

Antonino Favian Gonzales

DISSENY D'UN CARREGADOR DE BATERIES PER UN VEHICLE ELÈCTRIC

TREBALL DE FI DE GRAU

Dirigit Angel Cid Pastor

Grau d'Enginyeria Elèctrica



UNIVERSITAT ROVIRA I VIRGILI

Tarragona

2015



UNIVERSITAT
ROVIRA I VIRGILI

Departament d'Enginyeria Electrònica Elèctrica i Automàtica

Disseny d'un carregador de bateries per un vehicle elèctric

1 Índex General

Titulació: Graduat en Enginyeria Elèctrica

AUTORS: Antonino Favian Gonzales.
DIRECTORS: Àngel Cid Pastor.

DATA: Setembre - 2015.

1	Índex General.....	2
1.1	Índex de figures.....	4
1.2	Índex de taules	7
1.3	Índex d'imatges.....	7
2	Memòria Descriptiva.....	9
2.1	Introducció.....	10
2.2	Objecte.....	10
2.3	Normes i referències.....	10
2.3.1	Disposicions legals i normes aplicables.....	10
2.3.2	Bibliografia i webgrafia	10
2.3.3	Programes de càlcul.....	11
2.3.4	Altres referències.....	11
2.4	Definicions i abreviatures.....	11
2.5	Especificacions i requisits de disseny	11
2.6	Nocions teòriques.....	12
2.6.1	Bateries	12
2.6.2	Tipus de recàrrega	16
2.6.3	El factor de potència	17
2.6.4	Classificació dels convertidors.....	18
2.6.5	Convertidor Boost.....	20
2.6.6	Resistor lliure de pèrdues (LFR)	22
2.7	Controlador NCP1654.....	25
2.8	Desenvolupament del Circuit en PSIM	26
2.8.1	Introducció al PSIM.....	26
2.8.2	Convertidor Boost en llaç obert.....	26
2.8.3	Convertidor Boost en llaç tancat	31
2.9	Disseny del Circuit en ORCAD	33
2.9.1	Orcad Capture.....	34
2.9.2	Orcad Layout.....	37
2.10	Construcció del Convertidor al laboratori	37
2.11	Obtenció dels resultats.....	40
2.11.1	Convertidor Boost en llaç obert amb una potència de 45.45 W.....	40
2.11.2	Convertidor Boost en llaç obert amb una potència de 181.81 W.....	41
2.11.3	Convertidor Boost en llaç tancat amb una potència de 700 W.....	41
2.12	Conclusions.....	45

3	Memòria de Càlcul	46
3.1	Disseny dels components del Boost	47
3.1.1	Valor de la càrrega resistiva	47
3.1.2	Disseny de l'inductor	47
3.1.3	Disseny del condensador	48
3.1.4	Disseny de K i τ del controlador PI	48
3.2	Càlcul dels paràmetres del Xip de control	51
3.2.1	Pin 2 (V_M)	52
3.2.2	Pin 3 (CS)	54
3.2.3	Pin 4 (Brow-out)	55
3.2.4	Pin 5 ($V_{control}$)	56
3.2.5	Pin 6 (Feed back)	57
4	Plànols	58
4.1	Plànol 1. Esquemàtic de convertidor Boost en Orcad Capture	59
4.2	Plànol 2. Capa superior Top del convertidor Boost en Layout	60
4.3	Plànol 3. Capa inferior Bottom del convertidor Boost en Layout	61
4.4	Plànol 4. Capa Top i Bottom del convertidor Boost en Layout	62
4.5	Plànol 5. Components del convertidor Boost en Layout	63
5	Pressupost	64
5.1	Resum del preu de les components	65
6	Annexes	66
6.1	Recollida d'imatges	67
6.2	Disseny de l'inductor	73

1.1 Índex de figures

Figura 1.	Mecanisme de descàrrega d'una bateria de ions de liti. [7]	13
Figura 2.	Corbes Ragone de les diferents tecnologies de bateries. [6]	14
Figura 3.	Endoll SAE J1772. [3]	17
Figura 4.	Triangle de potències (relació entre potències activa, aparent i reactiva)..	18
Figura 5.	Classificació dels convertidors segons l'entrada i sortida	19
Figura 6.	Convertidor elevador, Boost. [8]	20
Figura 7.	Conducció discontinua. [8]	20
Figura 8.	Conducció continua. [8]	21
Figura 9.	Formes d'ona de la corrent i voltatge d'un convertidor Boost en mode de conducció continu. [8]	21

Figura 10. Desenvolupament del model del circuit equivalent del rectificador ideal: (a) emulació del resistor del port d'entrada; (b) el valor de la resistència emulada, i per tant del rendiment de processament de l'energia és controlable; (c) característica de la font d'energia del port de sortida, i del model complet. [1]	23
Figura 11. Font d'energia depenent: (a) símbol esquemàtic de la font d'energia; (b) símbol esquemàtic del consum de l'energia. [1]	23
Figura 12. Font d'energia depenent: (c) $i - v$ característiques. [1]	24
Figura 13. Connexions dels pins. [4]	25
Figura 14. Esquema en PSIM del convertidor Boost en llaç obert.....	27
Figura 15. Simulació de les formes d'ona del convertidor Boost en llaç obert. La corrent de l'inductor està ampliada 55 vegades i en color blau. En color cian tenim representat la tensió d'entrada i en magenta la de sortida. Per últim s'ha representat la forma d'ona de la font quadrada ampliada 8 vegades en color verd.	27
Figura 16. Simulació de les formes d'ona del convertidor Boost en llaç obert per una potència de 45.45 W. Corrent que travessa el díode en magenta, i corrent del MOSFET en blau.	28
Figura 17. Simulació de les formes d'ona del convertidor Boost en llaç obert per una potència de 45.45 W. Corrent que travessa l'inductor en blau, i la corrent de sortida en groc.....	28
Figura 18. Simulació de les formes d'ona del convertidor Boost en llaç obert per una potència de 45.45 W. Valors eficaços de la corrent de l'inductor, corrent de sortida, tensió d'entrada i tensió de sortida.	29
Figura 19. Simulació de les formes d'ona del convertidor Boost en llaç obert per una potència de 181.81 W. La corrent de l'inductor està ampliada 110 vegades i en color blau. Representat en color cian tenim la tensió d'entrada i en magenta la de sortida. La forma d'ona de la font quadrada està ampliada 8 vegades en color verd.	30
Figura 20. Simulació de les formes d'ona del convertidor Boost en llaç obert per una potència de 181.81 W. Corrent que travessa el díode en magenta, i corrent del MOSFET en blau.	30
Figura 21. Simulació de les formes d'ona del convertidor Boost en llaç obert per una potència de 181.81 W. Corrent que travessa l'inductor en blau, i la corrent de sortida en groc.....	31
Figura 22. Simulació de les formes d'ona del convertidor Boost en llaç obert per una potència de 181.81 W. Valors eficaços de la corrent de l'inductor, corrent de sortida, tensió d'entrada i tensió de sortida.	31
Figura 23. Esquema en PSIM del convertidor Boost en llaç tancat.	32
Figura 24. Simulació de les formes d'ona del convertidor Boost en llaç tancat per una potència de 700 W. La corrent de l'inductor està ampliada 55 vegades i en color blau. Representat en color cian tenim la tensió d'entrada i en magenta la de sortida. La corrent de sortida està ampliada 90 vegades en color verd.	32
Figura 25. Simulació de les formes d'ona del convertidor Boost en llaç tancat per una potència de 700 W. Representat en color cian tenim la tensió d'entrada i en	

magenta la de sortida. La corrent de l'inductor està representat en color blau. La corrent de sortida està en color verd.	33
Figura 26. Simulació de les formes d'ona del convertidor Boost en llaç tancat per una potència de 700 W. Valors eficaços de la corrent de l'inductor, corrent de sortida, tensió d'entrada i tensió de sortida.	33
Figura 27. Creació del nou projecte.....	34
Figura 28. Esquemàtic en blanc.....	35
Figura 29. Llibreria de components.....	35
Figura 30. Creació del fitxer NETLIST: *.mnl.....	36
Figura 31. Formes d'ona del convertidor Boost en llaç tancat. La corrent que travessa l'inductor està representat en color blau. La tensió d'entrada és dibuixat amb el color cian i la tensió de sortida amb magenta. La ona quadrada generada pel control es veu en verd.	38
Figura 32. Formes d'ona del convertidor Boost en llaç tancat. La corrent que travessa l'inductor està representat en color blau. La tensió d'entrada és dibuixat amb el color cian i la tensió de sortida amb magenta.	39
Figura 33. Formes d'ona del convertidor Boost en llaç obert per una potència de sortida de 45.45 W. La corrent que travessa l'inductor està representat en color blau. La tensió d'entrada és dibuixat amb el color cian i la tensió de sortida amb magenta. L'ona quadrada del generador de funcions es veu en verd.	40
Figura 34. Formes d'ona del convertidor Boost en llaç obert per una potència de sortida de 181.81 W. La corrent que travessa l'inductor està en color blau. En cian està representat la tensió d'entrada i la tensió de sortida amb magenta. L'ona quadrada del generador de funcions es veu en verd.	41
Figura 35. Formes d'ona del convertidor Boost en llaç tancat per una potència de sortida de 700 W. La corrent que travessa l'inductor està representat en color blau. La tensió d'entrada és dibuixat amb el color cian i la tensió de sortida amb magenta. La corrent que travessa la càrrega es veu en verd.	42
Figura 36. Formes d'ona del convertidor Boost en llaç obert per una potència de sortida de 700 W. La corrent que travessa l'inductor està representat en color blau. La tensió de sortida està representat en magenta i en cian la tensió d'entrada. L'ona quadrada del generador de funcions es veu en verd.	43
Figura 37. Formes d'ona del convertidor Boost en llaç obert per una potència de sortida de 700 W. La corrent que travessa l'inductor està representat en color blau. La tensió de sortida està representat en magenta i en cian la tensió d'entrada. L'ona quadrada del generador de funcions es veu en verd.	44
Figura 38. Esquema del convertidor Boost sense el Driver MCP1407. [4].....	47
Figura 39. Esquema i diagrama de Bode asimptòtic del controlador PI. [5].....	49
Figura 40. Diagrama de Bode del llaç de control de corrent. [5].....	50
Figura 41. Diagrama de blocs funcional. [4].....	51
Figura 42. Modulació del cicle de treball y diagrama de temporització. [4].....	52
Figura 43. Connexió externa de la tensió multiplicadora del pin 2. [4].....	53

Figura 44. Sensat de corrent. [4].....	54
Figura 45. Protecció Brown-Out. [4].....	55
Figura 46. $V_{control}$ filtrat passa baixos, llaç de control de la tensió. [4].....	56
Figura 47. Paràmetre primari, caracterització de l'inductor en buit. Paràmetre secundari, caracterització de la resistència equivalent en sèrie treballant en buit.	74
Figura 48. Paràmetre primari, caracterització de l'inductor en funció de la freqüència i la corrent. Paràmetre secundari, caracterització de la resistència equivalent en sèrie segons la funció de la freqüència i la corrent	75
Figura 49. Caracterització de l'inductor	75
Figura 50. Caracterització de l'inductor amb una corrent de 6.15 A	76
Figura 51. Caracterització de la resistència equivalent en sèrie	76
Figura 52. Caracterització de la resistència equivalent en sèrie (ESR) en buit i a plena càrrega.....	77

1.2 Índex de taules

Taula 1. Especificacions del carregador.....	12
Taula 2. Característiques de les bateries de Plom-àcid	14
Taula 3. Característiques de la bateria de cadmi	15
Taula 4. Característiques de la bateria d'hidrur.....	15
Taula 5. Característiques de la bateria de Ions de Liti	16
Taula 6. Característiques de la bateria de polímers de Liti	16
Taula 7. Característiques dels pins. [4]	26
Taula 8. Preus unitaris de les components	65
Taula 9. Característiques de l'inductor	73

1.3 Índex d'imatges

Imatge 1. Capa Top del convertidor	67
Imatge 2. Capa Bottom del convertidor	67
Imatge 3. Capa Top del convertidor amb les components soldades	68
Imatge 4. Capa Bottom del convertidor amb les components soldades.....	69
Imatge 5. Convertidor Boost amb les connexions per realitzar les mesures de les formes d'ona.....	70
Imatge 6. Generador de tensió alterna i càrrega utilitzat en l'experiment final del convertidor Boost.....	71

Imatge 7. Analitzador d'inductància, QuadTech 1910 Inductance Analyzer	72
Imatge 8. Característiques del pont de díodes	73



UNIVERSITAT
ROVIRA I VIRGILI

Departament d'Enginyeria Electrònica Elèctrica i Automàtica

Disseny d'un carregador de bateries per un vehicle elèctric

2 Memòria Descriptiva

Titulació: Graduat en Enginyeria Elèctrica

AUTORS: Antonino Favian Gonzales.

DIRECTORS: Àngel Cid Pastor.

DATA: Setembre - 2015.

2.1 Introducció

En els darrers anys, les tecnologies utilitzades en les energies renovables i els vehicles elèctrics han anat millorant per reduir i eliminar les emissions de gasos d'efecte hivernacle, que provoquen el canvi climàtic i el deteriorament del medi ambient.

A Espanya, per exemple, el 43 % del consum d'energia es degut al sector del transport, fet pel qual, la implantació del vehicle elèctric reduiria el consum del petroli i en aquest cas la dependència d'energia exterior.

Els vehicles elèctrics són la solució a gran part d'aquests problemes, al no generar emissions i tenir una eficiència energètica elevada al utilitzar motors elèctrics. Però també hi ha inconvenients com l'elevat cost de fabricació i la poca autonomia, que es solucionarien amb el desenvolupament de les bateries.

El temps de càrrega, també es clau per la seva implantació donat que avui en dia és molt lenta i ens interessa que sigui lo més ràpida possible sense fer mal be les bateries.

És per això, que en aquest treball es realitza el disseny i implementació d'un carregador de bateries per a un vehicle elèctric.

2.2 Objecte

L'objecte d'aquest treball és la de dissenyar, simular i portar a la pràctica la implementació d'un carregador de bateries per a un vehicle elèctric. Per portar a terme el disseny del carregador, s'ha utilitzat com a base la topologia d'un convertidor elevador Boost. Aquest convertidor anirà complementat amb un NCP1654 i un MCP1407 per controlar el factor de potència.

En el disseny del carregador seguirem els següents passos:

- Simulació en PSIM del convertidor Boost.
- Implementació del circuit en OrCad.
- Implementació del circuit en la PCB amb les components físiques.
- Interpretació dels resultats.

2.3 Normes i referències

2.3.1 Disposicions legals i normes aplicables

En la realització d'aquest projecte, s'ha tingut en compte la normativa que es presenta a continuació:

Norma UNE-EN 61000-3-2 (2014): Correcció del factor de potencia.

2.3.2 Bibliografia i webgrafia

- [1] Robert W. Erickson and Dragan Maksimovic, "Fundamentals of Power Electronics", 2nd Edition.
- [2] Daniel W. Hart, "Electrónica de Potencia", Prentice Hall, 2001.
- [3] //www.endesavehiculoelectrico.com/ [Tipus de càrrega] 20/02/15.
- [4] //www.onsemi.com/PowerSolutions/product.do?id=NCP1654 [Arxius del NCP1654] 14/03/15.
- [5] Apunts d'Electrònica de Potència de la Universitat Rovira i Virgili.

- [6] [//www.cpqd.com.br/cadernosdetecnologia/Vol8_N2_jul_dez_2012/pdf/artigo7.pdf](http://www.cpqd.com.br/cadernosdetecnologia/Vol8_N2_jul_dez_2012/pdf/artigo7.pdf) [Corbes Ragone] 11/02/15.
- [7] [//electronics.howstuffworks.com/everyday-tech/lithium-ion-battery1.htm](http://electronics.howstuffworks.com/everyday-tech/lithium-ion-battery1.htm) [Bateria de ions de liti.] 22/02/15.
- [8] [//es.wikipedia.org/wiki/Convertidor_Boost](http://es.wikipedia.org/wiki/Convertidor_Boost) [Imatges de convertidor Boost] 10/03/15.

2.3.3 Programes de càlcul

PSIM 9.0.3

Eleccion.vi

2.3.4 Altres referències

2.3.4.1 Altres programes utilitzats

1. Microsoft office 2013 Professional
 - a. Word: Programa utilitzat per redactar el projecte
 - b. Excel: Programa utilitzat per realitzar taules i gràfiques del projecte
2. OrCAD Pspice 9.2
 - a. Orcad Capture: Programa utilitzat en el disseny de l'esquemàtic
 - b. Orcad Layout: Programa utilitzat en el disseny de la PCB

2.4 Definicions i abreviatures

TFG: Treball de fi de grau

LFR: Resistor lliure de pèrdues

f.d.p.: factor de potència

EV: Vehicle elèctric

HV: Vehicle híbrid

PHV: Vehicle híbrid endollable

PCB: Placa de circuit imprès

CCM: Mode de Conducció Continua

2.5 Especificacions i requisits de disseny

Per a la realització d'aquest projecte, s'han seguit les especificacions donades pel director del TFG, Àngel Cid Pastor. Així doncs, el convertidor que es vol dissenyar haurà de complir els següents requisits i paràmetres que es mostren en la següent taula.

Paràmetre	Símbol	Valor	Unitat
Tensió mínima d'entrada	V_{acLL}	85	V
Tensió màxima d'entrada	V_{acHL}	230	V
Freqüència de línia	f_{LINE}	50	Hz
Tensió de sortida nominal	V_{out}	400	V
Tensió màxima de sortida	$V_{out(max)}$	420	V
Potència màxima de sortida	P_{out}	1	kW
Freqüència de commutació	f_{SW}	60 / 65	kHz
Arrissat de la tensió de sortida	$V_{ripple(p-p)}$	20	V
Temps de la interrupció	$t_{hold-up}$	16	ms
Arrissat màxim de corrent a la bobina	$\Delta I_{L,max}$	20	%

Taula 1. Especificacions del carregador

Una altra especificació donada és la d'utilitzar el controlador compacte NCP1654 per realitzar el control del factor de potència.

2.6 Nocions teòriques

2.6.1 Bateries

La bateria es la component més important i amb major influència en els costos d'un EV. Avui en dia, els EV que hi ha en el mercat presenten principalment tres tecnologies de bateria: Plom, Níquel i Liti (amb diferents tecnologies).

2.6.1.1 Definició

Una bateria o acumulador elèctric és un dispositiu electroquímic que ens deixa emmagatzemar energia en forma química a partir del procés de càrrega de la bateria, i que pot ser alliberada posteriorment com a energia elèctrica en la descàrrega, mitjançant reaccions químiques reversibles durant els cicles de vida de cada bateria. En les bateries hi ha una o més cel·les, que estan formades per un elèctrode positiu (ànode), un elèctrode negatiu (càtode), i uns electròlits.

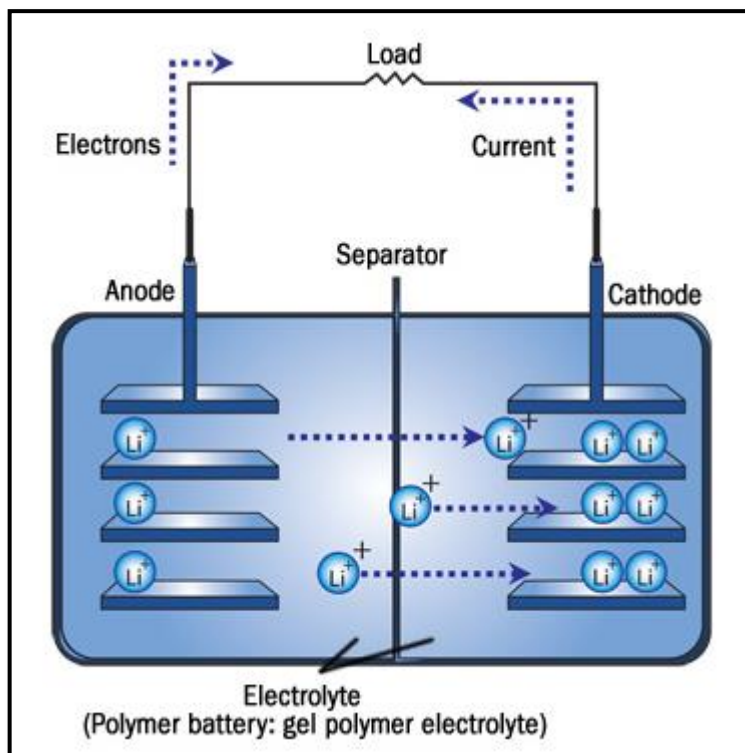


Figura 1. Mecanisme de descàrrega d'una bateria de ions de liti. [7]

Com podem veure a la figura, el Li està en forma iònica (Li^+) quan està carregat. En la descàrrega, el Li és alliberat en forma de Li^+ i migra al càtode. Aquest pas del ió és compensat amb el pas d'un electró en el circuit exterior de ànode a càtode.

2.6.1.2 Tipus de bateries

Ara passarem a veure els diferents tipus de tecnologies que ens podem trobar en les bateries elèctriques, que s'utilitzen en la fabricació dels VE avui en dia:

- Plom-àcid
- Níquel (cadmi o hidrur metàl·lic)
- Liti (ions o polímers)

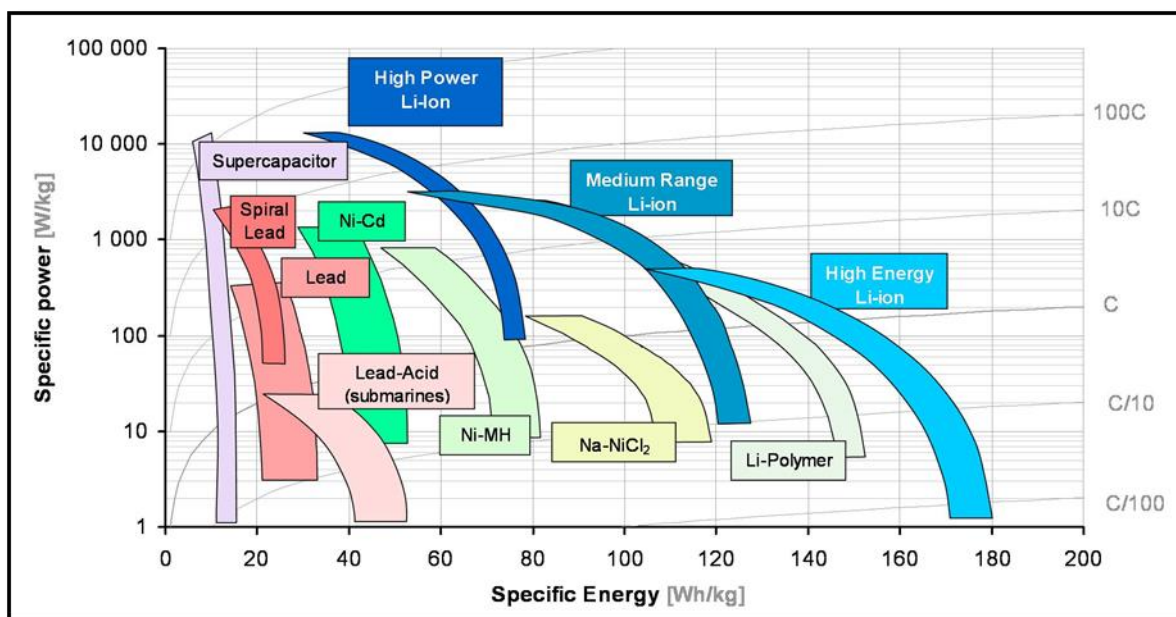


Figura 2. Corbes Ragone de les diferents tecnologies de bateries. [6]

A la figura podem veure el gràfic Ragone, utilitzat per comparar el rendiment de les diferents tecnologies en l'emmagatzematge d'energia.

Com podem observar, la tecnologia amb major densitat de potència màssica és el supercondensador. I els que tenen millors prestacions pel que fa a la densitat d'energia màssica són les bateries de ions de liti i polímers de liti.

2.6.1.2.1 Plom-àcid

Les bateries de plom-àcid són les més antigues. Estan formades per dos elèctrodes de plom, així que, quan el dispositiu està descarregat, la bateria es troba en forma de sulfat de plom II incrustat en una matriu de plom metàl·lic; l'electròlit és una dissolució d'àcid sulfúric.

Aquestes són les més comunes, que podem trobar en qualsevol cotxe al carrer. Aquestes bateries són fàcils de fabricar amb un cost baix. Però un dels inconvenients és que el plom no és un material lleuger i només té una densitat d'energia de 30 Wh/Kg amb pocs cicles de càrrega i descàrrega. A més, no admeten sobrecàrregues ni descàrregues a intensitats elevades, ja que afecten de manera molt negativa a la seva vida útil.

Les característiques més importants que ens podem trobar en aquesta tecnologia són:

Característiques	Valor	Unitat
Densitat d'energia màssica	40	Wh/kg
Densitat de potència màssica	180	W/kg
Densitat d'energia volúmica	60-75	Wh/l
Cicles de càrrega i descàrrega	500	Cicles
Eficiència energètica	82,5	%

Taula 2. Característiques de les bateries de Plom-àcid

2.6.1.2.2 Níquel-hidrur metàl·lic

Les bateries de níquel-hidrur metàl·lic utilitzen un ànode d'hidròxid de níquel i un càtode d'un aliatge d'hidrur metàl·lic. Aquestes bateries van sorgir de l'evolució de les de níquel-cadmi, ja que el cadmi és un metall pesat molt tòxic i que va ser prohibit per la Unió Europea.

Com podem observar en les taula de característiques de les bateries de níquel-cadmi i níquel-hidrur metàl·lic, els de hidrur metàl·lic tenen millor densitat de potència màssica i d'energia volúmica. A més, es veuen menys afectades per l'efecte memòria i segueixen sent unes bateries barates. Un altre problema que hi podem trobar és que la descàrrega a intensitats moderades, redueix de forma dràstica la seva vida útil.

Aquests tipus de bateries són utilitzades majoritàriament en satèl·lits i en alguns cotxes híbrids com el Toyota Prius.

Les característiques que ens podem trobar en aquestes bateries són:

Característiques	Valor	Unitat
Densitat d'energia màssica	60	Wh/kg
Densitat de potència màssica	150	W/kg
Densitat d'energia volúmica	50-150	Wh/l
Cicles de càrrega i descàrrega	1350	Cicles
Eficiència energètica	72,5	%

Taula 3. Característiques de la bateria de cadmi

Característiques	Valor	Unitat
Densitat d'energia màssica	80	Wh/kg
Densitat de potència màssica	500-1000	W/kg
Densitat d'energia volúmica	140-300	Wh/l
Cicles de càrrega i descàrrega	1350	Cicles
Eficiència energètica	70	%

Taula 4. Característiques de la bateria d'hidrur

2.6.1.2.3 Ions de liti o liti-ió

Les bateries de ions de liti estan formats per un ànode de grafit, càtode d'òxid de cobalt, trifilina o òxid de manganès i com electròlit utilitza una sal de liti que procura els ions necessaris per la reacció electroquímica reversible que es produeix entre el càtode i l'ànode. La major part dels EV i PHV del mercat utilitzen aquesta tecnologia com el Renault ZOE, Nissan Leaf, Audi R-8 o Ford Focus Electric.

Aquesta tecnologia presenta una gran densitat d'energia màssica i volúmica, permet acumular gran quantitat d'energia per unitat de massa i ocupa poc espai. A més, no tenen efecte memòria i podem arribar als 3.000 cicles de càrrega i descàrrega, amb una taxa de descàrrega molt baixa.

Un dels problemes que podem trobar en aquestes bateries és que en temperatures fredes no treballen bé, tenint així un rendiment inferior als de níquel-hidrur metàl·lic i poden escurçar la seva vida útil fins a un 25 %. A més, les majors reserves de liti es troben en països com Bolívia, Xile o Argentina, en els que extreure el liti suposen problemes a causa de les condicions geopolítiques.

Avui en dia el preu de les bateries oscil·la els 500 €/kWh i estan sent constantment millorades.

Les característiques més destacades de les bateries de ions de liti són:

Característiques	Valor	Unitat
Densitat d'energia màssica	160	Wh/kg
Densitat de potència màssica	2200	W/kg
Densitat d'energia volúmica	270	Wh/l
Cicles de càrrega i descàrrega	1500	Cicles
Eficiència energètica	90	%

Taula 5. Característiques de la bateria de Ions de Liti

2.6.1.2.4 Polímers de liti

Aquestes bateries deriven de les bateries de ions de liti. Les seves característiques són similars als dels ions de liti, però aquestes permeten una major densitat d'energia màssica i una taxa de descàrrega superior al tenir una densitat de potència màssica major als de ions de liti.

Una de les desavantatges que podem trobar en aquesta tecnologia és l'alta inestabilitat de les bateries si es sobrecarreguen o si la descàrrega es produeix per sota de cert voltatge.

Les principals característiques que hi podem trobar són les següents:

Característiques	Valor	Unitat
Densitat d'energia màssica	200	Wh/kg
Densitat de potència màssica	2600	W/kg
Densitat d'energia volúmica	270	Wh/l
Cicles de càrrega i descàrrega	1500	Cicles
Eficiència energètica	90	%

Taula 6. Característiques de la bateria de polímers de Liti

2.6.2 Tipus de recàrrega

Els tipus de recàrrega es coneixen com a recàrrega convencional o ràpida. La rapidesa de la recàrrega s'obté depenent del tipus de corrent elèctrica i els diferents nivells d'amperatge que afecta la potència elèctrica.

Hi ha tres tipus de recàrrega que són:

- Recàrrega convencional
- Recàrrega semi-ràpida
- Recàrrega ràpida

2.6.2.1 Recàrrega convencional

Aquesta recàrrega també s'anomena lenta, i dura aproximadament 8 hores amb 16 amperes i 230 volts. Això implica una potència entregada de 3.7 kW.



Figura 3. Endoll SAE J1772. [3]

2.6.2.2 Recàrrega semi-ràpida

La recàrrega semi-ràpida o accelerada, dura aproximadament 4 hores amb una intensitat de 32 ampers i 230 volts en AC. Per tant, la potència entregada en aquest punt són de 7.3 kW aproximadament. Aquesta recàrrega també la podem fer amb 50 ampers i 500 volts en DC amb una potència de 22 kW.

2.6.2.3 Recàrrega ràpida

La durada d'aquesta és de 15 minuts on es pot recarregar el 65 % de la bateria, amb una intensitat de 64 ampers i una tensió de 230 volts en AC. Amb una tensió de 500 V i 125 ampers en DC. Aquesta recàrrega es realitza amb una potència de 50 kW aproximadament.

2.6.3 El factor de potència

En un circuit de corrent alterna perfectament sinusoidal el factor de potència o f.d.p. és la relació que existeix entre la potència activa, P , i la potència aparent, $|S|$. Com podem veure el f.d.p. és el cosinus de φ del següent triangle de potències.

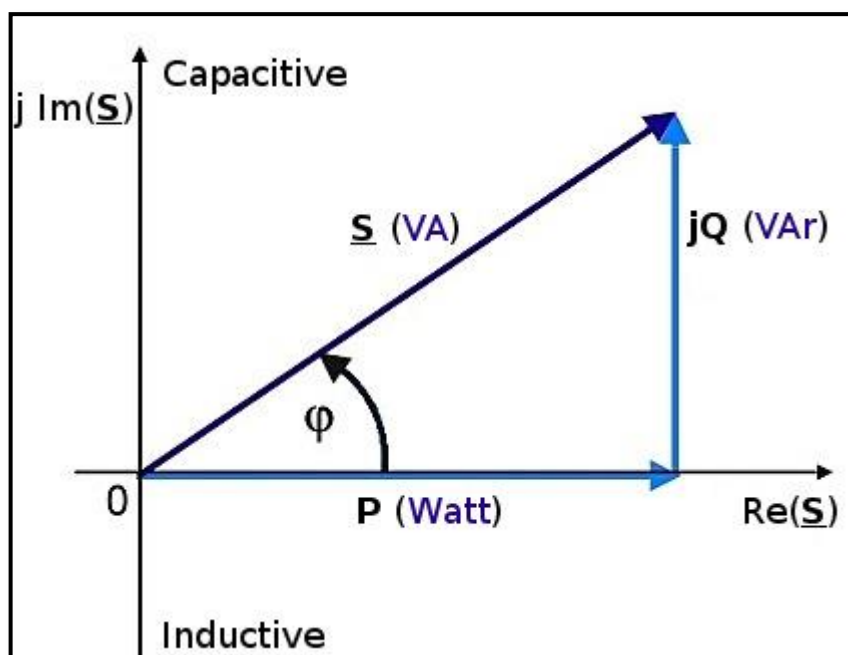


Figura 4. Triangle de potències (relació entre potències activa, aparent i reactiva)

Aplicant les raons trigonomètriques, obtenim les següents equacions:

$$\cos\varphi = \frac{P}{|S|} = f.d.p. \quad (1)$$

$$\sin\varphi = \frac{Q}{|S|} \quad (2)$$

A partir d'aquestes raons trigonomètriques i tenint en compte que la potència aparent és $S = V \cdot I$, podem saber el valor de la potència P i Q .

$$P = V \cdot I \cdot \cos\varphi \quad (3)$$

$$Q = V \cdot I \cdot \sin\varphi \quad (4)$$

On:

V és el valor eficaç de la tensió

I és el valor eficaç de la corrent

φ és el desfasament entre la tensió i la corrent

D'acord amb aquestes equacions, la potència activa o útil serà màxim quan el $\cos\varphi$ sigui 1, per tant, s'intentarà aconseguir que el $\cos\varphi$ sigui el més proper a 1, per utilitzar la potència activa i així tenir menys pèrdues d'energia.

2.6.4 Classificació dels convertidors

Un convertidor d'energia té com a finalitat la conversió d'energia elèctrica d'un format a un altre. Així doncs, els circuits electrònics de potència converteixen una forma d'ona d'un tipus o nivell a un altre, com poden ser les ones de corrent i tensió; és per aquest motiu que se'ls anomenen convertidors.

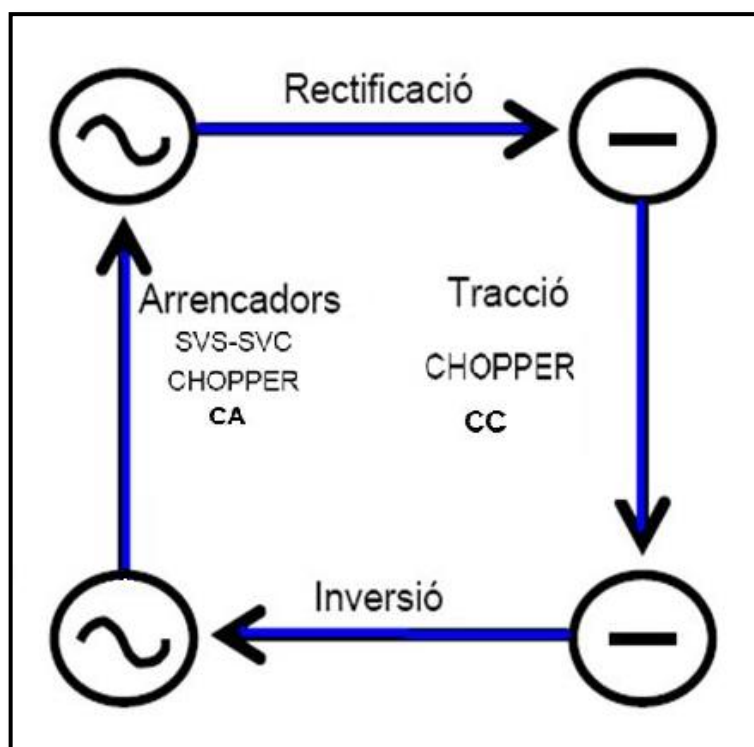


Figura 5. Classificació dels convertidors segons l'entrada i sortida

En aquest cas, classificarem els convertidors segons la relació que hi hagi entre l'entrada i la sortida:

- **ca-cc**

Aquest tipus de convertidors produeixen una sortida continua a partir d'una entrada alterna. La potència mitja passa d'un generador d'alterna a una càrrega de corrent continu. A aquest tipus de convertidors se'ls anomena rectificadors.

- **cc-ca**

En aquests tipus de convertidor la potència mitja passa del costat de corrent continu cap al costat de alterna. El convertidor cc-ca és anomenat inversor.

- **cc-cc**

El convertidor cc-cc s'utilitza quan una càrrega necessita una corrent o tensió continua específica, que és diferent a la del generador que té un valor de continua diferent o no regulada.

- **ca-ca**

Aquest convertidor s'utilitza per canviar l'amplitud o la freqüència d'una senyal alterna.

Els circuits convertidors poden treballar en diferents modes, depenent dels paràmetres de control i del circuit. Així doncs, el tipus de convertidor es determina mirant el sentit en la qual flueix la potència mitja.

2.6.5 Convertidor Boost

La topologia del convertidor boost fa que en la sortida s'obtingui una tensió continua major que la d'entrada. És un tipus de font commutada que està format per un "switch" semiconductor, que pot ser un MOSFET, IGBT o BJT; i un díode. A més, també conté elements que puguin emmagatzemar energia com els condensadors i les bobines, que milloren el rendiment del sistema actuant com filtres.

El circuit equivalent del convertidor Boost es representat a la Figura 6, on es considera que el condensador, C, és molt gran com per assimilar que la tensió de sortida, V_o , és constant o continua.

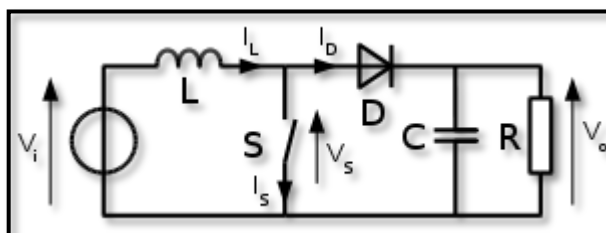


Figura 6. Convertidor elevador, Boost. [8]

L'interruptor funciona commutant amb un període constant (T) i un cicle de treball D . Aquest interruptor, per tant, consta de dos estats que donen lloc a dos modes de conducció anomenats M_1 i M_2 .

2.6.5.1 Mode de conducció discontinua M_1

Aquest mode de conducció discontinua succeeix en l'interval $0 < t < DT$, on el interruptor S està conduït (ON) i el díode D està polaritzat inversament.

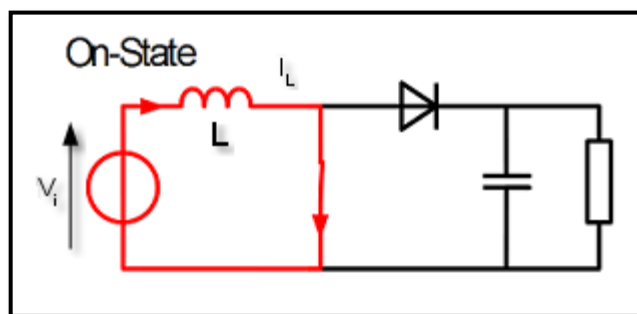


Figura 7. Conducció discontinua. [8]

El circuit d'aquest mode de conducció es pot veure representat a la figura 7, on l'inductor emmagatzema energia.

2.6.5.2 Mode de conducció contínua M_2

El mode de conducció contínua es dona lloc en l'interval $DT < t < T$, on l'interruptor S no condueix (OFF) i on el díode D condueix, gràcies a la força contra-electromotriu creada per la interrupció de la corrent en la bobina.

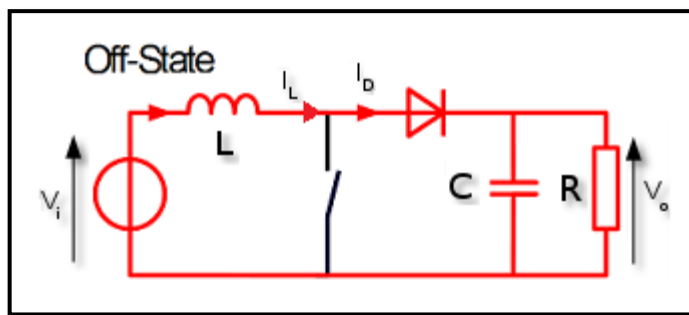


Figura 8. Conducció continua. [8]

Aquest mode està representat en la figura 8, on podem observar el MOSFET desactivat.

Observant la següent figura i tenint en compte que el valor mitjà en un període de la tensió de la bobina V_L és igual a 0, així doncs, podem deduir les següents equacions:

$$V_S \cdot D \cdot T - (V_0 - V_S) \cdot (1 - D) \cdot T = 0$$

$$\frac{V_0}{V_S} = \frac{1}{1 - D} \tag{5}$$

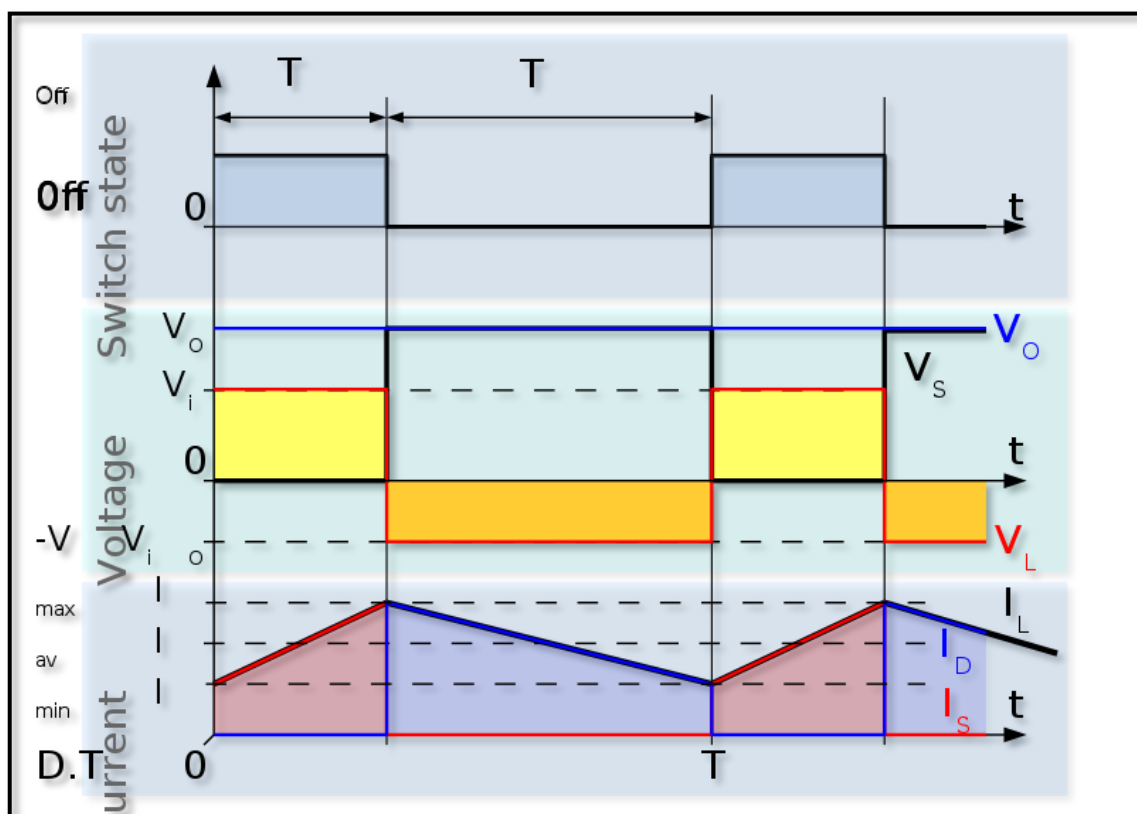


Figura 9. Formes d'ona de la corrent i voltatge d'un convertidor Boost en mode de conducció continu. [8]

En la figura 9 podem veure que $V_0 > V_S$, fet que ens indica que es tracta d'un convertidor elevador. La bobina té una resistència equivalent en sèrie que fa que el guany arribi al un màxim quan s'apropa a $D=1$ i per valors superiors a D , el guany baixa.

Tenint en compte que $P_S = P_0$, obtenim la següent equació $V_S \cdot I_S = V_0 \cdot I_0$ que ens implica:

$$I_0 = I_S \cdot (1 - D) \quad (6)$$

Així doncs, les equacions de la corrent en el dos modes de conducció són:

- Conducció discontinua:

$$\begin{aligned} I_S &= I_L \\ \frac{di_L}{dt} &= \frac{V_S}{L} \\ i_L &= I_1 + \frac{V_S}{L} \cdot t \end{aligned} \quad (7)$$

- Conducció continua:

$$\begin{aligned} \frac{di_L}{dt} &= -\frac{V_0 - V_S}{L} \cdot t \\ i_L &= I_2 - \frac{V_0 - V_S}{L} \cdot t \end{aligned} \quad (8)$$

2.6.6 Resistor lliure de pèrdues (LFR)

El resistor lliure de pèrdues, com el seu nom indica, és una resistència que no perd energia. En un LFR la potència absorbida a l'entrada es transmet a la font que alimenta el sistema, per tant, es poden crear utilitzant un convertidor de mode de commutació i un circuit de control.

Així doncs, es desitja que el rectificador monofàsic ideal presenti una càrrega totalment resistiva davant del sistema de corrent alterna, i per aquest motiu, tensió i corrent estaran en fase i tindran la mateixa forma d'ona. D'aquesta manera el corrent d'entrada " $i_{ac}(t)$ " serà proporcional al voltatge d'entrada aplicat " $v_{ac}(t)$ ".

$$i_{ac}(t) = \frac{v_{ac}(t)}{R_e} \quad (9)$$

El circuit equivalent pel port de corrent alterna d'un rectificador ideal és la resistència virtual R_e , que també es coneix com la resistència emula. Com podem veure la existència d'aquesta R_e no genera pèrdues d'energia.

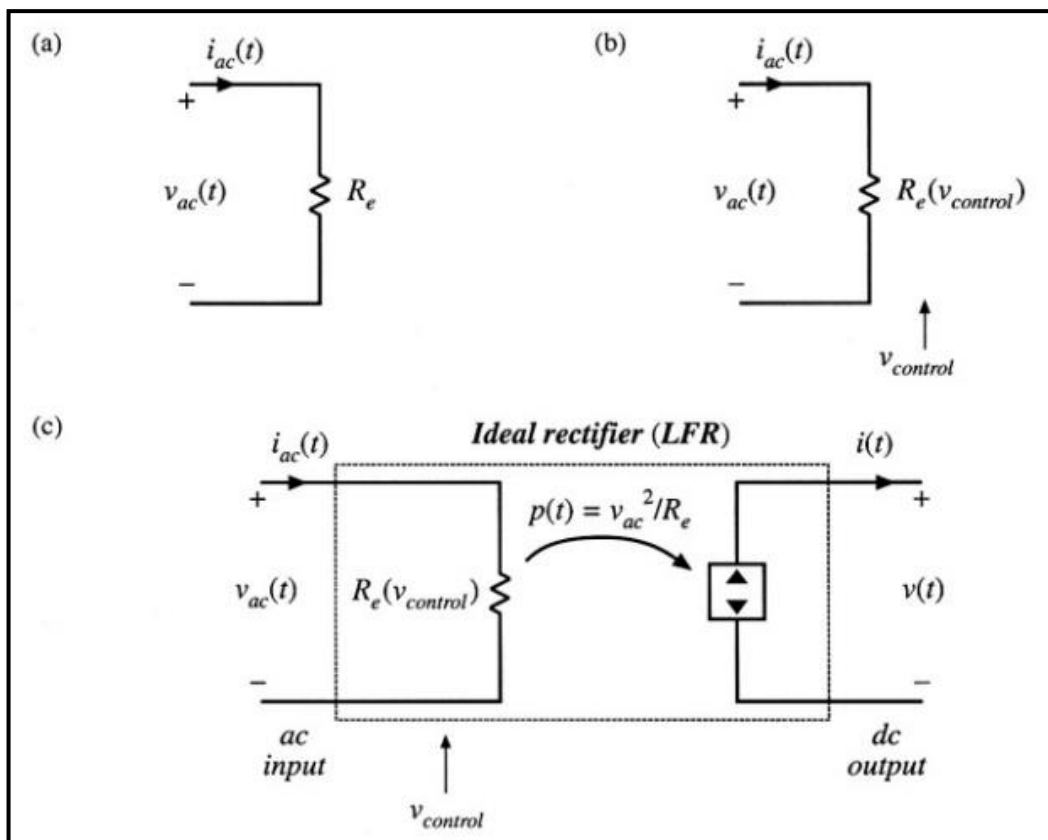


Figura 10. Desenvolupament del model del circuit equivalent del rectificador ideal: (a) emulació del resistor del port d'entrada; (b) el valor de la resistència emulada, i per tant del rendiment de processament de l'energia és controlable; (c) característica de la font d'energia del port de sortida, i del model complet. [1]

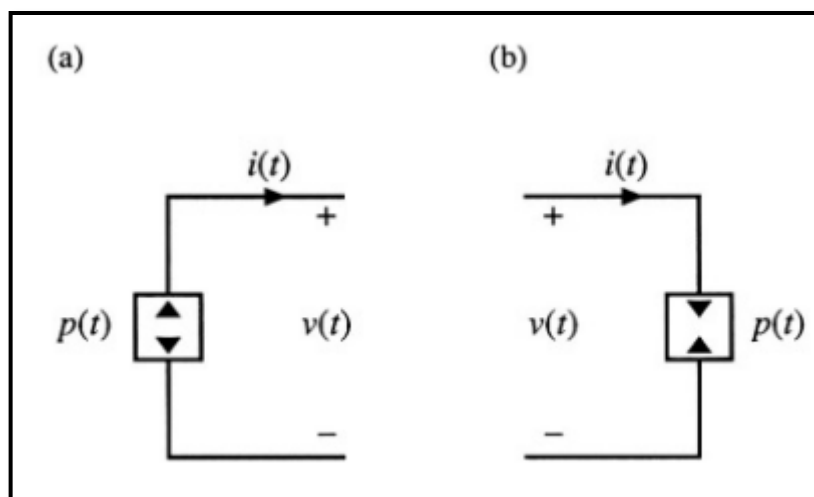


Figura 11. Font d'energia depenent: (a) símbol esquemàtic de la font d'energia; (b) símbol esquemàtic del consum de l'energia. [1]

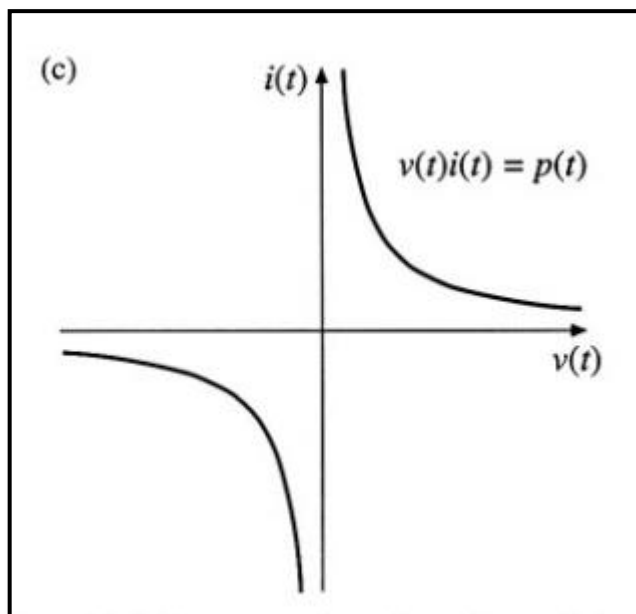


Figura 12. Font d'energia dependent: (c) $i - v$ característiques. [1]

La potència consumida per la resistència emulada “ R_e ” es transfereix al port de sortida de corrent continu del rectificador. La R_e modela com el rectificador ideal carrega el sistema d'alimentació de corrent alterna.

La regulació de la sortida es porta a terme mitjançant la variació de la resistència emulada, R_e , que ha de dependre d'un senyal de control, per a permetre la variació de la potència del rectificador, ja que la potència mitjana consumida per R_e es pot veure a la equació 9.

$$P_{av} = \frac{V_{ac,rms}^2}{R_e(V_{control})} \quad (10)$$

S'ha de tenir en compte els harmònics en un sistema variable en el temps. Per evitar la generació d'harmònics en quantitats significatives i la degradació del factor de potència, les variacions en R_e i en l'entrada del control han de ser lentes respecte a la freqüència de la corrent alterna de la línia. La potència instantània que passa per R_e ha de aparèixer en el port de sortida del rectificador.

$$p(t) = \frac{v_{ac}^2(t)}{R_e(V_{control}(t))} \quad (11)$$

Com podem veure a l'equació 10 el rendiment de la potència instantània només depèn de la $v_{ac}(t)$ i de l'entrada de control $V_{control}(t)$, que és independent de les característiques de la càrrega connectada al port de sortida. Per tant, el port de sortida es comporta com una font de potència constant, seguint la següent relació:

$$v(t) \cdot i(t) = p(t) = \frac{v_{ac}^2(t)}{R_e} \quad (12)$$

Com podem veure a la figura 10 (a) i a la figura 10 (c), el port de sortida es modela per una font que depèn de la potència instantània que passa per R_e .

Així doncs, en la figura 10 podem observar un model de dos ports del resistor lliure de pèrdues o LFR, on el seu port d'entrada compleix la llei d'ohm, i l'energia que entra pel port d'entrada es transmesa al port de sortida sense pèrdues d'energia.

Quan el port de sortida del LFR està connectat a una càrrega resistiva de valor R , la tensió (V_{rms}) i la corrent (I_{rms}) de sortida estan directament relacionats amb la tensió ($V_{ac,rms}$) i la corrent ($I_{ac,rms}$) d'entrada, amb les següents relacions:

$$\frac{V_{rms}}{V_{ac,rms}} = \sqrt{\frac{R}{R_e}} \quad (13)$$

$$\frac{I_{ac,rms}}{I_{rms}} = \sqrt{\frac{R}{R_e}} \quad (14)$$

2.7 Controlador NCP1654

El NCP1654 és un controlador per al mode de conducció continua (CCM) de factor de correcció de potència, de gran ajust previ als convertidors. El control es realitza sobre el temps de conducció del interruptor (PWM) amb un mode de freqüència fixat i una dependència de la corrent instantània de la bobina.

Situat en un encapsulat SO8 i disponible en tres versions de freqüència (65, 133 i 200 kHz), el NCP1654 integra les característiques d'una etapa de PFC compacte i robust. En aquest treball, la versió de freqüència escollida ha sigut de 65 kHz.

La realització del sensat de la corrent de l'inductor es fa mitjançant una resistència, de valor molt baix, situat al terra. Aquesta mesura pot suposar l'augment de la eficiència fins a un 1%. El NCP1654 incorpora un bloc de detecció de sortida per desactivar l'etapa de PFC si la tensió de línia és massa baixa. A més, la regulació de la tensió és més precisa.

En la següent figura podem veure els "pin connections" del NCP1654.

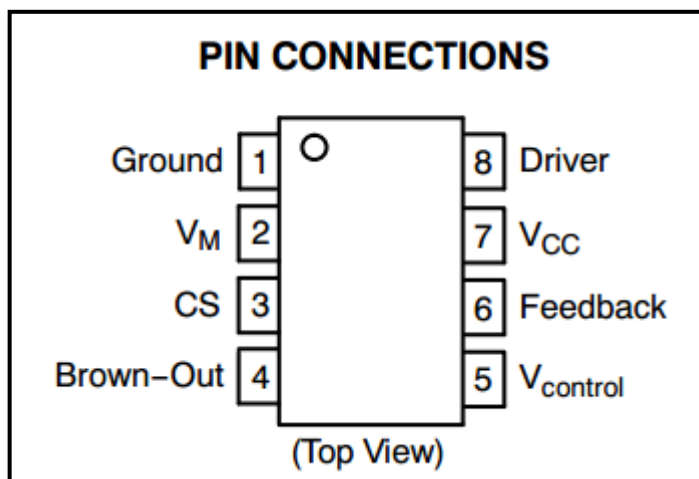


Figura 13. Connexions dels pins. [4]

PIN	Símbol	Nom	Funció
1	GND	Ground	Pin de massa
2	V_M	Multiplier Voltage	Aquest pin ofereix la tensió V_M per la modulació del cicle de treball del PFC
3	CS	Current Sense Input	Aquest pin ofereix una corrent ICS, proporcional al corrent de l'inductor I_L
4	V_{BO}	Brown-Out / In	El pin BO detecta un senyal de tensió proporcional a la tensió d'entrada mitjana, i si aquest està per sota de la V_{BO} s'apaga el controlador de sortida
5	$V_{control}$	Control Voltage / Soft-Start	El voltatge d'aquest pin controla directament la impedància d'entrada
6	V_{FB}	Feed-Back / Shutdown	Aquest pin rep un senyal de retroalimentació VFB que és proporcional a la tensió de sortida circuits PFC.
7	V_{CC}	Supply Voltage	Font de tensió positiva
8	DRV	Drive Output	Sortida del PWM

Taula 7. Característiques dels pins. [4]

Algunes de les característiques més importants que ens podem trobar en aquest controlador són:

- Compleix amb IEC 61000-3-2
- Mode de la conducció continua de la corrent mitja
- Resposta transitòria ràpida
- Pocs components externs
- Corrents molt baixes d'inici ($< 75 \mu A$)
- Corrents molt baixes d'apagada ($< 400 \mu A$)
- Baix consum de funcionament
- Porta integrat un oscil·lador de $65 kHz$
- Enclavament PWM de cicle a cicle per al control del cicle de treball
- Funció d'apagada

2.8 Desenvolupament del Circuit en PSIM

2.8.1 Introducció al PSIM

El PSIM és un programa utilitzat en la simulació i el disseny de l'electrònica de potència, motors, i sistemes dinàmics. El disseny en aquest resulta molt senzill, donat que disposa d'una interfície gràfica fàcil d'usar.

Per a la realització de les simulacions fetes del convertidor Boost en aquest projecte, s'ha utilitzat el PSIM 9.0.3.

2.8.2 Convertidor Boost en llaç obert

En aquest apartat simularem el convertidor Boost en llaç obert, per poder comprovar el correcte funcionament del circuit.

En la figura 14, observem l'esquema del convertidor en llaç obert, en el qual s'ha utilitzat una font d'ona quadrada per realitzar el control del MOSFET. Aquesta font farà treballar el MOSFET amb un cicle de treball de 50 %, i una freqüència de commutació 65 kHz. Amb aquest cicle de treball el valor de la tensió de sortida és el doble que el de l'entrada.

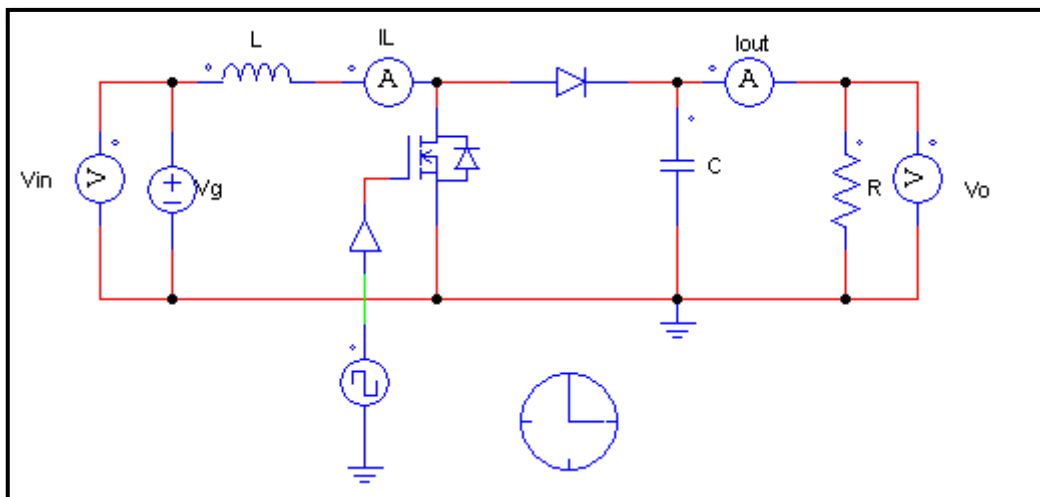


Figura 14. Esquema en PSIM del convertidor Boost en llaç obert.

En llaç obert realitzarem diferents simulacions per veure com treballa el convertidor a baixes potències. Així doncs, les simulacions, que es faran amb el PSIM, seran de 45.45 W i 181.81 W per a la potència de sortida.

2.8.2.1 Simulació amb una potència de 45.45 W

La simulació amb una potència de 45.45 W s'ha realitzat amb una tensió d'entrada de 50 V, un cicle de treball de 0.5 i una freqüència de commutació de 65 kHz, donada pel generador d'ones quadrades. En aquesta simulació s'ha utilitzat una càrrega purament resistiva de 220 Ω per dissipar la potència de la sortida.

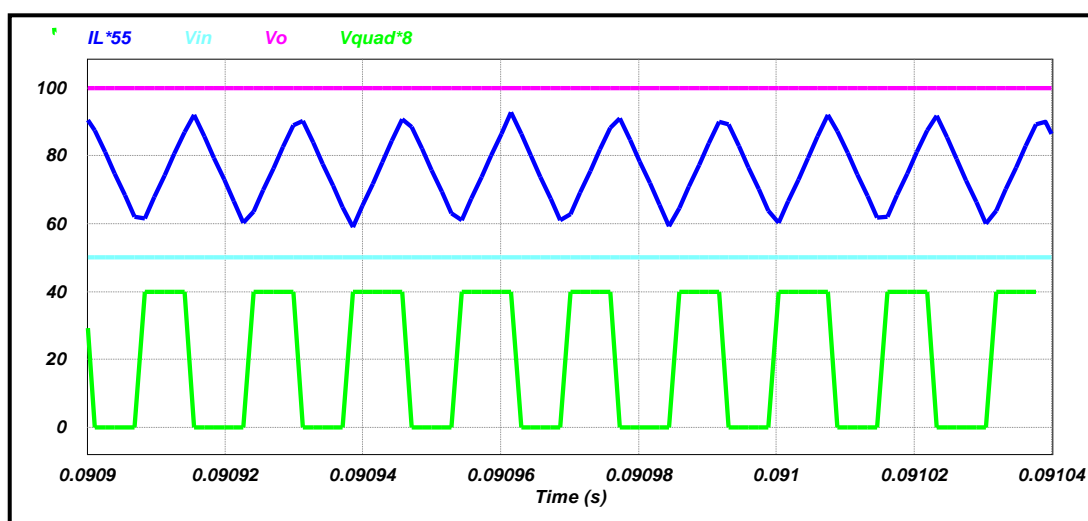


Figura 15. Simulació de les formes d'ona del convertidor Boost en llaç obert. La corrent de l'inductor està amplificada 55 vegades i en color blau. En color cian tenim representat la tensió d'entrada i en magenta la de sortida. Per últim s'ha representat la forma d'ona de la font quadrada amplificada 8 vegades en color verd.

En aquesta figura 15 podem veure que la tensió de sortida en color magenta de 100 V és el doble que el de l'entrada, aquesta relació ve donada pel cicle de treball de l'ona quadrada en color verd.

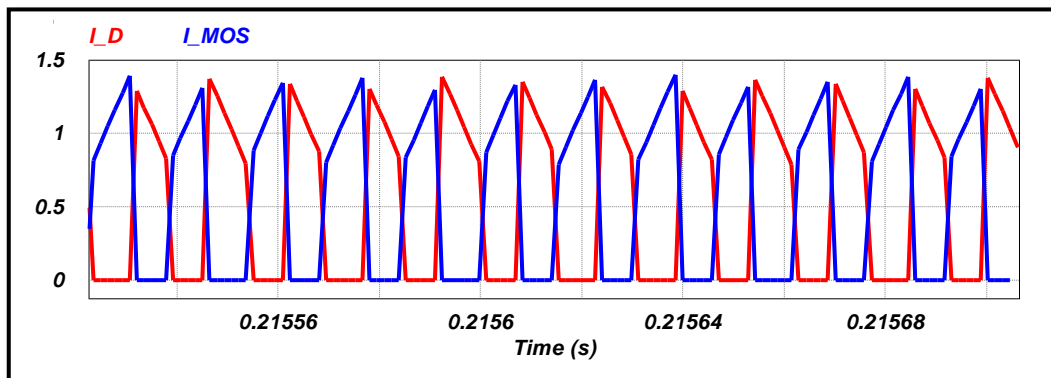


Figura 16. Simulació de les formes d'ona del convertidor Boost en llaç obert per una potència de 45.45 W. Corrent que travessa el díode en magenta, i corrent del MOSFET en blau.

En la figura 16, la suma de les corrents que passen pel díode i el MOSFET és igual a la corrent que travessa l'inductor de les figures 17, així complint la llei de nusos de Kirchoff.

$$I_L = I_D + I_{MOS} \tag{15}$$

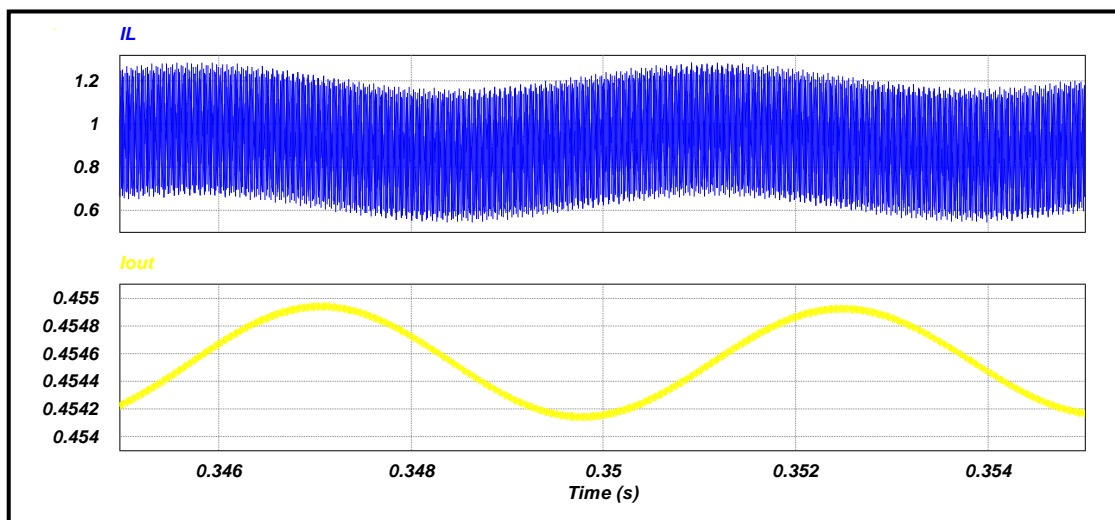


Figura 17. Simulació de les formes d'ona del convertidor Boost en llaç obert per una potència de 45.45 W. Corrent que travessa l'inductor en blau, i la corrent de sortida en groc.

RMS Value		
Time	From	4.7385226e-001
Time	To	4.7437098e-001
	IL	9.2723202e-001
	Iout	4.5440521e-001
	Vo	9.9969145e+001
	Vin	5.0000000e+001

Figura 18. Simulació de les formes d'ona del convertidor Boost en llaç obert per una potència de 45.45 W. Valors eficaços de la corrent de l'inductor, corrent de sortida, tensió d'entrada i tensió de sortida.

Amb els valors generats en la simulació podem calcular el rendiment del nostre convertidor Boost.

Sabent que:

$$P_{in} = I_{L(rms)} \cdot V_{in(rms)} \quad (6)$$

$$P_{in} = 0.93 \cdot 50 = 46.5 \text{ W}$$

$$P_{out} = I_{O(rms)} \cdot V_{O(rms)} \quad (17)$$

$$P_{out} = 0.45 \cdot 100 = 45.44 \text{ W}$$

Obtenim:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} \quad (18)$$

$$\eta = \frac{45.44 \text{ W}}{46.5 \text{ W}} = 0.9772$$

Així doncs, el nostre sistema, treballant amb una potència de 45.44 W, té un rendiment del 97.72 %.

2.8.2.2 Simulació amb una potència de 181.81 W

Aquesta simulació es realitza amb una potència de 181.81 W, una tensió d'entrada de 100 V, un cicle de treball de 0.5 i una freqüència de commutació de 65 kHz. La càrrega d'aquest sistema és una resistència de 220 Ω.

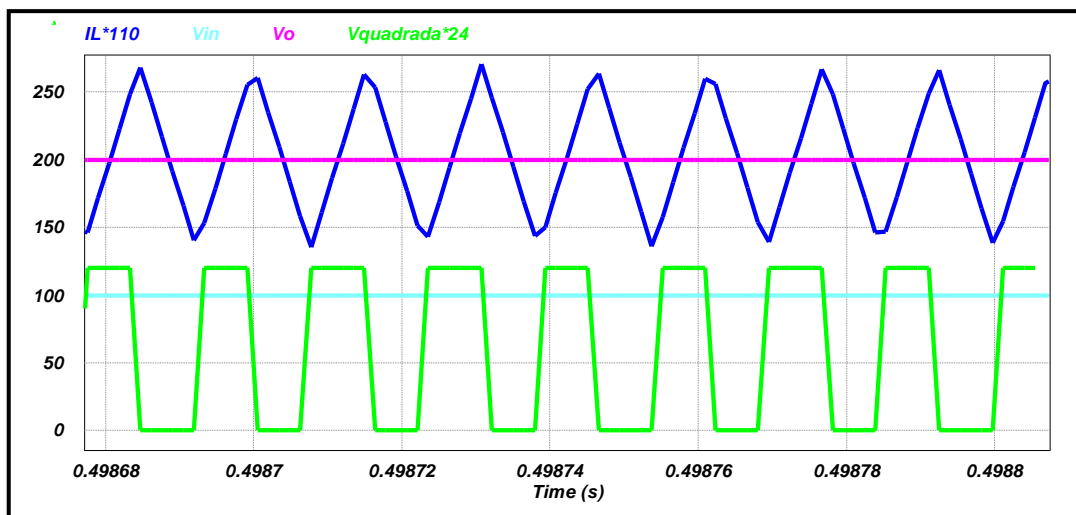


Figura 19. Simulació de les formes d'ona del convertidor Boost en llaç obert per una potència de 181.81 W. La corrent de l'inductor està amplificada 110 vegades i en color blau. Representat en color cian tenim la tensió d'entrada i en magenta la de sortida. La forma d'ona de la font quadrada està amplificada 8 vegades en color verd.

En aquesta figura podem veure el correcte funcionament del convertidor, ja que a la sortida del convertidor simulat obtenim 200 V amb una tensió d'entrada de 100 V. Aquests valors són correctes al fer treballar el sistema amb un cicle de treball del 50 % i una freqüència de commutació de 65 kHz. A la figura també podem observar com la corrent de l'inductor té una pendent ascendent, quan el MOSFET està treballant en DCM i l'inductor acumula energia, i una pendent descendent, quan el MOSFET treballa en CCM i l'inductor ha de cedir l'energia acumulada per mantenir la tensió de la sortida.

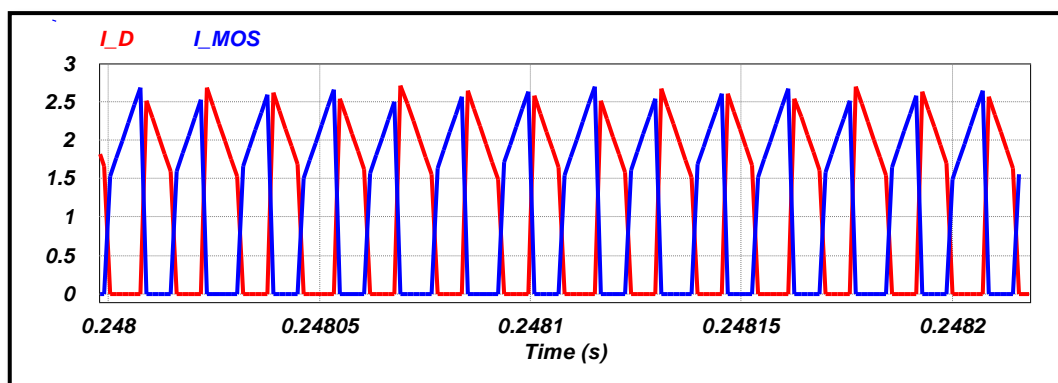


Figura 20. Simulació de les formes d'ona del convertidor Boost en llaç obert per una potència de 181.81 W. Corrent que travessa el díode en magenta, i corrent del MOSFET en blau.

Si comparem les dues figures on hi apareixen la corrent de l'inductor, podem adonar-nos que aquest valor augmenta degut a l'augment de la potència. En aquesta figura tornem a veure com es compleix la llei de nusos de Kirchhoff vista anteriorment.

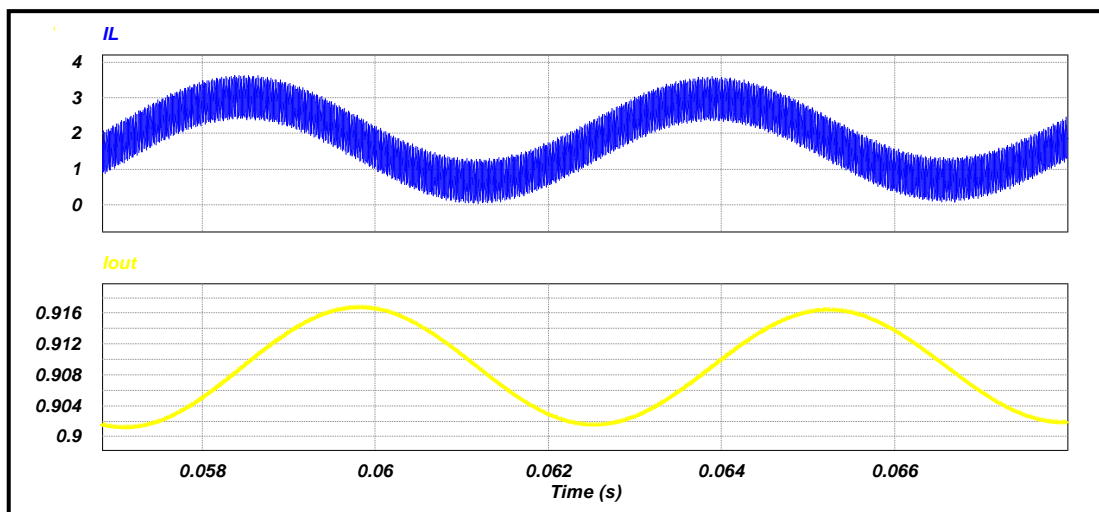


Figura 21. Simulació de les formes d'ona del convertidor Boost en llaç obert per una potència de 181.81 W. Corrent que travessa l'inductor en blau, i la corrent de sortida en groc.

RMS Value		
Time	From	4.9867614e-001
Time	To	4.9880834e-001
Vin		1.0000000e+002
Vo		2.0005224e+002
IL		1.8751341e+000
Iout		9.0932837e-001

Figura 22. Simulació de les formes d'ona del convertidor Boost en llaç obert per una potència de 181.81 W. Valors eficaços de la corrent de l'inductor, corrent de sortida, tensió d'entrada i tensió de sortida.

Per calcular el rendiment del sistema amb una potència de sortida de 181.81 W hem fet servir els valors obtinguts per la simulació.

Sabent que:

$$P_{in} = I_{L(rms)} \cdot V_{in(rms)} = 1.88 \cdot 100 = 187.51 \text{ W}$$

$$P_{out} = I_{O(rms)} \cdot V_{O(rms)} = 0.91 \cdot 200 = 181.87 \text{ W}$$

Obtenim:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{181.87 \text{ W}}{187.51 \text{ W}} = 0.9699$$

Per tant, el nostre sistema té un rendiment del 96.99 % treballant a una potència de 181.87 W.

2.8.3 Convertidor Boost en llaç tancat

Per realitzar la simulació del convertidor en llaç tancat s'ha utilitzat un circuit exemple que es troba al programa PSIM.

Aquest llaç només permet un control en l'inductor perquè la seva mitja estigui en fase amb la tensió d'entrada que ha estat rectificadada. El llaç utilitza un controlador PI, que

té associats un guany (K) i una constant d'integració (τ) que es calcularan en la **Memòria de Càlcul** més endavant.

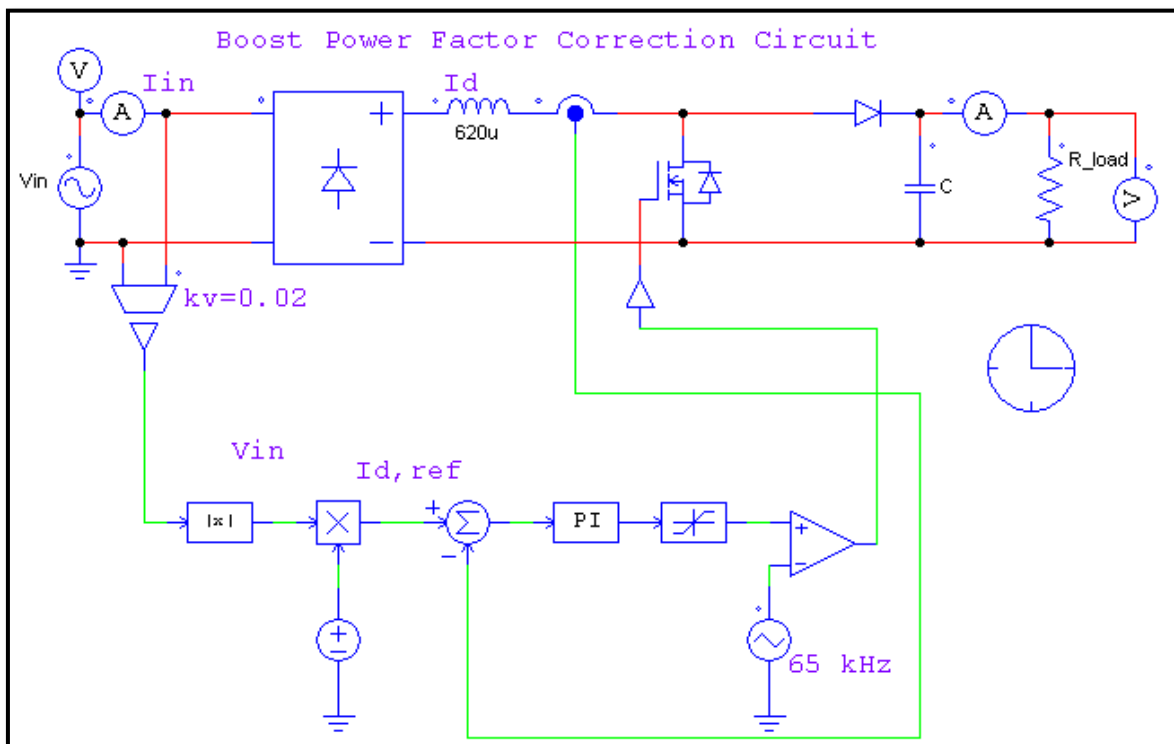


Figura 23. Esquema en PSIM del convertidor Boost en llaç tancat.

Els paràmetres utilitzats en la simulació d'aquest circuit han estat: una tensió de referència de 0.65 V, inductància de 620 μ H, capacitat de 300 μ F, ona triangular de 65 kHz i una càrrega de 242 Ω .

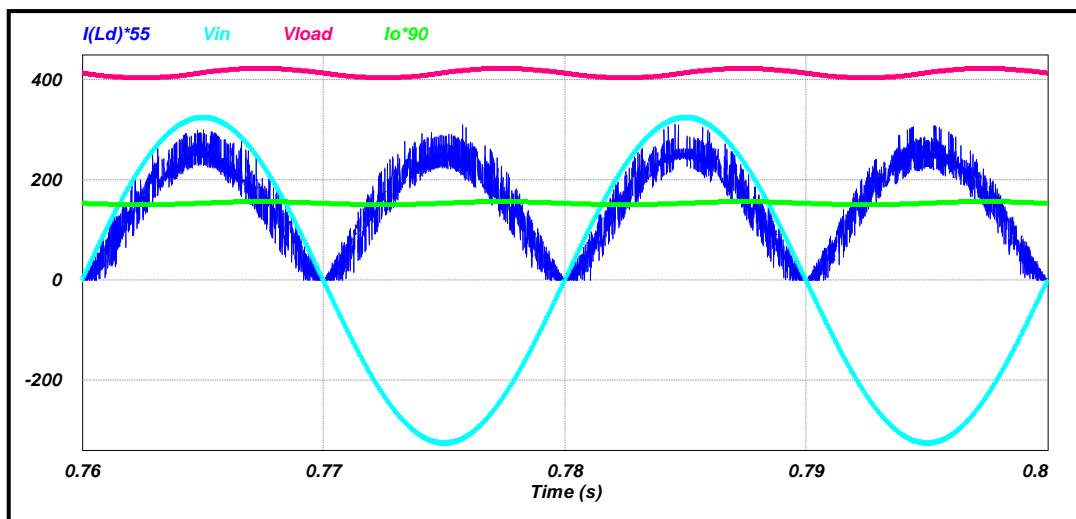


Figura 24. Simulació de les formes d'ona del convertidor Boost en llaç tancat per una potència de 700 W. La corrent de l'inductor està amplificada 55 vegades i en color blau. Representat en color cian tenim la tensió d'entrada i en magenta la de sortida. La corrent de sortida està amplificada 90 vegades en color verd.

En la figura observem com l'ona sinusoidal de 230 V de l'entrada és rectificadada en una tensió continua de 411 V i un rissat de pic a pic de 20 V aproximadament.

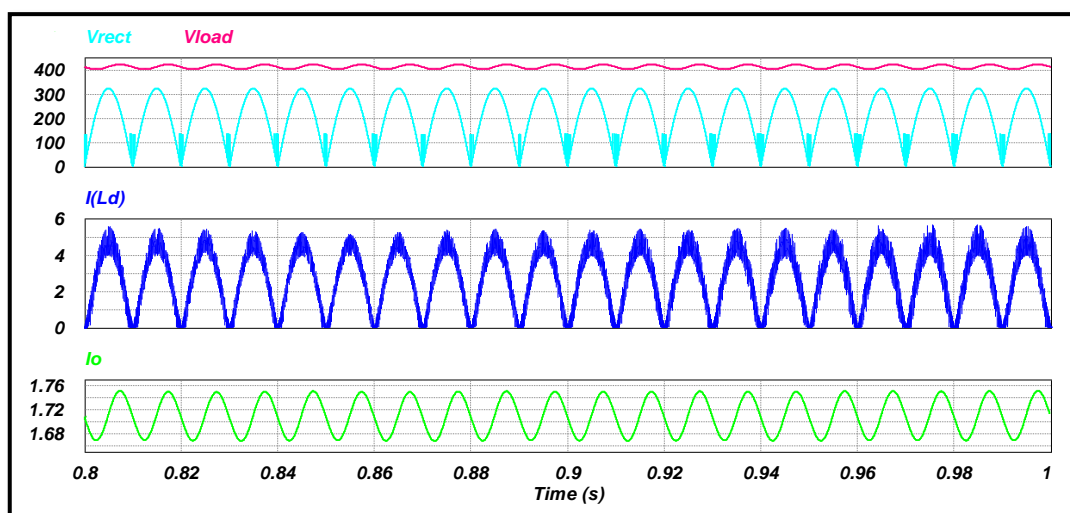


Figura 25. Simulació de les formes d'ona del convertidor Boost en llaç tancat per una potència de 700 W. Representat en color cian tenim la tensió d'entrada i en magenta la de sortida. La corrent de l'inductor està representat en color blau. La corrent de sortida està en color verd.

La corrent de sortida es pot observar al segon gràfic de la figura 25, aquesta té un valor de 1.7 A eficaços i un rissat de 83 mA aproximadament.

RMS Value		
Time	From	7.6920000e-006
Time	To	9.9999846e-001
Vload		4.1122821e+002
I(Ld)		3.1736878e+000
Vin		2.3000018e+002
Io		1.6992901e+000

Figura 26. Simulació de les formes d'ona del convertidor Boost en llaç tancat per una potència de 700 W. Valors eficaços de la corrent de l'inductor, corrent de sortida, tensió d'entrada i tensió de sortida.

Amb els valors generats per la simulació podem calcular el rendiment del nostre convertidor.

Sabent que:

$$P_{in} = I_{L(rms)} \cdot V_{in(rms)} = 3.17 \cdot 230 = 729.1 \text{ W}$$

$$P_{out} = I_{O(rms)} \cdot V_{O(rms)} = 1.7 \cdot 411.23 = 699.09 \text{ W} \approx 700 \text{ W}$$

Obtenim:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{699.09 \text{ W}}{729.1 \text{ W}} = 0.9588$$

Com hem vist el rendiment del nostre sistema en llaç tancat és del 95.88 %.

2.9 Disseny del Circuit en ORCAD

L'Orcad és un software utilitzat en la automatització del disseny electrònic, conegut també com a EDA. Aquest software es utilitza per crear esquemes elèctrics, que són utilitzats per la fabricació d'una placa de circuit imprès o Printed Circuit Board (PCB).

En el disseny del circuit s'ha utilitzat l'editor d'esquemes (OrCAD Capture) i el dissenyador de PCB (OrCAD Layout).

2.9.1 Orcad Capture

El Capture és un software per desenvolupar esquemes elèctrics mitjançant una interfície gràfica de símbols que formen el circuit gràfic.

Per crear l'esquemàtic del circuit necessitem crear un nou projecte i omplir alguns paràmetres com podem veure a la següent figura.

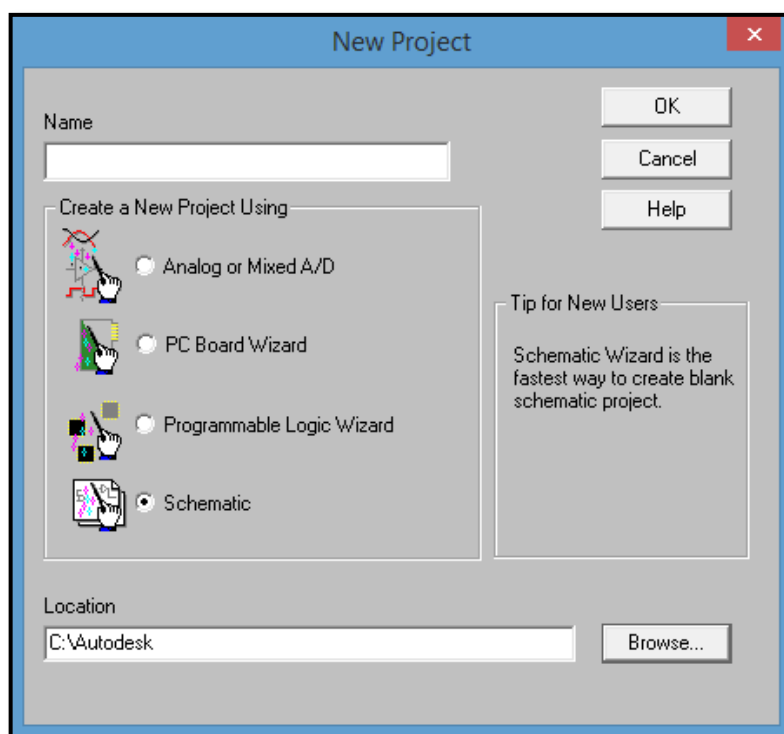


Figura 27. Creació del nou projecte

En aquesta finestra s'ha de escriure el nom del projecte, seleccionar la opció de Schematic i per acabar, s'ha de ficar la direcció on volem que es generi la carpeta on es guardaran els documents generats.

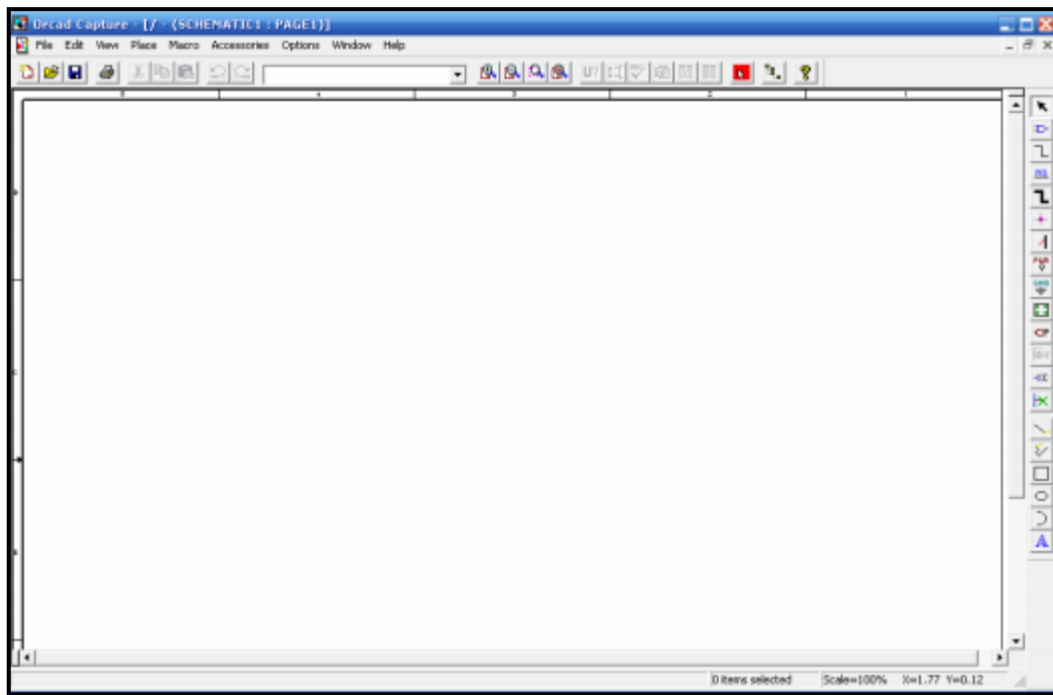


Figura 28. Esquemàtic en blanc

Després de crear el projecte, podem començar a dissenyar el circuit amb el menú de llibreries que ens apareix al pulsar en *place part*.

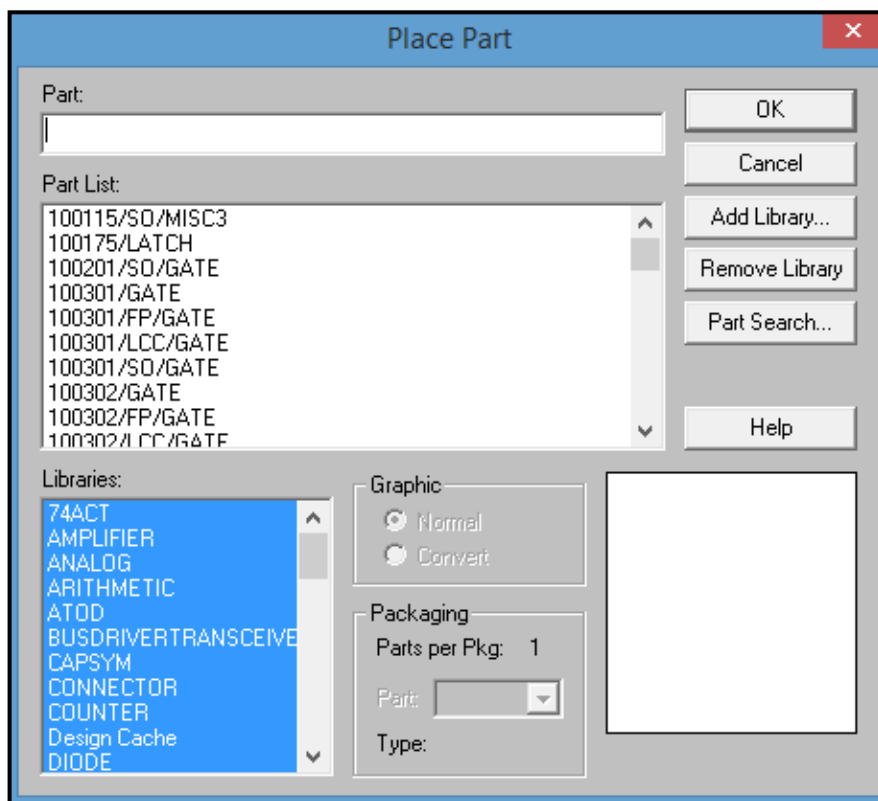


Figura 29. Llibreria de components

En aquestes llibreries hi podem trobar tots els components necessaris per a la creació del circuit. Si no troben alguna llibreria la podem afegir-la o crear-la.

Així doncs, una vegada es té totes les components al esquemàtic, s'han d'unir amb pistes utilitzant la instrucció *Wire*.

En l'esquemàtic del **Plànol 1** acabat, podem veure clarament la forma del convertidor Boost i la col·locació de test points per realitzar el sensat de la tensió als punts desitjats. El control del MOSFET es realitza mitjançant el controlador NCP1654, aquest genera una senyal quadrada que es fa passar per un altre driver anomenat MCP1407 abans d'arribar al MOSFET. Aquests dos xips s'alimenten amb fonts de tensió diferents com podem veure a l'esquemàtic. En el circuit també podem observar un sensor d'efecte Hall (LEM LA 25-NP) com a segona opció per realitzar el sensat de corrent, si no funciona el sensat amb la resistència paràsita (R_{sense}) al terra de circuit recomanat pel fabricant del NCP1654.

Al esquemàtic també podem veure que no s'ha ficat el pont de díodes per rectificar l'ona d'entrada, això es degut a que utilitzarem un pont de díodes extern al circuit.

Fent doble click als components del circuit podem veure les seves característiques, una de les més importants és el Footprint. El Footprint és la representació gràfica del component que ha de coincidir amb la realitat del component. Cada component ha de tenir un Footprint associat, i si un component no té cap s'ha de buscar un d'estàndard semblant o dissenyar-lo.

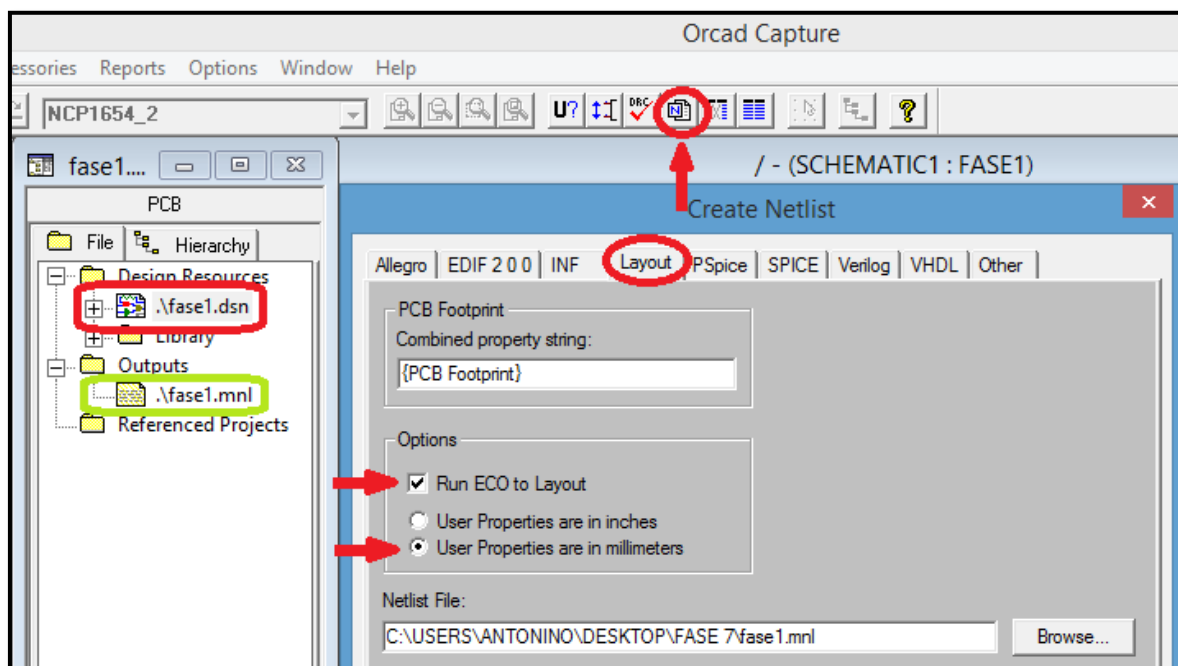


Figura 30. Creació del fitxer NETLIST: *.mnl

Un cop finalitzat el disseny de l'esquemàtic i de l'assignació dels Footprints a cada component, es passa a la creació dels fitxers de Capture que es necessiten en el Layout. Per crear aquest fitxer s'ha de marcar l'arxiu amb extensió .dsn i en Create netlist, on s'obre una finestra com la que podem veure en la figura 30. En aquesta s'ha d'escollir les opcions Run ECO to layout i User properties are in millimeters.

Amb aquests passos s'ha creat l'arxiu .mnl que es guarda en la carpeta Outputs com s'aprecia a la figura.

2.9.2 Orcad Layout

En el disseny del Layout s'ha utilitzat l'arxiu .mnl creat amb el Capture. Quan obrim aquest arxiu es crea un arxiu .MAX amb el mateix nom que el .mnl.

En el Layout resultant podem veure totes les components utilitzades en l'esquemàtic, aquestes components no estan ordenades. Així doncs, s'ha ordenat les components, intentant que estiguin lo més a prop possible i que les netlist no es creuen si no és estrictament necessari. Un cop ordenats, s'han de unir les components amb pistes de connexió creades manualment amb la instrucció *Add/Edit Route MODE*. Per a l'elaboració del circuit es fa servir una PCB de dos capes. La capa "Bottom" és utilitzada en tots els circuits, és la cara de soldadura. La cara "Top" utilitzada per a circuits de doble cara.

Un cop finalitzat el disseny en el Orcad Layout, podem visualitzar en la PCB resultant en el **Plànol 1**, on es troba la cara Top, i el **Plànol 2** on està la cara Bottom.

Per obtenir la PCB s'ha enviat l'arxiu .MAX generat a la universitat, aquesta ha fet la PCB amb l'ajuda d'una fresadora, podem observar la PCB en la **imatge 1** (cara Top) i la **imatge 2** (cara Bottom).

2.10 Construcció del Convertidor al laboratori

La construcció del convertidor i l'obtenció de resultats s'ha realitzat en el laboratori 4 d'electrònica situat a l'edifici S1.

Un cop realitzada la PCB, s'han començat a col·locar les components en els forats de la placa. Aquestes components s'han demanat prèviament a la universitat, als dos proveïdors que són RS i Farnell. La demanda es realitza amb un llistat de components guardats en un arxiu Excel.

A l'hora de soldar es segueix un ordre, aquest el defineix la mida de les components, per tant, s'ha començat a soldar les components de menor mida com poden ser les juntes, test points, resistències i condensadors de control. I per acabar, s'han soldat les de major mida com són el MOSEFET, el díode, el sensor d'efecte Hall, els condensadors de potència, l'inductor i els dissipadors de calor.

El tipus de soldadura que s'ha fet és una soldadura tova amb estany. Per fer una bona soldadura, els dos elements a soldar han d'estar nets de greix, òxid, i altres elements nocius.

A la **imatge 3** i la **imatge 4** podem veure la placa un cop totes les components han sigut soldades. En aquesta placa hem hagut de realitzar una sèrie de modificacions, perquè els resultats experimentals no van ser els desitjats.

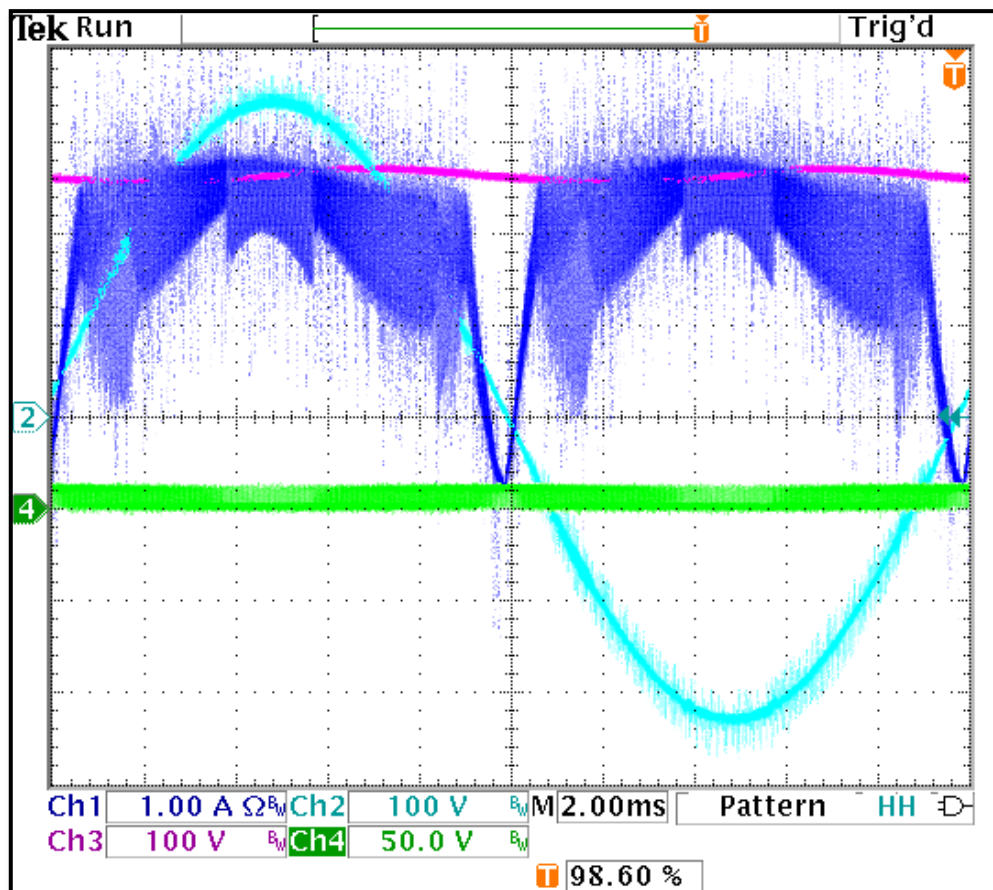


Figura 31. Formes d'ona del convertidor Boost en llac tancat. La corrent que travessa l'inductor està representat en color blau. La tensió d'entrada és dibuixat amb el color cian i la tensió de sortida amb magenta. La ona quadrada generada pel control es veu en verd.

En aquesta figura podem veure que la tensió no es correspon als valors esperats i, a més, la intensitat que travessa l'inductor està limitada per la potència d'entrada en el pin 2, on es troben connectats R_M i C_M . Tenint en compte aquestes dades i que el rang de la tensió eficaç d'entrada calculat per aquest cas es troba entre 230 V i 265 V, es va decidir tornar a fer el càlcul de les components per altres valors.

Al càlcul per a les components noves es va realitzar per un rang de valors per la tensió d'entrada entre 85 V i 265 V eficaços.

Amb la utilització d'aquests valors en el circuit es van obtenir els resultats que podem observar a la següent figura:

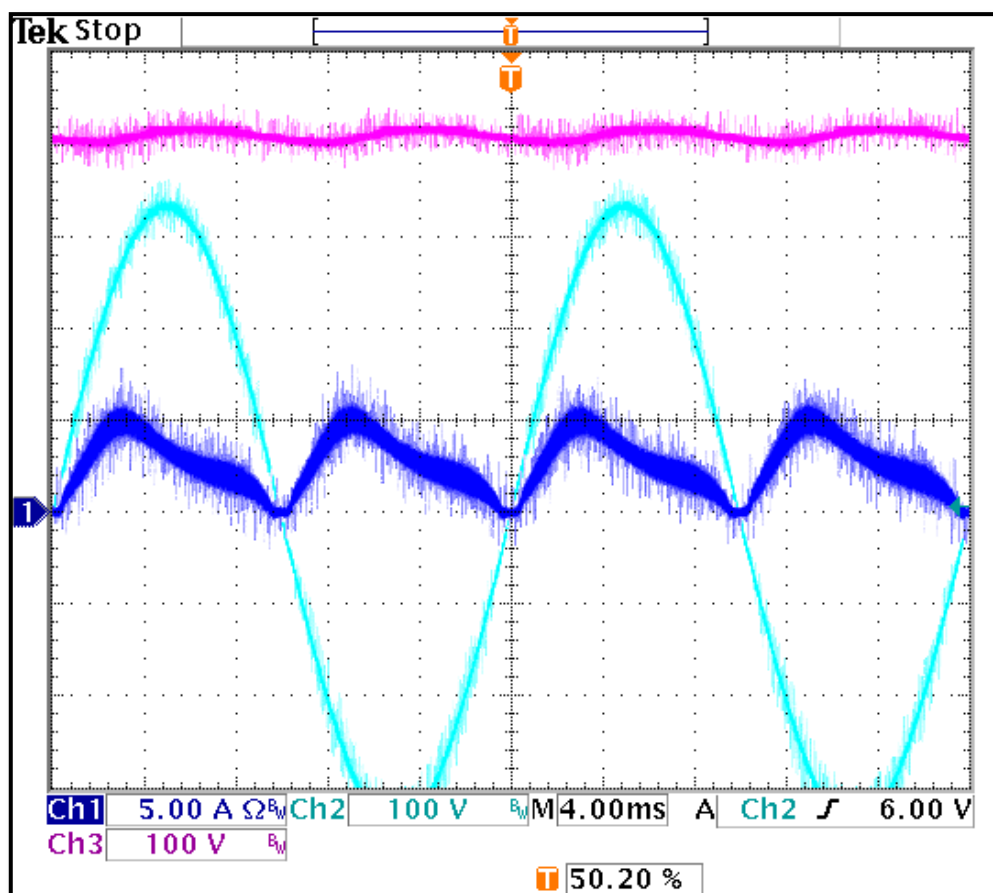


Figura 32. Formes d'ona del convertidor Boost en llaç tancat. La corrent que travessa l'inductor està representat en color blau. La tensió d'entrada és dibuixat amb el color cian i la tensió de sortida amb magenta.

En aquesta figura podem veure com la potència d'entrada ja no està limitada al poder treballar amb tensions i potències més baixes. En aquest cas la tensió de sortida s'assembla més a la tensió de sortida esperada de 400 V . Tenint en compte la corrent que travessa l'inductor en blau podem deduir que el convertidor no actua com s'esperava a les simulacions del PSIM. Aquesta forma d'ona es causada per culpa del llaç de tensió, aquesta actua ràpidament degut a que l'ample de banda de la corrent de $V_{control}$ es troba a una freqüència de 20 Hz .

És per aquesta raó, que s'ha tornat a calcular les components del pin 5, aquestes s'han calculat per un ample de banda de la corrent de $V_{control}$ amb una freqüència de 11.5 Hz , aquest càlcul ens va portar al canvi dels valors de les components associades al pin 5, que són R_Z , C_Z i C_P . Els valors obtinguts per aquesta freqüència són de $5\text{ k}\Omega$ per la R_Z , $3\text{ }\mu\text{F}$ per C_Z i 9 nF per C_P .

En aquest cas, no es disposen dels valors de les noves components calculades, i per aquest motiu, s'ha reutilitzat algunes components encarregades i d'altres trobades al laboratori, per combinar-les en sèrie o paral·lel per obtenir els valors calculats.

Amb aquestes modificacions els resultats experimentals han estat més satisfactoris, tenint en compte les simulacions realitzades al PSIM.

2.11 Obtenció dels resultats

En aquest apartat passarem a veure els resultats experimentals del nostre convertidor, els resultats que podrem observar més endavant són del convertidor treballant en laç obert i en laç tancat. Les formes d'ona representades als gràfics han estat impreses per l'oscil·loscopi *Tektronix TDS 3014C Digital Phosphor Oscilloscope*.

2.11.1 Convertidor Boost en laç obert amb una potència de 45.45 W

Per realitzar aquest experiment s'ha utilitzat un generador d'ones quadrades anomenat *Synthesized Function Generator GFG 2004*, que ens genera una ona amb una freqüència de 65 kHz i un cicle de treball del 50 %. L'alimentació del driver s'ha fet amb el aparell *TENMA 72-10505 Digital-Control DC Power supply 0-30V3AX2.5V3AX1*.

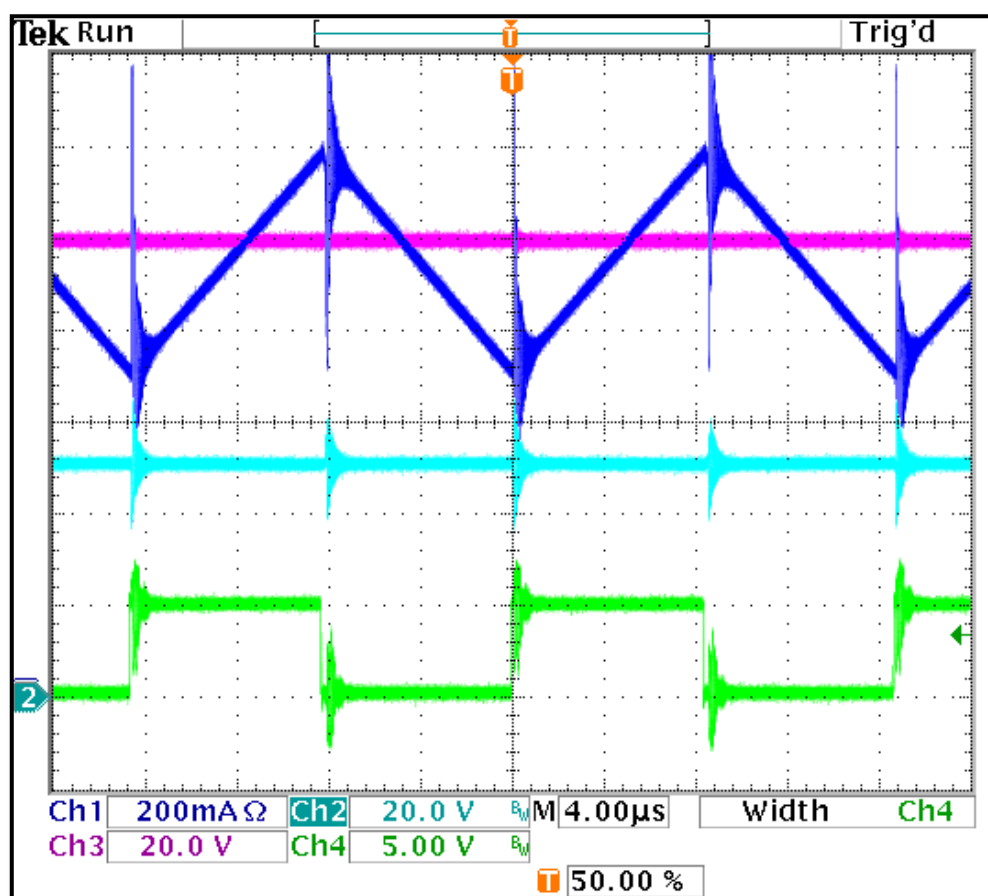


Figura 33. Formes d'ona del convertidor Boost en laç obert per una potència de sortida de 45.45 W. La corrent que travessa l'inductor està representat en color blau. La tensió d'entrada és dibuixat amb el color cian i la tensió de sortida amb magenta. L'ona quadrada del generador de funcions es veu en verd.

En la figura 33, podem veure en blau la suma de les corrent que travessen el díode i el MOSFET. La corrent del díode en l'estat OFF és de pendent negativa, degut a la descarrega de l'inductor per donar la seva energia al condensador i la càrrega de sortida. La corrent que passa pel MOSFET en l'estat ON té una pendent positiva perquè l'inductor s'està carregant. Els valors d'aquesta forma d'ona són semblants als simulats en PSIM.

La tensió de sortida en magenta té un valor de 100 V, que és el doble que la d'entrada en cian. Aquest valor de tensió de sortida és degut a que el cicle de treball és del 50 % de l'ona quadrada representada en verd.

2.11.2 Convertidor Boost enllaç obert amb una potència de 181.81 W

Per realitzar aquest experiment, s'ha tornat a utilitzar el generador d'ones quadrades amb els mateixos paràmetres explicats en l'apartat anterior. La variació que es fa en aquesta prova és que la potència de sortida té un valor aproximat de 181 W amb una tensió d'entrada de 100 V.

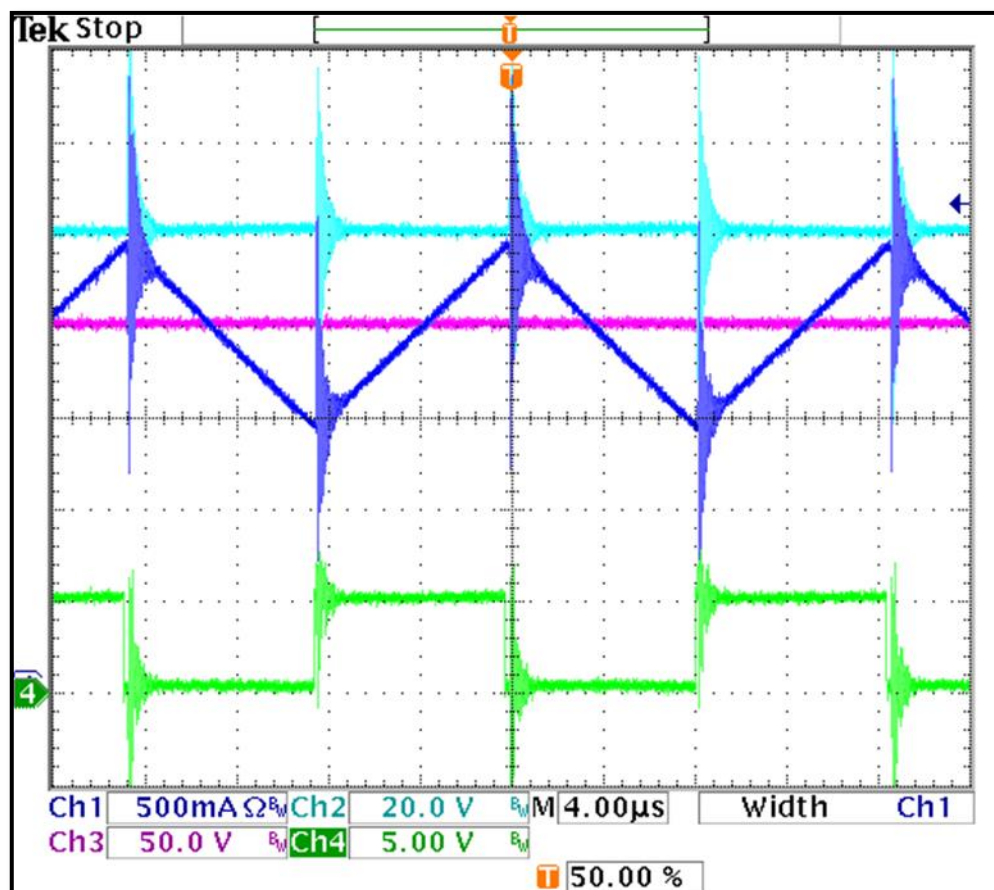


Figura 34. Formes d'ona del convertidor Boost enllaç obert per una potència de sortida de 181.81 W. La corrent que travessa l'inductor està en color blau. En cian està representat la tensió d'entrada i la tensió de sortida amb magenta. L'ona quadrada del generador de funcions es veu en verd.

En color cian observem la tensió d'entrada i en magenta la tensió de sortida que té un valor de 200 V, valors compatibles amb la simulació realitzada en PSIM.

En color verd tenim l'ona quadrada generada pel generador de funcions, aquesta activa i desactiva el MOSFET.

I en blau, tornem a tenir la corrent que travessa l'inductor. Amb pendent positiva en l'estat ON i amb pendent negativa en l'estat OFF.

2.11.3 Convertidor Boost enllaç tancat amb una potència de 700 W

En aquest experiment s'ha utilitzat l'aparell *AMREL eLoad PLA4K-600-200-1* com a càrrega resistiva i el *PACIFIC SmartSource 118-ACX* com a font de tensió de l'entrada.

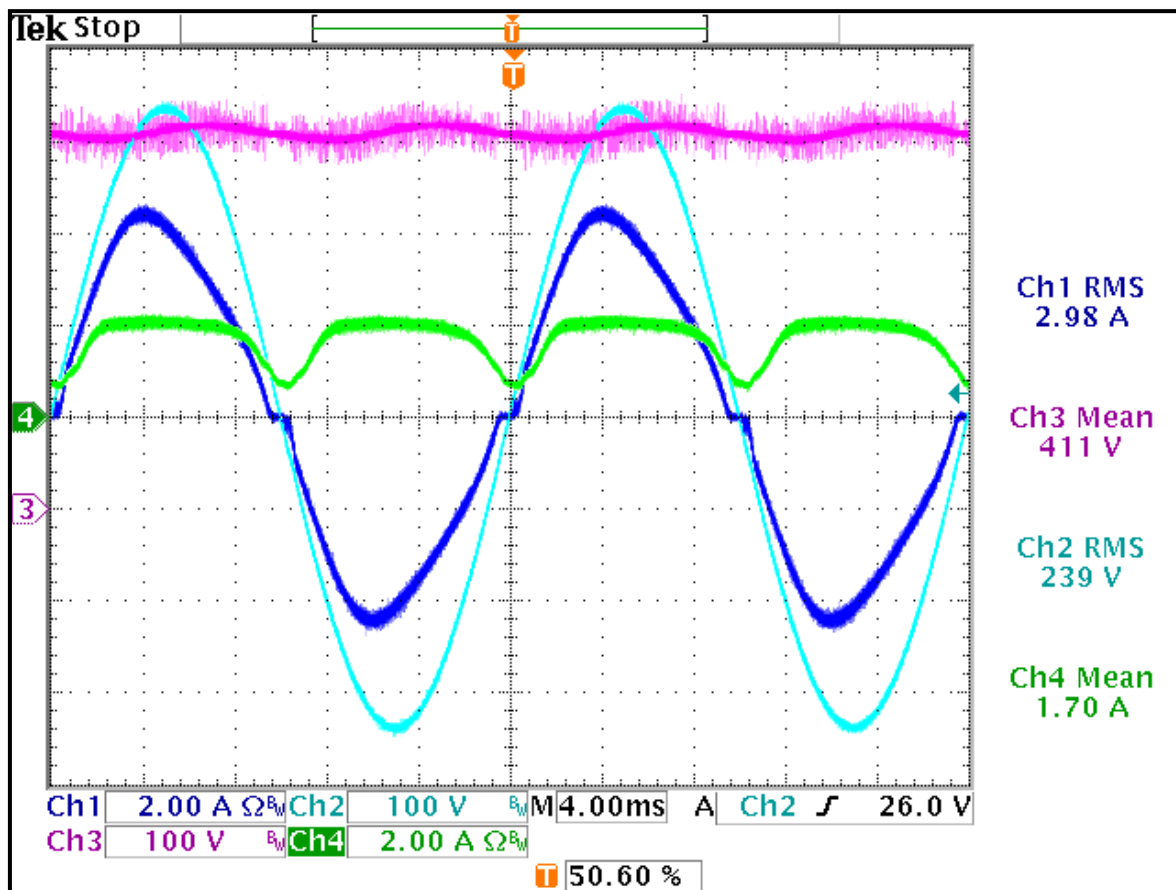


Figura 35. Formes d'ona del convertidor Boost en llaç tancat per una potència de sortida de 700 W. La corrent que travessa l'inductor està representat en color blau. La tensió d'entrada és dibuixat amb el color cian i la tensió de sortida amb magenta. La corrent que travessa la càrrega es veu en verd.

En aquesta figura podem veure en cian la tensió d'entrada amb un valor de 239 V eficaços, i en fase a aquesta, la corrent que travessa l'inductor en blau amb un valor de 1.70 A eficaços. Aquestes formes d'ona són semblants als simulats en el PSIM per uns valors semblants.

En magenta poden veure la tensió de sortida amb un valor mitjà de 411 V, aquest valor es troba dins del rang de valors de la tensió de sortida que és troba entre 400 V i 420 V.

I en color verd observem la corrent que travessa la càrrega resistiva, aquesta té un valor mitjà de 2.98 A. La forma d'ona d'aquesta corrent no correspon a les formes simulades, donat que aquesta no és totalment contínua.

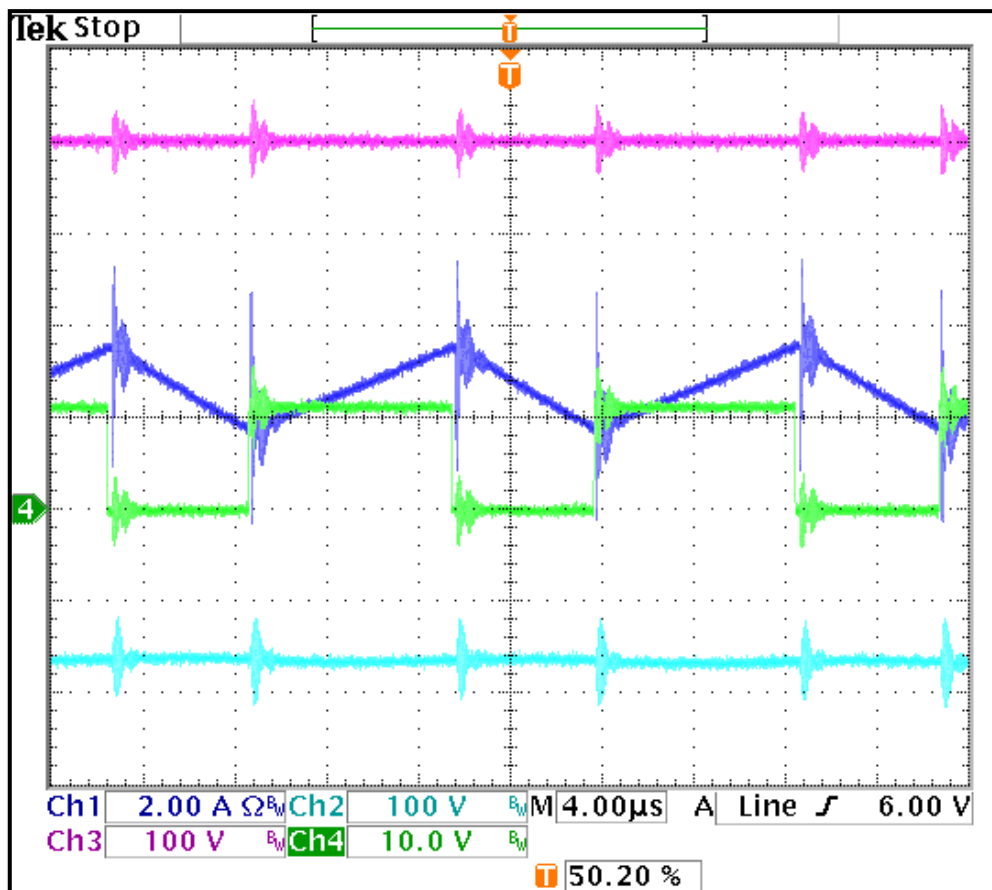


Figura 36. Formes d'ona del convertidor Boost en llaç obert per una potència de sortida de 700 W. La corrent que travessa l'inductor està representat en color blau. La tensió de sortida està representat en magenta i en cian la tensió d'entrada. L'ona quadrada del generador de funcions es veu en verd.

En aquesta figura podem veure amb més detall la corrent de l'inductor en color blau i la senyal quadrada en color verd que arriba al drenador del MOSFET. La corrent té un pendent positiu en l'estat ON, on l'inductor emmagatzema energia. La corrent mostra un pendent negatiu en l'estat OFF, on l'inductor és descarrega per donar corrent al condensador de sortida.

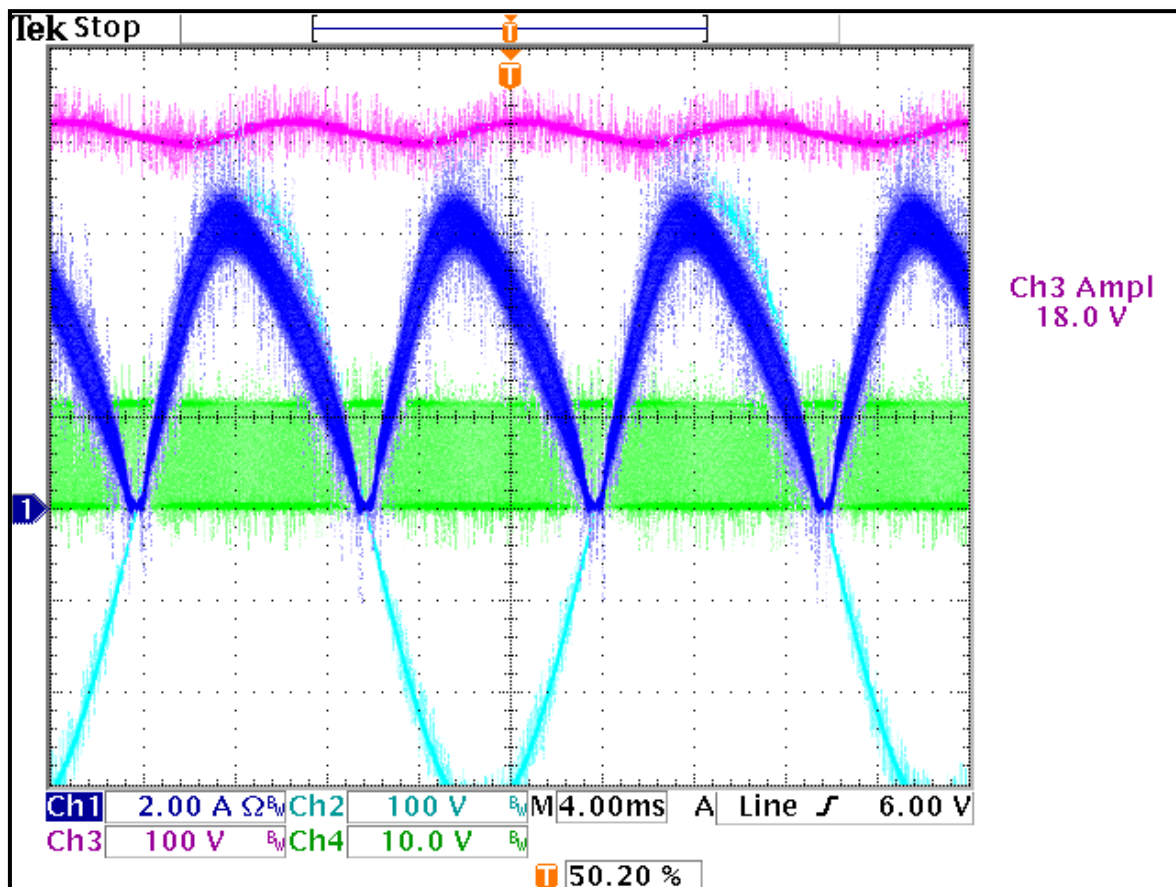


Figura 37. Formes d'ona del convertidor Boost en llaç obert per una potència de sortida de 700 W. La corrent que travessa l'inductor està representat en color blau. La tensió de sortida està representat en magenta i en cian la tensió d'entrada. L'ona quadrada del generador de funcions es veu en verd.

Aquesta figura ens ofereix el rissat que existeix en la tensió de sortida, el rissat de pic a pic té un valor de 18 V, aquest valor és correcte degut a que s'ha calculat el circuit per obtenir un rissat de pic a pic de 20 V.

Amb els resultats obtinguts en aquest experiment podem realitzar el càlcul aproximat del rendiment del nostre sistema. El valor mitjà de la tensió de sortida i de la corrent de sortida s'utilitzaran com si fossin els valors eficaços perquè es consideren continus.

Amb aquests valors experimentals podem calcular el rendiment del nostre convertidor Boost.

Sabent que:

$$P_{in} = I_{L(rms)} \cdot V_{in(rms)} = 2.98 \cdot 239 = 712.22 \text{ W}$$

$$P_{out} = I_{O(rms)} \cdot V_{O(rms)} = 1.7 \cdot 411 = 698.7 \text{ W} \approx 700 \text{ W}$$

Obtenim:

$$\eta = \frac{P_{out}}{P_{in}} = \frac{698.7 \text{ W}}{712.22 \text{ W}} = 0.9810$$

El rendiment del nostre circuit utilitzant el controlador NCP1654, és aproximadament del 98.1 % amb les característiques indicades en aquest experiment.

2.12 Conclusions

En la realització d'aquest projecte s'ha dissenyat i s'ha implementat un convertidor Boost que actua com un carregador de bateries per un vehicle elèctric. El convertidor utilitza un control PWM donat pel controlador de PFC del NCP1654. El control utilitzat fa que el convertidor actuï com un resistor lliure de pèrdues.

En el disseny s'ha estudiat el convertidor Boost i els paràmetres per realitzar el control del circuit. Un cop finalitzat l'estudi del circuit, s'ha passat a la simulació en PSIM. Les simulacions realitzades han estat en llaç obert i llaç tancat, per veure el comportament ideal del convertidor.

Amb les components necessàries per la implementació del circuit calculades, s'ha implementat l'esquemàtic i posteriorment el Layout, per imprimir el circuit. Amb la PCB acabada, s'ha començat a muntar el circuit amb les components.

En el laboratori s'han obtingut resultats experimentals del circuit en llaç obert i amb el funcionament del control en llaç tancat. Aquests s'han comparat amb els simulats.

I per acabar, els objectius proposats al principi en la memòria, s'han complert pas a pas. Els resultats experimentals han estat satisfactoris perquè els valors i les formes d'ona s'aproximen als simulats.



UNIVERSITAT
ROVIRA I VIRGILI

Departament d'Enginyeria Electrònica Elèctrica i Automàtica

Disseny d'un carregador de bateries per un vehicle elèctric

3 Memòria de Càlcul

Titulació: Graduat en Enginyeria Elèctrica

AUTORS: Antonino Favian Gonzales.

DIRECTORS: Àngel Cid Pastor.

DATA: Setembre - 2015.

3.1 Disseny dels components del Boost

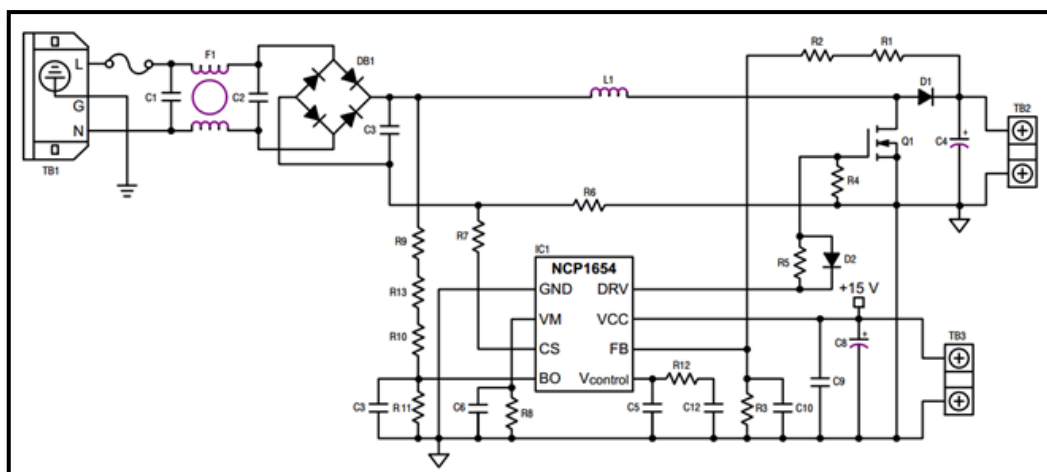


Figura 38. Esquema del convertidor Boost sense el Driver MCP1407. [4]

En el disseny d'aquest convertidor s'ha fet servir els requisits de disseny expressats en la Taula 1.

3.1.1 Valor de la càrrega resistiva

El càlcul de la càrrega resistiva que hem de ficar a la sortida del convertidor es realitza utilitzant la potència de sortida i la tensió nominal de sortida.

Si tenim que:

$$P_{out} = \frac{V_o^2}{R} \quad (7)$$

Aïllant R, obtenim:

$$R = \frac{V_o^2}{P_{out}} = \frac{(400 \text{ V})^2}{1 \text{ kW}} = 160 \Omega$$

3.1.2 Disseny de l'inductor

Per dur a terme el disseny de l'inductor, es tindrà en compte els requisits donats com el rissat de corrent, la potència de sortida, la freqüència de commutació i la tensió mínima d'entrada, per assegurar el règim de conducció continu.

Tenint en compte que:

$$I_L = \frac{P_{out} \cdot \sqrt{2}}{V_{in(min),rms}} \quad (20)$$

$$I_L = \frac{1000 \cdot \sqrt{2}}{230} = 10\sqrt{2} = 6.15 \text{ A}$$

$$\Delta I_L = 0.32 \cdot I_L = 0.32 \cdot \frac{P_{out} \cdot \sqrt{2}}{V_{in(min),rms}} = 0.2 \cdot \frac{1000 \cdot \sqrt{2}}{230} = 1.97 \text{ A}$$

I calculant el cicle de treball, D:

$$D = 1 - \frac{V_{in(min),rms} \cdot \sqrt{2}}{V_{out(min)}} \quad (21)$$

$$D = 1 - \frac{230 \cdot \sqrt{2}}{420} = 0.2253$$

Obtenim que la inductància mínima necessària és:

$$L = \frac{V_{in(min),rms} \cdot \sqrt{2} \cdot D}{\Delta I_L \cdot f_s} \quad (22)$$

$$L = \frac{230 \cdot \sqrt{2} \cdot 0.2253}{1.97 \cdot 60000} = 620 \mu H$$

3.1.3 Disseny del condensador

Per dur a terme el disseny del condensador del convertidor, que tenen com a objectiu filtrar l'arissat de la tensió de sortida, es tindran en compte els requisits de disseny donats com són el rissat màxim de la tensió de sortida.

Sabent que:

$$C_{out} = \frac{P_{out}}{2\pi \cdot f_{line} \cdot V_{ripple(p-p)} \cdot V_{out}} \quad (23)$$

Arribem:

$$C_{out} = \frac{1000}{2\pi \cdot 50 \cdot 20 \cdot 400} = 398 \mu F$$

Aquet condensador també es pot calcular tenint en compte el temps hold-up, on el condensador ens dona una tensió mínima durant un temps determinat. Aquest càlcul també dona bons resultats pel que fa al rissat de la tensió de sortida.

Sabent que:

$$P_{out} = \frac{1}{2} \cdot C_{HU} \frac{V_{omax}^2 - V_{omin}^2}{t_{HU}}$$

Aïllant, C_{HU} :

$$C_{HU} = \frac{2 \cdot P_{out} \cdot t_{HU}}{V_{omax}^2 - V_{omin}^2} \quad (24)$$

Substituint:

$$C_{HU} = \frac{2 \cdot 1000 \cdot 0.016}{420^2 - 300^2} = \frac{32}{420^2 - 300^2} \approx 370 \mu F$$

3.1.4 Disseny de K i τ del controlador PI

En la **figura 23** podem veure el circuit utilitzat en el control del llaç de corrent en el control del factor de potència.

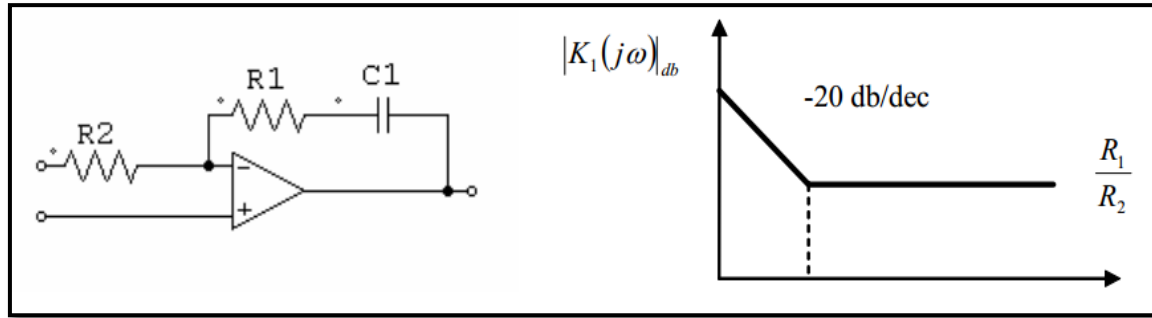


Figura 39. Esquema i diagrama de Bode asimptòtic del controlador PI. [5]

Tenint en compte el controlador PI representat en la figura, passarem a realitzar el càlcul de la constant de temps (τ).

Sabem que la funció de transferència és:

$$C(s) = K \cdot \left(1 + \frac{1}{\tau s}\right) = K \cdot \frac{(1 + \tau s)}{\tau s} = K \cdot \frac{\left(\frac{1}{\tau} + s\right)}{s} \quad (25)$$

I tenint com a criteri d'estabilitat la següent equació, on ω_c té marcats el seus límits del seu domini.

$$20 \cdot 2\pi \cdot f_{red} \leq \omega_c < 2\pi \cdot \frac{f_s}{10} \quad (26)$$

$$20 \cdot 2\pi \cdot 50 \leq \omega_c < 2\pi \cdot \frac{20000}{10}$$

$$2\pi \cdot 1000 \leq \omega_c < 2\pi \cdot 2000$$

Obtenim que:

$$\omega_c = 2\pi \cdot 3500 \text{ rad/s}$$

$$\tau = \frac{1}{\omega_c} \approx 45.47 \mu s$$

Per calcular el guany K, utilitzarem la equació del llaç complet:

$$G(s) = \frac{\frac{K_{sens} \cdot V_C}{V_P \cdot L} \cdot \left(K \cdot \frac{(1 + \tau s)}{\tau s}\right) \cdot \left(s + \frac{2}{RC}\right)}{s^2 + \frac{s}{RC} + \frac{(1-D)^2}{LC}} \quad (27)$$

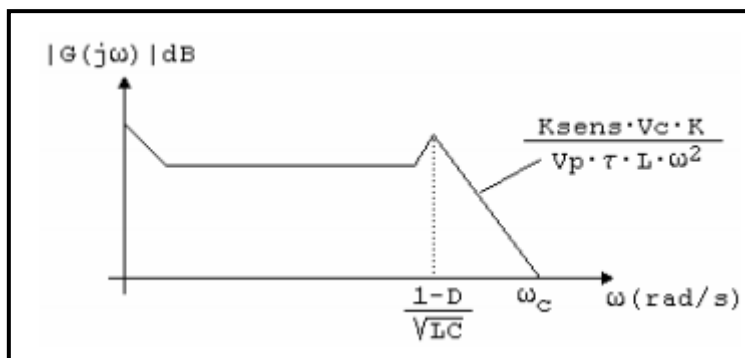


Figura 40. Diagrama de Bode del llaç de control de corrent. [5]

Un cop escollit ω_c del seu ampli rang de valors, s'ha de imposar la condició de que el mòdul és igual a 1 o 0 db per a la freqüència escollida.

Així calcularem K, per a que a la freqüència de tall, ω_c :

$$\frac{K_{sens} \cdot V_C \cdot K}{V_P \cdot \tau \cdot L \cdot \omega_c^2} = 1 \quad (28)$$

Per poder realitzar la simulació en PSIM, s'ha de calcular V_C :

$$I_{Lref} = K_{sens} \cdot V_M \cdot \sqrt{2} \cdot V_C = I_L$$

$$V_C = \frac{I_L}{K_{sens} \cdot V_M \cdot \sqrt{2}} \quad (298)$$

$$V_C = \frac{6.15A}{0.02 \cdot 230 \cdot \sqrt{2}} = 0.9454 V$$

$$K = \frac{V_P \cdot \tau \cdot L \cdot \omega_c^2}{K_{sens} \cdot V_C}$$

$$K = \frac{10 \cdot 45.47 \cdot 10^{-6} \cdot 620 \cdot 10^{-6} \cdot (2\pi \cdot 3500)^2}{0.02 \cdot 0.9454} = 7210.52$$

$$K = 7210.52 \approx 7000$$

Per realitzar la simulació al PSIM hem agafat el valor de $K = 100$, perquè a partir d'aquest valor no es noten les diferències.

3.2 Càlcul dels paràmetres del Xip de control

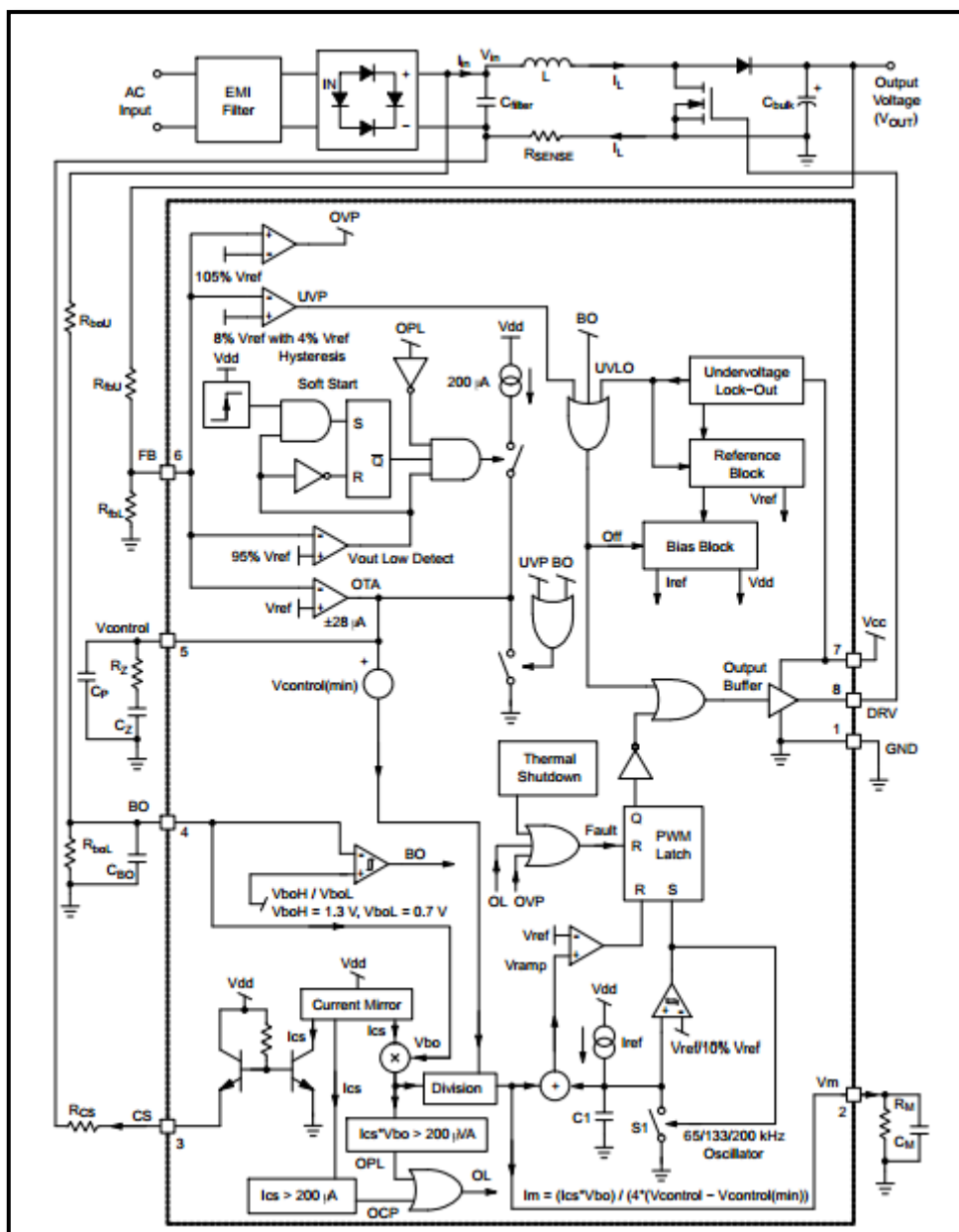


Figura 41. Diagrama de blocs funcional. [4]

En aquest apartat passarem a realitzar els càlculs de les components que complementen el xip NCP1654 per tal de realitzar el control del convertidor Boost.

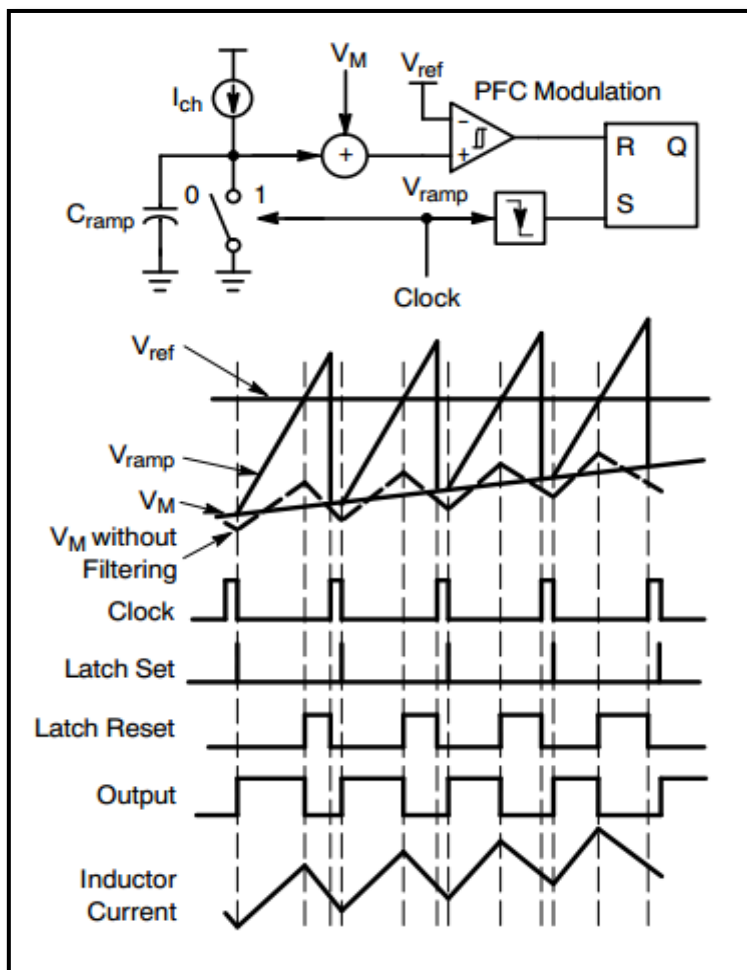
3.2.1 Pin 2 (V_M)

Figura 42. Modulació del cicle de treball y diagrama de temporització. [4]

El temps t_1 del MOSFET es genera quan hi ha una intersecció entre la tensió de referència (V_{REF}) i la del voltatge de la rampa (V_{ramp}). Aquesta relació es pot veure en la següent equació:

$$V_{ramp} = V_m + \frac{I_{ch} \cdot t_1}{C_{ramp}} = V_{REF} \quad (30)$$

On

- V_{ramp} és el voltatge de rampa interna, i l'entrada positiva del comparador de la modulació del PFC,
- V_m és el voltatge multiplicador que apareix al pin 2,
- I_{ch} és el corrent de càrrega intern,
- C_{ramp} és el condensador de la rampa interna, l'entrada negativa del comparador de la modulació del PFC.

La C_{ramp} , I_{ch} i V_{REF} actuen com el senyal de rampa de la freqüència de commutació. Per això la corrent de càrrega està dissenyat a la següent equació.

$$I_{ch} = \frac{C_{ramp} \cdot V_{REF}}{T} \quad (9)$$

I la tensió V_m multiplicador s'expressa en funció de t_1 a la següent equació:

$$V_m = V_{REF} - \frac{t_1}{C_{ramp}} \cdot \frac{C_{ramp} \cdot V_{REF}}{T} = V_{REF} \cdot \frac{T - t_1}{T} \quad (10)$$

Així doncs, el valor de la impedància d'entrada ens la dona l'equació:

$$Z_{in} = \frac{V_m}{V_{REF}} \cdot \frac{V_{out}}{I_{L-50}} \quad (33)$$

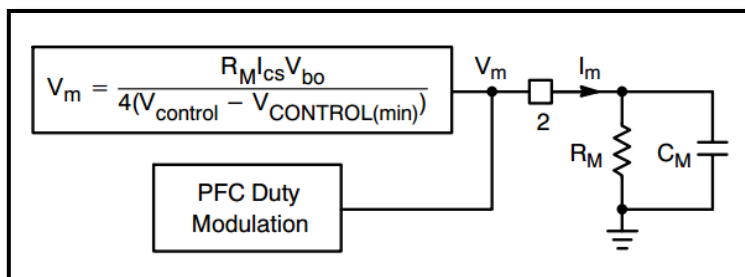


Figura 43. Connexió externa de la tensió multiplicadora del pin 2. [4]

Amb aquest pin podem regular la modulació del cicle de treball. La impedància d'entrada del circuit és proporcional al resistor R_M connectat externament a aquest pin. Si volem que el controlador treballi en un mode de corrent mig i no en mode de corrent de pic, s'ha de ficar un condensador extern C_M .

Per seleccionar R_M s'ha utilitzat la següent equació:

$$R_M = 70 \% \cdot \eta \cdot \frac{2\pi \cdot R_{CS} \cdot \Delta V_{CONTROL} \cdot V_{REF}}{\sqrt{2} \cdot R_{SENSE} \cdot K_{BO} \cdot V_{outLL} \cdot P_{out,max}} \cdot V_{acLL} \quad (11)$$

On:

- $\Delta V_{CONTROL}$ és el rang d'operació de $V_{CONTROL}$.
- V_{REF} és la referència de tensió interna (2.5 V).
- V_{acLL} és el nivell més mínim de voltatge a la línia de CA_{rms} .
- $P_{out,max}$ és la màxima potència de sortida.
- η és l'eficiència amb V_{acLL} i $P_{out,max}$.
- K_{BO} és el factor d'escala baix entre V_{in} i V_{BO} .

$$K_{BO} = \frac{R_{boL}}{R_{boU} + R_{boL}} \quad (35)$$

- V_{outLL} és el voltatge de sortida per a la mínima tensió d'entrada a plena càrrega.
- 70 %, on és té en compte la dispersió de la corrent I_m .

Si substituïm els valors en l'equació, tenim:

$$R_M = 0.70 \cdot 0.99 \cdot \frac{2\pi \cdot 7.6 \cdot 10^3 \cdot 3 \cdot 2.5}{\sqrt{2} \cdot 0.1 \cdot \left(\frac{82.5}{7097 + 82.5}\right) \cdot 400 \cdot 1000} \cdot 85$$

$$R_M = 32.46 \text{ k}\Omega$$

Aquest controlador treballa a una freqüència de 65 kHz , per tant té un període de $15.4 \mu\text{s}$. Així la constant de temps ($R_M \cdot C_M$) ha d'estar en el rang de $77 \mu\text{s}$.

$$C_M \approx \frac{5 \cdot \frac{1}{f_{sw}}}{R_M} \quad (36)$$

$$C_M \approx \frac{77 \mu\text{s}}{32.46 \text{ k}\Omega} = 2.37 \text{ nF}$$

3.2.2 Pin 3 (CS)

En aquest pin es realitza el sensat de corrent de l'inductor per protegir el controlador de sobre corrents (OCP), domina la limitació (OPL) i modula el cicle de treball del PFC. Quan la corrent I_{CS} sobrepassa els $200 \mu\text{A}$ s'activa OCP.

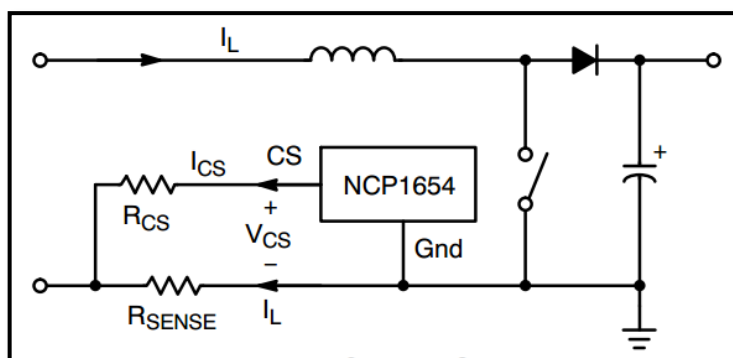


Figura 44. Sensat de corrent. [4]

Les pèrdues màximes a R_{SENSE} és poden estimar amb la següent equació:

$$P_{R_{SENSE},max} = R_{SENSE} \cdot \left(\frac{P_{out,max}}{\eta \cdot V_{acLL}} \right)^2 \quad (37)$$

Posen triar una R_{SENSE} que la seva dissipació no superi el 0.5% de la potència màxima de sortida. Això ens porta a la següent equació:

$$R_{SENSE} \leq 0.5\% \cdot \frac{(\eta \cdot V_{acLL})^2}{P_{out,max}} \quad (38)$$

En aquest cas, s'ha triat una R_{SENSE} de 0.1Ω . Amb aquest valor obtenim el següent resultat de R_{CS} :

$$R_{CS} = \frac{I_{coil,pk} \cdot R_{SENSE}}{I_{pin3(min)}} \quad (39)$$

$$R_{CS} = \frac{14.14 \cdot 0.1}{185 \cdot 10^{-6}} = 7.64 \text{ k}\Omega$$

3.2.3 Pin 4 (Brown-out)

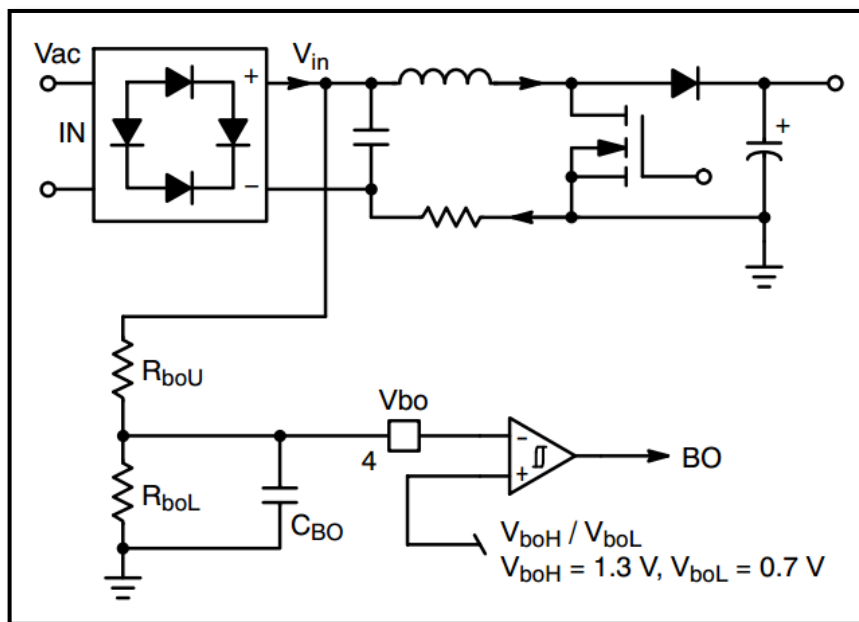


Figura 45. Protecció Brown-Out. [4]

El NCP1654 controla la tensió d'entrada rectificada mitjançant el pin 4. Com podem veure a la figura el controlador no comença a funcionar fins que V_{BO} superi els 1.3 V i segueix funcionant fins que V_{BO} descendeix per sota de 0.7 V. A més, els 600 mV d'histèresi eviten un sistema oscil·lant.

En aquesta aplicació, s'ha escollit una R_{boL} de 82.5 k Ω , que ens permetrà calcular R_{boU} amb la següent equació:

$$R_{boU} = \frac{\sqrt{2}V_{ac,on} - V_{BOH}}{V_{BOH}} \cdot R_{boL} \quad (40)$$

$$R_{boU} = \frac{\sqrt{2} \cdot 75 - 1.3}{1.3} \cdot 82500 \approx 6.65 \text{ M}\Omega$$

Aquesta resistència es divideix en dos o més, per no cremar el controlador a causa de la pèrdua d'una resistència.

$$R_{boU1} = R_{boU2} = 3,3 \text{ M}\Omega$$

El condensador C_{BO} realitza un filtrat de pas baix amb les altres components per aconseguir el valor mitjà de la senyal d'entrada. La constant de temps d'aquesta ha de ser cinc vegades més gran que la de la tensió d'entrada.

Així doncs, el condensador resultant és:

$$C_{BO} \approx \frac{5 \cdot T_{Vin}}{R_{boL}} \quad (12)$$

$$C_{BO} \approx \frac{5 \cdot 10ms}{82.5k\Omega} = 0.6 \mu F$$

3.2.4 Pin 5 ($V_{control}$)

Aquest pin està connectat a dos components externs de compensació per limitar la corrent de l'ample de banda de $V_{control}$, que normalment està per sota de 20 Hz per intentar aconseguir un factor de potència unitari. Per a una $V_{control}$ més petita que $V_{control,min}$, el dispositiu no ofereix cap sortida.

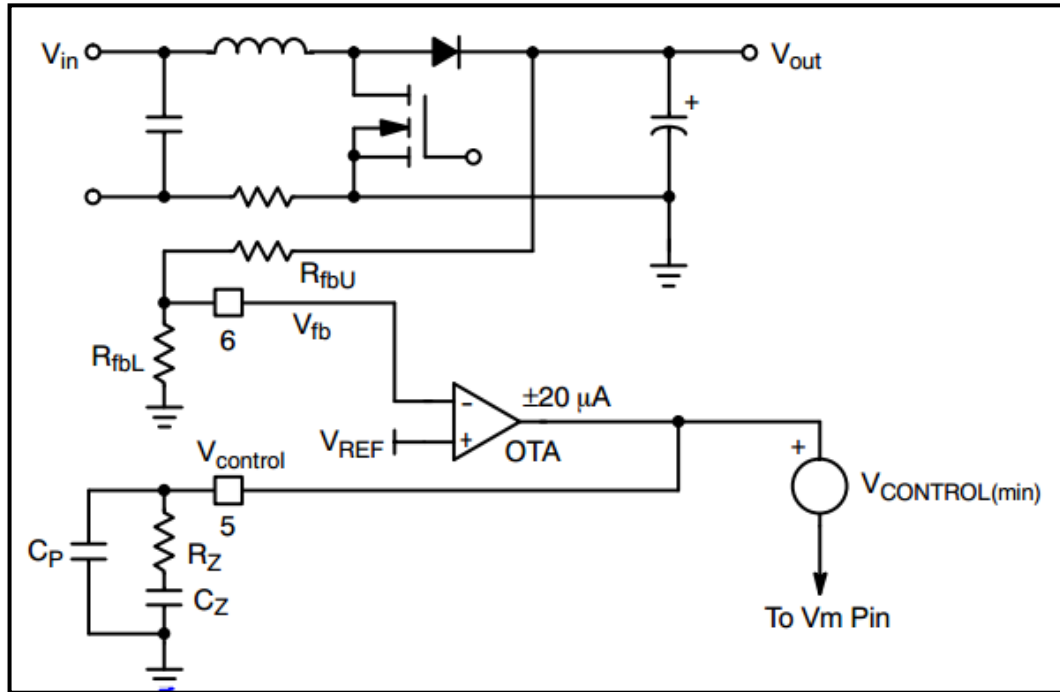


Figura 46. $V_{control}$ filtrat passa baixos, llaç de control de la tensió. [4]

D'acord amb l'esquema podem deduir la funció de transferència del control de la tensió de sortida:

$$I_{control} = G_{EA} \cdot \left[\frac{R_{fbL} \cdot V_{out}}{R_{fbL} + R_{fbU}} - V_{REF} \right] \quad (42)$$

$$I_{control} = G_{EA} \cdot \frac{R_{fbL} \cdot [V_{out} - V_{out,nom}]}{R_{fbL} + R_{fbU}}$$

$$\frac{V_{control}}{I_{control}} = \frac{1 + S \cdot R_Z \cdot C_Z}{S \cdot (C_Z + C_P) \cdot \left(1 + S \cdot \frac{R_Z \cdot C_Z \cdot C_P}{C_Z + C_P} \right)} \quad (43)$$

$$\frac{V_{control}}{V_{out}} = \frac{R_{fbL}}{R_{fbL} + R_{fbU}} \cdot \frac{1 + S \cdot R_Z \cdot C_Z}{S \cdot \frac{(C_Z + C_P)}{G_{EA}} \cdot \left(1 + S \cdot \frac{R_Z \cdot C_Z \cdot C_P}{C_Z + C_P} \right)} \quad (44)$$

$$V_{REF} = \frac{R_{fbL}}{R_{fbL} + R_{fbU}} \cdot V_{out,nom} \quad (45)$$

Si $C_Z \gg C_P$:

$$\frac{V_{control}}{V_{out}} = \frac{R_{fbL} \cdot G_{EA} \cdot R_Z}{R_{fbL} + R_{fbU}} \cdot \frac{1 + S \cdot R_Z \cdot C_Z}{S \cdot R_Z \cdot C_Z \cdot (1 + S \cdot R_Z \cdot C_P)} \quad (13)$$

D'acord amb la funció de transferència podem deduir un zero de baixa freqüència:

$$f_Z = \frac{1}{2\pi \cdot R_Z \cdot C_Z} \quad (47)$$

I un pol en alta freqüència:

$$f_P = \frac{1}{2\pi \cdot R_Z \cdot C_P} \quad (48)$$

Substituint els valors, obtenim:

$$C_Z = 1.7 \mu F$$

$$C_P = 1.5 nF$$

$$R_Z = 30 k\Omega$$

3.2.5 Pin 6 (Feed back)

Les resistències R_{fbU} i R_{fbL} determinen la tensió de sortida. Per calcular la R_{fbU} es té que escollir un valor típic per a la resistència R_{fbL} , el valor triat ha estat $23.2 k\Omega$ amb una corrent de retroalimentació de $108 \mu A$ i unes pèrdues de $42 mW$. La tensió de referència (V_{REF}) interna per a la retroalimentació de V_{out} és de $2.5 V$.

$$R_{fbU} = \frac{V_{out} - V_{REF}}{V_{REF}} \cdot R_{fbL} \quad (14)$$

$$R_{fbU} = \frac{400 - 2.5}{2.5} \cdot 23200 = 3689 k\Omega \approx 3.6 M\Omega$$

La resistència R_{fbU} actua de divisor de tensió amb a la tensió de sortida que és elevada i que pot destruir el controlador, es fiquen dos en sèrie per si una resulta defectuosa o es trenca.

$$R_{fbU1} = R_{fbU2} = 1.8 M\Omega$$

El condensador de filtrat, per evitar el soroll generat per la commutació entri pel pin 6, ha de tenir un valor entre $100 pF$ i $1 nF$.



UNIVERSITAT
ROVIRA I VIRGILI

Departament d'Enginyeria Electrònica Elèctrica i Automàtica

Disseny d'un carregador de bateries per un vehicle elèctric

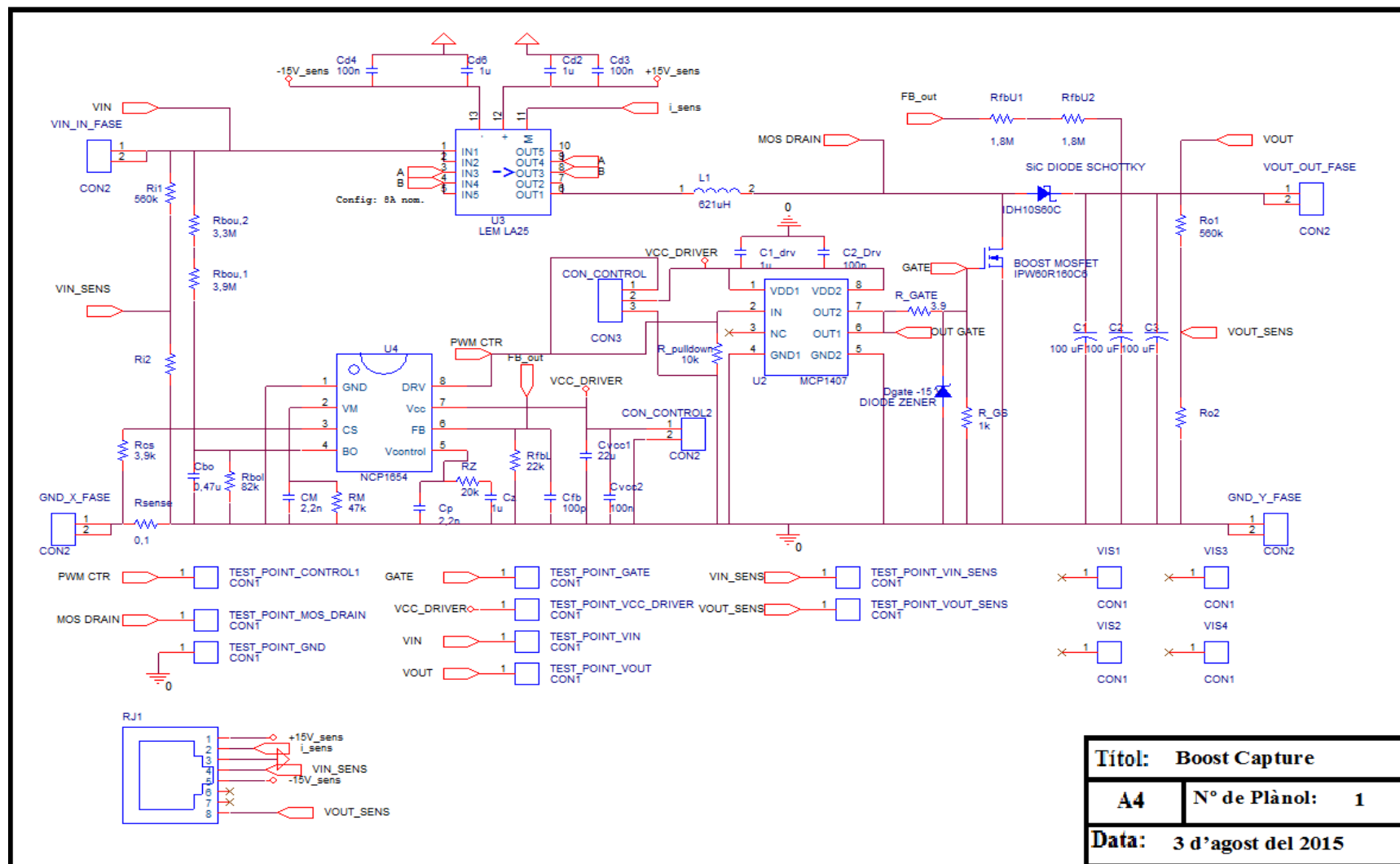
4 Plànols

Titulació: Graduat en Enginyeria Elèctrica

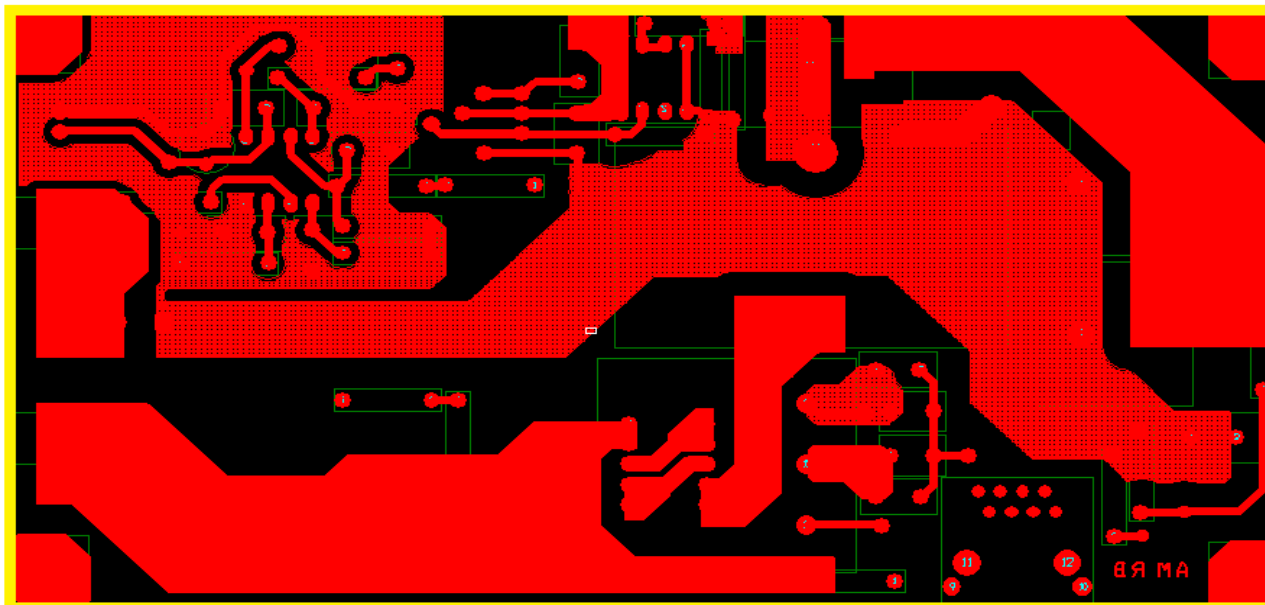
AUTORS: Antonino Favian Gonzales.
DIRECTORS: Àngel Cid Pastor.

DATA: Setembre - 2015.

4.1 Plànol 1. Esquemàtic de convertidor Boost en Orcad Capture

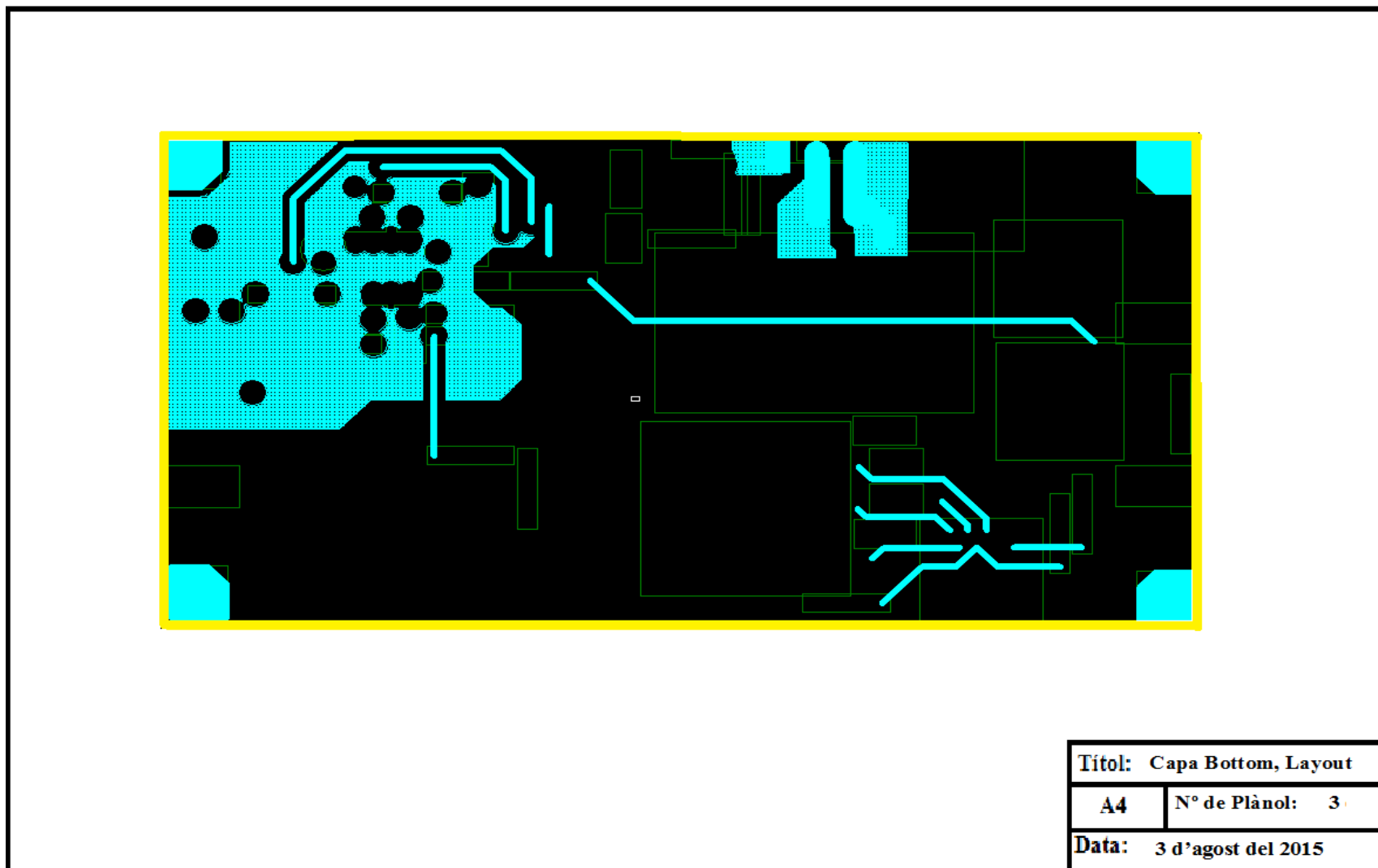


4.2 Plànol 2. Capa superior Top del convertidor Boost en Layout

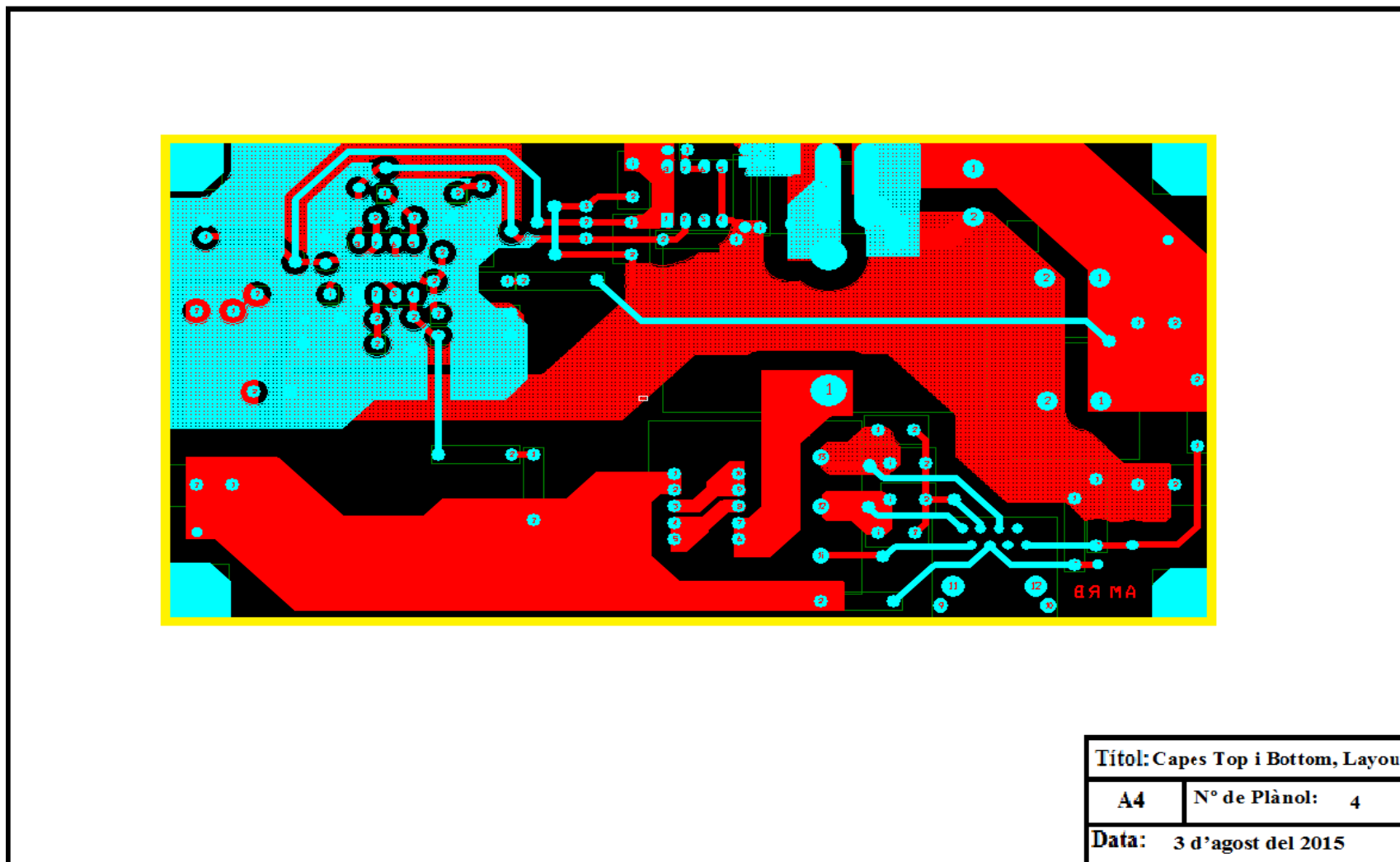


Títol:	Capa Top, Layout
A4	Nº de Plànol: 2
Data:	3 d'agost del 2015

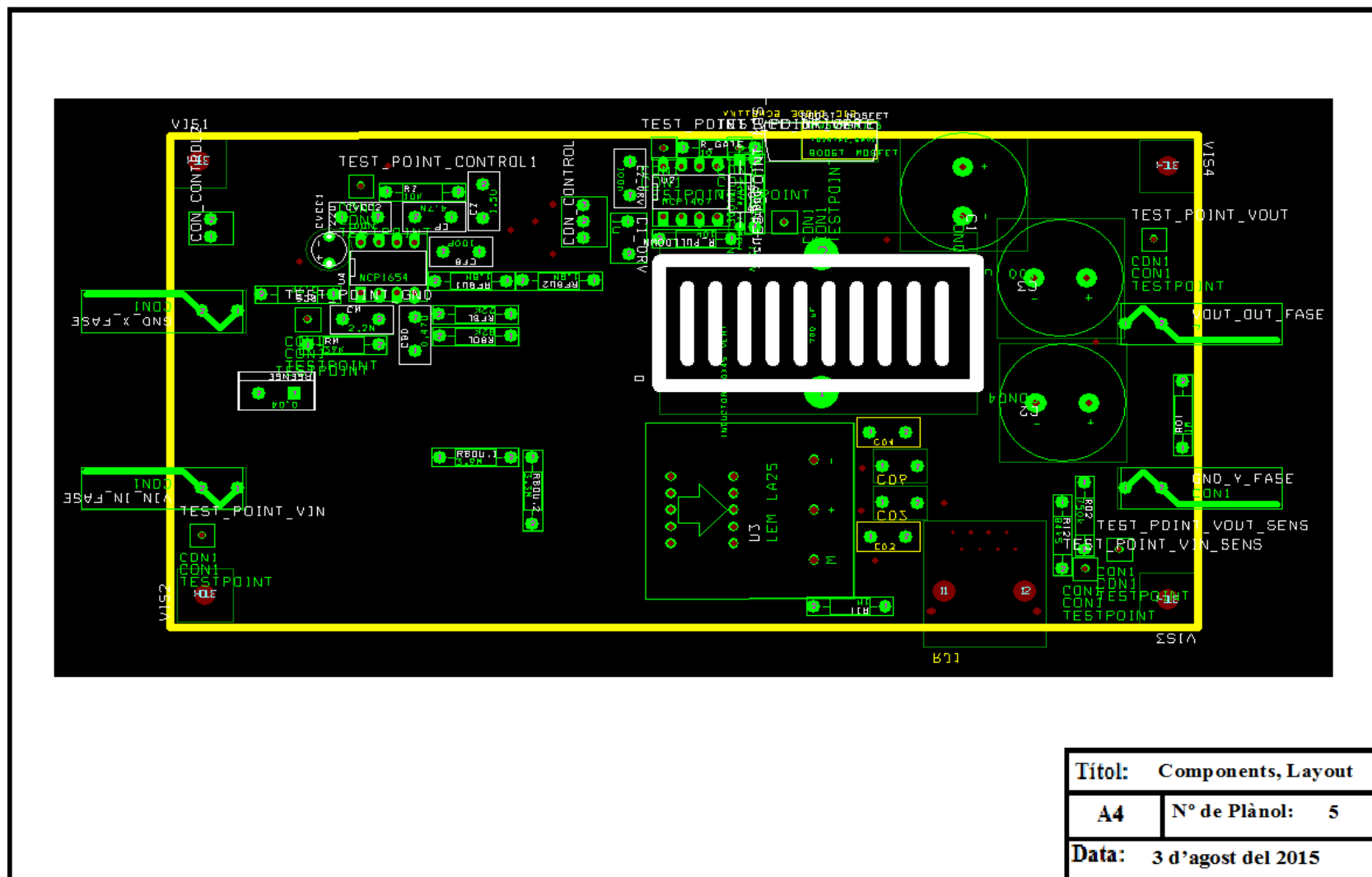
4.3 Plànol 3. Capa inferior Bottom del convertidor Boost en Layout



4.4 Plànol 4. Capa Top i Bottom del convertidor Boost en Layout



4.5 Plànol 5. Components del convertidor Boost en Layout





UNIVERSITAT
ROVIRA I VIRGILI

Departament d'Enginyeria Electrònica Elèctrica i Automàtica

Disseny d'un carregador de bateries per un vehicle elèctric

5 Pressupost

Titulació: Graduat en Enginyeria Elèctrica

AUTORS: Antonino Favian Gonzales.

DIRECTORS: Àngel Cid Pastor.

DATA: Setembre - 2015.

5.1 Resum del preu de les components

Article	Quantitat	Component	Codi/ nº Ref.	Preu unitari (€)	Preu total (€)
1	1	MOSFET	Farnell, 1860836	5,47	5,47
2	1	Fast SiC Diode	Farnell, 1845008	5,51	5,51
3	4	Capacitor 100 µF	RS, 756-7686	4,86	19,44
4	1	MOSFET Driver, MCP1407	RS, 403-840	1	1
5	1	PFC (NCP1654)	Farnell, 1642241	1,58	1,58
6	1	R 0.1 Ω / 20 W	Farnell, 2328266	7,26	7,26
7	1	CoilCraft 620 µH	Farnell, 2451892	2,45	2,45
8	1	Current transducer, LA 25-NP	Farnell, 1617404	19,13	19,13
9	4	C 100 nF / 50 V	Farnell, 287039	1,43	5,72
10	3	C 1 µF / 50 V	Farnell, 287064	8,09	24,27
11	1	C 0.47 µF / 50 V	Farnell, 1100396	1,21	1,21
12	1	C 2.2 nF / 50 V	Farnell, 1100386	0,498	0,498
13	1	C 4.7 nF / 16 V	Farnell, 1100388	0,508	0,508
14	1	C 1.5 µF / 250 V	RS, 117-662	1,198	1,198
15	1	C 100 pF / 50 V	Farnell, 2332926	1,08	1,08
16	1	Aluminum Capacitor 22 µF / 25 V	RS, 193-6871	0,125	0,125
17	4	R 560 KΩ / 0.4 W	RS, 683-2872	0,056	0,224
18	1	R 3.3 MΩ / 0.5 W	RS, 484-4387	0,274	0,274
19	1	R 3.9 MΩ / 0.5 W	RS, 484-4393	0,142	0,142
20	1	R 9.76 KΩ / 0.4 W	RS, 754-7092	0,354	0,354
21	1	R 82 KΩ / 0.6 W	RS, 683-4067	0,062	0,062
22	1	R 41.2 KΩ / 0.6 W	RS, 683-3685	0,062	0,062
23	2	R 10 KΩ / 0.6 W	RS, 683-2939	0,07	0,14
24	1	R 22 KΩ / 0.6 W	RS, 506-5349	0,095	0,095
25	2	R 1.8 MΩ / 0.6 W	RS, 506-5759	0,092	0,184
26	1	R 3.9 Ω / 0.6 W	RS, 506-4475	0,092	0,092
27	1	R 1 KΩ / 0.6 W	RS, 477-7928	0,08	0,08
28	1	Diode Zener / 15 V	RS, 699-7837	0,044	0,044
29	4	FASTON	RS, 680-6019	0,161	0,644
30	1	espasa2kk	RS, 483-8461	0,334	0,334
31	1	zócalo de 2 vías	RS, 453-123	1,56	1,56
32	1	espasa3kk	RS, 483-8477	0,34	0,34
33	1	zócalo de 3 vías	RS, 467-605	2,71	2,71
34	4	KK PCB Conector de contacto	RS, 467-598	0,071	0,284
35	15	Test points	RS, 262-2056	0,103	1,545
36	1	RJ45	Farnell, 393-8384	2,23	2,23
37	1	ADAPTADOR, SOIC A DIL, 8 VÍAS	Farnell, 1136592	7,48	7,48
				Total	108,07 €

Taula 8. Preus unitaris de les components

En aquest apartat s'ha realitzat el pressupost d'aquest projecte, on s'han hagut de comprar les components necessàries per muntar en circuit del convertidor Boost. En la taula podem veure el cost de cada component utilitzada en el convertidor. El preu total de les components ha estat de 108.07 € .



ESCOLA
TÈCNICA
SUPERIOR
ENGINYERIA



UNIVERSITAT
ROVIRA I VIRGILI

Departament d'Enginyeria Electrònica Elèctrica i Automàtica

Disseny d'un carregador de bateries per un vehicle elèctric

6 Annexes

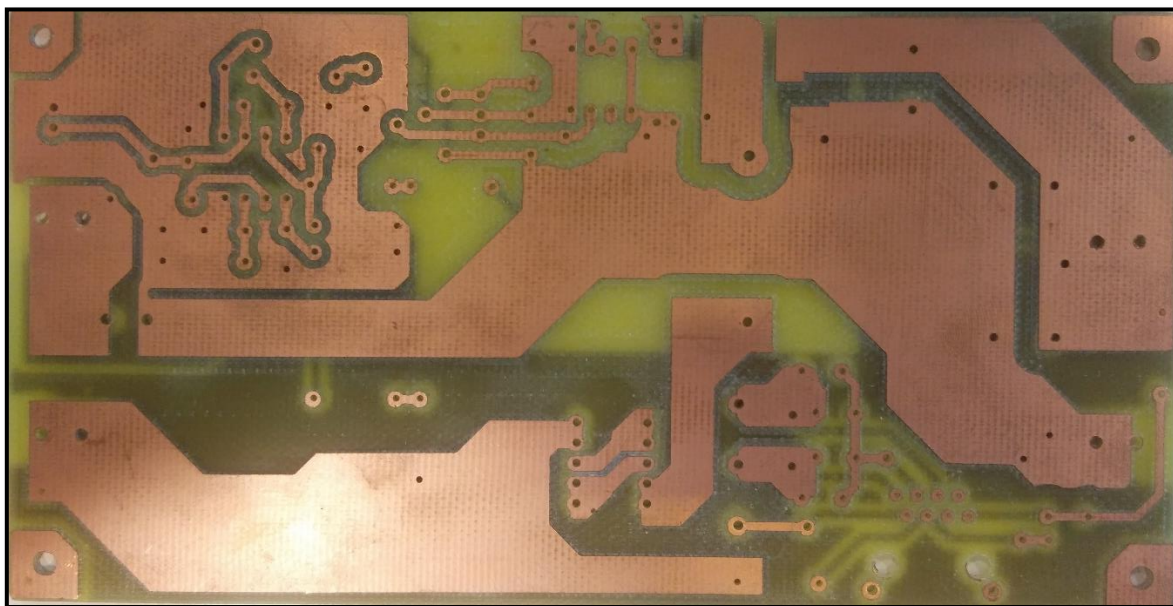
Titulació: Graduat en Enginyeria Elèctrica

AUTORS: Antonino Favian Gonzales.

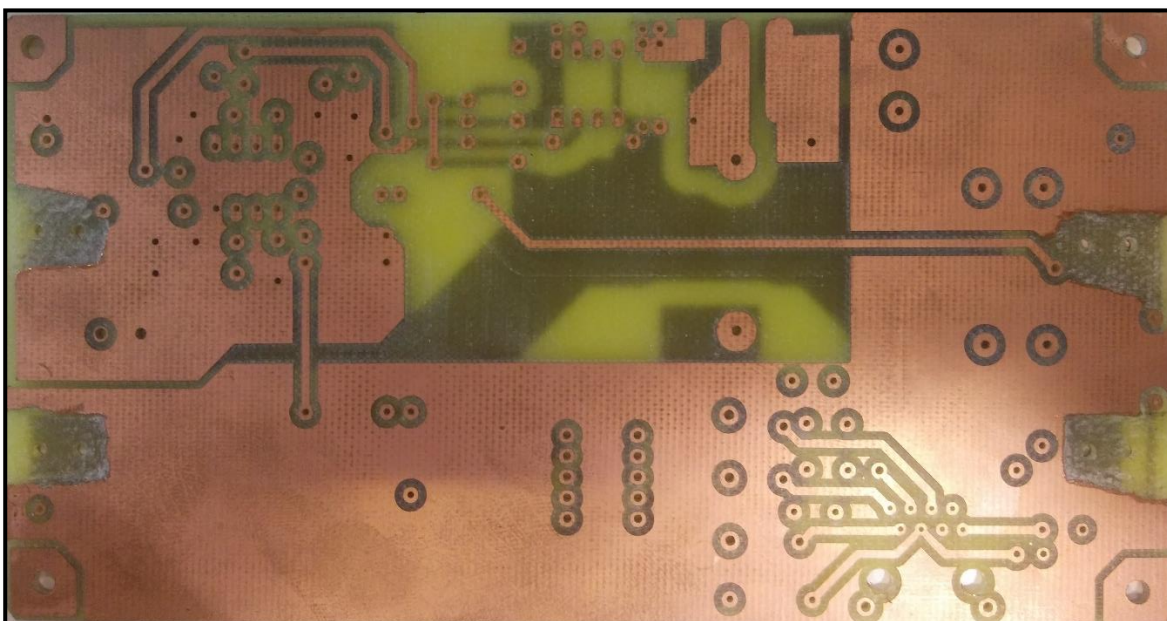
DIRECTORS: Àngel Cid Pastor.

DATA: Setembre - 2015.

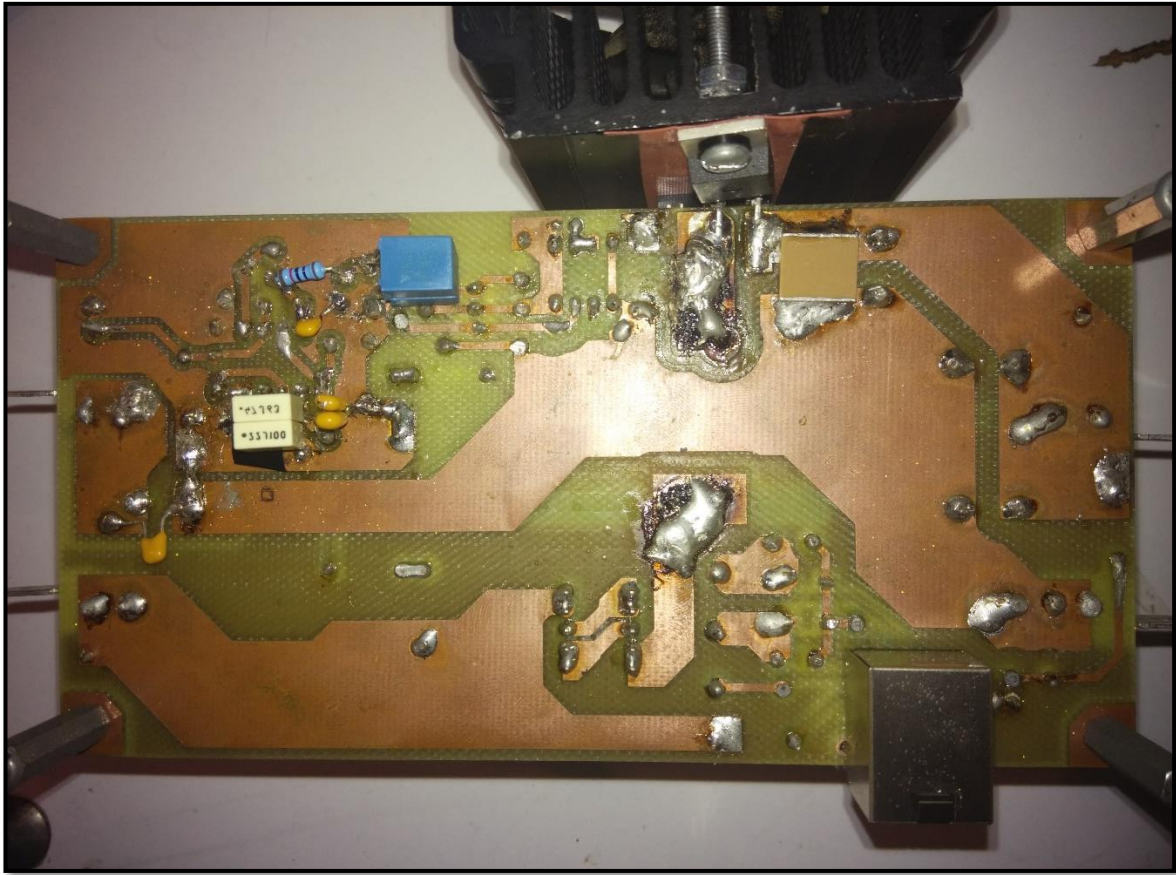
6.1 Recollida d'imatges



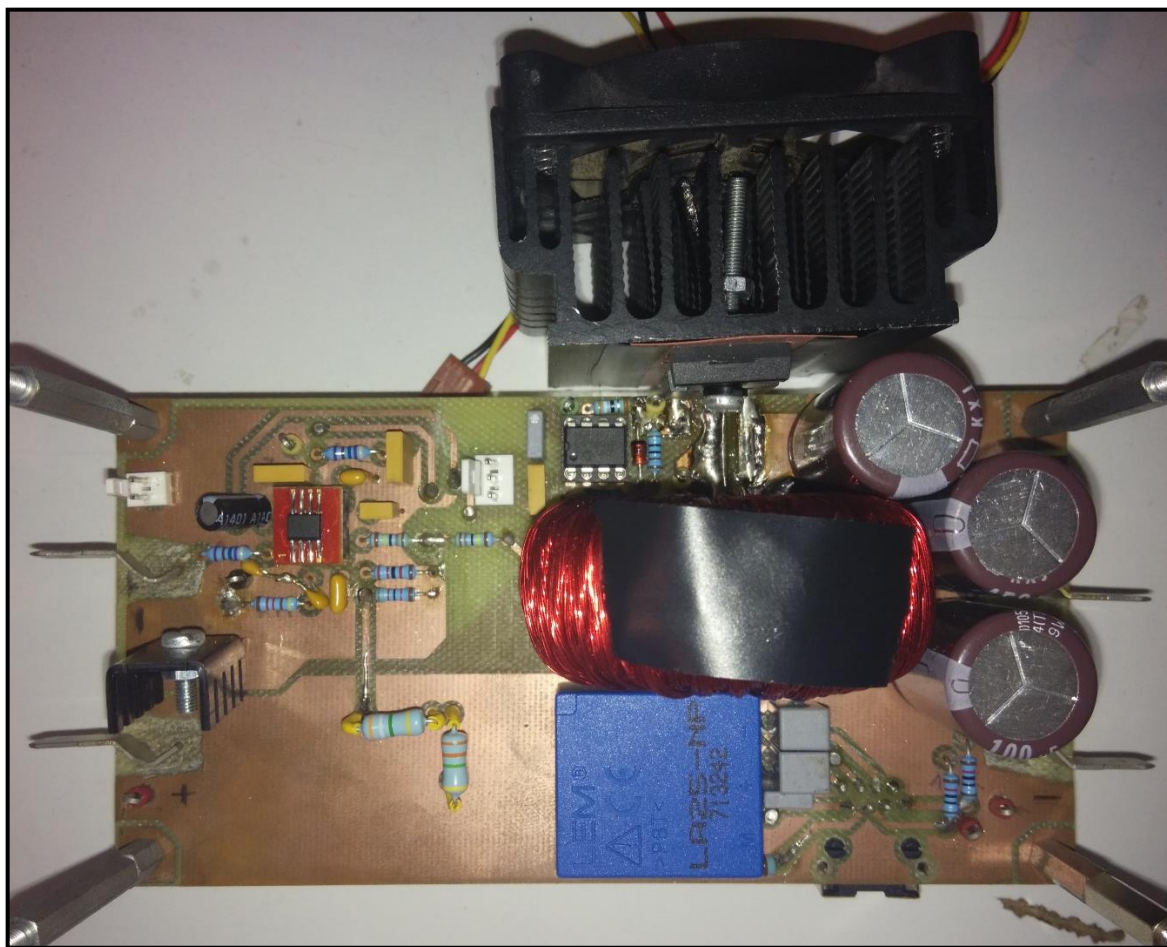
Imatge 1. Capa Top del convertidor



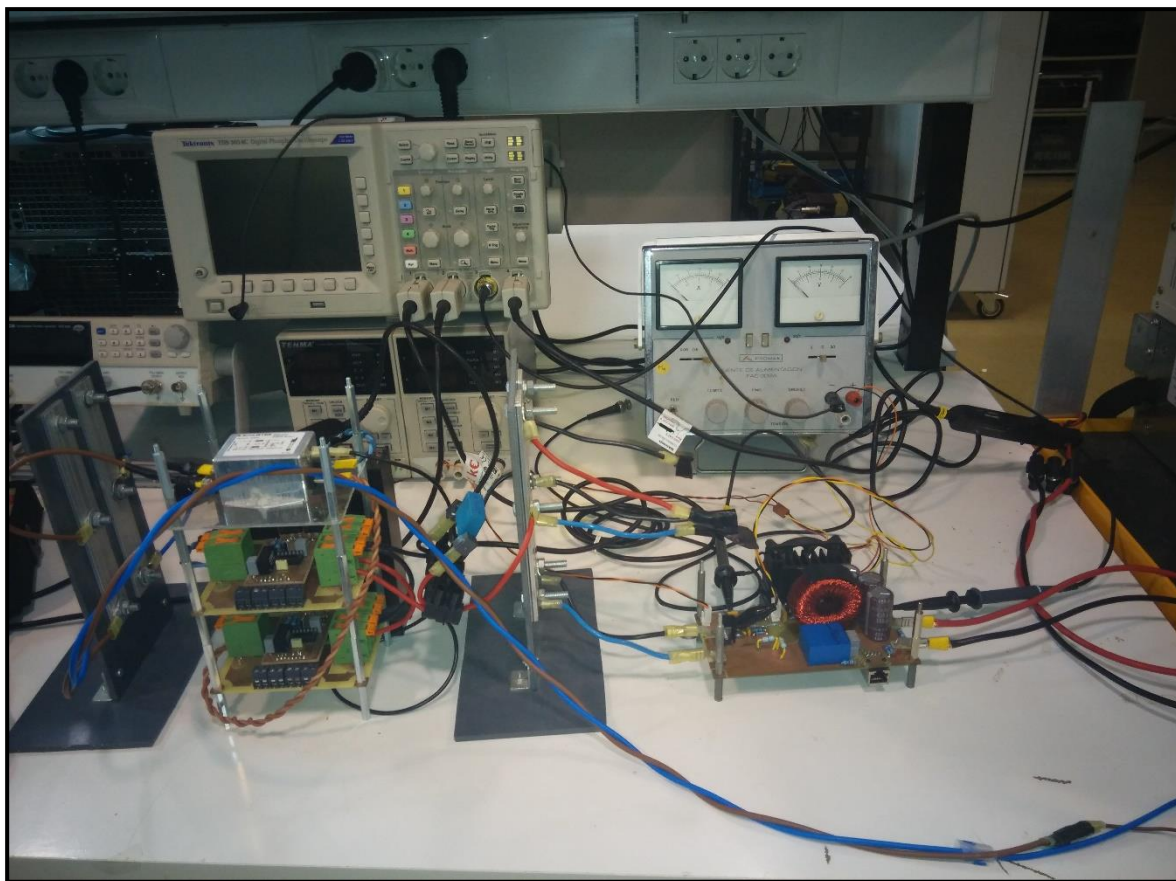
Imatge 2. Capa Bottom del convertidor



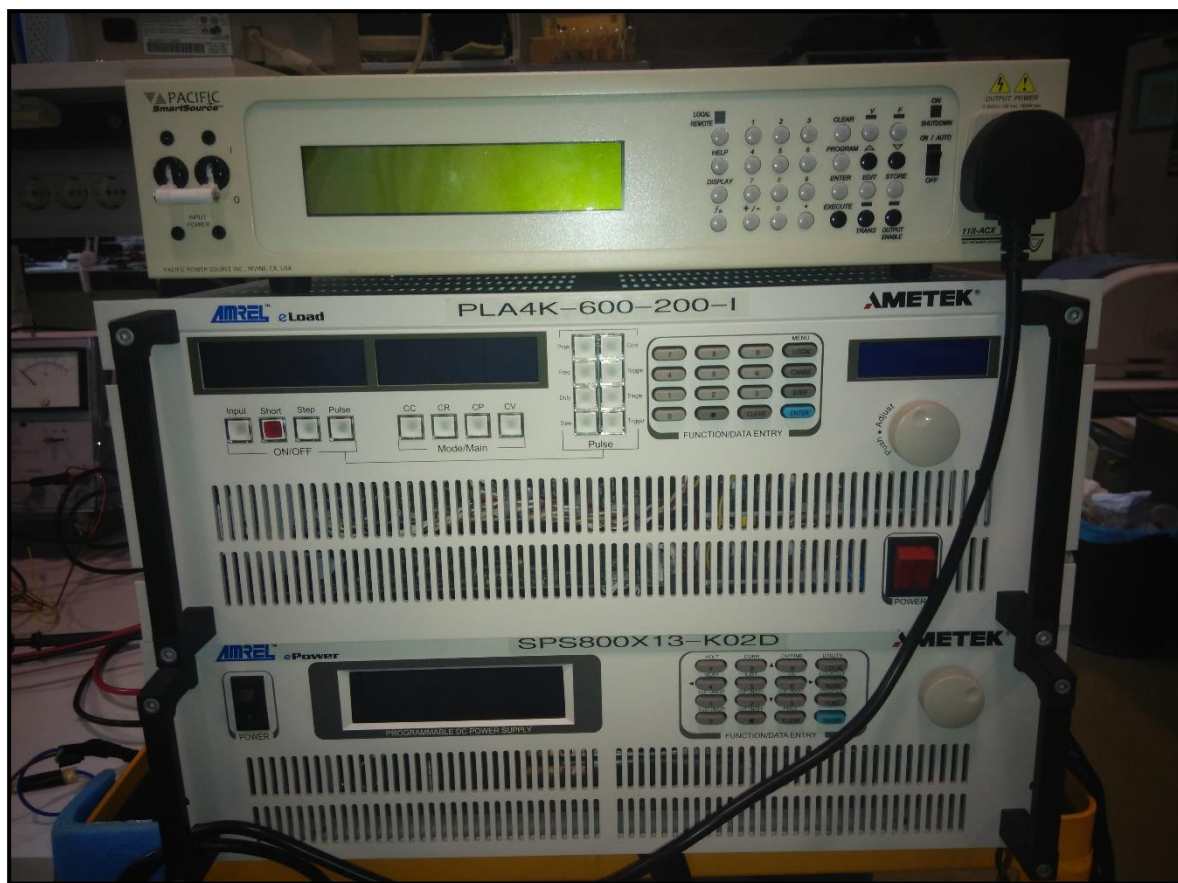
Imatge 3. Capa Top del convertidor amb les components soldades



Imatge 4. Capa Bottom del convertidor amb les components soldades



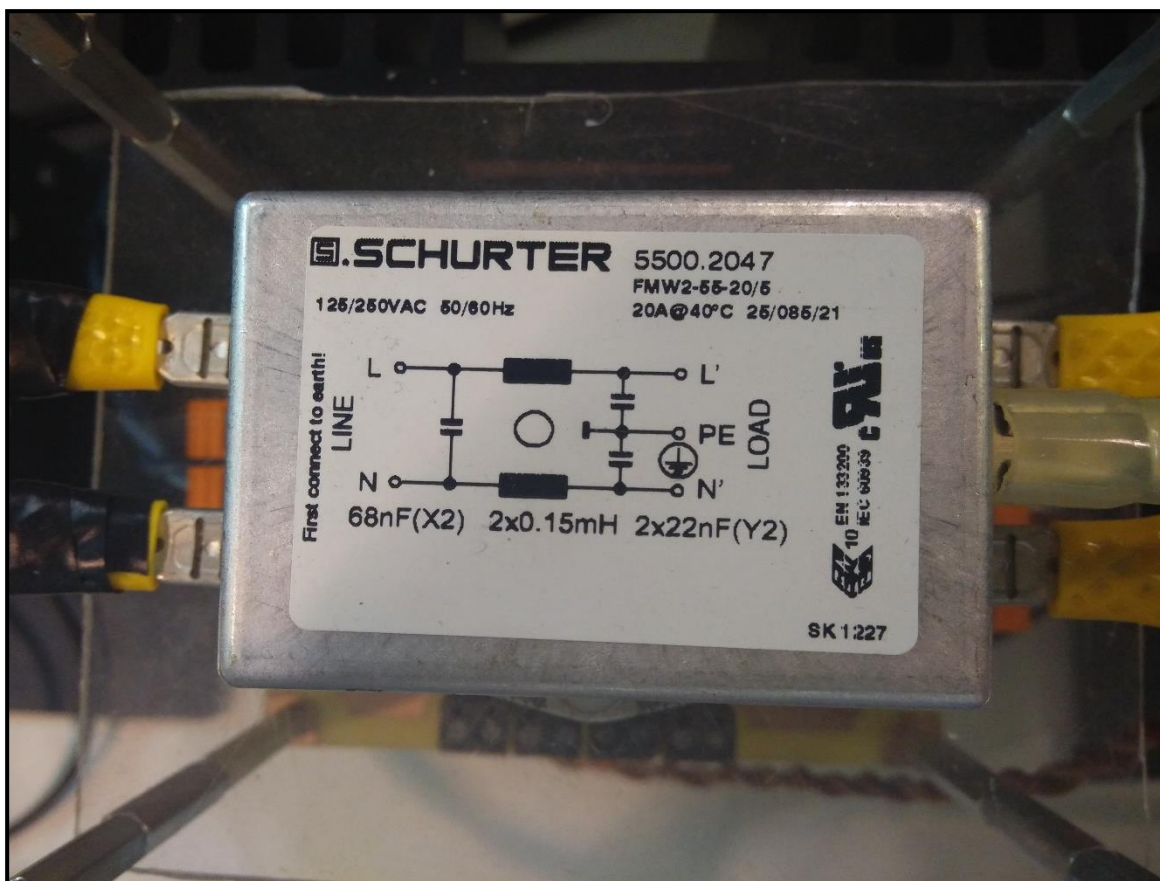
Imatge 5. Convertidor Boost amb les connexions per realitzar les mesures de les formes d'ona



Imatge 6. Generador de tensió alterna i càrrega utilitzat en l'experiment final del convertidor Boost



Imatge 7. Analitzador d'inductància, QuadTech 1910 Inductance Analyzer



Imatge 8. Característiques del pont de díodes

6.2 Disseny de l'inductor

Magnetics DC Inductor Design	
Part Number	77439-A7
Permeability	60
Inductance Factor	135 mH/1000 Turns
Core Area	1,977 sq cm
Path Length	11,13 cm
Turns	98
Wire Size	#17 AWG
DC Resistance	0,109 Ohms
Wound Core Dimensions	2,116 x 0,940 (in inches)
Inductance (full load)	622,14 μ H
Inductance (no load)	1296,54 μ H
Core Losses	960,3 mW
Copper Losses	4912,2 mW
Total Losses	5872,5 mW
Temp. Rise	33,8 degrees C

Taula 9. Característiques de l'inductor

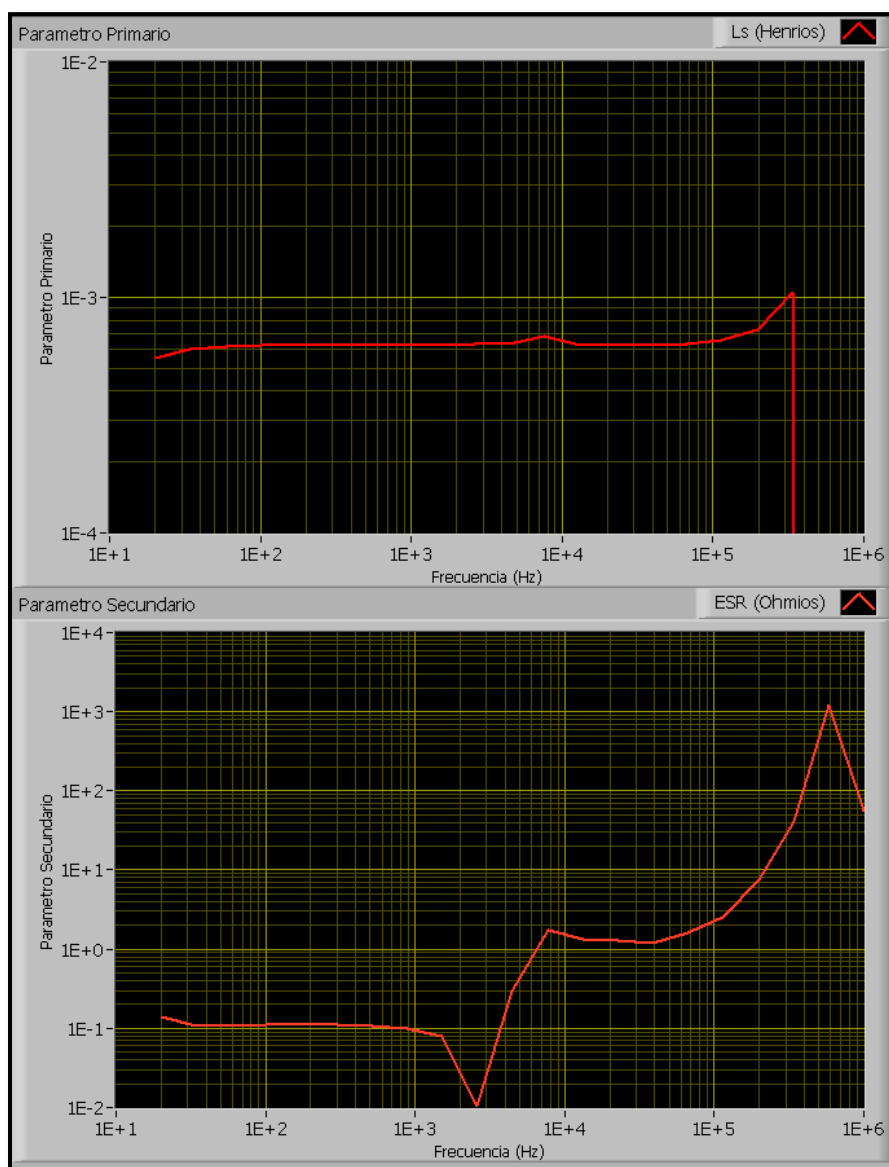


Figura 47. Paràmetre primari, caracterització de l'inductor en buit. Paràmetre secundari, caracterització de la resistència equivalent en sèrie treballant en buit.

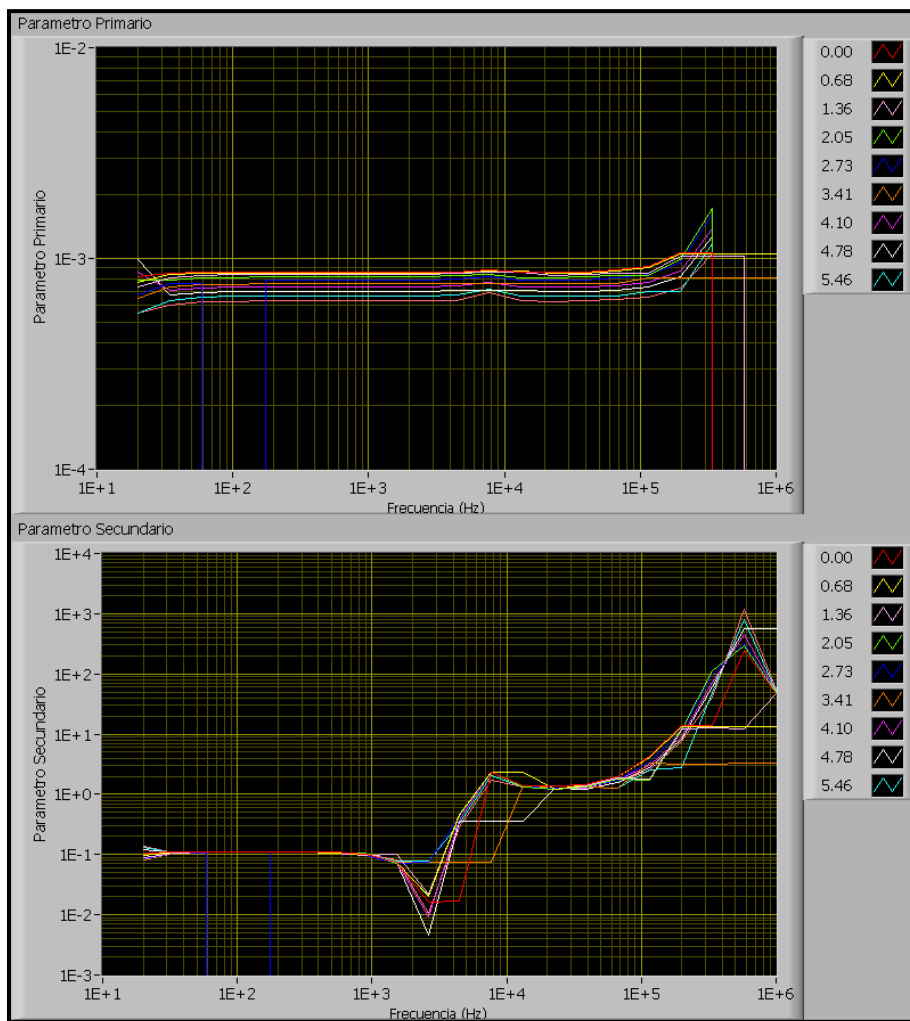


Figura 48. Paràmetre primari, caracterització de l'inductor en funció de la freqüència i la corrent. Paràmetre secundari, caracterització de la resistència equivalent en sèrie segons la funció de la freqüència i la corrent

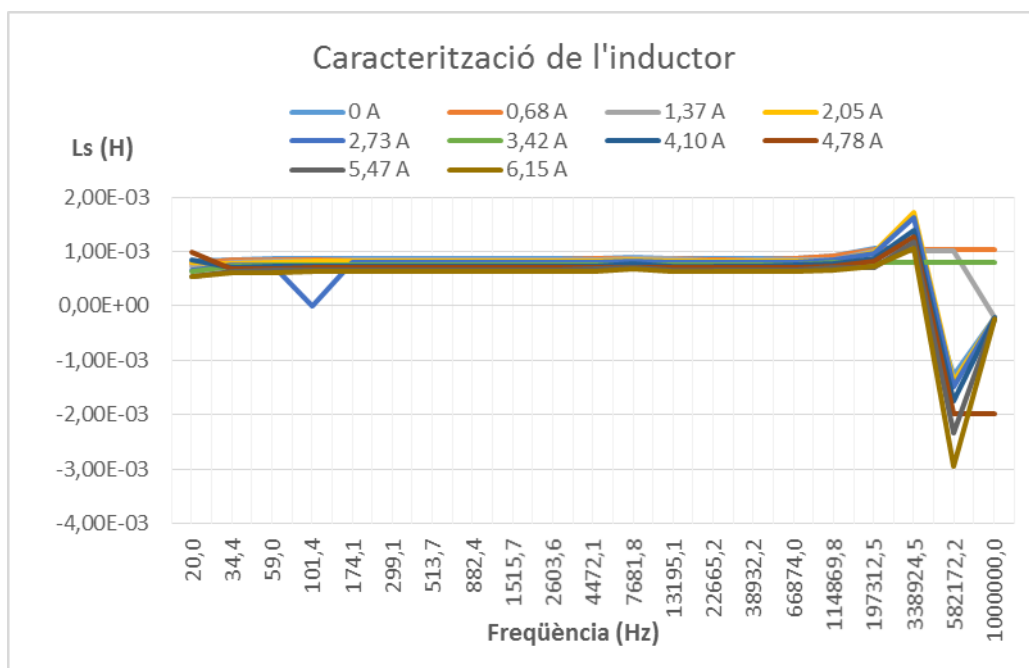


Figura 49. Caracterització de l'inductor

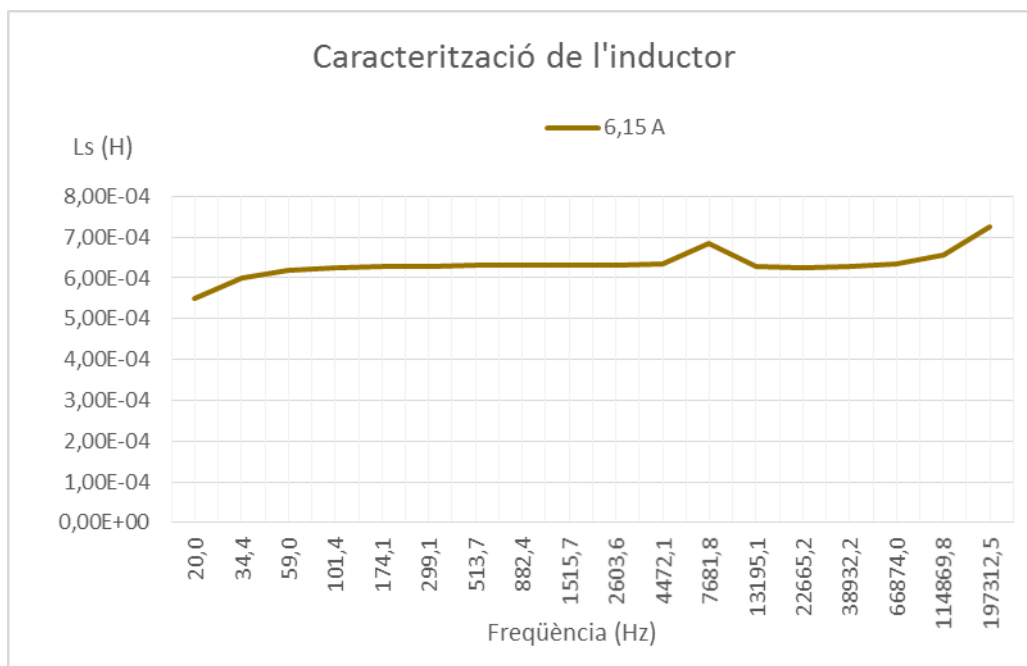


Figura 50. Caracterització de l'inductor amb una corrent de 6.15 A

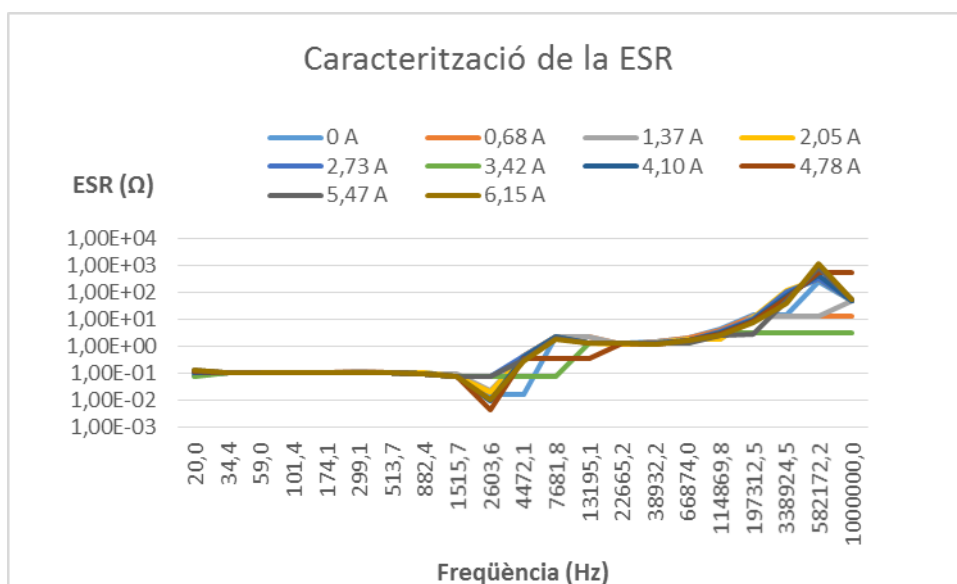


Figura 51. Caracterització de la resistència equivalent en sèrie

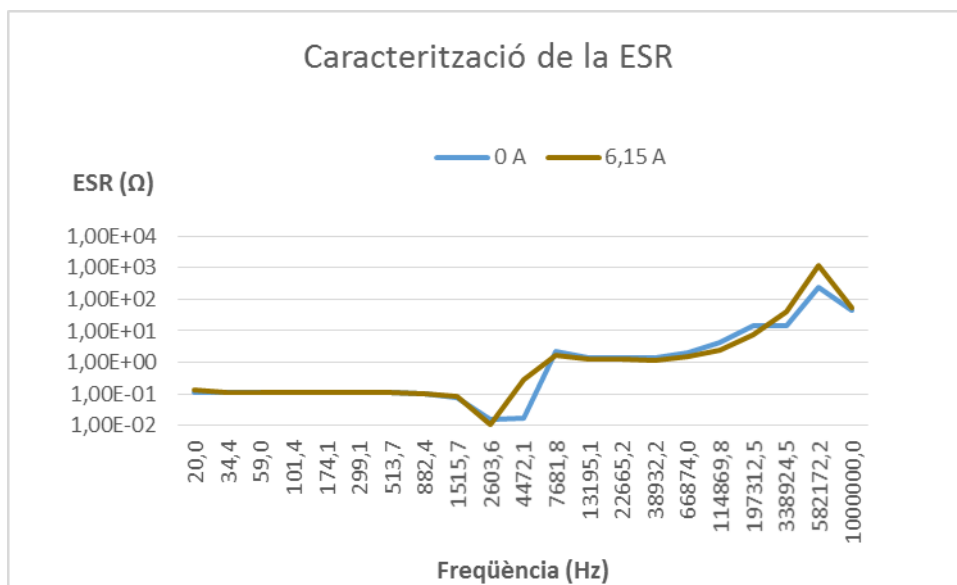


Figura 52. Caracterització de la resistència equivalent en sèrie (ESR) en buit i a plena càrrega