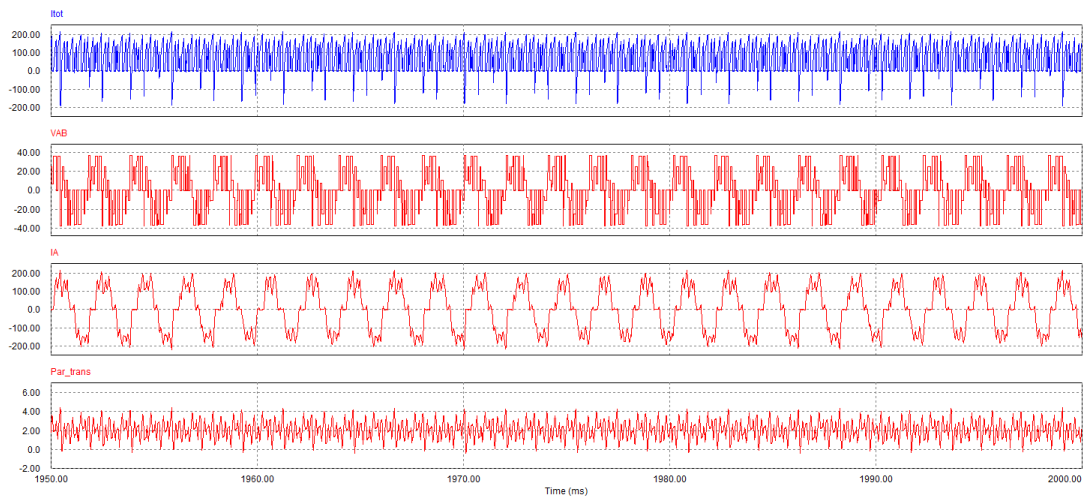


Figura 22. Modulació de sis passos amb senyal triangular de 5 kHz.

Disseny de l'electrònica de potència d'una motoserra elèctrica de 2,5 kW per alimentar un motor brushless amb bateries de 36 V

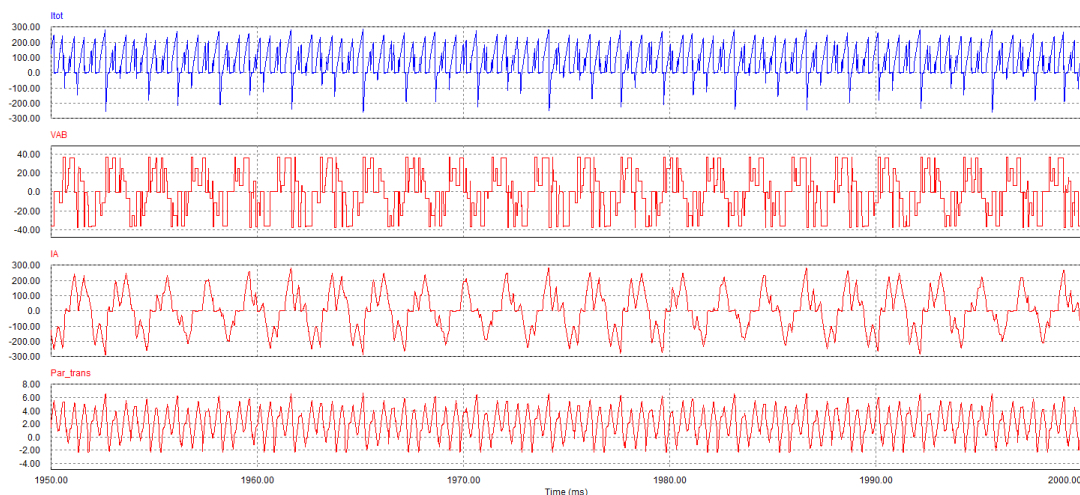


Figura 23. Modulació de sis passos amb senyal triangular de 2 kHz.

Si es comparen els resultat a les diferents freqüències, es pot veure com amb una major freqüència el rissat del parell és menor (oscil·la entre positiu i negatiu a freqüències més baixes), i els pics de corrent tant en les fases com en la bateria són superiors. Per tant, amb una major freqüència s'obtenen uns millors resultats pel que fa al funcionament del motor. Però com ja s'ha comentat, aquest augment en freqüència produeix un augment en les pèrdues per commutació dels transistors, per tant, s'ha d'arribar a una solució de consens que veient els resultats es trobarà entre 5 i 10 kHz.

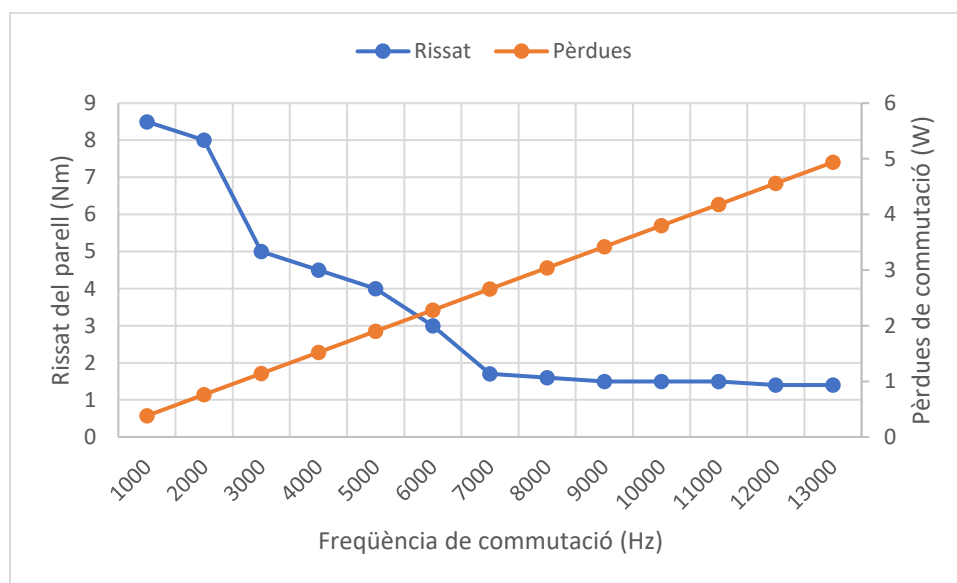


Figura 24. Balanç entre pèrdues per commutació i rissat del parell a diferents freqüències de commutació.

En la Figura 24 es pot veure el balanç entre les pèrdues i el rissat de parell a diferents freqüències de commutació. Es pot observar com les pèrdues per commutació augmenten constantment a mesura que augmenta la freqüència de commutació. En canvi, el rissat del parell disminueix de forma significativa al augmentar la freqüència de commutació de 1000 a 7000 Hz en canvi a partir dels 7000 Hz la disminució del rissat es molt lleugera. Per tant, es considera que en els 7000 Hz és el punt òptim de funcionament ja que el rissat que es produeix es reduït i les pèrdues per commutació no són

Disseny de l'electrònica de potència d'una motoserra elèctrica de 2,5 kW per alimentar un motor brushless amb bateries de 36 V

excessives. En la següent Figura 25 es pot observar el resultat que s'obté amb una freqüència de commutació de 7000 Hz, i com es pot veure s'obté un resultat paregut al de 10 kHz.

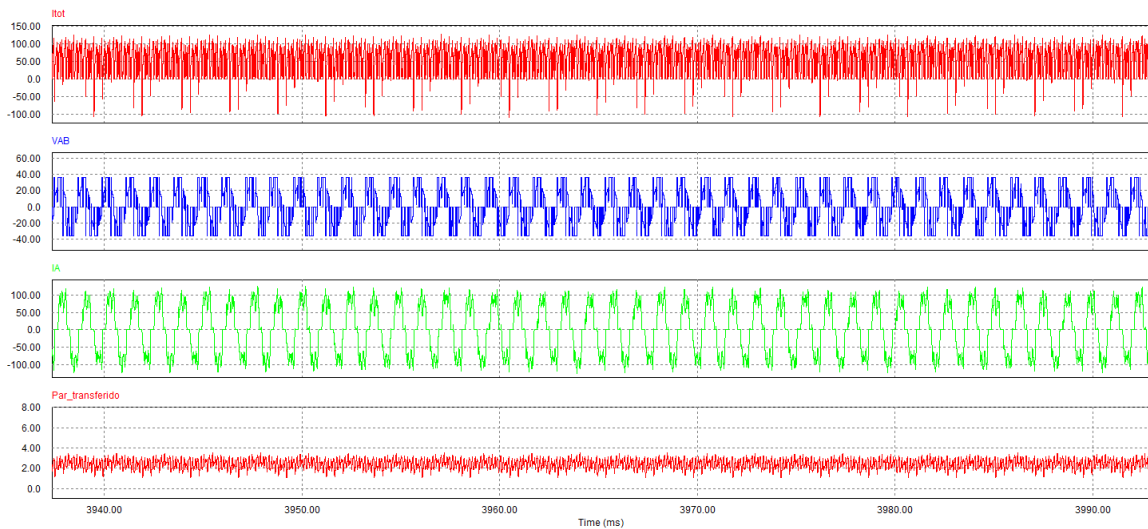


Figura 25. Modulació de sis passos amb senyal triangular de 7 kHz.

4.4. Càlcul del regulador PI

A una freqüència de commutació de 7000 Hz de la ona triangular i amb tots els paràmetres del motor explicats anteriorment s'han obtingut les constants per al regulador PI del sistema de control. Per a això, s'ha introduït en Matlab les equacions de funcionament del motor i les equacions del laç tancat de control del sistema. La constant de proporcionalitat del regulador és la K_p i la constant de temps és la K_i . La equació següent és la funció de transferència del regulador:

$$G_i(s) = \frac{K_p + \frac{K_i}{s}}{1 + \frac{s}{\omega_p}} \quad (12)$$

La funció de transferència que es veu des del regulador de corrent PI de la resta del sistema, és la següent:

$$H_i(s) = \frac{2 \times V_{DC}}{V_{pp}} \times \frac{R_i}{R_a + L_a \times s} \quad (13)$$

Sabent que V_{DC} és la tensió en continua (36V), V_{pp} és la tensió pic a pic de la senyal triangular (1 V) i els valors de R_a i L_a són la resistència i inductància d'una fase del motor.

Finalment, la funció de transferència en laç tancat del sistema de control és:

$$T_i = G_i(s) \times H_i(s) = \frac{K_p + \frac{K_i}{s}}{1 + \frac{s}{\omega_p}} \times \frac{2 \times V_{DC}}{V_{pp}} \times \frac{R_i}{R_a + L_a \times s} \quad (14)$$

Aquestes equacions s'utilitzen per a crear el diagrama de Bode del sistema des de 10 fins a 10000 Hz. S'han anat modificant les constants de temps i proporcional del PI, per tal d'obtenir una freqüència de tall entre deu i vint vegades la freqüència de commutació, que és el rang recomanat. S'han de

Disseny de l'electrònica de potència d'una motoserra elèctrica de 2,5 kW per alimentar un motor brushless amb bateries de 36 V

modificar les constants per a poder obtenir un marge de fase i un marge de guany suficients per a que el sistema sigui estable (marge de fase superior a 50° i marge de guany superior a 12 dB).

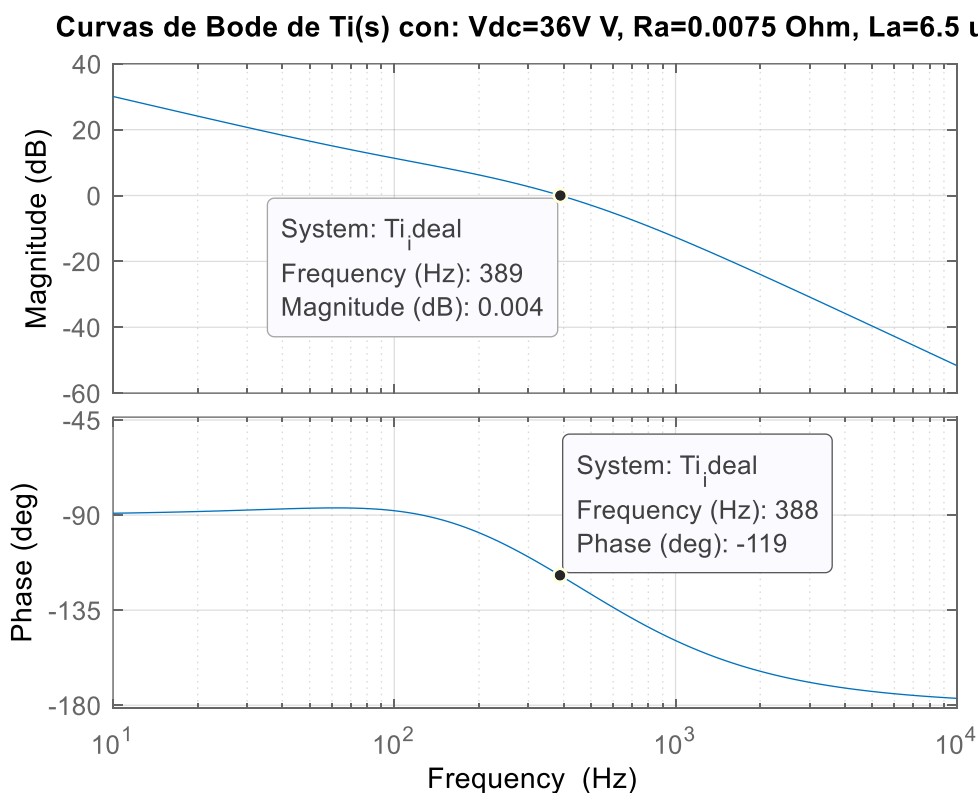


Figura 26. Diagrama de Bode del sistema de control.

Com s'ha pogut veure en la Figura 26, la freqüència de tall es troba en uns 390 Hz (entre 350 i 700 Hz que és el rang recomanable) el marge de fase és de uns 60° i el marge de guany és superior a 50 dB. Per tant, s'aconsegueix un regulador estable que es comprovarà més tard amb diverses simulacions. Els valors de les constants del regulador són de 0,208 per a la K_i i 0,0002978 per a la K_p .

Per a comprovar que el regulador amb aquests valors funciona correctament s'ha realitzat una simulació amb un escaló de carrega de 2 Nm passant de 3 Nm de funcionament a 5 Nm. En la Figura 27 es pot veure com quan es produeix el escaló el parell augmenta i la velocitat disminueix i el sistema es regula de forma correcta.

En aquesta imatge es pot observar en primer lloc la velocitat de gir i l'escaló de carrega, en segon lloc el parell transmès del motor i finalment la corrent de sortida de la bateria (I_{tot}), es a dir la corrent total que es consumeix en el motor.

Disseny de l'electrònica de potència d'una motoserra elèctrica de 2,5 kW per alimentar un motor brushless amb bateries de 36 V

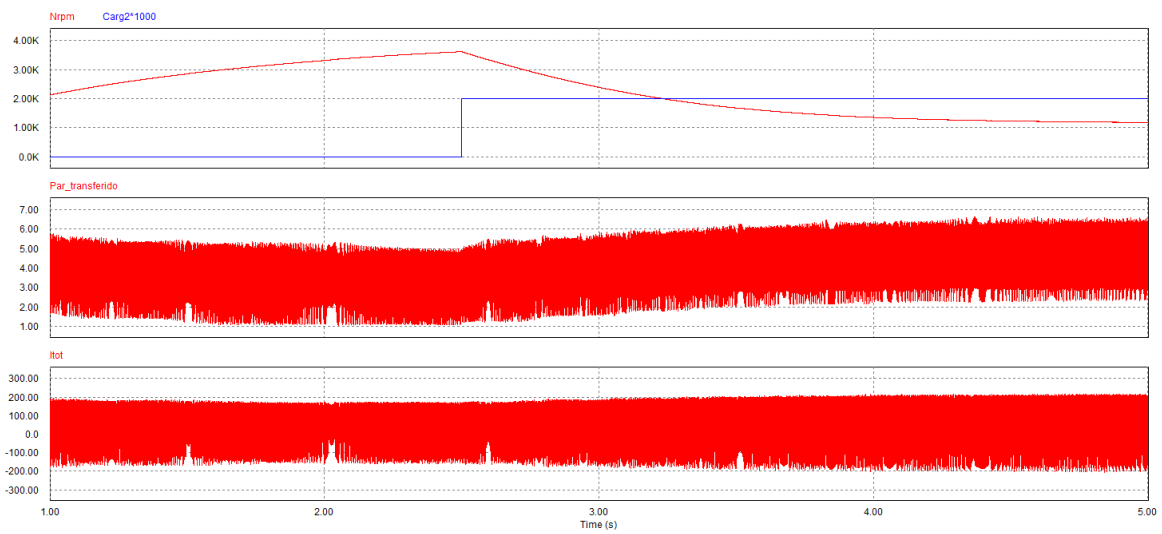


Figura 27. Escalo de parell en la simulació del motor, prova del regulador.

D'aquesta simulació es pot observar un elevat rissat en la corrent I_{tot} i un elevat rissat en el parell, aquestes problemàtiques s'afrontaran en el següent capítol. Encara que aquest rissat impedeix veure de forma correcta el canvi de valors, si s'obté el parell eficaç en el primer tram es de 3 Nm i en el segon de 5 Nm. Si es fa el mateix amb la corrent s'obtenen sempre 70A eficaços, encara que al realitzar el augment de parell, augmenten els pics de corrent com més endavant es comenta.

5. Electrònica de potència

Per a fer girar un motor BLDC és necessari disposar d'una electrònica de potència que sigui capaç d'energitzar les bobines corresponents. Com ja s'ha comentat anteriorment, aquesta electrònica de potència esta composta per un inversor trifàsic de transistors. Aquest transistors reben les senyals de dispar provinents del control i es tanquen al rebre-les i així, permeten el pas de la corrent cap als bobinats del motor. Per aquest motiu, els transistors són un punt clau per al correcte funcionament del moviment del motor. En aquest capítol es realitza el disseny d'aquests transistors considerant multitud de paràmetres, i s'elegiran els més adients que es troben al mercat.

Dintre de l'electrònica de potència necessària per al bon funcionament del sistema s'ha d'incloure un filtre per a protegir la bateria i alguns condensadors de pel·lícula per a protegir els transistors com s'explica més avant.

5.1. Transistors

Els transistors són dispositius semiconductors capaços de tancar o obrir un circuit a partir de la senyal que reben per un dels seus tres terminals anomenat porta, actuen com a interruptors comandats per una senyal. En aquesta aplicació es necessiten transistors de potència perquè han de ser capaços de suportar tensions i corrents elevades. Els transistors de potència més usuals en aquest tipus d'aplicacions són els IGBTs i els MOSFETs i cadascun presenta unes especificacions més adients per a unes aplicacions o unes altres.

Els IGBTs (insulated gate bipolar transistor) consten de tres terminals: l'emissor, el col·lector i la porta. Al aplicar una tensió entre la porta i l'emissor (V_{GE}) el transistor deixa passar la corrent entre el col·lector i l'emissor, i al eliminar aquesta tensió l'IGBT no deixa passar aquesta corrent, per tant el circuit queda tallat. Els IGBTs s'utilitzen en aplicacions de gran potència, són capaços de suportar tensions elevades (>1000 V) i corrents elevades, però no suporten altes freqüències de commutació degut a les majors pèrdues de commutació que tenen.

Per un altra part, els MOSFETs (metal-oxide-semiconductor field-effect transistor) tenen tres terminals: drenador, sortidor i porta. Existeixen MOSFETs tipus n o tipus p. En els transistors tipus n si s'aplica una tensió entre la porta i el sortidor (V_{GS}) superior a un cert llindar el transistor comença a conduir corrent entre el drenador i el sortidor. Si aquesta tensió es troba per baix del llindar el transistor no conduirà i estarà tallat. En canvi, si el MOSFET és de tipus p la tensió que s'aplica a la porta (V_{GS}) ha de ser negativa i també superior a un llindar per tal de conduir corrent.

Els MOSFETs es solen usar en aplicacions de menor potència que els IGBTs, suporten tensions menors però permeten una major freqüència de commutació, degut a les menors pèrdues per commutació que presenten. Cal remarcar també que han sorgit noves tecnologies de MOSFETs com els MOSFETs de SiC (carbur de silici) o els GaN (Gallium Nitride) que han augmentat les tensions que poden suportar i la freqüència de commutació.

Com ja s'ha comentat aquests transistors presenten pèrdues de dos tipus: pèrdues per conducció i pèrdues per commutació. Les pèrdues per conducció són les degudes al pas de corrent per el transistor que presenta unes resistències paràsites i que produeixen les pèrdues per efecte Joule. Tant a una major corrent com a una major resistència paràsita les pèrdues seran majors.

Disseny de l'electrònica de potència d'una motoserra elèctrica de 2,5 kW per alimentar un motor brushless amb bateries de 36 V

Per un altra part hi ha les pèrdues per commutació, aquestes pèrdues es deuen al fet de passar en un instant de estar suportant una tensió i no conduint corrent a estar conduint corrent i no suportar tensió i viceversa. El fet d'aquest canvi que produeix la commutació fa que durant un instant hi haja tensions i corrents en el transistor i per tant, s'estigui consumint una potència que s'ha de dissipar. En les següents imatges es pot veure com al realitzar la commutació a ON i a OFF dels transistors coexisteixen durant un temps tensions i corrents:

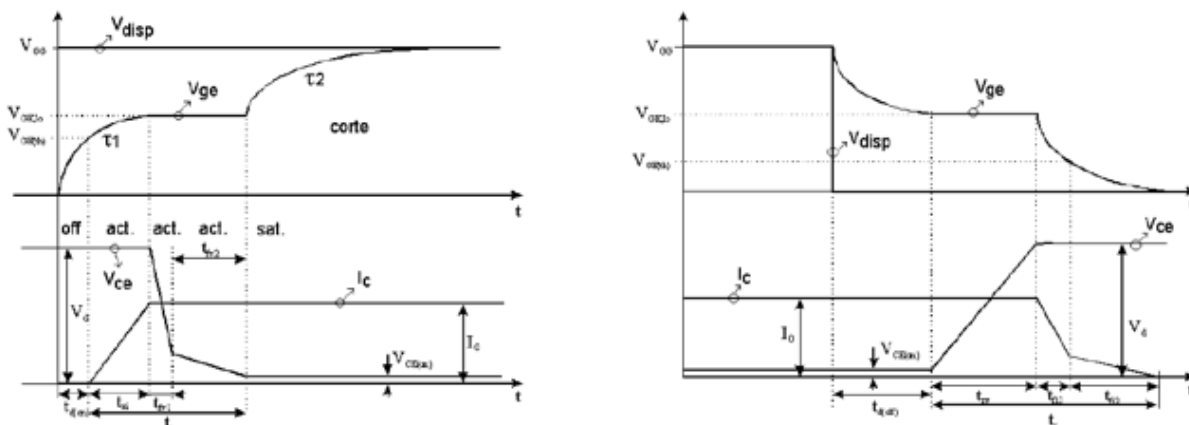


Figura 28. Commutació d'un IGBT a ON en el gràfic de l'esquerra i a OFF a la dreta. Font [8].

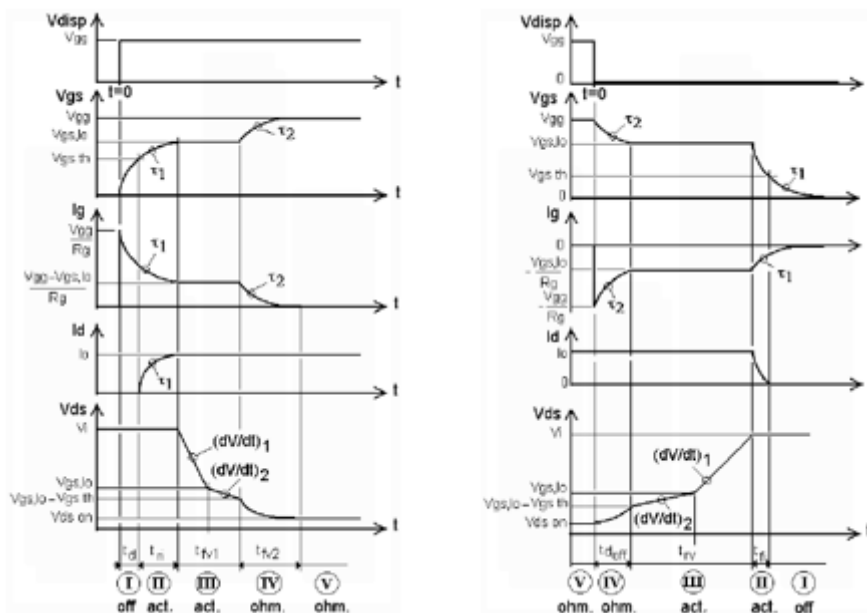


Figura 29. Commutació d'un MOSFET a ON en el gràfic de l'esquerra i a OFF a la dreta. Font [8].

Com major sigui el àrea de les gràfiques anteriors majors seran les pèrdues. Aquestes àrees depenen dels paràmetres característics dels transistors i es calculen a partir d'ells per a obtenir els valors de pèrdues. Com ja s'ha dit les commutacions dels IGBTs són més lentes i fan que estiguin més temps amb tensió i corrent a la vegada i originen més pèrdues.

A més a més, aquests transistors han d'anar acompanyats de díodes en antiparal·lel per a poder formar part d'un inversor trifàsic. Els díodes són semiconductors que permeten el pas de la corrent en un sentit i el bloquegen en l'altre sentit. Deixa passar la corrent en un sentit quan està polaritzat

en directe i es supera la tensió lliandar (V_γ), si es polaritza en inversa la corrent no pot circular i el díode és capaç de suportar tensions inverses fins a una tensió màxima, que és la tensió de ruptura.

Aquest díode també ofereix pèrdues per conducció i commutació entre els dos estats. Les pèrdues per conducció són degudes a la resistència paràsita que presenta el díode quan la corrent circula a través d'ell, per efecte Joule. Per un altra part, al canviar d'un estat de conducció a bloqueig i a la inversa també es produeixen pèrdues. Les pèrdues de encesa a ON són considerablement menors que les de apagat a OFF.

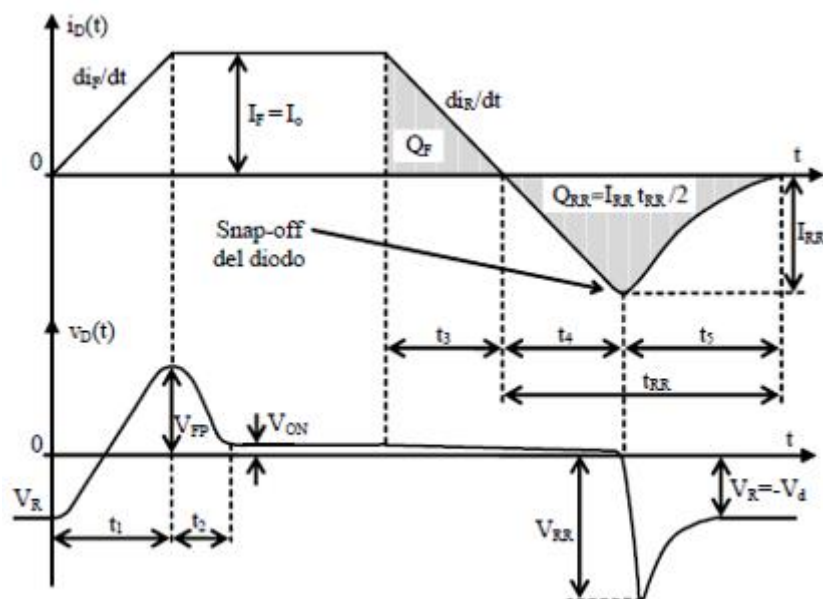


Figura 30. Pèrdues per commutació d'un díode. Font [8].

També cal destacar que al posar-se a OFF el díode condueix per un instant una corrent inversa (I_{RR}). Tant el pic de corrent inversa com la pendent de la corrent de apagat del díode (di_R/dt) depenen de la inductància paràsita de malla.

La inductància paràsita de malla és una inductància que apareix de forma indesitjada pel simple fet d'existir connexions entre els diferents elements del circuit. Es a dir, en una placa de circuit imprès (PCB) o en un circuit cablejat les connexions tenen inductàncies paràsites així com resistències paràsites. Aquestes inductàncies produeixen aquesta corrent inversa en els díodes i sobretensions en els transistors que s'hauran de controlar per tal de no causar danys als mateixos. Més endavant s'expliquen les mesures aplicades per tal de reduir les inductàncies paràsites de malla i controlar aquestes sobretensions.

5.1.1. Tipus de transistor, tensions i corrents a suportar

Per a saber quin tipus de transistor és el millor per a l'aplicació convé saber quines són les tensions i les corrents que han de suportar. Per això, és interessant realitzar simulacions en PSIM amb el motor i obtenir els valors de tensions i corrents més desfavorables. La situació en que les corrents del motor seran superiors és amb el major parell. Ja que la tensió regula la velocitat de gir i la corrent el parell, així a una major tensió, una major velocitat i per a vèncer un major parell es necessiten unes majors corrents. Tanmateix, es poden realitzar diverses simulacions en les diverses situacions de

Disseny de l'electrònica de potència d'una motoserra elèctrica de 2,5 kW per alimentar un motor brushless amb bateries de 36 V

funcionament del motor que ens permetin saber els valors més desfavorables de corrents i tensions per als transistors i díodes.

Es interessant recordar que els transistors superiors i els inferiors no commuten de la mateixa manera. Els de dalt commuten depenent dels sensors efecte Hall i la freqüència de la senyal triangular (PWM) de 7000 Hz. Per altra banda, els transistors de baix commuten a una menor freqüència que solament depèn de les senyals dels sensors efecte Hall. Aquestes diferències en la commutació fan que els transistors inferiors hagen de suportar unes corrents més elevades que els superiors. A més, les corrents que es suporten són molt irregulars perquè condueixen intensitat durant un terç del període i no condueixen electricitat durant els dos terços restants. Per tant, les tensions eficaces ofereixen una visió parcial, ja que quan els transistors condueixen la corrent és més elevada durant un temps llarg en el cas de velocitats baixes. A conseqüència d'això, és convenient considerar unes corrents similars a les que es produeixen durant el temps de conducció per a l'elecció dels transistors.

En les següents simulacions es podran observar aquestes característiques. En elles, apareixen els valors de velocitat de gir, corrents del MOSFET i díode superiors ($I_{A_{mes}}$ i $I_{D_{A_{mes}}}$ respectivament) i corrents del MOSFET i díode inferior ($I_{A_{menys}}$ i $I_{D_{A_{menys}}}$ respectivament). En una primera simulació el motor venç 6 Nm de parell a una velocitat al voltant de les 3000 rpm. Com es pot veure en la Figura 31 els pics de corrents que es produeixen són superiors a 250 A. I la corrent eficaç és de 72 A per a $I_{A_{mes}}$, 25 A per a $I_{D_{A_{mes}}}$, 113 A per a $I_{A_{menys}}$ i 83 A per a $I_{D_{A_{menys}}}$.

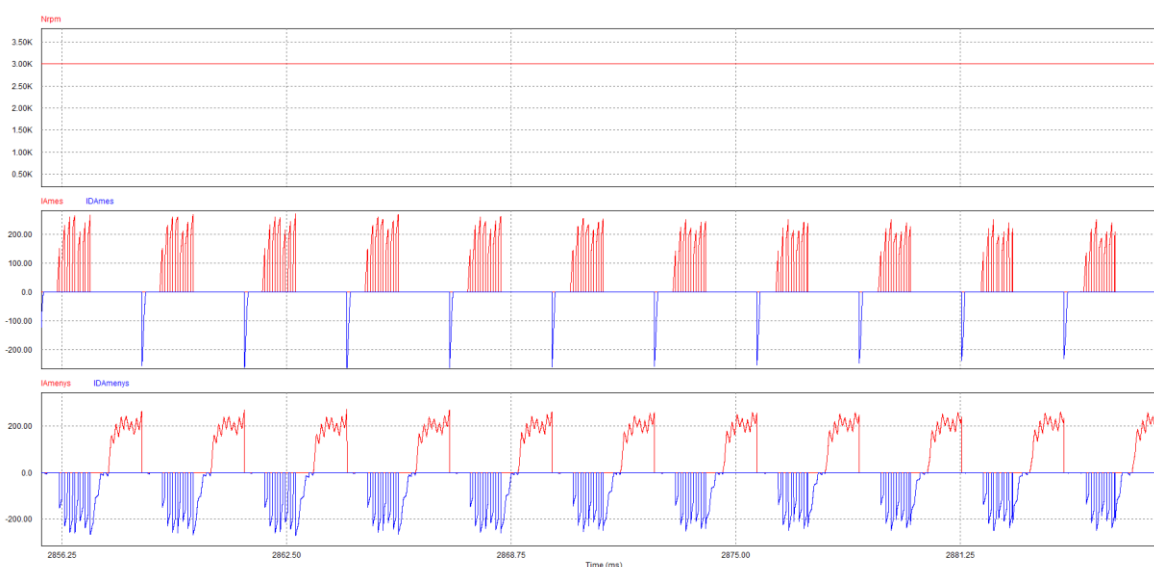


Figura 31. Simulació a 6Nm i 3000rpm.

A continuació s'ha realitzat una simulació amb 3 Nm i amb aquest par el motor gira al voltant de 7000 rpm. Com es pot veure en la Figura 32 les corrents han disminuït considerablement, passant a ser els pics menors de 150 A i les corrents eficaces de 52 A per a $I_{A_{mes}}$, 16 A per a $I_{D_{A_{mes}}}$, 58 A per a $I_{A_{menys}}$ i 29 A per a $I_{D_{A_{menys}}}$.

Disseny de l'electrònica de potència d'una motoserra elèctrica de 2,5 kW per alimentar un motor brushless amb bateries de 36 V

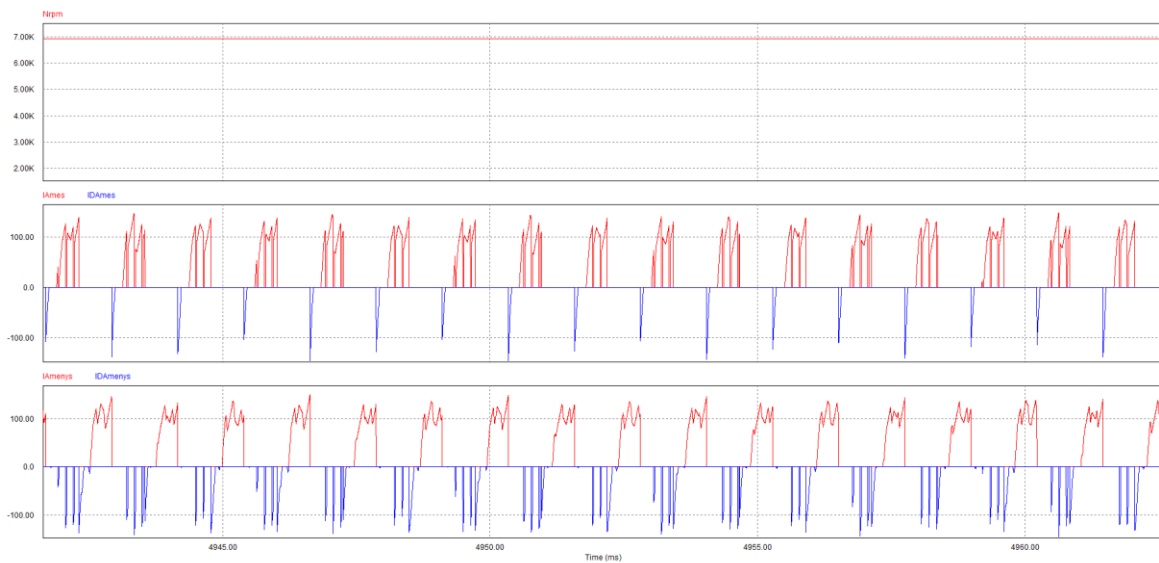


Figura 32. Simulació amb 3Nm a 7000rpm.

Finalment, es realitza una simulació sense carrega, al estar sense carrega el motor no necessita els 2,5 kW per a girar a velocitat nominal i per tant, les corrents són molt menors i la potència consumida és menor (Figura 33). Els pics de corrent no superen els 12 A i les corrents eficaces que s'obtenen són 5 A per a IAmes, 0,5 A per a IDAmes, 5 A per a IAmens i 0,5 A per a IDAmens.

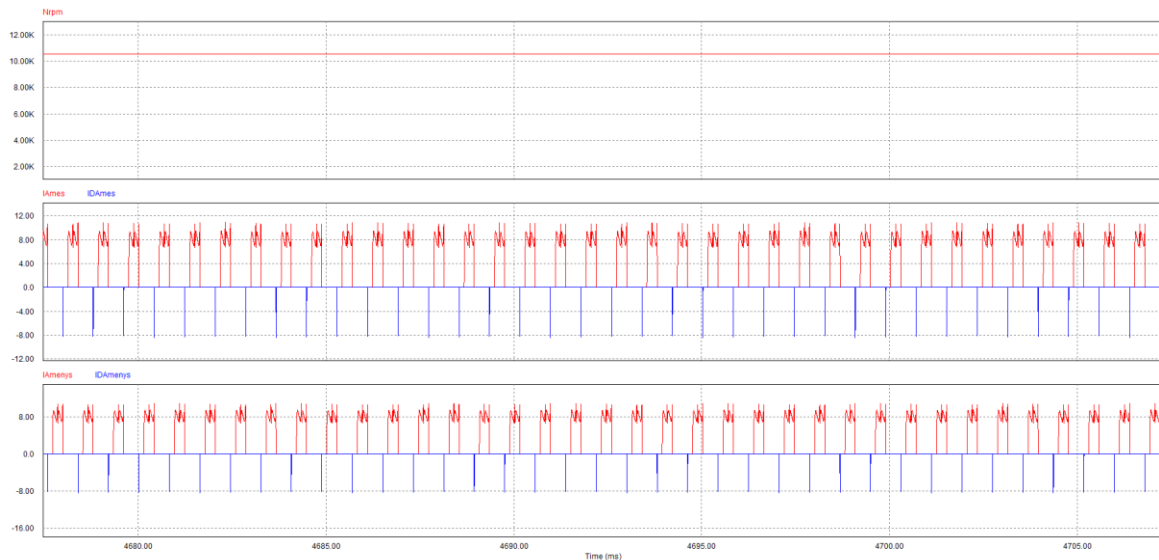


Figura 33. Simulació sense carrega girant a velocitat nominal.

Com es pot veure clarament, la situació més desfavorable és en la que el motor està funcionant a unes 3000 rpm i venent 6 Nm de parell. En aquesta situació els transistors inferiors han de ser capaços de suportar unes corrents eficaces de més de 113 A, uns pics de corrent superiors a 250 A i unes tensions de 100 V. Per altra part, els díodes hauran de suportar corrents eficaces majors de 83 A i pics de més de 250 A, i tensions de 100 V. Cal tenir en compte que aquests valors s'han de poder suportar en un funcionament normal en el que els semiconductors tindran temperatures elevades (100-150°C).

Disseny de l'electrònica de potència d'una motoserra elèctrica de 2,5 kW per alimentar un motor brushless amb bateries de 36 V

Al ser la tensió continua de 36V, els transistors no superen aquest valor en un funcionament normal i es suficient amb uns transistors que suportaren aquesta tensió. En canvi, en la realitat existeixen les inductàncies paràsites de malla que ja s'han explicat i que produeixen sobretensions. Per aquest motiu, és convenient deixar un marge suficient en la tensió que suporten els transistors per tal de protegir-los davant d'aquest efecte i uns 100 V és un marge suficient en principi. Més avant es comprovarà amb simulacions amb impedància de malla que no es sobrepassa la tensió límit dels transistors.

Buscant transistors comercials s'ha trobat que els transistors que millor s'adeqüen a aquesta aplicació són MOSFETS de silici. Això és així ja que no s'han de suportar tensions molt elevades (la tensió continua es de 36 V) i es necessita en canvi suportar unes corrents elevades i per tant es interessant tenir les menors resistències de conducció possibles.

En el mercat s'han trobat multitud de MOSFETs vàlids alguns dels més interessants es presenten en la Taula 5. En aquesta taula es mostra les corrents contínues a 130°C que suporten els transistors (I_D) i la resistència de conducció a aquesta temperatura (R_{DSon}), també apareix la corren de pic (I_{pic}) i la màxima tensió de bloqueig (V_{SS}). Finalment, es troba la corrent contínua màxima del díode (I_S) i la corrent pic del díode (I_S pic):

	$R_{DSon}(130^\circ C)$ (m Ω)	$I_D(130^\circ C)$ continuo(A)	$I_{pic}(A)$	$V_{SS}(V)$	I_S continua(A)	I_S pic(A)
FDH055N15A	9	90	668	150	160	668
AUIRFP4568	9,2	80	684	150	170	684
IPT014N10N5	2,5	190	1412	100	242	1412
IAUT300N10S5N015	3	180	1200	100	300	1200

Taula 5. Característiques principals de MOSFETs comercials.

Un detall a destacar de la taula és que els dos primers MOSFETs tenen una carcassa de tipus forat passant (trough hole (THT) en angles), mentre que els dos MOSFETs següents tenen una carcassa de muntatge superficial (Surface mount (SMD) en angles). Aquesta diferència en la carcassa afecta principalment en quant al muntatge i la soldadura dels components. Però, com es pot observar en la taula, també es tradueix en una menor resistència de conducció ja que el disseny d'aquest tipus de muntatge s'ha millorat molt. Per tant, si es comparen els MOSFETs THT i els SMD de millors prestacions que s'han trobat en el mercat, es pot concloure que els SMD tenen resistències de conducció més baixes i conseqüentment redueixen les pèrdues causades per aquestes.

Cal remarcar també que aquests transistors formen part dels transistors que més corrent suporten que s'han trobat en el mercat. A més, els valors de corrent contínua que suporten s'han tingut en compte a una temperatura de 130°C, que seria una temperatura de funcionament possible en el cas d'estar funcionant a màxima potència. Per tant, els valors de corrent que es mostren en la taula són significativament menors que els que tindrien aquests mateixos components a 25°C.

Després de estudiar les fulles de dades dels transistors i els valors que s'han resumit en la taula anterior es pot concloure que els dos MOSFETs SMD compleixen en totes les especificacions. Per altra part, els components THT no compleixen en quan a corrent a la temperatura considerada (si es

Disseny de l'electrònica de potència d'una motoserra elèctrica de 2,5 kW per alimentar un motor brushless amb bateries de 36 V

considera una temperatura inferior si que poden complir) i per tant, es descarten per a aquesta aplicació.

5.1.2. Càlcul de pèrdues

A partir de les especificacions tècniques de cada transistor detallades en la fitxa tècnica i les simulacions realitzades que mostren les condicions més desfavorables en les que es trobaran els transistors, es calculen les pèrdues que tindran: per conducció i per commutació. S'utilitzen per a això les indicacions donades per el fabricant Infineon [9].

La formula utilitzada per a realitzar el càlcul de pèrdues per conducció del MOSFET només depèn de la resistència de conducció (R_{DSon}) i la corrent eficaç que circula per ell (I_{Drms}):

$$P_{CM} = R_{DSon} \times I_{Drms}^2 \quad (15)$$

La formula usada per a les pèrdues per conducció del díode depèn de la resistència de conducció (R_D), la corrent eficaç que circula per ell (I_{Frms}) i per un altra part, la tensió del díode sense corrent (u_{D0}) que es pot obtenir d'una gràfica i la corrent mitja (I_{Fav}).

$$P_{CD} = u_{D0} \times I_{Fav} + R_D \times I_{Frms}^2 \quad (16)$$

A continuació, les pèrdues per commutació són més complexes d'obtenir i requereixen de més paràmetres per al càlcul. Cal remarcar, que en aquesta aplicació la freqüència de commutació és baixa ja que en els MOSFETS inferiors només depèn de les senyals dels sensors efecte Hall. A més, en la situació més desfavorable, que és a un major parell, la velocitat de gir és encara més baixa i per tant la freqüència de commutació també. A 6 Nm el motor gira a 2000 rpm i els transistors commuten a uns 233 Hz. En canvi, en els MOSFETS superiors la commutació depèn dels sensors efecte Hall i de la freqüència de la triangular, aquesta freqüència és de 7000 Hz, però s'aplica només durant els 120° de conducció d'un transistor es a dir, durant un terç del temps. Amb la qual cosa la freqüència a considerar és un terç de la freqüència de commutació, per tant 2333 Hz.

En el cas de les pèrdues per commutació del MOSFET a ON es sumen dos termes: un primer que considera la energia de encesa del MOSFET i un segon que te en compte la recuperació inversa del díode que absorbeix el MOSFET. Els termes a considerar són: la tensió de bloqueig (U_{DD}), la corrent de encesa a ON (I_{Don}), el temps de pujada de la corrent (tri), el temps de caiguda de la tensió (tfu) i la carga de recuperació inversa del díode (Qrr).

$$E_{onM} = U_{DD} \times I_{Don} \times \frac{tri + tfu}{2} + Q_{rr} \times U_{DD} \quad (17)$$

Les pèrdues de commutació a OFF del MOSFET es calculen de manera similar, però sense afectar la recuperació inversa del díode. En aquest cas, els temps a considerar són el temps de pujada de la tensió (tru) i el temps de caiguda de la corrent (tfi), i la corrent és la que circula quan s'obri el transistor (I_{Doff}).

$$E_{offM} = U_{DD} \times I_{Doff} \times \frac{tru + tfi}{2} \quad (18)$$

Disseny de l'electrònica de potència d'una motoserra elèctrica de 2,5 kW per alimentar un motor brushless amb bateries de 36 V

Per altra part, les pèrdues per commutació a OFF del díode es consideren nul·les i només es consideren les pèrdues a ON que depenen de la energia de recuperació inversa principalment.

$$E_{onD} = \frac{1}{4} \times Q_{rr} \times U_{DD} \quad (19)$$

Els paràmetres utilitzats en aquestes equacions s'obtenen directament de la fitxa tècnica dels transistors o a partir de gràfics tal com s'indica en el manual seguit per al càlcul. Alguns altres paràmetres com els temps de caiguda i de pujada de la tensió s'han obtingut per altres equacions i paràmetres.

Una vegada calculades les pèrdues per una commutació, es sumen totes les pèrdues i es multipliquen per la freqüència de commutació dels transistors que com ja s'ha explicat no és molt elevada. Finalment, s'han de sumar també les pèrdues de conducció al total de pèrdues.

$$P_{M+D} = (E_{onM} + E_{offM} + E_{onD}) * f_{sw} + P_{CM} + P_{CD} \quad (20)$$

Els resultats que s'obtenen al aplicar aquestes equacions als MOSFETs anteriors es mostren en la següent Taula 6 en la que es diferencia entre els MOSFETs superiors de les rames i els inferiors. En la taula apareixen detallats els diferents valors de pèrdues calculats i finalment es fa la suma del total de les pèrdues. A més s'inclou el càlcul de la resistència tèrmica del dissipador que seria necessari per a cada MOSFET en cada posició.

		IPT014N10N5	IAUT300N10S5N015
MOSFET superior	P _{CM} (W)	12,96	15,552
	P _{CD} (W)	3,233	3,5909
	E _{onM} (J)	0,0003733	0,000313392
	E _{offM} (J)	0,0007632	0,000841595
	E _{onD} (J)	0,00000315	0,00000315
	Freqüència(Hz)	7000/3	7000/3
	P.T.commutació (W)	2,6592	2,702319
	P.Totals (W)	18,8525	21,84523
	Dissipador(°C/W)	5,1043	4,377658
MOSFET inferior	P _{CM} (W)	31,9225	38,307
	P _{CD} (W)	32,5853	37,0356
	E _{onM} (J)	0,000175092	0,0000396
	E _{offM} (J)	0,00085149	0,00023328
	E _{onD} (J)	0,00000315	0,00000315
	Freqüència(Hz)	350	350
	P.T.commutació(W)	0,360406	0,00661
	P.Totals(W)	64,868239	75,4392
	Dissipador(°C/W)	1,495745	1,2581

Taula 6. Càlcul de pèrdues dels MOSFETs.

A continuació, es comenten les principals conclusions que es poden extraure de taula, algunes de les quals ja s'havien previst anteriorment. Aquestes conclusions són indispensables per a l'elecció dels MOSFETs i per al disseny de l'electrònica de potència en conjunt:

Disseny de l'electrònica de potència d'una motoserra elèctrica de 2,5 kW per alimentar un motor brushless amb bateries de 36 V

- La potència a dissipar pel transistor inferior de la rama és notablement major que la del transistor superior.
- Les pèrdues per commutació són relativament menyspreables amb comparació a les pèrdues per conducció.
- Les pèrdues per conducció són molt elevades, degut a les elevades corrents que circulen. I amb una resistència de conducció major les pèrdues també són majors.
- Les pèrdues de conducció en el MOSFET inferior són superiors en el díode que en el MOSFET encara que les corrents són majors en el MOSFET. Això indica que la resistència que ofereix el MOSFET al pas de la corrent és menor que la del díode. Aquest fet afavoreix que s'apliqui la rectificació síncrona.
- Les pèrdues a dissipar pels transistors són molt elevades, els de la part inferior tenen pèrdues superiors als 60 W. Els dissipadors de calor calculats tenen resistències molt baixes que fan complicat trobar-ne al mercat que no siguin molt voluminosos.

Com es comenta en l'últim punt, els dissipadors de calor que són necessaris per a dissipar totes les pèrdues dels MOSFETs tenen una resistència tèrmica molt baixa, fet que fa que si algun dissipador en el mercat pot complir les especificacions sigui un dissipador amb convecció forçada o aigua, fet que augmenta molt el volum i el pes. Per a aquesta aplicació estan completament descartats aquests tipus de dissipadors, per això s'ha de aconseguir disminuir les pèrdues i poder funcionar amb uns dissipadors de calor menors. Per tant, encara que aquests MOSFETs compleixen les condicions de corrent i tensió inicials, no són vàlids per a aquesta aplicació muntats de forma individual tal com es planteja perquè les pèrdues que tenen són molt elevades.

Una solució per a disminuir les pèrdues és posar en paral·lel diversos MOSFETs, la corrent es divideix i al mateix temps les pèrdues per conducció es redueixen de forma quadràtica. Aquesta solució fa que augmenten les pèrdues per commutació al ser més MOSFETs commutant, però com ja s'ha dit les pèrdues per commutació són molt menors que les de conducció i es compensa de forma favorable, disminuint les pèrdues totals.

Com es comenta en el quart punt, les pèrdues que es produeixen en els díodes són superiors a les dels MOSFETs i una solució per tal de disminuir aquestes pèrdues es aplicar la rectificació síncrona. La rectificació síncrona és evitar el pas de la corrent per els díodes i activant els MOSFETs per a que la corrent circuli per ells encara que sigui en sentit invers. Això fa que tota la corrent circuli per els MOSFETs i pràcticament gens pels díodes i per tant, les pèrdues totals siguin menors.

La rectificació síncrona es duu a terme per mitjà de la programació dels dispars per activar els MOSFETs en el moment oportú i com ja es sap, aquest treball no abasta la part de programació. No obstant això, si que convé assegurar que els components elegits per al sistema siguin compatibles amb aquesta funcionalitat.

Una vegada fetes aquestes observacions, es torna a realitzar el càlcul de pèrdues dels MOSFETs però en aquest cas es realitza només per al MOSFET amb una menor resistència de pèrdues, ja que és el paràmetre que més influeix. Aquest MOSFET és el IPT014N10N5 i com ja s'havia explicat també compleix sobradament les condicions de corrent i tensions a suportar. Però, en aquesta ocasió el càlcul es realitza per a dos MOSFETs col·locats en paral·lel en cada posició. A més, en un altre càlcul

Disseny de l'electrònica de potència d'una motoserra elèctrica de 2,5 kW per alimentar un motor brushless amb bateries de 36 V

es considerarà l'aplicació de la rectificació síncrona (P_{TotalsRS}) en els MOSFETs. I les pèrdues per conducció amb rectificació síncrona (P_{CRS}).

IPT014N10N5	MOSFET superior	MOSFET inferior
$P_{\text{CM}}(\text{W})$	3,24	7,980625
$P_{\text{CD}}(\text{W})$	1,40833	13,69633
$E_{\text{onM}}(\text{J})$	0,000133319	0,000067
$E_{\text{offM}}(\text{J})$	0,000224952	0,000251
$E_{\text{onD}}(\text{J})$	0,00000315	0,000003
Freqüència(Hz)	7000/3	350
P.T.commutació(W)	0,843315674	0,112276
P.Totals(W)	5,49085	21,78923
$P_{\text{CRS}}(\text{W})$	3,630625	12,28625
P.TotalsRS(W)	5,49085	12,3985
Dissipador RS($^{\circ}\text{C}/\text{W}$)	17,8121	8,67202

Taula 7. Pèrdues unitàries del MOSFET IPT014N10N5 havent dos en paral·lel.

Amb aquesta taula podem confirmar la reducció de pèrdues que es produeix al posar en paral·lel dos MOSFETs. A més, també s'observa la reducció addicional de pèrdues que suposa la rectificació síncrona. És important considerar que al posar dos MOSFETs en paral·lel les pèrdues unitàries es redueixen molt però al mateix temps augmenta el nombre de MOSFETs de 6 a 12 i cada MOSFET té les seues pèrdues. Però en global, el fet de posar MOSFETs en paral·lel i realitzar fa disminuir les pèrdues totals de 252W a 107W, menys de la meitat.

De la mateixa forma que avanç també s'ha calculat la resistència tèrmica que ha de tenir el dissipador de calor. En aquest cas els valors que s'obtenen són molt majors i és possible trobar dissipadors d'aquestes característiques en el mercat que no siguin molt voluminosos.

Finalment, després de realitzar els càlculs de pèrdues i dissipadors de calor s'ha decidit que la millor opció per a aquesta aplicació és posar dos MOSFETs en paral·lel en el pont trifàsic del tipus IPT014N10N5. A més, és interessant programar una rectificació síncrona per tal de reduir més les pèrdues.

El IPT014N10N5 és un MOSFET SMD que evacua el calor per la part superior i per tant és on s'ha de posicionar el dissipador. Aquests MOSFETs tenen un mida reduïda de 10x11,5x2mm fet favorable per a aquesta aplicació. No obstant això, s'ha de deixar el espai necessari entre uns i altres per a poder dissipar la calor.

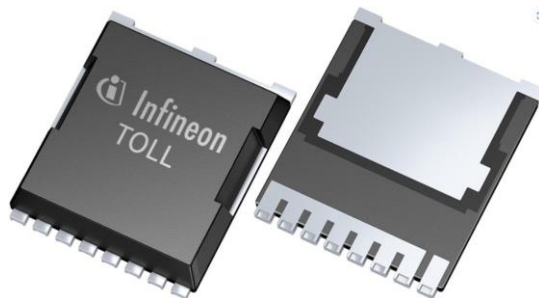


Figura 34. IPT014N10N5 per la part superior i inferior.

Disseny de l'electrònica de potència d'una motoserra elèctrica de 2,5 kW per alimentar un motor brushless amb bateries de 36 V

Per tal que la dissipació de calor dels MOSFETs sigui més homogènia entre els superiors i inferiors de les rames de l'inversor es pot fer commutar durant un temps els superiors de cada rama i durant un altre, els inferiors. És a dir, es pot commutar durant un cicle els transistors superiors, suposant unes pèrdues majors als inferiors. En el següent cicle, s'inverteix la commutació i commuten els transistors inferiors, així les pèrdues són majors en els superiors. D'aquesta manera, les pèrdues finals són iguals en els superiors i els inferiors i aleshores, les temperatures també són similars.

5.1.3. Dissipadors de calor

Per a dissipar el calor generat pels MOSFET es necessita un dissipador de calor que com s'ha calculat anteriorment ha de tenir una resistència tèrmica de 17,8 °C/W per als MOSFET superiors i 8,67 °C/W per als inferiors de totes les rames del pont d'inversors. Per al dissipador existeixen diferents topologies possibles, posar un dissipador individual per a cada MOSFET o agrupar diversos MOSFETs en un mateix dissipador(per rames, per part superior o inferior, tots en un mateix dissipador,...).

El fet de agrupar diversos MOSFETs en un mateix dissipador redueix la complexitat del disseny i muntatge ja que es redueix el nombre peces i forats a la PCB per a subjectar-los. A més a més, aquesta reducció de components també afavoreix a una reducció de l'espai ocupat i per tant permet dissenys més compactes. No obstant això, cal tenir en compte diverses consideracions que poden afectar negativament el disseny. Primerament, el dissipador ha de ser capaç de dissipar tot el calor que generen els MOSFETs units a ell complint els límits de temperatura. Per altra part, s'ha d'assegurar un bon contacte entre els MOSFETs i el dissipador, que en el cas de haver més d'un component en un mateix dissipador pot ocórrer que per toleràncies dels components o per una soldadura incorrecta alguns components perdin el contacte amb el dissipador, com es pot veure en la següent Figura 35.

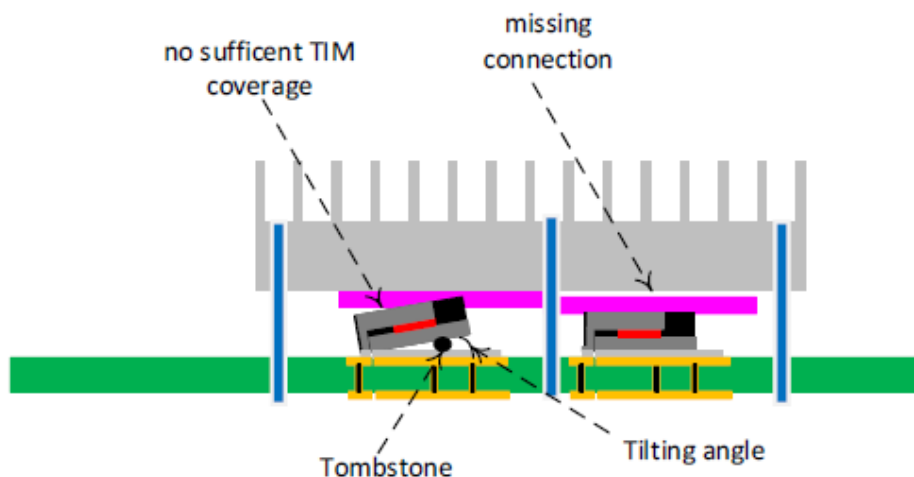


Figura 35. MOSFETs soldats a la PCB amb mal contacte amb el dissipador de calor. Font [10].

En el cas del disseny que s'està realitzant per a l'electrònica d'una motoserra és interessant que el disseny sigui el més compacte possible i robust, per tant es interessant reduir el nombre de dissipadors al mínim possible. Per un altra part, com ja s'ha dit les resistències tèrmiques que han de tenir els dissipadors són relativament elevades ja que en el mercat es difícil trobar dissipadors de 4°C/W i inferiors. A més, hi ha una diferència entre els transistors superiors i els transistors inferiors

Disseny de l'electrònica de potència d'una motoserra elèctrica de 2,5 kW per alimentar un motor brushless amb bateries de 36 V

en quant a dissipació de calor, els superiors dissipen bastanta menys calor, encara que si es varia entre la commutació als transistors superiors i els inferiors això s'iguala.

Per aquests motius es considera oportú en aquest disseny utilitzar solament un dissipador per als 12 MOSFETs que conformen el inversor trifàsic. D'aquesta manera s'ha de buscar un dissipador amb una resistència tèrmica suficient per a dissipar tot el calor dels MOSFETs i els components per a fixar el dissipador i permetre un bon contacte i una bona transmissió del calor.

En la Figura 36 es mostra l'esquema tèrmic dels 12 MOSFETs amb un dissipador de calor per a tots i una estoreta de transmissió de calor (TIM). Els MOSFETs (conjunt de MOSFET i díode) dissipen 12,4W els inferiors i 5,4W els superiors un total de 107W. Es considera una resistència tèrmica de 0,3°C/W per a la carcassa del MOSFET, una resistència tèrmica de 0,1°C/W per al TIM i 0,75°C/W per al dissipador de calor. Com l'electrònica estarà funcionant dintre de la carcassa de la motoserra es considera una temperatura al ambient de 50°C.

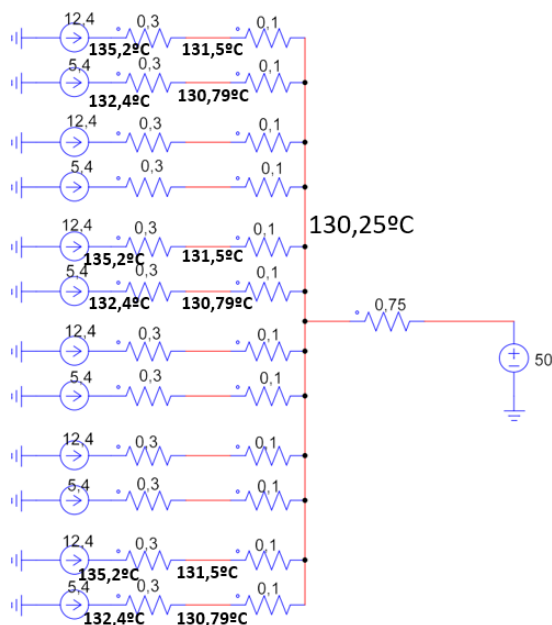


Figura 36. Esquema tèrmic de la transmissió de calor amb un dissipador per als 12 MOSFETs.

Amb el càlcul anterior s'obté que el dissipador de calor ha de tenir una resistència tèrmica de al voltant 0,75°C o inferior. Amb aquestes condicions la temperatura del dissipador seria de 130°C i els MOSFETs estarien a una temperatura màxima de 135,2°C. Aquest dissipador ha de tenir unes mesures suficients per a cobrir tota la superfície que ocupen els MOSFETs. A més a de ser capaç de dissipar els 107W que es generaran de calor en els 12 MOSFETs.

Disseny de l'electrònica de potència d'una motoserra elèctrica de 2,5 kW per alimentar un motor brushless amb bateries de 36 V

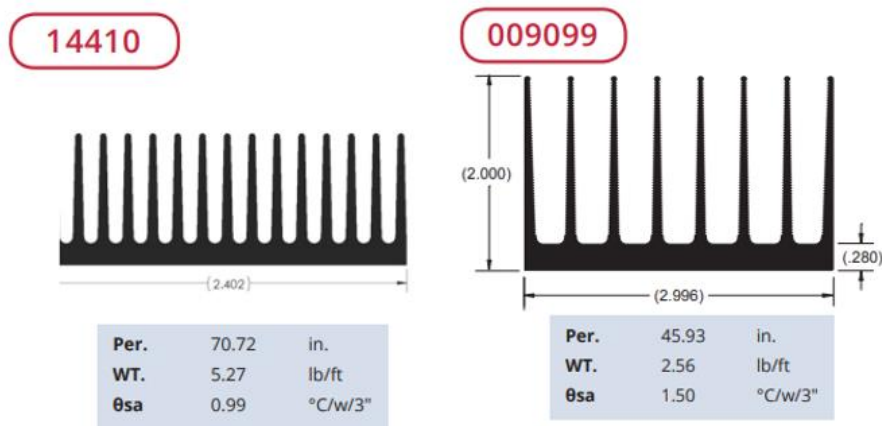


Figura 37. Dissipador de calor comercial vàlid per a l'aplicació.

Els dos dissipadors de la imatge anterior poden complir si s'utilitza el doble de longitud de les 3" (76mm) que indica el fabricant.

Per a assegurar un bon contacte entre els transistors i el dissipador de calor, es convenient utilitzar una estoreta de conducció tèrmica (TIM), aquesta estoreta es situa entre els transistors i el dissipador i s'emmotlla de forma que millora el contacte entre les dos parts i permet la transmissió de calor. Un exemple d'aquesta estoreta pot ser el següent:



Figura 38. Estoreta de transmissió de calor (TIM) vàlida per a l'aplicació.

Aquesta estoreta existeix en diferents tipus de grossors però amb un grossor de 1mm seria suficient. La conductivitat tèrmica que ofereix és de 12,5W/mK.

Finalment, per al muntatge del dissipador es interessant considerar el ancoratge del mateix a la PCB. Es pot fixar a la PCB per mitja de cargols fent forats a la PCB o amb algun tipus de clips. Una bona opció pot ser utilitzar caragols captius que utilitzen una cargol amb una femella per a subjectar el dissipador i realitza la pressió sobre el dissipador amb un moll. D'aquesta forma es pot regular la pressió que s'exerceix per a que el dissipador estigui pressionat per totes parts igual i no hi haja cap opció de danyar la PCB. En la següent figura es pot veure el mecanisme com funciona.

Disseny de l'electrònica de potència d'una motoserra elèctrica de 2,5 kW per alimentar un motor brushless amb bateries de 36 V

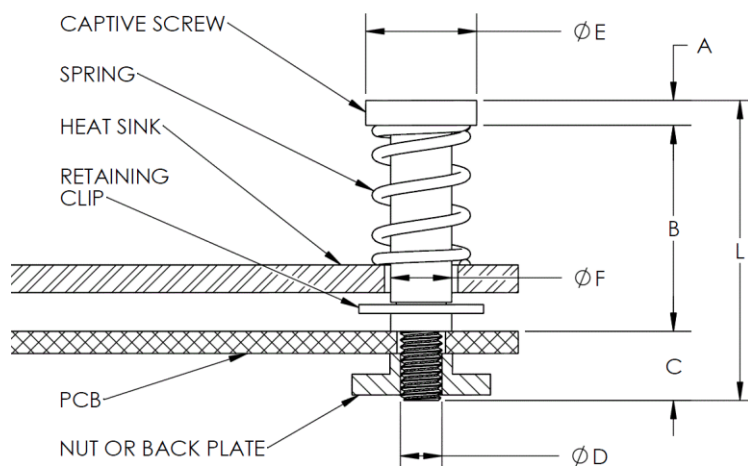


Figura 39. Cargol captador per a subjectar el dissipador a la PCB amb la pressió d'un moll. Font [11].

Amb 4 cargols d'aquest tipus es suficient per a subjectar correctament el dissipador de calor a la PCB. I amb els tres components descrits en aquest apartat quedaria completa la dissipació de calor dels MOSFET.

5.2. Filtre

El fet de necessitar un inversor per a controlar el motor BLDC fa que sigui necessari realitzar commutacions. Aquestes commutacions impliquen canvis bruscos en les corrents i tensions del sistema i donen lloc a l'aparició d'harmònics i rissat en les corrents tant aigües avall com aigües amunt del inversor. L'aparició de pics i rissat aigües avall de l'inversor no suposa cap problema ja que el motor està preparat per a això. Per contra, aquest rissat en les corrents i pics que es produeixen aigües amunt sí que produeix un efecte perjudicial per a les bateries. Un rissat de corrent elevat en una bateria produeix un important increment en la temperatura durant el seu funcionament i un important escurçament en la vida de la bateria [12].

Per motius obvis, es important que el rissat que tingui lloc en la bateria sigui un rissat controlat dintre d'un rang que permeti a la bateria continuar funcionant en una zona de funcionament controlada. En algunes aplicacions es suficient amb col·locar una bateria de condensadors en paral·lel amb l'inversor. En aquest cas la bateria de condensadors hauria de ser excessivament gran, per aquest motiu es interessant l'ús d'un filtre L-C. Existeixen multitud de tipologies de filtres però inicialment es interessant proposar la més simple, la L-C.

Aquest filtre està compost per una bobina en sèrie i un condensador en paral·lel i té com a resultat una funció de transferència de filtre pas baix, que en la freqüència de tall varia l'esmortiment segons la resistència parasita dels components com es pot veure en la Figura 40.

Disseny de l'electrònica de potència d'una motoserra elèctrica de 2,5 kW per alimentar un motor brushless amb bateries de 36 V

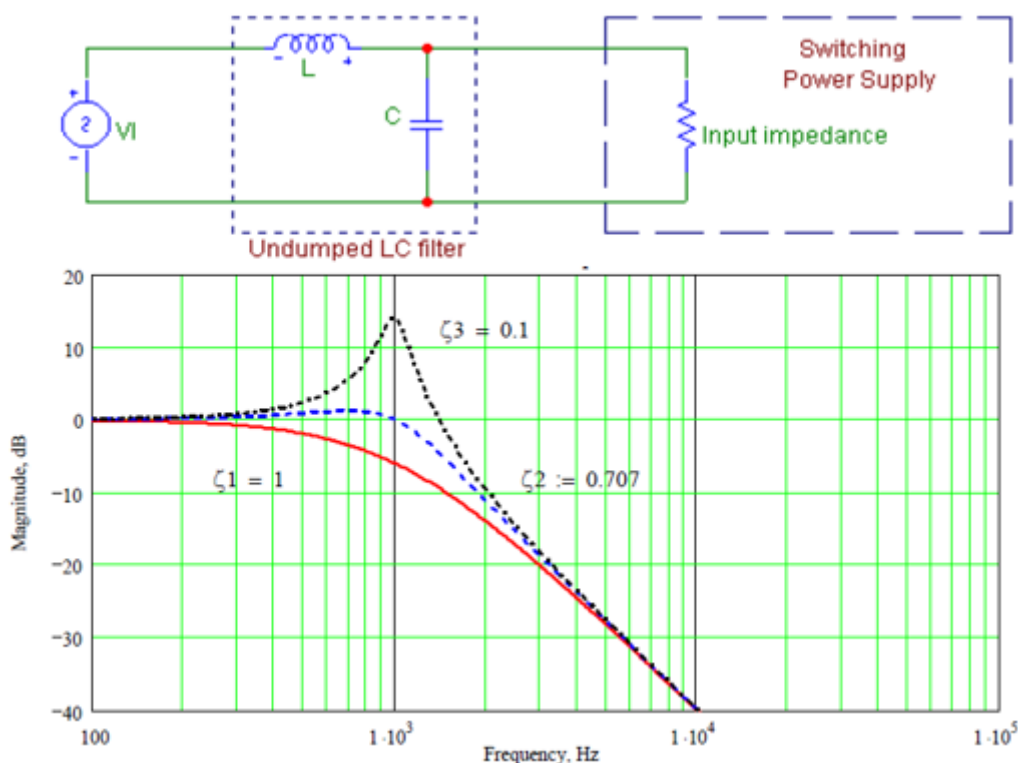


Figura 40. Filtre L-C. Font [13].

La funció de transferència d'aquest filtre es la següent:

$$F_{filter} = \frac{1}{1 + s \times \frac{L}{R_{load}} + L \times C \times s^2} \quad (21)$$

La freqüència de tall es calcula amb (22).

$$f_0 = \frac{1}{2 \times \pi \times \sqrt{L \times C}} \quad (22)$$

El factor d'amortiment s'obté de la següent formula:

$$\zeta = \frac{L}{2 \times R \times \sqrt{L \times C}} \quad (23)$$

El que es vol aconseguir amb aquest filtre es disminuir el rissat de la bateria. Això es realitza posant la freqüència de tall del filtre a una freqüència que els harmònics no desitjats s'atenuen dins d'un rang acceptable. Aquest rang acceptable de rissat depenen l'aplicació i la bateria, pot ser més o menys restrictiu.

5.2.1. Càlcul del filtre

En aquesta aplicació, la motoserra funciona variant el parell i la velocitat de gir a mesura que es va tallant. Com ja s'ha dit, a un major parell les corrent son majors i això fa que el rissat de la corrent de la bateria sigui major. Per tant, el motor funciona en diferents situacions la pitjor de les quals és en el major parell, en aquesta situació és on interessa limitar el rissat. Un límit de rissat que es considera acceptable per a aquesta situació és un 5% de la corrent nominal. Aquest percentatge no és molt

Disseny de l'electrònica de potència d'una motoserra elèctrica de 2,5 kW per alimentar un motor brushless amb bateries de 36 V

restrictiu, però la motoserra no està contínuament funcionant en el punt més desfavorable sinó que passa en moments puntuals per ell, per la qual cosa es considera un percentatge acceptable.

Realitzant simulacions amb el motor es pot observar l'enorme rissat de corrent en la bateria i es poden obtenir els harmònics que es generen i es veuen en la següent Figura 41.

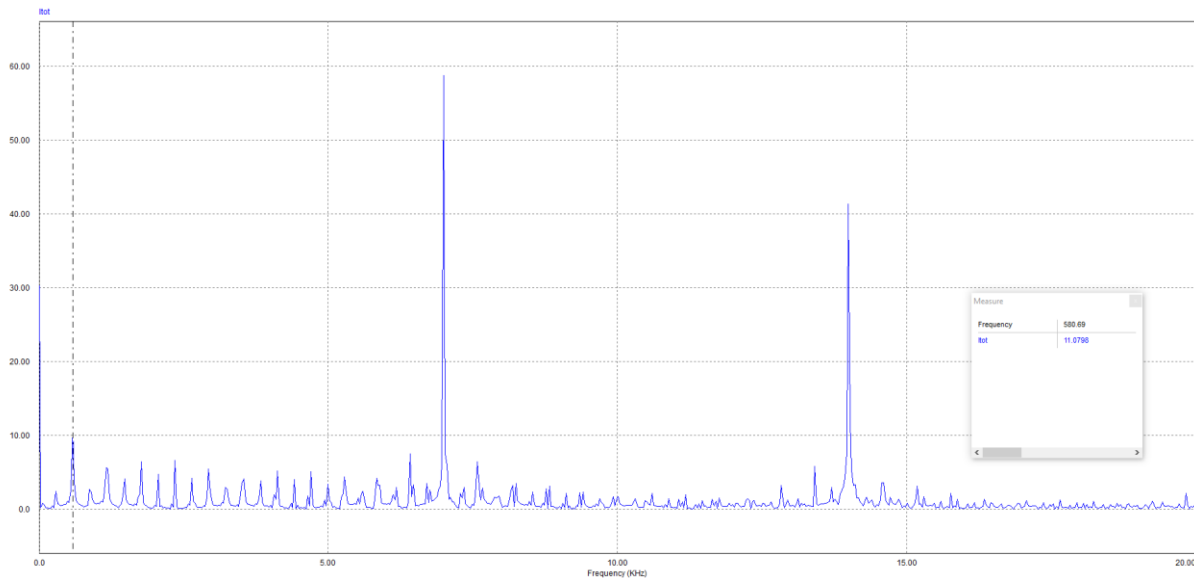


Figura 41. Harmònics de la corrent de la bateria sense filtre L-C només amb condensador.

Els harmònics principals que apareixen són a la freqüència de 580 Hz i a 7000 Hz en una amplitud de 11 A i 58 A respectivament. Sabent això, es pot calcular quina ha de ser l'atenuació que han de tenir aquests harmònics i després calcular on s'ha de situar la freqüència de tall amb (22).

f(Hz)	Amplitud (A)	Atenuació	Atenuació (dB)	f tall(Hz)
540	11	0,3182	-9,95	285
7000	58	0,06034	-24,38	1700

Taula 8. Càlcul de la freqüència de tall del filtre.

Amb aquest càlcul obtenim que la freqüència més baixa es la més restrictiva i que la freqüència de tall del filtre ha de ser de 285 Hz o menor. Amb això, s'han realitzat diverses simulacions amb diferents valors al condensador i a la bobina per tal de trobar el balanç més encertat per al sistema. A l'hora de buscar el balanç correcte també s'ha tingut en compte els components existents en el mercat i quina serà la millor opció en quant a volum, pes i preu.

5.2.2. Elecció dels components

Com ja s'ha dit el balanç entre la bobina i el condensador s'ha realitzat tenint en conte diferents paràmetres, un factor important que afectat bastant són les elevades corrents que circulen per els condensadors i que s'han observat en les simulacions. Aquestes corrents varien depenen la capacitat dels condensadors i les bobines, però es manté al voltant dels 100-130 A en la situació més desfavorable.

Un altre punt a destacar és que la capacitat del condensador convé que sigui elevada (del ordre de milifaradays) ja que això afavoreix a controlar els pics de tensió que es produeixen per les

Disseny de l'electrònica de potència d'una motoserra elèctrica de 2,5 kW per alimentar un motor brushless amb bateries de 36 V

commutacions de l'inversor. Tenir un condensador o banc de condensadors amb gran capacitat fa que es mantingui més constant la tensió i per tant, es protegeixen els transistors.

Amb tot això plantejat i després de realitzar diverses simulacions s'ha decidit utilitzar 6 condensadors en paral·lel de 1,1mF (en total 6,6mF) i una bobina de 50μH. Els components comercials elegits es presenten a continuació:

- Condensadors PHA227MLP4110ME4 de KEMET, s'han elegit aquests condensadors electrolítics principalment perquè suporten corrents molt elevades. Aquest condensadors suporten fins a 63V i 36,5A a 90°C i 100kHz. La freqüència de rissat que ha de suportar en esta aplicació és menor però les corrents també(al voltant de 20A per condensador com més tard es mostrarà). Són condensadors axials de 18mm de diàmetre i 35 de longitud, per tant ocuparan una part important de la PCB.
- Per a les bobines no existeixen al mercat bobines fabricades que puguin suportar els 70A de corrent nominal i amb 50μH. La millor opció que s'ha trobat és comprar un nucli toroidal al fabricant Micrometals i bobinar aquest nucli amb les voltes necessàries i el cablejat adient. Com es pot veure en la Figura 42 el fabricant recomana bobinar aquest nucli toroidal amb 24 voltes de 15 fils de cable 12AWG (3,31mm²) per a obtenir una inductància de 50μH. Aquesta bobina té unes dimensions de 75mm de diàmetre exterior i 45mm del interior i pesa 1000g.

Part Number	Material	Availability	Analyze	N	StrandsxAWG	LO (μH)	Ldc (μH)	Total Loss (W)	ΔT(C)	RDC (Ω)	Core (\$)
<input type="checkbox"/> MS-292060-2	MS	Y	Analyze	24	12xAWG#15	118.19	50.3	19.1	34.2	0.003306	5.4

Figura 42. Captura del fabricant Micrometals per a la inductància de 50μH.

Aquesta bobina ocupa una part important del disseny tant en volum com en pes, per això, s'ha pensat que el millor es col·locar-la fora de la PCB ja que, es podrà col·locar de millor forma dins la carcassa de la motoserra i permetrà realitzar un disseny més compacte de la PCB. Per altra part, com ja s'ha dit els condensadors si que aniran soldats a la PCB.

Amb el valor d'aquests components s'obté el següent diagrama de Bode del filtre complet:

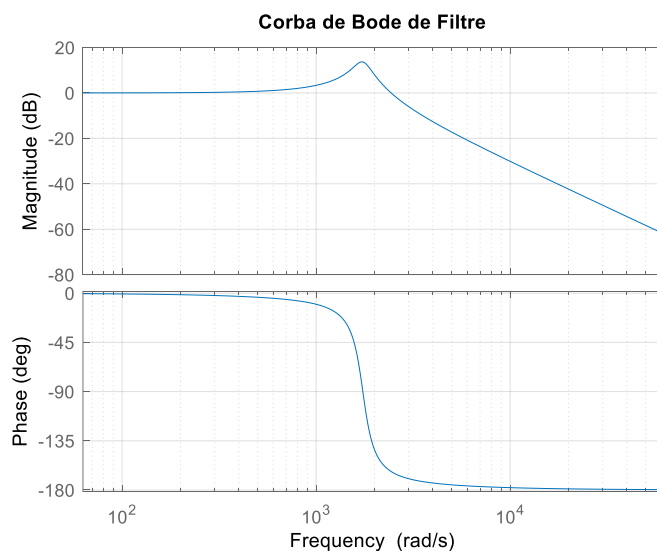


Figura 43. Diagrama de Bode del filtre L-C.

Disseny de l'electrònica de potència d'una motoserra elèctrica de 2,5 kW per alimentar un motor brushless amb bateries de 36 V

I les simulacions amb el filtre disminueixen els harmònics i per tant el rissat de la corrent. En la següent imatge es pot veure com han disminuït els harmònics respecte als que apareixien en la Figura 41.

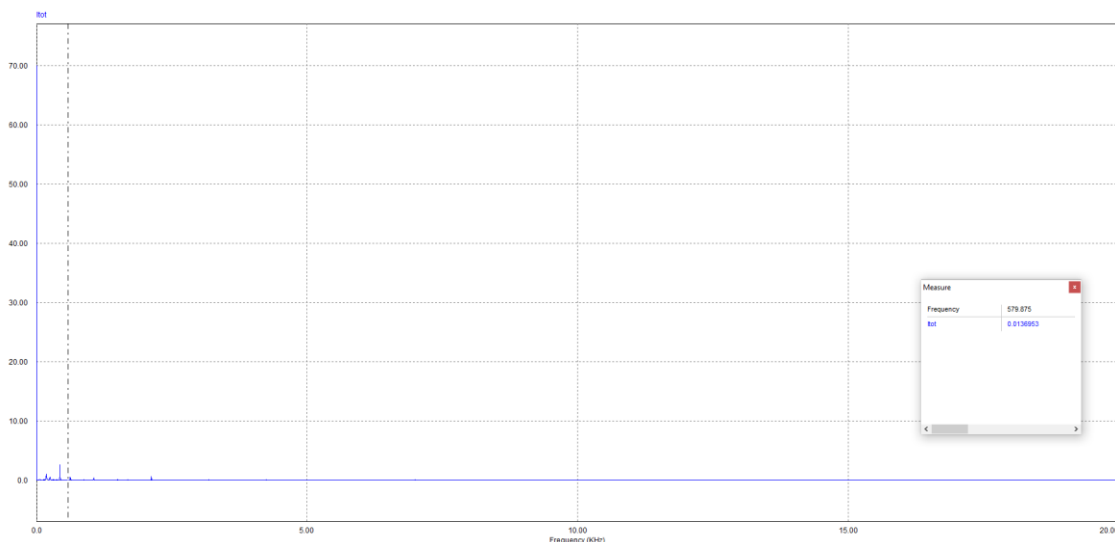


Figura 44. Harmònics de corrent amb el filtre utilitzat.

Com es veu, els harmònics de corrent disminueixen molt amb el filtre, encara que es mantenen alguns harmònics a baixa freqüència difícils d'eliminar i que es deuen principalment pel gir del motor a baixa velocitat.

5.3. Proteccions

En els transistors es produeixen algunes sobretensions al commutar els transistor i existir impedàncies de malla paràsites que són inevitables en les pistes de la PCB. Però si que s'ha de fer tot el possible en el disseny de les pistes i el posicionat dels components en el disseny de les plaques de circuit imprès. No obstant això, és impossible eliminar les inductàncies paràsites per complet i si es realitza un bon disseny en la PCB es igualment interessant considerar unes inductàncies paràsites de 20-30nH.

Com ja s'ha explicat en aquest capítol els condensadors del filtre ajuden a mantenir constant la tensió del bus de les bateries però es interessant mantenir al mínim la inductància paràsit. Per a això, convé arribar el màxim possible els condensadors al inversor trifàsic. A més a més, les sobretensions que es produeixen són de poca duració i no és necessari una gran capacitat per suportar-les, és millor condensadors de menor capacitat de pel·lícula.

Els condensadors de pel·lícula són capaços de suportar corrents elevades i absorbeixen els pics que es produeixen. Per a aquesta aplicació col·locar 3 condensadors un abans de cada rama del inversor com els DEEH4470A5N00 de 4,7 μ F i 100V de tensió màxima és suficient per tal de mantenir els pics de tensió i absorbir el soroll d'alta freqüència. Aquests condensadors són condensadors SMD que aniran soldats directament sobre la PCB.

Al utilitzar el filtre amb un banc de condensadors gran i aquests condensadors de pel·lícula, es realitzen diverses simulacions i s'observa que els pics de tensió màxims que es produeixen es

Disseny de l'electrònica de potència d'una motoserra elèctrica de 2,5 kW per alimentar un motor brushless amb bateries de 36 V

mantenen molt per baix dels 100V que suporten els transistors. Per tant, es conclou que no es necessari afegir proteccions addicionals als MOSFETs, cosa que faria augmentar la mesura i la complexitat del sistema de forma considerable.

5.4. Simulacions amb elements paràsits

Com ja s'ha comentat existeixen unes inductàncies paràsites de malla que amb un bon disseny de la PCB es poden considerar de 20-30nH, a més tots els elements que formen part del disseny tenen també uns components paràsits que també afecten al sistema. Per exemple, la inductància del filtre i els condensadors tenen unes resistències paràsites. Per un altra banda, els MOSFETs tenen una resistència de conducció i una caiguda de voltatge en els díodes.

Finalment, està la bateria. Per a obtenir els elements paràsits de la bateria es realitza un experiment amb una bateria de 18V i 5Ah de Makita de la que es disposa i podria ser útil per a aquesta aplicació. A aquesta bateria se li aplica un escaló de 10A que produeix una caiguda de tensió que es capta amb l'oscil·loscopi i es veu en la següent Figura 45.

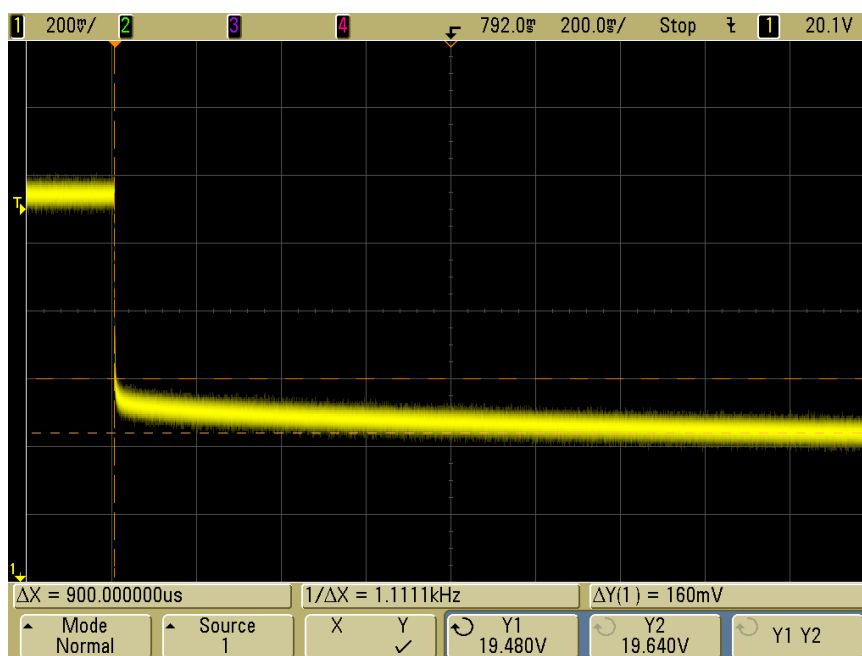


Figura 45. Escaló de tensió de la bateria Makita de 18V i 5Ah.

Com es pot veure en la imatge anterior, l'escaló que es produeix es pot dividir en dos trams: un primer que és un escaló brusc i un segon que varia menys la tensió i té una curvatura fins a quedar-se de forma asimptòtica horitzontal. Aquesta bateria es pot modelitzar amb un circuit format per una bateria ideal, en sèrie una resistència paràsita (que simula el primer escaló brusc) i en sèrie una resistència en paral·lel amb un condensador (que simulen el següent escaló asimptòtic).

Els paràmetres paràsits s'obtenen a partir de l'experiment a partir de la caiguda de tensió del primer escaló la resistència en sèrie que és de 0,054Ω. I la resistència en paral·lel amb el condensador es de 0,016Ω i 23148F el condensador, obtinguts a partir del segon escaló.

Aquest paràmetres s'introdueixen en la simulació per tal de simular el circuit més similar a la realitat. En el cas de la bateria s'han d'introduir els paràmetres doblats ja que es col·locaran dues bateries

Disseny de l'electrònica de potència d'una motoserra elèctrica de 2,5 kW per alimentar un motor brushless amb bateries de 36 V

com aquestes en sèrie. Amb tot això, el circuit de simulació de la electrònica de potència completa es el que es pot veure en la Figura 46.

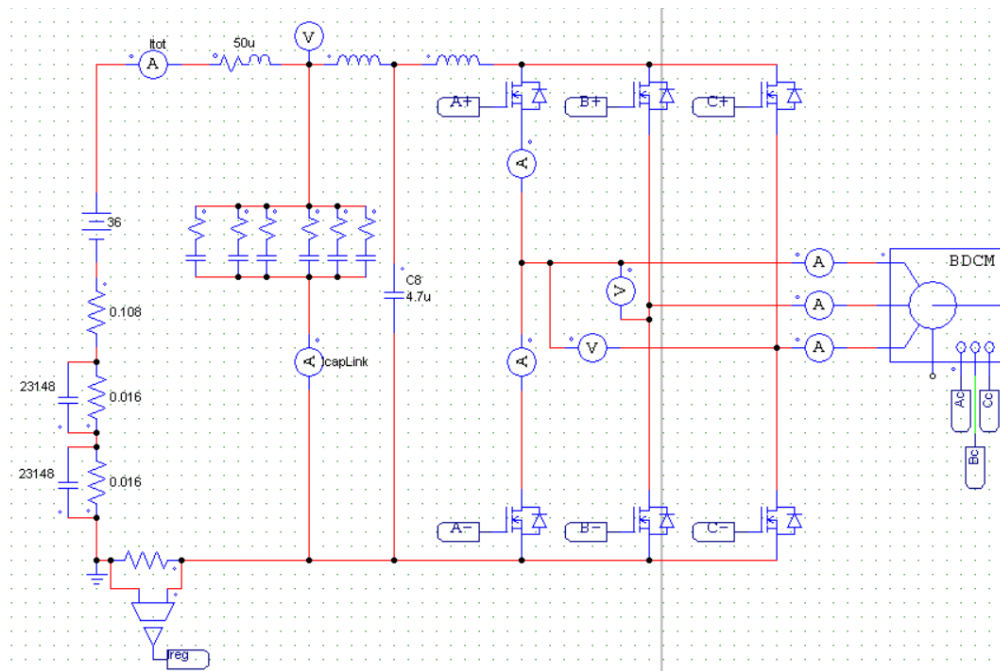
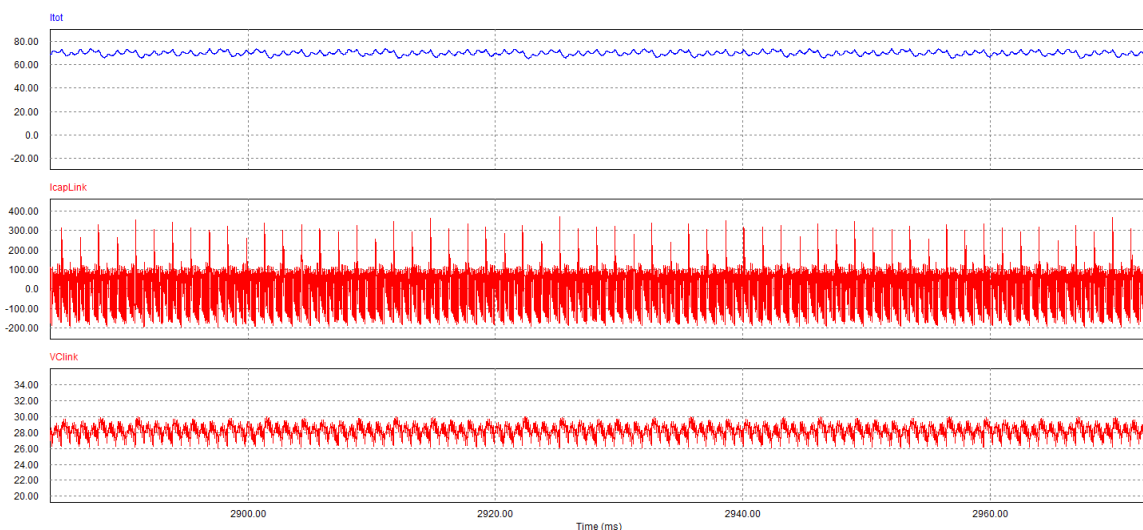


Figura 46. Circuit de potència en PSIM amb elements paràsits.

Amb tots aquests elements es realitzen simulacions per a comprovar que els valors de corrent i tensió es mantenen dintre dels rangs establerts i per tant tots els components es trobaran en un punt de funcionament correcte. A continuació es mostra la simulació que s'ha realitzat en la situació més desfavorable de 6Nm de parell.

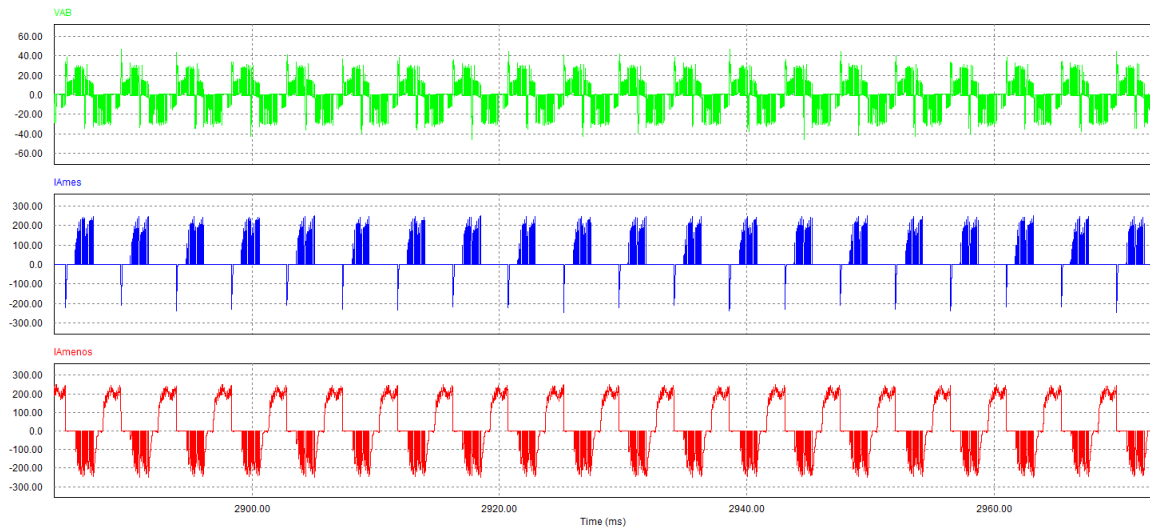
En la següent captura es pot veure com el rissat de la corrent de la bateria (I_{tot}) éha disminuït respecte a les simulacions prèvies, la corrent que circula per el banc de condensadors ($I_{capLink}$) és de 100 A eficaços (17 A per condensador) i els pics de tensió (V_{Clink}) es mantenen molt baixos, al voltant dels 30V.



Disseny de l'electrònica de potència d'una motoserra elèctrica de 2,5 kW per alimentar un motor brushless amb bateries de 36 V

Figura 47. Corrent de la bateria i corrent i tensió dels condensadors.

En la mateixa simulació, si s'observen els paràmetres en els MOSFETs es poden veure els següents valors:



La tensió entre dues fases del motor(VAB) no supera els 40 V, i les corrents dels MOSFETs superiors (IAmes) no superen els 250 V i els inferiors (IAmenos) tampoc com s'havia indicat anteriorment.

Com a conclusió, es pot dir que el disseny de la electrònica de potència és correcte i els elements elegits compliran amb totes les especificacions necessàries a falta de fer les proves en el circuit real.

6. Placa de circuit imprès (PCB)

Una vegada es coneix el motor i els elements que es necessiten per controlar-lo s'ha de realitzar el circuit on es connecten tots ells. La forma més compacta i segura de fer un circuit per a aquest control, amb la quantitat de components que es necessiten, és dissenyar una placa de circuit imprès (PCB). En aquesta placa es posicionaran tots els elements necessaris per al control del motor BLDC.

Els components de potència que s'han descrit en l'apartat anterior es soldaran a la PCB menys el inductor que com ja s'ha indicat es col·locarà fora de la placa. Per a que aquests components de potència funcionen com es vol i poder comandar-los es necessiten altres components que també es col·locaran en la PCB.

Per a poder incloure tota la lògica de control que s'ha explicat, s'utilitza un microcontrolador. Aquest microcontrolador rebrà les senyals dels sensors i transmetrà als MOSFETs les senyals de dispar. Per a transmetre les senyals de dispar es necessiten els circuits de dispar que estan formats per diferents components i per a obtenir les senyals dels sensor en el microcontrolador es necessiten circuits d'adaptació de la senyal i els sensors. A més, per a poder subministrar les tensions necessàries a tots els components es necessiten reguladors de tensió. Finalment, per a que l'usuari pugui interactuar amb la màquina i controlar-la es necessiten alguns components de control.

En aquest capítol s'expliquen els elements elegits per al funcionament del sistema, es descriu el disseny del circuit en la PCB i la col·locació d'aquests elements en la placa. Per a això, s'ha utilitzat el software de Kicad que permet: en primer lloc realitzar els esquemes de connexió i en segon lloc, posicionar i connectar amb les pistes els components en les diferents capes de la PCB.

6.1. Components

Els components necessaris per al funcionament del motor els podem agrupar en diferents grups segons la seua funcionalitat: components de potència, sensors i tractament de la senyal, components del microcontrolador, reguladors de tensió i components d'interacció amb l'usuari. En aquest punt s'expliquen les característiques principals de tots els components i els components comercials elegits, menys dels components de potència que ja s'han elegit en el capítol anterior.

6.1.1. Microcontrolador

El microcontrolador es el que s'encarrega de controlar el sistema i obté unes sortides per comandar el motor a partir de la pressió que exerceix l'usuari sobre el gatell de la motoserra (1 entrada analògica o digital). Per a poder controlar el motor i aplicar la seqüència de fases correcta també ha d'obtenir les senyals dels sensors efecte Hall (3 entrades digitals). A més, el motor té un sensor de temperatura NTC i es convenient controlar la temperatura en més llocs (3 entrades analògiques). Tanmateix, per a poder controlar la corrent s'ha de mesurar també aquesta (1 entrada analògica). I es necessari alguns interruptors per a poder encendre la motoserra i per a qüestions de seguretat (3 entrades digitals). Finalment, com a sortides el microcontrolador envia als circuits de dispar les senyals PWM corresponents per a disparar els MOSFETs (6 sortides PWM).

Per un altra banda el microcontrolador ha de tenir una memòria flash per a poder emmagatzemar el programa de forma permanent. I una capacitat de càlcul elevada per a poder processar les dades rebudes i aplicar el control obtenint la sortida en temps real.

Disseny de l'electrònica de potència d'una motoserra elèctrica de 2,5 kW per alimentar un motor brushless amb bateries de 36 V

En el mercat existeixen multitud de microcontroladors i una part d'aquests estan especialitzats en el control de motors i el control en temps real. Algun exemple d'aquests microcontroladors són el microcontrolador TMS320F280025 del fabricant Texas instruments o el dsPIC33CK64MC105 del fabricant Microchip. Tant aquests microcontroladors com altres de famílies similars compleixen totes les especificacions que es demanden per aquesta aplicació, per tant qualsevol d'ells seria vàlid.

Aquests microcontroladors es poden adquirir per unitats i necessiten d'alguns altres components per al seu funcionament: per exemple son necessaris alguns condensadors de desacoblament i diverses connexions a massa, alimentació i alguns altres elements passius. A més, es necessita deixar alguns pins accessibles per tal de poder programar-lo i depurar el programa. Per aquests motius, s'ha plantejat l'opció d'utilitzar una placa de desenvolupament.

Les plaques de desenvolupament contenen el microcontrolador, un programador i depurador i els elements necessaris per al funcionament del microcontrolador. En ocasions en aquestes plaques també hi ha alguns elements auxiliars com interruptors, LEDs o en plaques més avançades elements de potència. Aquestes plaques ocupen un major espai que si s'elegeix un microcontrolador per separat però, permeten integrar el programador i eliminar o acotar els problemes en el cas que n'apareguin. En altres paraules, si el sistema no funciona es podrà saber si el problema es de software(microcontrolador) o hardware(la resta de la placa). Això és molt interesant per a aquesta aplicació en la que s'està desenvolupant un projecte des de zero.

En el mercat hi ha plaques de desenvolupament de molts tipus, hi ha inclús algunes que inclouen l'electrònica de potència per a controlar motors però són de xicoteta potència. En aquest cas per tal de mantenir un volum reduït i que pugui ser usat en una motoserra real s'ha primat que la placa de desenvolupament tingui unes mesures reduïdes. S'han buscat plaques que continguin microcontroladors com els anomenats anteriorment o les seues famílies destinats a aplicacions de control en temps real o control de motors.

La placa de desenvolupament elegida es la dsPIC33CK64MC105 Curiosity Nano, aquesta placa te el microcontrolador dsPIC33CK64MC105 de la mateixa família que el microcontrolador mencionat anteriorment del fabricant Microchip però amb menys memòria flash. El microcontrolador compleix totes les especificacions requerides, a més la placa inclou un programador i depurador(es programa amb microUSB), un LED i un interruptor, com es pot veure en la Figura 48.

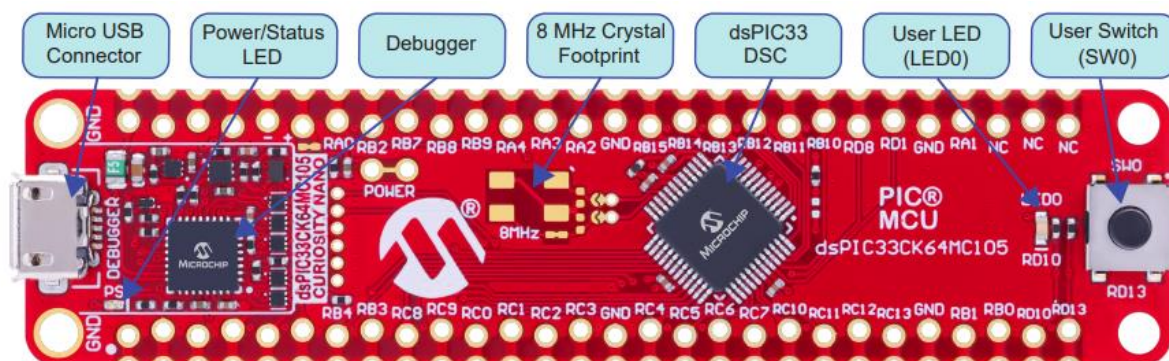


Figura 48. Placa de desenvolupament dsPIC33CK64MC105 Curiosity Nano. Font [14].

Disseny de l'electrònica de potència d'una motoserra elèctrica de 2,5 kW per alimentar un motor brushless amb bateries de 36 V

La mesura d'aquesta placa és de 85x20mm i es connectarà amb els pins a la PCB que s'està dissenyant. Les principals característiques que presenta són [15]:

- Memòria flash de 64KB i RAM de 8KB.
- Fins 100MHz de freqüència de funcionament.
- ADC de 12 bits/3,5Mps i 15 canals.
- 4x2 sortides PWM amb 2ns de resolució.
- 48 pins programables.
- 3 mòduls SPI.
- Un mòdul I2C.
- Tres mòduls UART.
- DMA per a quatre canals.

Per a connectar aquesta placa de desenvolupament a la PCB que es dissenya s'han de tenir en consideració les especificacions de connexions que s'exigeixen per part del fabricant. Per a poder alimentar el microcontrolador sense necessitat de USB que es com funcionarà en un funcionament normal s'ha de subministrar entre 3 i 3,6V en el pin VTG i s'ha de connectar a massa el pin VOFF. Per a l'alimentació s'utilitza un condensador de desacoblament de 4,7 μ F per a reduir el soroll. A la resta de pins es connecten les senyals corresponents: PWMs, ADCs, entrades digitals,...

6.1.2. Sensors i tractament de la senyal

Com ja s'ha explicat en el capítol 3 el motor té tres sensors efecte Hall dels quals s'obtenen tres senyals digitals, a més té un termistor NTC (residència que varia el seu valor de forma negativa al augmentar la temperatura) per tal de mesurar la temperatura del motor. A part d'això, es necessita un sensor de corrent per tal de mesurar la corrent de la bateria i per realitzar el control. Finalment, per a poder controlar que no es sobrepassen les temperatures correctes de funcionament es controlarà la temperatura de la PCB amb un sensor de temperatura.

Sensors Hall

Els sensors del motor s'han d'alimentar entre 4,5V i 24V. Els sensors efecte Hall variaran la seua sortida entre 0V i la tensió d'alimentació, de tal manera que si s'alimenten a 5V emetran un senyal quadrada que variarà entre 0 i 5V a mesura que es va movent el motor. S'ha decidit que per disponibilitat en el mercat i senzilles 5V es una bona tensió d'alimentació. El problema es que les senyals que arriben al microcontrolador poden variar entre 3,3V i 0V, per la qual cosa es necessita adaptar la senyal dels sensors per al microcontrolador.

L'adaptació de tensió es pot realitzar de diverses formes però l'opció per la que s'ha optat per simplicitat es l'ús d'un circuit integrat SN74LVC245APWR que serveix per a transmissió digital i adaptació de tensions. Amb aquest integrat s'obté una sortida que varia entre 3,3V i 0V i evita tensions mitjanes que puguin oferir soroll. Aquest integrat només necessita un condensador de desacoblament de 4,7 μ F per evitar la entrada de soroll per l'alimentació.

En la següent Figura 49 es pot veure la connexió dels sensors Hall provinent del motor que son els pins 2, 3 i 4 del connector J2 que es connecten a l'integrat SN74LVC245APWR per A1, A2 i A3. Les sortides de l'integrat van connectades directament al microcontrolador(B1,B2 i B3). A més, es pot

Disseny de l'electrònica de potència d'una motoserra elèctrica de 2,5 kW per alimentar un motor brushless amb bateries de 36 V

veure com la resta d'entrades del integrat van connectades a massa per evitar soroll i el pin DIR va connectat a 3,3V i el OE a massa per a indicar el pas de senyal de A a B [16].

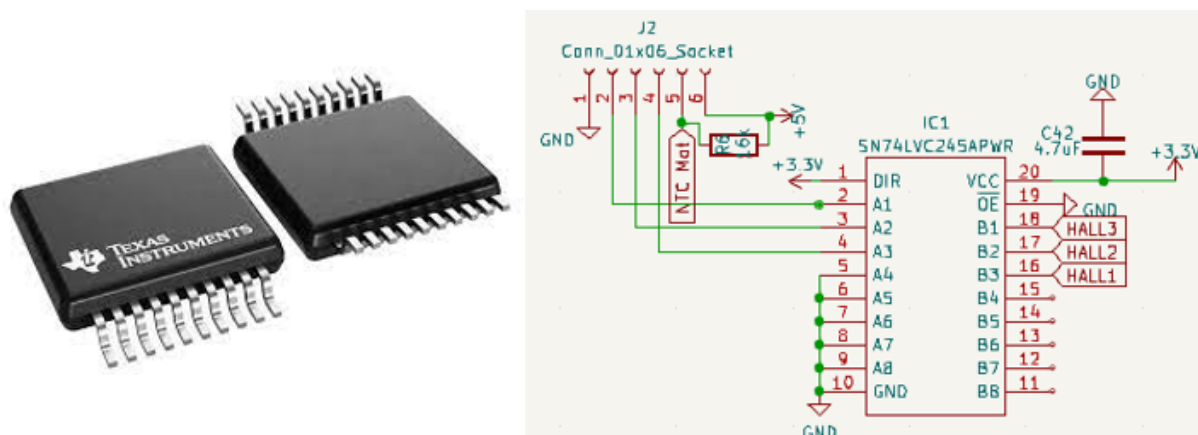


Figura 49. SN74LVC245APWR i esquema de connexió entre el connector de sensors del motor i el microcontrolador.

Termistor NTC del motor

La NTC del motor es troba connectada a massa per un costat i per l'altre es connecta una resistència R6 (Figura 49) de 16k Ω . Aquesta resistència va connectada a 5V per l'altra part i serveix per a realitzar un divisor resistiu i poder obtenir en el pin 5 del J2 un valor de tensió que variï entre 0 i 3,3V. Així el pin 5 es connecta directament a una entrada del microcontrolador (NTC Mot) per a controlar que la temperatura del motor es manté en un rang acceptable.

Sensor de corrent

Per tal de mesurar la corrent de la bateria i poder realitzar el control que s'ha explicat en el punt 4.2 es necessita un sensor de corrent capaç de mesurar les corrents eficaces de 70A i amb pics de valors superiors. Una opció comú seria la d'usar resistències shunt, que és una resistència de valors menuts (per exemple 1m Ω) i mesurar la caiguda de tensió per ella. Aquesta opció planteja alguns problemes com són el calfament de la resistència degut a corrents elevades i la necessitat de l'ús d'amplificadors operacionals per a augmentar la senyal i evitar la incursió de soroll.

Un altra possible opció, que és la que s'ha elegit, és l'ús de circuits integrats que mesuren la senyal i ofereixen una senyal de tensió depenent la corrent que mesuren. En aquest cas s'ha elegit el sensor ACS770LCB-100U-PFF-T que ofereix una sortida de 40mV per cada amper que circula per ell i pot mesurar fins a 100A. En aquest cas la resistència interna és de 100 $\mu\Omega$ per la qual cosa el calfament es reduït.

En la Figura 50 es pot veure el sensor elegit (l'integrat U1) i com es connecta en la PCB. Els pins 4 i 5 són per on passa la corrent de la bateria. El pin 2 és la connexió a massa i el pin 1 es l'alimentació del circuit integrat on s'usa un condensador de desacoblament de 100nF per evitar la entrada de soroll en el sensor. Finalment, el pin 3 es la connexió del sensor al microcontrolador (Corrent) però, s'usa a més en aquest pin un filtre pas baix a una freqüència de tall de 30kHz [17].

6.1.3. Circuits de dispar

Els circuits de dispar dels transistors són necessaris per a passar de les senyals de tensió i corrents que emet el microcontrolador a les tensions i corrents que necessiten els transistors per a poder commutar, el microcontrolador no pot subministrar suficient potència per als MOSFETs.

Aquest circuit de dispar es pot realitzar amb diferents topologies, amb l'ús d'altres transistors de menor potència es pot realitzar un circuit unipolar TOTEM-POLE, un circuit bipolar, un circuit unipolar de semi-pont,... Es interessant per a aquest circuit poder disparar una rama completa d'un transistor amb un circuit de dispar. Per a realitzar això s'ha de tenir en compte que els transistors superiors de la rama no van a massa i per tant la seua tensió en el sortidor té un valor. Aquest circuits usen la topologia de semi-pont o dispar flotant però, també s'utilitza per a això un circuit integrat amb Bootstrap o arrencament. Aquest circuit de Bootstrap utilitza uns condensadors com a magatzem d'energia per a disparar els transistors superiors.

Seguint el mateix raonament que per a la resta de components s'ha optat per l'ús de circuits integrats amb Bootstrap com a circuits de dispar. Amb això es redueixen el nombre de components i es simplifica el disseny.

En el cas d'aquest disseny, l'inversor trifàsic té dos MOSFETs en paral·lel en cada posició, aquests dos MOSFETs s'han de disparar a la vegada i per tant, han de ser disparats pel mateix circuit de dispar. Això fa que la corrent que es necessita per a disparar els dos transistors a la vegada sigui el doble que per a un i aquest factor és un factor determinant per al disseny del circuit. Per un altra banda, s'han de considerar les tensions que admet l'integrat i els MOSFETs.

És important destacar que els circuits de dispar admeten una corrent màxima per al dispar, aquesta corrent depèn de la tensió a la que es disparen els MOSFETs i la resistència de porta d'aquests. Els MOSFETs elegits es poden disparar a un màxim de 20V però a uns 15V es una tensió suficient per a un bon funcionament. La resistència de porta externa que recomana el fabricant es de 1,8 Ω , a més els transistors tenen una resistència interna de 1,5 Ω . Amb aquestes resistències la corrent per a disparar els dos MOSFETs en paral·lel a 15V és de 9A.

En el mercat es diferencia entre la corrent que poden suportar els circuits de dispar en la carrega i en la descarrega del transistor, es a dir en l'obertura i el tancament dels transistors. S'han trobat alguns components comercials capaços de suportar corrents de fins 9A en la descarrega però menors en la carrega. Per aquest motiu, s'ha decidit augmentar les resistències de porta i així, les corrents són menors. Això fa que les commutacions siguin més lentes i per tant, augmenten les pèrdues per commutació. Encara que com ja s'ha dit les pèrdues per commutació representen un valor molt petit de les pèrdues totals.

Amb tot això, s'ha elegit el circuit integrat 2EDR8259X. Aquest integrat suporta fins a 5A en la carrega i 9A en la descarrega dels transistors i dispara una rama completa del pont d'inversors amb Bootstrap. A més, té un mecanisme de seguretat anomenat UVLO que no deixa disparar els transistors a 8V o menys per a evitar que es queden dissipant potència i es cremen.

Disseny de l'electrònica de potència d'una motoserra elèctrica de 2,5 kW per alimentar un motor brushless amb bateries de 36 V

Les resistències de porta exteriors que s'han elegit per a reduir la corrent de dispar són de $3,9\Omega$ per a cada MOSFET (R24, R13, R8 i R25 de la Figura 52). A més a més, per a aquest circuit de dispare necessiten més components per al seu funcionament. Es necessiten uns condensadors per al bootstrap, en aquest cas s'han elegit 3 condensadors ceràmics de $1\mu\text{F}$ per a la rama de dalt i 3 més per a la de baix. Aquests condensadors tenen un valor de capacitat molt més elevat del necessària però en la realitat no es així ja que depenent la tensió que suporten disminueix la seua capacitat, es el que es coneix com derating. Així mateix, s'han elegit uns condensadors amb una capacitat superior a la necessària considerant el derating a 15V, aquests condensadors són el C13, C19, C25, C14, C21 i C27.

Per a poder alimentar els condensadors de Bootstrap de la rama superior s'utilitza un díode D1 i es posa en sèrie una resistència R4 per a limitar la corrent que circula per aquests. A més, en aquesta part del circuit es col·loca un díode Zener i una resistència de $10\text{k}\Omega$ en cada rama. El díode Zener protegeix les sobretensions que es poden produir i les limita a 18V polaritzant-se en inversa. Per altra part, la resistència de $10\text{k}\Omega$ permet obrir el MOSFET en el cas que es tallo el circuit de dispar i el transistor estigui tancat.

En la part esquerra de l'integrat Dr1 de la Figura 52 es connecta l'alimentació de 15V per a la rama superior i inferior amb dos condensadors de desacoblament de $4,7\mu\text{F}$ i 100nF per a absorbir el soroll. Al pin STP/DTC es connecta una resistència R1 de $60\text{k}\Omega$ que va a massa, es la que regula el temps mort entre el dispar de la rama superior i la inferior per a evitar el curtcircuit de rama. En aquest cas la resistència es de $60\text{k}\Omega$ i regula el temps mort de 600ns (al voltant d'un 0,5% del temps de conducció), aquest temps mort també es pot regular més tard amb software. Es recomana una resistència amb una precisió de l'1% i que la temperatura no afecte molt el seu valor [20].

Finalment, els pins 1 i 2 del Dr1 van connectats al microcontrolador i són els que porten les senyals PWM per al dispar dels MOSFETs. I per altra part, amb el pin 5 del Dr1 es pot deshabilitar el circuit amb una senyal a nivell alt provinent del microcontrolador (DISABLE3).

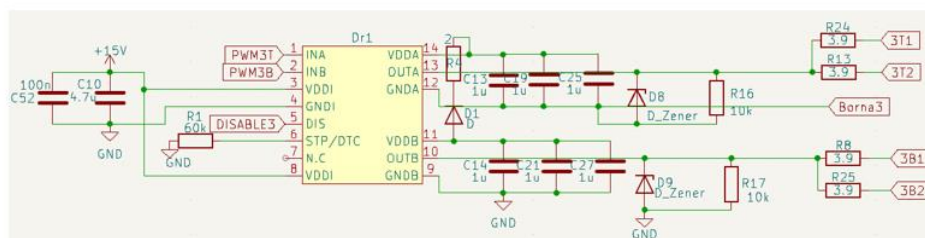


Figura 52. Circuit integrat 2EDR8259X i esquema de connexions del circuit de dispar a la PCB.

6.1.4. Reguladors de tensió

Com s'ha vist en els punts anteriors es necessiten diferents fonts de tensió per a poder alimentar les parts del circuit que funcionen a diferent tensió. Per una part, el subministrament d'energia prové de dues bateries de 18V que formen una conjunta de 36V que quan està carregada pot arribar fins als 42V. Per un altra part, es necessiten 3,3V per a alimentar el microcontrolador, el sensor de corrent i el adaptador de senyal dels sensors Hall. Es necessiten també 5V per a alimentar els sensors del motor i 15V per a alimentar els circuits de dispar. Per a aconseguir totes aquestes tensions a partir de les bateries es necessiten reguladors de tensió.

Disseny de l'electrònica de potència d'una motoserra elèctrica de 2,5 kW per alimentar un motor brushless amb bateries de 36 V

Per als reguladors de tensió hi ha moltes possibles solucions que es poden aplicar segons les prestacions que es necessiten. Existeixen solucions discretes on es pot realitzar el disseny d'un regulador Buck amb els diferents components i solucions integrades on tots els components es troben integrats.

Regulador de 15V

Per al regulador de tensió de 15V es necessita una potència relativament elevada (10W) ja que ha d'alimentar els circuits de dispar i ha de ser capaç de subministrar l'energia per a obrir i tancar els MOSFETs. A més els altres reguladors de 3,3V i 5V s'alimentaran d'aquest regulador. Per un altra banda, aquest regulador obtindrà l'energia de les bateries i per tant ha de ser capaç de funcionar amb una tensió d'alimentació de entre 32 i 42V.

Amb aquestes especificacions s'han buscat opcions al mercat i només s'han trobat dues opcions degut a la potència que es vol. La primera opció es realitzar el disseny d'un regulador Buck amb components discrets però això dificulta enormement el disseny i necessita un espai per a posar tots els elements. La opció per la que s'ha optat és per l'ús d'un circuit integrat que a partir d'una tensió d'entrada trau els 15V de sortida.

El component elegit per a aquesta funció és el TSR 1-48150WI, que amb una tensió d'entrada entre 21 i 72V ofereix una sortida de 15V i 1A (15W de potència) [21]. Aquest component té cinc pins dos dels quals no van connectats a cap lloc, un altre és per a l'alimentació, un altre per a la sortida de tensió a 15V i el que falta per a massa com es pot veure en la Figura 53.

El fabricant del dispositiu, Traco Power, recomana col·locar un filtre a l'entrada d'alimentació per a absorbir el soroll. Aquest filtre està compost per un condensador electrolític de 33 μ F (C41), una inductància de 4,7 μ H (L3) i dos condensadors ceràmics SMD de 2,2 μ F (C44 i C45) [22]. Per un altra part, en la sortida es connecten dos condensadors de 150 μ F per a mantenir més constant la tensió subministrada i un condensador de 100nF per absorbir el soroll d'altres freqüències.

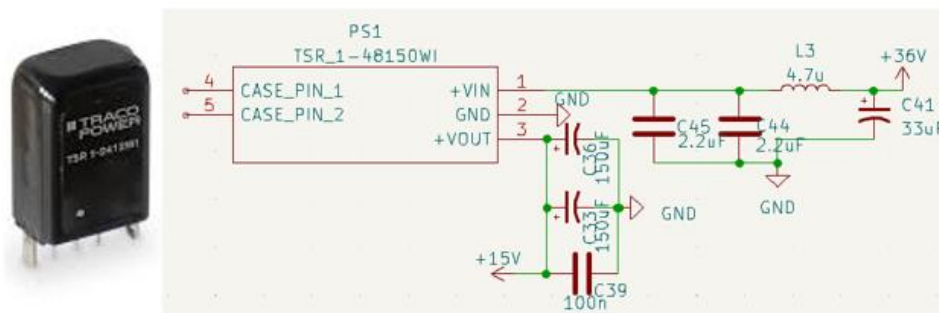


Figura 53. TSR 1-48150WI i esquema de connexió a la PCB.

Regulador de 5V

Es necessita una tensió de 5V per a alimentar els sensors del motor, tant els sensors efecte Hall com la NTC tenen un consum molt baix (menys de 50mA en total) al contrari que en el regulador anterior la potència es molt menuda. En aquest cas es poden utilitzar reguladors de voltatge lineals que tenen una menor eficiència però són més simples i necessiten menys components externs.

Disseny de l'electrònica de potència d'una motoserra elèctrica de 2,5 kW per alimentar un motor brushless amb bateries de 36 V

Per a aquesta aplicació s'ha elegit el TLV76133DCYR que trau un voltatge de 5V a partir d'una tensió de entre 2,5 i 16V i pot subministrar fins a 1A. Com es pot veure en la Figura 54 el regulador es connecta per un pin a massa, per un altre a la tensió d'entrada dels 15V provinents del TSR 1-48150WI amb un condensador de desacoblament per a la estabilitat del regulador de 2,2 μ F (C49). Aquest integrat té dos pins de sortida de 5V un dels quals no s'usa i l'altre es connecta amb un condensador de 2,2 μ F per a absorbir el soroll generat pel regulador [23].

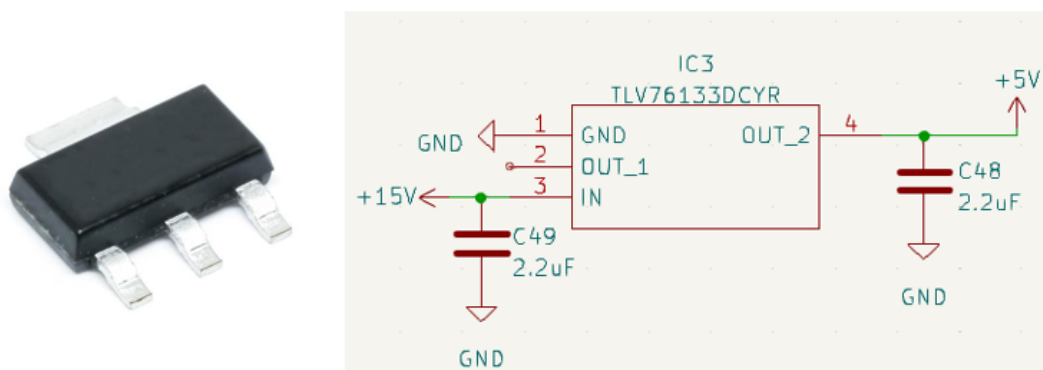


Figura 54. TLV76133DCYR i esquema de connexió a la PCB.

Regulador de 3,3V

Per a alimentar el microcontrolador, el sensor de corrent i el adaptador de senyal dels sensors Hall es necessita una tensió de 3,3V. El sensor de corrent i l'adaptador de senyal tenen un consum baix (de desenes de mA) en canvi, el microcontrolador pot tenir un consum superior segons les operacions que està realitzant però com a molt es de 500mA.

Per a aquesta corrent seria suficient amb un regulador lineal com l'usat en 5V però, el consum es bastant més elevat que en el cas anterior i per tal d'assegurar un bon funcionament en el microcontrolador s'ha optat per una solució de regulador integrat com l'usat per als 15V. En aquest cas s'ha elegit el TSR 1-2433 que amb una tensió d'entrada de entre 4,75 i 36V trau una sortida de 3,3V i pot suportar fins a 1A [24].

En la Figura 55 es pot veure les connexions del regulador, en aquest cas el fabricant recomana utilitzar dos condensadors de 10 μ F i una bobina de 5,6 μ H a la entrada [22]. La entrada s'obté del regulador de 15V. En la eixida de 3,3V s'han col·locat dos condensadors electrolítics de 150 μ F (C38 i C40) per a mantenir la tensió constant i un condensador ceràmic de 100nF per absorbir el soroll d'alta freqüència. Per el pin restant es connecta a massa.

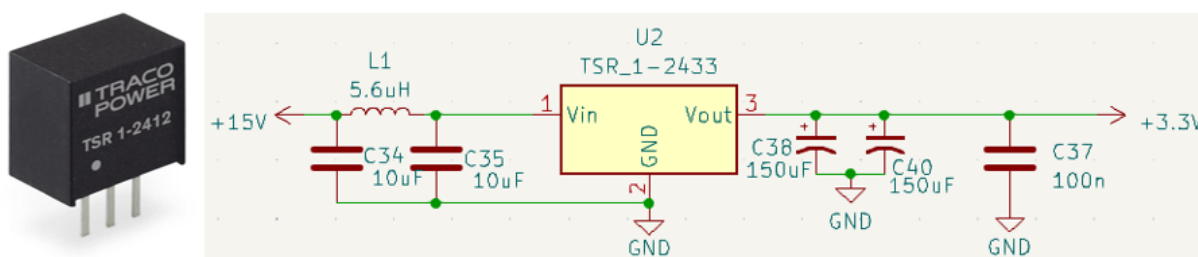


Figura 55. TSR 1-2433 i esquema de connexió a la PCB.

6.1.5. Components d'interacció amb l'usuari

Per a que l'usuari pugui controlar la motoserra es necessiten diferents components com s'ha explicat en el capítol 2.2.3: un interruptor per a encendre i apagar la màquina, un interruptor de frenada d'emergència, un interruptor de seguretat al prémer el gatell i el gatell de la motoserra. Tots aquests elements han d'anar situats en llocs diferents de la carcassa de la motoserra i no s'han de situar sobre la PCB. No obstant això, aquests elements es connectaran a la PCB per mitja de cables que es soldaran sobre la mateixa.

Per a un interruptor de frenada d'emergència convé utilitzar un interruptor amb enclavament que al prémer es quedi premut i no permeti el gir del motor i així garantir la seguretat del usuari. Aquest polsador (primer de l'esquerra de la Figura 56), ha de ser activat mitjançant una palanca d'emergència que no es dissenya en aquest treball però, el polsador ha de tenir una forma per a facilitar l'activació mitjançant la palanca.

En segon lloc, per a poder encendre i apagar la motoserra es necessari un interruptor aquest ha de tenir una forma còmoda per a poder prémer-lo amb el dit (segon per l'esquerra de la figura Figura 56), en aquest cas no ha de tenir enclavament mecànic.

En tercer lloc, el polsador de seguretat quan es prem el gatell tampoc ha de tenir enclavament i s'ha d'activar mitjançant una palanca mecànica, per tant el polsador ha de tenir una forma per a poder realitzar-ho.

Finalment, per al gatell s'ha d'obtenir una senyal que variï a mesura que l'usuari prem el gatell. Això es pot aconseguir de diferents maneres: amb codificadors incrementals o absoluts, amb revòlvers, amb potenciòmetres,... Per simplicitat i cost, s'ha optat pels potenciòmetres aquest ha de tenir una sortida que variï linealment i una forma a la que es pugui acoblar un gatell que premerà l'usuari(a la dreta de la Figura 56).



Figura 56. Interruptors d'emergència, interruptor d'encesa i apagat, interruptor de seguretat per al gatell i potenciòmetre per al gatell d'esquerra a dreta.

Per a connectar aquests components s'usa un connector a la PCB al que s'han de soldar els cables que connecten els components. Aquest connector té una alimentació, una massa i quatre pins connectats a entrades del microcontrolador que representen les senyals provinents dels interruptors i el potenciòmetre (EMERGENCIA, ENCESA, SEG. GATELL i GATELL de la Figura 57). Per altra part, els interruptors es connecten de forma que quan estan oberts el pin corresponent del microcontrolador està a nivell alt i al pulsar l'interruptor passa a nivell baix, utilitzant unes resistències de pull-up de

Disseny de l'electrònica de potència d'una motoserra elèctrica de 2,5 kW per alimentar un motor brushless amb bateries de 36 V

10kΩ. Finalment, el potenciòmetre es connecta a massa i a l'alimentació i el pin d'entremig es la senyal per al microcontrolador.

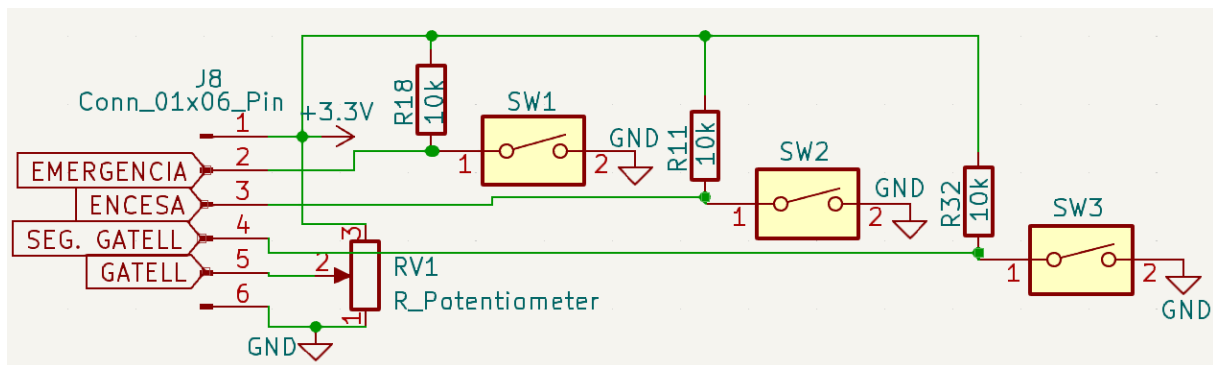


Figura 57. Connexió a la PCB dels interruptors i el potenciòmetre.

6.2. Circuit imprès (layout)

Per a col·locar tots els components sobre una placa de circuit imprès on es realitzen totes les connexions de forma correcta evitant contaminació electromagnètica o altres problemàtiques que poden sorgir d'un disseny com aquest es segueixen una sèrie de regles que es detallen a continuació:

1. La PCB està composta per 4 capes conductores i es situen components en la capa superior i inferior. Les capes intermèdies s'utilitzen per a alimentació: la segona capa s'usa per a la massa(GND) i la tercera capa està dividida en diferents parts (3,3V, 15V i les bornes del motor).
2. S'han situat els circuits de dispar el més proper possible als MOSFETs (ovals blau clar en la Figura 58), que es un dels punts més delicats del disseny. A continuació, s'han situat els reguladors de tensió(rectangle blau fosc) i en la part oposada als MOSFETs, el microcontrolador (rectangle verd) i la connexió dels sensors del motor (rectangle groc). S'ha intentat allunyat tot el possible la part de potència (polígon roig en la Figura 58)que produeix elevat soroll, del microcontroladors i les senyals provinents dels sensors.

Disseny de l'electrònica de potència d'una motoserra elèctrica de 2,5 kW per alimentar un motor brushless amb bateries de 36 V

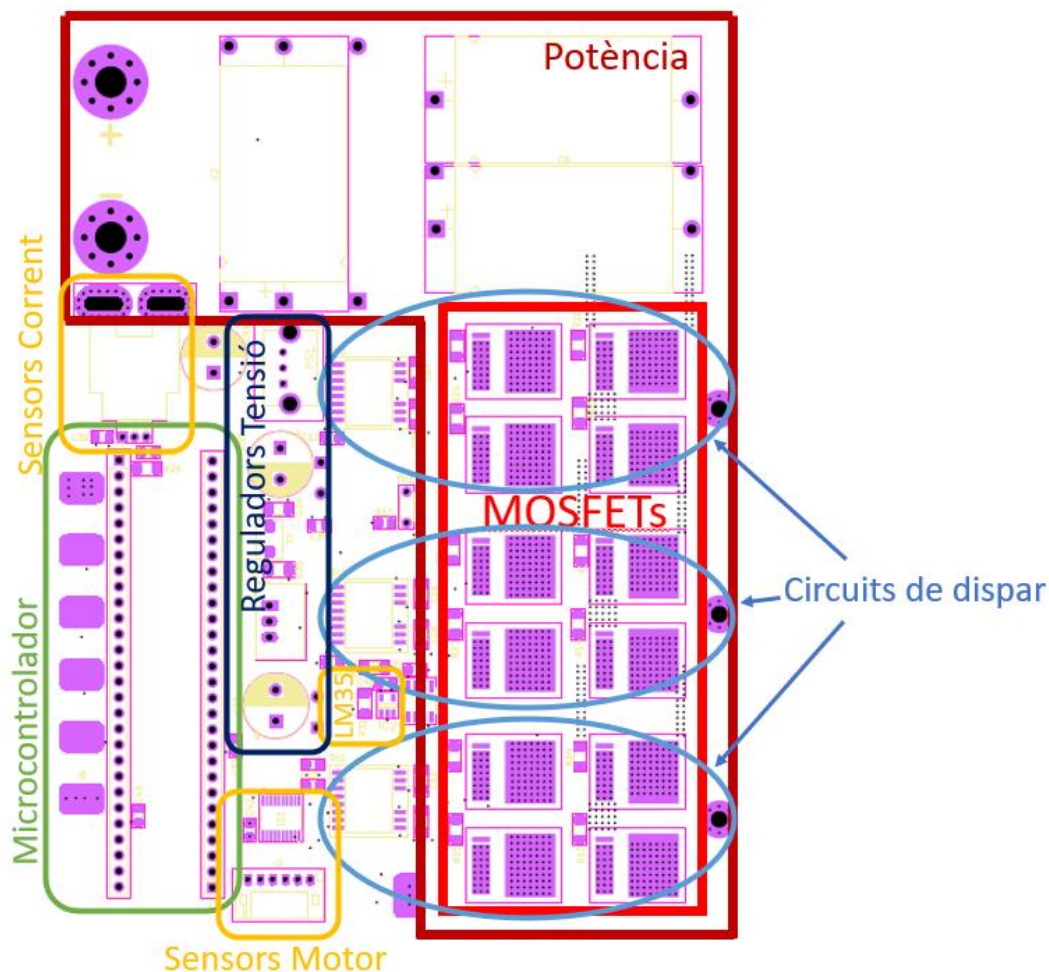


Figura 58. Capa superior de la PCB amb la disposició dels components.

3. Per a realitzar el càlcul de l'amplària necessària de les connexions a partir de les corrents s'ha fet us de les formules del IPC 2221. Per a poder realitzar les connexions per on circula més corrent no s'han utilitzat pistes, sinó que s'han utilitzat plans de cable i en el cas que sigui necessari s'han utilitzat plans per més d'una capa. Aquest es el cas de la corrent d'entrada i sortida de la bateria (70 A de corrent nominal) que circula per un pla de coure per la capa superior i un altre per la tercera capa d'uns 20mm d'amplada cadascun, com es pot veure clarament en la Figura 59.

De la mateixa manera, per a les bornes de connexió entre el motor i la PCB també s'han col·locat plans de coure per dues capes. En aquest cas per la segona capa i la capa inferior, com està indicat en la Figura 60.

Disseny de l'electrònica de potència d'una motoserra elèctrica de 2,5 kW per alimentar un motor brushless amb bateries de 36 V

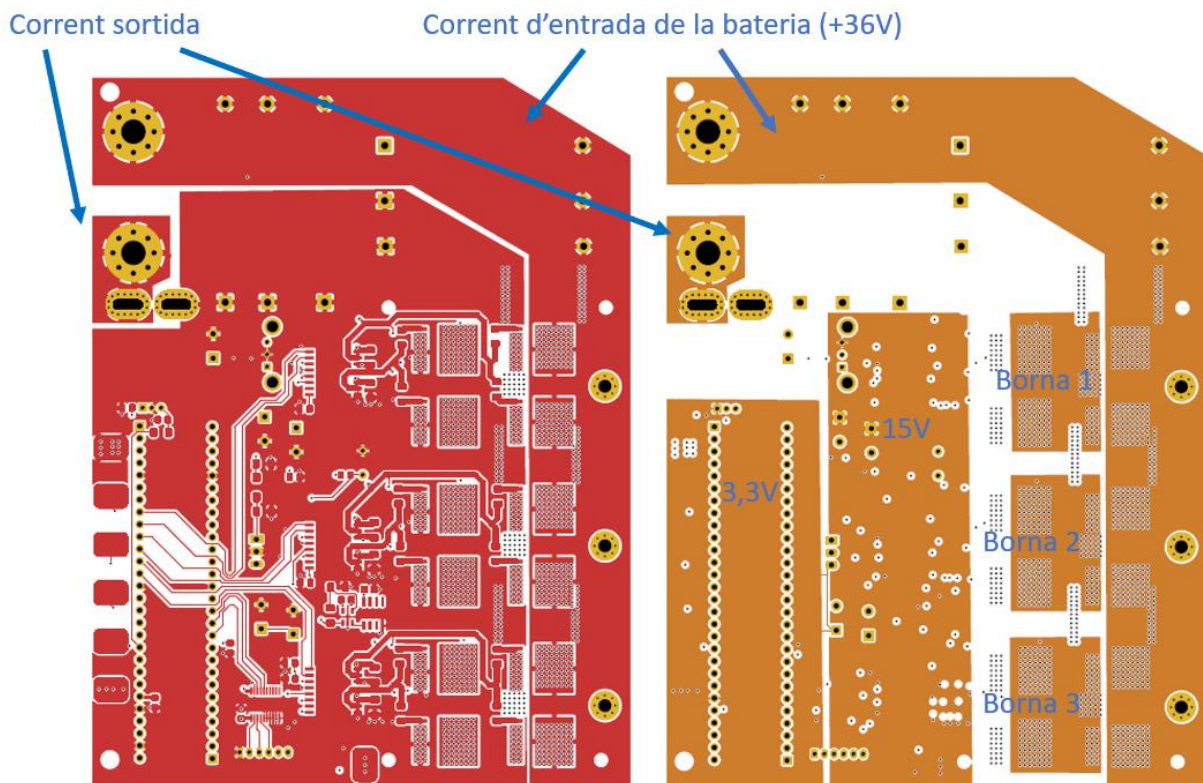


Figura 59. Coure de la capa superior a l'esquerra i coure de la tercera capa de la PCB a la dreta.

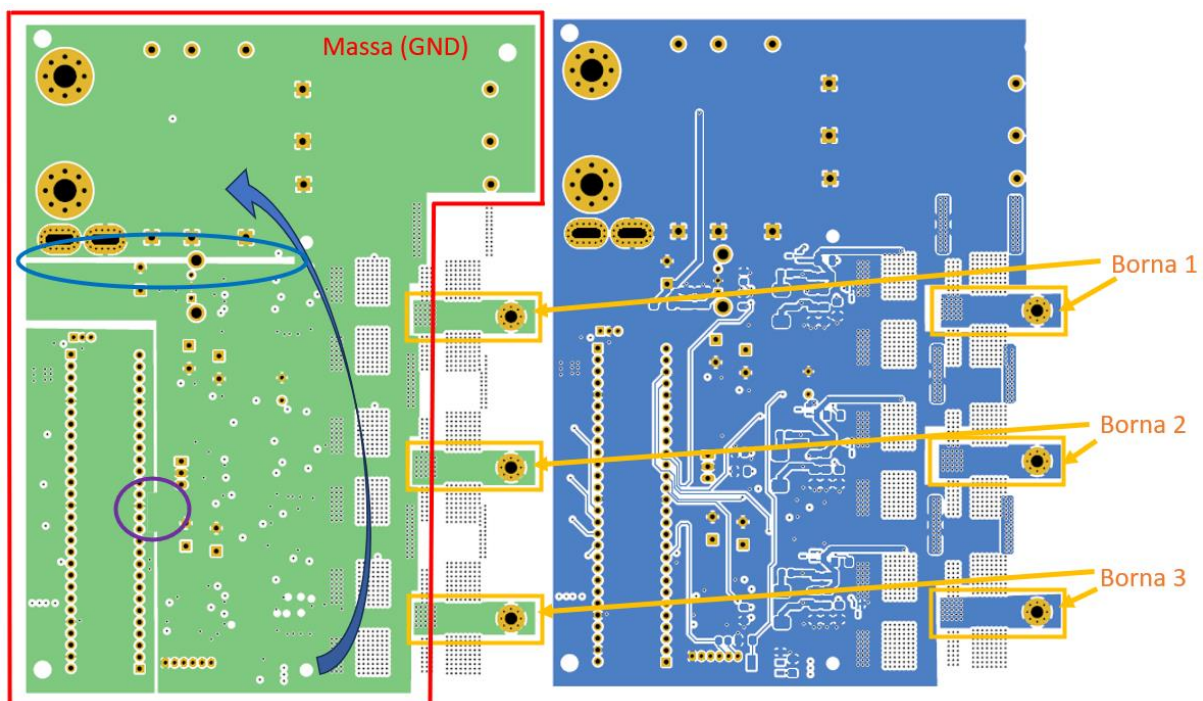


Figura 60. Coure de la tercera capa a l'esquerra i coure de la capa inferior de la PCB a la dreta.

4. En la Figura 59 també es poden veure els plans d'alimentació que s'han comentat en el punt 1 d'aquest llistat. Està el pla de 15V que alimenta els divers, el sensor de temperatura i la resta de

Disseny de l'electrònica de potència d'una motoserra elèctrica de 2,5 kW per alimentar un motor brushless amb bateries de 36 V

reguladors de tensió. A l'esquerra d'ell es pot veure el pla de 3,3V que alimenta el microcontrolador i el sensor de corrent. Finalment, en aquest tercer pla apart del coure ja comentat, estan els plans de coure de connexió entre els sortidors dels MOSFETs superiors i els drenadors dels inferiors (els que s'anomenen en la Figura 59 Borna 1, Borna 2 i Borna 3). Aquests plans asseguren una bona connexió en el pont inversor.

5. En la Figura 60 es pot veure a la part dreta el pla de massa (GND). Aquest pla es tot una peça però, té un disseny un tant especial. Per una part hi ha un rectangle més petit al cantó inferior esquerre, que es on es troba el microcontrolador i el sensor de corrent. Aquest rectangle està unit a la resta de coure per un pont (indicat amb un cercle morat en la imatge). Això es així, per a separar la connexió a massa del microcontrolador de la de l'altra part del circuit per a evitar la transmissió de soroll de la potència al microcontrolador.

Per un altra part, aquest pla té un tall (marcat amb un cercle blau en la Figura 60) que obliga a la corrent de retorn dels transistors (GND) a tornar per el camí que indica la fletxa blava. D'aquesta manera, esta corrent no circula prop de la resta de components del circuit evitant el soroll que pot produir al ser una pista d'elevada potència.

6. Un dels punts més delicat en el disseny, és la part del circuit de dispar, ja que hi ha senyals de alta freqüència i pics de corrent elevats. En la part esquerra de la Figura 61 es poden observar com arriben les senyals PWM al driver (Dr3). Aquestes senyals tenen una freqüència elevada però petita corrent, tenen una amplada de 0,3mm i s'intenta que siguin el més curtes possibles i més separades entre elles per evitar interferències.

En la part dreta de la Figura 61, es troben les senyals de dispar, que van a les portes dels MOSFETs. Aquestes senyals tenen una elevada freqüència i una elevada corrent per tant s'ha de ampliar les pistes (1mm) i s'ha de crear el menor bucle possible. El bucle s'ha de reduir al màxim per a que l'àrea que es genera entre l'anada i la tornada sigui la menor possible i així, les interferències magnètiques també [25]. El bucle que s'ha creat es detalla sobre les pistes de la Figura 61 (amb verd l'anada als MOSFETS i amb groc la tornada al driver) tant per als MOSFETs inferiors com per als superiors.

Les resistències de porta s'han col·locat el més proper possible de la porta dels MOSFETs per a reduir al màxim les inductàncies paràsites entre la resistència i la porta del MOSFET.

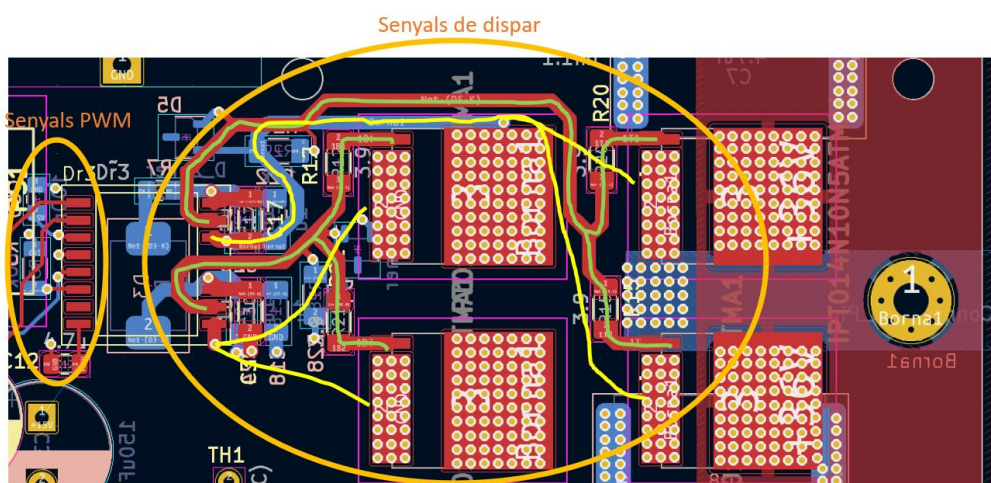


Figura 61. Circuit de dispar amb detall de la rama 1 de l'inversor trifàsic.

Disseny de l'electrònica de potència d'una motoserra elèctrica de 2,5 kW per alimentar un motor brushless amb bateries de 36 V

Amb tots aquest punts s'ha realitzat el disseny complet de la placa de circuit imprès amb tots els components i connexions. Cal destacar que també s'han deixat uns connectors auxiliars al costat del microcontrolador per a poder soldar els interruptor i el gatell. A més a més, s'han deixat forats per a poder enganxar la PCB a la carcassa de la motoserra i per a poder posar el dissipador de calor sobre els transistors com s'ha explicat en el punt 5.1.3.

En la Figura 62 es pot veure la PCB completa amb tots els components i les connexions amb visió 3D que ofereix Kicad. Aquesta vista es interessant per comprovar que els components estan ben col·locats i no hi haja cap col·lisió o solapament en la realitat al incorporar els diferents components. Les dimensions finals de la placa son de 110 x 145mm, una mesura relativament reduïda que es podrà col·locar en l'interior de la carcassa de la motoserra.

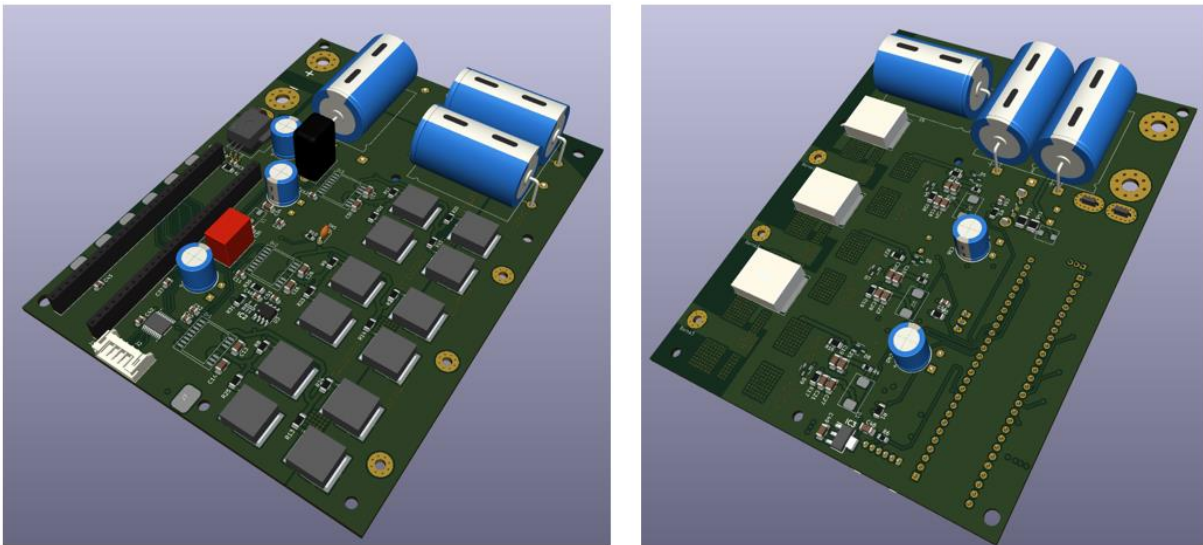


Figura 62. PCB en 3D per la part superior a l'esquerra i la part inferior a la dreta.

En el Annex apareix una captura de tots els arxius Gerber generats per a la fabricació d'aquesta PCB.

7. Conclusions

Després d'haver realitzat el complet disseny de l'electrònica per a una motoserra elèctrica de 2,5 kW i de 36 V es poden extraure diverses conclusions:

- El projecte complet del disseny d'una motoserra elèctrica és un projecte extens que comporta grans reptes. En la part electrònica que s'afronta en aquest treball el grau de dificultat és elevat degut a l'alta potència de la motoserra.
- Els requeriments necessaris per a poder tallar la fusta es compleixen adequadament amb el motor brushless elegit i el control per sis passos.
- El fet que la motoserra sigui de 2,5 kW i s'alimenti a 36 V fa que les corrents siguin elevades especialment quan augmenta el parell a vèncer pel motor.
- Les corrents elevades fan que el disseny de l'electrònica de potència sigui complex. Es necessari posar en paral·lel els transistors de l'inversor trifàsic i utilitzar rectificació síncrona. A més, és requereix d'un filtre per a protegir la bateria que ocupa gran part del disseny. Tot això comporta un encariment dels components i un augment del volum i pes.
- El disseny de la PCB també es veu afectat per les elevades corrents fent ús de plans de coure en les connexions de majors valors. Per altra part, es té en important consideració el soroll que es genera en les diferents parts de la PCB especialment en la part de potència.
- Aquest treball conclou amb només una part del projecte. Per a aconseguir moure el motor elèctric de la motoserra s'ha de soldar tots els components en la PCB i programar el microcontrolador per a realitzar el control. Per un altra part, faltaria resoldre la part mecànica del disseny.

Aquest treball té un caràcter personal sorgit a partir de la idea del propi autor i desenvolupat amb la important ajuda del tutor. En el mateix s'han aplicat els conceptes apresos durant el grau i el màster, especialment els apresos en el darrer any amb l'especial d'electrònica. A més, aquest projecte està amb concordança amb l'ODS 7 "Energia assequible i no contaminant" i l'ODS 9 "Indústria, innovació i infraestructures".

8. Bibliografia

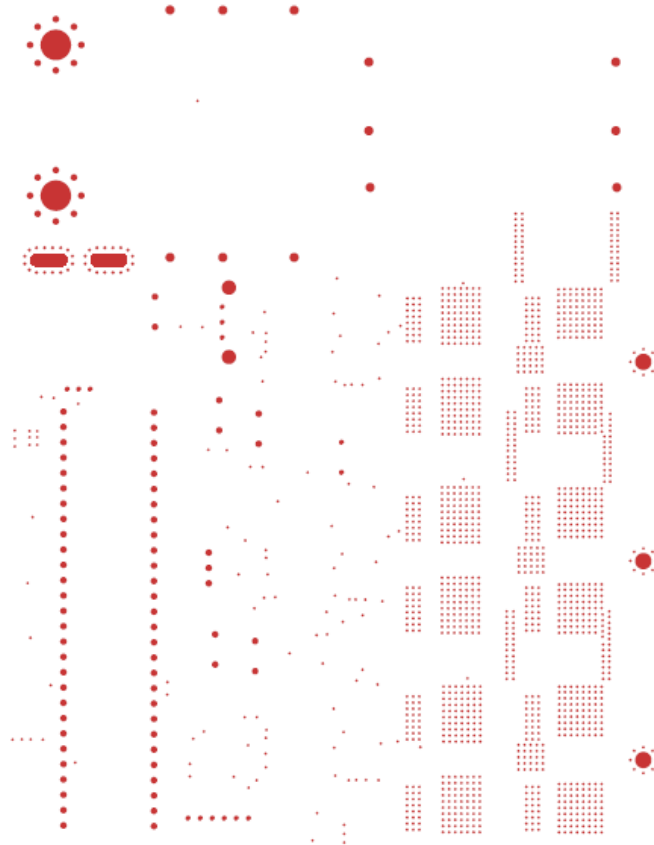
- [1] De maquinas y herramientas, «De maquinas y herramientas,» 11 Agost 2018. [En línea]. Available: <https://www.demaquinasyherramientas.com/herramientas-de-corte/introduccion-a-la-motosierra>.
- [2] Farnell, «Farnell,» [En línea]. Available: <https://es.farnell.com/motor-control-brushless-dc-bldc-technology?ICID=I-CT-TP-BROWSE-2>.
- [3] L. S. Pedro, «Máquinas síncronas con imanes permanentes,» València, 2021.
- [4] EmotorAB, 2023. [En línea]. Available: <https://www.emotor.com/glossary/brushless-dc-machine/>.
- [5] E. F. Amorós, SECGE. Tema2.:Representación matemática de magnitudes trifásicas y SVM.
- [6] Electrical concepts, «Electrical concepts,» 8 9 2020. [En línea]. Available: <https://electricalbaba.com/120-mode-inverter-circuit-diagram-operation-and-formula/>.
- [7] Mathworks, «Mathworks,» [En línea]. Available: <https://es.mathworks.com/help/sps/ref/bldccurrentcontroller.html>.
- [8] R. G. M. i. G. G. Sanfeliú, «Diseny de sistemes electrònics de potència».
- [9] M. P. A. K. Dr. Dusan Graovac, «MOSFET Power Losses Calculation Using the Data-Sheet Parameters,» 2006.
- [10] Infineon, «Innovative dual-side cooled 5x6 PQFN package,» 2022.
- [11] MyHeatSinks, «MyHeatSinks,» [En línea]. Available: <https://myheatsinks.com/products/heat-sink-attachment/>.
- [12] Emerson, «Effects of AC Ripple Current on VRLA Battery Life».
- [13] M. Sclocchi, «Input Filter Design for Switching Power Supplies,» 2010.
- [14] Microchip, «dsPIC33CK64MC105 Curiosity Nano User's Guide,» [En línea]. Available: https://ww1.microchip.com/downloads/aemDocuments/documents/MCU16/Product Documents/UserGuides/dsPIC33CK64MC105_Curiosity_Nano_Board_User_Guide_70005517.pdf. [Último acceso: 2023].
- [15] Microchip, «dsPIC33CK64MC105,» [En línea]. Available: <https://www.microchip.com/en-us/product/dspic33ck64mc105>. [Último acceso: 2023].
- [16] Texas Instruments, «SN74LVC245A Octal Bus Transceiver With 3-State Outputs,» [En línea]. Available: <https://www.ti.com/lit/ds/symlink/sn74lvc245a.pdf?ts=1694344082899>. [Último acceso: 2023].
- [17] Allegro Microsystems, «Thermally Enhanced, Fully Integrated, Hall-Effect-Based Linear Current Sensor IC with 100 $\mu\Omega$ Current Conductor,» 2022.

Disseny de l'electrònica de potència d'una motoserra elèctrica de 2,5 kW per alimentar un motor brushless amb bateries de 36 V

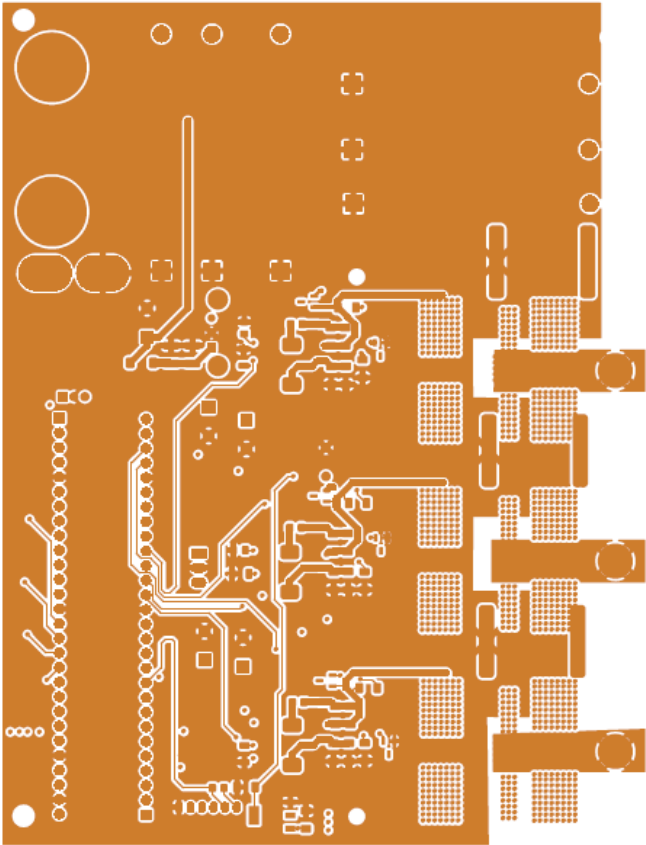
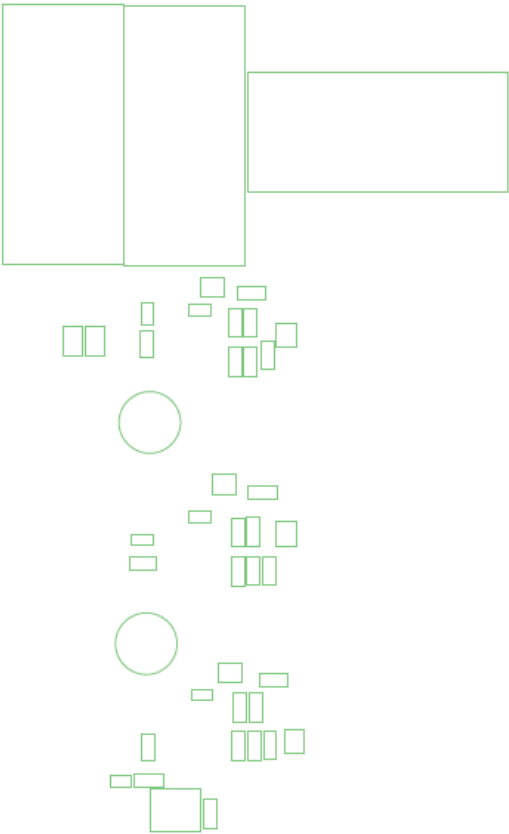
- [18] Texas Instruments, «LM35 Precision Centigrade Temperature Sensors,» 2017. [En línia]. Available: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/lm35.pdf?HQS=dis-mous-null-mousermode-dsf-pf-null-ww&ts=1694404870520&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.mouser.com%252F. [Último acceso: 2023].
- [19] Texas Instruments, «TLV935x-Q1 3.5-MHz, 40-V, RRO, MUX-Friendly Automotive Operational Amplifier,» 2023. [En línia]. Available: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tlv9352-q1.pdf?HQS=dis-mous-null-mousermode-dsf-pf-null-ww&ts=1694446800566&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.mouser.es%252F. [Último acceso: 2023].
- [20] Infineon, «Dual-channel isolated gate driver ICs in 300 mil DSO package,» [En línia]. Available: https://www.mouser.es/datasheet/2/196/Infineon_2EDR8258X_DataSheet_v01_03_EN-3179900.pdf. [Último acceso: 2023].
- [21] Traco Power, «Non-Isolated DC/DC Converter (POL),» [En línia]. Available: <https://www.tracopower.com/int/es/tsr1wi-datasheet>. [Último acceso: 2023].
- [22] Traco Power, «DC/DC Converter EMI consideration,» 2019.
- [23] Texas Instruments, «TLV761 16-V, 1-A, Fixed Output Linear Voltage Regulator,» 2023. [En línia]. Available: https://www.ti.com/lit/ds/symlink/tlv761.pdf?ts=1679984111185&ref_url=https%253A%252F%252Fwww.ti.com%252Fsitesearch%252Fen-us%252Fdocs%252Funiversalsearch.tsp%253FlangPref%253Den-US%2526searchTerm%253DTLV76133DCYR%2526nr%253D2. [Último acceso: 2023].
- [24] Traco Power, «Non-Isolated DC/DC Converter (POL) TSR 1 Series, 1 A,» 2022. [En línia]. Available: <https://www.tracopower.com/products/tsr1.pdf>. [Último acceso: 2023].
- [25] Infineon, «EiceDRIVER™ Gate resistor for power devices Application Note AN2015-06,» 2015.

Annex: Arxius Gerber

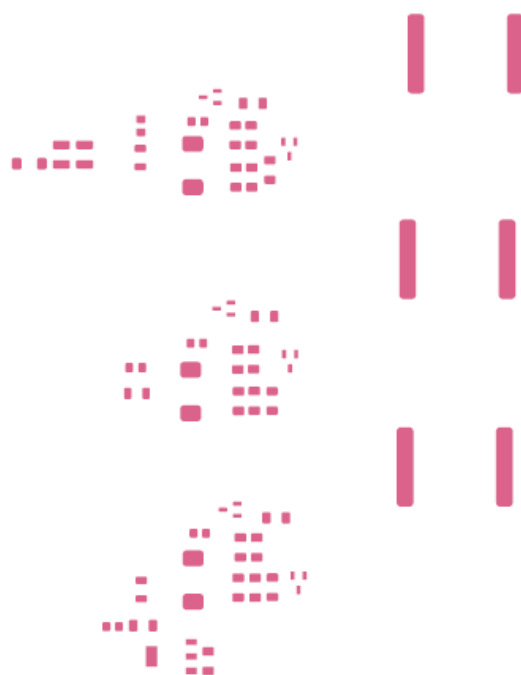
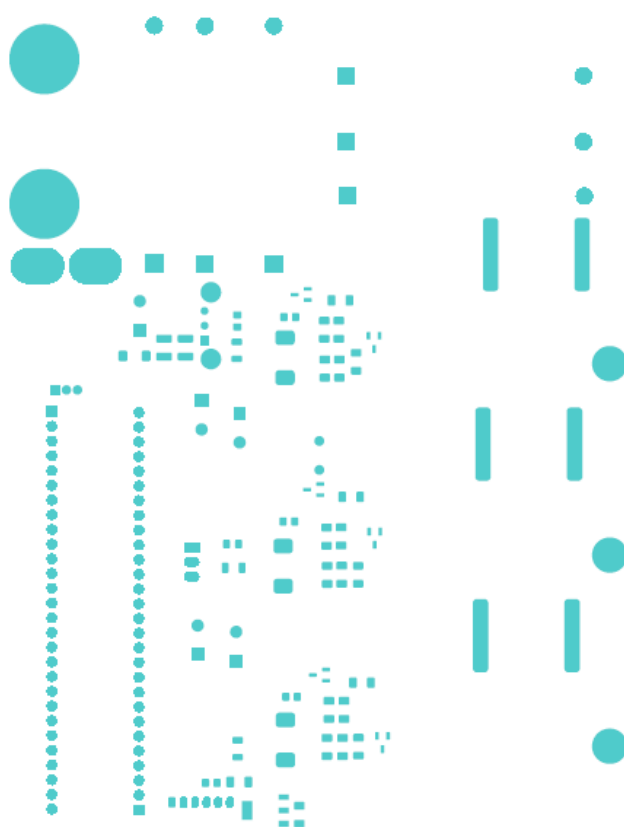
En aquest annex s'inclouen tots els arxius Gerber generats per a poder fabricar la PCB. Aquests arxius són per ordre: Drill, Courtyard de la capa inferior, coure de la capa inferior, Soldermask de la capa inferior, Paste de la capa inferior, Silkscreen de la capa inferior, Edge Cuts, Courtyard de la capa superior, coure de la capa superior, Soldermask de la capa inferior, Paste de la capa superior, Silkscreen de la capa superior, coure de la segona capa i coure de la tercera capa.



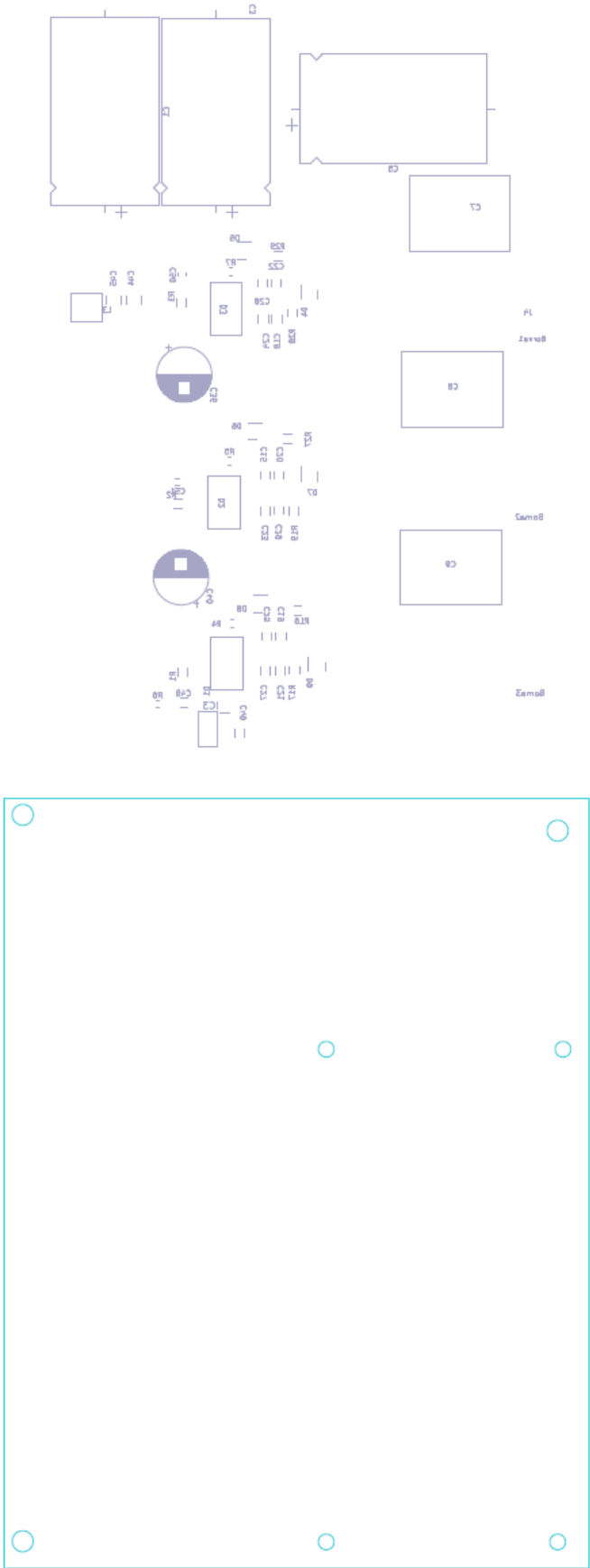
Disseny de l'electrònica de potència d'una motoserra elèctrica de 2,5 kW per alimentar un motor brushless amb bateries de 36 V



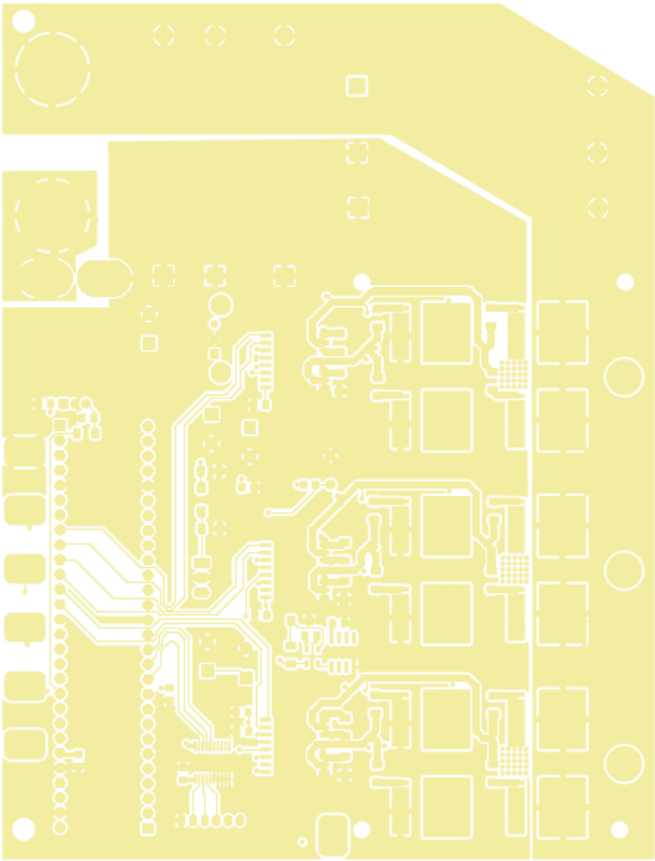
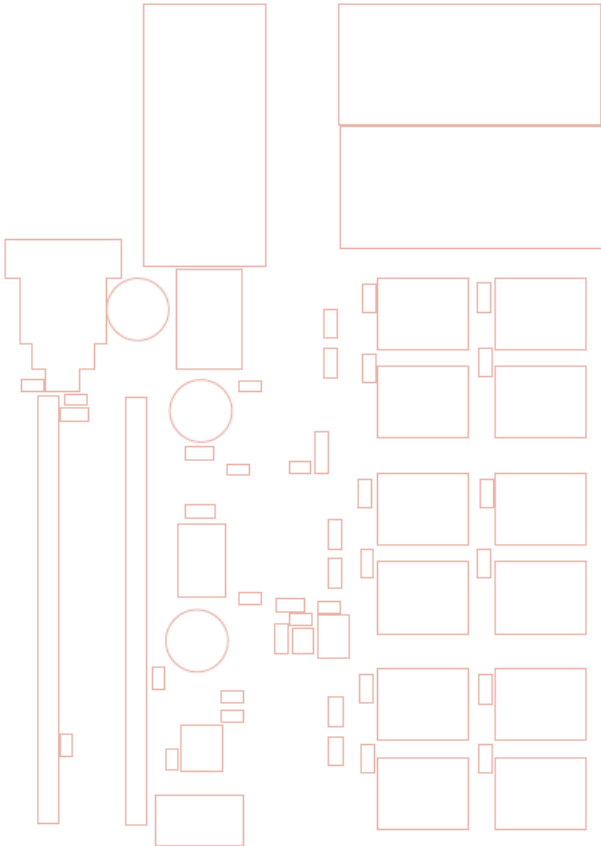
Disseny de l'electrònica de potència d'una motoserra elèctrica de 2,5 kW per alimentar un motor brushless amb bateries de 36 V



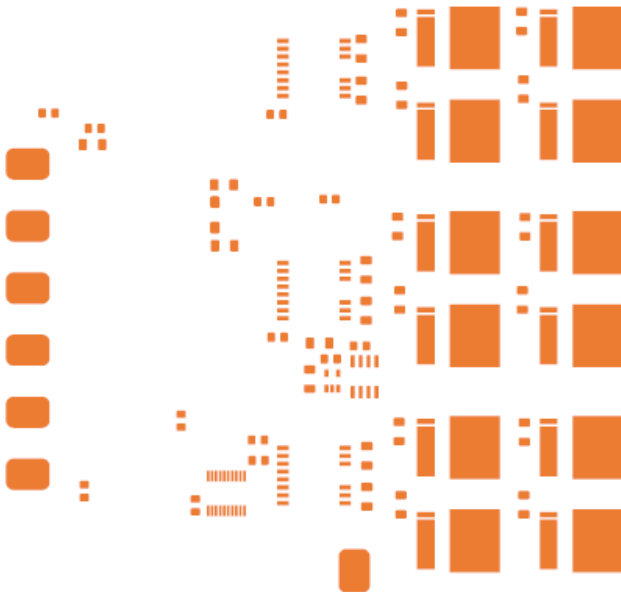
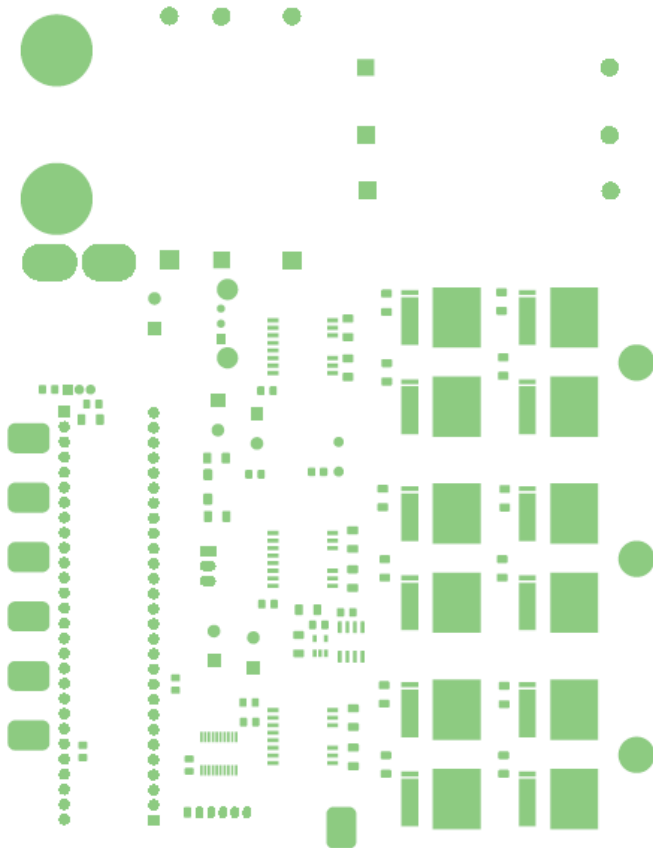
Disseny de l'electrònica de potència d'una motoserra elèctrica de 2,5 kW per alimentar un motor brushless amb bateries de 36 V



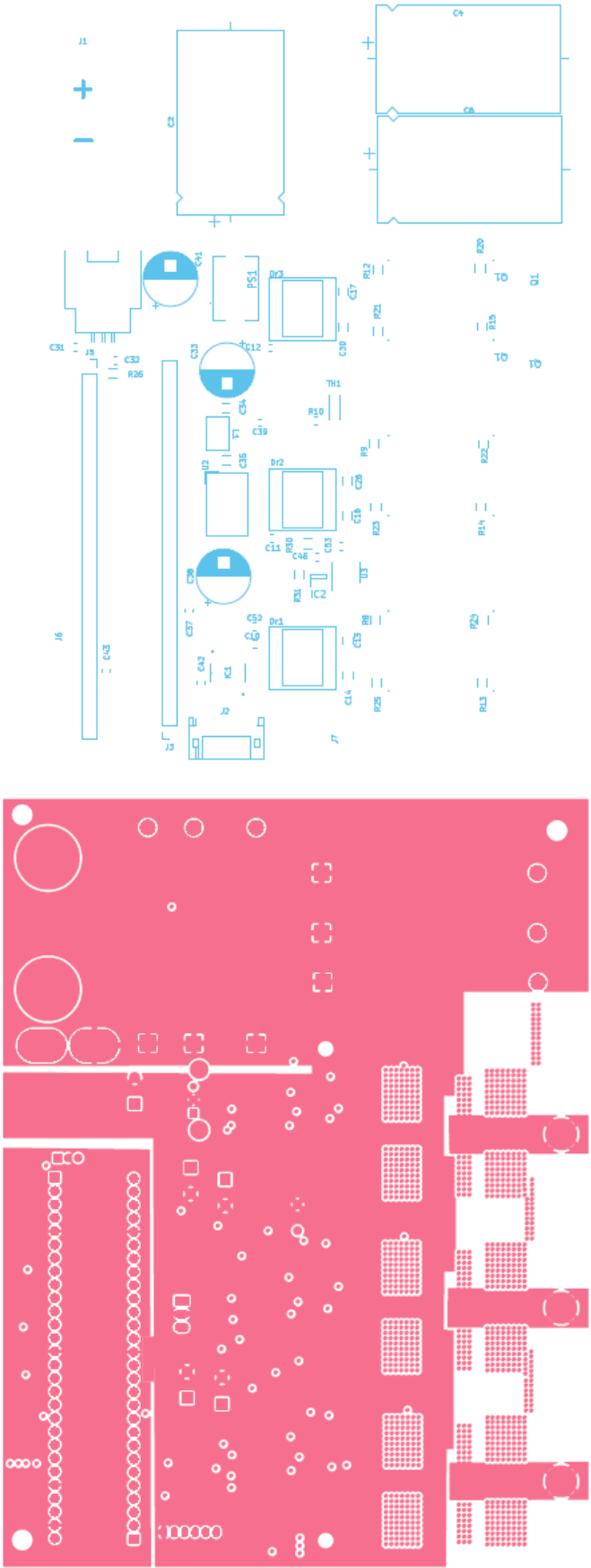
Disseny de l'electrònica de potència d'una motoserra elèctrica de 2,5 kW per alimentar un motor brushless amb bateries de 36 V



Disseny de l'electrònica de potència d'una motoserra elèctrica de 2,5 kW per alimentar un motor brushless amb bateries de 36 V



Disseny de l'electrònica de potència d'una motoserra elèctrica de 2,5 kW per alimentar un motor brushless amb bateries de 36 V





UNIVERSITAT
POLITÈCNICA
DE VALÈNCIA



UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE VALÈNCIA

Escola Tècnica Superior d'Enginyeria Industrial

**Disseny de l'electrònica de potència d'una motoserra
elèctrica de 2,5 kW per alimentar un motor brushless amb
bateries de 36 V**

PRESSUPOST

Treball Fi de Màster

Màster Universitari en Enginyeria Industrial

AUTOR: Segarra Balaguer, Martí

Tutor: González Medina, Raúl

Cotutor: Figueres Amorós, Emilio

CURS ACADÈMIC: 2022-2023

Disseny de l'electrònica de potència d'una motoserra elèctrica de 2,5 kW per alimentar un motor brushless amb bateries de 36 V

1. Introducció

En el present document es realitza el pressupost relatiu a l'execució del treball. Per a realitzar-lo s'han tingut en compte les diferents despeses de material, mà d'obra i equips d'oficina.

2. Despeses materials

Tot seguit s'adjunta una taula on es mostren els costos de tots els components necessaris per a dur a terme la part elèctrica i electrònica de la motoserra, és a dir, tots els elements descrits a la memòria.

Descripció	Quantitat	Preu unitari	Import
CC0805KRX7R8BB104 YAGEO 25 V 0.1uF X7R 0805 10%	12	0.051 €	0.61 €
LDEEH4470KA5N00 KEMET 100V 4.7 uF + 125 C 10% AEC-Q200	3	5.210 €	15.63 €
C0805X475J8RACAU0 KEMET 10 V 4.7 uF 0805 X7R 5 % AECQ200	3	0.540 €	1.62 €
C2012X7R1V475K125AC TDK 0805 35V 4.7uF X7R 1 0% T: 1.25mm	5	0.477 €	2.39 €
EKY-500ELL151MJC5S Chemi-Con 50volts 150uF 10X12. 5	5	0.504 €	2.52 €
CGA5L3X7R1H105M160AB TDK CGA 1206 50V 1uF X7R 20% AEC-Q200 810-CGA5L2X7R2A683K	20	0.139 €	2.78 €
C3216X7R1H106K160AC TDK 10UF 50V 10% 1206	3	0.702 €	2.11 €
TCK-141 TRACO Power EMC Chokes for DC/DC Converters	1	6.020 €	6.02 €
TSR 1-2433 TRACO Power Regulador de tensió 3,3 V	1	4.980 €	4.98 €
EKZN101ELL330MHB5D Chemi-Con 100V 33uF 20% Tol.	2	0.684 €	1.37 €
TCK-176 TRACO Power 4.7uH 52mOhm 4.5A In ductor	1	3.630 €	3.63 €
C3225X7R2A225K230AM TDK OPEN 1210 100V 2.2uF X7R 10% T: 2.3mm	3	0.558 €	1.67 €
TLV76133DCYR Texas Instruments 1-A 16-V high-PSRR l inear voltage regula	2	0.666 €	1.33 €
C3216X7R1H225K160AB TDK 2.2 uF, 50 V, 1206, X7R	3	0.504 €	1.51 €
PU6BCH Taiwan Semiconductor 25ns, 6A, 100V, Ultr a Fast Recovery Rect	4	0.738 €	2.95 €
SZMMBZ5248BLT3G onsemi ZEN SOT23 REG .225W 18V	8	0.126 €	1.01 €
SN74LVC245APWR Texas Instruments Tri-State Octal Bus A 595-SN74LVC245APW	2	0.441 €	0.88 €
SSW-128-21-F-S Samtec Tiger Buy Socket Str ip with PCB Tails, .	2	5.310 €	10.62 €
CRCW120661K9FKEA Vishay 1/4watt 61.9Kohms 1% N 71-CRCW1206-61.9K	5	0.090 €	0.45 €
CRCW08052R00FKEAHP Vishay 1/2W 2ohms 1% High P ower AEC-Q200	4	0.351 €	1.40 €
CRCW080516K0FKEA Vishay 1/8watt 16Kohms 1% 1 00ppm N 71-CRCW0805J-16K	5	0.090 €	0.45 €
RCS12063R90FKEA Vishay 0.5watt 3.9ohms 1% 1 00ppm	18	0.154 €	2.77 €
CRCW1206100RFKEC Vishay D25/CRCW1206 100 100 R 1% ET6 e3	1	0.090 €	0.09 €
B57540G1103F005 TDK G1540/10 k/F 1% NTC Thermistor	2	4.890 €	9.78 €
C0805F473K3RACTU KEMET 25V 0.047uF X7R 0805 10%	1	0.315 €	0.32 €
EV88G73A Microchip dsPIC33CK Curiosity Nano	1	23.880 €	23.88 €
2EDR8259XXUMA1 Infineon Drivers	3	3.940 €	11.82 €
TSR 1-48150WI TRACO Power Regulador de tensió 15 V	1	15.490 €	15.49 €
PHA227MLP4110ME4 KEMET 63Vo 1100uF AXI 2Khr ESR=100 mOhms AECQ2	6	12.230 €	73.38 €
IPT014N10N5ATMA1 Infineon MOSFET de potència	15	5.670 €	85.05 €
ACS770LCB-100U-PFF-T Allegro MicroSystems Sensor de corrent	1	10.720 €	10.72 €
Motor BLDC 6375 Reacher Tech	1	100.00 €	100.00 €
Nucli inductor Micrometals	1	6.50 €	6.50 €
Cable per bobinat 12AWG	1	25.00 €	25.00 €
Connectors	6	1.20 €	7.20 €
TIM	1	12.00 €	12.00 €
Dissipador de calor	1	22.00 €	22.00 €
Cargols amb molls	4	0.35 €	1.40 €
Resistències protecció dispar 10k	6	0.10 €	0.60 €
LM35	1	2.20 €	2.20 €
TLV9351QDBVRQ1	1	0.89 €	0.89 €
Potenciòmetre	1	10.00 €	10.00 €
Interruptors	3	3.40 €	10.20 €
Cablejat	1	5.00 €	5.00 €
PCB	1	84.00 €	84.00 €
Transport	1	110.00 €	110.00 €
Total			696.22 €

Taula 9. Despeses materials

Disseny de l'electrònica de potència d'una motoserra elèctrica de 2,5 kW per alimentar un motor brushless amb bateries de 36 V

3. Despeses de mà d'obra

En aquest apartat es consideren els costos derivats de les hores de treball de l'estudiant desglossat en les fases del projecte.

Descripció	Unitats	Quantitat	Preu unitari	Import
1. Definició de les característiques de la motoserra				
Enginyer titulat MUII	h	30	35 €/h	1,050.00 €
2. Elecció del motor i disseny del control				
Enginyer titulat MUII	h	60	35 €/h	2,100.00 €
3. Disseny de l'electrònica de potència				
Enginyer titulat MUII	h	90	35 €/h	3,150.00 €
4. Disseny de la PCB				
Enginyer titulat MUII	h	80	35 €/h	2,800.00 €
5. Redacció del projecte				
Enginyer titulat MUII	h	60	35 €/h	2,100.00 €
Total				11,200.00 €

Taula 10. Despeses de mà d'obra

4. Despeses d'equips d'oficina i software

Pel que fa als equips necessaris per a dur a terme el projecte s'han considerat un ordinador portàtil i un ordinador de torre. Les hores totals de realització del treball s'han repartit entre els dos equips. Per a imputar part dels cost dels equips a aquest treball s'ha tingut en compte que tenen una vida útil de 5 anys per a calcular un cost horari.

$$\text{Cost horari} = \frac{\text{Cost d'adquisició}}{30 \text{ h/set.} \times 52 \text{ set./any} \times 5 \text{ anys}}$$

Descripció	Preu compra	Preu unitari
Portàtil	1,000.00 €	0.1282 €/h
Ordinador de torre	1,500.00 €	0.1923 €/h

Taula 11. Costos horaris dels equips

El software PSIM utilitzat per a la simulació del control no suposa cap cost afegit ja que la universitat disposa de llicència. Per una altra part, el software Kicad per al disseny de la PCB és gratuït.

Per tant les despeses totals dels equips d'oficina i el software són les següents:

Descripció	Unitats	Quantitat	Preu unitari	Import
Portàtil	h	200	0.1282 €/h	25.64 €
Ordinador de torre	h	120	0.1923 €/h	23.08 €
Total				48.72 €

Taula 12. Despeses d'equips d'oficina i software

Disseny de l'electrònica de potència d'una motoserra elèctrica de 2,5 kW per alimentar un motor brushless amb bateries de 36 V

5. Pressupost total

Finalment a partir de totes les despeses detallades es calcula el pressupost total de la realització d'aquest treball.

Descripció	Import
Costos mà d'obra	11,200.00 €
Costos d'equips d'oficina i software	48.72 €
Costos materials	696.22 €
Pressupost d'execució material	11,944.94 €
13% Despeses generals	1,552.84 €
6% Benefici industrial	716.70 €
Pressupost de contracta	14,214.48 €
21% IVA	2,985.04 €
Pressupost Total	17,199.52 €

Taula 13. Pressupost total

El pressupost total és de DISSET MIL CENT NORANTA NOU EUROS amb CINQUANTA DOS CÈNTIMS.