

Magí Margalef Boquera

**Disseny del control d'un convertidor DC-DC elevador
multifase 12V - 48V**

**Treball Fi de Màster
dirigit pel Dr. Àngel Cid Pastor
tutoritzat per Eladi Homedes Pedret**

Màster en Enginyeria Industrial



UNIVERSITAT ROVIRA I VIRGILI

**Tarragona
2016**

Índex

1	Introducció	7
1.1	Lear Corporation.....	7
1.2	Introducció al projecte	7
2	Objectius del projecte	12
3	Especificacions	12
4	Planificació	13
5	Estat de l'art	14
5.1	Convertidor boost	14
5.2	Estratègia de la connexió en interleaving.....	17
5.3	Estabilitat	19
5.3.1	Perquè és important estudiar la estabilitat	19
5.3.2	Pertorbacions de tensió al convertidor 12-48V	20
5.3.3	Estudi de l'estabilitat	23
6	Arquitectura del projecte.....	25
6.1	Disseny del convertidor Buck-Boost	25
6.2	Arquitectura del control.....	26
7	Funció de transferència del convertidor Boost	29
7.1	Funció de transferència $T_{CO}(s)$: "Control – a – sortida de tensió"	29
7.2	Funció de transferència $H_{icl}(s)$: "Tensió de control – a – corrent del inductor"	31
7.3	Funció de transferència $T_{io}(s)$, una fase: "Corrent de sortida – a– tensió de sortida"	32
7.4	Funció de transferència $T_{io}(s)$, multi - fase: "Corrent de sortida – a– tensió de sortida"	33
8	Anàlisi de la estabilitat i disseny del control	35
8.1	Anàlisi Convertidor Boost: Sistema inestable.....	36
8.2	Disseny del control	42
8.2.1	Mode de Control per Voltatge	43
8.2.2	Mode de Control per Corrent	46
8.2.3	Mode de Control de Corrent de Pic.....	49
8.3	Sistema complet: Convertidor Boost i llaços de control.....	53
8.4	El "Trade-off" del Convertidor Boost amb el llaç intern en Mode de Control de Pic	54

9	Requeriments en les línies de la entrada i la sortida del convertidor Boost.....	54
10	Validacions experimentals	55
	10.1 Lloc de treball i objectius.....	55
	10.2 "Reworks" en el convertidor	56
	10.3 Validacions experimentals del Mode de Control de Voltatge.....	56
	10.4 Validacions experimentals en Mode de Control de Corrent.....	56
11	Conclusions i "next steps"	57
12	Referències	58

Annex 1. Desenvolupament de la funció de transferència voltatge de control – a – voltatge de sortida (Confidencial per Lear Corporation)

Annex 2. Definició de les funcions del projecte amb l'eina MathCAD (Confidencial per Lear Corporation)

Annex 3. Circuits del projecte dissenyats amb l'eina PSIM (Confidencial per Lear Corporation)

Annex 4. Comparació dels resultats en les eines MathCAD i PSIM (Confidencial per Lear Corporation)

Annex 5. Canvis realitzats al prototip del Convertidor Boost 12-48V (Confidencial per Lear Corporation)

Índex de figures

Fig. 1	Comparació global de les reduccions de CO2 en els cotxes [2].....	8
Fig. 2	Renault Scenic 2016.....	9
Fig. 3	Esquema de les respectives connexions de la tecnologia dels 48V.....	10
Fig. 4	Esquema bàsic del convertidor Buck-Boost.....	11
Fig. 5	Gràfic dels rangs per les bateries (LV124 esquerra i LV148 dreta).....	11
Fig. 6	Esquema bàsic d'un convertidor Boost.....	14
Fig. 7	Engegada del convertidor Boost.....	15
Fig. 8	Instant en que el cicle de treball està en mode baixa.....	15
Fig. 9	Estat quan el cicle de treball torna a estar en mode High.....	16
Fig. 10	Exemple de un convertidor DC-DC amb dos fases treballant en interleaving.....	17
Fig. 11	Exemple del mètode interleaving amb tres fases.....	18
Fig. 12	Tipus de reaccions del sistema electrònic enfront un impuls.....	19
Fig. 13	Pertorbacions de voltatge a les càrregues de 12V, sistema inestable.....	20
Fig. 14	Pertorbacions de voltatge a les càrregues de 48V, sistema inestable.....	21
Fig. 15	Pertorbacions de voltatge a les càrregues de 12V, sistema estable.....	21
Fig. 16	Pertorbacions de voltatge a les càrregues de 48V, sistema estable.....	22
Fig. 17	Semiplans en el domini de s.....	23
Fig. 18	Actuació del pol i el zero en la estabilitat del sistema.....	23
Fig. 19	Disseny del convertidor Boost DC-DC 12-48V amb n fases en interleaving.....	25
Fig. 20	Punts de treball del convertidor Boost DC-DC 12-48V.....	25
Fig. 21	Diagrama de blocs de les principals funcions del control analògic.....	26
Fig. 22	Microcontrolador.....	26
Fig. 23	Principals funcions del llaç de control.....	27
Fig. 24	Esquema bàsic del convertidor Boost, on es mostren els senyals involucrats en el control.....	27
Fig. 25	Diagrama del Mode de Corrent de Control de Pic.....	28
Fig. 26	Diagrama del Cicle de treball en funció del PCCM.....	28
	Convertidor Boost treballant amb el Mode de Control de Corrent de Pic.....	29
Fig. 27	Diagrama de blocs de la funció de transferència.....	30
Fig. 28	Model de petita senyal del convertidor DC/DC Boost amb $v_i = i_o = 0$	32
Fig. 29	Convertidor Boost multifase amb n fases en interleaving.....	33
Fig. 30	Inductància i resistència equivalent per a un Convertidor Boost en multifase.....	33
Fig. 31	Diagrama de Bode de la topologia A.....	38
Fig. 32	Diagrama de Bode de la topologia B.....	39
Fig. 33	Diagrama de Bode de la topologia C.....	40
Fig. 34	Diagrama del canvi en el semiplà dret del zero RHP.....	41
Fig. 35	Mode de Control de Corrent de Pic.....	42
Fig. 36	Diagrama del Mode de Control de Voltatge.....	43
Fig. 37	Esquemàtic del Mode de Control de Voltatge.....	43
Fig. 38	Diagrama de Bode del VCM.....	45
Fig. 39	Diagrama del Mode de Control de Corrent.....	46
Fig. 40	Esquemàtic del Mode de Control de Corrent.....	46
Fig. 41	Remarcat el Sentat de Corrent (H_{CO}).....	47
Fig. 42	Remarcat el compensador per al Control de Mode de Corrent.....	47
Fig. 43	Actuació dels components del compensador Tipus II.....	47
Fig. 44	Diagrama de Bode del CCM.....	48
Fig. 45	Diagrama de blocs del PCCM.....	49
Fig. 46	Sensat del corrent del inductor.....	49
Fig. 47	Esquema del Intersil ISL78225.....	50
Fig. 48	Punts de treball del convertidor Boost 12-48V.....	50
Fig. 49	Diagrama del Mode de Control de Corrent de Pic.....	51
Fig. 50	Balança que simbolitza el "trade-off" del convertidor Boost treballant en PCCM.....	54
Fig. 51	Lloc de treball on es van dur a terme les validacions experimentals.....	55
Fig. 52	Cara TOP del prototip del convertidor Buck-Boost DC-DC 48-12V.....	55
Fig. 53	Cara BOTTOP del prototip del convertidor Buck-Boost DC-DC 48-12V.....	55

Índex de taules

<i>Taula I.</i>	<i>Característiques dels vehicles híbrids</i>	<i>8</i>
<i>Taula II.</i>	<i>Pols i zeros de la funció de transferència HICL(s)</i>	<i>36</i>
<i>Taula III.</i>	<i>Pols i zeros de la funció de transferència TIO(s)</i>	<i>36</i>
<i>Taula IV.</i>	<i>Punts de treball més crítics del convertidor</i>	<i>37</i>
<i>Taula V.</i>	<i>Zeros/Pols Topologia A</i>	<i>38</i>
<i>Taula VI.</i>	<i>Estudi de la estabilitat Topologia A</i>	<i>38</i>
<i>Taula VII.</i>	<i>Zeros/Pols Topologia B</i>	<i>39</i>
<i>Taula VIII.</i>	<i>Estudi de la estabilitat Topologia B</i>	<i>39</i>
<i>Taula IX.</i>	<i>Zeros/Pols Topologia C</i>	<i>40</i>
<i>Taula X.</i>	<i>Estudi de la estabilitat Topologia C</i>	<i>40</i>
<i>Taula XI.</i>	<i>Estudi del zero RHP</i>	<i>41</i>
<i>Taula XII.</i>	<i>Ubicacions dels pols i zeros del VCM</i>	<i>45</i>
<i>Taula XIII.</i>	<i>Ubicacions dels pols i zeros del CCM</i>	<i>48</i>
<i>Taula XIV.</i>	<i>Valors de resistències comercials E24</i>	<i>52</i>

“Jo crec bastant en la sort.
I he constatat que,
quan més dur treballo,
més sort tinc”

Thomas Jefferson

1 Introducció

1.1 Lear Corporation

El projecte en qüestió s'ha desenvolupat a l'empresa Lear Corporation i realitzat al departament de High Potència, de la seu de Valls.

Aquesta empresa és una multinacional que dissenya i manufactura sistemes elèctrics i electrònics per automòbils i seients. Lear és un proveïdor amb capacitat global en la provisió de sistemes de distribució elèctrica per a automòbils elèctrics complets per a les arquitectures tradicionals, així com emergent d'alta potència i sistemes híbrids. Dissenya i fabrica sistemes de distribució elèctrica complets, incloent les capacitats sense fils que manegen tant l'energia elèctrica i els senyals sense fils en tot el vehicle, així com les connexions externes i comunicacions.

S'espera que el creixent contingut elèctric en vehicles ha d'estar per sobre de la taxa de creixement de la indústria, aproximadament en un 5% per any, en el futur previsible que reflecteix les tendències de la indústria macro. Aquest creixement contingut requerirà molt més arquitectures de vehicles elèctrics complexos.

Per tenir èxit en aquest segment, les empreses han de poder dissenyar i fabricar arquitectures altament integrades i estandarditzades que optimitzen la mida, del rendiment i la qualitat. La capacitat de programari seguirà sent un diferenciador clau, a causa de la creixent complexitat resultant del creixement contingut de les funcions i l'arquitectura.

Per més informació, es pot consultar la web de la empresa, on es mostra una ampla informació de la multinacional (www.lear.com).

1.2 Introducció al projecte

El món de l'automobilisme evoluciona constantment; innova en la conducció, introdueix cada cop més tecnologia als cotxes i per altra banda, redueix les emissions que es produeixen.

Des de fa diversos anys, la reducció de les emissions de CO₂ s'ha convertit en un dels principals focus per a la indústria de l'automòbil. Actualment, el Parlament Europeu ha actualitzat la normativa, la **Nº 443/2009 del 23 Abril del 2009 [1]**. Des de l'any 2015, s'imposa que les màximes emissions per als cotxes lleugers és de 135 grams de CO₂ per quilòmetre, tanmateix, té previst que al 2021 les màximes emissions per als nous cotxes haurà de ser de **95 gCO₂/Km**.

El 2014, es va realitzar un estudi sobre les reduccions d'emissions arreu del món al llarg dels anys, en el següent gràfic (figura 1) es pot observar la importància d'aquesta normativa, que preveu eliminar les emissions de CO₂ dels cotxes [2].

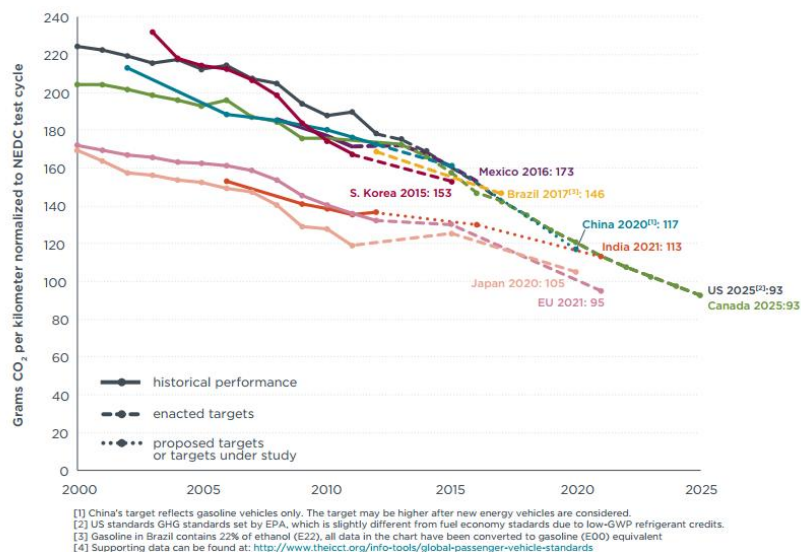


Fig. 1 Comparació global de les reduccions de CO2 en els cotxes [2]

Aquest és un nou repte per les empreses del automobilisme, ja que, han d'innovar per tal d'aconseguir aquest nou límit. Per tant, entren en joc els cotxes híbrids, que permeten reduir les emissions i alhora inclouen més innovació en tecnologia electrònica.

A continuació es mostra una taula amb la gamma dels vehicles híbrids i les seves principals característiques.

Taula I. Característiques dels vehicles híbrids

Funcions	Micro-Híbrid	Mild-Híbrid	Full-híbrid	Plug-in híbrid	Vehicle elèctric
Start-stop	✓	✓	✓	✓	✓
Frenada regenerativa		✓	✓	✓	✓
Suport en l'acceleració		✓	✓	✓	✓
Potència elèctrica en mitges distàncies			✓	✓	✓
Potència elèctrica en llargues distàncies				✓	✓
Reducció d'emissions	5-10%	10-25%	25-40%	50-100%	100%
Cost econòmic (€)	-	≈ +20%	≈ +40%	≈ +50%	≈ +60%

Es pot observar que els micro-híbrid redueixen les emissions de diòxid de carboni, tanmateix no seran suficients per al futur, ja que la normativa europea té la intenció de continuar reduint les emissions.

Els vehicles híbrids de tipus **mild-híbrids**, es converteixen en la solució més innovadora per als pròxims anys, ja que redueixen moltes emissions amb un cost de venda més econòmic que les altres solucions, com són el Plug-in híbrid, el Full-híbrid i el Vehicle Elèctric.

El projecte en qüestió tracta sobre els vehicles de tipus **mild-híbrids**. Aquests, treballen sobre una tecnologia en l'automoció, anomenada la tecnologia dels 48V que, consisteix en introduir una **nova bateria de 48V** a part de la típica de 12V. Per tal de realitzar una efectiva connexió entre les dos bateries fa falta un **convertidor** (figura 2).

En el projecte s'inclou **l'estudi i el disseny** d'una part d'aquest convertidor que s'explicarà en aquest document.

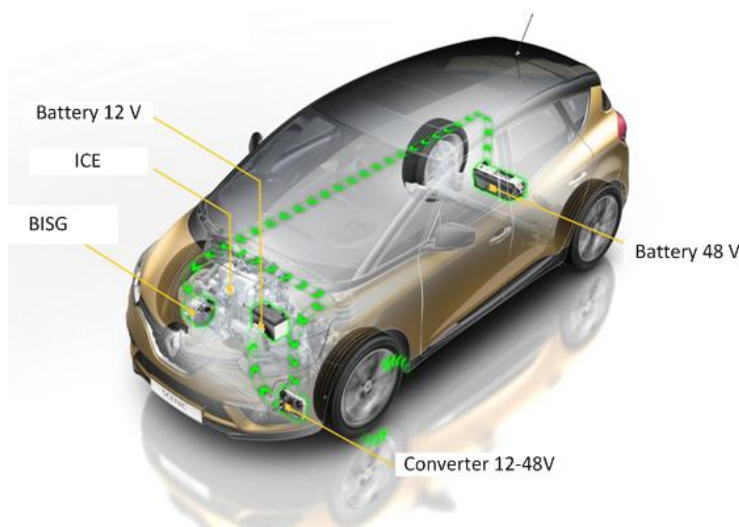


Fig. 2 Renault Scenic 2016

La nova bateria de 48V permet alimentar noves funcions elèctriques. L'“**Start-Stop**”, l'“**E-booster**” [16] i sobretot la **frenada regenerativa** permeten reduir les emissions de CO₂.

L'“start-stop”, permet que el motor pari automàticament sempre que el cotxe s'aturi. Per arrencar-lo, utilitza l'energia que recupera en frenades i retencions que, d'altra manera, es perdria. Això en redueix notablement el consum en ciutat.

Una de les estratègies per aconseguir-ho és reduir el motor. Consisteix en reduir la cilindrada del motor mentre que manté el seu nivell de rendiment. La major part del temps, aquesta reducció també proporciona una millora de l'eficiència.

Una tecnologia per aconseguir aquesta reducció és el turbocompressor que funciona a velocitat mitjana i alta (velocitat de rotació del motor), tanmateix no a la velocitat de ralenti ja que els turbocompressors no tenen prou energia per accelerar.

Existeixen diverses solucions per compensar aquest retard del turbo, les quals segueixen el principi d'augmentar la pressió d'admissió de la seva roda del compressor. Entre ells hi ha el turbocompressor de dos etapes, el compressor mecànic i la sobrealimentació elèctrica. En els mild-hybrids el compressor elèctric que s'utilitza és el (E-boosters).

L'**E-boosters** es basa en l'acoplament d'un compressor i una màquina elèctrica. Existeixen dos tipus diferents de compressor en la indústria de l'automòbil: els tipus centrífug i els arrels.

Per altra banda, la **EPS (Direcció assistida elèctrica)**, a diferència de la direcció hidràulica, que requereix un cabal volumètric permanent, la direcció assistida elèctrica només consumeix energia quan realment es mou la direcció. Amb aquesta absorció de potència en funció de les necessitats es redueix també el consum de combustible (aprox. 0,2 L cada 100 km).

Tanmateix, encara es necessita la bateria de 12V per alimentar les típiques funcions com les llums, el parabrises, les finestretes, la radio, etc. Ja que hi ha càrregues que encara no estan adaptades per ser alimentades a 48V.

A continuació es mostra un esquema (figura 3) de les respectives connexions de les bateries amb les seves càrregues elèctriques.

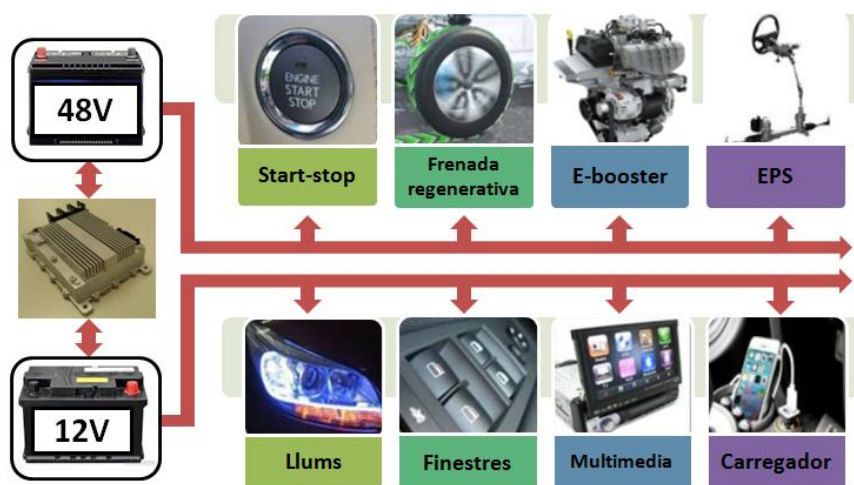


Fig. 3 Esquema de les respectives connexions de la tecnologia dels 48V

El convertidor que permet que les dos bateries es comuniquin es un convertidor de tensió continua a continua que treballa en dos modes de funcionament, en **mode buck**, que permet disminuir el voltatge (de 48V a 12V) i en **mode boost** que treballa de forma inversa (de 12V a 48V) (figura 4).

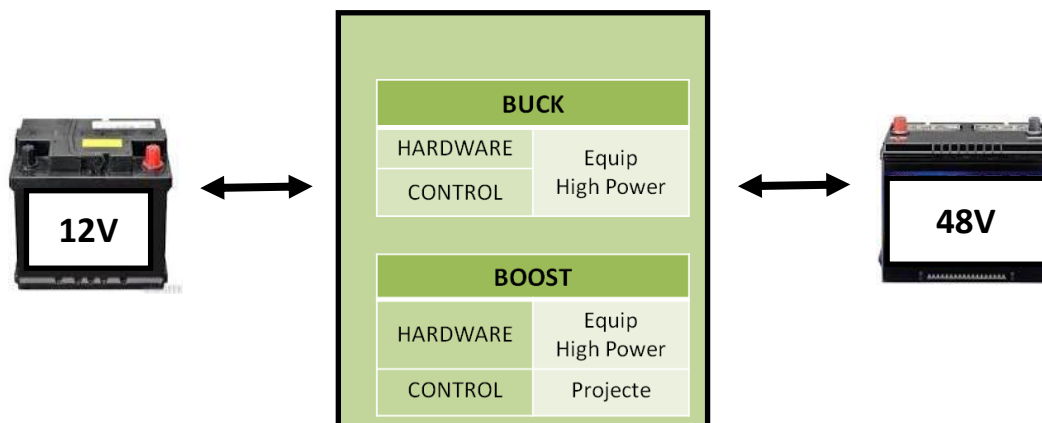


Fig. 4 Esquema bàsic del convertidor Buck-Boost

El projecte consisteix en dissenyar el control del convertidor Boost, ja que tant el convertidor Buck, com el hardware del convertidor Boost ja estava dissenyat pel equip de High Power abans d'iniciar el projecte.

El control del convertidor Boost té la funció principal de **controlar la tensió i la corrent de sortida**, sempre a un valor desitjat; l'ideal seria sempre 48V, tanmateix com que es poden produir variacions de tensió i/o corrent, s'ha implementat una normativa, la qual s'ha de complir: LV124 i LV148 (figura 5).

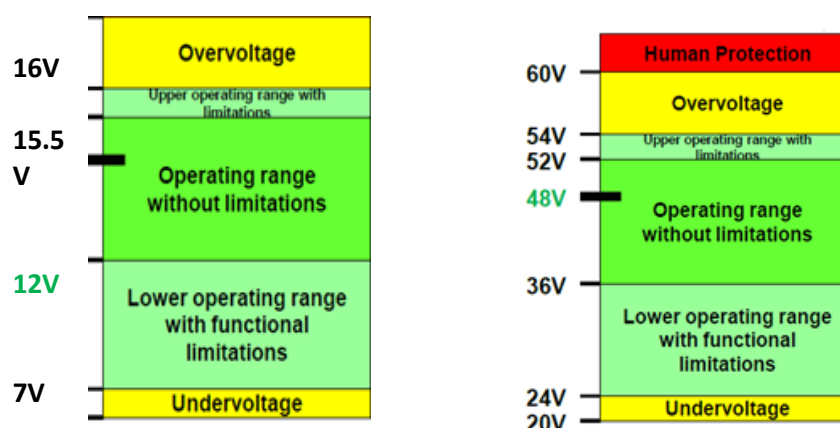


Fig. 5 Gràfic dels rangs per les bateries (LV124 esquerra i LV148 dreta)

2 Objectius del projecte

- Familiaritzar-se amb el convertidor Boost DC-DC 12V-48V
- Estudiar la tecnologia de 48V (mild-híbrid).
- Coneixement del diagrama de blocs del sistema i del circuit integrat.
- Desenvolupar la funció matemàtica del convertidor Boost i del control corresponent.
- Dissenyar el control del convertidor Boost.
- Realitzar simulacions al sistema per verificar els resultats.
- Complir amb els requeriments del client.
- Complir amb la normativa vigent LV124 i LV148
- Implementar i validar el disseny al prototip.
- Validació del convertidor Boost en diferents rangs de funcionament.

3 Especificacions

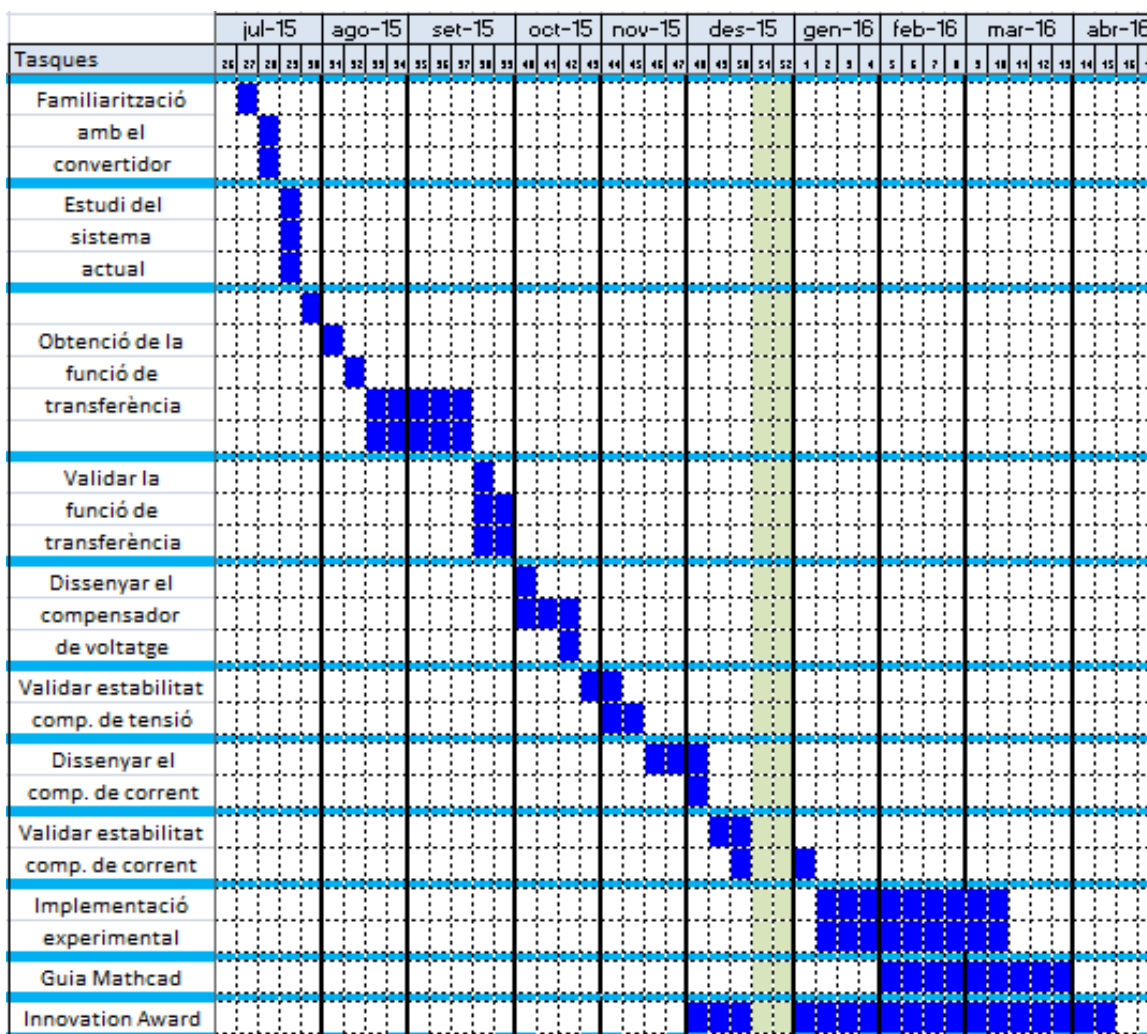
Per desenvolupar el projecte es marquen les següents pautes:

- Utilitzar el convertidor Buck-Boost DC-DC bidireccional. El qual es treballarà en el mode Boost en aquest projecte.
- Implementar un llaç de control de tensió de sortida, un llaç de control de corrent de sortida i un llaç de control de corrent intern.
- Obtenir quatre senyals PWM, a partir dels llaços de control, que permetin controlar el temps d'activació de cada una de les fases del convertidor Boost DC-DC.
- La implementació experimental es realitzarà amb un prototip dissenyat per l'equip de High Potència de Lear Corporation, juntament amb:
 - Ordinador per controlar les accions del convertidor via CAN.
 - Font d'alimentació (12V).
 - Càrrega electrònica que permet treballar en mode corrent, mode càrrega o mode voltatge.
 - Analitzador de xarxes
 - Oscil·loscopi
- Els requeriments del client, els qual el convertidor Boost ha de complir són els següents:

Confidencial per Lear Corporation

4 Planificació

La planificació inicial del projecte era la següent:



Tanmateix, per causes externes al projecte, no es va poder seguir exactament amb la planificació; concretament amb la part de la implementació experimental (en el corresponent apartat s'expliquen les principals dificultats a l'hora de seguir amb la planificació).

5 Estat de l'art

5.1 Convertidor boost

El convertidor Boost permet elevar o disminuir la tensió d'entrada respecte la d'entrada segons les exigències en cada instant. Tanmateix, el propòsit del projecte es dissenyar el control del convertidor Boost, per tant, tant sols s'analitza aquest mètode.

El convertidor Boost (o elevador) és un convertidor (DC-DC) que obté a la seva sortida una tensió continua major que a la de la seva entrada (figura 6); en el cas del projecte l'objectiu és passar de 12V a 48V. Cal tenir en compte que el corrent de sortida (Ampers) és menor que el de l'entrada degut que les dos parts (entrada i sortida) presenten pràcticament la mateixa potència ($P=V \cdot I$).

A continuació es pot observar l'esquema bàsic d'un convertidor Boost. Consta de dos interruptors semiconductors (un MOSFET de potència i un díode, tot i que, en el projecte en qüestió s'utilitzen dos MOSFETs), dos elements emmagatzemadors d'energia, un inductor i un condensador i la resistència de sortida. Freqüentment, s'afegeixen filtres construïts amb inductors i condensadors per millorar el rendiment en EMCs.

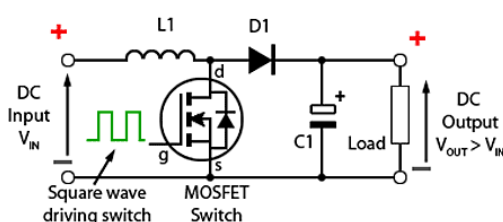


Fig. 6 Esquema bàsic d'un convertidor Boost

El principal objectiu es controlar el temps d'activació dels transistors de commutació mitjançant una senyal quadrada, el cicle de treball (d) del convertidor. Aquest, ens permet controlar la tensió de sortida que desitgem, tal i com defineix la equació característica del convertidor Boost:

$$d = 1 - \frac{V_{IN}}{V_{OUT}} \quad (1)$$

A continuació es mostra, el funcionament bàsic del convertidor Boost.

- **Temps 1 - Inici:** Cicle de treball ON

En la figura (7) s'il·lustra el període inicial (ON) de l'ona quadrada d'alta freqüència aplicada a la porta del MOSFET en l'arrencada. Durant aquest temps el **MOSFET** s'activa i provoca un curtcircuit des del costat dret de L1 a massa. Per tant, flueix un corrent entre els terminals positiu i negatiu de subministrament a través de L1, que **emmagatzema energia** en el seu camp magnètic (bobina). Pràcticament no hi ha corrent que flueix a la resta del circuit ja que la combinació de D1, C1 i la càrrega representa una impedància molt més gran que la formada pel conjunt del inductor i el MOSFET.

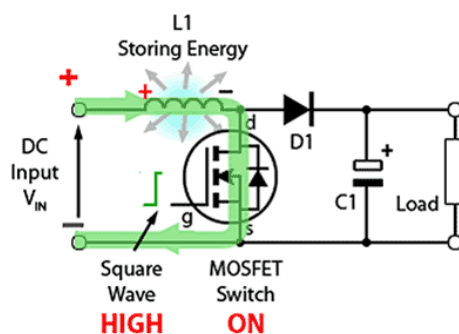


Fig. 7 Engegada del convertidor Boost

- **Temps 2:** Cicle de treball OFF

La figura (8) mostra el recorregut del corrent durant el període en OFF del cicle d'ona quadrada de commutació. En aquest instant es produeix un nou camí, perquè el MOSFET deixa de conduir i el díode s'activa. En aquest moment l'inductor allibera l'energia que havia emmagatzemat en l' instant anterior (Temps 1). Aleshores, alimenta el condensador de sortida (que emmagatzema energia) i la càrrega de sortida.

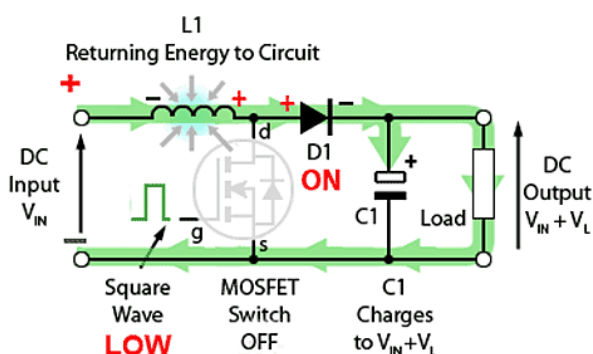


Fig. 8 Instant en que el cicle de treball està en mode baixa

- **Temps 3:** Cicle de treball ON

La figura (9) mostra l'acció del circuit quan el cicle de treball torna a activar el MOSFET. En aquest cas ja no és l'estat inicial. Cada vegada que el MOSFET condueix, el càtode de D1 és més positiva que el seu ànode, a causa de la càrrega en C1. Per tant, D1 està apagat de manera que la sortida del circuit està aïllat de l'entrada, però, la càrrega continua sent subministrat amb $V_{IN} + V_L$ de la càrrega de C1.

Tot i que la càrrega C1 es descarrega a través de la càrrega durant aquest període, C1 es recarrega cada vegada que el MOSFET es desconnecta, de manera que es manté una tensió de sortida gairebé constant a través de la càrrega.

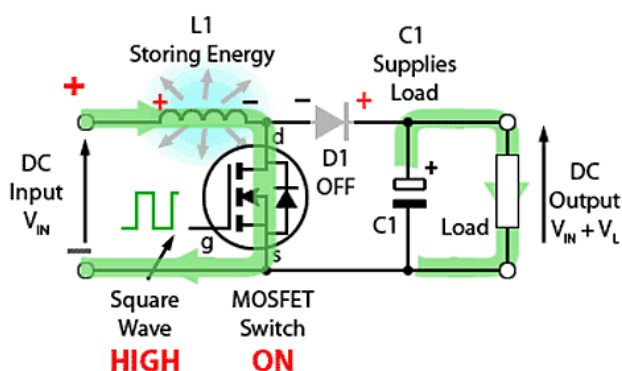
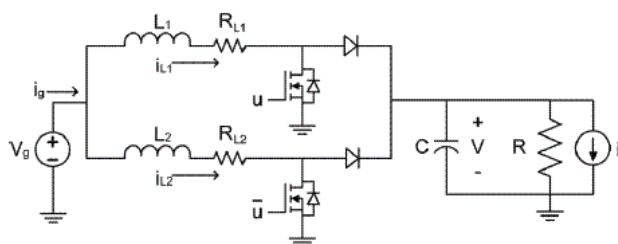


Fig. 9 Estat quan el cicle de treball torna a estar en mode High

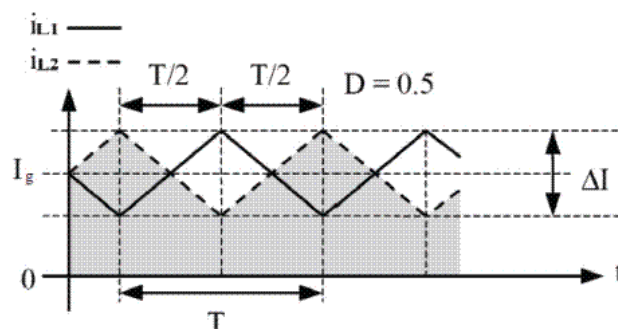
5.2 Estratègia de la connexió en interleaving

Quan un convertidor DC-DC està format per més d'una fase, es treballa amb el concepte d'interleaving". En [21] es mostra la figura (10), la qual defineix el model del convertidor multifase per a dos fases, treballant en interleaving.

Es mostra que les dos corrents del inductor (en el cas de l'exemple) estan desfasades $T/2$, per tant, en el inici d'un període s'activa el mosfet de la fase 1 i a $T/2$ del temps s'activa el mosfet corresponent a la fase 2.



(a) Electrical scheme



(b) Inductor current waveforms

Fig. 10 Exemple de un convertidor DC-DC amb dos fases treballant en interelaving

En el cas que el Convertidor DC-DC tingui més d'una fase, el desfasament de les senyals consisteix en:

$$Activació\ MOSFETS_{fase} = \frac{T}{n^{\circ}\ fases} \tag{2}$$

Per altra banda, la figura (11) il·lustra els tres corrents de fase (IL1, IL2 i IL3) que es combinen per formar la corrent total, la qual té tres vegades la freqüència de cada fase individualment. En aquest cas, cada impuls PWM s'activa 1/3 d'un cicle després del inici del pols de PWM de la fase anterior.

A més, la corrent total, és la suma de les n fases.

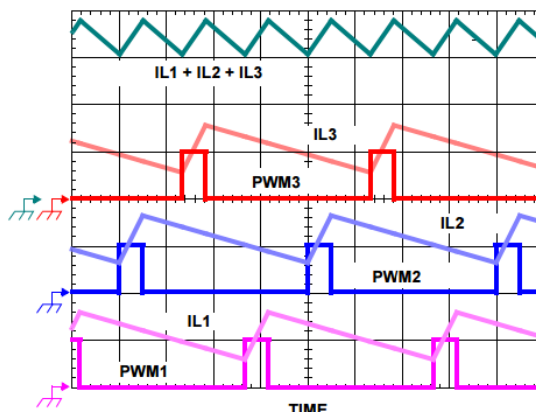


Fig. 11 Exemple del mètode interleaving amb tres fases

Avantatges:

- Al tenir els corrents desfasats, permet cancel·lacions d'harmònics entre ells, donant lloc a una reducció del rissat de la intensitat total.
- L'amplitud de pic a pic de la corrent total es redueix en proporció al nombre de fases i juntament amb l'augment de la freqüència significa que el dissenyador pot usar menys inductància per canals i entrada total inferior i capacitat de sortida per a qualsevol especificació de rendiment.
- Com que la intensitat total es reparteix en cada una de les n fases i els inductors no han de suportar tanta intensitat que en el cas de tenir una sola etapa, es pot fer un re-disseny del circuit reduint la grandària del nucli magnètic dels inductors. Aquesta modificació també és possible, ja que en el model de n etapes no és necessari emmagatzemar tanta energia en cada etapa. Sempre s'està parlant per una mateixa freqüència de commutació i un valor equivalent en inductància.
- Millora la correcció del factor de potència i augmentar la eficiència del sistema [5].

5.3 Estabilitat

5.3.1 Perquè és important estudiar la estabilitat

Un dels temes més importants del projecte, és la estabilitat del convertidor DC-DC. En aquest apartat es mostra la importància de la estabilitat, primer en un exemple i a continuació quina és la base teòrica per estudiar-lo.

Com es pot veure en el següent diagrama (fig. 12), un sistema electrònic i més concretament en el convertidor Boost, pot actuar de diferents formes segons el control que tingui, enfront a un pols de tensió que el desestabilitza:

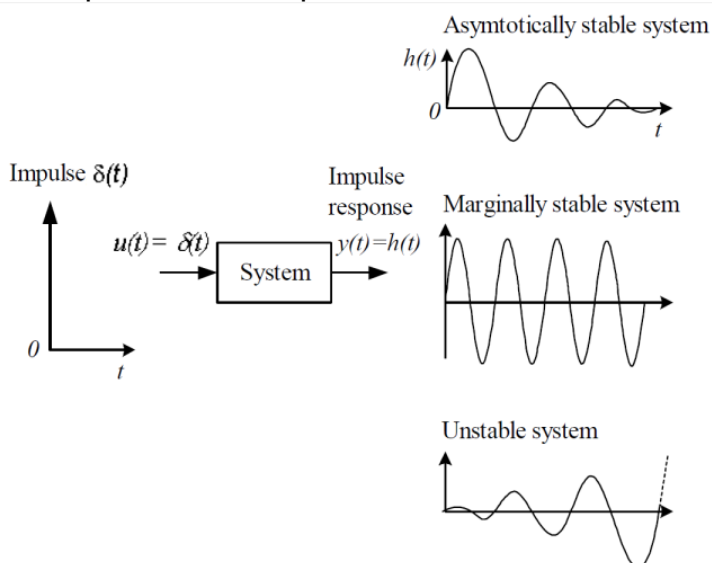


Fig. 12 Tipus de reaccions del sistema electrònic enfront un impuls

- Sistema estable: En un primer moment es produeix un pic en la senyal, però ràpidament el sistema actua i torna la senyal al seu estat estacionari en poc temps.
- Sistema marginament estable: Un cop hi actua la pertorbació, el sistema oscil·la entre uns valors determinats.
- Sistema inestable: En quan el sistema rep el impuls, el sistema esdevé incontrolable.

Per tant, no es pot permetre que el sistema sigui inestable degut que es danyarien les bateries perquè sobrepassaria el seu rang. El més important és que s'han d'evitar els danys humans, degut que si es superen els 60V es consideren riscos per als usuaris del cotxe.

5.3.2 Pertorbacions de tensió al convertidor 12-48V

En aquest apartat, es mostren exemples de com actua el convertidor Boost treballant amb el llaç intern de corrent en Mode de Control de Corrent de Pic. La realimentació produïda pel PCCM produeix que el sistema es torni inestable si no es defineix una adequada realimentació negativa (llaços externs de corrent i voltatge), per tant es mostren dos exemples: El primer cas sense llaç extern, és a dir sense compensadors de control i en segon cas amb uns llaços de sortida amb uns compensadors ben definits.

Un exemple de pertorbació per la bateria de 48V, seria que el conductor engegues el cotxe mitjançant l'"start-stop". Es produiria una gran demanda d'energia, la qual produiria un pic que el control a dissenyar hauria d'estabilitzar a 48V.

Per altra banda, Un exemple de pertorbació en la bateria de 12V, seria que el conductor actives les llums curtes. Es produiria un impuls, el qual la bateria hauria de proporcionar energia i alhora mantenir a una tensió determinada (12V)

5.3.2.1 Sense llaç extern: Càrregues de 12V

Les càrregues de l'entrada (12V), en la seva activació, provoquen variacions en el voltatge, d'entrada. En el cas que no hi hagi determinats els compensadors dels llaços externs, el sistema es torna inestable, tal i com es pot observar en el següent exemple (fig.13).

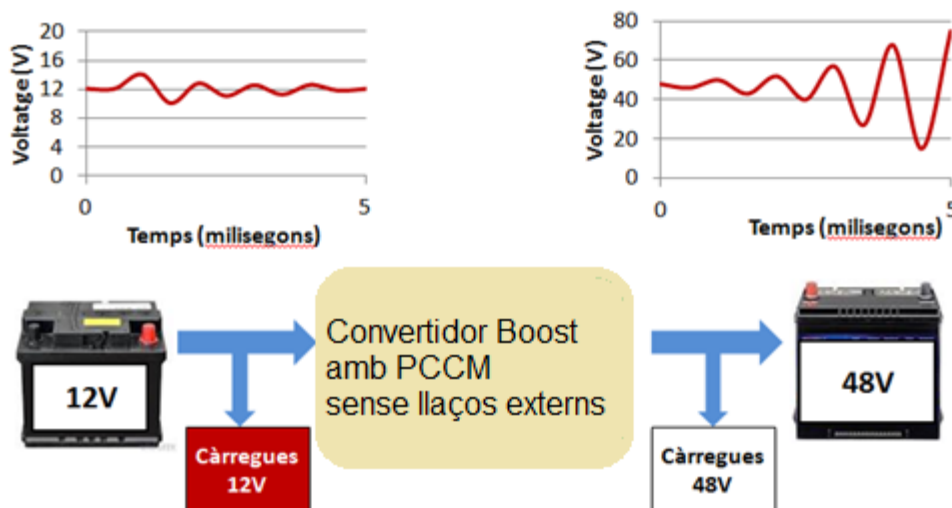


Fig. 13 Pertorbacions de voltatge a les càrregues de 12V, sistema inestable

5.3.2.2 Sense laç extern: Càrregues de 48V

Es produeix el mateix problema en el cas que es produeixin perturbacions de tensió a les càrregues de 48V.

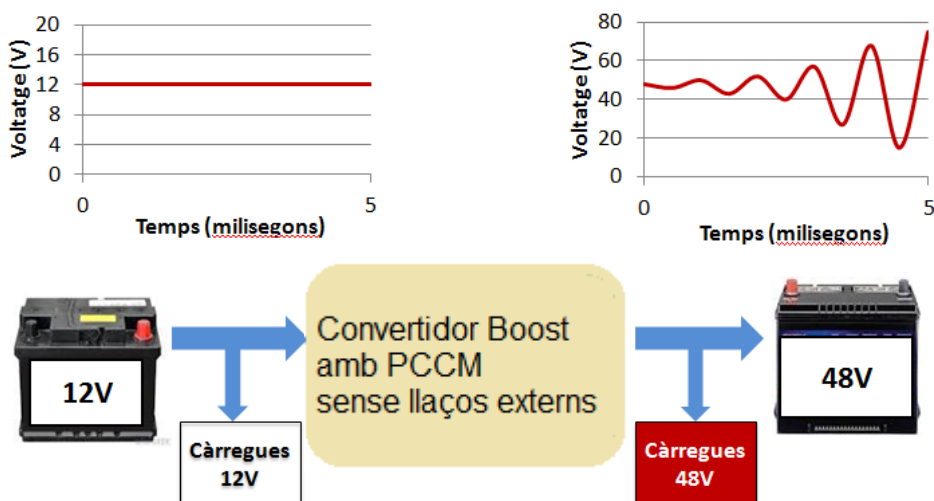


Fig. 14 Pertorbacions de voltatge a les càrregues de 48V, sistema inestable

5.3.2.3 Amb laç extern: Càrregues de 12V

La idea es tornar a aplicar un impuls de tensió o corrent, a les càrregues de 12V. Ara es considera que el disseny dels compensadors és correcte i per tant, permet estabilitzar el sistema ràpidament (fig. 15). D'aquesta manera s'eviten riscos i danys i permet que el convertidor Boost treballi perfectament.

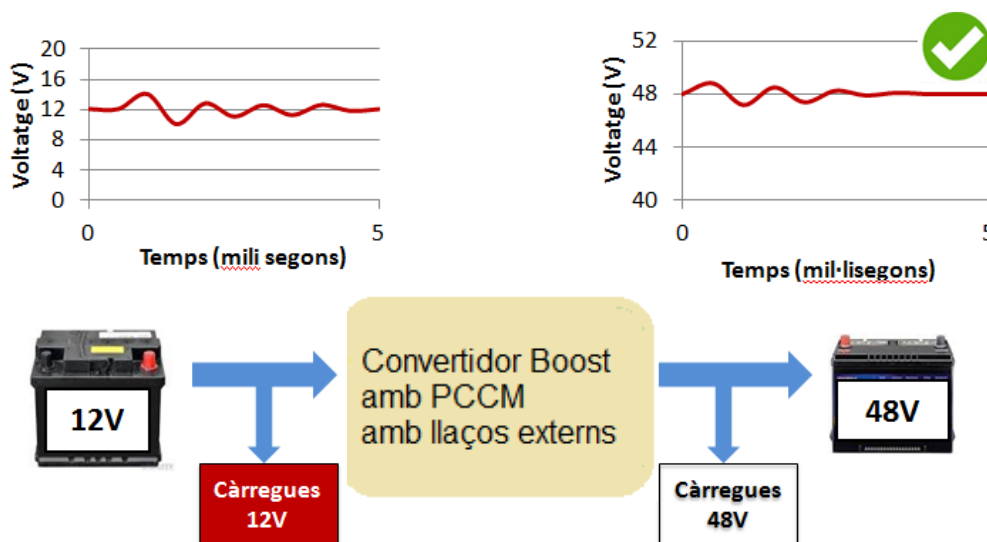


Fig. 15 Pertorbacions de voltatge a les càrregues de 12V, sistema estable

5.3.2.4 Amb control: Càrregues de 48V

El mateix escenari per a quan es produeixen pertorbacions a la banda de 48V.

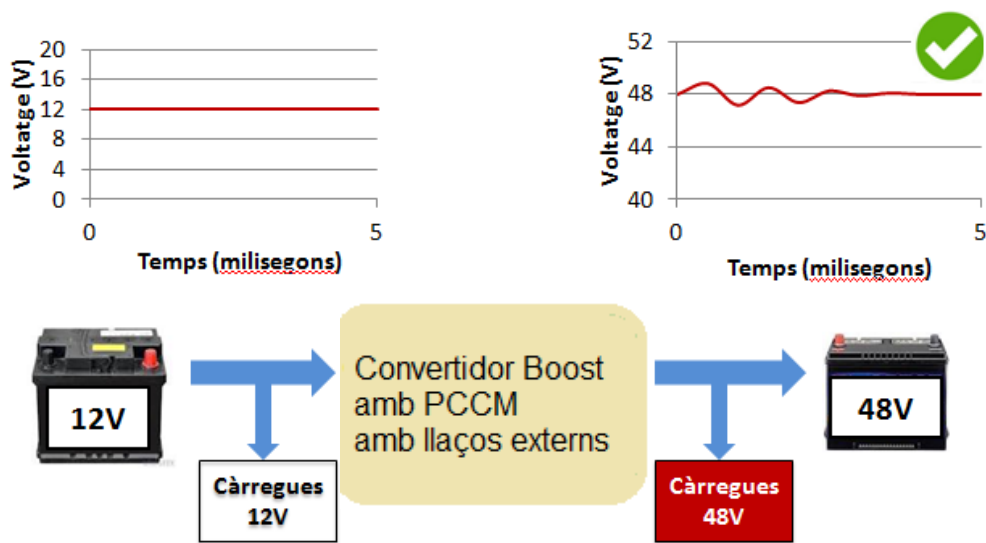


Fig. 16 Pertorbacions de voltatge a les càrregues de 48V, sistema estable

5.3.3 Estudi de l'estabilitat

Per estudiar l'estabilitat dels sistema, s'estudiaran les funcions de transferència del convertidor i del control en el domini de s [15]. En domini de s , es permet fer un anàlisi de els anomenats pols (x) i el zeros (o), els quals apareixen en una freqüència corresponent. En el domini de s , existeixen dos regions, el semiplà esquerra i dret:

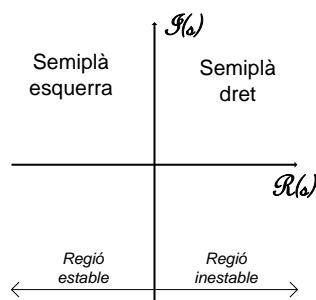


Fig. 17 Semiplans en el domini de s

En la següent gràfic, es pot observar que segons la posició del pol/zero la resposta temporal del sistema varia (fig.18). Si els pols i/o zeros es troben a la zona estable la resposta temporal s'estabilitza ràpidament a diferència de si es troben a la banda del semiplà dret, el qual ens complica el control ja que fa torna el sistema inestable.

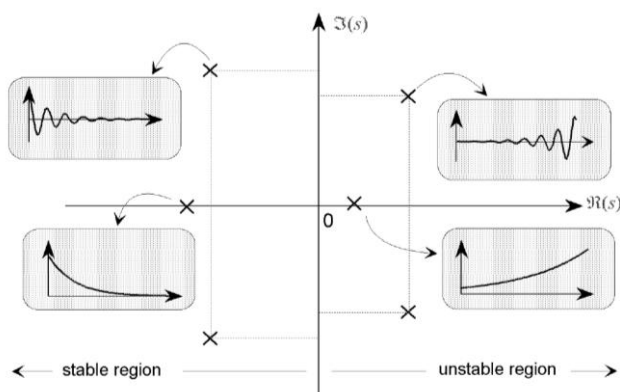


Fig. 18 Actuació del pol i el zero en la estabilitat del sistema

Hi ha diverses formes per estudiar la estabilitat de un sistema, en aquest projecte s'utilitzen els diagrames de Bode. Un Diagrama de Bode és una representació gràfica que serveix per caracteritzar la resposta en freqüència d'un sistema. Normalment consta de dues gràfiques separades, una que correspon amb la magnitud (Diagrama de guany) d'aquesta funció i una altra que correspon amb la fase (Diagrama de fase).

On:

- Pol:
 - Diagrama de guany(dB): -20dB/dècada
 - Diagrama de fase ($^{\circ}$): -90 $^{\circ}$
- Zero:
 - Diagrama de guany (dB): +20dB/dècada
 - Diagrama de fase ($^{\circ}$): +90 $^{\circ}$

Per tal de determinar l'estabilitat, s'han d'estudiar:

- **Marge de guany**

El Marge de Guany és el valor del diagrama de Guany quan el diagrama de fase és equivalent a 180 $^{\circ}$.

El seu valor determina la estabilitat del sistema. Un sistema és estable sempre i quan sigui menor de 0dB. Teòricament ha d'estar situat a 20dB per garantir que sempre sigui estable.

- **Marge de fase**

És l'angle que li falta al marge de Fase per arribar a 180 $^{\circ}$ quan al Marge de Guany equival a 0dB (Freqüència de tall). El marge de fase determina l'estabilitat, tot i que no és tant crític com el marge de guany. El seu valor ha de ser d'uns 40 $^{\circ}$ per assegurar que es treballa dins dels límits d'estabilitat.

- **Freqüència de tall**

És el punt en que el Diagrama de Guany és igual a 0dB. Aquest valor determina la velocitat del sistema en front a pertorbacions. Teòricament el seu valor és una desena part de la freqüència de commutació en que treballa el sistema.

6 Arquitectura del projecte

6.1 Disseny del convertidor Buck-Boost

El disseny del convertidor Buck-Boost va ser realitzat per l'equip de High Potència, abans de començar el projecte. Per tant, el disseny del convertidor no forma part del projecte.

Els paràmetres de disseny són els següents:

Confidencial per Lear Corporation

A continuació, es pot observar el disseny del convertidor Boost DC-DC amb n fases en interleaving.

Confidencial per Lear Corporation

Fig. 19 Disseny del convertidor Boost DC-DC 12-48V amb n fases en interleaving

Com s'ha observat anteriorment, les bateries poden variar de valor, per tant, per cada valor de voltatge s'obté una potència determinada. Els següents gràfics (fig. 20) són de gran importància al projecte perquè determinen la potència en cada instant i per tant, en quin punt de treball el convertidor pot proporcionar el seu màxim potencial.

Confidencial per Lear Corporation

Fig. 20 Punts de treball del convertidor Boost DC-DC 12-48V

Per tal de millorar l'eficiència en tot moment, el convertidor Boost treballa en diferents fases de potència segons el punt de treball en el que es troba:

Confidencial per Lear Corporation

6.2 Arquitectura del control

El disseny dels llaços del control es el pilar d'aquest projecte. En general hi ha dos tipus de control: l'analògic o el digital. En aquest projecte va ser l'empresa la que va decidir que s'utilitzaria el control analògic.

Aquest consta de tres parts diferenciades (fig. 21):

- **Mode de Control de Corrent (CCM)**

Es defineix en circuit extern. Format per:

- Sensor de corrent de sortida (H_{CO})
- Compensador de corrent (Op_Amp)

- **Mode de Control de Voltatge (VCM)**

Es defineix en circuit extern. Format per:

- Sensor de tensió de sortida (H_{VO})
- Compensador de voltatge (OTA)

- **Mode de Control de Corrent de Pic (PCCM)**

Ve determinat pel Controlador Confidencial per Lear Corporation (fig. 22). Consta de diverses funcions, les quals n'hi ha una per cada fase:

- Rampa de compensació (Slope)
- Comparador
- Sensat de corrent per cada fase (Phase current sensor)
- PWM Control

Confidencial per Lear Corporation

Fig. 21 Diagrama de blocs de les principals funcions del control analògic

Confidencial per Lear Corporation

Fig. 22 Microcontrolador

Per facilitar l'explicació del llaç de control, es seguirà l'esquema dels llaços de controls (figura (23)), juntament amb un circuit bàsic d'un convertidor Boost (figura (24)).

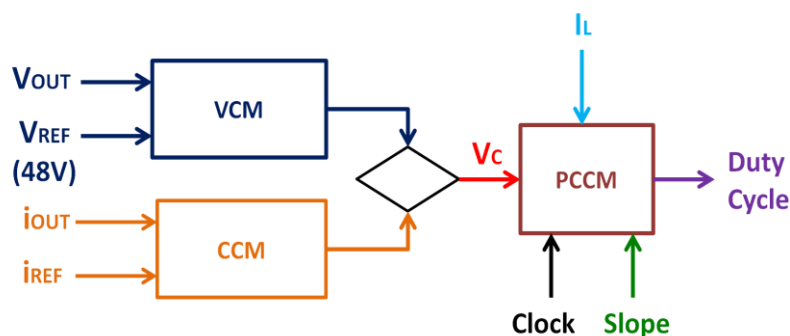


Fig. 23 Principals funcions del llaç de control

Els senyals mostrats corresponen a les del convertidor Boost: El sensat del inductor (Blau clar), la corrent de sortida (i_{OUT}), el voltatge de sortida definit a 48V (Blau fosc) i el Duty Cycle (Lila) que s'encarrega de determinar l'estat del convertidor Boost mitjançant l'interruptor (S). El projecte es treballa en MOSFETs, tanmateix per aquest esquema senzill s'entén millor l'explicació en un interruptor i amb un díode (el funcionament és el mateix per als dos casos).

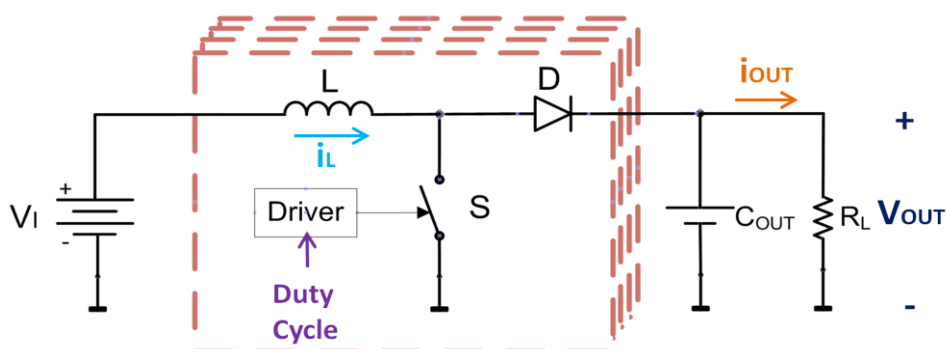


Fig. 24 Esquema bàsic del convertidor Boost, on es mostren els senyals involucrats en el control

El **mode de control de corrent (CCM)** té la funció de controlar la intensitat de sortida. Es sensa el valor de la intensitat de sortida (I_{OUT}) i es compara amb una intensitat de referència fixada, llavors el compensador proporciona una senyal de tensió anomenada voltatge de compensació (V_C), el qual el seu valor varia de 0 a 3,5V depenent de la diferència entre la referència i el valor sensat.

De la mateixa manera actua el **mode de control de tensió (VCM)**, lògicament la tensió de referència fixada (la que desitgem) es de 48V.

Es treballa en un dels dos modes, normalment es treballa en mode de voltatge. Quan hi ha un pic de corrent i aquest s'igualava amb la intensitat de referència, s'activa el llaç de corrent. Com s'ha dit, dels dos llaços, tant el CCM com el VCM, s'obté la senyal V_C (roja).

El **Mode de Control de Pic de Corrent (PCCM)**, és més complex (fig. 25). Primer es defineix una rampa (slope) amb un pendent determinat. Aquesta rampa (senyal verd) s'inicia en cada senyal del rellotge (es treballa en una freqüència constant)

En aquest punt actua el comparador, definit anteriorment, on la seva funció és comparar el senyal de "slope" i el del sensat del corrent del inductor (senyal blava). Per tant, quan s'igualen, el sensat del corrent del inductor decreix fins que es torna a iniciar amb el senyal de rellotge.

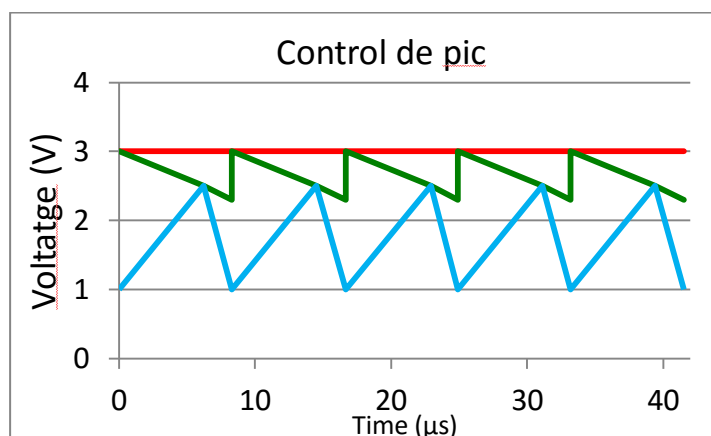


Fig. 25 Diagrama del Mode de Corrent de Control de Pic

Finalment, just en el punt que les dos senyals s'igualen, es determina el cicle de treball, el qual activarà i desactivarà els mosfets i permetrà controlar el sistema (fig. 26).

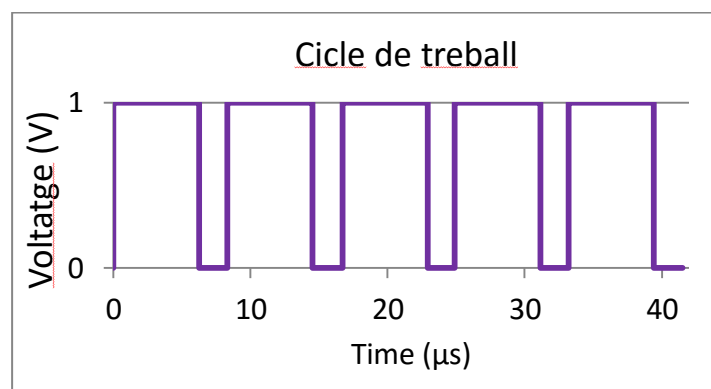


Fig. 26 Diagrama del Cicle de treball en funció del PCCM.

Per tant, amb un bon disseny, el sistema regularà les seves necessitats, segons els valors en cada moment del corrent del inductor, el corrent i la tensió de sortida.

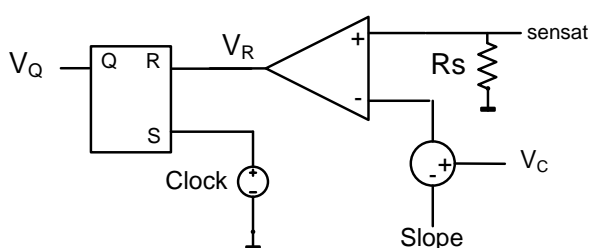
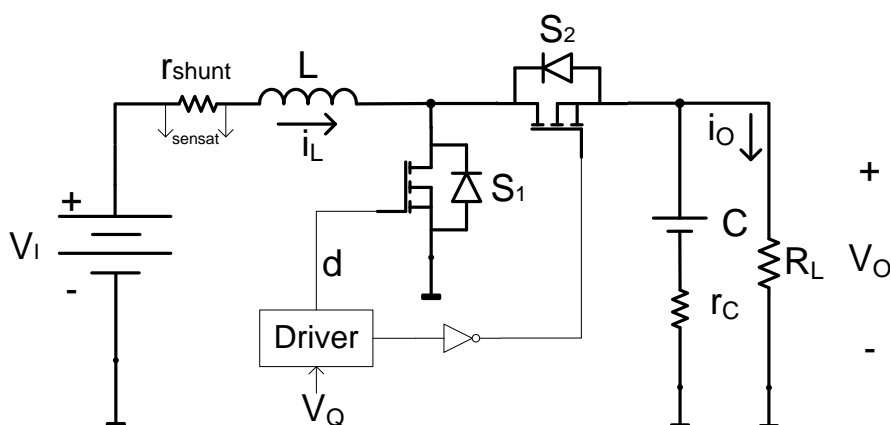
7 Funció de transferència del convertidor Boost

Per aconseguir un disseny òptim del control, primer s'han d'estudiar les funcions de transferència del convertidor Boost, per a continuació obtenir el laç de control ideal per al convertidor Boost del projecte.

7.1 Funció de transferència $T_{co}(s)$: "Control – a – sortida de tensió"

La funció de transferència del sistema consisteix en analitzar des de la tensió del control (V_C) al de la sortida (V_O), juntament amb un laç intern de corrent (sensat i_L) per controlar el convertidor [9].

El sistema consisteix en un Convertidor en Mode Boost, que es controla mitjançant un Control de Corrent en Mode Pic, tal i com s'ha explicat en l'apartat anterior.



Convertidor Boost treballant amb el Mode de Control de Corrent de Pic

On:

- V_I és el voltatge d'entrada.
- V_O és el voltatge de sortida.
- d és el cicle de treball.
- i_L és el corrent del inductor.
- i_O és el corrent de sortida.
- V_C és el voltatge de control.

La funció de transferència del convertidor Boost, "Control – a – sortida de tensió", consta concretament de dos funcions:

- $H_{icl}(s)$: "Tensió de control – a – corrent del inductor"
- $T_{io}(s)$: "Corrent del inductor – a – tensió de sortida"

El qual el conjunt de les dos, tal i com s'observa al següent diagrama (fig. 28), s'obté la funció de transferència total ($T_{co}(s)$):

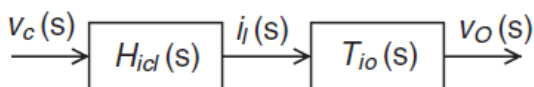


Fig. 27 Diagrama de blocs de la funció de transferència

On:

$$T_{co}(s) = \frac{v_o(s)}{v_c(s)} = \frac{i_l(s)}{v_c(s)} \times \frac{v_o(s)}{i_l(s)} = H_{icl}(s) \times T_{io}(s) \quad (3)$$

Aquesta funció de transferència (3) és vàlida per el rang de freqüència $0 < f < f_s/2$, on f_s és la freqüència de commutació del convertidor.

Es va fer un estudi, per tal d'obtenir les equacions corresponents [10]. A continuació es mostren les principals funcions de transferència, tot i que al Annex 1 es mostra l'estudi detallat.

7.2 Funció de transferència $H_{icl}(s)$: "Tensió de control – a – corrent del inductor"

La funció de transferència del laç tancat de "Tensió de control – a – corrent del inductor", en domini de s , es la següent:

$$H_{icl}(s) = \frac{i_l(s)}{v_c(s)} = \frac{1}{R_s} \cdot \frac{\omega_h^2}{s^2 + \omega_{sh} \cdot s + \omega_h^2}$$

On;

$$\begin{aligned} \omega_h &= \sqrt{12} f_s \\ \omega_{sh} &= 6 \frac{1-a}{1+a} f_s \end{aligned}$$

(4)

I R_s és la resistència de sensat i a és el rang de pertorbació definit per (5).

$$a = \frac{i_{ln}}{i_{l(n-1)}} = \frac{M_2 - M_3}{M_1 + M_3} = \frac{\frac{M_2}{M_1} - \frac{M_3}{M_1}}{1 + \frac{M_3}{M_1}} = \frac{(D/(1-D)) - \frac{M_3}{M_1}}{1 + \frac{M_3}{M_1}}$$

(5)

On, $i_{l(n-1)}$ és el corrent del inductor al començament de cicle (n-1) i i_{ln} és el resultat de la pertorbació del corrent del inductor al final del cicle. D és el *cicle de treball*, M_1 és la rampa de pujada del corrent del inductor, M_2 és la rampa de baixada, i M_3 és la rampa de compensació.

7.3 Funció de transferència $T_{i_o}(s)$, una fase: "Corrent de sortida – a – tensió de sortida"

La funció de transferència del "Corrent del inductor – a – tensió de sortida", és la funció de transferència de estat de potència i és dependent del convertidor.

Es defineix amb la següent equació:

$$T_{i_o}(s) = \left. \frac{v_o(s)}{i_L(s)} \right|_{i_o=v_i=0} \tag{6}$$

A partir d'un estudi detallat, realitzat per l'estudiant (mostrat al Annex 1), en el qual s'analiza el convertidor Boost en petita senyal (figura (29)), on s'obté l'equació (7) que relaciona la tensió de sortida amb la corrent del inductor, mitjançant l'anàlisi del còmput de resistències.

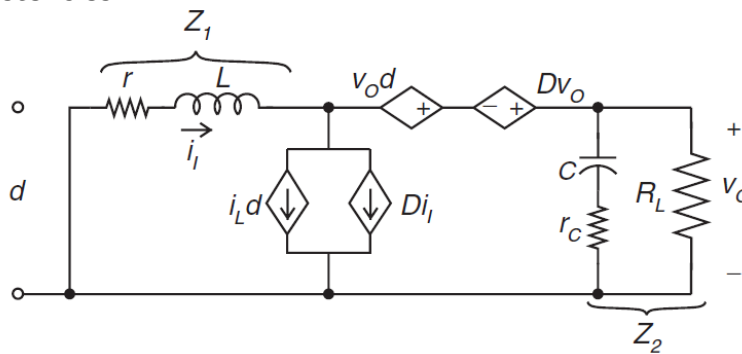


Fig. 28 Model de petita senyal del convertidor DC/DC Boost amb $v_i = i_o = 0$

$$\frac{v_o}{i_L} = \frac{\left(1 - \frac{Z_1}{R_L(1-D)^2}\right)}{\left(\frac{1}{R_L(1-D)} + \frac{1}{Z_2(1-D)}\right)}$$

On:

$$Z_1 = r + Ls$$

$$Z_2 = \frac{R_L \cdot (r_c + \frac{1}{sC})}{R_L + (r_c + \frac{1}{sC})} = \frac{R_L \cdot sC \cdot r_c + R_L}{R_L \cdot sC + (r_c \cdot sC + 1)} = \frac{R_L \cdot sC \cdot r_c + R_L}{sC \cdot (R_L + r_c) + 1} \tag{7}$$

Es combinen les diverses equacions que sorgeixen, per obtenir la funció de transferència (8).

$$\frac{v_o}{i_L} = \frac{-L \cdot r_c}{(1-D) \cdot (R_L + 2r_c)} \cdot \frac{\left(s + \frac{1}{C \cdot r_c}\right) \cdot \left(s - \frac{(R_L(1-D)^2 - r)}{L}\right)}{\left(s + \frac{2}{C \cdot (R_L + 2r_c)}\right)} \tag{8}$$

7.4 Funció de transferència $T_{io}(s)$, multi - fase: "Corrent de sortida – a– tensió de sortida"

En la secció anterior, s'ha obtingut la funció de transferència " $T_{io}(s)$ " per una fase del convertidor boost (8). Tanmateix, no es vàlida per quan es treballa en un convertidor de més d'una fase.

Per tant, en aquesta secció, s'estudia l'estratègia a elegir per adaptar la funció de transferència en qüestió, segons el nombre de fases del convertidor.

$$T_{io}(s) = \left. \frac{v_o(s)}{i_L(s)} \right|_{i_o=v_i=0} \tag{9}$$

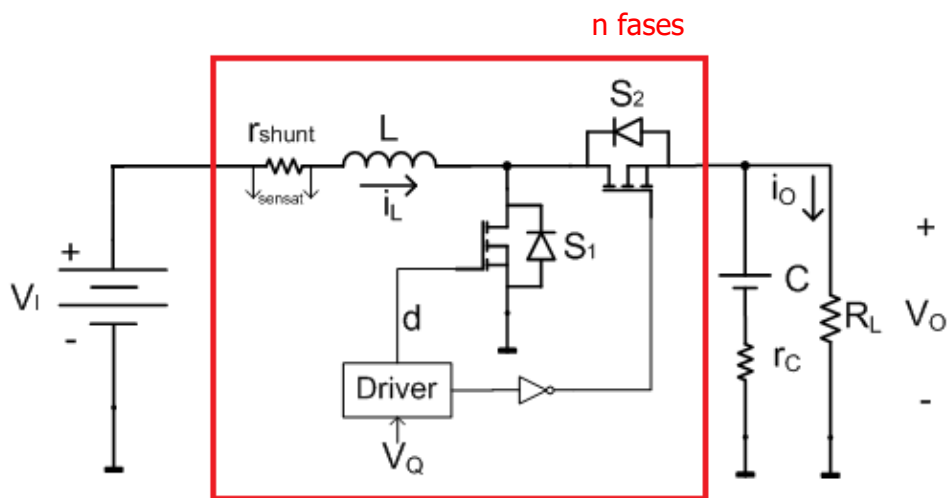


Fig. 29 Convertidor Boost multifase amb n fases en interleaving

a. Impedància Z_1

La impedància Z_1 consisteix en una inductància i la seva resistència, en el cas d'un convertidor Boost treballant en una fase. Per tant, si es el cas de un convertidor multifase, s'afegiran tantes inductàncies i resistències en paral·lel com fases afegides.

Tal i com es mostra en la figura (31), l'objectiu es obtenir el valor d'una inductància que sigui equivalent a les inductàncies de cada fase en paral·lel, igualment per la resistència.

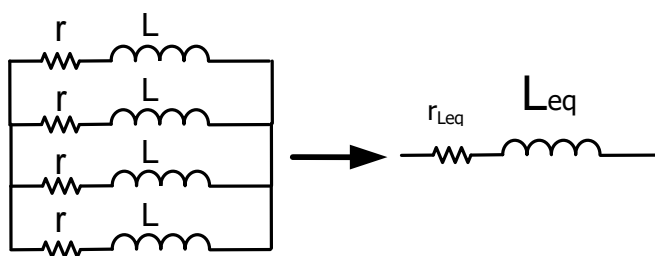


Fig. 30 Inductància i resistència equivalent per a un Convertidor Boost en multifase

Operant matemàticament, s'obté (10);

$$Z'_1 = r_{Leq} + L_{eq} \cdot s \quad (10)$$

On el valor del inductor equivalent es igual a:

$$L_{eq} = \frac{L}{n^{\circ}fases} \quad (11)$$

I seguint la mateixa equació per les resistències:

$$r_{Leq} = \frac{r}{n^{\circ}fases} \quad (12)$$

b. Impedància Z_2

El segon pas és treballar en la impedància Z_2 (13), la qual no varia segona el nombre d'etapes que formin el convertidor, ja que tant sols hi ha un condensador de sortida i una càrrega sempre.

$$Z'_2 = Z_2 = \frac{R_L \cdot (r_c + \frac{1}{sC})}{R_L + (r_c + \frac{1}{sC})} \quad (13)$$

c. Funció transferència total

Finalment, la funció de transferència es multiplicada pel nombre de fases, ja que el corrent de sortida correspon a la suma dels corrent dels inductors de cada fase. Per tant:

$$i_o = i_{L_{phase}} \cdot n^{\circ}fases \quad (14)$$

Aplicant els conceptes de les equacions anteriors, s'obté la funció de transferència $T_{IO}(s)$, corresponent al Convertidor Boost DCDC multifase (15).

$$\frac{v_o}{i_l} = n^{\circ}fases \cdot \frac{\left(1 - \frac{Z'_1}{R_L(1-D)^2}\right)}{\left(\frac{1}{R_L(1-D)} + \frac{1}{Z'_2(1-D)}\right)} \quad (15)$$

I si es desenvolupa la equació, tal i com es mostra en l'Annex 1, s'obté (16).

$$\frac{v_o}{i_l} = n_{fases} \cdot \frac{-\frac{L}{n_{fases}} \cdot r_c}{(1-D) \cdot (R_L + 2r_c)} \cdot \frac{\left(s + \frac{1}{C \cdot r_c}\right) \cdot \left(s - \frac{\left(R_L(1-D)^2 - \frac{r}{n_{fases}}\right)}{\frac{L}{n_{fases}}}\right)}{\left(s + \frac{2}{C \cdot (R_L + 2r_c)}\right)} \quad (16)$$

8 Anàlisi de la estabilitat i disseny del control

Un cop obtinguda les funcions de transferència del sistema, se n'estudiarà la seva estabilitat. El principal problema en el disseny dels convertidors Boost en Mode de Control de Corrent de Pic (PCCM), és el trade-off entre la estabilitat i la velocitat del sistema.

Això és degut a que un dels zeros de la funció de transferència del convertidor Boost amb el llaç PCCM és el RHP de fase no mínima; la seva presència al semiplà dret, dificulta molt el disseny del control: Dificulta que el sistema sigui estable i que pugui suportar pertorbacions d'entrada i/o sortida [12].

El zero RHP (de les seves sigles en anglès "Right Half Plane") en aquest tipus de topologia representa un increment de guany però amb una disminució de la fase, aquest zero és causat pel retard entre el controlador i l'alliberament d'energia en la càrrega (RL). Com s'ha explicat anteriorment, el zero representa un increment de guany i alhora un increment de la fase, normalment, tanmateix el zero RHP actua de forma diferent. Fet que dificulta molt obtenir un sistema estable.

Usualment els dissenyadors opten per prendre mètodes per estabilitzar el sistema, en aquest treball es mostra que la manera de control per voltatge i corrent, on es treballa amb dos compensadors en la retroalimentació de uns amplificadors d'error Tipus 2 juntament amb el Mode de Control de Corrent de Pic és suficient per mantenir el balanç de la càrrega.

Aquest apartat està dividit en tres parts:

Confidencial per Lear Corporation

Per desenvolupar les definicions de les funcions de transferència i el disseny dels components, es van utilitzar les eines MathCAD (definició funcions de transferència) i PSIM (simulació dels circuits). Tot i que en aquest apartat s'adjunten diagrames de Bode realitzats amb l'eina Matlab, ja que permet visualitzar els pols i zeros de cada una de les funcions de transferència i així disposa d'una millor explicació per al lector.

8.1 Anàlisi Convertidor Boost: Sistema inestable

Com s'ha mostrat, la funció de transferència del convertidor (T_{CO}) es formada per la T_{IO} i la H_{ICL} (3). La equació que relaciona la tensió de control del compensador amb la corrent del inductor de una fase (H_{ICL}), conté un doble pol al semiplà esquerra, per tant, no representa cap dificultat al disseny.

$$H_{icl}(s) = \frac{i_l(s)}{v_c(s)} = \frac{1}{R_s} \frac{\omega_i^2}{s^2 + 2\xi_i \omega_i s + \omega_i^2} \quad (17)$$

Taula II. **Pols i zeros de la funció de transferència $H_{ICL}(s)$**

	Semiplà	Definició
Doble Pol	Semiplà esquerra	$s = -\frac{-2\xi_i \omega_i \pm \sqrt{(2\xi_i \omega_i)^2 - 4 \cdot \omega_i^2}}{2}$

La funció de transferència que relaciona la tensió de sortida amb la corrent del inductor és (T_{IO}):

$$T_{IO} = \frac{v_o(s)}{i_l(s)} = \frac{-L \cdot r_c}{(1-D) \cdot (R_L + 2r_c)} \cdot \frac{\left(s + \frac{1}{C \cdot r_c}\right) \cdot \left(s - \frac{(R_L(1-D)^2 - r)}{L}\right)}{\left(s + \frac{2}{C \cdot (R_L + 2r_c)}\right)} \quad (18)$$

On la funció definida ens mostra els pols i zeros del sistema, els quals es mostren en la taula VII.

Taula III. **Pols i zeros de la funció de transferència $T_{IO}(s)$**

	Semiplà	Definició
Zero RHP	Dret	$s = +\frac{(R_L(1-D)^2 - r)}{L}$
Zero	Esquerra	$s = -\frac{1}{C \cdot r_c}$
Pol	Esquerra	$s = -\frac{2}{C \cdot (R_L + 2r_c)}$

Tots els pols i zeros afecten a la estabilitat, és la combinació de cadascun d'ells que donen com a resultat un sistema estable o inestable. Com es pot observar en la taula VII, el zero RHP depèn de la càrrega de sortida (R_L), aquesta varia constantment, per tant es molt important estudiar els casos més crítics i obtenir un sistema estable per a tots els possibles casos.

A continuació s'estudien les equacions del sistema, depenen la topologia (A,B i C) i es defineixen amb aquestes, els diagrames de Bode de magnitud (dB) i de fase ($^\circ$).

Taula IV. **Punts de treball més crítics del convertidor**

Confidencial per Lear Corporation

Topologia A

$$T_{IOA}(s) = \frac{-4,38 \cdot 10^{-8} \cdot s^2 - 0,27 \cdot s + 7.307}{7,43 \cdot s + 21.619,38}$$

$$H_{ICLA}(s) = \frac{8,81 \cdot e^{12}}{s^2 + 96.673,85 \cdot s + 1,73 \cdot e^{11}}$$
(19)

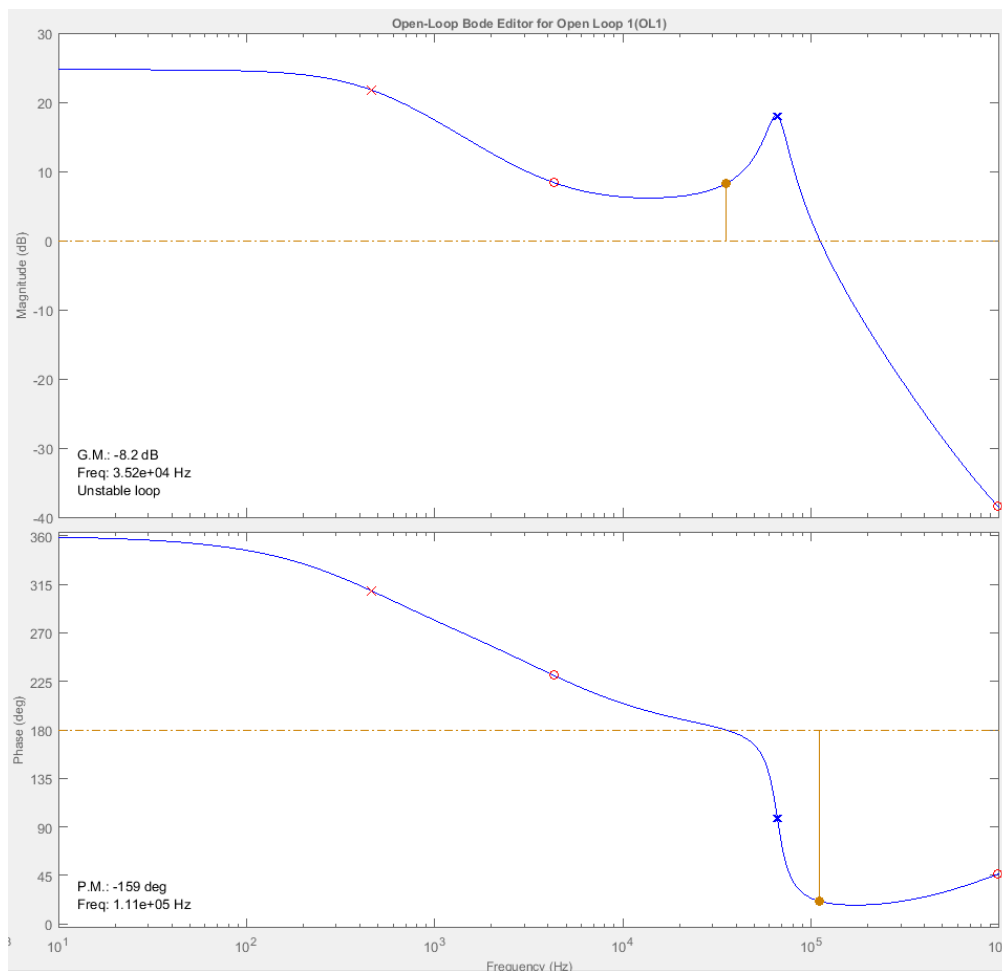


Fig. 31 Diagrama de Bode de la topologia A

On:

Taula V. Zeros/Pols Topologia A

	Zero RHP (T_{IO})	Pol (T_{IO})	Zero (T_{IO})	Pol conjugat (H_{ICL})
Freqüència (Hz)	4283	463,33	985.688,8	76.910,83

Per estudiar la estabilitat, analitzem:

Taula VI. Estudi de la estabilitat Topologia A

Marge de guany (dB)	Marge de fase (deg)	Freqüència de tall (Hz)	Funció trans.
-8.2	180 - 159 = 41	$3,52 \cdot 10^4$	INESTABLE

Topologia B

$$T_{IO_B}(s) = \frac{-2,76 \cdot 10^{-8} \cdot s^2 - 0,16 \cdot s + 10.278,37}{4 \cdot s + 23.420,78}$$

$$H_{ICLB}(s) = \frac{8,81 \cdot e^{12}}{s^2 + 314.730 \cdot s + 1,73 \cdot e^{11}}$$

(20)

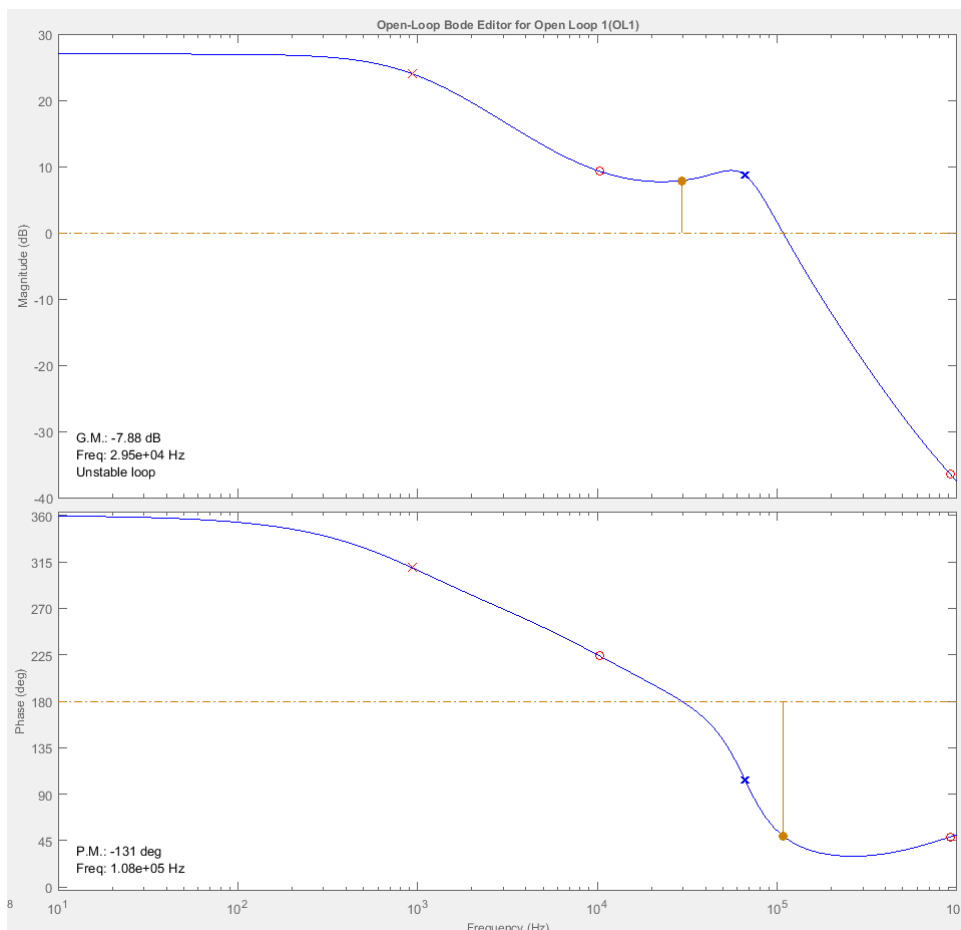


Fig. 32 Diagrama de Bode de la topologia B

On:

Taula VII. Zeros/Pols Topologia B

	Zero dreta (T_{IO})	Pol (T_{IO})	Zero (T_{IO})	Pol conjugat (H_{ICL})
Freqüència (Hz)	10.191,08	932,32	921.974,52	66.207,19

Taula VIII. Estudi de la estabilitat Topologia B

Marge de guany (dB)	Marge de fase (deg)	Freqüència de tall (Hz)	Funció trans.
-7,88	180 - 131 = 49	2,95 · 10 ⁴	INESTABLE

Topologia C

$$T_{IO_c}(s) = \frac{-2,3 \cdot 10^{-8} \cdot s^2 - 0,128 \cdot s + 10.364,03}{2,48 \cdot s + 30.754,80}$$

$$H_{ICLC}(s) = \frac{8,81 \cdot e^{12}}{s^2 + 759.640 \cdot s + 1,73 \cdot e^{11}}$$

(21)

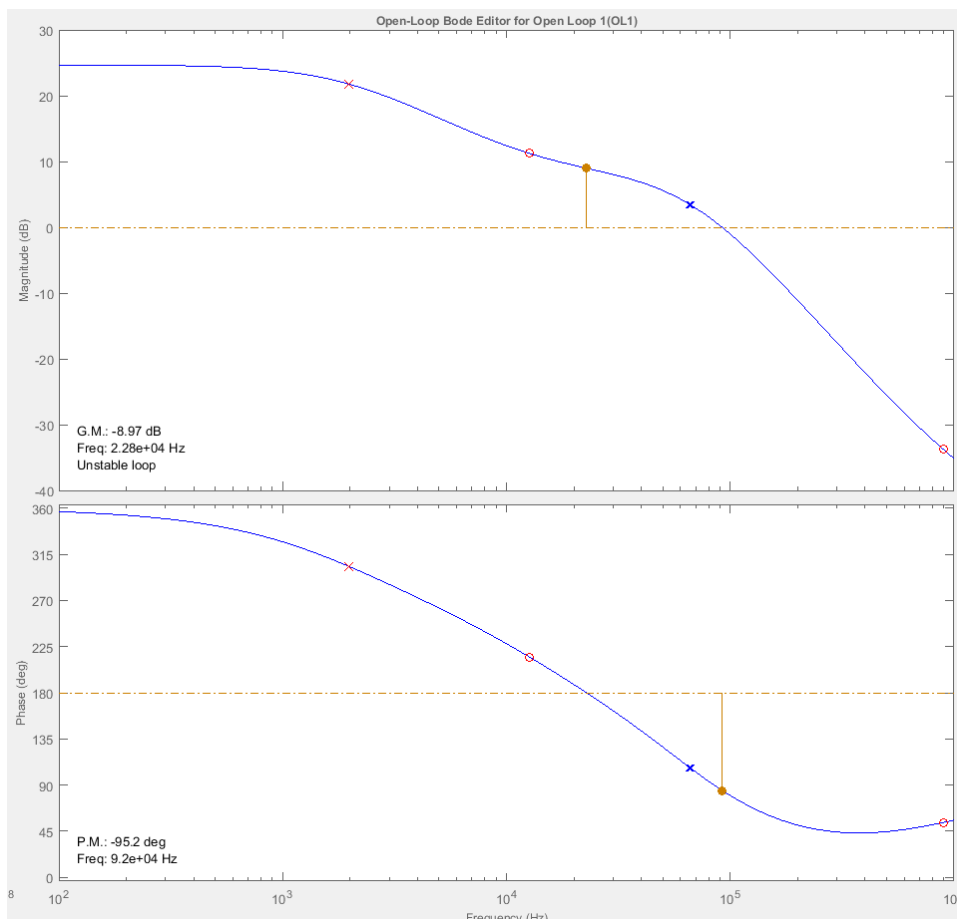


Fig. 33 Diagrama de Bode de la topologia C

On:

Taula IX. **Zeros/Pols Topologia C**

Axis	Zero dreta (T_{IO})	Pol (T_{IO})	Zero (T_{IO})	Pol conjugat (H_{ICL})
Real (rad)	12.707	1974,52	980.526,74	66.078,39

Taula X. **Estudi de la estabilitat Topologia C**

Marge de guany (dB)	Marge de fase (deg)	Freqüència de tall (Hz)	Funció trans.
-8,97	180 - 95,2 = 84,8	2,28 · 10 ⁴	INESTABLE

A continuació, es mostra un petit estudi del comportament del zero al semiplà dret en funció de la potència del sistema. Com més disminueix la càrrega de sortida, el zero del semiplà dret (RHP) més s'allunya, per tant el sistema es torna més inestable (fig. 35).

Taula XI. Estudi del zero RHP

Punt de treball	7-52V	12-48V	14.5-36V
Càrrega (Ω)	1.84	0.91	0.43
Real axis	$2,69 \cdot 10^4$	$6,4 \cdot 10^4$	$7,98 \cdot 10^4$
Freqüència (Hz)	4281.27	10.185,92	12.700,56

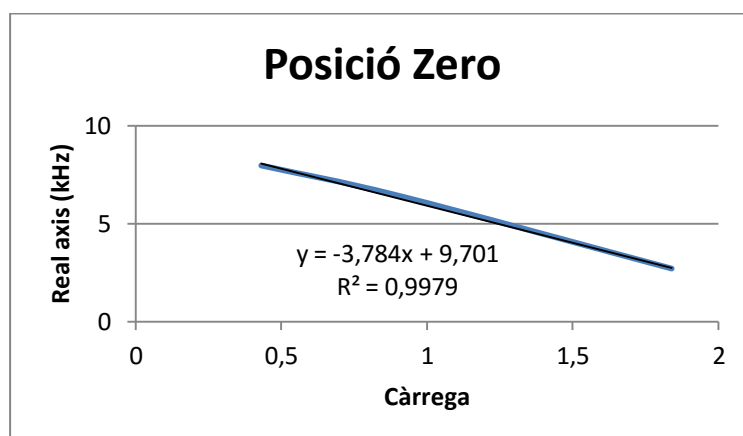


Fig. 34 Diagrama del canvi en el semiplà dret del zero RHP

Si es treballés en aquestes condicions, el sistema seria inestable i per tant, no es podria controlar la tensió ni la corrent de sortida.

En aquest punt del projecte es mostraran les funcions de transferència dels llaços de Voltatge (VCM) i Corrent (CCM).

8.2 Disseny del control

L'objectiu del disseny dels llaços de control és enviar el temps d'activació dels mosfets (V_Q) per controlar el cicle de treball dels MOSFETs del convertidor; en el següent esquema del PCCM (fig. 36) es pot observar el conjunt de funcions per obtenir aquest valor.

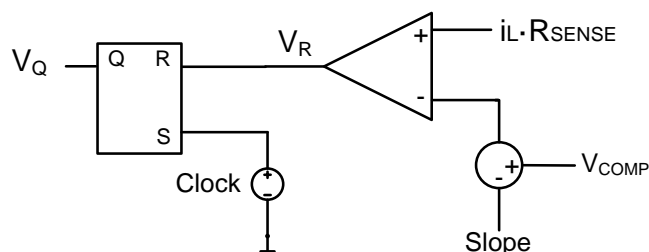


Fig. 35 Mode de Control de Corrent de Pic

On i_L és el corrent del inductor (per cada fase), que es sensat per obtenir el voltatge del corrent del inductor.

$$V_{isens} = I_S \cdot R_{SENSE} \quad (22)$$

“**Slope**” és un senyal que es resta amb V_{COMP} i a continuació el senyal obtingut es compara amb el senyal del sensat de tensió del inductor.

V_R és en definitiva un senyal de “reset”, ja que el “clock” activa el senyal dels mosfets (V_Q) i V_R el desactiva. D'aquesta manera es permet controlar els Mosfets, és a dir, es controla el convertidor.

Per determinar el senyal V_{COMP} , es dissenyen dos compensadors, un per al Mode de Control de Voltatge i un per al de Corrent; on el sistema només treballa en un mode o en l'altre, depenent del corrent de sortida del convertidor (I_{BN48}).

Llavors es col·loca un díode entre els dos compensadors, el qual permet seleccionar el mode de tensió o de corrent (veure Annex 3).

Per tant, si:

- $I_{BN48} \geq I_{REF}$: Control en Mode Corrent
- $I_{BN48} < I_{REF}$: Control en Mode Voltatge

En aquest apartat es defineix el disseny del control del convertidor Boost. Primer el Mode de Control per Voltatge, seguit per el Mode de Control per Corrent i a continuació el Mode de Control de Peak.

8.2.1 Mode de Control per Voltatge

Per tal de controlar el convertidor Boost cal dissenyar un compensador per compensar les característiques d'origen natural de l'etapa de potència. El Mode de Control per Voltatge consta d'un laç tancat el qual sensa la tensió de la sortida (H_{VO}) i a continuació el compensador de voltatge anomenat OTA. Aquests dos blocs ens permeten obtenir el voltatge de compensació (fig. 37). Les definicions s'han obtingut de [7] i [13].

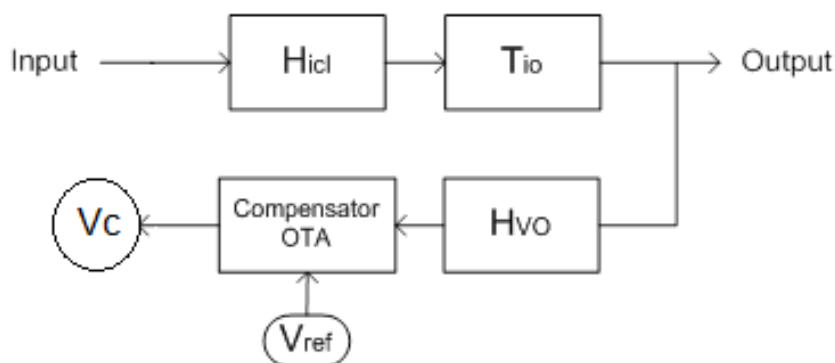


Fig. 36 Diagrama del Mode de Control de Voltatge

Perquè el sistema sigui estable s'ha de complir la condició (23).

$$\boxed{1 + H_{icl}(s) \cdot T_{io}(s) \cdot H_{vo}(s) \cdot OTA = 0} \quad (23)$$

On l'esquemàtic del Mode de Control de Voltatge (VCM) es mostra a continuació (fig. 38); format per una banda el sensat de tensió (H_{VO} definit com a $H1(s)$ també) i el compensador OTA Tipus II format per el el transductor de guany $H2(s)$ i els components OTA ($H3(s)$).

Confidencial per Lear Corporation

Fig. 37 Esquemàtic del Mode de Control de Voltatge

On:

$$H_{CCM}(s) = H1(s) \cdot H2(s) \cdot H3(s) \quad (24)$$

8.2.1.1 H1(s) - H_{V0}: El Sensat de Voltatge

El sensat de voltatge es necessari per a que el compensador pugui treballar correctament a tensions més baixes, ja que a 48V no es podria treballar amb els components electrònics usats. Es format per una resistència ($R_{1H_{V0}}$) i si afegeix una resistència ($R_{4H_{V0}}$) en paral·lel a un condensador ($C_{4H_{V0}}$) que actuen com a filtre RC necessari per aplanar el guany i millorar la resposta de fase en el rang de freqüències mitjanes.

El sensat de voltatge s'aplica tant al sensat de sortida com al de referència. D'aquesta forma, les dos senyals arriben amb les mateixes condicions al punt del compensador de voltatge. La funció de transferència obtinguda del sensat de voltatge, juntament amb el filtre RC és la equació (25).

$$H1_{VCM}(s) = \frac{R_{4_VCM}}{R_{1_VCM} \cdot R_{4_VCM} \cdot C_{4_VCM} + R_{1_VCM} + R_{4_VCM}} \quad (25)$$

On els valors definits van ser:

Confidencial per Lear Corporation

8.2.1.2 H2(s): Transductor de guany

Confidencial per Lear Corporation

(26)

8.2.1.3 H3(s): Compensador OTA

El compensador Tipus II consta de tres components (R1, C1 i C3), els quals estan involucrats en la determinació dels pols i zero, i les seves ubicacions són:

- **fp0** - Freqüència del pol 0: Origen
- **fz1** - Freqüència del zero 1 (27).

$$fz = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{2_VCM} \cdot C_{1_VCM} \cdot C_{3_VCM}} \quad (27)$$

- **fp1** - Freqüència del pol 1 (28).

$$fp = \frac{C_{1_VCM} + C_{3_VCM}}{2 \cdot \pi \cdot R_{2_VCM} \cdot C_{1_VCM} \cdot C_{3_VCM}} \quad (28)$$

On, la funció de transferència H3(s) s'obté operant (27) i (28).

$$H3_{VCM}(s) = \frac{1 + R_{2_VCM} \cdot C_{1_VCM} \cdot s}{(C_{3_VCM} + C_{1_VCM}) \cdot s + R_{2_VCM} \cdot C_{3_VCM} \cdot C_{1_VCM} \cdot s^2} \quad (29)$$

Després d'un intens estudi d'estabilitat, dissenyant múltiples controls fins a obtenir-ne el òptim segons les simulacions realitzades, es va obtenir el següent control amb els valors de resistències i condensadors.

Confidencial per Lear Corporation

On el control, defineix el següent diagrama de bode (fig. 39), en el qual es format per tres pols i un zero, els qual en la taula XVI es defineix la seva localització.

Confidencial per Lear Corporation

Fig. 38 Diagrama de Bode del VCM

Taula XII. **Ubicacions dels pols i zeros del VCM**

8.2.2 Mode de Control per Corrent

Per altra banda, s'afegeix el compensador de corrent i el sensat de la corrent de sortida que es multiplicada per la resistència de càrrega per poder obtenir corrent i no tensió (fig. 40). El llaç de corrent es format per dos blocs, el sensat de corrent (H_{CO}) i el Compensador Op-Amp, el qual la seva definició es definida en i [7] i [14].

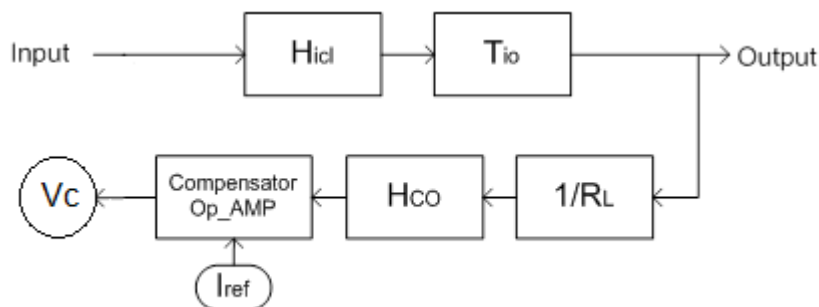


Fig. 39 Diagrama del Mode de Control de Corrent

Llavors, teòricament perquè el sistema sigui estable s'ha de complir la condició (30):

$$\boxed{1 + H_{icl}(s) \cdot T_{io}(s) \cdot H_{co}(s) \cdot Op_{Amp}(s) \cdot 1/RL = 0} \quad (30)$$

On l'esquemàtic del Mode de Control de Corrent (CCM) es mostra en la figura 41; format per una banda pel sensat de corrent (H_{CO}) i pel compensador Op-Amp Tipus II a la banda dreta.

Confidencial per Lear Corporation

Fig. 40 Esquemàtic del Mode de Control de Corrent

8.2.2.1 El Sensat de Corrent (H_{CO})

Per obtenir corrent, es divideix la tensió de sortida per la càrrega de sortida (R_{LOAD}). A continuació se li aplica el sensat de corrent i una resistència en sèrie (R_{SH}). A la funció, també se li afegeix una resistència (R_{PH}) en paral·lel a un condensador (C_{PH}) que actuen com a filtre RC necessari per aplanar el guany i millorar la resposta de fase en el rang de freqüències mitjanes.

El sensat de corrent s'aplica tant al corrent de sortida com al de referència. D'aquesta forma, les dos senyals arriben amb les mateixes condicions al punt del compensador de corrent.

Confidencial per Lear Corporation

Fig. 41 Remarcat el Sensat de Corrent (H_{CO})

La funció de transferència obtinguda del sensat de corrent, juntament amb el filtre RC és:

$$E_{\text{Gain}} = \frac{1}{R_{LOAD}} \cdot K_{\text{sensat}} \cdot \frac{R_{PH}}{R_{SH} \cdot R_{PH} \cdot C_{PH} \cdot s + R_{SH} + R_{PH}} \quad (31)$$

On els valors definits van ser:

Confidencial per Lear Corporation

8.2.2.2 El Compensador de Corrent Op-Amp, Tipus II

La figura 43 mostra un amplificador de compensació de Tipus II, que es implementat per dissenyar el llaç de corrent.

Confidencial per Lear Corporation

Fig. 42 Remarcat el compensador per al Control de Mode de Corrent

El compensador Tipus II consta de quatre components (R_1 , R_2 , C_1 i C_3), els quals estan involucrats en la determinació dels pols i zero, i les seves ubicacions són:

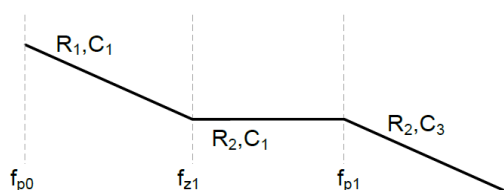


Fig. 43 Actuació dels components del compensador Tipus II

- **fp0** - Freqüència del pol 0: Origen
- **fz1** - Freqüència del zero 1

$$f_{z1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{2_CCM} \cdot C_{1_CCM}} \quad (32)$$

- **fp1** - Freqüència del pol 1

$$f_{p1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_{2_CCM} \cdot C_{3_CCM}} \quad (33)$$

Conjuntament (32) i (33), es forma la funció de transferència (34) per poder estudiar millor el compensador de corrent.

$$\text{Compensador } Op_Amp(s) = \frac{(1 + R_{2_CCM} \cdot C_{1_CCM} \cdot s)}{(C_{3_CCM} + C_{1_CCM}) \cdot R_{1_CCM} \cdot s + R_{1_CCM} \cdot R_{2_CCM} \cdot C_{3_CCM} \cdot C_{1_CCM} \cdot s^2} \quad (34)$$

Igualment que en el VCM, es va haver de fer un gran nombre de "loops" de treball, per obtenir un control estable i que complís amb els requeriments del treball. Finalment, els valors ideals per a les simulacions van ser:

Confidencial per Lear Corporation

I el diagrama de Bode obtingut, es mostra amb l'eina de Matlab (fig. 45).

Confidencial per Lear Corporation

Fig. 44 Diagrama de Bode del CCM

Taula XIII. **Ubicacions dels pols i zeros del CCM**

Confidencial per Lear Corporation

8.2.3 Mode de Control de Corrent de Pic

Un cop definits el compensadors de voltatge i de control, s'endinsa en el Mode de Control de Corrent de Pic. Els compensadors definits proporcionen la senyal V_{COMP} en cada instant (es recorda que treballa un o l'altre, mai treballaran els dos a l'hora). Llavors en aquest apartat s'explica el disseny dels diversos blocs que consta el PCCM (fig. 46)

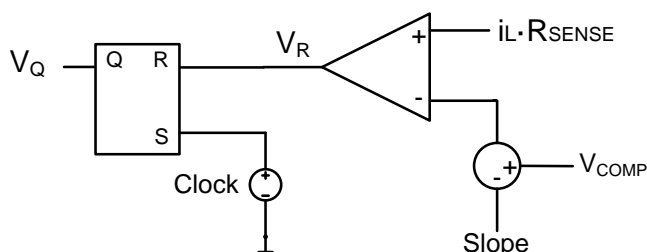


Fig. 45 Diagrama de blocs del PCCM

8.2.3.1 Sensat del corrent del inductor

Per sensar la intensitat del inductor, s'usen dos resistències externes:

- Resistència R_{SET} , s'ha de definir.
- Resistència de sensat R_{SEN} (també anomenada R_{SHUNT}) definida per l'equip de "High Power" en:

Confidencial per Lear Corporation

I internament al microxip proporciona la resta de components:

- Comparador CSA

Resistència de sensat $20K\Omega$, la qual es definida per *Confidencial per Lear Corporation*

En la figura 47, es mostra el sensat de la corrent del inductor, on la part remarcada en blau forma part del controlador d'Intersil.

Confidencial per Lear Corporation

Fig. 46 Sensat del corrent del inductor

On (Confidencial per Lear Corporation) adquireix el canal informació actual mitjançant la detecció del senyal de voltatge a través de la resistència de detecció (R_{SEN}). A causa de que la tensió tant a l'entrada positiva i l'entrada negativa de l'amplificador de detecció de corrent (CSA) són obligat a ser iguals, el voltatge a través R_{SET} és equivalent a la caiguda de voltatge a través del resistor R_{SEN} . El corrent resultant en el passador I_{SENXP} és proporcional al corrent del canal, I_L [11].

La equació 35 defineix el sensat de corrent:

$$I_{SEN} = \frac{R_{SEN}}{R_{SET}} \cdot I_L \quad (35)$$

8.2.3.2 Slope

El senyal de la rampa que ens permet realitzar el PCCM, s'ha d'analitzar per tal que respecti els límits fixats per microxip.

L'aspecte a estudiar serà la seva amplitud, ja que es la que directament determina la seva rampa, i per tant, determina el punt en que el comparador detecta que el senyal de "slope" i el del sensat del corrent del inductor són iguals.

8.2.3.3 Disseny del Mode de Control de Pic de Corrent

En la figura 48 es mostra (Confidencial per Lear Corporation). La part del Mode de Control de Corrent de Pic es la remarcada en blau (la figura 47 mostra el inici del sensat). Diu que es duplica per cada canal, per tant en aquest projecte es duplica per les n fases en interleaving del convertidor Boost.

Confidencial per Lear Corporation

Fig. 47 Esquema del Intersil ISL78225

Confidencial per Lear Corporation. Per tant, s'han de realitzar una sèrie de càlculs per determinar els correctes valors del sensat, que ens garanteixin que $V_{COMP} < 3,5V$.

Llavors, s'estudia el pitjor cas, en que V_{COMP} obtindrà el seu valor màxim, per tant, serà el que es definirà a 3,5V.

Confidencial per Lear Corporation

En dos fases, es quan més corrent circula per cada inductor, per tant, es quan el sensat serà més gran que qualsevol altre cas.

Confidencial per Lear Corporation

Fig. 48 Punts de treball del convertidor Boost 12-48V

El següent diagrama (fig. 50) es sobre el Mode de Control de Pic i mostra la manera d'estudiar els senyals V_{COMP} (blau), la "slope" (negre) i el del sensat de corrent (vermell) i la suma dels dos en verd [19].

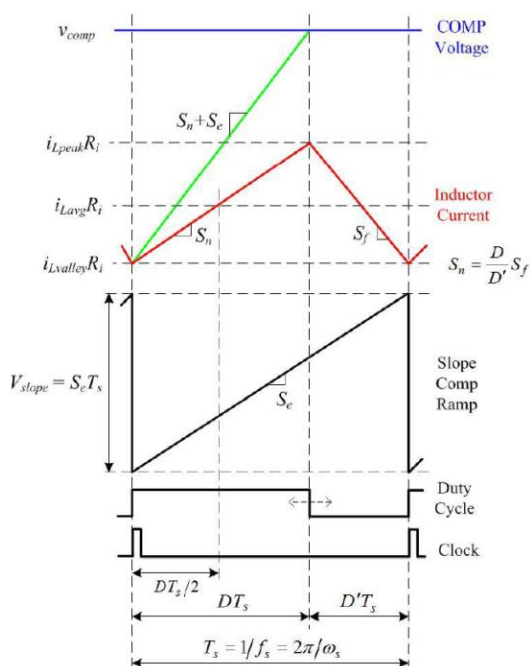


Fig. 49 Diagrama del Mode de Control de Corrent de Pic

Del diagrama, s'extreu la següent equació (36).

$$V_{COMP} = i_{Lavg} \cdot R_i + 0.5 \cdot S_n \cdot D \cdot T_S + V_{SLOPE} \cdot D \tag{36}$$

On defineix R_i com el sensat de corrent i la amplitud de la rampa (V_{SLOPE}). En la equació no estan determinats ni V_{SLOPE} ni R_i , per tant, es substitueix el valor de l'amplitud per:

$$V_{SLOPE} > \frac{1}{2} \cdot T_S \cdot \frac{V_{OUT} - V_{IN}}{L} \cdot R_i \tag{37}$$

Es redefineix la equació principal:

$$V_{COMP} = \frac{I_{IN}}{phases} \cdot R_i + 0.5 \cdot \frac{V_{IN}}{L} \cdot R_i \cdot D \cdot T_S + \frac{1}{2} \cdot T_S \cdot \frac{V_{OUT} - V_{IN}}{L} \cdot R_i \cdot D \tag{38}$$

Es substitueixen els valors:

$$3.30V = \left(\frac{210}{2}\right) \cdot R_i + \left(0.5 \cdot \frac{7}{3,5\mu} \cdot 0.8654 \cdot \frac{1}{120.000}\right) \cdot R_i + \left(\frac{1}{2} \cdot \frac{1}{120.000} \cdot \frac{54-7}{3,5\mu} \cdot 0.8654\right) \cdot R_i \quad (39)$$

I si s'aïlla, s'obté el guany del sensat:

$$R_i = 0.0204 \quad (40)$$

Llavors, el microxip, defineix R_i com:

$$R_i = 20k\Omega \cdot \frac{R_{SET}}{R_{SEN}} \quad (41)$$

I s'obté la resistència del sensat:

$$\underline{\text{Confidencial per Lear Corporation}} \quad (42)$$

En aquest punt, es torna a aplicar la equació de la amplitud (38), per obtenir-ne el seu valor.

$$V_{SLOPE} > 1.092 \quad (43)$$

Finalment, s'escullen valors comercials de resistències, concretament la serie E24, que disposen d'una major disponibilitat i un cost econòmic menor.

Taula XIV. **Valors de resistències comercials E24**

E24 series (tolerance 5% and 1%)					
10	11	12	13	15	16
18	20	22	24	27	30
33	36	39	43	47	51
56	62	68	75	82	91

S'escull una resistència de:

Confidencial per Lear Corporation

8.2.3.4 Funcionament del Mode de Control de Corrent de Pic

Tot aquest apartat és confidencial per Lear Corporation

8.3 Sistema complet: Convertidor Boost i llaços de control

Un cop definit els òptims Modes de Control de Voltatge i Corrent, mitjançant les simulacions en les eines PSIM, MathCAD i Matlab, es mostra a continuació com els dos Modes de Control s'adapten al convertidor per tal de garantir la seva estabilitat.

En aquest cas, s'il·lustren els diagrames de bode de l'eina Matlab, ja que permet visualitzar la col·locació dels pols i zeros, amb els valors següents:

Confidencial per Lear Corporation

8.4 El "Trade-off" del Convertidor Boost amb el llaç intern en Mode de Control de Pic

La principal dificultat del convertidor Boost amb el llaç intern de corrent amb el Mode de Control de Pic, es troba en dissenyar un control que sigui estable i a l'hora ràpid. Això es deu a que existeix un "trade-off" entre l'estabilitat i la velocitat del sistema en qüestió. El "trade-off" es pot visualitzar tal i com reflexa com una balança, on per una banda hi ha la velocitat i per l'altra la estabilitat; per tant, si augmentem el marge de guany, es perd velocitat i igualment si es vol augmentar la freqüència de tall es perd estabilitat.

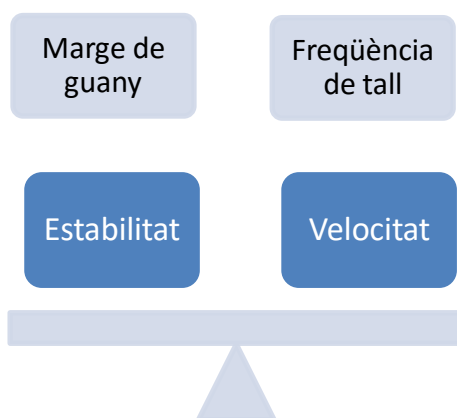


Fig. 50 Balança que simbolitza el "trade-off" del convertidor Boost treballant en PCCM

Confidencial per Lear Corporation

9 Requeriments en les línies de la entrada i la sortida del convertidor Boost

Tots els requeriments del client són confidencials per Lear Corporation

10 Validacions experimentals

10.1 Lloc de treball i objectius

Les validacions experimentals es van dur a terme al laboratori de High Power de l'empresa (figura 95). Les eines usades van ser:

- Prototip Convertidor Buck-Boost DC-DC 48-12V.
- Plataforma PC. Amb un panell SW dissenyat per l'empresa per comunicar-se amb el convertidor Buck-Boost.
- Font d'alimentació.
- Càrrega electrònica, per realitzar les pertorbacions de càrrega.
- Comunicació via CAN.
- Oscil·loscopi.
- Analitzador de Xarxes [20].

Confidencial per Lear Corporation

Fig. 51 Lloc de treball on es van dur a terme les validacions experimentals

Els objectius de les validacions experimentals consistien en:

- Que el convertidor Buck-Boost treballés correctament.
- Verificar els llaços de control dissenyats i simulats (VCM, CCM i PCCM).
- Que el convertidor treballi en la seva màxima potència: 3000W.

Tal com s'ha dit anteriorment, per realitzar les validacions, es disposava d'un prototip del convertidor Buck-Boost 48-12V (figura 96 i 97), creat pel equip de High Power. On primer, es va haver de validar el convertidor Buck-Boost 48-12V sencer, ja que era el primer prototip dissenyat i tenia alguns errors, que no permetien que funcionés correctament.

Tots els test i revisions es van fer amb el suport del tutor, l'Eladi, ja que per realitzar les validacions, s'havia de tenir un coneixement de tot el convertidor, i l'estudiant, en un inici, tant sols coneixia els llaços del convertidor Boost en detall.

Confidencial per Lear Corporation

Fig. 52 Cara TOP del prototip del convertidor Buck-Boost DC-DC 48-12V

Confidencial per Lear Corporation

Fig. 53 Cara BOTTOP del prototip del convertidor Buck-Boost DC-DC 48-12V

10.2 "Reworks" en el convertidor

Aquest apartat és confidencial per Lear Corporation

10.3 Validacions experimentals del Mode de Control de Voltatge

Un cop solucionats tots els problemes, es va poder aprofundir en el disseny dels dos Modes de Control, el de Voltatge i el de Corrent, juntament amb el Mode de Control de Corrent de Pic.

Confidencial per Lear Corporation

10.4 Validacions experimentals en Mode de Control de Corrent

Lamentablement les validacions experimentals del Mode de Control de Corrent no es van poder realitzar, principalment perquè durant el conveni no hi va haver suficient temps. Tot i que per part de l'alumne i el tutor (Eladi Homedes) es va realitzar un gran esforç i treball en la fase de validacions, van anar sorgint diversos problemes, tant en el hardware ("reworks" que s'havien de solucionar mostrats en l'Annex 5) com en el software del dispositiu (el qual estava fora del nostre coneixement, ja que el va dissenyar un altre departament de l'empresa).

Aquest problemes van causar diversos retards en la planificació del projecte, el qual van afectar a la validació del llaç de corrent.

11 Conclusions i "next steps"

El projecte del Màster d'Enginyeria Industrial realitzat a l'empresa Lear Corporation, a permès al alumne adquirir amplis coneixements d'electrònica i alhora començar a endinsar-se al món laboral. Durant la realització del treball, es van complir amb totes les especificacions definides a la planificació inicial, excepte la validació del Mode de Control de Corrent al prototip, per causes alienes al equip, tal i com s'explica al apartat 10.4.. Com a resultat de la investigació dels diversos modes de control mostrats en el projecte (Mode de Control de Corrent, de Voltatge i de Corrent de Pic), es pot concloure que són un bon mètode per tal d'aconseguir una bona estabilitat i suficient rapidesa en el sistema.

Un dels grans reptes va ser aconseguir que el disseny dels llaços de control complissin amb els requeriments del client. El "trade-off" que existeix entre la estabilitat i la velocitat del llaç, a causa del zero RHP del convertidor Boost amb el llaç intern de corrent en PCCM, dificulta molt dissenyar un sistema estable i ràpid. Per això, es van haver de simular una gran quantitat de Modes de Control (més de 30 entre VCM i CCM), per tal d'obtenir-ne els òptims, que garanteixen el compliment dels 13 requeriments de client

Un cop realitzades les simulacions pertinents del convertidor Boost i els seus llaços de control, es van iniciar les validacions experimentals al laboratori de High Power de la Lear Corporation Valls. El principal repte, i un dels més difícils del projecte, va ser que el prototip del convertidor funcionés correctament, ja que, com que es tractava d'un primer prototip, van sorgir diversos problemes les primeres setmanes de validacions, mostrats al Annex 5.

Un cop verificat que la planta del convertidor Boost treballava adequadament, es va poder focalitzar en la validació dels llaços de control definits per l'alumne. Una de les grans satisfaccions va ser que al primer moment de provar el disseny definit en el disseny, va resultar que permetia que el convertidor fos estable, tot i que era lent (aquest fet reflexa la bona feina feta en el disseny i la robustesa en les simulacions). Per tant, es van haver de fer petits canvis, per tal de garantir que el llaç de control de voltatge, fos més ràpid i alhora continués sent estable. Per altra banda, també es va aconseguir que el convertidor treballés a la seva màxima potència (3000W).

El següent pas a seguir en el projecte seria realitzar les validacions del Mode de Control de Corrent. Per altra banda, es podria estudiar un altra forma de realitzar el llaç intern de corrent al convertidor Boost DC-DC; en aquest projecte s'usa el Mode de Control de Corrent de Pic el qual té múltiples avantatges, tanmateix imposa el "trade-off" entre velocitat i estabilitat que dificulta molt el disseny. Per tant, es proposa estudiar el "Mode de Control de Corrent Mitjana", per tal de si es pot millorar el treball a l'hora de dissenyar els modes de control, ja que com a principal avantatge respecte el PCCM, es que no hi és present el zero RHP.

12 Referències

- [1] Pàgina web de Lear Corporation, disponible en: <http://www.lear.com/>
- [2] "Evaluation of Regulation 443/2009 and 510/2011 on the reduction of CO₂ emissions from light-duty vehicles", study contract nº 071201/2013/664487/ETU/CLIMA.C.2, 8 d'abril de 2015, pp. 8, disponible en:
http://ec.europa.eu/clima/policies/transport/vehicles/docs/evaluation_ldv_co2_regs_en.pdf
- [3] The international council of clean transportation "EU CO₂ emission standards for passenger cars and light-commercial vehicles", Gener 2014, pp. 9, disponible en:
http://www.theicct.org/sites/default/files/publications/ICCTupdate_EU-95gram_jan2014.pdf
- [4] Malte Juypers "Application of 48 Volt for Mild Hybrid Vehicles and High Power Loads" Delphi Automotive, Gener 2014, pp. 1-2
- [5] Magí Margalef Boquera i Adrià Marcos Pastor "Control digital mitjançant Opal-RT de 4 convertidors boost en interleaving per la correcció del factor de potència.", URV, Setembre 2013, pp. 3-7.
- [6] M. Hewitson "Digital vs Analogic control" GEO ISC Meeting, Hannover, Febrer 2010, disponible en:
http://www.aei.mpg.de/~hewitson/presentations/presentations_2010/files/digi_analog_control.pdf
- [7] SW. Lee "Demystifying Type II and Type III Compensators Using OpAmp and OTA for DC/DC Converters" Texas Instruments, SLVA662, Juliol 2014, pp. 1-7, disponible en:
<http://www.ti.com/lit/an/slva662/slva662.pdf>
- [8] A. Bruce Carlson "Circuitos" S.A. Ediciones Paraninfo, 2001
- [9] N. Kondrath and M.K. Kazimierczuk "Control-to-output transfer function of peak current-mode controlled PWM DC-DC boost converter in CCM", Electronics Letters 18 d'Agost 2011 Vol.47 No. 17
- [10] Marian K. Kazimierczuk "Pulse-width Modulated DC-DC Power Converters" Wright State University, Dayton, Ohio, USA
- [11] Intersil, "4-Phase Interleaved Boost PWM Controller with Light Efficiency Enhancement", ISL78225 Datasheet, disponible en:
<http://www.intersil.com/content/dam/Intersil/documents/isl7/isl78225.pdf>
- [12] Ra Ximhai "Diseño y consideraciones de un lazo de compensación para el convertidor tipo Boost (elevador) cd-cd controlado en modo de voltatge", Vol1, Número 2. Universidad Autónoma Indígena de Mexico, Agost 2005
- [13] SW. Lee "Practical Feedback Loop Analysis for Voltatge-Mode Boost Converter" Texas Instruments, SLVA663, Gener 2014
- [14] SW. Lee "Practical Feedback Loop Analysis for Corrent-Mode Boost Converter" Texas Instruments, SLVA636, Març 2014
- [15] Massachusetts institute of technology department of mechanical engineering "Understanding Poles and Zeros" 2.14 Analysis and Design of Feedback Constro Systems
- [16] Stephane Tavernier and Samuel Equoy "Design and Characterization of an E-booster Driven by an High Speed Brushless DC Motor" SAE International, 2013
- [17] T.Grote, H: Figge, N.Fröhleke, J. Böcker "Adaptive Digital Slope Compensation for Peak Current Mode Control" Universitat de Paderborn, Power Electronics and Electric Dives, Alemanya
- [18] Hong Yao "Modeling and design a current mode control of Boost converter" Degree of Master of Science, Colorado State University, Fort Collins, Colorado, 2012
- [19] Timothy Hegarty "Corrent-Mode Control Stability Analysis For DC-DC Converters" Texas Instruments, Tucson, Ariz, Juny 2014
- [20] Agilent Technologies "Evaluating DC-DC Converters and PDN with the E5061B LF-RF Network Analyzer"

- [21] "Pre-Amplificador de potencia basado en conexión paralela de convertidores DC-DC para reducción de rizados de corriente e incremento de eficiencia" Revista facultat Enginyeria de la Universitat de Antioquia, nº 60, Medellín, Octubre/Desembre 2011, disponible en:
http://www.scielo.org.co/scielo.php?script=sci_arttext&pid=S0120-62302011000400021
- [22] Adrià Marcos Pastor "Design and control of battery charger for electric vehicles" Doctoral thesis, Universitat Rovira i Virgili, Tarragona 2015