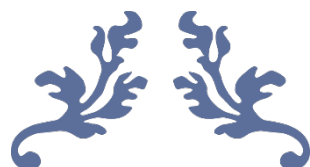




UNIVERSITAT  
POLITÈCNICA  
DE VALÈNCIA



Escuela Técnica Superior de Ingeniería del Diseño



# DISSENY I SIMULACIÓ D'UN CARREGADOR DE BATERIES PER A VEHICLES ELÈCTRICS

TREBALL DE FI DE GRAU

Grau en Enginyeria Electrònica Industrial i Automàtica



**AUTORA:** Júlia Gràcia Salort

**TUTOR:** Fernando Ibáñez Escobar

**Curs Acadèmic:** 2018-19



*"Al meu tutor, Fernando, per tot el temps i ajuda invertits en el meu treball."*

*"Als meus pares i familiars, per donar-me suport en tot allò que em propose."*

## RESUM

El present treball de fi de grau té com a objectiu principal el disseny i la simulació d'un carregador de bateries d'a bord per a vehicles elèctrics.

La introducció del treball explica de forma general la història del vehicle elèctric, el seu estat actual i futur de desenvolupament i mercat. Tanmateix, s'exposen els diferents tipus de bateries existents i els mètodes de control de càrrega de les mateixes. Per últim, es parla sobre els tipus i modes de recàrrega dels VEs, així com els connectors que podem trobar actualment al mercat automobilístic.

El següent apartat, parla sobre les possibles solucions alternatives alhora de dissenyar un carregador de bateries d'a bord. Ací es troben explicades les diferents topologies dels convertidors que componen l'etapa de potència del sistema i els mètodes de control que es poden utilitzar. La justificació de les solucions adoptades es troba explicada a continuació.

Seguidament, es mostra el disseny del sistema. Aquest es troba dividit en dues etapes: el convertidor Boost que rectifica del Factor de Potència (Boost PFC) i el convertidor Buck DC/DC. El disseny i la selecció dels components de l'etapa de potència es troben explicats en aquest apartat, així com el disseny dels sistemes de control dels convertidors.

A continuació, es mostren els resultats obtinguts per a distintes simulacions del carregador complet utilitzant Simulink®.

Per últim, s'exposen les conclusions del treball realitzat on es comprova el compliment dels objectius, es detallen els problemes sorgits durant el desenvolupament del projecte i es remarquen els beneficis de la realització del mateix.



## LLISTAT DE SIGLES

A	Amperes
AC	Corrent Altern ( <i>Altern Current</i> )
ACC	Control en Mode Corrent Mitjà ( <i>Average Current Control</i> )
CC- CV	Corrent Constant–Tensió Constant ( <i>Constant Current–Constant Voltage</i> )
CCM	Mode Conducció Contínua ( <i>Continuous Conduction Mode</i> )
DC	Corrent Continu ( <i>Direct Current</i> )
DCM	Mode Conducció Discontínua ( <i>Discontinuous Conduction Mode</i> )
FP	Factor de Potència
Li-Ion	Ió Liti
PFC	Correcció del Factor de Potència ( <i>Power Factor Correction</i> )
PWM	Modulació per Amplada de Polsos ( <i>Pulse Width Modulation</i> )
RMS	Valor Eficax ( <i>Root Mean Square</i> )
V	Volts
VE	Vehicle Elèctric
V2G	Vehicle connectat a la xarxa ( <i>Vehicle-To-Grid</i> )
W	Vats ( <i>Watts</i> )

## LLISTAT DE FIGURES

<b>Figura 1.</b> Mode 1 de recàrrega [3].	23
<b>Figura 2.</b> Mode 2 de recàrrega [3].	23
<b>Figura 3.</b> Mode 3 de recàrrega [3].	23
<b>Figura 4.</b> Mode 4 de recàrrega [3].	24
<b>Figura 5.</b> Endoll Schuko [1].	24
<b>Figura 6.</b> Connector SAE J1772 (Tipus 1) [1].	25
<b>Figura 7.</b> Connector MENNEKES (Tipus 2) [1].	25
<b>Figura 8.</b> Connector CCS [1].	25
<b>Figura 9.</b> Connector Scame (Tipus 3) [1].	25
<b>Figura 10.</b> Connector CHAdeMO [1].	26
<b>Figura 11.</b> Diagrama de blocs del carregador d'a bord.	26
<b>Figura 12.</b> Convertidor Boost PFC convencional.	27
<b>Figura 13.</b> Convertidor Boost PFC "Bridgeless".	28
<b>Figura 14.</b> Convertidor Boost PFC Intercalat.	29
<b>Figura 15.</b> Convertidor Boost PFC "Half-Bridge".	29
<b>Figura 16.</b> Esquema Control Mode Tensió [17].	30
<b>Figura 17.</b> Esquema Control Mode Corrent de Pic [17].	31
<b>Figura 18.</b> Condicions de funcionament del biestable.	31
<b>Figura 19.</b> Esquema Control Mode Corrent Mitjana (ACC).	32
<b>Figura 20.</b> Convertidor DC/DC Buck [9].	33
<b>Figura 21.</b> Convertidor DC/DC Buck Intercalat [9].	33
<b>Figura 22.</b> Convertidor DC/DC Buck-Boost [9].	34
<b>Figura 23.</b> Convertidor DC/DC Buck-Boost Intercalat [9].	34
<b>Figura 24.</b> Convertidor DC/DC Sèrie Ressonant [16].	34
<b>Figura 25.</b> Topologies de convertidors Bidireccionals DC/DC (a) Convertidor Buck-Boost (b) Convertidor "Half-Bridge" (c) Convertidor Cuk (d) Convertidor Sepic [9].	35
<b>Figura 26.</b> Diagrama de blocs definitiu del carregador d'a bord dissenyat.	36
<b>Figura 27.</b> Topologia Convertidor Boost PFC Convencional.	37
<b>Figura 28.</b> Diagrama de blocs del sistema de control en Mode Corrent Mitjà (ACC) [19].	41
<b>Figura 29.</b> Model en petita senyal del convertidor Boost [19].	41
<b>Figura 30.</b> Diagrama de Bode Gvd(s).	42
<b>Figura 31.</b> Llaç de corrent del Control en Mode Corrent Mitjà (ACC).	43
<b>Figura 32.</b> Diagrama de Bode Gid(s).	43
<b>Figura 33.</b> Diagrama de Bode del Compensador de corrent Ai(s).	45
<b>Figura 34.</b> Diagrama de Bode de Ti(s) en llaç obert.	45
<b>Figura 35.</b> Llaç de tensió del Control en Mode Corrent Mitjà (ACC) [19].	46
<b>Figura 36.</b> Diagrama de Bode de Gvi(s).	47
<b>Figura 37.</b> Diagrama de Bode del Compensador de tensió Av(s).	48
<b>Figura 38.</b> Diagrama de Bode del guany del llaç de tensió Tv(s).	49
<b>Figura 39.</b> Topologia Convertidor DC/DC Buck Unidireccional.	49
<b>Figura 40.</b> Diagrama de blocs del sistema de control en Mode Corrent Mitjà (ACC).	53
<b>Figura 41.</b> Model en petita senyal del convertidor Buck [19].	53
<b>Figura 42.</b> Diagrama de Bode Gid(s).	54
<b>Figura 43.</b> Diagrama de Bode del Compensador de corrent Ai(s).	55
<b>Figura 44.</b> Diagrama de Bode del guany del llaç de corrent Ti(s).	56
<b>Figura 45.</b> Diagrama de blocs del sistema de control en Mode Tensió.	56
<b>Figura 46.</b> Diagrama de Bode Gvd(s).	57
<b>Figura 47.</b> Diagrama de Bode del compensador de tensió Av(s).	59
<b>Figura 48.</b> Diagrama de Bode del llaç de tensió Tv(s).	59
<b>Figura 49.</b> Esquema de l'etapa de potència del carregador a Simulink®.	60
<b>Figura 50.</b> Procés de recàrrega en mode CC/CV de la bateria d'un VE [12].	61
<b>Figura 51.</b> Model de bateria amb una font de tensió.	61
<b>Figura 52.</b> Model de bateria amb una font de corrent.	61
<b>Figura 53.</b> Circuit del sistema de control en mode ACC del convertidor Boost PFC.	62

<b>Figura 54.</b> Circuit del sistema de control en mode CC (dalt) i en mode CV (baix) del convertidor Buck DC/DC.....	62
<b>Figura 55.</b> Tensió i corrent d'entrada (xarxa elèctrica) del carregador.....	64
<b>Figura 56.</b> Corrent per la inductància del convertidor Boost PFC.....	64
<b>Figura 57.</b> Arrissat del corrent per la bobina del convertidor Boost PFC.....	64
<b>Figura 58.</b> Tensió al condensador de bus.....	65
<b>Figura 59.</b> Arrissat de tensió al condensador de bus degut a la seua ESR.....	65
<b>Figura 60.</b> Corrent per la inductància del convertidor Buck DC/DC.....	65
<b>Figura 61.</b> Corrent pel condensador de sortida del carregador.....	66
<b>Figura 62.</b> Corrent per la bateria.....	66
<b>Figura 63.</b> Tensió de la bateria.....	66
<b>Figura 64.</b> Arrissat de tensió de la bateria.....	67
<b>Figura 65.</b> Tensió i corrent d'entrada (xarxa elèctrica) del carregador.....	67
<b>Figura 66.</b> Corrent per la inductància del convertidor Boost PFC.....	68
<b>Figura 67.</b> Arrissat del corrent per la bobina del convertidor Boost PFC.....	68
<b>Figura 68.</b> Tensió del condensador de bus.....	68
<b>Figura 69.</b> Arrissat de tensió del condensador de bus degut a la seua ESR.....	69
<b>Figura 70.</b> Corrent per la inductància del convertidor Buck DC/DC.....	69
<b>Figura 71.</b> Arrissat de corrent per la inductància del convertidor Buck DC/DC.....	69
<b>Figura 72.</b> Corrent per la bateria.....	70
<b>Figura 73.</b> Tensió de la bateria.....	70
<b>Figura 74.</b> Arrissat de tensió de la bateria.....	70
<b>Figura 75.</b> Tensió i corrent d'entrada (xarxa elèctrica) del carregador.....	73
<b>Figura 76.</b> Corrent per la inductància del convertidor Boost PFC.....	73
<b>Figura 77.</b> Arrissat del corrent per la bobina del convertidor Boost PFC.....	73
<b>Figura 78.</b> Tensió al condensador de bus.....	74
<b>Figura 79.</b> Arrissat de tensió al condensador de bus degut a la seua ESR.....	74
<b>Figura 80.</b> Corrent per la inductància del convertidor Buck DC/DC.....	74
<b>Figura 81.</b> Arrissat del corrent per la inductància del convertidor Buck DC/DC.....	75
<b>Figura 82.</b> Corrent i arrissat de corrent pel condensador de sortida del carregador.....	75
<b>Figura 83.</b> Corrent per la bateria.....	75
<b>Figura 84.</b> Tensió de la bateria.....	76
<b>Figura 85.</b> Arrissat de tensió de la bateria.....	76
<b>Figura 86.</b> Tensió i corrent d'entrada (xarxa elèctrica) del carregador.....	77
<b>Figura 87.</b> Corrent per la inductància del convertidor Boost PFC.....	77
<b>Figura 88.</b> Arrissat del corrent per la bobina del convertidor Boost PFC.....	77
<b>Figura 89.</b> Tensió al condensador de bus.....	78
<b>Figura 90.</b> Corrent per la inductància del convertidor Buck DC/DC.....	78
<b>Figura 91.</b> Corrent pel condensador de sortida del carregador.....	78
<b>Figura 92.</b> Corrent per la bateria.....	79
<b>Figura 93.</b> Tensió de la bateria.....	79
<b>Figura 94.</b> Arrissat de tensió de la bateria.....	79
<b>Figura 95.</b> Tensió i corrent d'entrada (xarxa elèctrica) del carregador.....	81
<b>Figura 96.</b> Corrent per la inductància del convertidor Boost PFC.....	81
<b>Figura 97.</b> Tensió al condensador de bus.....	82
<b>Figura 98.</b> Corrent per la inductància del convertidor Buck DC/DC.....	82
<b>Figura 99.</b> Corrent per la bateria.....	83
<b>Figura 100.</b> Tensió de la bateria.....	83

## LLISTAT DE TAULES

<b>Taula 1.</b> Especificacions de disseny.....	12
<b>Taula 2.</b> Característiques de la bateria del Nissan Leaf [14]. .....	12
<b>Taula 3.</b> Comparació dels tipus de bateries. ....	19
<b>Taula 4.</b> Límits de corrent dels harmònics d'entrada per a equips monofàsics.....	27
<b>Taula 5.</b> Especificacions de funcionament de la primera etapa.....	37
<b>Taula 6.</b> Valors de disseny dels components del convertidor Boost PFC.....	40
<b>Taula 7.</b> Especificacions de funcionament de la segona etapa. ....	50
<b>Taula 8.</b> Valors de disseny dels components del convertidor DC/DC Buck.....	52
<b>Taula 9.</b> Comparativa dels harmònics del corrent d'entrada (Mode CC).....	63
<b>Taula 10.</b> Comparativa entre els resultats de simulació i els requeriments de disseny (Mode CC).....	71
<b>Taula 11.</b> Comparativa dels harmònics del corrent d'entrada (Mode CV).....	72
<b>Taula 12.</b> Comparativa entre els resultats de simulació i els requeriments de disseny (Mode CV).....	80

## ÍNDEX

RESUM .....	3
LLISTAT DE SIGLES .....	4
LLISTAT DE FIGURES .....	5
LLISTAT DE TAULES .....	7
1. OBJECTE DEL TREBALL. ESPECIFICACIONS .....	11
2. INTRODUCCIÓ.....	13
2.1 MOTIVACIÓ.....	13
2.2 EL VEHICLE ELÈCTRIC .....	13
2.2.1 HISTÒRIA .....	13
2.2.2 PRESENT I FUTUR .....	15
2.3 BATERIA DEL VEHICLE ELÈCTRIC .....	15
2.3.1 TIPUS DE BATERIES .....	16
2.3.2 FUTUR DE LES BATERIES.....	19
2.3.3 MÈTODES DE CONTROL DE CÀRREGA .....	20
2.4 RECÀRREGA DEL VEHICLE ELÈCTRIC .....	21
2.4.1 TIPUS DE RECÀRREGA .....	22
2.4.2 MODES DE RECÀRREGA .....	22
2.4.3 TIPUS DE CONNECTORS DE RECÀRREGA .....	24
3. SOLUCIONS ALTERNATIVES .....	26
3.1 CONVERTIDOR AC/DC (PFC): .....	26
3.1.1 TOPOLOGIA .....	26
3.1.2 SISTEMA DE CONTROL .....	30
3.2 CONVERTIDOR DC/DC .....	33
3.2.1 TOPOLOGIA .....	33
3.2.2 SISTEMA DE CONTROL .....	36
4. JUSTIFICACIÓ DE LA SOLUCIÓ ADOPTADA .....	36
5. DISSENY DEL SISTEMA ADOPTAT .....	36
5.1 PRIMERA ETAPA: CONVERTIDOR BOOST PFC CONVENCIONAL .....	37
5.1.1 DISSENY DELS COMPONENTS .....	37
5.1.2 SISTEMA DE CONTROL .....	40
5.2 SEGONA ETAPA: CONVERTIDOR DC/DC BUCK UNIDIRECCIONAL.....	49
5.2.1 DISSENY DELS COMPONENTS .....	49
5.2.2 SISTEMA DE CONTROL .....	52
6. SIMULACIÓ I RESULTATS OBTINGUTS.....	60
6.1 CONTROL CC DE LA BATERIA .....	62
6.2 CONTROL CV DE LA BATERIA .....	71
6.3 VARIACIÓ DE TENSIÓ A LA XARXA .....	81

<b>7. CONCLUSIONS .....</b>	<b>83</b>
<b>BIBLIOGRAFIA .....</b>	<b>86</b>



## 1. OBJECTE DEL TREBALL. ESPECIFICACIONS

L'objecte principal d'aquest treball de fi de grau és el disseny i la simulació d'un carregador de bateries d'a bord per a vehicles elèctrics. El carregador estarà compost per un convertidor rectificador AC/DC encarregat de millorar al màxim possible el factor de potència (FP) de la xarxa elèctrica, i un convertidor que adaptarà el nivell de tensió subministrat a la bateria. Ambdós convertidors tindran implementat el seu propi control.

Tots els càlculs de disseny s'han dut a terme mitjançant *Mathcad®*, un software específic per a càlculs matemàtics en enginyeria.

En quant a la implementació del disseny del carregador i la seua simulació, s'ha utilitzat *Simulink®*. Aquest software és una ferramenta de programació visual incorporada dins de *MATLAB®* que permet simular el comportament de sistemes dinàmics.

Amb la finalitat de realitzar el disseny del carregador, primer és necessari establir les especificacions de disseny i funcionament. Per això, se selecciona una bateria de vehicle elèctric convencional per poder utilitzar els seus paràmetres com a exemple a l'hora de fer els càlculs pertinents i simular el prototip. Al mercat existeixen gran varietat de vehicles elèctrics amb la seua pròpia bateria d'Ió-Liti. Com aquest projecte pretén mostrar un carregador per a bateries de VEs comuns, s'ha seleccionat com a model de bateria la que porta integrada el Nissan Leaf, un dels cotxes més venuts.

A continuació, es detallen les especificacions de disseny i les característiques de la bateria:



ESPECIFICACIONS GENERALS	
Tensió d'entrada ( $V_{in}$ )	230 $V_{rms}$ 325.27 $V_{pk}$
Potència de sortida ( $P_{out}$ )	3680 W
Factor de Potència (FP)	0.99
Eficiència ( $\eta$ )	97%
Freqüència d'entrada ( $f_{AC}$ )	50 Hz
ESPECIFICACIONS CONVERTIDOR AC/DC	
Freqüència de commutació ( $f_{sw}$ )	20 kHz
Tensió de sortida/bus ( $V_{bus}$ )	600 V
Arrissat de corrent per la bobina ( $\Delta I_L$ )	20% * $I_L$
Arrissat de tensió pel condensador rectificador ( $\Delta V_{C,rect}$ )	10% * $V_{C,rect}$
Arrissat de tensió pel condensador de bus ( $\Delta V_{C,bus}$ )	3% * $V_{C,bus}$
ESPECIFICACIONS CONVERTIDOR DC/DC	
Freqüència de commutació ( $f_{sw}$ )	20 kHz
Tensió de sortida/bateria ( $V_{out}$ )	240 - 398 V
Arrissat de corrent per la bobina ( $\Delta I_L$ )	20% * $I_L$
Arrissat de tensió pel condensador de sortida ( $\Delta V_{C,out}$ )	3% * $V_{out}$

Taula 1. Especificacions de disseny.

Tipus de bateria	Laminada d'Ió de Liti
Capacitat	30 kWh
Tipus de carregador	3,68 kW
Nº de cel·les	192
Mòduls de cel·les	48 (4 cel·les/mòdul)
Tensió nominal	360 V
Rang de tensió útil	240 V – 398.4 V
Temps de càrrega	230V → 8 h / 400V → 1 h

Taula 2. Característiques de la bateria del Nissan Leaf [14].

## 2. INTRODUCCIÓ

El present capítol d'aquest TFG ens exposa la principal motivació que ha causat la realització del mateix; així com una breu explicació de tot allò relacionat amb el vehicle elèctric (VE) i les seues bateries.

### 2.1 MOTIVACIÓ

Durant els últims anys, s'ha pogut observar un augment considerable de la producció de vehicles elèctrics. Aquest fet és degut, en gran part, a l'ineludible canvi climàtic i la conseqüent necessitat d'utilitzar energia renovable i respectuosa amb el medi ambient.

Aquest treball neix fruit de la meua motivació personal per ajudar a la societat i millorar la qualitat de vida de les persones a través de la enginyeria electrònica. Els coneixements que he adquirit al cursar el Grau en Enginyeria Electrònica Industrial i Automàtica impartit per la Universitat Politècnica de València em possibiliten realitzar aquest projecte amb un alt grau de satisfacció.

### 2.2 EL VEHICLE ELÈCTRIC

#### 2.2.1 HISTÒRIA

És molt probable que la majoria de la gent pense que la invenció del vehicle elèctric va ocórrer fa relativament poc. Però, la realitat és que la història del vehicle elèctric comença a principis del segle XIX.

La invenció del primer model de vehicle elèctric és atribuïda a diferents persones. En 1828, Anyós Jedlik, un hongarès que va inventar un model embrionari de motor elèctric, va crear un petit cotxe alimentat pel seu nou motor. En 1834, un ferrer de Vermont anomenat Thomas Davenport va construir un artefacte similar que operava en una pista curta, circular i electrificada. El 1835, el professor Sibrandus Stratingh de Groningen, als Països Baixos, va crear un cotxe elèctric a petita escala, alimentat per bateries no recarregables de cèl·lules primàries.

Les bateries recarregables, que proporcionen un mitjà viable per a l'emmagatzematge de l'electricitat a bord d'un vehicle no van arribar fins a 1859, amb la invenció de la bateria de plom-àcid pel físic francès Gaston Planté. Camille Alphonse Faure, un altre científic francès, va millorar significativament el disseny de la bateria en 1881; les seues millores van augmentar considerablement la capacitat de les bateries i permetre directament la seva fabricació a escala industrial.

Els vehicle elèctrics es van fer amb les carreteres en poc temps, el 1900 podem considerar el seu apogeu, quan eren els cotxes que més es venien, molt més que els de vapor o gasolina.

Els primers cotxes de gasolina eren molt contaminants, bruts, sorollosos, requerien benzina o gasolina (no era fàcil comprar-la al principi), calia canviar de marxa molt rudimentàriament, calia arrencar amb maneta i en qualsevol lloc eren susceptibles de fallar. Això va acabar canviant, una mica.

El cotxe elèctric triomfava per la seva simplicitat, fiabilitat, suavitat de marxa, sense canvi de marxos ni maneta, no feien soroll, eren veloços, l'autonomia era raonable i el seu cost era suportable per a la burgesia i les classes altes, els primers usuaris d'automòbils. Superaven per 10 a 1 als de gasolina.

No obstant això, el cotxe de gasolina va rebre el motor d'arrencada (1912), Henry Ford va inventar la producció en massa mecanitzada, la gasolina va arribar a un preu molt popular, es van començar a obrir carreteres al trànsit i llavors l'autonomia va passar a ser una característica molt valorada, a més del preu.

La tecnologia de les bateries avançava molt bé, el mateix Thomas Alva Edison va posar una bateria de níquel a un cotxe elèctric abans de 1890 i va aconseguir més autonomia i prestacions. Però el cotxe de gasolina va acabar guanyant-li el pols a l'elèctric.

Als anys 60-70, més per ecologia que per altra cosa, comencen a aparèixer alguns models en el sector industrial, el carret de golf elèctric i petits cotxes urbans.

La crisi del petroli va ser el detonant de la seva posterior reaparició, forçant als fabricants de cotxes convencionals a millorar la seva eficiència mentre es buscaven alternatives al petroli, una matèria primera d'origen estranger que podia tombar l'economia occidental si començava a escassejar o s'encaria.

Algunes iniciatives legislatives d'exigir vehicles d'emissió zero van impulsar a les grans automobilístiques a investigar en aquest camp, mentre que alhora lluitaven als tribunals.

En aquells dies, el cotxe híbrid tenia més viabilitat com a alternativa. No obstant això, van aparèixer a les carreteres diversos cotxes elèctrics amb prestacions molt raonables i autonomia similar als d'avui. Gairebé tots eren cotxes convencionals transformats, uns pocs van ser desenvolupaments fets des de zero.

La indústria petrolera va pressionar molt per crear un clima desfavorable per a aquests cotxes, així com els interessos a favor de la pila de combustible, una tecnologia en bolquers.

El cotxe elèctric no interessava perquè hi havia "pocs clients", havien de mantenir recanvis per a unes centenes o milers d'unitats, no requerien manteniment ni generaven diners a la postvenda, suposava molts diners en I+D i sortia molt més rendible vendre SUV per a una població que no els necessitava en realitat.

Aquests cotxes gairebé van desaparèixer, però els últims esdeveniments econòmics i la creixent mentalitat ecològica van aconseguir evitar la pressió dels lobbys del petroli. El cotxe híbrid va aconseguir emergir.

És a principis del segle XXI quan la millora en la tecnologia de les bateries aconsegueix que siguin una alternativa a considerar, ja que la pila de combustible està encara en una fase inicial que no interessa per al públic massiu. El cotxe convencional comença la seva decadència.

### 2.2.2 PRESENT I FUTUR

Recentment, l'empresa consultora Deloitte ha elaborat un informe sobre la situació actual i el futur dels cotxes elèctrics [20]. Un dels titulars que més hi destaca és que el 2021 el preu dels VEs s'equipararà amb els vehicles de combustió a alguns països.

S'estima que al 2018 circulaven dos milions de vehicles elèctrics a tot el món. El 2020, la xifra es preveu que arribi als quatre milions. En 2025 s'espera que augmentin fins als 12 milions, i d'aquí a 2030 el mercat hauria d'arribar a les 21 milions d'unitats matriculades.

Però aquest impressionant estudi sobre el creixement de vendes no és l'única cosa que destaca a l'informe de Deloitte. També es desprenen altres interessants conclusions.

S'espera un creixement de la demanda de VEs que es veurà propiciada per dos factors. D'una banda, la cada vegada major conscienciació dels conductors pel que fa a l'ús de mitjans de transport més eficient. D'altra, i potser la més important, els incentius econòmics que ofereixen els governs, o les normes mediambientals cada vegada més restrictives.

El preu dels cotxes elèctrics segueix sent un dels principals inconvenients davant la seva popularització. L'informe de Deloitte preveu que els avanços tecnològics suposaran també un abaratiment dels costos fins al punt que en alguns països els cotxes elèctrics i els de combustió igualaran els seus preus en 2021.

Una altra dada interessant apunta que la tecnologia dels cotxes 100% elèctrics anirà creixent de forma imparable. Això farà que al 2030 la seva quota de mercat vagi superant a la dels híbrids endollables. La previsió és que en la pròxima dècada 7 de cada 10 endollables venuts siguin elèctrics purs.

Es tracta d'un fet que cada vegada hi trobem més fabricants sumant models electrificats a la seva oferta; així i tot, l'oferta encara és escassa. Mitjançant les fortes inversions que les grans marques estan realitzant en aquests moments, s'espera que açò es reverteisca.

L'última conclusió de l'informe pronostica que en la propera dècada hi haurà una sobreproducció de cotxes elèctrics. De complir-se aquestes previsions, l'oferta superarà la demanda dels consumidors en aproximadament 14 milions d'unitats.

Per a Deloitte, la clau del mercat elèctric durant les pròximes dècades serà oferir un producte competitiu, però també un servei postvenda de qualitat i mantenir la inversió en noves tecnologies sense que això supose un increment dels preus.

## 2.3 BATERIA DEL VEHICLE ELÈCTRIC

Un dels principals components de tot vehicle elèctric és la bateria. La seua importància és tal que la autonomia i el preu del cotxe depenen del tipus i dimensions de la mateixa.

Una bateria és un acumulador d'energia on s'emmagatzema electricitat mitjançant elements electroquímics, un procés amb pèrdues mínimes que permet un rendiment pròxim al 100%. Aquesta electricitat és transmesa en qualsevol moment al motor elèctric per al funcionament del vehicle.

Amb la finalitat de comprendre correctament les propietats d'una bateria, primer s'ha de conèixer les seues característiques: densitat energètica, capacitat, potència, eficiència i cicle de vida. Quan majors siguin les prestacions, major serà el cost de la bateria i, consegüentment, major serà el preu del vehicle.

- **Densitat energètica (Wh/kg):** identifica l'energia que pot emmagatzemar i subministrar la bateria en Watts-hora hora per cada kg. A major densitat, major autonomia del vehicle.
- **Capacitat (kWh, Ah):** es pot expressar en kilowatts-hora (kWh) o en amper-hora (Ah). Es tracta de la quantitat d'energia elèctrica o de càrrega elèctrica que pot acceptar o subministrar la bateria.
- **Densitat de potència (W/kg):** és la capacitat de proporcionar potència durant el procés de descàrrega. A més potència, majors prestacions tindrà el vehicle.
- **Eficiència (%):** és el rendiment de la bateria, l'energia que realment aprofita. Es mesura en %.
- **Cicle de vida:** són els cicles complets de càrrega i descàrrega que suporta la bateria dins la seua vida útil. Quan més cicles, major durabilitat.
- **Constant de càrrega/descàrrega C:** és una constant que depèn de la capacitat de la bateria en mAh i s'utilitza per a poder indicar la intensitat a la que es deu carregar o descarregar la bateria sense que patisca danys permanents. Es calcula de la següent forma:

$$C = \frac{\text{Capacitat (mAh)}}{1000}$$

La capacitat d'una bateria generalment es qualifica en 1C, el que significa que una bateria completament carregada amb una capacitat nominal de 1000 mAh no deuria descarregar-se amb una intensitat de més d'1 A. La mateixa bateria que es descarrega a 0.5C hauria de proporcionar 500 mA.

### 2.3.1 TIPUS DE BATERIES

Tenint en compte els elements químics dels que estan compostes internament les bateries, es poden trobar en la indústria els següents tipus:

- **Plom-àcid:**

És la bateria més antiga i, també, la més utilitzada en vehicles convencionals. La tensió subministrada per aquest tipus de bateria es troba normalitzada en 12 i 24 volts. S'utilitza fonamentalment per a funcions d'arrencada de vehicles, sistemes fotovoltaics o suport elèctric

ininterromput. Ofereixen una autonomia d'uns 100 km. Actualment s'estan deixant d'utilitzar per a subministrar energia a motors elèctrics.

- **Níquel-Cadmi (NiCd):**

Aquesta bateria és prou utilitzada en la indústria de l'automòbil, però l'alt cost d'adquisició dels seus elements fa que no siga la solució elegida pels fabricants de cotxes, estant més orientada a avions, helicòpters o vehicles militars, degut el seu gran rendiment a baixes temperatures. Posseeixen efecte memòria, per el que la seua capacitat es veu reduïda amb cada recàrrega.

- **Níquel-Hidrur metàl·lic (Ni-MH):**

Els fabricants de vehicles híbrids solen recórrer a aquest tipus de bateries amb freqüència.

- **Ió-Liti (Li-ion):**

Aquests tipus de bateria és de més recent creació. Es diferencia de les altres en que té més del doble de densitat energètica, tot i que és més menuda. Es pot considerar com la millor opció per als vehicles elèctrics. Es tracta de la bateria de més ràpid creixement i més prometedora.

Malgrat tots els avantatges que presenta l'ió-liti, el ràpid envelliment és un dels seus principals desavantatges. És per això que noves i millorades combinacions químiques s'introdueixen constantment.

- **Polímer de liti (LiPo):**

Es tracta d'una variació de la bateria d'ió-liti amb la diferència en el tipus d'electròlit utilitzat. Les seues característiques són molt similars a les de l'ió-liti, però permeten una densitat d'energia lleugerament major i una taxa de descàrrega superior. Aquesta bateria és més menuda en comparació amb les altres. No obstant això, segueixen sent cares i, a més, tenen un cicle de vida baix. Tot això ha fet que no s'estenguen massa pel sector de l'automòbil.

A continuació es mostra una taula comparativa entre els tipus de bateries exposats [10]:

	AVANTATGES	DESavantATGES	CARACTERÍSTIQUES
<b>Plom-àcid</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Baix cost de producció.</li> <li>- Fàcil fabricació.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Pes excessiu.</li> <li>- Altament tòxica.</li> <li>- Baixa densitat energètica.</li> <li>- No admeten sobrecàrregues ni descàrregues profundes.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- <i>Cicle de vida:</i> 500 – 800 cicles.</li> <li>- <i>Densitat energètica:</i> 30 – 40 Wh/kg.</li> <li>- <i>Potència:</i> 180 W/kg.</li> <li>- <i>Eficiència:</i> ≈ 75%.</li> </ul>
<b>Níquel-Cadmi (NiCd)</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Major fiabilitat que Pb-àcid.</li> <li>- Admeten un gran rang de temperatures de funcionament.</li> <li>- Admeten sobrecàrregues, es poden seguir carregant quan ja no admeten més càrrega.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Cadmi tòxic.</li> <li>- Efecte memòria molt alt.</li> <li>- Densitat d'energia baixa.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- <i>Cicle de vida:</i> 1500 – 2000 cicles.</li> <li>- <i>Densitat energètica:</i> ≈ 50 Wh/kg.</li> <li>- <i>Potència:</i> 150 W/kg.</li> <li>- <i>Eficiència:</i> ≈ 70% - 90%.</li> </ul>
<b>Níquel-Hidrur metàl·lic (Ni-MH)</b>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Reducció de l'efecte memòria respecte al NiCd.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Menor fiabilitat que NiCd.</li> <li>- Resistència baixa a altes temperatures.</li> <li>- Resistència baixa a altes corrents de càrrega.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- <i>Cicle de vida:</i> 300 – 500 cicles.</li> <li>- <i>Densitat energètica:</i> ≈ 60 – 80 Wh/kg.</li> <li>- <i>Potència:</i> 250 – 1000 W/kg</li> <li>- <i>Eficiència:</i> ≈ 66% - 90%</li> </ul>

<p><b>Ió-Liti (Li-Ion)</b></p>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Alta densitat energètica.</li> <li>- Baixa auto-descàrrega.</li> <li>- Baix manteniment.</li> <li>- Sense efecte memòria.</li> <li>- Menor volum.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Requereixen circuit de protecció per evitar la seua combustió espontània.</li> <li>- Alguns models no admeten descàrregues completes.</li> <li>- Ràpid envelliment (emmagatzematge en fred redueix aquest efecte).</li> <li>- Alt cost de producció.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- <i>Cicle de vida:</i> 800 – 1200 cicles.</li> <li>- <i>Densitat energètica:</i> ≈ 100 – 250 Wh/kg.</li> <li>- <i>Potència:</i> 250 – 350 W/kg</li> <li>- <i>Eficiència:</i> ≈ 90%</li> </ul>
<p><b>Polímer de Liti (LiPo)</b></p>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Menors mides.</li> <li>- Bona tasa de descàrrega (superior a les d'ió-liti).</li> <li>- Seguretat millorada (menor probabilitat de combustió).</li> <li>- Major densitat d'energia.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- Major cost de producció.</li> <li>- Menor cicle de vida.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>- <i>Cicle de vida:</i> 500 - 800 cicles.</li> <li>- <i>Densitat energètica:</i> 300 Wh/kg</li> <li>- <i>Potència:</i> 300 – 450 W/kg</li> <li>- <i>Eficiència:</i> ≈ 90%</li> </ul>

Taula 3. Comparació dels tipus de bateries.

El tipus de bateria seleccionat per a realitzar aquest treball és el d'Ió-Liti. Aquesta bateria és la més utilitzada en la indústria automobilística, ja que presenta les millors característiques i es troba en constant millora.

### 2.3.2 FUTUR DE LES BATERIES

Actualment, un dels majors impediments per a les vendes dels cotxes elèctrics és el seu alt preu en comparació amb els cotxes de combustió. El motiu d'aquest encariment és l'alt cost de producció de les bateries.

Segons les prediccions dels analistes de Bloomberg [2], les vendes de cotxes elèctrics superaran als de combustió de gasolina i dièsel en 2038, i el seu preu serà similar als vehicles convencionals en tan sols vuit anys. Segons aquest mateix informe el cost de les bateries d'ió-liti caurà significativament: una bateria que hagués costat 1.000 dòlars al 2010, valdrà tan sols 73 dòlars al 2030.



Les bateries d'ió-liti són les més utilitzades en l'actualitat per als cotxes elèctrics. Un dels seus grans avantatges és el seu cicle de vida, ja que permeten un gran nombre de recàrregues. La seva grandària i autonomia són suficients per als desplaçaments més habituals. Això, juntament amb la fiabilitat de la tecnologia, ha fet que es converteixin en l'aposta actual i de mig termini per a la quasi totalitat dels fabricants d'automòbils. Els avenços en la tecnologia d'ió-liti, amb menors temps de recàrrega, prometen una llarga vida a aquesta tecnologia si bé s'està treballant en l'evolució d'aquesta.

Una altra tecnologia de bateries, coneguda com Post Liti, se serveix d'aquest material per augmentar especialment l'autonomia dels equips. És el cas de les bateries de Liti-Sofre i Liti-Aire, la densitat d'energia multiplica per deu a les convencionals d'ió-liti, el que permet més capacitat en el mateix pes i espai, i podrien allargar l'autonomia dels cotxes elèctrics fins als 1.000 quilòmetres.

Cal mencionar un nou nanomaterial, el grafè. Se sol descriure com el material del futur o el "material de Déu". Prové del grafit, està compost per carboni pur i és un bon conductor tèrmic i elèctric, millor que el coure. La densitat energètica en massa del grafè és molt alta: al voltant de 600 Wh/kg. Per la seva banda, la vida útil que permet aquest material ve a ser el doble que en les bateries d'ions de liti convencionals.

El principal problema que presenta és que fabricar-lo en massa sense que perdi qualitat és un procés molt car; només en petites quantitats aquest material presenta tot el seu potencial.

D'altra banda hi ha la densitat de volum: tot i que una bateria d'aquest tipus aconsegueix acumular més energia elèctrica amb menys pes, ocupa una mica més de volum, sense esmentar les potències de càrrega necessàries per recarregar una bateria que ofereix centenars de quilòmetres d'autonomia, fins i tot 1.000.

De moment, aquest material "miraculós" i possible successor del silici està present en bateries, auriculars, rodes per a bicis, bombetes, càmeres de fotos i s'han dut a terme aplicacions en medicina i en la dessalinització de l'aigua. Però encara no fa dels vehicles elèctrics un mitjà de transport il·limitat. Encara queden uns anys.

### 2.3.3 MÈTODES DE CONTROL DE CÀRREGA

Les bateries elèctriques tenen el seu propi mètode de control de càrrega depenent de la seua composició química. En aquest projecte sols s'explica el mètode per a carregar bateries d'ió-Liti, ja que es el tipus de bateria utilitzada.

- **Corrent constant – Voltatge constant (CC-CV):**

Les bateries d'ió-liti normalment es carreguen a 4,20 V/cel·la amb una tolerància de +/- 50 mV/cel·la. L'augment de la tensió augmenta l'estat de càrrega, però anar més enllà de les especificacions pot sobrecarregar la bateria i comprometre la seua seguretat. Triar un lliandar de voltatge més baix o eliminar la càrrega de saturació per complet, perllonga la vida útil de la bateria, encara que això redueix l'autonomia del vehicle.

La taxa de càrrega recomanada d'una cèl·lula d'energia està entre 0.5C i 1C. El temps de càrrega complet és, aproximadament, de 2 a 3 hores. Tot i això, els fabricants d'aquestes cel·les recomanen carregar a 0,8 C o menys per allargar la vida útil de la bateria.

A la figura 11 es pot observar el procés de càrrega utilitzant aquest mètode (CC-CV). El primer pas consisteix en carregar a corrent constant (CC) quan la bateria es troba descarregada. D'aquesta forma s'aconsegueix augmentar aquesta tensió de manera controlada fins arribar a la tensió nominal de càrrega.

Seguidament, es canvia a carregar amb voltatge constant (CV). En aquesta etapa el corrent disminueix lentament fins a la finalització de la càrrega. El final es produeix quan s'arriba a un punt mínim de corrent per defecte (3% del corrent nominal), el qual indica que s'ha assolit una càrrega completa.

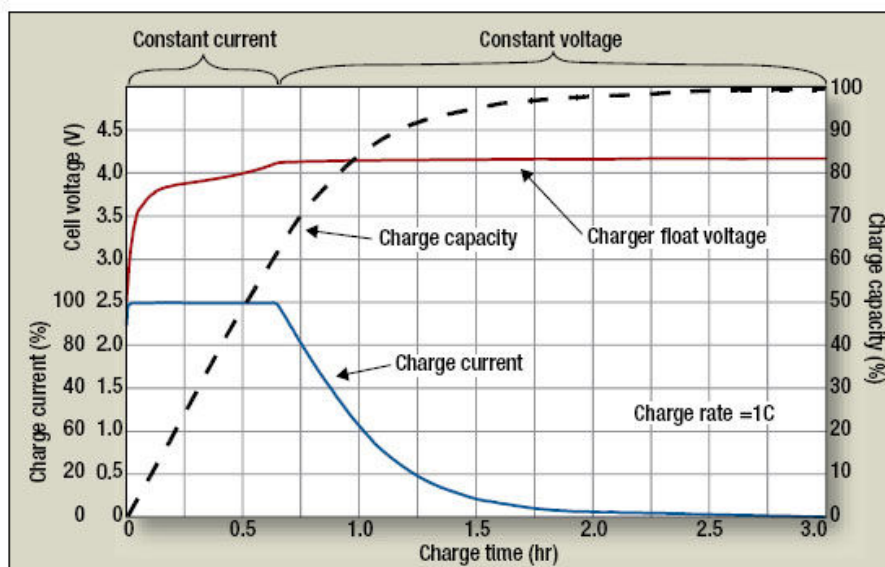


Figura 11. Mètode de càrrega CC-CV per a bateries d'ió-liti [12].

## 2.4 RECÀRREGA DEL VEHICLE ELÈCTRIC

Actualment, existeixen multitud de tipus de carregadors per a vehicles elèctrics; els quals es diferencien entre sí per la potència o temps de recàrrega que ofereixen, la quantitat d'informació que intercanvien amb el VE (mode de càrrega), i el tipus de connector.

A pesar de la diversitat d'opcions de recàrrega existents, existeix una normativa de la Comissió Electrotècnica Internacional. Es tracta de la normativa IEC 621196, estàndard internacional per al conjunt de connectors elèctrics i els modes de càrrega per a vehicles elèctrics.

A continuació, es donaran a conèixer les diferents possibilitats per a realitzar la recàrrega d'un vehicle elèctric.

### 2.4.1 TIPUS DE RECÀRREGA

Es poden diferenciar cinc tipus de recàrrega segons la velocitat d'aquesta, o el que és el mateix, segons el temps emprat.

- **Súper-lenta:**

La intensitat de corrent es limita a 10 A a causa de no disposar d'una instal·lació elèctrica de recàrrega adequada. Un VE convencional amb una capacitat de 22 a 24 kWh tarda entre 10 i 12 hores en fer una recàrrega completa.

- **Lenta o convencional:**

Es realitza a 16 A i 3,68 kW de potència màxima. El temps de recàrrega aproximat és d'entre 6 i 8 hores. Aquest tipus de recàrrega és el que se sol utilitzar per a carregar el vehicle als habitatges, ja que la xarxa elèctrica domèstica proporciona potències dins d'aquest rang.

- **Semi-ràpida:**

Es realitza a una potència d'uns 22 kW i pot tardar entre 1 hora i 1 hora i mitja en fer una recàrrega completa.

- **Ràpida:**

La potència demandada és molt elevada en aquest cas, entre 44 i 50 kW. Per a vehicles amb una capacitat de 22-24 kWh, mitja hora o menys és suficient per a recarregar-los per complet; encara que el més habitual és fer recàrregues del 80-90% de capacitat màxima per motius de seguretat.

- **Ultra-ràpida:**

És molt poc utilitzada i encara es troba en fase experimental. La potència de recàrrega és molt elevada i uns 5 o 10 minuts són suficients per a recarregar les bateries. Les bateries d'ió de liti no suporten la temperatura que s'assoleix amb aquest tipus de recàrrega, per tant, aquest tipus és necessari un sistema de refrigeració incorporat dins del carregador ultra-ràpid.

### 2.4.2 MODES DE RECÀRREGA

Els modes de recàrrega d'un VE estan relacionats amb el nivell de comunicació entre el propi vehicle i el punt de recàrrega, i, per tant, amb el control que es pot assolir durant el procés de recàrrega.

Les bateries d'un vehicle elèctric tenen quatre modes operatius de recàrrega: tres a corrent altern (AC) i un a corrent continu (DC).

- **Mode 1 (AC):**

Recàrrega lenta des d'una base d'endoll domèstic, no industrial (endoll Schuko) i sense comunicació entre vehicle i punt de recàrrega. El temps de recàrrega anirà en funció de la capacitat de la bateria.

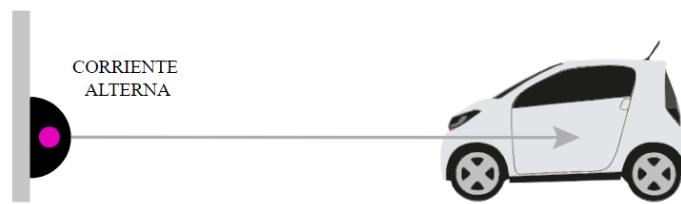


Figura 1. Mode 1 de recàrrega [3].

- **Mode 2 (AC):**

Mode de recàrrega lenta amb endoll i base similars a l'anterior, de tipus estàndard. La diferència és que el cable porta un sistema de protecció inclòs i un interruptor diferencial. Aquesta connexió evita una mala connexió del vehicle a la xarxa, activant o desactivant la recàrrega. A més, aquest sistema afegeix seguretat a la recàrrega. Un dels terminals del cable (tipus 2 Mennekes o CHAdeMO) s'introdueix a l'entrada del vehicle i l'altre terminal (endoll Schuko) es connecta al punt de recàrrega.



Figura 2. Mode 2 de recàrrega [3].

- **Mode 3 (AC):**

En aquest mode operatiu, la recàrrega és semi-ràpida i es realitza amb un cable connectat de forma fixa al punt de recàrrega ("Wall Box"), el connector del qual es connecta a l'entrada del vehicle. És una manera exclusiva per a vehicles elèctrics, degut al sistema d'alimentació i a la protecció i control incorporats dins del punt de recàrrega, que monitoritza la recàrrega i detecta la connexió del vehicle.

Aquest mode de recàrrega és el que s'utilitza en zones públiques, aparcaments i centres comercials.



Figura 3. Mode 3 de recàrrega [3].

- **Mode 4 (DC):**

Aquest mode operatiu es recomana per a la denominada recàrrega ràpida. La recàrrega es realitza en el que normalment s'anomena "electrolinera", ja que es transfereixen potències elevades. En la càrrega DC, el convertidor AC/DC es troba de forma fixa dins del punt de recàrrega.

Aquest mode de recàrrega necessita l'adequació de la xarxa elèctrica existent, de manera que els tipus d'infraestructures per al mateix, de moment, resulten molt costoses.



Figura 4. Mode 4 de recàrrega [3].

### 2.4.3 TIPUS DE CONNECTORS DE RECÀRREGA

Els tipus de connectors són els endolls per a la connexió de la recàrrega del VE. Degut a que encara no existeix una estandardització en els connectors, existeixen diferents models i marques en el mercat amb diferents configuracions i característiques tècniques.

Els diferents tipus de connectors que podem trobar actualment són:

- **Endoll Schuko:** aquest endoll és compatible amb la presa de corrent europea i compleix l'estàndard CEE 7/4 Tipus F. Té presa a terra, dos bornes i suporta corrent de fins a 16 amperes; per tant, només és compatible amb recàrregues lentes.

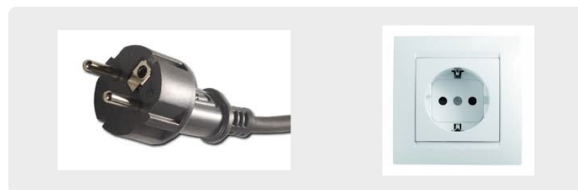


Figura 5. Endoll Schuko [1].

- **Connector SAE J1772 (Tipus 1):** és un estàndard japonès, adoptat pels americans i acceptat en la UE, per a la recàrrega en AC. Té un total de 5 borns, dos d'ells de corrent, altres dos complementaris i l'últim de presa a terra. Aquest tipus de connector té dos nivells, un d'ells de fins a 16 A, que seria per a recàrrega lenta. L'altre nivell, de fins a 80 A, que correspon a la recàrrega ràpida.

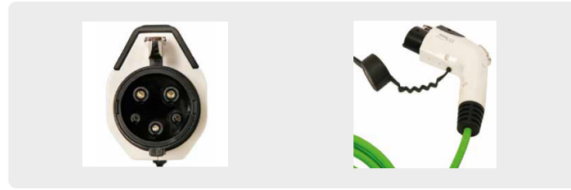


Figura 6. Connector SAE J1772 (Tipus 1) [1].

- **Connector MENNEKES (Tipus 2):** és un connector alemany molt habitual, encara que no és específic per a VE. Aquest connector té 7 borns, dels quals 4 són per a corrent (trifàsica), un altre de presa a terra i dos per a comunicacions. Té la opció de suportar dos corrents, per un costat monofàsica (16 A / 3,7 kW – recàrrega lenta), i per un altre trifàsica (fins a 63 A / 43,8 kW – recàrrega ràpida).

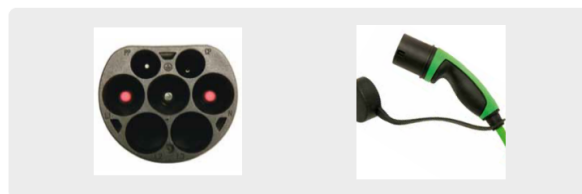


Figura 7. Connector MENNEKES (Tipus 2) [1].

- **Connector únic combinat (CCS):** aquest model és la versió que s'ha adoptat a Europa per a càrrega en contínua. Com el seu propi nom indica, es tracta d'un connector combinat compost per un connector AC tipus 2 i un connector DC amb dos terminals. Ofereix la possibilitat de carregar el vehicle en els modes 2, 3 i 4 a través d'una sola presa. La potència màxima a la qual pot operar en AC és de 43 kW i de fins a 100 kW (actualment només 50 kW) en DC. Consta de 5 borns distribuïts per a corrent, presa a terra i comunicació amb la xarxa elèctrica. Aquest tipus de connector admet ambdues càrregues, lenta i ràpida.

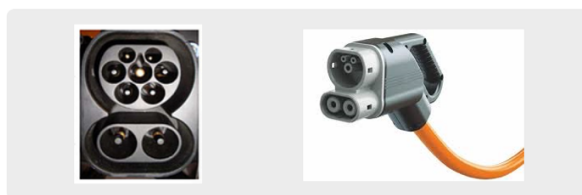


Figura 8. Connector CCS [1].

- **Connector Scame (Tipus 3):** té 5 o 7 borns, depenent de si el corrent és monofàsic o trifàsic, incloent en ambdós presa a terra i comunicació amb la xarxa. Admet fins a 32 A. Actualment està en desús.



Figura 9. Connector Scame (Tipus 3) [1].

- **Connector CHAdeMO:** és l'estàndard dels fabricants japonesos. Té 10 borns, presa a terra i comunicació. Aquest connector està pensat per a recàrregues ultra-ràpides, ja que admet fins a 200 A. És el que major diàmetre té de tots els models.



Figura 10. Connector CHAdeMO [1].

### 3. SOLUCIONS ALTERNATIVES

El carregador d'a bord és aquell present dins d'un vehicle elèctric. Es tracta d'un convertidor AC/DC que adequa el nivell de tensió obtingut del punt de recàrrega per a recarregar les bateries del vehicle. Aquest punt de recàrrega pot ser la xarxa elèctrica (Modes 1 i 2) o una infraestructura de recàrrega anomenada "Wallbox" (Mode 3). En ambdós casos, el corrent d'entrada al carregador d'a bord és el pertanyent a la xarxa elèctrica (corrent altern).

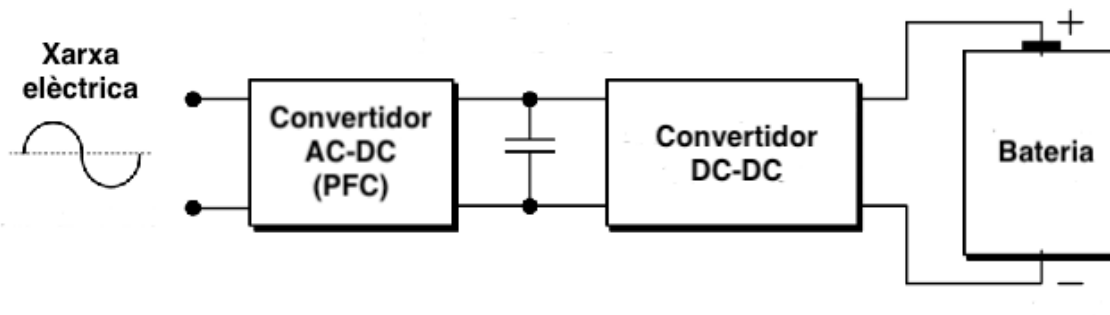


Figura 11. Diagrama de blocs del carregador d'a bord.

#### 3.1 CONVERTIDOR AC/DC (PFC):

##### 3.1.1 TOPOLOGIA

La primera etapa del carregador s'encarrega de convertir el corrent altern a corrent continu (AC/DC) i de reduir la distorsió harmònica total (THD) present a la xarxa elèctrica d'entrada que es produeix a causa dels components electrònics del propi carregador; o, el que és el mateix, incrementar el Factor de Potència (FP) al màxim. Aquesta primera etapa s'anomena "Correcció del Factor de Potència" o "PFC" (*Power Factor Correction*). Un dels objectius és complir amb la normativa vigent UNE-EN 61000-3-4: "Compatibilidad electromagnética (CEM). Parte 3-4: Límites. Limitación de las emisiones de corrientes armónicas en las redes de baja tensión para equipos con corriente asignada superior a 16 A.". Segons aquesta normativa, per als equips

monofàsics (els carregadors de bateries d'a bord s'inclouen en aquesta classe), els harmònics del corrent d'entrada no deuen superar els límits establerts a la Taula 1 del document [13].

Orden armónico $h$	Corriente armónica admisible $I_h/I_1$ [%]		Orden armónico $h$	Corriente armónica admisible $I_h/I_1$ [%]
3	21,6		21	$\leq 0,6$
5	10,7		23	0,9
7	7,2		25	0,8
9	3,8		27	$\leq 0,6$
11	3,1		29	0,7
13	2		31	0,7
15	0,7		$\geq 33$	$\leq 0,6$
17	1,2			
19	1,1		parets	$\leq 8/h$ o $\leq 0,6$

Taula 4. Límits de corrent dels harmònics d'entrada per a equips monofàsics.

Els convertidors de tipus "Boost" funcionant en mode de conducció contínua (CCM) s'han popularitzat especialment a causa de la reducció dels nivells d'interferència electromagnètica (EMI) que resulten de la seva utilització.

A continuació, es mostren les topologies més comunes de convertidors Boost amb PFC utilitzats per a la càrrega de VE [8]:

- **Convertidor Boost PFC Convencional:**

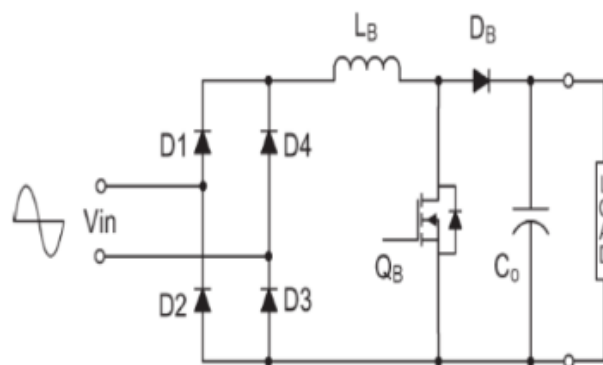


Figura 12. Convertidor Boost PFC convencional.



La topologia Boost és molt simple i permet una baixa distorsió harmònica en el corrent d'entrada, amb un factor de potència gairebé unitari usant tècniques de control apropiades.

Aquest convertidor presenta pèrdues per conducció perquè el corrent flueix sempre a través de tres elements semiconductors (2 díodes en sèrie amb el díode  $D_B$  o el transistor  $S$ , depenent de l'estat de  $S$ ). Per tant, l'eficiència del convertidor està compromesa, especialment a baixa tensió d'entrada.

A més, per aconseguir una alta densitat de potència i un transitori de més ràpida resposta, el convertidor hauria de funcionar amb altes freqüències de commutació. No obstant això, si la freqüència de commutació augmenta, el díode de sortida operaria en alta tensió, proporcionant pèrdues significatives per recuperació inversa i causant interferències electromagnètiques (EMI).

Tots aquests problemes de pèrdues de potència per conducció i per recuperació inversa, han portat a buscar altres tipus de topologies.

- **Convertidor Boost PFC "Bridgeless":**

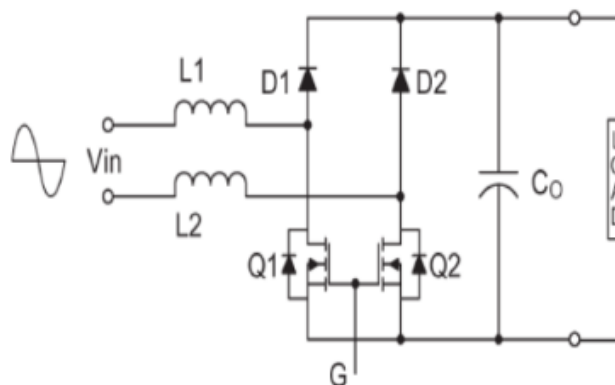


Figura 13. Convertidor Boost PFC "Bridgeless".

Amb la intenció d'augmentar l'eficiència del convertidor Boost PFC convencional, es va introduir el convertidor Boost "Bridgeless" (també conegut com a Dual Boost). Les pèrdues per conducció es minimitzen al reduir el nombre de dispositius semiconductors que condueixen el corrent des de la font a la càrrega. No obstant això, els díodes de sortida continuen operant en alta tensió, resultant en altes pèrdues per recuperació inversa a causa d'un alt corrent que circula pel díode i una elevada tensió de sortida.

A mesura que augmenta la freqüència de commutació, els grans corrents de recuperació inversa dels díodes de sortida afecten els transistors en forma de pèrdues addicionals per activació ("turn-on"), i també produeixen interferències electromagnètiques (EMI).

- **Convertidor Boost PFC Intercalat:**

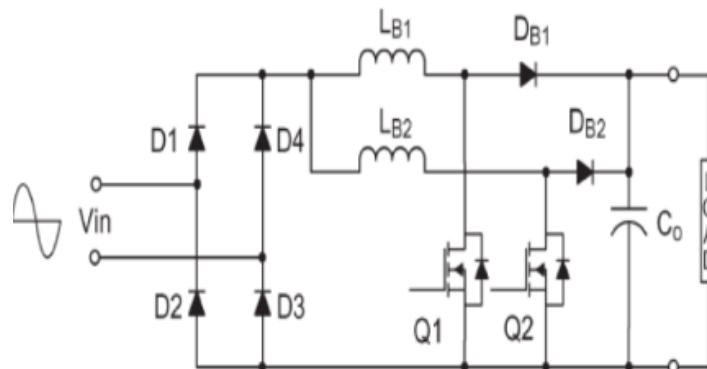


Figura 14. Convertidor Boost PFC Intercalat.

A mesura que augmenta la potència, sovint cal associar els convertidors en sèrie o en paral·lel. En aplicacions d'alta potència, la intercalació de dos convertidors Boost s'utilitza per millorar el rendiment i reduir la mida del convertidor. A més, per a aplicacions d'alta intensitat i elevació de tensió, els corrents a través dels commutadors esdevenen fraccions del corrent d'entrada. La intercalació duplica eficaçment la freqüència de commutació i també cancel·la parcialment les ondulacions d'entrada i sortida, ja que es pot reduir la mida dels inductors d'emmagatzematge d'energia i de la interferència electromagnètica en mode diferencial (EMI) en implementacions intercalades.

La conversió d'energia intercalada consisteix en interconnectar de manera adequada diverses cèl·lules de commutació (transistors) per a les quals la freqüència de conversió és idèntica, encara que els instants de commutació interns estiguin seqüenciats sobre fraccions iguals d'un període de commutació. Aquesta disposició redueix l'amplitud d'ondulació i augmenta la freqüència efectiva d'ondulació de tot el convertidor sense augmentar les pèrdues per commutació. Per tant, un sistema intercalat pot realitzar un estalvi en els requisits de filtració i emmagatzematge d'energia, cosa que comporta una gran densitat de conversió d'energia, sense sacrificar l'eficiència.

No obstant això, també hi es poden trobar alguns inconvenients. Atès que suposadament el corrent s'ajusta per evitar la sobrecàrrega, els circuits de control es tornen més complexos. A més, encara hi ha un problema de recuperació inversa dels díodes de reforç  $D_{B1}$  i  $D_{B2}$ , a més de la presència d'interferències electromagnètiques (EMI).

- **Convertidor Boost PFC "Half-Bridge":**

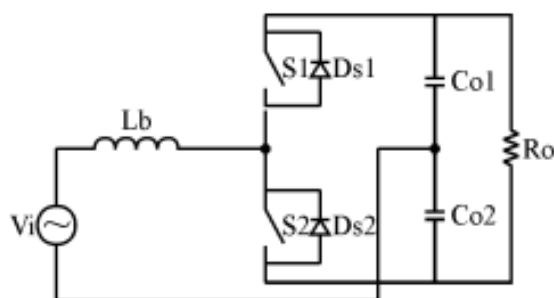


Figura 15. Convertidor Boost PFC "Half-Bridge".

Al convertidor Boost PFC "Half-Bridge", el corrent només circula per un interruptor durant cada etapa de funcionament, mentre que les pèrdues per conducció es redueixen dràsticament.

L'ús d'un divisor de condensadors proporciona un enllaç DC dividit, ja que la tensió en el punt central és la meitat de la tensió de sortida. Es pot aconseguir una guany de tensió de sortida superior si es compara amb el del convertidor Boost convencional. No obstant això, si dues càrregues són alimentades per l'enllaç DC dividit, s'ha d'implementar un bucle de control específic per mantenir l'equilibri de tensió en cas de càrregues asimètriques.

Un dels desavantatges d'aquest convertidor és la possible existència de desequilibri en les tensions dels condensadors, que poden ser causades per alguns desplaçaments de corrent continu en els components del controlador o, fins i tot, a dues càrregues desequilibrades connectades en paral·lel als condensadors.

### 3.1.2 SISTEMA DE CONTROL

El control d'un convertidor Boost es pot dur a terme de diferents maneres. Segons l'objectiu que es desitge aconseguir, serà més idoni escollir un tipus de control en concret. En aquest cas, el convertidor té com a objectiu fer que el corrent d'entrada de la font d'alimentació estiga sincronitzat amb la tensió de la xarxa, per tal de maximitzar la potència activa i minimitzar la reactiva. A més, es desitja que la tensió i el corrent de sortida siguin constants davant possibles perturbacions presents a la senyal de la xarxa o variacions de càrrega.

A continuació es detallen els possibles tipus de control que es poden emprar:

- **Control en Mode Tensió:**

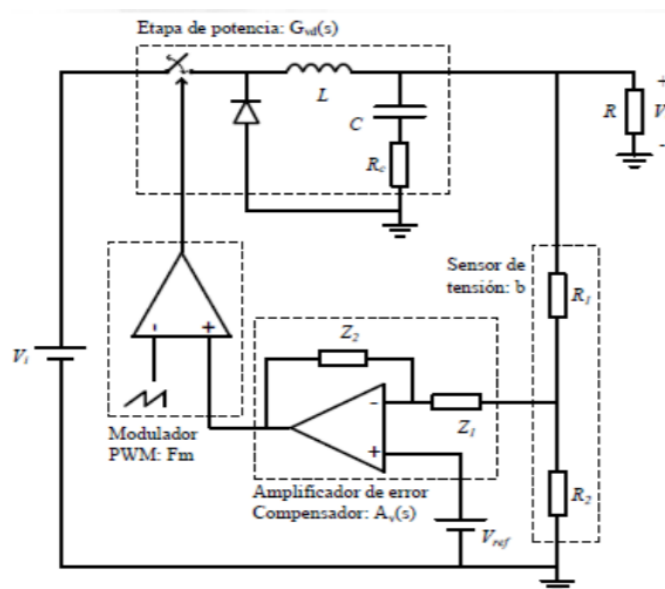


Figura 16. Esquema Control Mode Tensió [17].

Aquest tipus de control compara la tensió de sortida amb una tensió de referència. Seguidament, el Compensador genera una senyal d'error. El modulador PWM compara aquesta senyal amb una altra en forma de serra i freqüència fixa. D'aquesta manera, s'ajusta el valor del cicle de treball i es controla la tensió aplicada a la sortida del convertidor.

Les característiques d'aquest tipus de control són:

- Facilitat a l'hora de sensar la tensió: poc soroll, baixes pèrdues, baix cost, alta resolució.
- Llaç de tensió fàcil de dissenyar.
- Resposta lenta davant canvis de càrrega i de tensió d'entrada.
- Dificultat per controlar equilibris de flux en transformadors.
- Audiosusceptibilitat baixa.
- Canvis a la senyal d'entrada fan variar el guany del bucle, la qual cosa complica la compensació.

• **Control en Mode Corrent de Pic:**

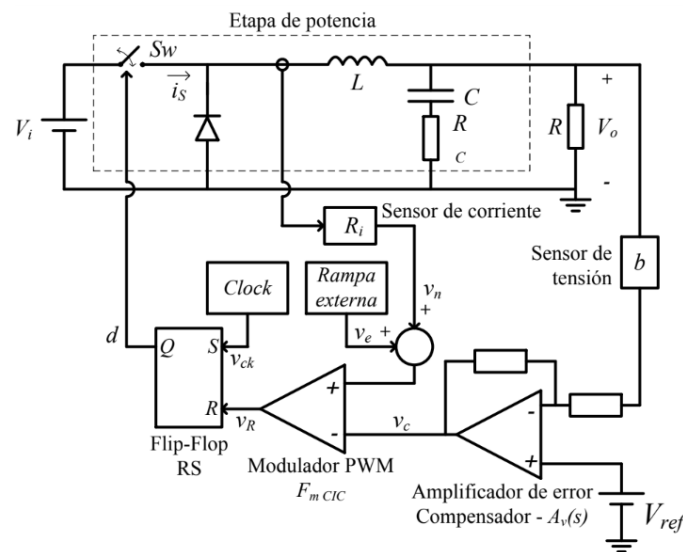


Figura 17. Esquema Control Mode Corrent de Pic [17].

El sistema de funcionament és molt paregut a l'anterior amb la diferència que se li afegeix un biestable (Flip-Flop) i un rellotge abans de commutar l'interruptor, i un sensor de corrent ( $R_i$ ) i una rampa externa abans del modulador PWM. El rellotge té una freqüència de valor fixe, la qual és igual a la de commutació. El biestable canvia a mode Reset quan el valor del corrent sensat ( $V_n$ ) és igual o superior al valor de la resta entre la tensió de control o error ( $V_c$ ) i la tensió de la rampa externa ( $V_e$ ).

$$v_{ck} = "1" \Rightarrow Sw: ON$$

$$v_R = \begin{cases} "0", & v_n + v_e < v_c \\ "1", & v_n + v_e \geq v_c \end{cases}$$

$$v_R = \begin{cases} "0", & v_n < (v_c - v_e) \\ "1", & v_n \geq (v_c - v_e) \Rightarrow Sw: OFF \end{cases}$$

Figura 18. Condicions de funcionament del biestable.

Per tant, el temps de conducció del transistor ve determinat per el pic de corrent per la bobina i la rampa externa.

Les característiques més importants d'aquest tipus de control són:

- Compost per 2 llaços de realimentació: un de corrent per la bobina (ràpid) i un altre de tensió de sortida.
- Dinàmica més simple que el control en mode tensió.
- Millora l'audiosusceptibilitat del sistema.
- Resposta ràpida davant canvis a la tensió d'entrada.
- Dificultat a l'hora de mesurar el corrent de manera precisa.
- Necessitat de compensar el pendent per a cicle de treball superiors al 50%.

- **Control en Mode Corrent Mitjà (ACC):**

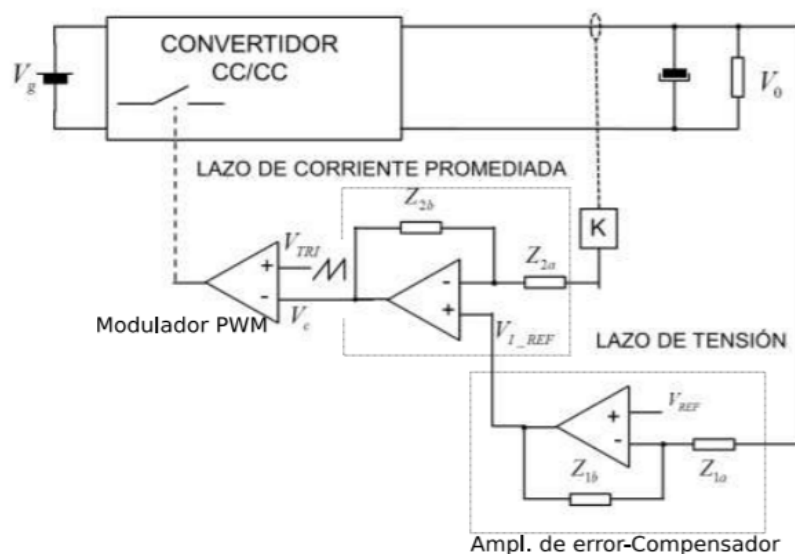


Figura 19. Esquema Control Mode Corrent Mitjana (ACC).

El control té 2 llaços, un intern de corrent i un altre extern de tensió. D'aquesta manera, el comportament del control varia segons el valor del corrent de realimentació sensat.

Al Modulator PWM es genera una senyal que controla el transistor. Aquesta resulta de la comparació entre la tensió de control ( $V_c$ ) i una senyal amb forma de dent de serra ( $V_{tri}$ ) de freqüència fixa.

El llaç de corrent mitjà compara el valor del corrent sensat per l'element  $K$ , el qual fa referència al sensor de corrent per la bobina, i el valor de tensió ( $V_{i\_ref}$ ) provinent del Comparador de tensió.

Cal mencionar les característiques d'aquest tipus de control:

- Bona estabilitat per a qualsevol valor de cicle de treball.
- Immunitat davant soroll, ja que treballa amb el valor mitjà del corrent.
- Funciona correctament amb càrregues menudes i posseeix major guany a baixes freqüències.

## 3.2 CONVERTIDOR DC/DC

### 3.2.1 TOPOLOGIA

La segona etapa del carregador s'encarrega d'adequar la tensió y el corrent que se li subministren a la bateria. Les diferents topologies de convertidors DC/DC emprades en carregadors d'a bord es poden dividir de la següent manera [9]:

- **Convertidor DC/DC:**

- **No aïllat:** Els principals avantatges dels convertidors no aïllats són que tenen un baix nombre de components actius, de baix cost, d'alta eficiència. Però, s'utilitzen per a sistemes de baixa potència. El seu gran desavantatge és que en la connexió elèctrica entre la font i la càrrega no hi ha cap protecció per a cap corrent o tensió elèctrica alta present a l'entrada.
- **Unidireccional:** La tensió de moltes bateries per a VE oscil·la entre 100 V i 400 V, de manera que la topologia DC/DC més popular és el convertidor Buck unidireccional per tal de reduir la tensió del bus DC al nivell de tensió de la bateria. Els convertidors unidireccional Buck-Boost també s'utilitzen per la seva capacitat d'incrementar i reduir la tensió de sortida. A més, es pot aplicar la tècnica d'intercalació en ambdues topologies.

Els convertidors ressonants també són àmpliament utilitzats. Aquests aconseguen que els transistors commuten amb zero tensió (ZVS) i/o zero corrent (ZCS). Per tant, permeten treballar amb altes freqüències de commutació al mateix temps que redueixen les pèrdues [16].

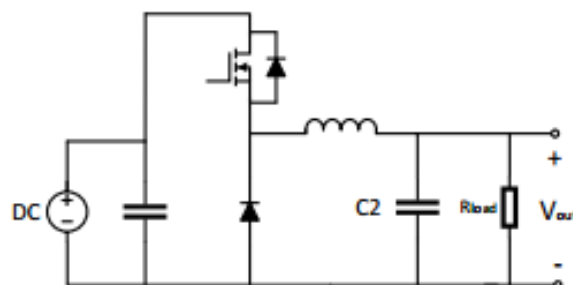


Figura 20. Convertidor DC/DC Buck [9].

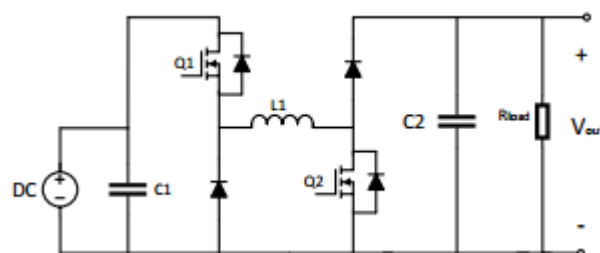


Figura 21. Convertidor DC/DC Buck Intercalat [9].

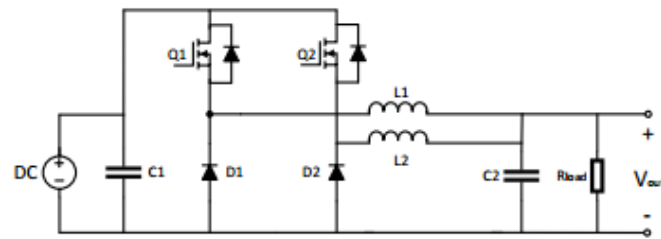


Figura 22. Convertidor DC/DC Buck-Boost [9].

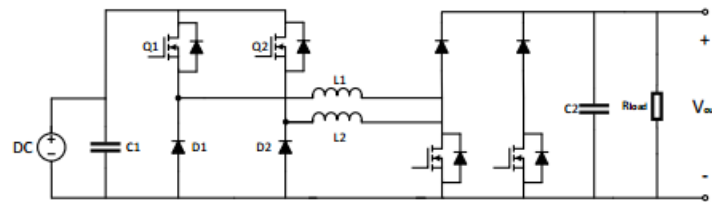


Figura 23. Convertidor DC/DC Buck-Boost Intercalat [9].

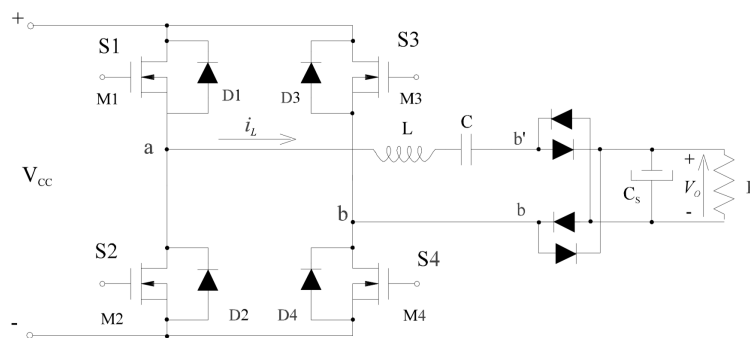
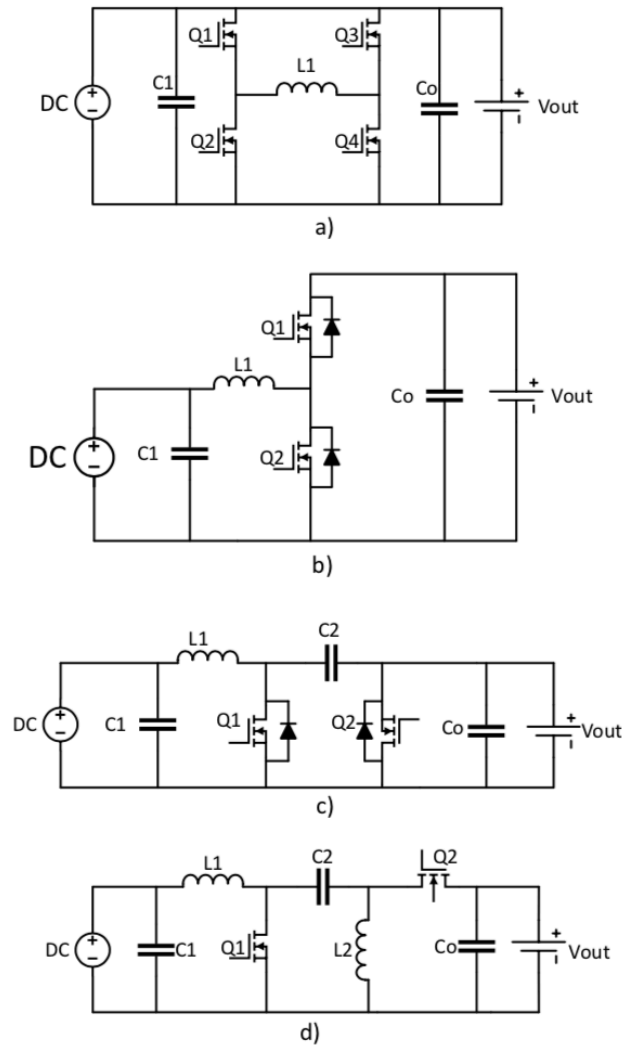


Figura 24. Convertidor DC/DC Sèrie Resonant [16].

- Bidireccional:** Als sistemes “*vehicle-to-grid*” (V2G), els sistemes d’emmagatzematge d’energia del VE interactuen amb la xarxa proporcionant un gran nombre de beneficis. En aquest cas, els convertidors bidireccionals juguen un paper molt important. Les funcions com ser fiables, tenir una conversió eficient, una bona relació qualitat-preu, tenir seguretat, tenir un pes lleuger, tenir dimensions reduïdes, o produir harmònics baixos són crucials per als convertidors bidireccionals DC/DC. Exemples més comuns de topologies de convertidors bidireccionals DC/DC es mostren a continuació:



**Figura 25.** Topologies de convertidors Bidireccionals DC/DC (a) Convertidor Buck-Boost (b) Convertidor “Half-Bridge” (c) Convertidor Cuk (d) Convertidor Sepic [9].

- **Aïllat:** Els convertidors DC/DC aïllats tenen una mida gran, hi ha més components actius en comparació amb els convertidors no aïllats, les pèrdues de commutació són més elevades i tenen menys eficiència en aplicacions de baix consum. Però, els convertidors DC/DC aïllats tenen una major eficiència en aplicacions d'alta potència i el transformador proporciona protecció entre càrrega i font. Aquest tipus de convertidors també es poden subdividir en Unidireccionals i Bidireccionals.

El carregador que es pretén dissenyar és de baixa potència (3,68 kW); per tant, utilitzar un convertidor DC/DC aïllat no és el més idoni per a aquest cas.



### 3.2.2 SISTEMA DE CONTROL

El convertidor Buck es pot controlar amb els mateixos mètodes de control explicats per al convertidor Boost. Tal i com s'ha comentat a l'apartat 2.3.3, les bateries es carreguen amb un mètode anomenat Corrent Constant/Tensió Constant (CC/CV). Per tant, caldrà emprar dos sistemes de control diferents: un per a la etapa CC i un altre per a la etapa CV.

## 4. JUSTIFICACIÓ DE LA SOLUCIÓ ADOPTADA

Tenint en compte que aquest projecte es tracta d'un treball acadèmic i les limitacions que aquest fet comporta, per motius de simplicitat i menor dificultat en termes de disseny i control, les topologies seleccionades per al disseny del carregador són:

- Convertidor Boost PFC Convencional.
- Convertidor DC/DC Buck Unidireccional No aïllat.

Per una altra banda, qualsevol dels modes de control exposats es podria utilitzar per al control del convertidor Boost PFC, però el més idoni és el Mode de Corrent Mitjà (ACC). Aquest tipus de control regula el corrent mitjà per la bobina, el qual coincideix amb el corrent de sortida. A més, la immunitat davant el soroll ajuda a evitar l'aparició d'harmònics i millora el factor de potència (FP).

Per últim, el sistema de control emprat per al convertidor Buck DC/DC constarà de dos sistemes diferents. El control de la fase de Corrent Constant (CC) es realitzarà amb el mateix mètode de control que el del convertidor Boost, el Mode ACC. Mentre que la fase de Tensió Constant (CV) utilitzarà el control en Mode Tensió.

## 5. DISSENY DEL SISTEMA ADOPTAT

Una vegada s'han escollit les topologies i els sistemes de control de les diferents etapes del carregador, es procedeix a realitzar el disseny dels components i del llaç de control de cada una.

A continuació, es mostra el diagrama de blocs definitiu per al carregador d'a bord dissenyat:

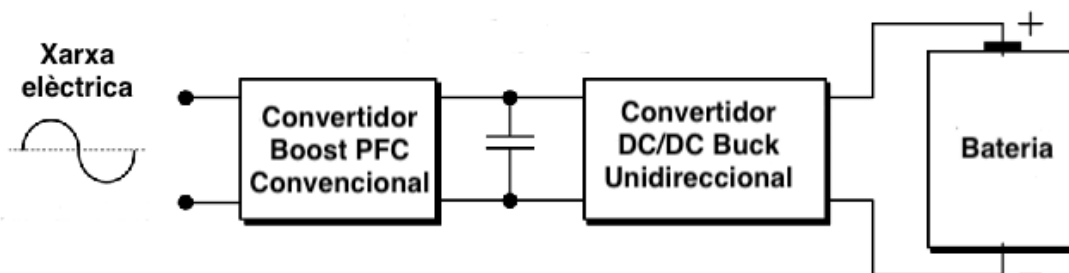


Figura 26. Diagrama de blocs definitiu del carregador d'a bord dissenyat.

## 5.1 PRIMERA ETAPA: CONVERTIDOR BOOST PFC CONVENCIONAL

La primera etapa del carregador correspon al convertidor Boost PFC Convencional.

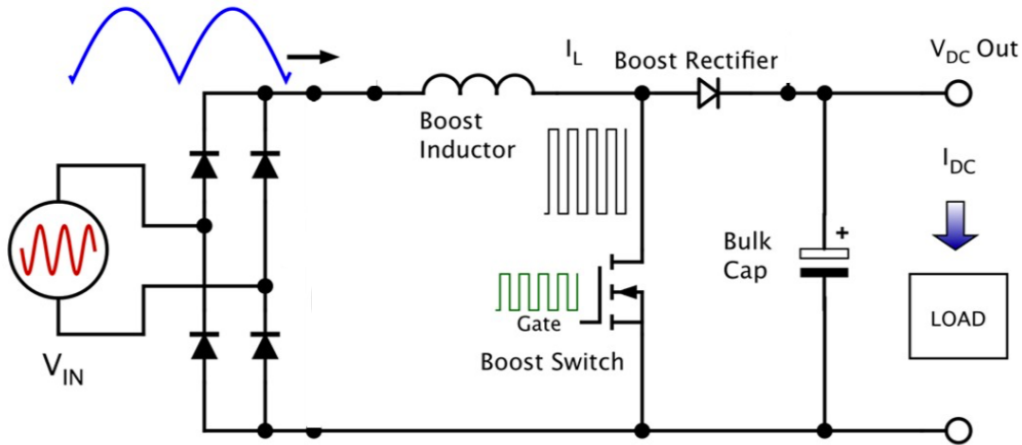


Figura 27. Topologia Convertidor Boost PFC Convencional.

### 5.1.1 DISSENY DELS COMPONENTS

El convertidor Boost Convencional conté un pont de 4 díodes (pont rectificador), una inductància (L), un transistor (Q), un díode (D) i un condensador de sortida ( $C_{bus}$ ), el qual correspon al condensador de bus entre etapes. En aquest apartat, es dimensionen i seleccionen tots aquests components segons les especificacions de funcionament (Taula 5).

ESPECIFICACIONS GENERALS	
Tensió d'entrada ( $V_{in}$ )	230 $V_{rms}$ 325.27 $V_{pk}$
Potència de sortida ( $P_{out}$ )	3680 W
Factor de Potència (PF)	0.99
Eficiència ( $\eta$ )	97%
Freqüència d'entrada ( $f_{AC}$ )	50 Hz
ESPECIFICACIONS CONVERTIDOR AC/DC	
Freqüència de commutació ( $f_{sw}$ )	20 kHz
Tensió de sortida/bus ( $V_{bus}$ )	600 V
Arrissat de corrent per la bobina ( $\Delta I_L$ )	20% * $I_L$
Arrissat de tensió pel condensador de bus ( $\Delta V_{C,bus}$ )	3% * $V_{C,bus}$

Taula 5. Especificacions de funcionament de la primera etapa.

• **CÀLCULS:**

$$I_{inRMS} := \frac{P_{out}}{V_{inRMS} \cdot PF \cdot \eta} = 16.661 \text{ A}$$

$$I_{in\_max} := \sqrt{2} \cdot I_{inRMS} = 23.563 \text{ A}$$

$$I_{inAV} := 2 \frac{I_{in\_max}}{\pi} = 15.001 \text{ A}$$

$$I_{out} := \frac{P_{out}}{V_{bus}} = 6.133 \text{ A}$$

$$I_{in} = I_{inAV} = \frac{I_{out}}{1 - D}; \quad D = 1 - \frac{I_{out}}{I_{in}} = 0.591$$

- Transistor (Q):

El tipus de transistor seleccionat és MOSFET, degut a que suporta altes freqüències de commutació i és prou comú en convertidors de baixa potència (<10 kW).

Cal analitzar el funcionament del MOSFET amb la finalitat de deduir les seues característiques de tensió i corrent. El transistor té dos modes de funcionament (ON i OFF) que s'interpreten amb la següent equació:

$$V_{DS} = \begin{cases} V_{DSon}, & 0 < t < DT \\ V_F + V_{BUS}, & DT < t < T \end{cases}$$

$$V_{DSoff} = V_F + V_{BUS} \cong 1 + 600 = 601 \text{ V}$$

$$i_D = \begin{cases} i_L, & 0 < t < DT \\ 0, & DT < t < T \end{cases}$$

$$i_{D,AV} = D * I_{L,AV} = D * I_{in} = 8.866 \text{ A}$$

Quan el transistor es troba conduint (ON), la tensió correspon a la seua pròpia caiguda de tensió ( $V_{DS}$ ) i el corrent al corrent que circula per la inductància ( $i_L$ ). Mentre que quan es troba en bloqueig (OFF), la tensió que suporta és la del condensador de sortida del convertidor ( $V_{BUS} = 600 \text{ V}$ ) més la de conducció del díode ( $V_F \approx 1 \text{ V}$ ) i el corrent és nul.

Els temps de commutació del transistor han de complir la següent condició:

$$td_{ON} + 2tr + td_{OFF} + 2tf < 0.5 \mu s = \frac{T_{sw}}{100}$$

El model MOSFET seleccionat és el STB28N65M2 del fabricant STMicroelectronics amb les següents característiques:

$$V_{DS} = 650 \text{ V}$$

$$I_D = 20 \text{ A}$$

$$I_{DM} = 80 \text{ A}$$

$$t_{d_{on}} = 13.4 \text{ ns}; \quad t_r = 10 \text{ ns}; \quad t_{d_{off}} = 59 \text{ ns}; \quad t_f = 8,8 \text{ ns}$$

$$t_{d_{ON}} + 2t_r + t_{d_{OFF}} + 2t_f = 0.11 \mu\text{s} < 0.5 \mu\text{s}$$

- Díode (D):

De manera anàloga al MOSFET s'analitza el comportament del díode del convertidor Boost. El díode també té dos modes de funcionament (ON i OFF) que s'interpreten amb la següent equació:

$$v_{AK} = \begin{cases} V_{DSon} - V_{BUS}, & 0 < t < DT \\ V_F, & DT < t < T \end{cases}$$

$$i_A = \begin{cases} 0, & 0 < t < DT \\ i_L, & DT < t < T \end{cases}$$

$$I_{A(AV)} = I_{out} = 6.133 \text{ A}$$

El temps de recuperació inversa ( $t_{rr}$ ) és important alhora de saber si el díode és capaç de treballar a la freqüència de commutació establerta.

$$t_{rr} < \frac{T}{100} = 0.5 \mu\text{s}$$

El model de díode seleccionat és el IDW30E65D1 del fabricant INFINEON amb les següents característiques:

$$V_{RRM} = 650 \text{ V}$$

$$I_{RRM} = 16.8 \text{ A}$$

$$I_{FSM} = 240 \text{ A}$$

$$I_F = 30 \text{ A (} T_c = 100^\circ\text{C)}$$

$$t_{rr} = 66 \text{ ns}$$

- Inductància (L):

$$\Delta I_L = 20\% * I_L = 0.2 * I_{in,pk} \rightarrow \Delta I_L = 4.713 \text{ A}$$

$$D := \frac{V_{bus} - V_{in,pk}}{V_{bus}} = 0.458 \quad L_{min} := \frac{V_{bus} \cdot D \cdot (1 - D)}{\Delta I_L \cdot f_{sw}} = 1.58 \text{ mH}$$

$$L = 1600 \mu\text{H}$$

El model seleccionat és el SCR47-350-1R6C016J del fabricant KEMET. Té una inductància de 1600  $\mu\text{H}$  i una resistència en sèrie de 3.5  $\text{m}\Omega$  (màx.). El valor de corrent en AC màxim que suporta és de 35 A.

$$L = 1600 \mu\text{H}; \quad R_L = 3.5 \text{ m}\Omega$$

- Condensador de bus ( $C_{\text{bus}}$ ):

$$\Delta V_{C,\text{bus}} = 3\% * V_{\text{bus}} = 18 \text{ V}$$

Suposant que el convertidor requereix una tensió mínima de bus de 500 V ( $V_{\text{bus},\text{min}}$ ) durant un cicle de la senyal d'entrada ( $f_{\text{AC}} = 50 \text{ Hz}$ ), la capacitat mínima del condensador seria [15]:

$$C_{\text{bus}1} = \frac{2 * P_{\text{out}}}{(V_{\text{bus}}^2 - V_{\text{bus},\text{min}}^2) * f_{\text{AC}}} = 1338 \mu\text{F} \quad C_{\text{bus}2} = \frac{P_{\text{out}}}{2 * \pi * f_{\text{AC}} * \Delta V_{C,\text{bus}} * V_{\text{bus}}} = 1085 \mu\text{F}$$

$$C_{\text{bus}} = \max(C_{\text{bus}1}, C_{\text{bus}2}) = 1338 \mu\text{F}$$

Seleccionem el model de condensador B25620B0148K703 del fabricant TDK amb una capacitat de 1400  $\mu\text{F}$  i una ESR de 1.5  $\text{m}\Omega$ . Aquest suporta una tensió en DC de fins a 700 V i un corrent RMS màxim de 80 A.

$$C_{\text{bus}} = 1400 \mu\text{F}; \quad \text{ESR} = 1.5 \text{ m}\Omega$$

<b>L</b>	<b>1600 <math>\mu\text{H}</math></b>
<b><math>R_L</math></b>	<b>3.5 <math>\text{m}\Omega</math></b>
<b><math>C_{\text{bus}}</math></b>	<b>1400 <math>\mu\text{F}</math></b>
<b>ESR</b>	<b>1.5 <math>\text{m}\Omega</math></b>

Taula 6. Valors de disseny dels components del convertidor Boost PFC.

### 5.1.2 SISTEMA DE CONTROL

El sistema de control adoptat per al convertidor Boost PFC és el Control en Mode Corrent Mitjà (ACC). Aquest conté un llaç de corrent i un de tensió que calen dissenyar. Primer, s'ha d'analitzar el model en petita senyal del sistema i linealitzar l'etapa de potència.

A la figura 28 es mostra el diagrama de blocs d'un convertidor controlat per ACC:

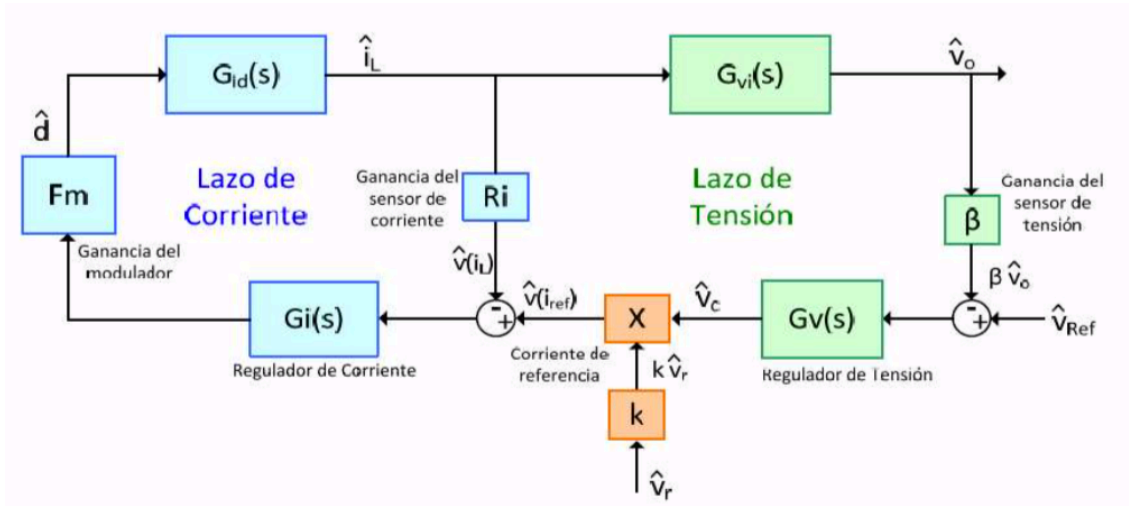


Figura 28. Diagrama de blocs del sistema de control en Mode Current Mitjà (ACC) [19].

Les funcions de transferència presents en el diagrama de blocs són les següents:

- $G_{id}(s)$ : funció de transferència del cicle de treball a corrent per la bobina.
- $G_{vi}(s)$ : funció de transferència de corrent per la bobina a tensió de sortida.
- $F_m$ : Guany del Modulador PWM.
- $R_i$ : Guany del sensor de corrent.
- $\beta$ : Guany del sensor de tensió de sortida.
- $K$ : Guany del sensor de tensió d'entrada.
- $G_i(s)$ : Regulador de corrent.
- $G_v(s)$ : Regulador de tensió.

El circuit equivalent del convertidor Boost en petita senyal és el següent:

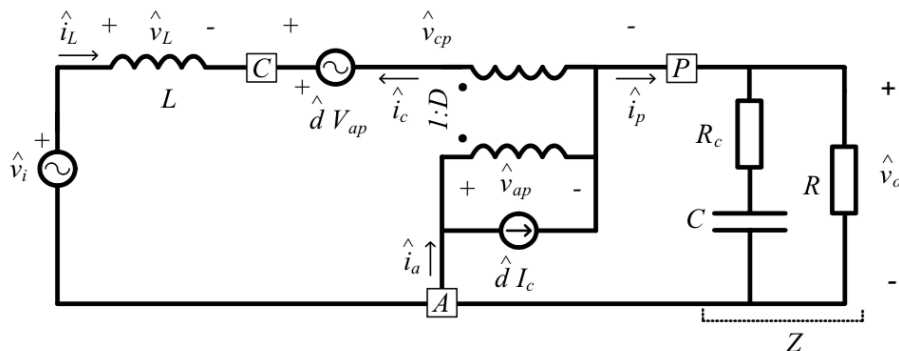


Figura 29. Model en petita senyal del convertidor Boost [19].

- $G_{vd}(s)$ : funció de transferència del cicle de treball a tensió de sortida (etapa de potència).

$$G_{vd}(s) = \left. \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} \right|_{\hat{v}_i = \hat{i}_o = 0}$$

$$G_{vd}(j\omega) = G_{v0} * \frac{\left(1 + j \frac{\omega}{\omega_{z1}}\right) * \left(1 + j \frac{\omega}{\omega_{z2}}\right)}{1 + j * \frac{\omega}{\omega_n} - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2}$$

$$G_{v0} = \frac{V_i}{(1-D)^2} = 1.565E + 03 V; \quad \omega_n = \frac{1-D}{\sqrt{LC}} = 256.125 \frac{rad}{s};$$

$$\omega_{z1} = \frac{1}{R_c C} = 142.857 \frac{krad}{s}; \quad \omega_{z2} = (1-D)^2 * \frac{R}{L} = 8.984 \frac{krad}{s};$$

$$Q = \frac{(1-D)\sqrt{LC}}{\frac{L}{R} + (1-D)^2 * R_c C} = 33.002;$$

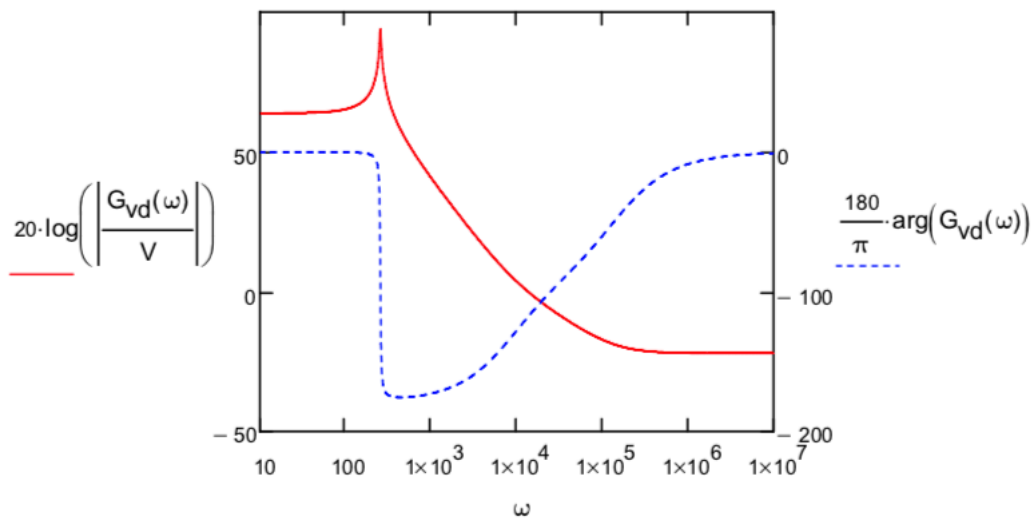


Figura 30. Diagrama de Bode Gvd(s).

- **LLAÇ DE CORRENT:**

El llaç de corrent s'encarrega de mantenir el corrent d'entrada en el valor desitjat. Es tracta d'un llaç de control ràpid.

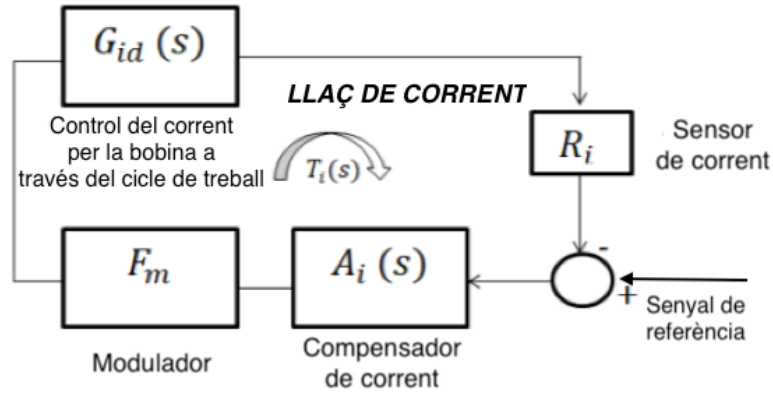


Figura 31. Llaç de corrent del Control en Mode Corrent Mitjà (ACC).

Les funcions de transferència necessàries per al llaç de corrent del convertidor són les següents:

- $G_{id}(s)$ : funció de transferència del cicle de treball a corrent per la bobina.

$$G_{id}(s) = \left. \frac{\hat{v}_L}{\hat{d}} \right|_{\hat{v}_i = \hat{v}_o = 0}$$

$$G_{id}(s) = G_0 * \frac{\left(1 + j \frac{\omega}{\omega_z}\right)}{1 + j \frac{1}{Q} \frac{\omega}{\omega_n} - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2}$$

$$G_0 = \frac{2 * V_o}{(1 - D)^2 * R} = 83.478 \text{ A}; \quad \omega_n = \frac{1 - D}{\sqrt{LC}} = 256.125 \frac{\text{rad}}{\text{s}}; \quad \omega_z = \frac{2}{RC} = 14.603 \frac{\text{rad}}{\text{s}}$$

$$Q = \frac{(1 - D)\sqrt{LC}}{\frac{L}{R} + (1 - D)^2 * R_c C} = 33.002$$

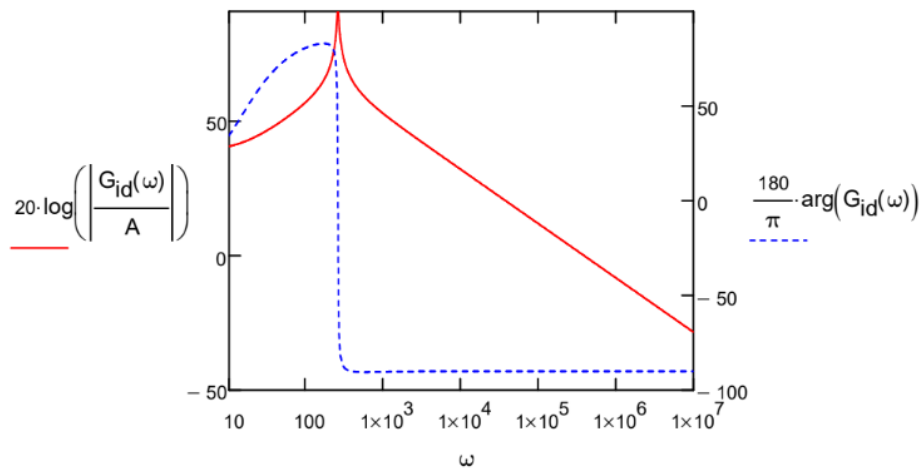


Figura 32. Diagrama de Bode  $G_{id}(s)$ .



- Ri: Guany del sensor de corrent.

El valor del guany del sensor de corrent el definim nosaltres. En aquest cas s'ha escollit un valor de  $0.1 \Omega$ .

$$R_i = 0.1 \Omega$$

- Fm: Guany del Modulador PWM.

El guany del Modulador (Fm) també està definit per nosaltres. A partir del seu valor, es pot calcular l'amplitud de la senyal triangular (Vm):

$$V_m = \frac{1}{F_m} = \frac{1}{1} = 1 V$$

- Ai(s): Compensador de corrent.

Una vegada tenim dissenyats el sensor de corrent (Ri) i el Modulador PWM, es procedeix a dissenyar el compensador de corrent (Ai(s)). El mètode de disseny emprat és el del factor K.

Primerament es defineixen la freqüència de tall ( $f_{ci}$ ) i el marge de fase ( $MF_i$ ) desitjats. La freqüència de tall correspon a l'ample de banda del sistema, quan major siga, major serà la velocitat de resposta i s'obindrà una millor audiosusceptibilitat. Típicament sol estar entre  $\frac{f_s}{10}$  i  $\frac{f_s}{5}$  ( $f_s$ : freqüència de commutació) [18].

D'una altra banda, el valor ideal per al marge de fase ( $MF_i$ ) està entre  $60^\circ - 70^\circ$ , però mai inferior a  $40^\circ$ . Aquest fet és degut a que amb marges de fase molt menuts, el sistema respondria amb sobreimpulsos i oscil·lacions esmorteïdes; mentre que amb marges de fase grans, la resposta seria molt lenta.

$$f_{ci} = 3 \text{ kHz}; \quad MF_i = 60^\circ$$

Ti(s) → Guany del llaç de corrent.

$$T_i(s) = G_{id}(s) * R_i * A_i(s) * F_m$$

$$\arg(G_{id}(\omega_{ci})) = -90.021^\circ$$

El compensador serà de Tipus 3 perquè  $90^\circ < -\arg(G_{id}(\omega_{ci}))$ .

$$A_i(j\omega) = \frac{\omega_{p0c}}{j\omega} * \frac{\left(1 + \frac{j\omega}{\omega_{zc}}\right)^2}{\left(1 + \frac{j\omega}{\omega_{pc}}\right)^2}$$

Augment de fase necessari a la freqüència de tall:

$$AUFA_i = MF_i - \arg(G_{id}(j\omega_{ci})) - 90^\circ \rightarrow AUFA_i = 60.021^\circ$$

$$K = \tan\left(\frac{AUFA_i}{2} + 45^\circ\right)^2 = 3.001; \quad \omega_{p0c} = \frac{\omega_{ci}}{|G_{id}(\omega_{ci})| * R_i * F_m} * \frac{1}{K} = 3.156 \frac{\text{krad}}{\text{s}}$$

$$\omega_{zc} = \frac{\omega_{ci}}{\sqrt{K}} = 10.881 \frac{\text{krad}}{\text{s}}; \quad \omega_{pc} = \omega_{ci} * \sqrt{K} = 32.655 \frac{\text{krad}}{\text{s}}$$

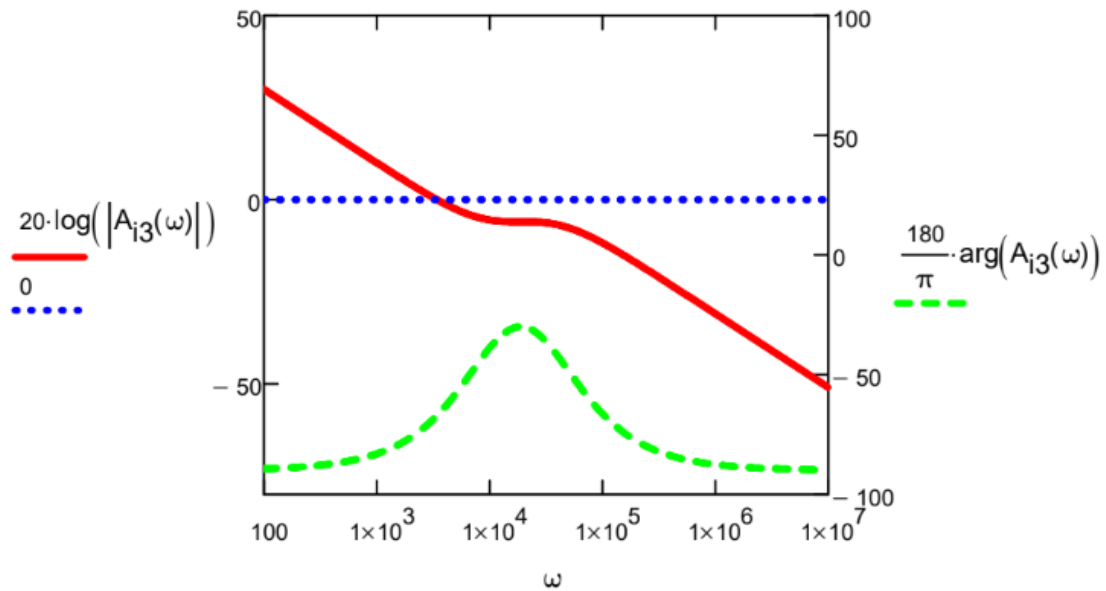


Figura 33. Diagrama de Bode del Compensador de corrent  $A_i(s)$ .

- $T_i(s)$ : Guany del llaç de corrent.

A continuació, es comprova que el marge de fase ( $MF_i$ ) i la freqüència de tall ( $f_{ci}$ ) del llaç de corrent dissenyat coincideixen amb els valors de disseny del compensador.

$$T_i(s) = G_{id}(s) * R_i * A_i(s) * F_m$$

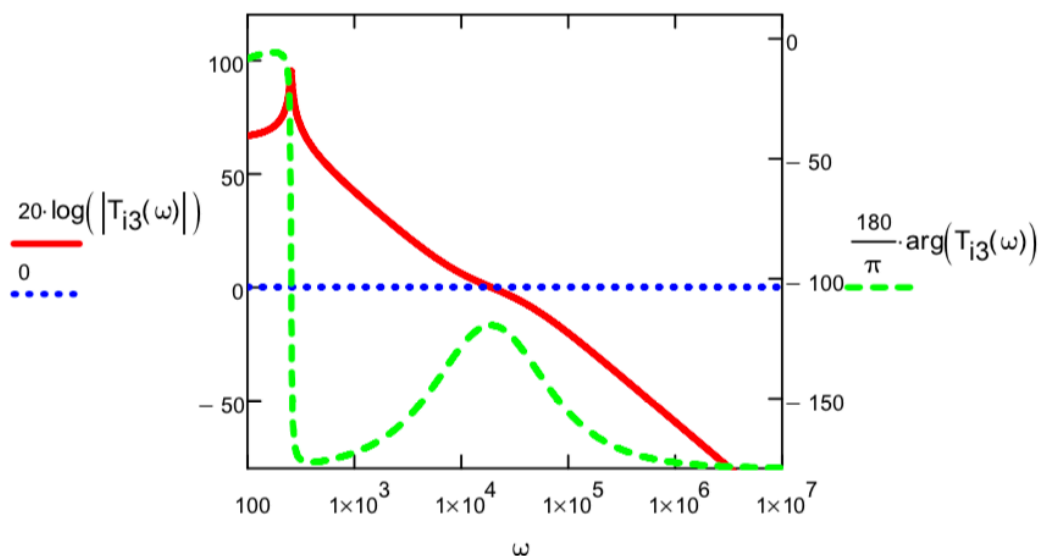


Figura 34. Diagrama de Bode de  $T_i(s)$  en llaç obert.

Els resultats obtinguts coincideixen amb els de disseny:

$$f_{ci} = 3 \text{ kHz}; \quad MF_i = 60^\circ$$

- **LLAÇ DE TENSIÓ:**

El llaç de control de tensió és el que genera l'amplitud de la senyal de corrent de referència.

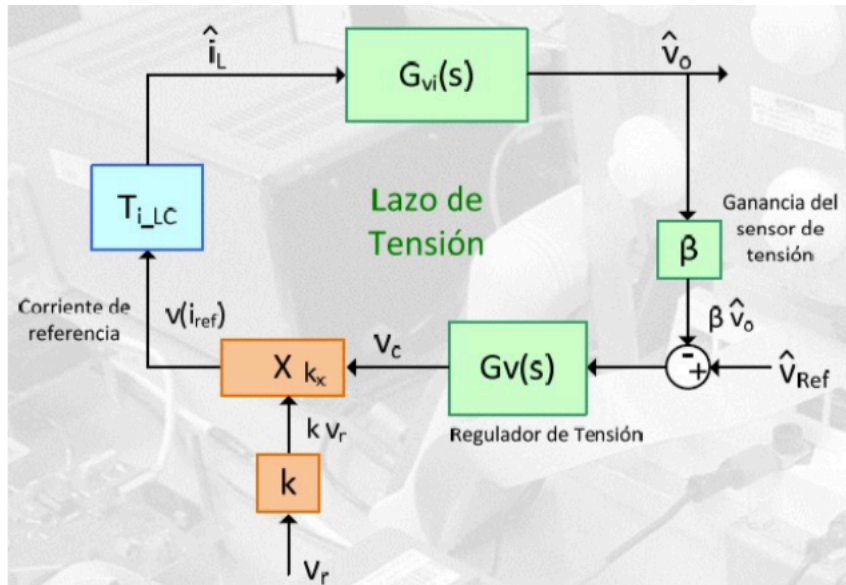


Figura 35. Llaç de tensió del Control en Mode Corrent Mitjà (ACC) [19].

Les funcions de transferència necessàries per al llaç de tensió del convertidor són les següents:

- $\beta$ : Guany del sensor de tensió de sortida.

El valor del guany del sensor de tensió de sortida el definim nosaltres. En aquest cas s'ha escollit un valor de 0.005. A partir d'aquest valor, es pot calcular la tensió de referència ( $V_{ref}$ ).

$$\beta = \frac{V_{ref}}{V_o} = 0.005 \rightarrow V_{ref} = 3 \text{ V}$$

- $K$ : Guany del sensor de tensió d'entrada.

Amb la realimentació de la tensió d'entrada s'aconsegueix corregir qualsevol canvi en el valor RMS de dita senyal. La senyal de corrent de referència ( $V(i_{ref})$ ) s'obté al multiplicar la senyal de control del regulador de tensió ( $V_c$ ) amb una senyal proporcional a la tensió d'entrada ( $K \cdot V_r$ ).

Definim per a  $K$  un valor igual al de  $\beta$ .

$$K = 0.005$$

- $T_{i\_LC}(s)$ : funció de transferència del llaç tancat de corrent.

$$T_{i_{LC}}(s) = \frac{1}{R_i} * \frac{T_i(s)}{1 + T_i(s)}$$

- $G_{vi}(s)$ : funció de transferència del corrent per la bobina a tensió de sortida.

$$G_{vi}(s) = \left. \frac{\widehat{v}_o}{\widehat{i}_L} \right|_{\widehat{v}_i = \widehat{i}_o = 0}$$

Analitzant el model en petita senyal s'obté:

$$G_{vi}(j\omega) = \frac{R(1-D)}{2} * \frac{\left(1 - \frac{j\omega L}{R(1-D)^2}\right) * (1 + j\omega C R_c)}{1 + j\omega C \left(\frac{R}{2} + R_c\right)}$$

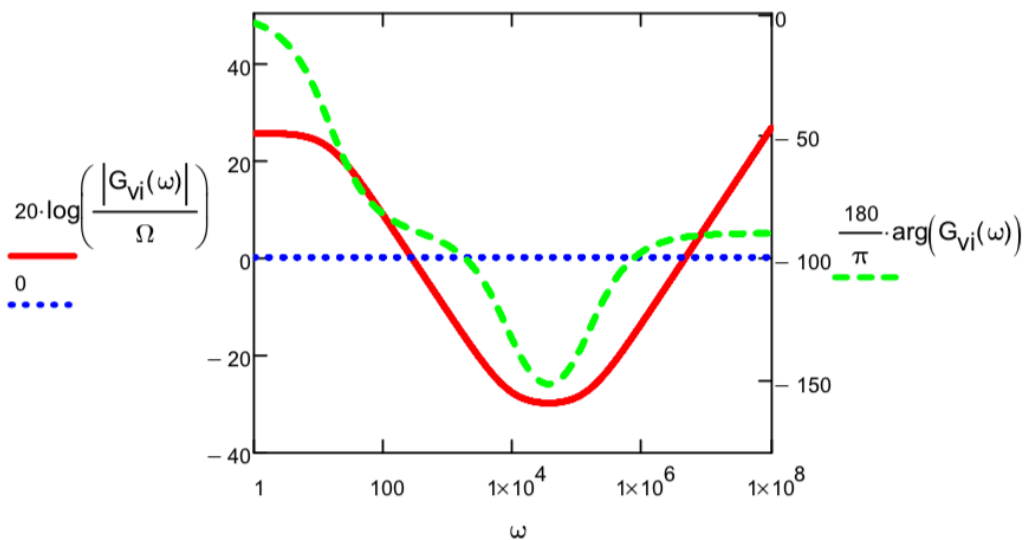


Figura 36. Diagrama de Bode de  $G_{vi}(s)$ .

- $A_v(s)$ : Compensador de tensió.

El llaç de tensió és molt més lent en quant a resposta; per tant, la freqüència de tall ( $f_{cv}$ ) serà molt menuda. En aquest cas s'ha escollit un valor de 15 Hz. El marge de fase ( $MF_v$ ) es deixa igual al valor de  $MF_i$ .

$$f_{cv} = 15 \text{ Hz}; \quad MF_v = 60^\circ$$

Etape de potència  $\rightarrow G_{vc}(s) = T_{i_{LC}}(s) * G_{vi}(s)$

$$\arg(G_{vc}(\omega_{cv})) = -81.761^\circ$$

El compensador de tensió és de Tipus 2 perquè  $30^\circ < -\arg(G_{id}(\omega_{cv})) < 90^\circ$

$$A_v(j\omega) = \frac{\omega_{p0c}}{j\omega} * \frac{1 + \frac{j\omega}{\omega_{zc}}}{1 + \frac{j\omega}{\omega_{pc}}}$$

$$AUFA_v = -90^\circ + MF_v^\circ - \arg(G_{id}(\omega_{cv})) \rightarrow AUFA_v = 51.761^\circ$$

$$K = \tan\left(\frac{AUFA_v}{2} + 45^\circ\right) \rightarrow K = 2.885$$

$$\omega_{p0c} = \frac{\omega_{cv}}{|G_{vc}(\omega_{cv})| * \beta * K} = 227.745 \frac{rad}{s}$$

$$\omega_{zc} = \frac{\omega_{cv}}{K} = 32.672 \frac{rad}{s}; \quad \omega_{pc} = K * \omega_{cv} = 271.876 \frac{rad}{s}$$

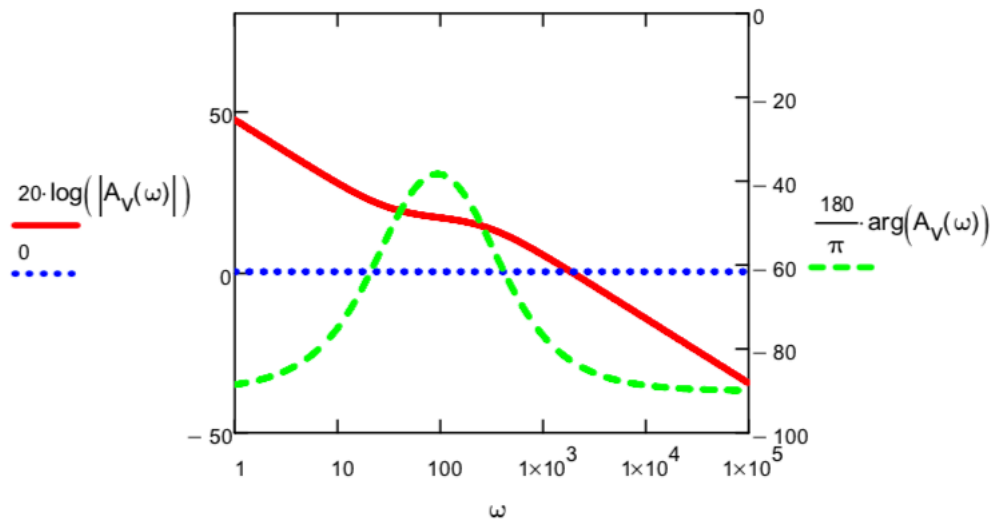


Figura 37. Diagrama de Bode del Compensador de tensió  $A_v(s)$ .

- $T_v(s)$ : Guany del llaç de tensió.

A continuació, es comprova que el marge de fase ( $MF_v$ ) i la freqüència de tall ( $f_{cv}$ ) del llaç de tensió dissenyat coincideixen amb els valors de disseny del compensador.

$$T_v(s) = G_{vc}(s) * \beta * A_v(s)$$

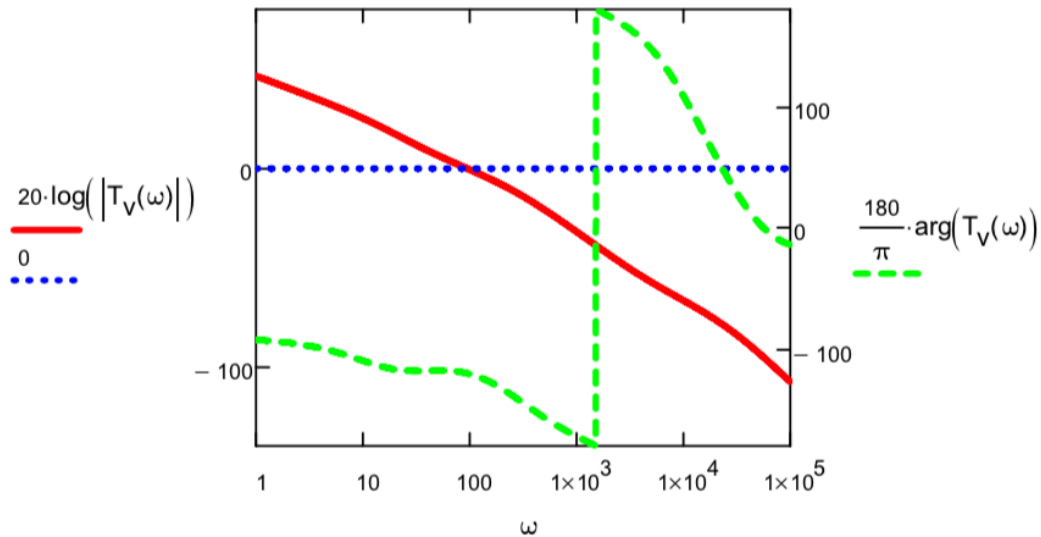


Figura 38. Diagrama de Bode del guany del llaç de tensió  $T_v(s)$ .

Els resultats obtinguts coincideixen amb els de disseny:

$$f_{cv} = 15 \text{ Hz}; \quad MF_v = 60^\circ$$

## 5.2 SEGONA ETAPA: CONVERTIDOR DC/DC BUCK UNIDIRECCIONAL

La segona etapa del carregador correspon al convertidor DC/DC Buck Unidireccional.

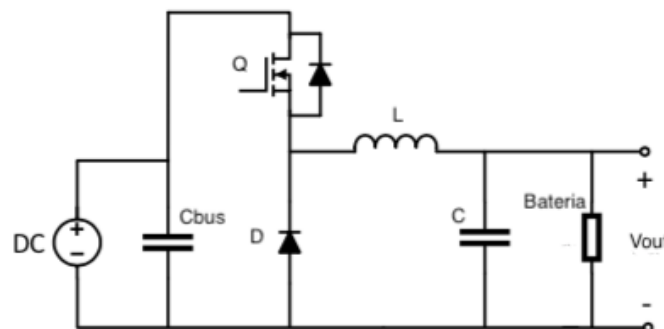


Figura 39. Topologia Convertidor DC/DC Buck Unidireccional.

### 5.2.1 DISSENY DELS COMPONENTS

El convertidor DC/DC Buck Unidireccional conté un transistor (Q), un díode (D), una inductància (L) i un condensador de sortida (C). A l'entrada es connecta el condensador de bus del convertidor Boost PFC, que proporciona tensió contínua, i a la sortida es troba la bateria del vehicle. Tant el transistor com el díode es consideren ideals. Per tant, sols cal dimensionar la inductància i el condensador segons les especificacions de funcionament (Taula 7).

ESPECIFICACIONS GENERALS	
Tensió d'entrada ( $V_{in}$ )	230 $V_{rms}$ 325.27 $V_{pk}$
Potència de sortida ( $P_{out}$ )	3680 W
Factor de Potència (FP)	0.99
Eficiència ( $\eta$ )	97%
Freqüència d'entrada ( $f_{AC}$ )	50 Hz
ESPECIFICACIONS CONVERTIDOR DC/DC (BUCK)	
Freqüència de commutació ( $f_{sw}$ )	20 kHz
Tensió de sortida/bateria ( $V_{out}$ )	240 - 398 V
Arrissat de corrent per la bobina ( $\Delta I_L$ )	20% * $I_L$
Arrissat de tensió pel condensador de sortida ( $\Delta V_{C,out}$ )	3% * $V_{out}$

Taula 7. Especificacions de funcionament de la segona etapa.

• **CÀLCULS:**

$$D := \frac{V_{o\_max}}{V_i} = 0.663$$

$$R_{out} := \frac{V_{o\_max}^2}{P_o} = 43.045 \Omega$$

$$I_{o\_max} := \frac{P_o}{V_{o\_min}}$$

$$I_{o\_min} := \frac{P_o}{V_{o\_max}}$$

$$I_{o\_max} = 15.333 \text{ A} \quad I_{o\_min} = 9.246 \text{ A}$$

- Transistor (Q):

El tipus de transistor seleccionat és MOSFET, degut a que suporta altes freqüències de commutació i és prou comú en convertidors de baixa potència (<10 kW).

Cal analitzar el funcionament del MOSFET amb la finalitat de deduir les seues característiques de tensió i corrent. El transistor té dos modes de funcionament (ON i OFF) que s'interpreten amb la següent equació:

$$V_{DS} = \begin{cases} V_{DSon}, & 0 < t < DT \\ V_F + V_{BUS}, & DT < t < T \end{cases}$$

$$V_{DSoff} = V_F + V_{BUS} \cong 1 + 600 = 601 \text{ V}$$

$$i_D = \begin{cases} i_L, & 0 < t < DT \\ 0, & DT < t < T \end{cases}$$

$$i_{D(AV)} = D * I_{out} = 6.13 \text{ A}$$

Quan el transistor es troba conduint (ON), la tensió correspon a la seua pròpia caiguda de tensió ( $V_{DS}$ ) i el corrent al corrent que circula per la inductància ( $i_L$ ). Mentre que quan es troba en bloqueig (OFF), la tensió que suporta és la del condensador de bus ( $V_{BUS} = 600 \text{ V}$ ) més la de conducció del díode ( $V_F$ ) i el corrent és nul.

Els temps de commutació del transistor han de complir la següent condició:

$$td_{ON} + 2tr + td_{OFF} + 2tf < 50 \mu\text{s} = T_{sw}$$

El model de MOSFET seleccionat és el mateix que el del convertidor Boost. Les seues característiques elèctriques compleixen amb els requeriments.

$$td_{ON} + 2tr + td_{OFF} + 2tf = 0.11 \mu\text{s} < 50 \mu\text{s}$$

- Díode (D):

De manera anàloga al MOSFET s'analitza el comportament del díode del convertidor Boost. El díode també té dos modes de funcionament (ON i OFF) que s'interpreten amb la següent equació:

$$v_{AK} = \begin{cases} -(V_{BUS} - V_{Dson}), & 0 < t < DT \\ V_F, & DT < t < T \end{cases}$$

$$i_A = \begin{cases} 0, & 0 < t < DT \\ i_L, & DT < t < T \end{cases}$$

$$i_{A(AV)} = (1 - D) * I_{out} = 3.116 \text{ A}$$

El temps de recuperació inversa ( $trr$ ) és important alhora de saber si el díode és capaç de treballar a la freqüència de commutació establerta.

$$trr < \frac{T}{100} = 0.5 \mu\text{s}$$

El model de díode seleccionat és el mateix que el del convertidor Boost. Les seues característiques elèctriques compleixen amb els requeriments.

- Inductància (L):

$$\Delta I_L := 20\% \cdot I_{o\_max} = 3.067 \text{ A}$$



$$L_1 := (V_{i\_max} - V_{o\_max}) \cdot \frac{V_{o\_max}}{\Delta I_L \cdot V_i \cdot f_{sw}} \quad L_1 = 2.266 \text{ mH}$$

$$L_2 := (V_{i\_max} - V_{o\_min}) \cdot \frac{V_{o\_min}}{\Delta I_L \cdot V_i \cdot f_{sw}} \quad L_2 = 2.397 \text{ mH}$$

$$L = L_2 = 2.4 \text{ mH}$$

El model comercial elegit és el 8114-RC del fabricant J.W. Miller. Aquest té una inductància de 2.5 mH amb una resistència en sèries de 11 mΩ. Suporta un corrent màxim de 12.5 A.

$$L = 2.5 \text{ mH}; \quad R_L = 11 \text{ m}\Omega$$

- Condensador de sortida (C):

$$C = \frac{\Delta I_L}{8 \cdot f_{sw} \cdot \Delta V_{out\_ripple}} \quad C = 1.605 \text{ }\mu\text{F}$$

El component escollit és el condensador MKP385518063JKP2T0 del fabricant Vishay amb una capacitat normalitzada de 1.8 μF i una ESR de 4 mΩ. La màxima tensió que suporta és 630 V<sub>DC</sub> i un corrent de 10 A<sub>RMS</sub>.

$$C = 1.8 \text{ }\mu\text{F}; \quad \text{ESR} = 4 \text{ m}\Omega$$

<b>L</b>	<b>2.5 mH</b>
<b>R<sub>L</sub></b>	<b>11 mΩ</b>
<b>C</b>	<b>1.8 μF</b>
<b>ESR</b>	<b>4 mΩ</b>

**Taula 8.** Valors de disseny dels components del convertidor DC/DC Buck.

## 5.2.2 SISTEMA DE CONTROL

El sistema de control adoptat per al convertidor Buck DC/DC Unidireccional és el Control en Mode CC/CV. Al tractar-se de la combinació de dos mètodes diferents, aquests s'exposaran per separat.

### 5.2.2.1 CONTROL EN MODE CORRENT MITJÀ (ACC)

Es procedeix de manera anàloga al disseny del sistema de control en ACC del convertidor Boost (Apartat 5.1.2).

A la figura 39 es mostra el diagrama de blocs del convertidor Buck DC/DC controlat per ACC:

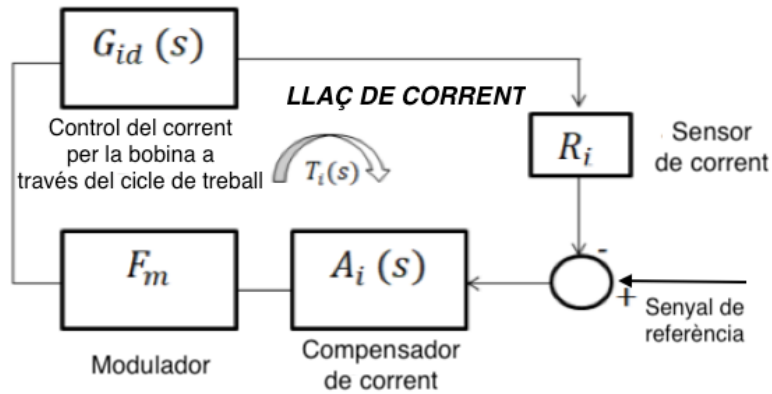


Figura 40. Diagrama de blocs del sistema de control en Mode Corrent Mitjà (ACC).

Com es pot observar, el sistema de control sols consta del llaç de corrent. El llaç de tensió s'ha obviat degut a que en la fase de recàrrega a Corrent Constant la tensió de la bateria augmenta segons el seu estat de càrrega. Per tant, la tensió no s'ha de controlar perquè depèn de la pròpia bateria del vehicle.

Les funcions de transferència presents en el diagrama de blocs són les següents:

- $G_{id}(s)$ : funció de transferència del cicle de treball a corrent per la bobina.
- $F_m$ : Guany del Modulador PWM.
- $R_i$ : Guany del sensor de corrent.
- $G_i(s)$ : Regulador de corrent.

El circuit equivalent del convertidor Buck en petita senyal és el següent:

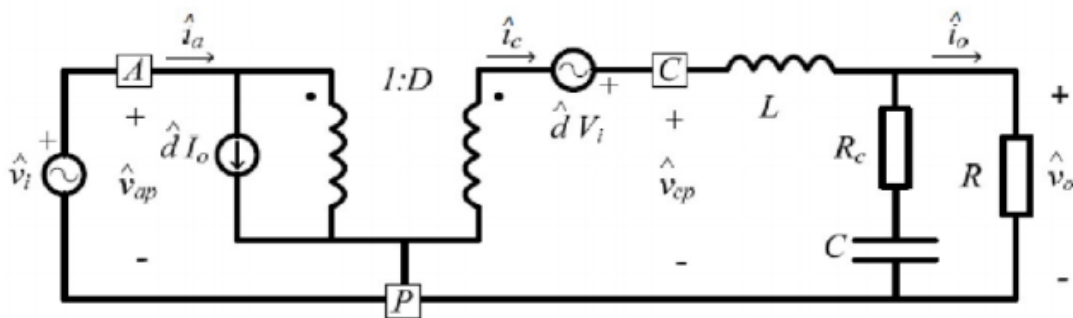


Figura 41. Model en petita senyal del convertidor Buck [19].

- **LLAÇ DE CORRENT:**

Les funcions de transferència necessàries per al llaç de corrent del convertidor són les següents:

- $G_{id}(s)$ : funció de transferència del cicle de treball a corrent per la bobina.

$$G_{id}(s) = \left. \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} \right|_{\hat{v}_i = \hat{v}_o = 0}$$

$$G_{id}(j\omega) = \frac{V_i}{R} * \frac{\left(1 + j \frac{\omega}{\omega_z}\right)}{1 + j \frac{1}{Q} \frac{\omega}{\omega_n} - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2}$$

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 16.127 \frac{\text{krad}}{\text{s}}; \quad \omega_z = \frac{1}{RC} = 14.502 \frac{\text{krad}}{\text{s}}; \quad Q = \frac{\sqrt{LC}}{\frac{L}{R} + (R_c + R_L) * C} = 1.11$$

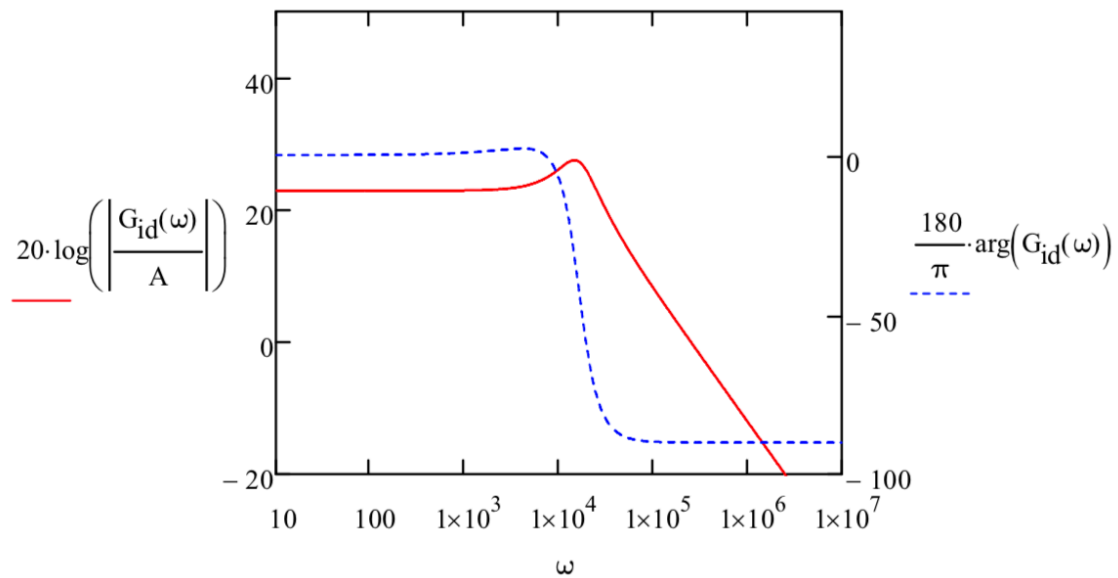


Figura 42. Diagrama de Bode  $G_{id}(s)$ .

- $R_i$ : Guany del sensor de corrent.

S'ha escollit el mateix valor de  $R_i$  que en el sistema de sensat de corrent del llaç de control del convertidor Boost.

$$R_i = 0.1 \Omega$$

- $F_m$ : Guany del Modulador PWM.

El mateix ocorre amb el guany del Modulador PWM.

$$V_m = \frac{1}{F_m} = \frac{1}{1} = 1 V$$

- $A_i(s)$ : Compensador de corrent.

Com a freqüència de tall ( $f_{ci}$ ) i marge de fase ( $MF_i$ ) s'han escollit els mateixos valors que en el cas del convertidor Boost.

$$f_{ci} = 3 \text{ kHz}; \quad MF_i = 60^\circ$$

$$T_i(s) = G_{id}(s) * R_i * A_i(s) * F_m$$

$$\arg(G_{id}(\omega_{ci})) = -56.751^\circ$$

El compensador de corrent és de Tipus 2 perquè  $30^\circ < -\arg(G_{id}(\omega_{ci})) < 90^\circ$

$$A_i(j\omega) = \frac{\omega_{p0c}}{j\omega} * \frac{1 + \frac{j\omega}{\omega_{zc}}}{1 + \frac{j\omega}{\omega_{pc}}}$$

$$AUFA_v = -90^\circ + MF_i - \arg(G_{id}(\omega_{cv})) \rightarrow AUFA_v = 26.751^\circ$$

$$K = \tan\left(\frac{AUFA_i}{2} + 45^\circ\right) \rightarrow K = 1.624$$

$$\omega_{p0c} = \frac{\omega_{cv}}{|G_{vc}(\omega_{cv})| * \beta} * \frac{1}{K} = 5.658 \frac{\text{krad}}{\text{s}}$$

$$\omega_{zc} = \frac{\omega_{ci}}{K} = 11.607 \frac{\text{krad}}{\text{s}}; \quad \omega_{pc} = K * \omega_{ci} = 30.61 \frac{\text{krad}}{\text{s}}$$

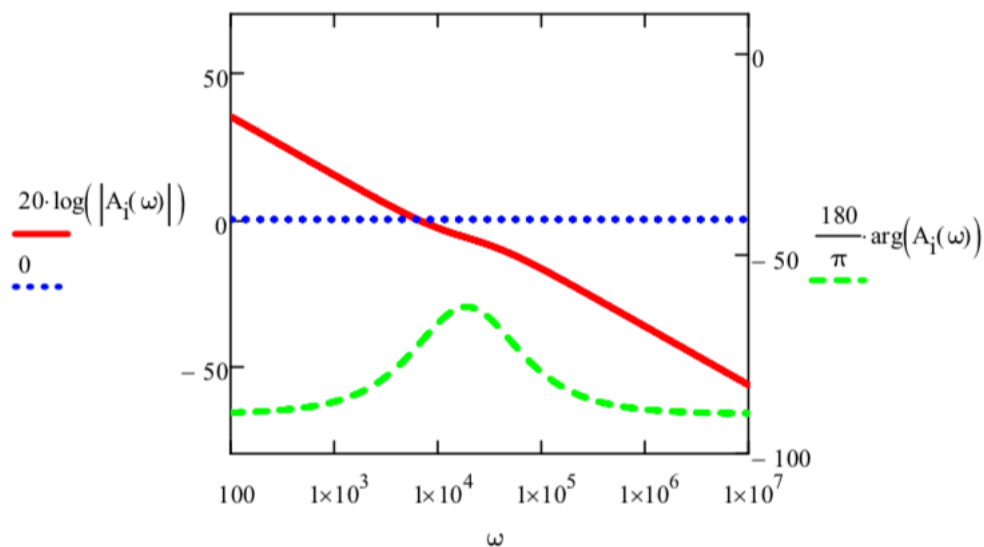


Figura 43. Diagrama de Bode del Compensador de corrent  $A_i(s)$ .

- $T_i(s)$ : Guany del llaç de corrent.

A continuació, es comprova que el marge de fase ( $MF_i$ ) i la freqüència de tall ( $f_{ci}$ ) del llaç de corrent dissenyat coincideixen amb els valors de disseny del compensador.

$$T_i(s) = G_{id}(s) * R_i * A_i(s) * F_m$$

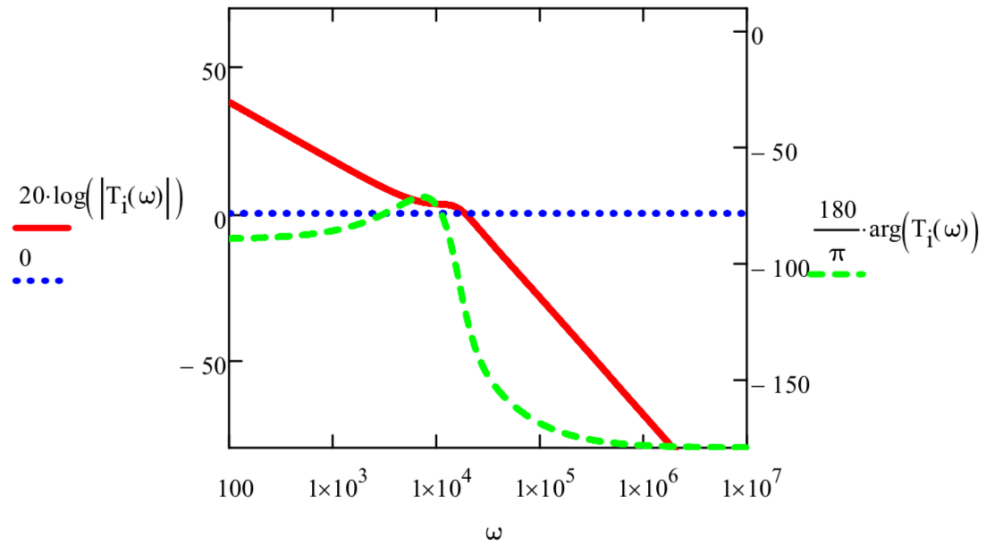


Figura 44. Diagrama de Bode del guany del llaç de corrent  $T_i(s)$ .

Els resultats obtinguts coincideixen amb els de disseny:

$$f_{ci} = 3 \text{ kHz}; \quad MF_i = 60^\circ$$

### 5.2.2.2 CONTROL EN MODE TENSIÓ

El control en mode tensió s'activa quan la tensió de la bateria arriba a un valor màxim determinat. Just en aquest moment, el control canvia de corrent constant (CC) a tensió constant (CV).

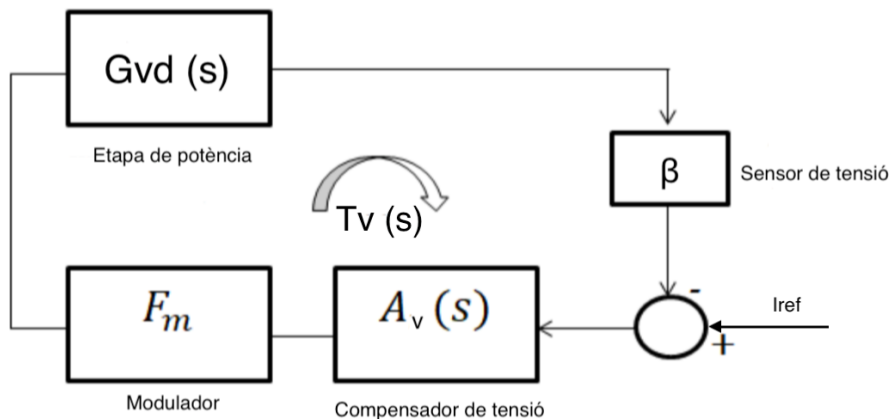


Figura 45. Diagrama de blocs del sistema de control en Mode Tensió.

A continuació es mostra el disseny del llaç de tensió del sistema de control:

- $G_{vd}(s)$ : funció de transferència del cicle de treball a tensió de sortida (etapa de potència).

$$G_{vd}(s) = \frac{\widehat{v}_o}{\widehat{d}} \Big|_{\widehat{v}_i = \widehat{i}_o = 0}$$

$$G_{vd}(s) = V_i * \frac{\left(1 + j \frac{\omega}{\omega_z}\right)}{1 + j * \frac{\omega}{\omega_n} - \left(\frac{\omega}{\omega_n}\right)^2}$$

$$\omega_n = \frac{1}{\sqrt{LC}} = 16.122 \frac{\text{krad}}{\text{s}}; \quad \omega_z = \frac{1}{R_c C} = 12.46 \frac{\text{krad}}{\text{s}}; \quad Q = \frac{\omega_n}{\frac{1}{RC} + \frac{R_c}{L}} = 1.112;$$

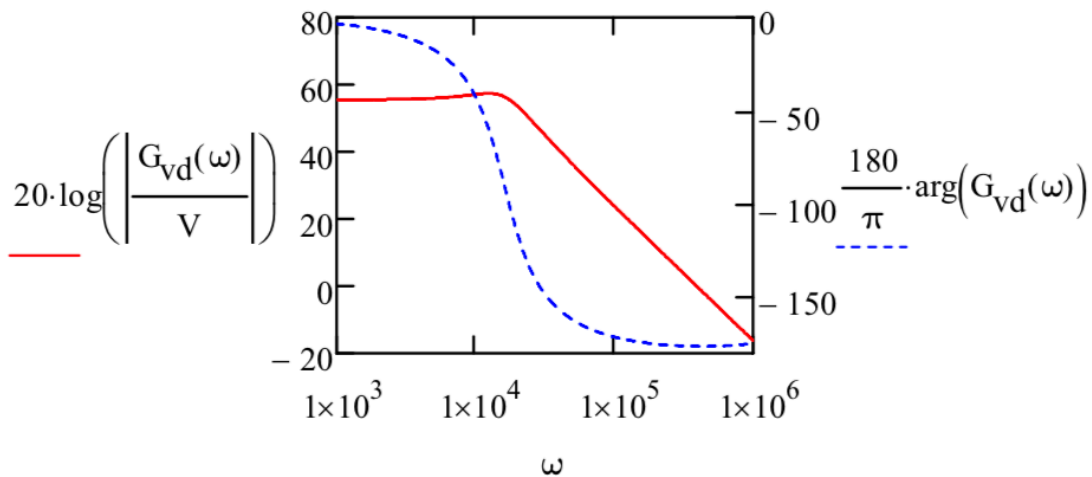


Figura 46. Diagrama de Bode  $G_{vd}(s)$ .

- $\beta$ : Guany del sensor de tensió de sortida.

Escollim el mateix valor que en els casos anteriors.

$$\beta = \frac{V_{ref}}{V_o} = 0.005 \rightarrow V_{ref} = 1.99 \text{ V}$$

- $F_m$ : Guany del Modulador PWM.

Li assignem una amplitud de 3 V a la senyal triangular del Modulador PWM. Per tant, tenim un guany de 0.333 1/V.

$$F_m = \frac{1}{V_m} = \frac{1}{3} = 0.333 \text{ V}^{-1}$$

- $A_v(s)$ : Compensador de tensió.

La freqüència de tall del llaç ha d'estar compresa entre uns valors determinats de manera que no sigui massa menuda (sistema molt lent) ni massa gran (sistema susceptible a perturbacions o soroll).

$$3f_n < f_{cv} < f_z \quad [19]$$

$$f_{cv} = 10 \text{ kHz}; \quad MF_v = 70^\circ$$

$$\arg(G_{vd}(\omega_{cv})) = -165.839^\circ$$

El compensador serà de Tipus 3 perquè  $90^\circ < -\arg(G_{vd}(\omega_{cv}))$ .

$$A_v(j\omega) = \frac{\omega_{p0c}}{j\omega} * \frac{\left(1 + \frac{j\omega}{\omega_{zc}}\right)^2}{\left(1 + \frac{j\omega}{\omega_{pc}}\right)^2}$$

Augment de fase necessari a la freqüència de tall:

$$AUF A_v = MF_v - \arg(G_{vd}(j\omega_{cv})) - 90^\circ \rightarrow AUF A_v = 145.839^\circ$$

$$K = \tan\left(\frac{AUF A_i}{2} + 45^\circ\right)^2 = 44.344; \quad \omega_{p0c} = \frac{\omega_{ci}}{|G_{id}(\omega_{ci})| * R_i * F_m} * \frac{1}{K} = 0.104 \frac{\text{krad}}{\text{s}};$$

$$\omega_{zc} = \frac{\omega_{cv}}{\sqrt{K}} = 9.435 \frac{\text{krad}}{\text{s}}; \quad \omega_{pc} = \omega_{cv} * \sqrt{K} = 418.404 \frac{\text{krad}}{\text{s}};$$

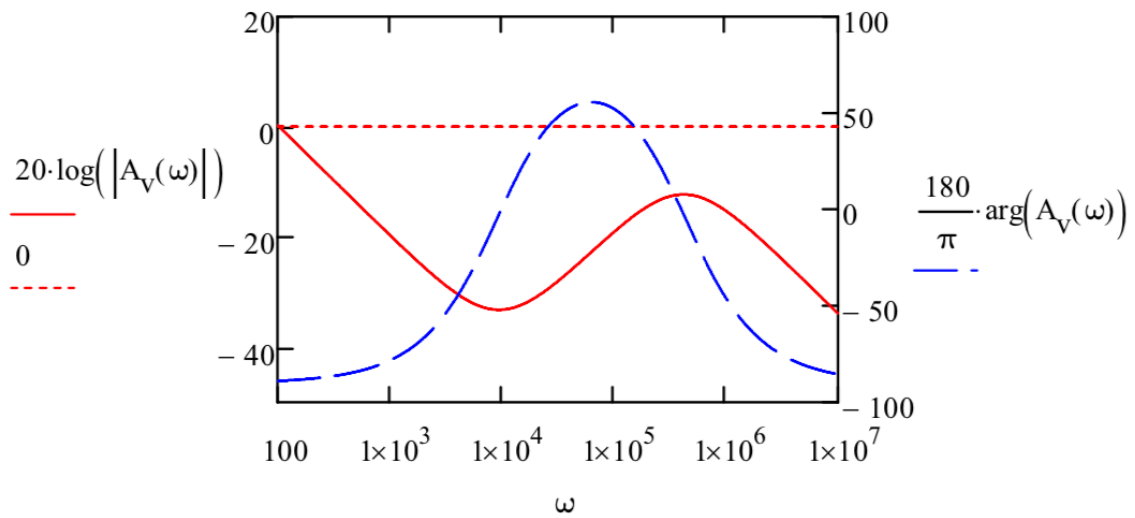


Figura 47. Diagrama de Bode del compensador de tensió  $A_v(s)$ .

- $T_v(s)$ : Guany del llaç de tensió.

A continuació, es comprova que el marge de fase ( $MF_v$ ) i la freqüència de tall ( $f_{cv}$ ) del llaç de tensió dissenyat coincideixen amb els valors de disseny del compensador.

$$T_v(s) = G_{vd}(s) * A_v(s) * F_m$$

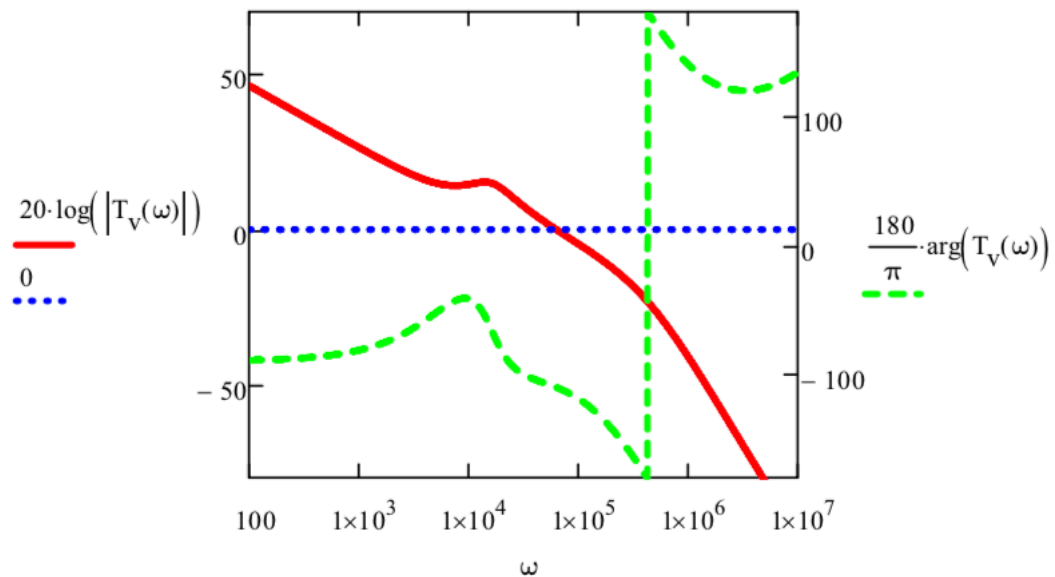


Figura 48. Diagrama de Bode del llaç de tensió  $T_v(s)$ .



Els resultats obtinguts coincideixen amb els de disseny:

$$f_{cv} = 10 \text{ kHz}; \quad MF_v = 69.961^\circ \approx 70^\circ$$

## 6. SIMULACIÓ I RESULTATS OBTINGUTS

En aquest apartat, es mostra la simulació del sistema utilitzant el programa Simulink® que pertany a Matlab®, amb la finalitat de mostrar i comparar els resultats obtinguts amb els requeriments de disseny inicials.

L'esquema de l'etapa de potència del carregador es pot observar a la Figura 49. La primera etapa que es pot apreciar es tracta del convertidor Boost PFC Convencional, el qual està connectat a la xarxa elèctrica. Seguidament es troba el condensador de bus que uneix ambdós convertidors de potència. Per últim, es troba el convertidor Buck DC/DC Unidireccional amb la bateria del VE connectada a la sortida.

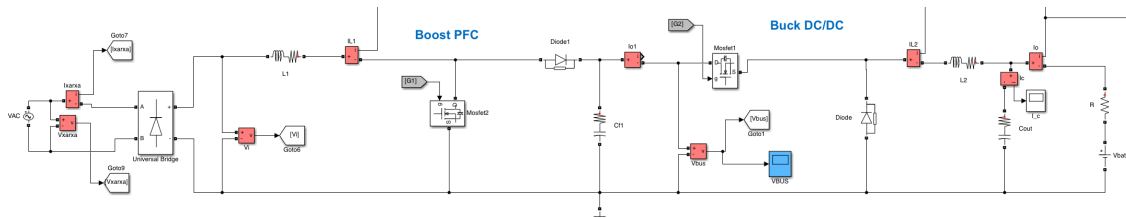


Figura 49. Esquema de l'etapa de potència del carregador a Simulink®.

El model de bateria real d'un VE resulta difícil d'implementar i simular, degut a que internament està constituïda per molts components no lineals que varien les seues característiques segons l'estat de càrrega de la pròpia bateria. Per aquest motiu, s'ha reemplaçat per un model de bateria més senzill aproximat al seu comportament segons el mode de control de la recàrrega. Quan el procés de recàrrega està controlat per CC, la bateria va incrementant el seu valor de tensió a mesura que li entra corrent, açò ocorre de manera molt lenta (Figura 50) i requeriria una simulació de molts minuts, o hores, per poder visualitzar-ho. Per aquest motiu, la bateria es modela com una font de tensió i una petita resistència en sèrie (Figura 51), d'aquesta manera es pot comprovar que el carregador treballant en CC funciona correctament per a diferents valors de tensió de la bateria. En canvi, durant el control en CV, el corrent entregat a la bateria disminueix amb el temps a mesura que es manté la tensió. Aquest fenomen també triga molts minuts o hores en ocórrer (Figura 50); per això, la bateria es modela com una font de corrent i una resistència gran en paral·lel (Figura 52), per poder comprovar que el carregador treballant en CV funciona adequadament per a diferents estats de càrrega de la bateria.

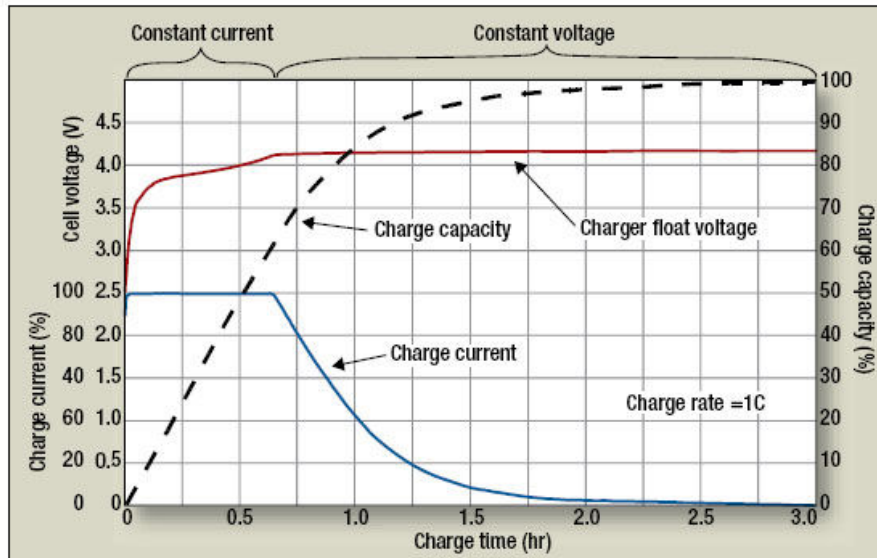


Figura 50. Procés de recàrrega en mode CC/CV de la bateria d'un VE [12].

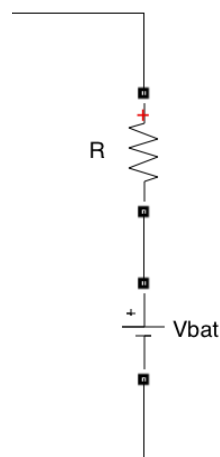


Figura 51. Model de bateria amb una font de tensió.

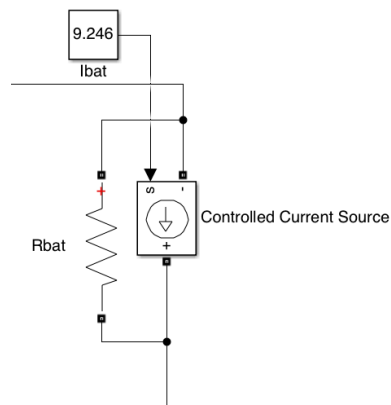


Figura 52. Model de bateria amb una font de corrent.

Els sistemes de control (Figures 53 i 54) s'han materialitzat utilitzant blocs. En el cas que es volgueren implementar en forma de circuit per a la seua posterior fabricació en placa PCB, caldria utilitzar components electrònics (condensadors, resistències, inductàncies, amplificadors operacionals, etc). El resultat seria pràcticament el mateix.

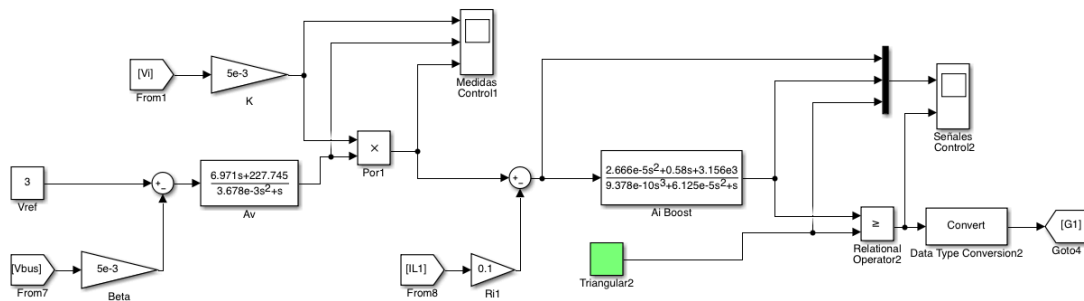


Figura 53. Circuit del sistema de control en mode ACC del convertidor Boost PFC.

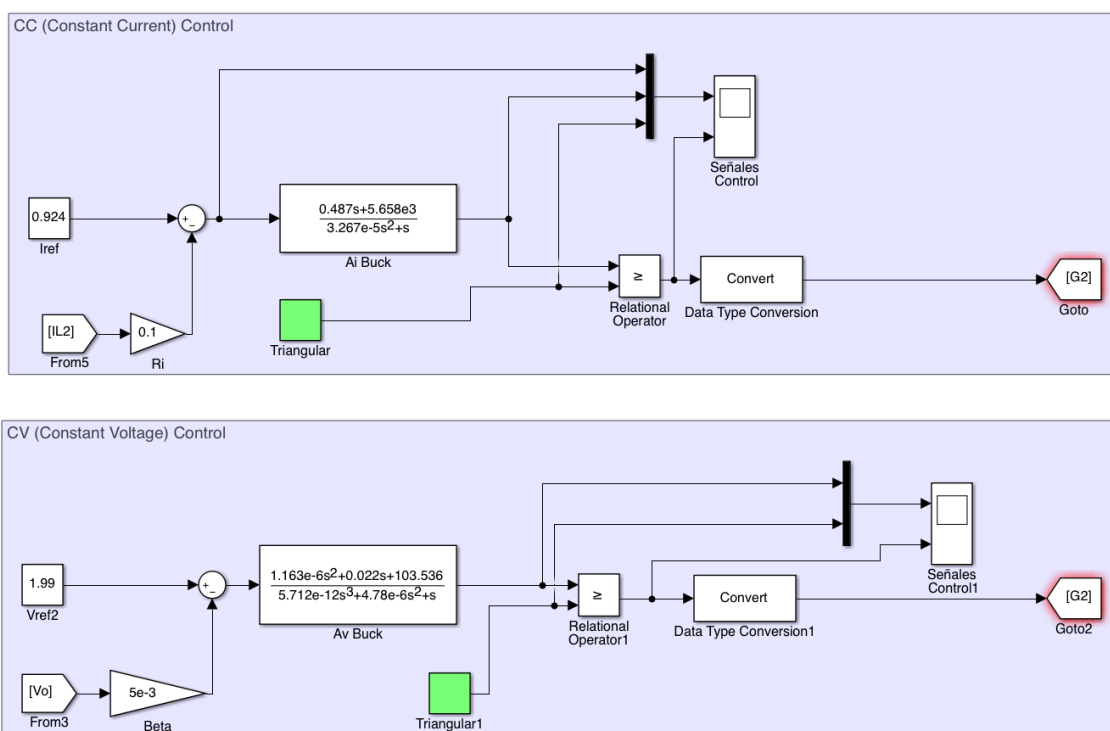


Figura 54. Circuit del sistema de control en mode CC (dalt) i en mode CV (baix) del convertidor Buck DC/DC.

La forma en la que es canvia del control en CC al control en CV del Buck és manualment, activant i desactivant el sistema corresponent per a cada cas de simulació. En la realitat, es tindria que implementar algun tipus de sistema de control que permetés canviar d'un mode a l'altre quan la tensió de càrrega de la bateria arribés al valor llindar (398 V).

## 6.1 CONTROL CC DE LA BATERIA

La primera simulació correspon a la recàrrega de la bateria en mode CC, quan s'acaba de connectar el vehicle al carregador i la bateria es troba completament descarregada (240 V). Com

s'ha comentat anteriorment, per poder visualitzar un cicle de recàrrega complet de la bateria, caldria fer una simulació de varies hores. Com aquesta opció no és possible, es realitzen diverses simulacions per a diferents estats de càrrega de la bateria en concret.

El model de bateria emprat és el consta d'una font de tensió amb una resistència en sèrie (Figura 51).

Seguidament, es comprova que el sistema funciona correctament quan la tensió de la bateria es troba molt prop del valor llindar (398 V) abans de canviar a control en CV.

- **RESULTATS DE SIMULACIÓ:**

Es comprova que es compleix la normativa UNE-EN 61000-3-4 sobre el consum d'harmònics de la xarxa elèctrica (Taula 9).

THDi					
Ordre harmònic h (imparells)	$\frac{I_h}{I_i}$ (%) Normativa	$\frac{I_h}{I_i}$ (%) Resultats	Ordre harmònic h (parells)	$\frac{I_h}{I_i}$ (%) Normativa	$\frac{I_h}{I_i}$ (%) Resultats
3	21,6	3,78	2	0,6	0,01
5	10,7	0,26	4	0,6	0,003
7	7,2	0,24	6	0,6	0,008
9	3,8	0,23	8	0,6	0,019
11	3,1	0,21	10	0,6	0,017
13	2	0,27	12	0,6	0,018
15	0,7	0,22	14	0,6	0,016
17	1,2	0,26	16	0,6	0,015
19	1,1	0,19	18	0,6	0,008
21	0,6	0,27	20	0,6	0,032

Taula 9. Comparativa dels harmònics del corrent d'entrada (Mode CC).

A continuació, es mostren captures de les formes d'ona de les senyals del circuit més significatives per poder comprovar el seu correcte funcionament.

- $V_{BAT} = 398 \text{ V}$ :

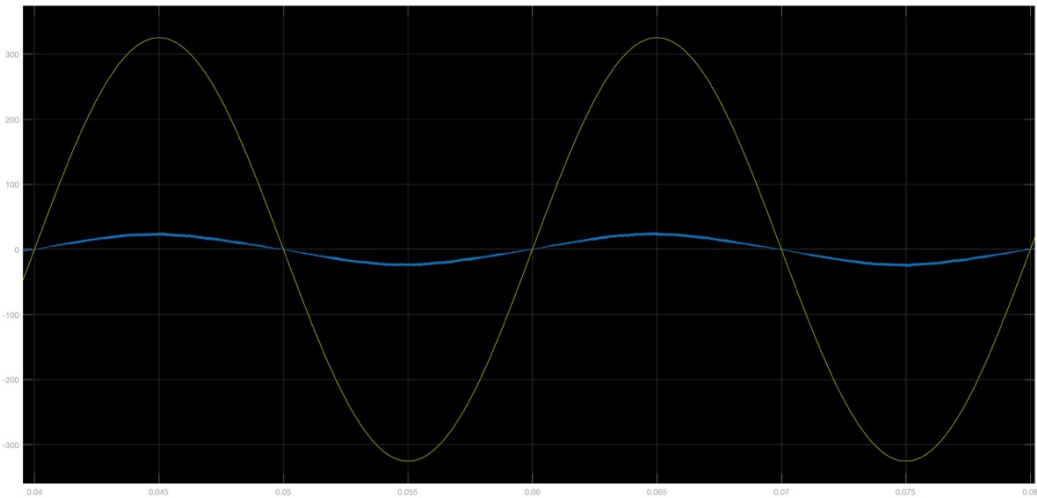


Figura 55. Tensió i corrent d'entrada (xarxa elèctrica) del carregador.

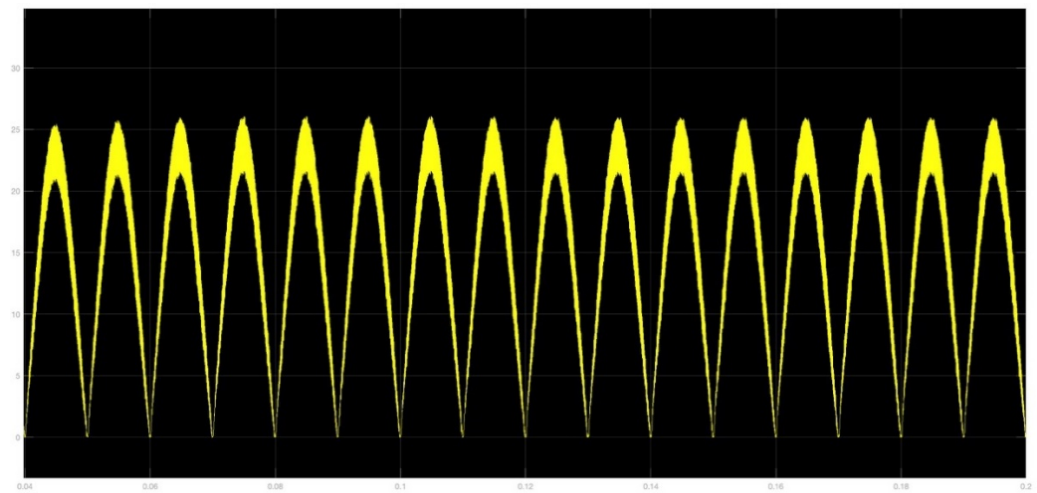


Figura 56. Corrent per la inductància del convertidor Boost PFC.

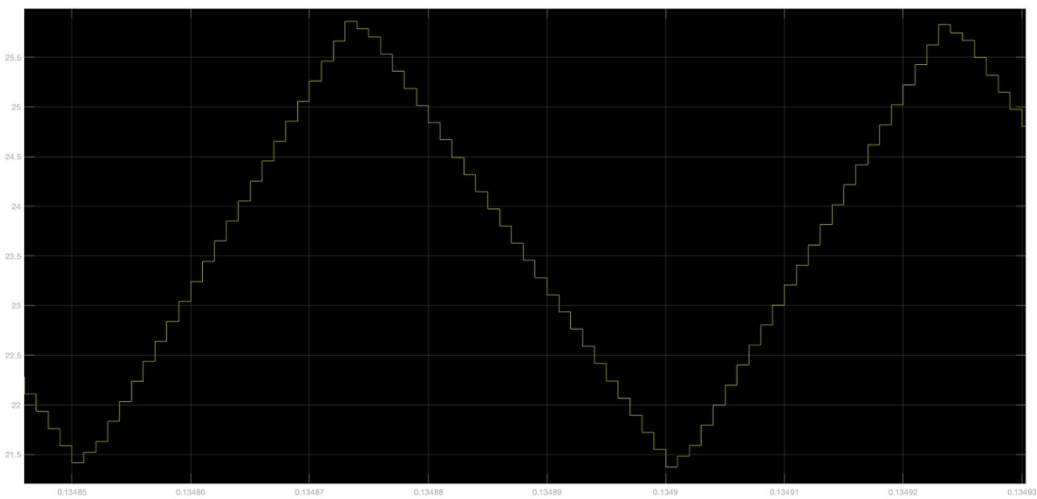


Figura 57. Arissat del corrent per la bobina del convertidor Boost PFC.

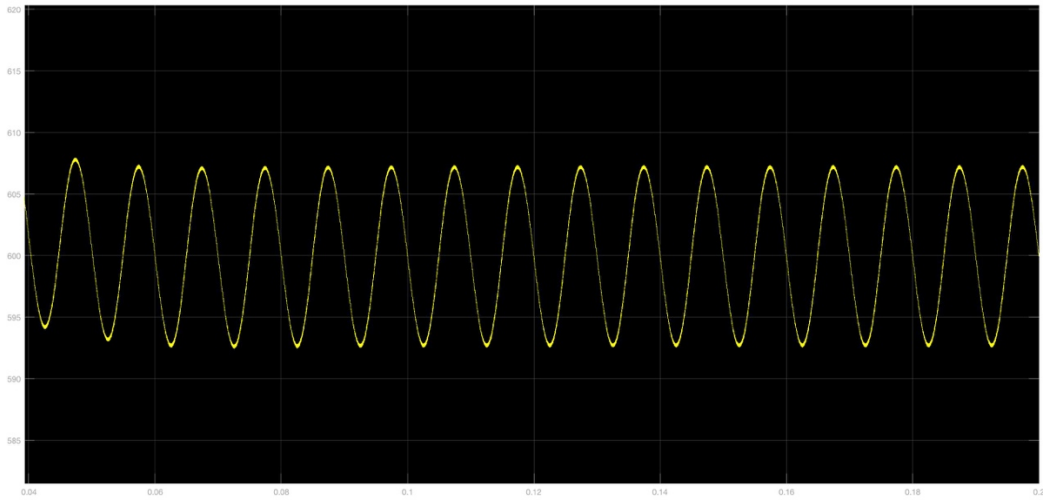


Figura 58. Tensió al condensador de bus.

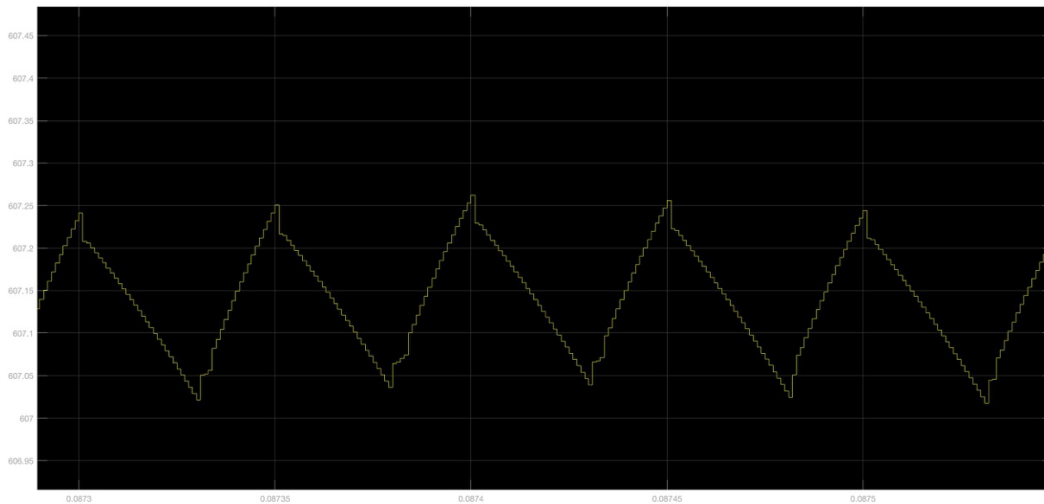


Figura 59. Arrissat de tensió al condensador de bus degut a la seua ESR.

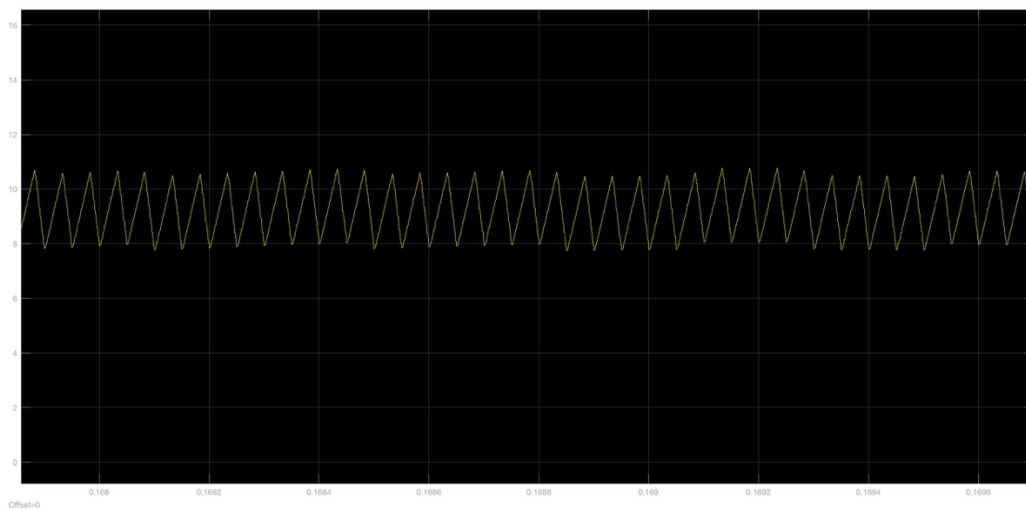


Figura 60. Corrent per la inductància del convertidor Buck DC/DC.

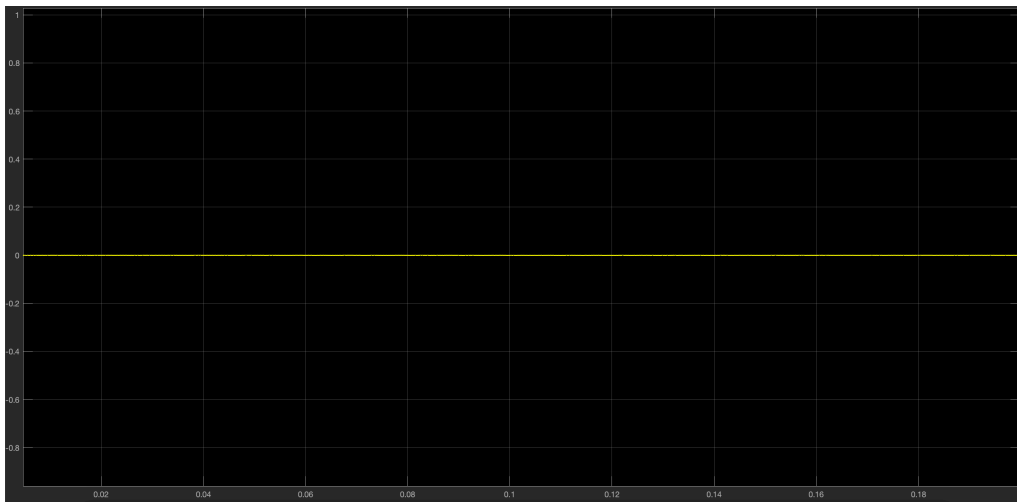


Figura 61. Corrent pel condensador de sortida del carregador.

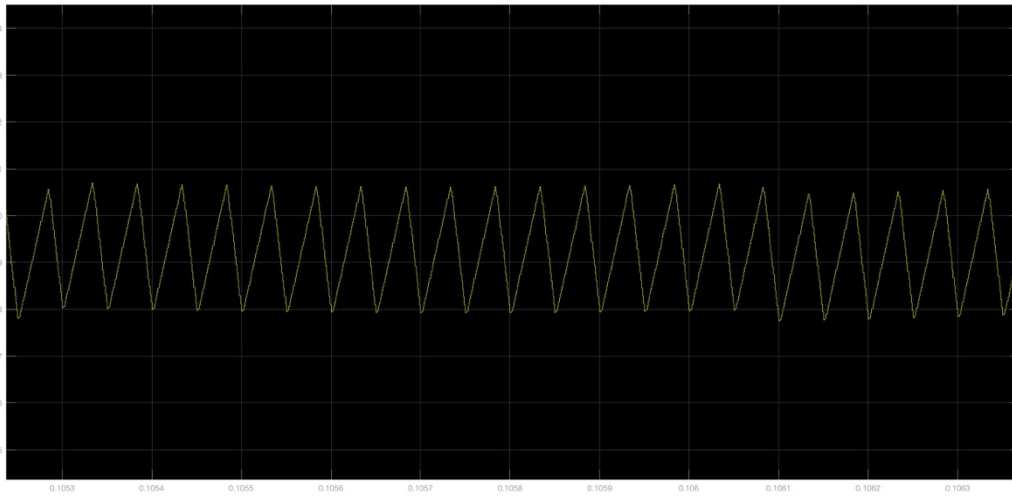


Figura 62. Corrent per la bateria.

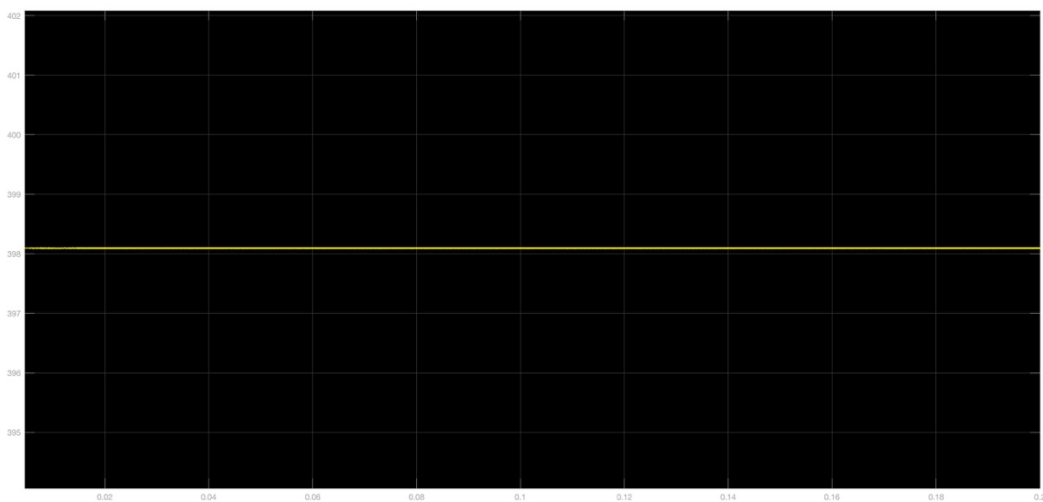


Figura 63. Tensió de la bateria.

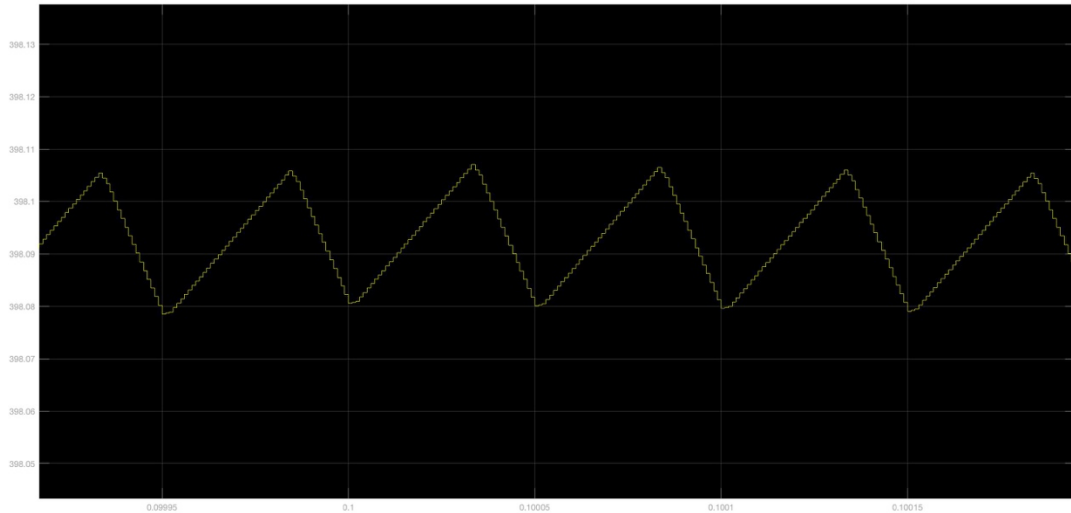


Figura 64. Arrissat de tensió de la bateria.

La bateria, al tractar-se d'una font de tensió, provoca que l'arrissat de corrent present a la inductància de sortida (Figura 60) es transmeti directament a la bateria (Figura 62) i no recaigui sobre el condensador de sortida. D'aquesta manera el corrent pel condensador (Figura 61) és pràcticament nul. D'una altra banda, quasi no hi ha arrissat de tensió (Figura 64) perquè la tensió constant d'aquest model de bateria l'anul·la.

La resta de components es comporten de forma adequada, tal i com s'esperava.

- $V_{BAT} = 240 \text{ V}$ :

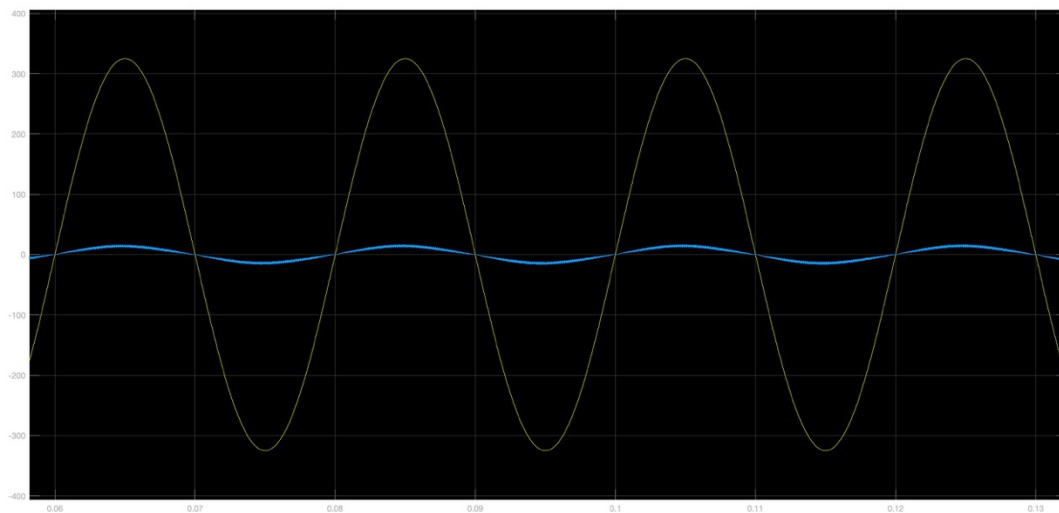


Figura 65. Tensió i corrent d'entrada (xarxa elèctrica) del carregador.

L'amplitud del corrent de la xarxa elèctrica ha disminuït en comparació al cas anterior, ja que la potència de sortida demandada s'ha vist reduïda i, per tant, la potència d'entrada també és menor.



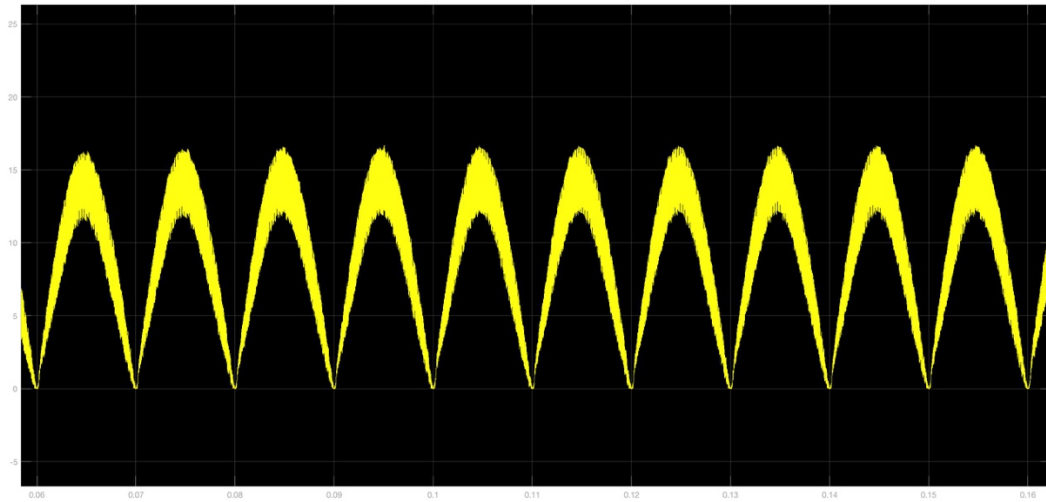


Figura 66. Corrent per la inductància del convertidor Boost PFC.

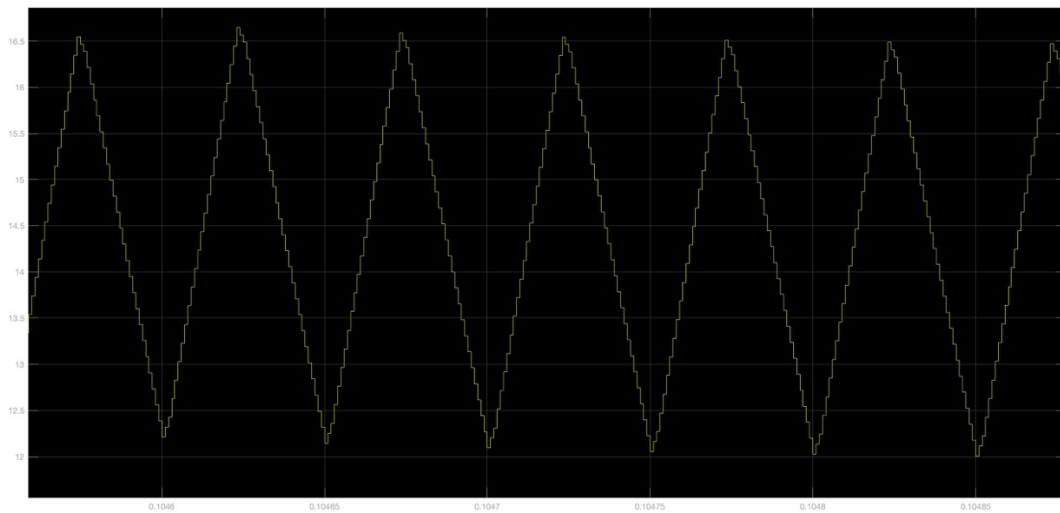


Figura 67. Arissat del corrent per la bobina del convertidor Boost PFC.

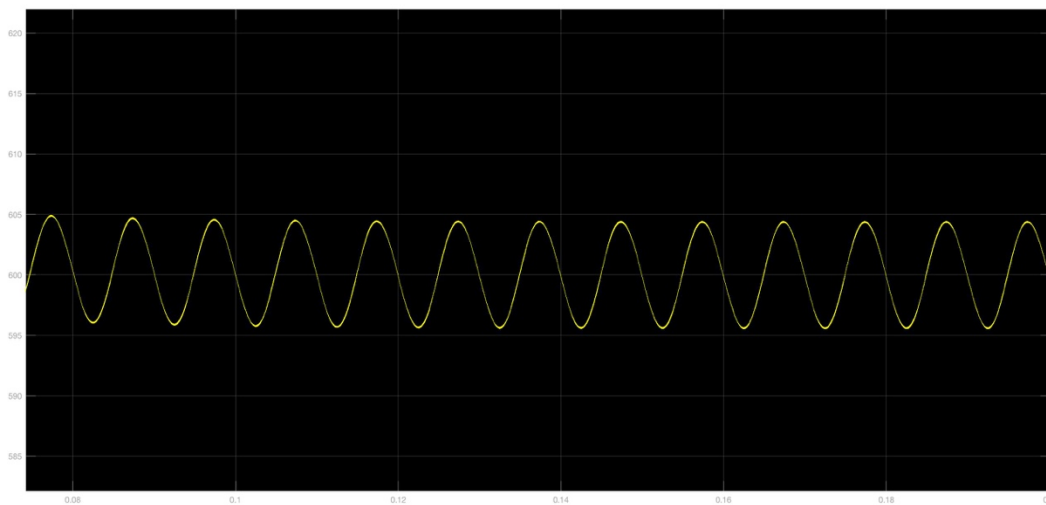


Figura 68. Tensió del condensador de bus.

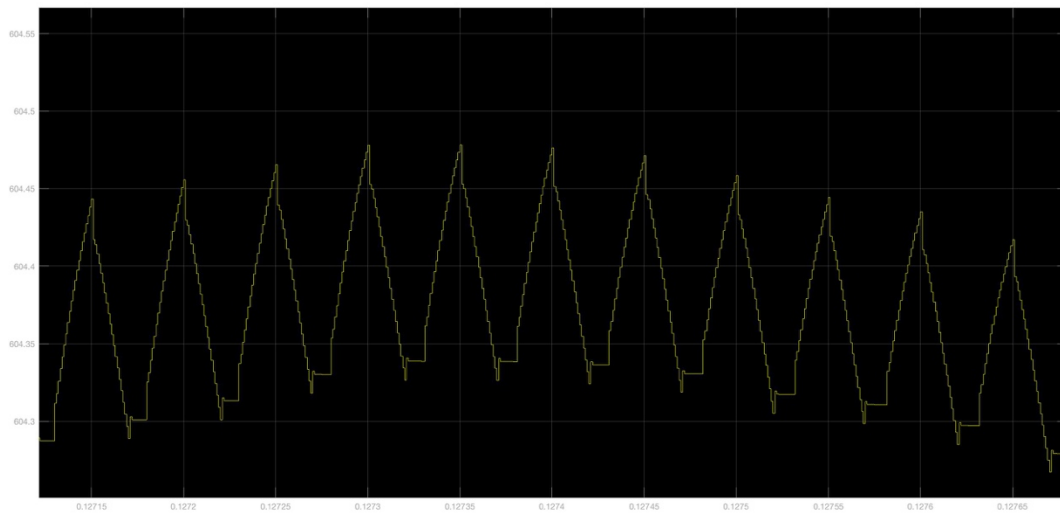


Figura 69. Arrissat de tensió del condensador de bus degut a la seua ESR.

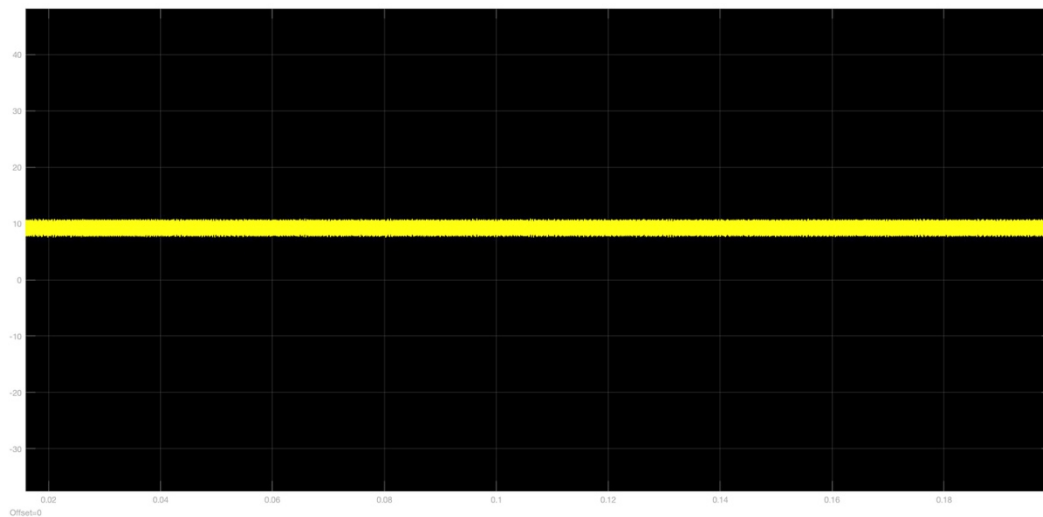


Figura 70. Corrent per la inductància del convertidor Buck DC/DC.

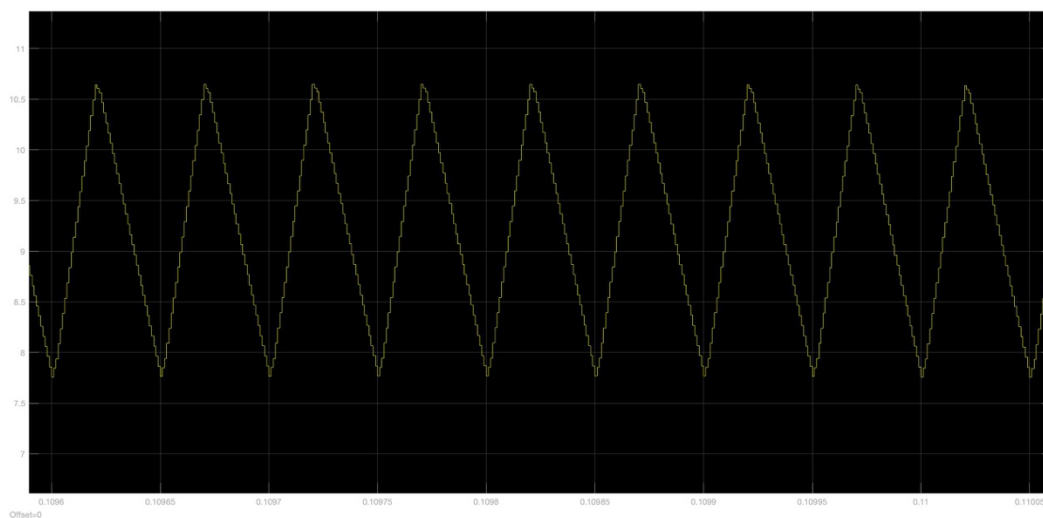
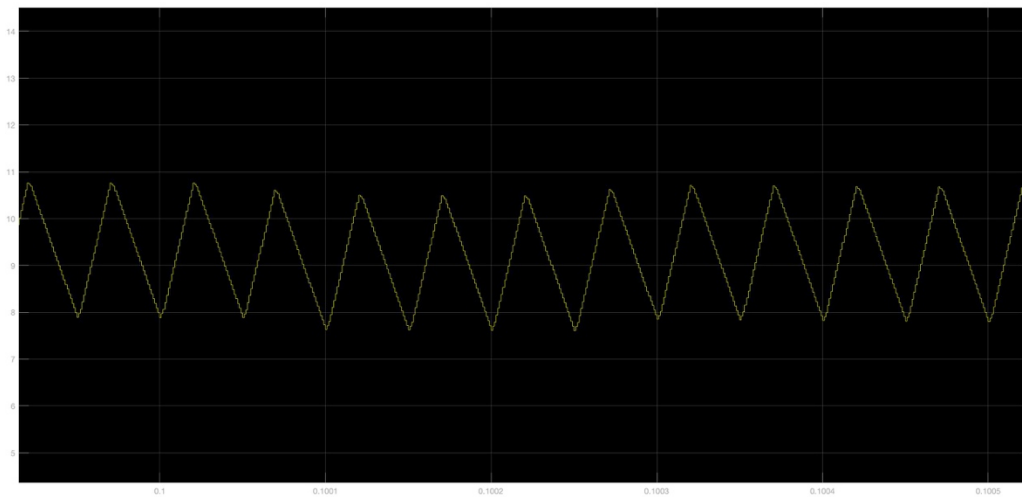
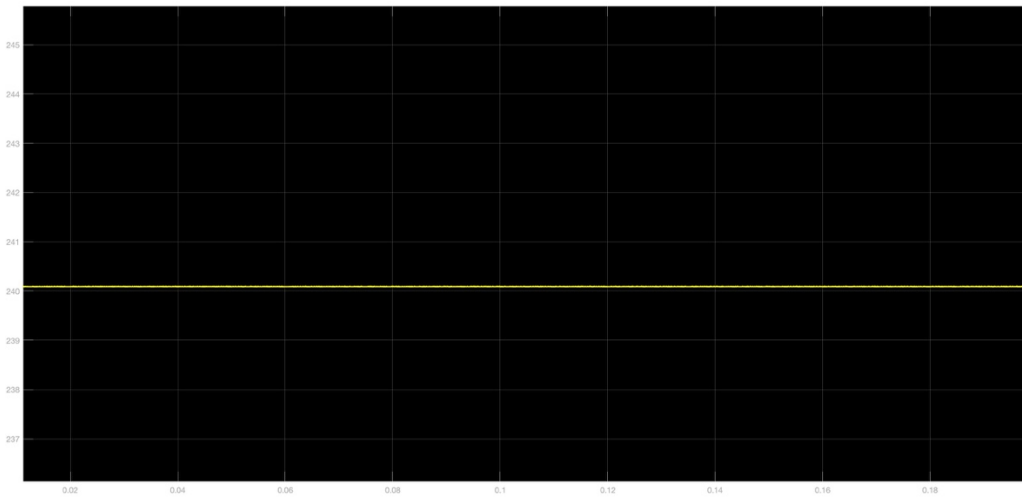


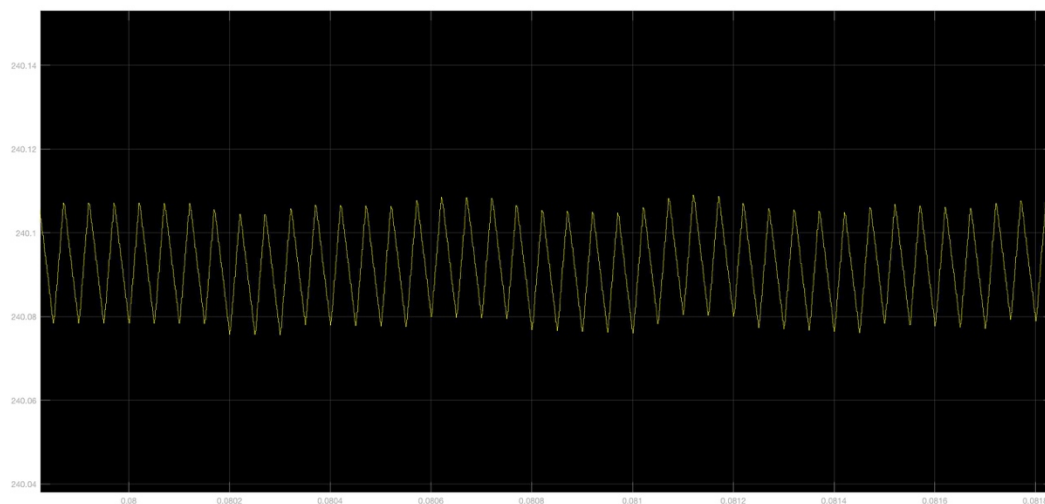
Figura 71. Arrissat de corrent per la inductància del convertidor Buck DC/DC.



**Figura 72.** Corrent per la bateria.



**Figura 73.** Tensió de la bateria.



**Figura 74.** Arrissat de tensió de la bateria.

En aquest cas de simulació ocorren els mateixos fenòmens que al cas anterior al tractar-se del mateix model de bateria però amb menor tensió. Simplement canvia el valor d'amplitud del corrent d'entrada del carregador – es demanda menys potència –.

La següent taula (Taula 10) recull tots els resultats de simulació amb la finalitat de comprovar que es compleixen tots els requeriments de disseny.

ESPECIFICACIONS GENERALS			
VARIABLES	REQUERIMENTS	RESULTATS (240 V)	RESULTATS (398 V)
Tensió d'entrada ( $V_{in}$ )	230 $V_{rms}$ 325.27 $V_{pk}$	229.1 $V_{rms}$ 325.3 $V_{pk}$	230 $V_{rms}$ 325.3 $V_{pk}$
Potència de sortida màx. ( $P_{out}$ )	3680 W	2219 W	3675 W
Factor de Potència (PF)	0.99	0.9913	0.9962
Eficiència ( $\eta$ )	97%	98.58 %	98.71%
Freqüència d'entrada ( $f_{AC}$ )	50 Hz	50 HZ	50 HZ
ESPECIFICACIONS CONVERTIDOR BOOST AC/DC			
VARIABLES	REQUERIMENTS	RESULTATS (240 V)	RESULTATS (398 V)
Tensió de sortida/bus ( $V_{bus}$ )	600 V	600 V	600.2 V
Arrissat de corrent per la bobina ( $\Delta I_L$ )	20%* $I_L = 4.713$ A	4.54 A	4.48 A
Arrissat de tensió pel condensador de bus ( $\Delta V_{C,bus}$ )	3%* $V_{C,bus} = 18$ V	9.43 V	15.49 V
ESPECIFICACIONS CONVERTIDOR BUCK DC/DC			
VARIABLES	REQUERIMENTS	RESULTATS (240 V)	RESULTATS (398 V)
Tensió de sortida/bateria ( $V_{out}$ )	240 - 398 V	240.1 V	398.1 V
Corrent de sortida/bateria ( $I_{out}$ )	9.246 A	9.241 A	9.24 A
Arrissat de corrent per la bobina ( $\Delta I_L$ )	20%* $I_L = 3.067$ A	2.89 A	2.93 A
Arrissat de tensió pel condensador de sortida ( $\Delta V_{C,out}$ )	3%* $V_{out} = 11.94$ V	33.4 mV	26.92 mV

Taula 10. Comparativa entre els resultats de simulació i els requeriments de disseny (Mode CC).

Es pot concloure que, efectivament, es compleixen tots els requeriments per a ambdós casos de simulació.

## 6.2 CONTROL CV DE LA BATERIA

La primera simulació d'aquest apartat correspon a la recàrrega de la bateria en mode CV, quan la tensió de la bateria es troba al seu valor màxim (398 V) i el corrent passa de ser constant (9.24

A) a començar a disminuir paulatinament. De manera anàloga al control amb CC, es realitzen diverses simulacions per a diferents estats de càrrega de la bateria en concret.

El model de bateria emprat és el que consta d'una font de corrent amb una resistència en paral·lel (Figura 52).

Seguidament, es comprova que el sistema funciona correctament quan el corrent entregat a la bateria es troba molt prop de zero (1 A) i la bateria està quasi completament carregada.

- **RESULTATS DE SIMULACIÓ:**

Es comprova que es compleix la normativa UNE-EN 61000-3-4 sobre el consum d'harmònics de la xarxa elèctrica (Taula 11).

<b>THDi</b>					
<b>Ordre harmònic h (imparells)</b>	<b><math>\frac{I_h}{I_i}</math> (%) Normativa</b>	<b><math>\frac{I_h}{I_i}</math> (%) Resultats</b>	<b>Ordre harmònic h (parells)</b>	<b><math>\frac{I_h}{I_i}</math> (%) Normativa</b>	<b><math>\frac{I_h}{I_i}</math> (%) Resultats</b>
<b>3</b>	21,6	<b>3,74</b>	<b>2</b>	0,6	<b>0,01</b>
<b>5</b>	10,7	<b>0,22</b>	<b>4</b>	0,6	<b>0,01</b>
<b>7</b>	7,2	<b>0,19</b>	<b>6</b>	0,6	<b>0,01</b>
<b>9</b>	3,8	<b>0,18</b>	<b>8</b>	0,6	<b>0,02</b>
<b>11</b>	3,1	<b>0,2</b>	<b>10</b>	0,6	<b>0,01</b>
<b>13</b>	2	<b>0,16</b>	<b>12</b>	0,6	<b>0,02</b>
<b>15</b>	0,7	<b>0,17</b>	<b>14</b>	0,6	<b>0,01</b>
<b>17</b>	1,2	<b>0,21</b>	<b>16</b>	0,6	<b>0,03</b>
<b>19</b>	1,1	<b>0,20</b>	<b>18</b>	0,6	<b>0,03</b>
<b>21</b>	0,6	<b>0,17</b>	<b>20</b>	0,6	<b>0,03</b>

**Taula 11.** Comparativa dels harmònics del corrent d'entrada (Mode CV).

A continuació, es mostren captures de les formes d'ona de les senyals del circuit més significatives per poder comprovar el seu correcte funcionament.

- $I_{BAT} = 9.246 \text{ A}$ :

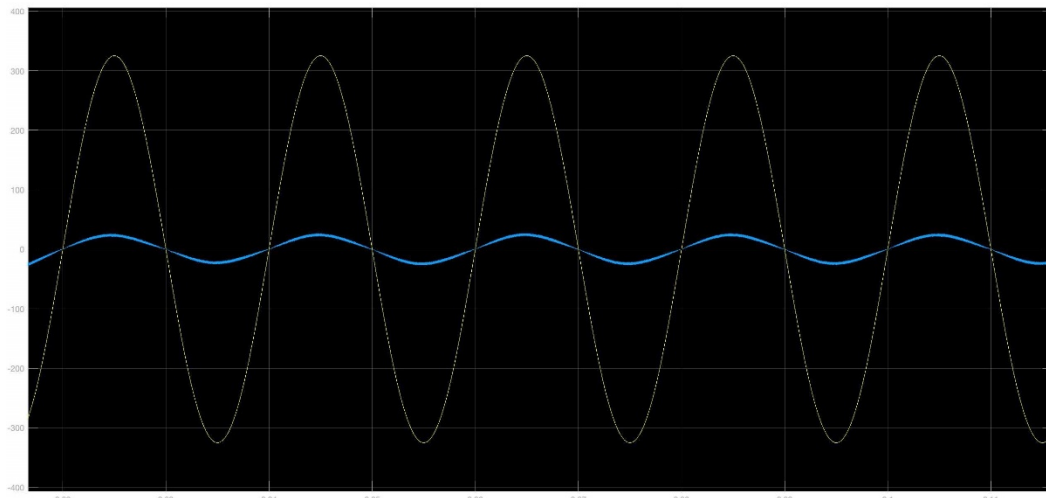


Figura 75. Tensió i corrent d'entrada (xarxa elèctrica) del carregador.

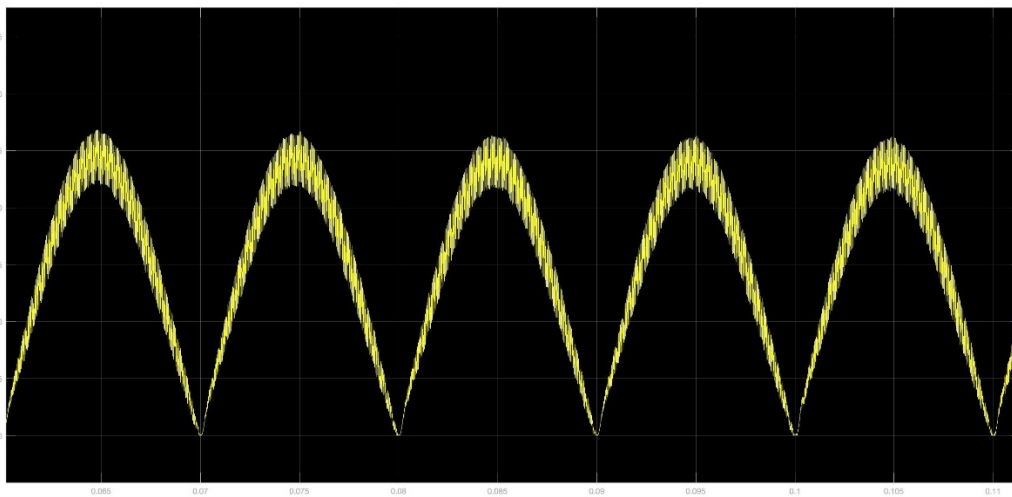


Figura 76. Corrent per la inductància del convertidor Boost PFC.

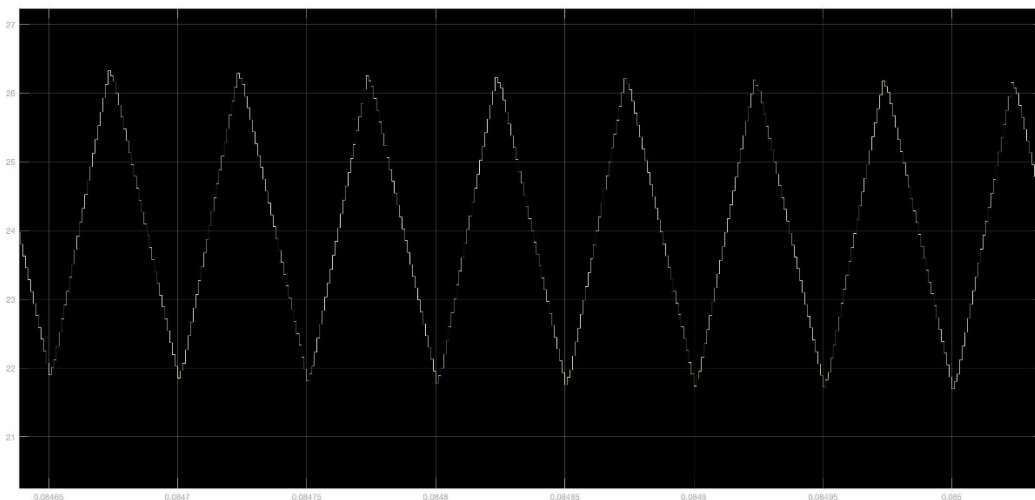


Figura 77. Arrissat del corrent per la bobina del convertidor Boost PFC.

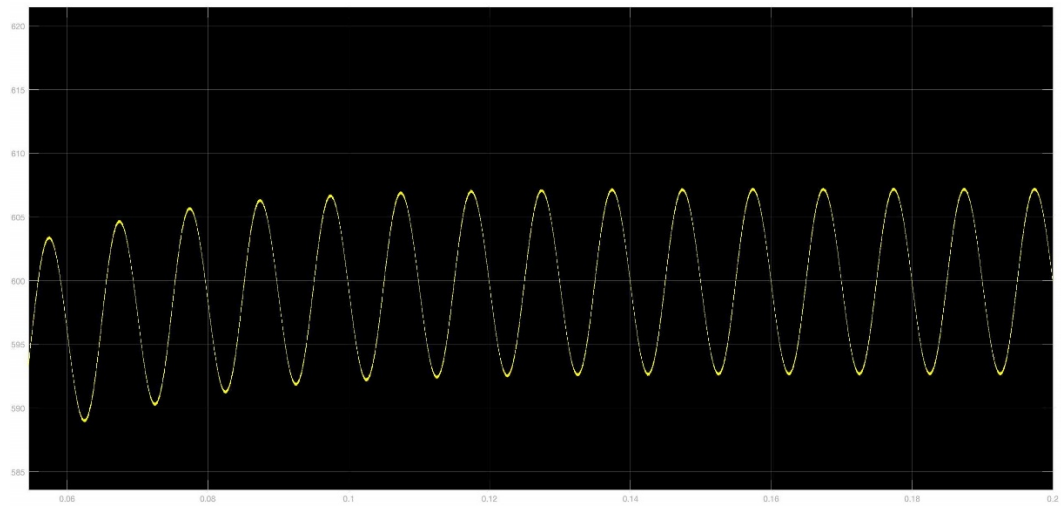


Figura 78. Tensió al condensador de bus.

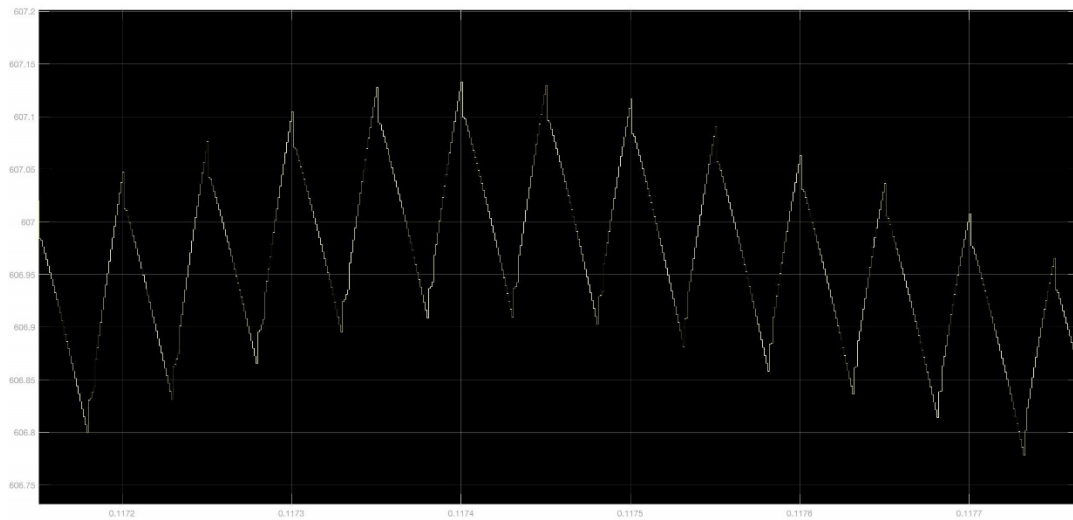


Figura 79. Arrissat de tensió al condensador de bus degut a la seua ESR.

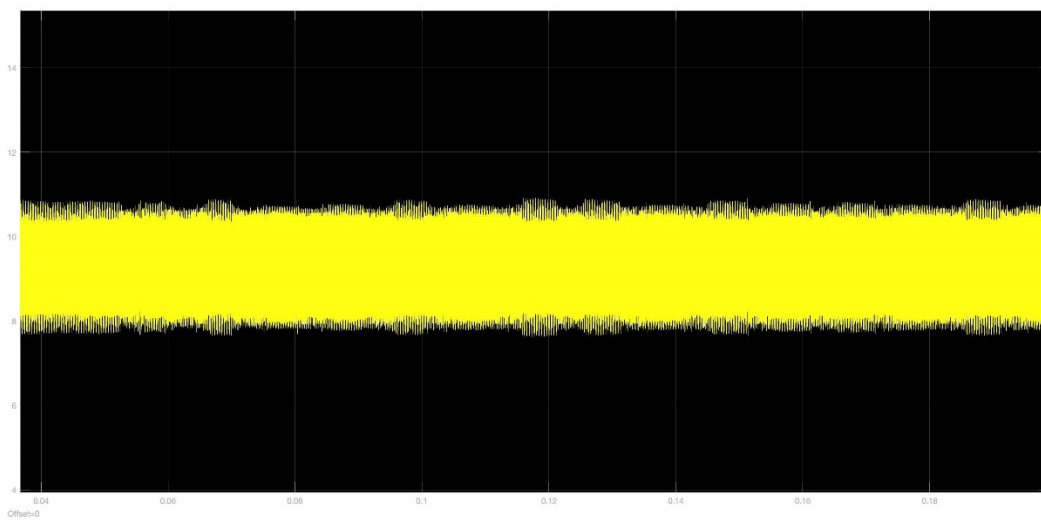


Figura 80. Corrent per la inductància del convertidor Buck DC/DC.

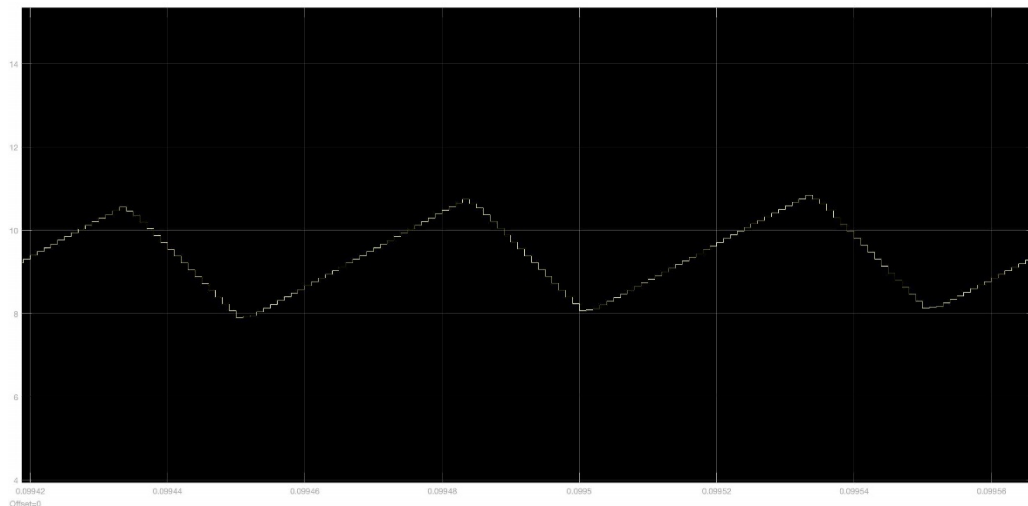


Figura 81. Arissat del corrent per la inductància del convertidor Buck DC/DC

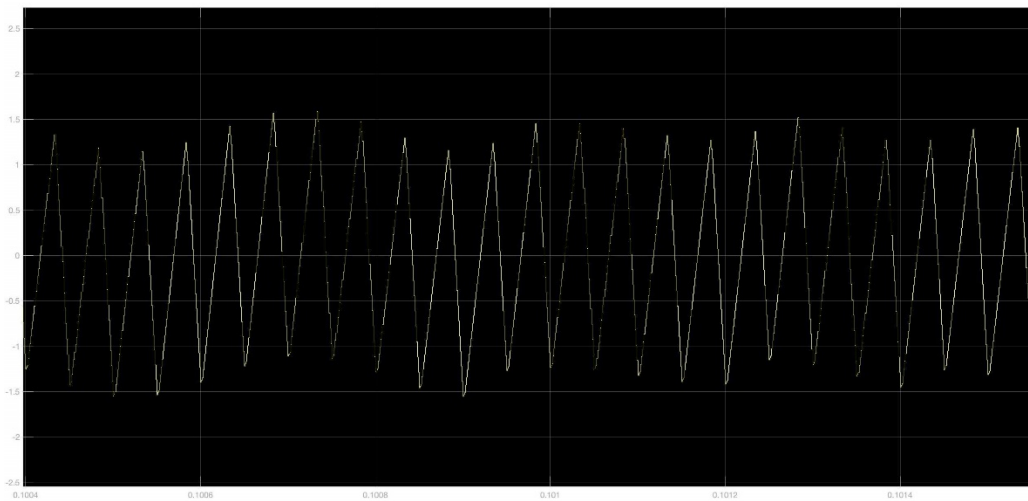


Figura 82. Corrent i arissat de corrent pel condensador de sortida del carregador.

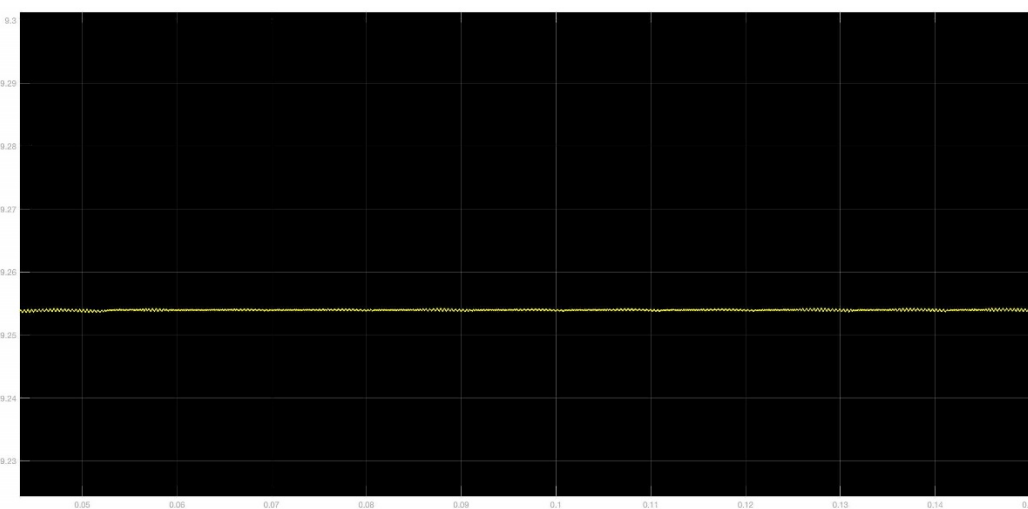
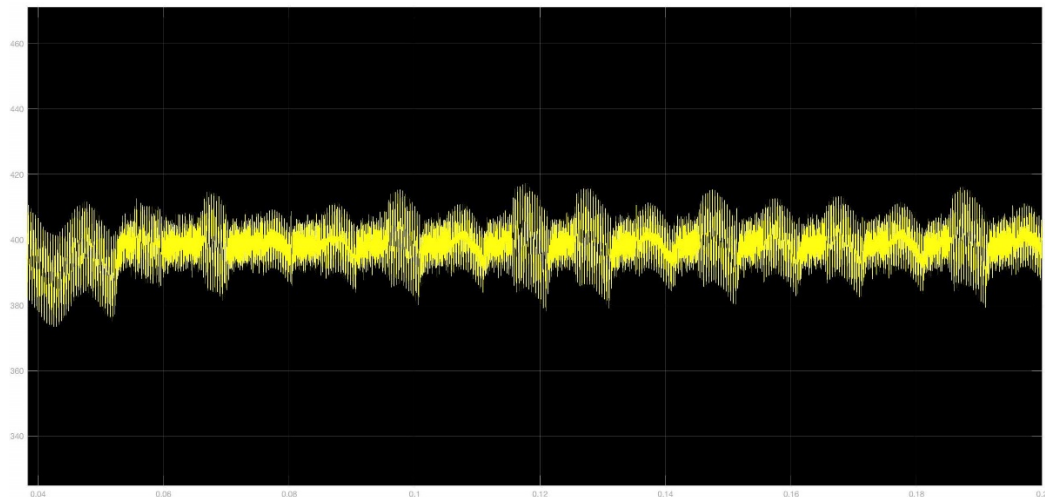
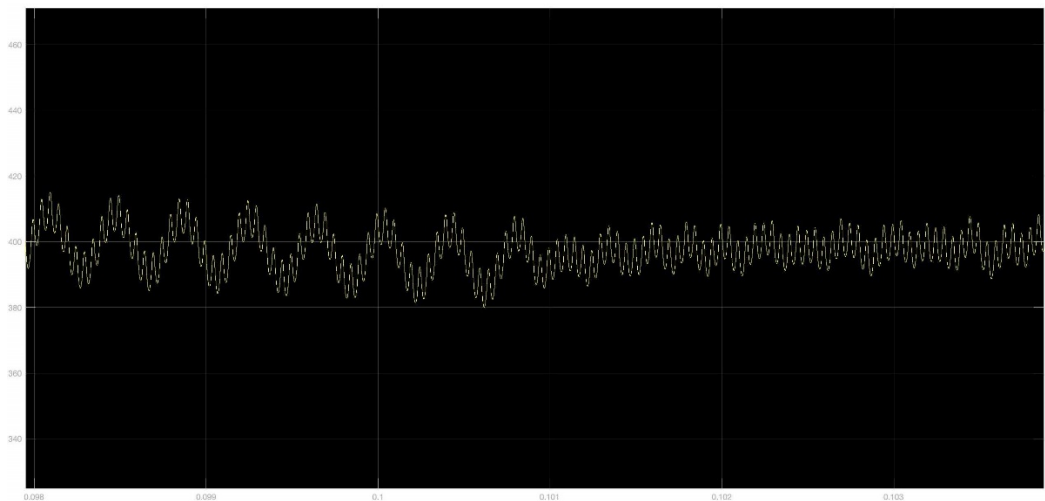


Figura 83. Corrent per la bateria.





**Figura 84.** Tensió de la bateria.



**Figura 85.** Arrissat de tensió de la bateria.

El model de bateria canvia a ser una font de corrent. Aquest fet provoca just el fenomen contrari que la bateria com a font de tensió. Ara, l'arissat de corrent present a la inductància de sortida (Figura 81) sí que es transmet pel condensador de sortida (Figura 82), provocant que el corrent per la bateria sigui quasi completament constant (Figura 83). Per altra banda, s'observa la presència d'arissat de tensió a la bateria (Figura 85) causada pel condensador de sortida.

- $I_{BAT} = 1 A$ :

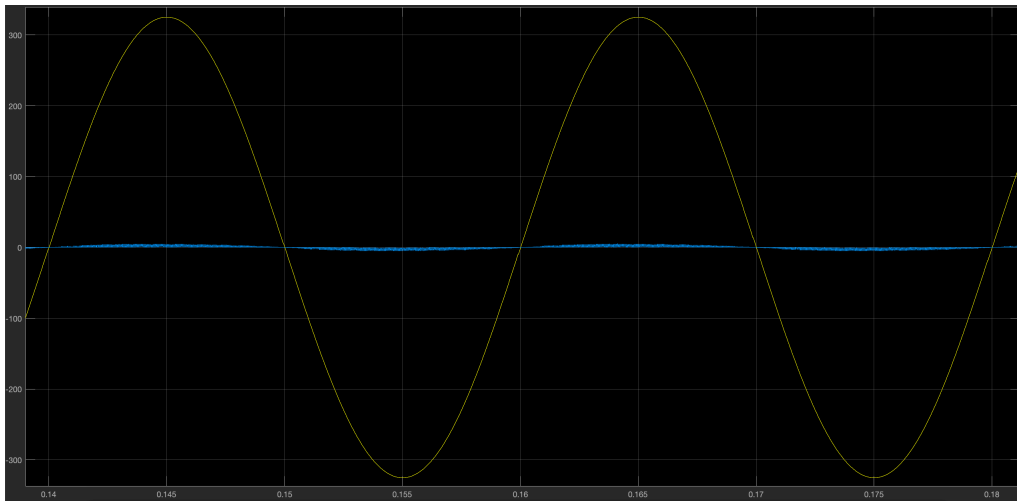


Figura 86. Tensió i corrent d'entrada (xarxa elèctrica) del carregador.

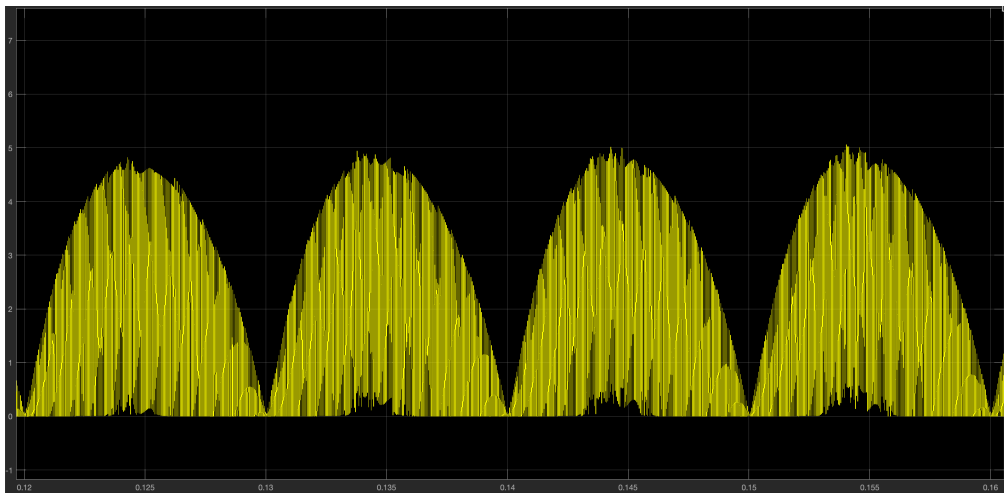


Figura 87. Corrent per la inductància del convertidor Boost PFC.

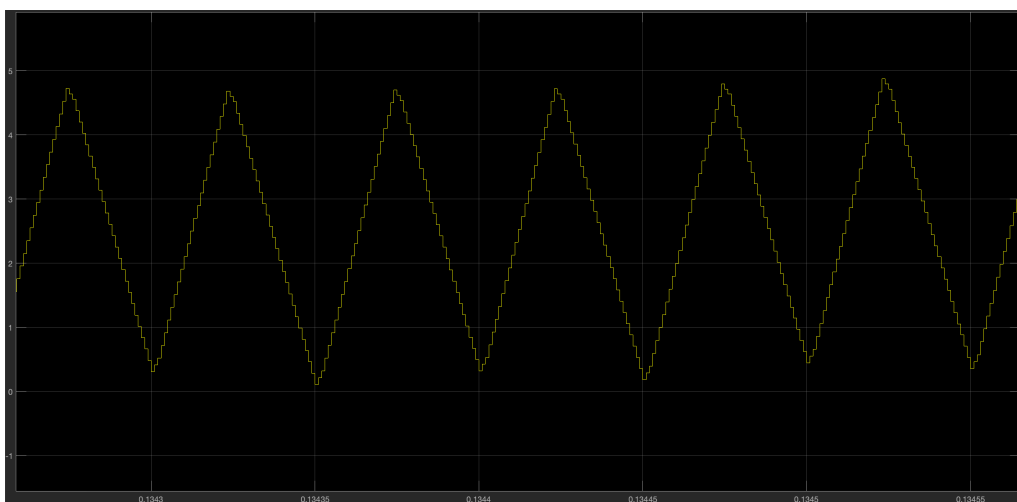


Figura 88. Arrissat del corrent per la bobina del convertidor Boost PFC.

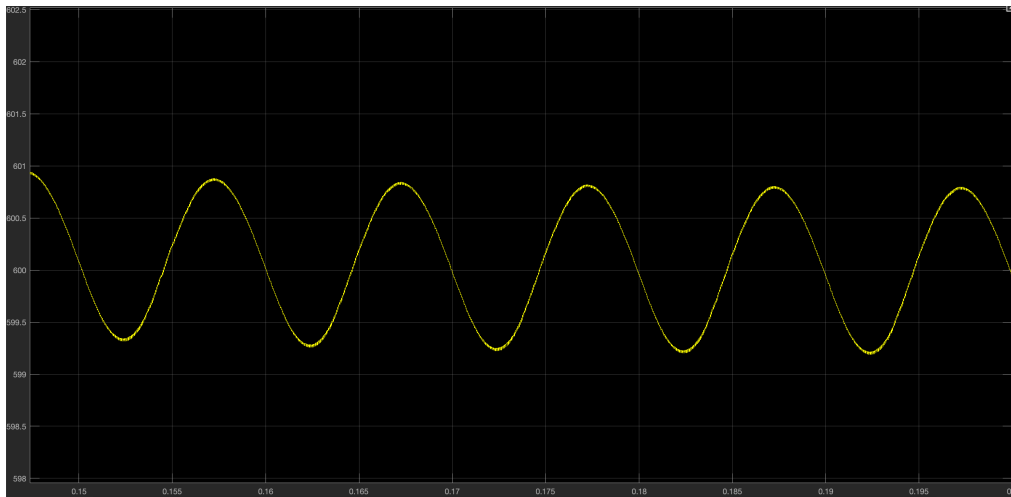


Figura 89. Tensió al condensador de bus.

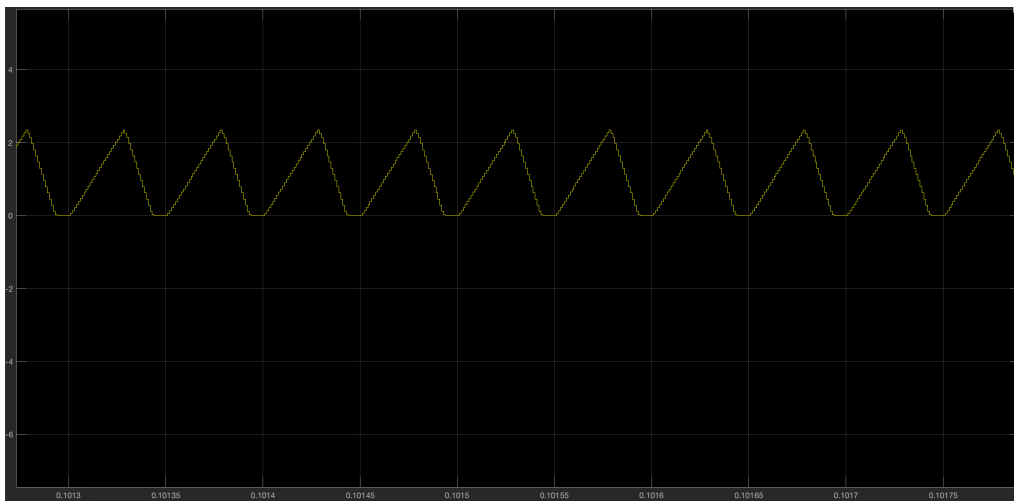


Figura 90. Corrent per la inductància del convertidor Buck DC/DC.

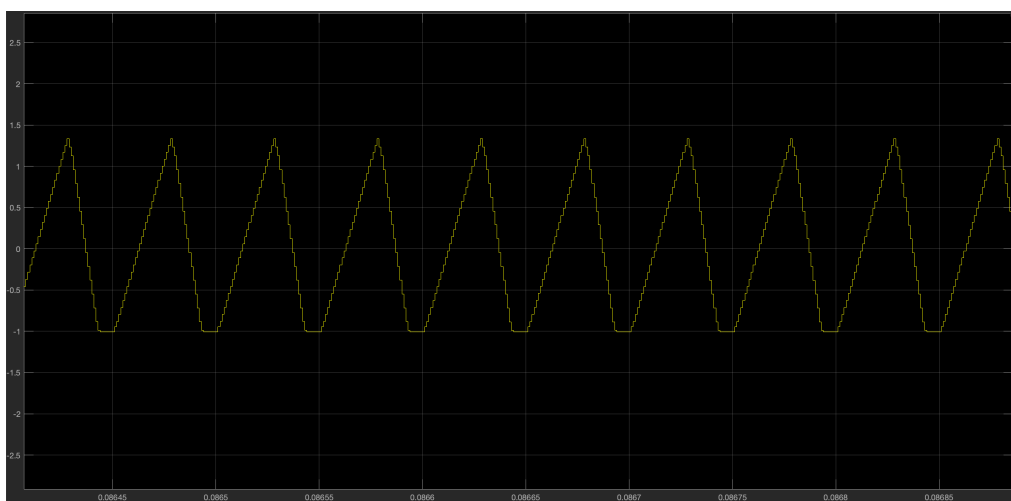


Figura 91. Corrent pel condensador de sortida del carregador.

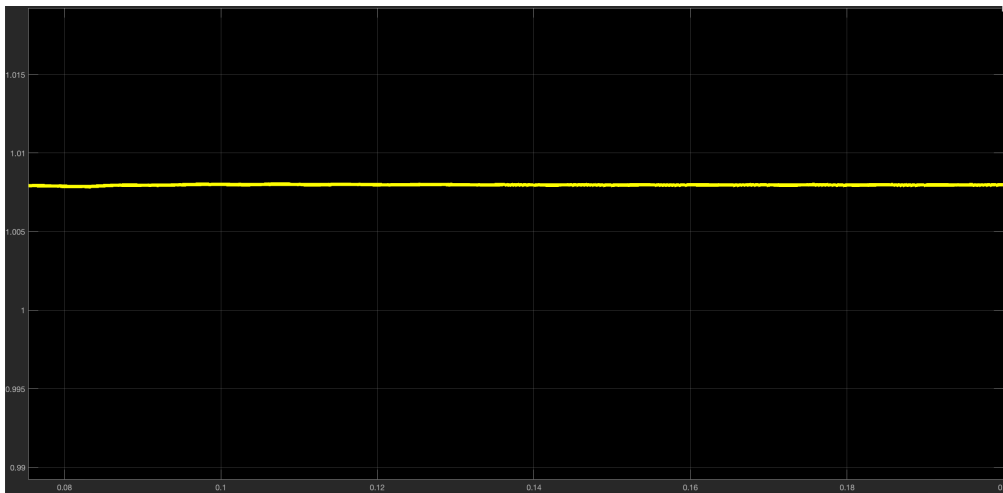


Figura 92. Corrent per la bateria.

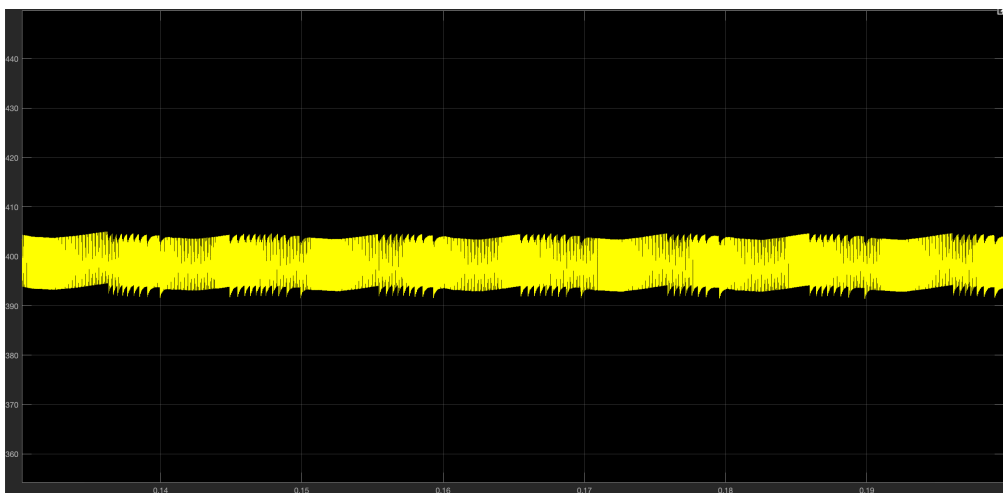


Figura 93. Tensió de la bateria.

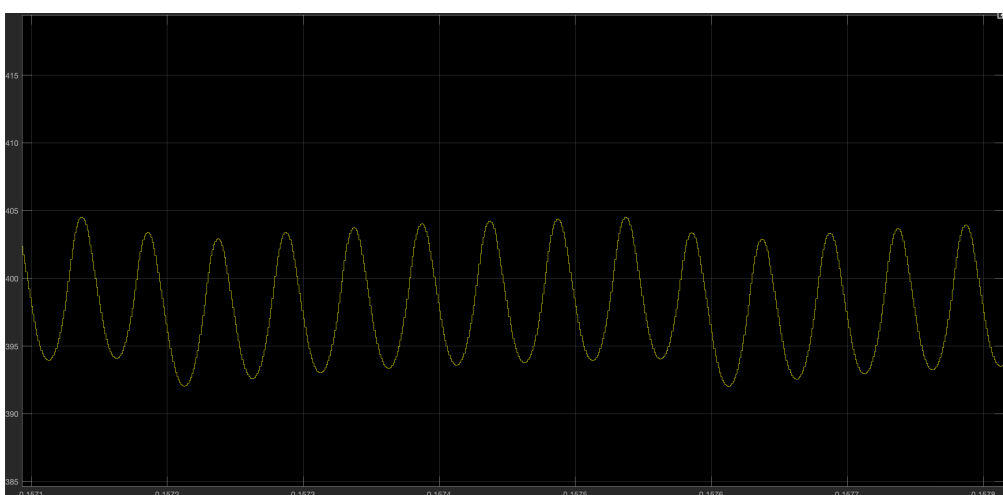


Figura 94. Arrissat de tensió de la bateria.

En aquest cas de simulació ocorren els mateixos fenòmens que al cas anterior al tractar-se del mateix model de bateria però amb menor corrent de sortida. Simplement canvia el valor

d'amplitud del corrent d'entrada del carregador – es demanda menys potència –. A més, el convertidor Buck entra en conducció discontinua (DCM) a causa del petit valor de corrent que requereix la bateria. Quan el convertidor Buck treballa en DCM el corrent per la inductància cau per sota de zero, produint la descàrrega del condensador de sortida durant cada cicle i, per tant, una major pèrdua de potència per commutació. Aquest fenomen explica l'empitjorament del Factor de Potència i de l'Eficiència.

La següent taula (Taula 12) recull tots els resultats de simulació amb la finalitat de comprovar que es compleixen tots els requeriments de disseny.

ESPECIFICACIONS GENERALS			
VARIABLES	REQUERIMENTS	RESULTATS (9.24 A)	RESULTATS (1 A)
Tensió d'entrada ( $V_{in}$ )	230 $V_{rms}$ 325.27 $V_{pk}$	230 $V_{rms}$ 325.27 $V_{pk}$	230 $V_{rms}$ 325.27 $V_{pk}$
Potència de sortida ( $P_{out}$ )	3680 W	3683 W	401.2 W
Factor de Potència (PF)	0.99	0.996	0.853
Eficiència ( $\eta$ )	97%	98.69 %	95.7 %
Freqüència d'entrada ( $f_{AC}$ )	50 Hz	50 HZ	50 HZ
ESPECIFICACIONS CONVERTIDOR BOOST AC/DC			
VARIABLES	REQUERIMENTS	RESULTATS (9.24 A)	RESULTATS (1 A)
Tensió de sortida/bus ( $V_{bus}$ )	600 V	599.4 V	600.1 V
Arrissat de corrent per la bobina ( $\Delta I_L$ )	20%* $I_L = 4.713$ A	4.63 A	2.35 A
Arrissat de tensió pel condensador de bus ( $\Delta V_{C,bus}$ )	3%* $V_{C,bus} = 18$ V	14.81 V	1.69 V
ESPECIFICACIONS CONVERTIDOR BUCK DC/DC			
VARIABLES	REQUERIMENTS	RESULTATS (9.24 A)	RESULTATS (1 A)
Tensió de sortida/bateria ( $V_{out}$ )	398 V	398 V	398 V
Corrent de sortida/bateria ( $I_{out}$ )	1 A - 9.246 A	9.254 A	1.01 A
Arrissat de corrent per la bobina ( $\Delta I_L$ )	20%* $I_L = 3.067$ A	2.88 A	2.34 A
Arrissat de tensió pel condensador de sortida ( $\Delta V_{C,out}$ )	3%* $V_{out} = 11.94$ V	11.43 V	10.57 V

Taula 12. Comparativa entre els resultats de simulació i els requeriments de disseny (Mode CV).

Com es pot observar a la taula anterior, els valors de Factor de Potència i d'Eficiència per al cas de corrent de sortida d'1 A, no compleixen amb els requeriments de disseny establerts pels motius explicats al principi d'aquesta pàgina.

### 6.3 VARIACIÓ DE TENSIÓ A LA XARXA

La finalitat d'aquesta simulació és comprovar el correcte funcionament del sistema de control davant possibles variacions presents a la xarxa, com per exemple sobretensions. En situacions així la bateria no pot veure's afectada, ja que es podria fer malbé.

L'amplitud de la tensió de la xarxa s'ha augmentat fins als  $600 V_{pk}$ . La bateria es troba controlada per CC (model amb font de tensió) i amb un estat de càrrega de 398 V.

Es mostren captures de les senyals més significatives del circuit:

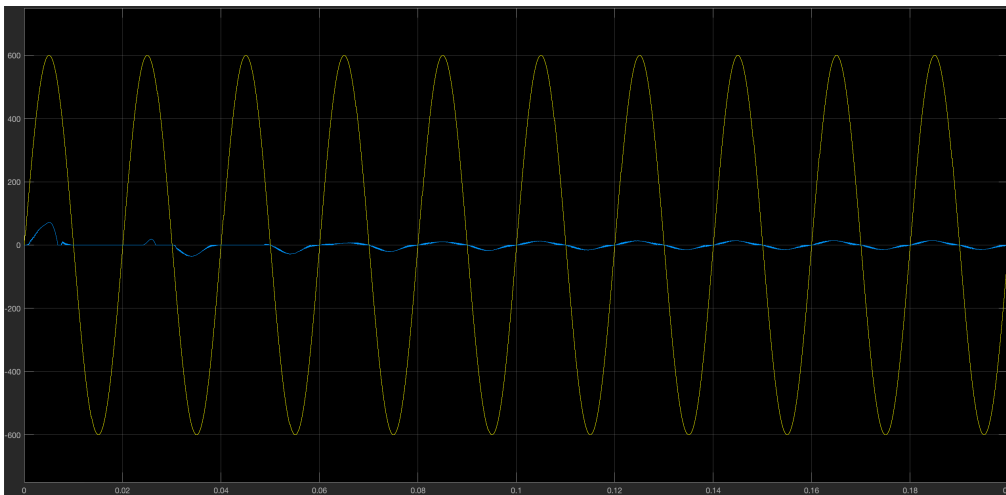


Figura 95. Tensió i corrent d'entrada (xarxa elèctrica) del carregador.

El corrent de la xarxa s'estabilitza al poc de començar la simulació ( $t = 0.08$  s). El corrent demanat disminueix degut a que la tensió d'entrada s'ha vist notablement incrementada i el control intenta mantenir la potència.

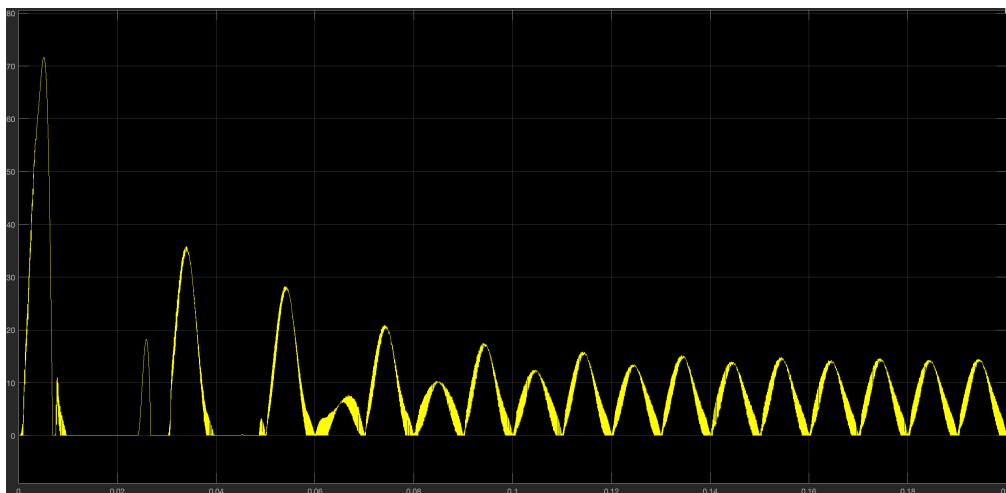


Figura 96. Corrent per la inductància del convertidor Boost PFC.

El corrent per la inductància del convertidor Boost també s'estabilitza alhora que el de la xarxa ( $t = 0.08$  s).

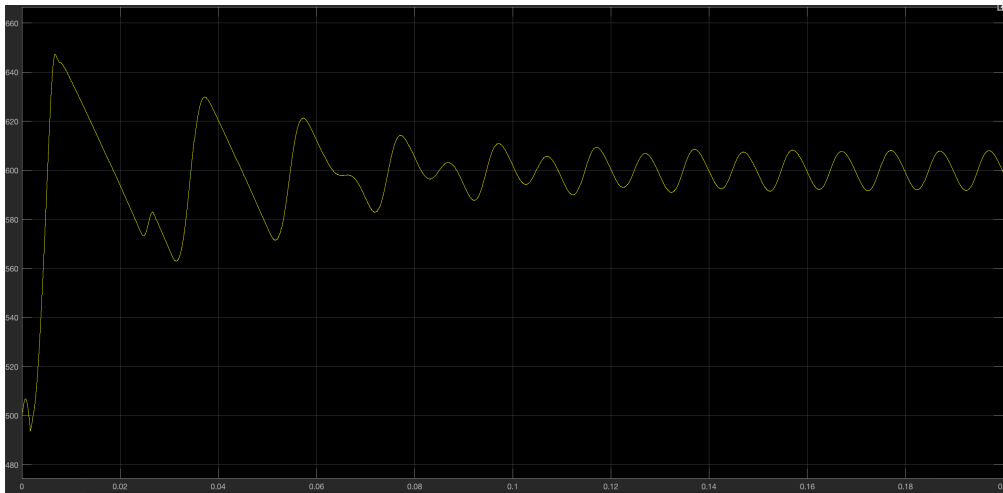


Figura 97. Tensió al condensador de bus.

Al condensador de bus també s'observa l'estabilització de la seua tensió al poc temps de simulació.

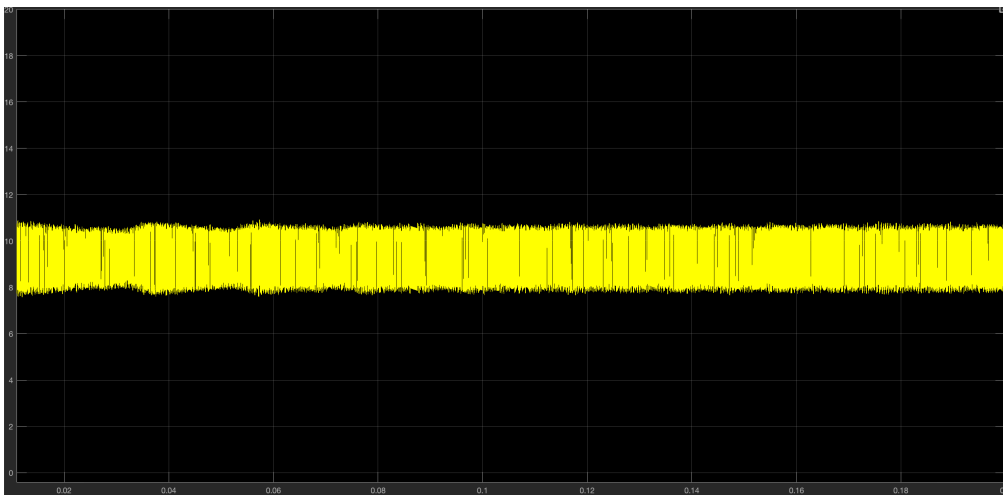


Figura 98. Corrent per la inductància del convertidor Buck DC/DC.

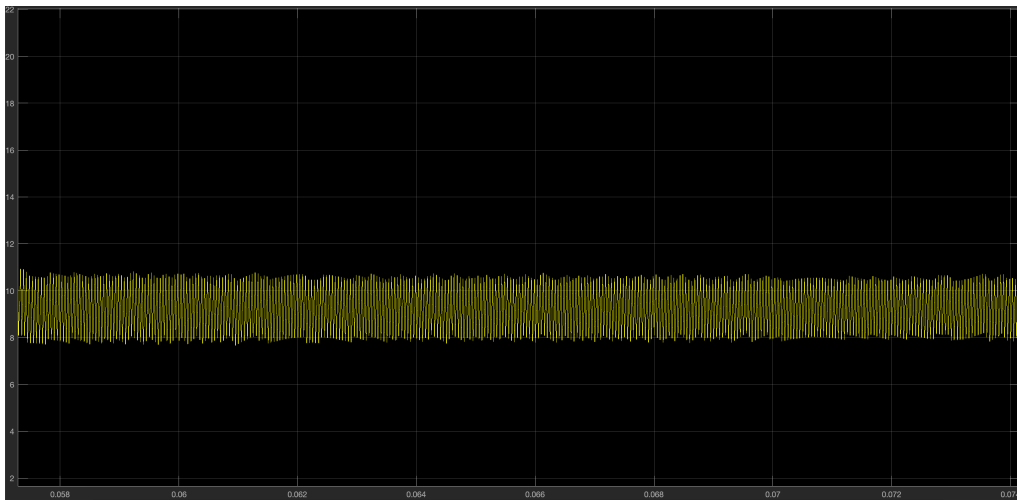


Figura 99. Corrent per la bateria.

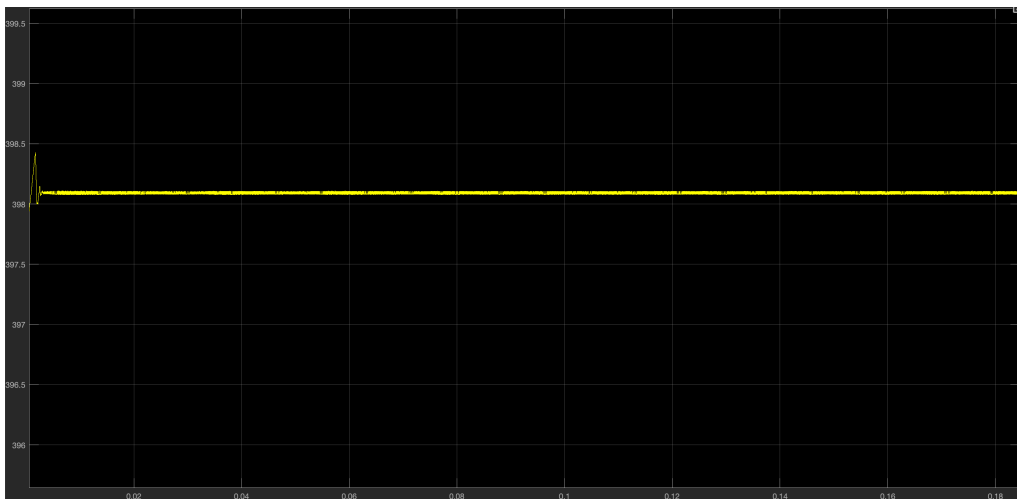


Figura 100. Tensió de la bateria.

El comportament del convertidor Buck DC/DC quasi no es veu afectat perquè el control del Boost aconsegueix eliminar l'efecte de la sobretensió. Per tant, la bateria no es veu afectada.

## 7. CONCLUSIONS

Una vegada que el projecte ha finalitzat, es pot concloure que s'han complert tots els objectius establerts a l'inici del treball i que el carregador funciona correctament, llevat del cas on el convertidor Buck entra en DCM. Una possible solució seria trobar el valor de corrent de sortida límit on la inductància del Buck canvia de CCM a DCM i que el control limités el corrent a dit valor, d'aquesta manera s'asseguraria el compliment de l'FP i de l'eficiència del carregador.

A continuació es detallen totes les tasques realitzades al llarg del treball:

- Selecció de les topologies per als convertidors del carregador.
- Selecció del mètode de control una vegada seleccionada la topologia de cada convertidor.



- Disseny de l'etapa de potència del convertidor Boost PFC Convencional:
  - Càlcul i selecció dels components de l'etapa de potència.
- Disseny de l'etapa de control en mode ACC del convertidor Boost PFC Convencional:
  - Linealització de l'etapa de potència.
  - Anàlisi del model en petita senyal del convertidor.
  - Obtenció de les funcions de transferència necessàries.
  - Disseny dels llaços de corrent i tensió.
  - Disseny dels compensadors.
- Disseny de l'etapa de potència del convertidor Buck DC/DC Unidireccional:
  - Càlcul i selecció dels components de l'etapa de potència.
- Disseny de l'etapa de control en mode CC/CV del convertidor Buck DC/DC Unidireccional:
  - Linealització de l'etapa de potència.
  - Anàlisi del model en petita senyal del convertidor.
  - Obtenció de les funcions de transferència necessàries.
  - Disseny dels llaços de corrent i tensió.
  - Disseny dels compensadors.
- Simulació i comprovació del disseny de l'etapa de potència i del sistema de control en mode ACC del convertidor Boost PFC:
  - Comprovació del compliment de la normativa UNE-EN 61000-3-4 sobre els harmònics presents a la xarxa elèctrica.
  - Comprovació del compliment dels requeriments de disseny per a diferents estats de càrrega de la bateria.
  - Comprovació del correcte funcionament del sistema de control davant sobretensions presents a la xarxa elèctrica.
- Simulació i comprovació del disseny de l'etapa de potència i dels sistemes de control en mode CC/CV del convertidor Buck DC/DC:
  - Comprovació del compliment dels requeriments de disseny per a diferents estats de càrrega de la bateria:
    - Bateria descarregada (240 V) – Mode CC.
    - Bateria carregada fins al valor llindar de canvi de control a mode CV (398 V) – Mode CC.
    - Inici del control en mode CV (9.24 A) – Mode CV.
    - Final del cicle de càrrega (1 A) – Mode CV.

- Simulació de la presència de sobretensió a la xarxa i comprovació del correcte funcionament del control del carregador.

Durant el desenvolupament del treball s'han anat trobant diferents dificultats inesperades:

- Dificultat per modelitzar la bateria i trobar una solució alternativa a l'hora de realitzar la simulació.
- Dificultat en quant a la selecció de la topologia i els sistemes de control del carregador més convenients i viables tenint en compte el nivell de dificultat del treball.
- El temps inicial emprat per a la recopilació d'informació ha sigut major del que s'esperava, així com el temps destinat a la redacció de la memòria del treball.

Tot i això, el nivell de satisfacció després d'haver finalitzat el treball és molt alt. La realització del mateix ha servit per a adquirir majors coneixements sobre la electrònica de potència relacionada amb el camp de la conversió d'energia i el nou, i cada vegada més ampli, sector del vehicle elèctric i la recàrrega de les seues bateries. Tanmateix, ha sigut molt útil per a millorar les destreses amb l'ús de programes informàtics de càlcul, com Mathcad, i de simulació de circuits electrònics, com Simulink. També, cal destacar que les competències personals d'organització i responsabilitat han sigut clau a l'hora de dur a terme el treball de la millor manera possible.

## BIBLIOGRAFIA

1. Administrador. Tipos de conectores para vehículos eléctricos [en línea]. Recarga coches eléctricos, 4 de maig del 2016 [data de consulta: 5 de març del 2019]. <https://www.recargacocheselectricos.com/tipos-conectores-vehiculos-electricos/>
2. Administrador. Las baterías del futuro que sustituirán al petróleo [en línea]. Endesa [data de consulta: 8 de març del 2019]. <https://endesavehiculoelectrico.com/las-baterias-del-futuro-que-sustituiran-al-petroleo/>
3. Administrador. Recarga del vehículo eléctrico [en línea]. Fundación Asturiana de la Energía [data de consulta: 16 d'abril del 2019]. [http://www.faen.es/batterie/Recarga\\_vehiculo\\_electrico.pdf](http://www.faen.es/batterie/Recarga_vehiculo_electrico.pdf)
4. Comunitat Wikipèdia. Historia del vehículo eléctrico [en línea]. Wikipedia, La enciclopedia libre, 5 de desembre de 2018 [data de consulta: 1 de març del 2019]. [https://es.wikipedia.org/wiki/Historia\\_del\\_veh%C3%ADculo\\_el%C3%A9ctrico#cite\\_not\\_e-2](https://es.wikipedia.org/wiki/Historia_del_veh%C3%ADculo_el%C3%A9ctrico#cite_not_e-2)
5. Comunitat Wikipèdia. Batería eléctrica [en línea]. Wikipedia, La enciclopedia libre, 25 de febrer de 2019 [data de consulta: 5 de març del 2019]. [https://es.wikipedia.org/wiki/Bater%C3%ADa\\_el%C3%A9ctrica](https://es.wikipedia.org/wiki/Bater%C3%ADa_el%C3%A9ctrica)
6. Esther de Aragón. Modos y tipos de carga de un vehículo eléctrico [en línea]. Movilidad eléctrica, 27 de juliol de 2018 [data de consulta: 1 de març del 2019]. <https://movilidadelectrica.com/modos-y-tipos-de-carga-de-un-vehiculo-electrico/>
7. Javier Costas. Historia de los coches eléctricos [en línea]. Motor pasión, 10 de juny del 2010 [data de consulta: 1 de març del 2019]. <https://www.motorpasion.com/coches-hibridos-alternativos/historia-de-los-coches-electricos>
8. João Paulo M. Figueiredo, Fernando L. Tofoli, Bruno Leonardo A. Silva. "A Review of Single-Phase PFC Topologies Based on The Boost Converter". IEEE, Abril 2019.
9. Omer Turksoy, nal Yilmaz, Ahmet Teke. "Overview of Battery Charger Topologies in Plug-In Electric and Hybrid Electric Vehicles". ICCE, Mayo 2018.
10. RACE. ¿Cómo son las baterías de los coches eléctricos? [en línea]. RACE, 26 de març de 2018 [data de consulta: 5 de març del 2019]. <https://www.race.es/como-son-baterias-coches-electricos>
11. Victoria Fuentes. El grafeno será un gran salto en la fabricación de coches eléctricos, y estas furgonetas son una buena muestra [en línea]. Motorpasión, 22 de novembre de 2018 [data de consulta: 8 de març del 2019]. <https://www.motorpasion.com/coches-hibridos-alternativos/grafeno-sera-proximo-salto-fabricacion-coches-electricos-estas-furgonetas-buena-muestra>

12. Battery University. Charging Lithium-ion [en línia]. Battery University, 24 d'abril del 2018 [data de consulta: 3 de juny del 2019].  
[https://batteryuniversity.com/learn/article/charging\\_lithium\\_ion\\_batteries](https://batteryuniversity.com/learn/article/charging_lithium_ion_batteries)
13. UNE-EN 61000-3-4: Compatibilidad electromagnética (CEM). Parte 3-2: Límites. Limitación de las emisiones de corrientes armónicas en las redes de baja tensión para equipos con corriente asignada superior a 16 A.
14. Nissan. Nissan LEAF 30 kWh Technical Specifications [pdf].
15. Infineon. PFC Boost Converter Design Guide. 1200 W design example [pdf].
16. UNLP. Capítulo 2. Convertidores resonantes [pdf].  
[http://sedici.unlp.edu.ar/bitstream/handle/10915/1352/2-Convertidores\\_resonantes.pdf?sequence=6](http://sedici.unlp.edu.ar/bitstream/handle/10915/1352/2-Convertidores_resonantes.pdf?sequence=6)
17. David Ramón Marco. *“Diseño y simulación de un convertidor DC/DC para alimentación de un sistema de iluminación mediante LED”*. Repositori UPV, 2017.
18. Nicolás F. Rivero Rodríguez. *“Control de Convertidores Boost con PFC Mod. Y Control de Conv. Electrónicos de Potencia”*. IIE-FI-UDELAR.
19. Temari SEI. UPV Curs 2017/18.
20. Deloitte. 21 million more electric vehicles expected worldwide by 2030 [en línia]. Deloitte, 21 de gener del 2019 [data de consulta: 3 de juny del 2019].  
<https://www2.deloitte.com/uk/en/pages/press-releases/articles/21-million-more-electric-vehicles-expected-worldwide-by-2030.html>