



UNIVERSITAT POLITÈCNICA DE CATALUNYA
BARCELONATECH
Escola d'Enginyeria de Barcelona Est

TREBALL FI DE GRAU

Grau en Enginyeria Electrònica Industrial i Automàtica

**DISSENY D'UN CONVERTIDOR ESTÀTIC D'ENERGIA
ELÈCTRICA VIA PIL (PROCESSOR IN THE LOOP)**



Volum I: Memòria Tècnica

Autor: Alejandro Clemente León
Director: Robert Piqué Lopez
Convocatòria: Juny 2018



Resum

Aquest treball tracta sobre la realització d'un convertidor estàtic d'energia elèctrica, per al processament energètic en una microxarxa, mitjançant el procés *PIL (Processor In the Loop)*. Per a realitzar el disseny de la microxarxa, s'ha estudiat els diferents components que formen part de la mateixa, presentant una estructura formada per un bloc de generació elèctrica, seguit dels dispositius encarregats del emmagatzematge d'energia que venen governats pels convertidors estàtics d'energia elèctrica.

Per tal de poder validar el correcte funcionament del sistema es pretén realitzar el disseny físic d'un convertidor que pugui ser controlat a partir de l'entorn de simulació *PSIM* mitjançant la tècnica *PIL*. Per tal de poder realitzar la supervisió i control del mateix és necessari l'ús del *DSP (Discrete-time Signal Processor, Digital Signal Processor)* que permet controlar el sistema a partir dels paràmetres que es troben introduïts a les diferents simulacions realitzades amb el programa *PSIM* que disposa de la llibreria on es troba aquest dispositiu. D'aquesta forma es pot realitzar un estudi en temps real del comportament del convertidor realitzat.

També es pretén comparar diferents mètodes de simulació que existeixen per a modelitzar sistemes energètics com els convertidors.

Cal destacar la metodologia utilitzada per al control dels convertidors, destacant el control per inversió de fàcil implementació un cop es té realitzada la modelització energètica i estructural del sistema. Per a realitzar aquesta modelització s'empra la tècnica de la *REM (Representació Energètica Macroscòpica)*.

Resumen

Este trabajo trata sobre la realización de un convertidor estático de energía eléctrica, para el procesamiento energético en una microred, mediante el proceso *PIL* (*Processor In the Loop*). Para realizar el diseño de la microred, se han estudiado los diferentes componentes que forman parte de la misma, presentando una estructura formada por un bloque de generación eléctrica, seguido de los dispositivos encargados del almacenamiento de energía que vienen gobernados por los convertidores estáticos de energía eléctrica.

Para poder validar el correcto funcionamiento del sistema se pretende realizar el diseño físico de un convertidor que pueda ser controlado a partir del entorno de simulación *PSIM* mediante la técnica *PIL*. Para poder realizar la supervisión y control del mismo es necesario el uso de la *DSP* (*Discrete-time Signal Processor, Digital Signal Processor*) que permite controlar el sistema a partir de los parámetros que se encuentran introducidos en las diferentes simulaciones realizadas con el programa *PSIM*, que dispone de la librería donde se encuentra este dispositivo. De esta forma se puede realizar un estudio en tiempo real del comportamiento del convertidor realizado.

También se pretende comparar diferentes métodos de simulación que existen para modelizar sistemas energéticos como los convertidores.

Cabe destacar la metodología utilizada para el control de los convertidores, destacando el control por inversión de fácil implementación una vez se tiene realizada la modelización energética y estructural del sistema. Para realizar esta modelización se emplea la técnica *REM* (*Representación Energética Macroscópica*).

Abstract

This project deals with the realization of a static electric power converter, for energy processing in a microgrid, by means of the *PIL (Processor In the Loop)* process. To carry out the microgrid's design, it has been studied the different components that are part of it, presenting a structure formed by a block of electrical generation, followed by devices in charge of energy storage that are governed by static electric energy converters.

In order to validate the correct functioning of the system, the physical design of a converter that can be controlled from PSIM's simulation environment using *PIL* technique is intended. To be able to carry out the supervision and control of the same one, it is necessary to use a *DSP (Discrete-time Signal Processor, Digital Signal Processor)* that allows to control the system from the parameters that are introduced in the different simulations carried out with *PSIM* program which has the library where this device is located. In this way, a study in real time of the realized converter's behavior can be carried out.

It also aims to compare different simulation methods that exist to model energy systems such as converters.

It is worth noting the methodology used to control the converters, highlighting the control for investment that is easy to implement once the energy and structural modeling of the system has been carried out. To make this modeling the technique of the Macroscopic Energy Representation (*REM*) has been used.



Agraïments

Als meus pares, sense els quals no podria haver realitzat aquest treball ni haver cursat aquesta carrera universitària. Han estat al meu costat i m'han permès poder créixer com a persona. Sempre els agrairé tot el que han fet per mi pensant en el meu futur.

Als amics i companys que he conegut a la universitat i que m'han ajudat durant aquests quatre anys de grau. En especial al Eric, amb el qual he compartit grans estones tant dintre com fora de la universitat, i a Julieta, qui m'ha ajudat en tot moment durant aquest darrer any, estant al meu costat quan he necessitat qualsevol tipus d'ajuda o consell tant a nivell acadèmic com personal.

Al director d'aquest treball, en Robert Piqué, per oferir-me la possibilitat de realitzar un treball obert, així com el material que he necessitat per a dur a terme.

Als professors Herminio Martínez i Francisco Casellas, per haver compartit el seu temps i coneixements amb mi en la realització del projecte facilitant-me components i les eines que he necessitat. També agraeixo al Joan Puig, del laboratori E3PACS, la seva ajuda i disposició quan ho he necessitat.

Per últim, a la meva família i amics que m'han recolzat tot el temps.



Glossari

ADC: *Analog to Digital Converter.*

CCS: *Code Composer Studio*

DSP: *Digital Signal Processor*

EMR: *Energetic Macroscopic Representation.*

HIL: *Hardware In the Loop*

IPM: *Intelligent Power Module.*

MCC: *Mode Conducció Continu*

MCD: *Mode Conducció Discontinu*

PI: *Proportional-Integral (regulador)*

PID: *Proportional-Integral-Derivative (regulador).*

PIL: *Processor In the Loop*

PSIM: *Software de disseny i simulació d'electrònica de potència.*

PWM: *Pulse-Width Modulated (signal).*

RLC : *Resistor-Inductor-Condensator*

SGD: *Sistema de Generació Distribuïda*

Índex

RESUM	I
RESUMEN	II
ABSTRACT	III
AGRAÏMENTS	V
GLOSSARI	VII
1. PREFACI	13
1.1. Origen del treball	13
1.2. Motivació.....	13
1.3. Requeriments previs.....	14
2. INTRODUCCIÓ	15
2.1. Objectius del treball.....	15
2.2. Abast del treball	16
3. DISTRIBUCIÓ ENERGÈTICA	19
4. CONVERTIDORS ESTÀTICS D'ENERGIA	21
4.1. Funcionament dels Convertidors CC-CC.....	24
4.2. Convertidor CC-CC reductor.....	25
4.2.1. Modelització basada en el balanç energètic	26
4.2.2. Modelització a l'espai d'estat.....	29
4.2.3. Càlcul de components	37
4.3. Convertidor CC-CC elevador.....	41
4.3.1. Modelització basada en el balanç energètic	41
4.3.2. Modelització a l'espai d'estat.....	45
4.3.3. Càlcul de components	52
5. CONTROL DE CONVERTIDORS	54
5.1. Mètodes de control	57
5.1.1. Control en mode de tensió.....	59
5.1.2. Control en mode de tensió amb histèresi	61

5.1.3.	Control en mode de lliscament	63
5.1.4.	Control per corrent	66
5.2.	Taula comparativa	70
5.3.	Controls escollits.....	71
5.3.1.	Compensadors	72
5.4.	Control del convertidor estàtic aïllat.....	82
6.	REPRESENTACIÓ ENERGÈTICA MACROSCÒPICA	85
6.1.	Principis de la <i>REM</i>	85
6.2.	Elements constituents de la <i>REM</i>	88
6.2.1.	Part energètica.....	89
6.2.2.	Part de Control.....	91
7.	DETERMINACIÓ DELS COMPONENTS I PÈRDUES	93
7.1.	Inductor i Condensador.....	93
7.1.1.	Convertidor reductor	93
7.1.2.	Convertidor elevador	97
7.1.3.	Valors escollits.....	100
7.2.	Transistors.....	100
7.3.	Pèrdues i càlcul del dissipador	102
8.	CONVERTIDOR REDUCTOR	105
8.1.	Control per tensió.....	105
8.2.	Control per inversió.....	111
9.	CONVERTIDOR ELEVADOR	121
9.1.	Control per corrent.....	121
9.2.	Control per inversió	123
10.	SIMULACIONS	128
10.1.	Convertidor reductor.....	128
10.1.1.	Llaç obert.....	129
10.1.2.	Llaç obert amb Soft Start	131
10.1.3.	Control per mode de tensió	133
10.1.4.	Control per mode de tensió amb compensador	134
10.1.5.	Control per mode de corrent	136
10.1.6.	Control per inversió	138
10.1.7.	Control amb valors reals.....	144
10.2.	Convertidor elevador	147

10.2.1. Llaç obert.....	147
10.2.2. Control per mode de corrent	149
10.2.3. Control per inversió	156
11. SUPERCONDENSADOR	159
11.1. Paràmetres	159
11.2. Estats de funcionament.....	160
11.3. Obtenció de la capacitat.....	162
11.4. Energia, potència i eficiència.....	164
11.5. Circuit equivalent	166
11.5.1. Circuit RC sèrie	167
11.5.2. Circuit RC paral·lel.....	168
11.5.3. Circuit doble branca RC	168
11.5.4. Circuit branca RC en sèrie amb condensador i resistència	169
11.6. Supercondensador real	170
12. DISSENY BASAT EN MODELS	176
12.1. Motiu de l'ús del DSP.....	176
12.2. Model-V per al desenvolupament de sistemes	178
12.2.1. Model en el llaç – MIL.....	178
12.2.2. Software en el llaç – SIL	179
12.2.3. Processador en el llaç – PIL	179
12.2.4. Hardware en el llaç – HIL.....	179
12.2.5. Taula comparativa	180
13. IMPLEMENTACIÓ	181
13.1. Hardware	181
13.1.1. Elements passius.....	182
13.1.2. Transistors.....	183
13.1.3. Drivers	183
13.1.4. Fonts i Generadors de funcions	184
13.1.5. Procés de construcció.....	184
13.2. Software-DSP	187
13.2.1. Discretització dels convertidors	193
13.3. Tractament de senyals.....	199
13.3.1. Senyals digitals	199
13.3.2. Senyals analògics	200
13.4. Banc de treball	200

14. RESULTATS EXPERIMENTALS	201
14.1. Transistors i Drivers	201
14.2. Convertidor Reductor.....	203
14.2.1. Llaç obert a baixa tensió	203
14.2.2. Llaç obert.....	211
14.2.3. Llaç tancat	216
14.3. Convertidor Elevador	229
14.3.1. Llaç obert a baixa tensió	229
14.3.2. Llaç obert.....	233
14.3.3. Llaç tancat	236
14.4. Supercondensador	240
14.5. Fotografies tèrmiques	243
CONCLUSIONS	247
TREBALL FUTUR	250
BIBLIOGRAFIA	253

1. Prefaci

En el present treball es pretén realitzar l'estudi i el disseny d'un convertidor estàtic d'energia elèctrica per a poder emprar-lo com a element de suport d'una microxarxa.

1.1. Origen del treball

Realitzant les assignatures d'electrònica analògica i electrònica de potència vaig aprendre coneixements sobre els convertidors i el seu funcionament, així com també dels diferents tipus de controls que existeixen per als mateixos. Vaig entendre la importància dels convertidors d'energia elèctrica, així com també totes les aplicacions que tenen. Per aquesta raó, i sabent de la existència del laboratori E3PACS de la universitat, vaig introduir-me en el disseny de convertidors estàtics d'energia elèctrica.

D'aquesta forma em van oferir la possibilitat de realitzar un convertidor per tal de poder emprar-ho en la càrrega d'un supercondensador. Amb això es pot realitzar una petita branca del que seria la microxarxa en el bus de contínua, de tal forma que a partir d'una tensió més o menys elevada, la podria emprar en les condicions adequades a partir del convertidor dissenyat per tal de carregar un supercondensador.

1.2. Motivació

Un dels primers factors que m'ha impulsat a voler realitzar el disseny complet d'un convertidor estàtic d'energia elèctrica ha estat el fet de no haver pogut implementar mai físicament un convertidor, només havent-lo estudiat de forma teòrica i simulada.

Un altre dels factors ha estat el poder estudiar i implementar diferents controls sobre el convertidor físic i poder veure com efectivament s'adapta als paràmetres que s'introdueixen al mateix. D'aquesta forma volia aprofundir en entendre el comportament dels convertidors estàtics i poder escollir el millor per al convertidor dissenyat.

1.3. Requeriments previs

Per a realitzar aquest projecte han estat necessaris els coneixements adquirits a les assignatures “Electrònica de Potència” i “Instrumentació Electrònica”, els quals m’han permès tenir un punt de partida en el treball i aprofundir i ampliar en els resultats a mesura que s’ha anat avançant en el mateix. També el coneixement de l’entorn de simulació *PSIM* tant per a realitzar les simulacions pròpies dels circuits dissenyats, com per a la posterior codificació i càrrega de codi a la *DSP* que permet controlar el convertidor ha estat de molta utilitat.

2. Introducció

Actualment, la majoria de dissenys electrònics són simulats prèviament abans de realitzar el disseny físic per tal de poder veure i garantir que el sistema es comporta correctament i el funcionament que duu a terme és l'adequat. Dintre de totes les grans eines que existeixen avui dia per a realitzar aquests estudis simulats, sense dubte PSIM® és dels programes "softwares" més utilitzats.

PSIM està dissenyat específicament per a la simulació de dissenys d'electrònica de potència, controlador de motors així com sistemes de conversió d'energia electró-mecànica. Entre algunes de les seves característiques destaquen la seva interfície fàcil d'utilitzar, així com un sistema de simulació molt robust i ràpid. Per aquesta raó, per al disseny de convertidors estàtics d'energia s'empra aquest programa que permet realitzar el disseny d'aquests sistemes de forma eficient i ràpida permetent tenir una determinació directa sobre el seu control.

Un dels avantatges que té *PSIM* es que genera automàticament el codi de programació en llenguatge C que serà implementat en els mòduls *DSP*. Els mòduls *DSP* són processadors la funció dels quals es processar i representar senyals analògics en temps real. Una de les característiques d'aquests components es que treballen amb senyals digitals, per la qual cosa necessita d'un convertidor analògic/digital a la seva entrada, així com un convertidor digital/analògic a la seva sortida que permet la representació de senyals analògiques.

Mitjançant els mòduls *DSP* i tenint un circuit físic com pot ser un convertidor, es possible realitzar el seu control a partir dels paràmetres que formen part de la simulació del mateix, i d'aquesta forma, veure com es comporta el circuit físic en temps real realitzant dintre de la plataforma de simulació.

2.1. Objectius del treball

El principal objectiu d'aquest treball es poder realitzar un convertidor estàtic d'energia elèctrica que operi correctament i estigui controlat per la *DSP*, per a poder-lo emprar per a la càrrega d'un supercondensador. Es pretén realitzar el disseny tant a nivell de *Hardware* com de *Software* dels convertidors escollits.

Un altre objectiu es poder implementar la tècnica *PIL* com a metodologia per controlar i determinar si els convertidors dissenyats operen correctament.

És important també destacar l'aprenentatge de la representació energètica macroscòpica. Amb aquesta tècnica, es poden presentar els sistemes dissenyats.

2.2. Abast del treball

Per aconseguir els objectius proposats és necessari seguir un ordre en la metodologia realitzada dividint el treball en diferents parts.

Primerament cal realitzar l'estudi dels convertidors estàtics d'energia, posant èmfasi en el seu control i funcionament, així com en els components que formen part dels mateixos. Gràcies a aquest estudi, es pot decidir quins sistemes de control s'implementaran en el disseny final, i quins es poden descartar del mateix.

Per a la realització de l'estudi del funcionament dels convertidors que permet determinar les expressions dels components que en formen part, s'han realitzat diferents metodologies d'estudi en fort senyal. En aquest treball les metodologies emprades són dues: la basada en el compliment del balanç energètic i la modelització en l'espai d'estat.

Un cop es tenen els convertidors modelitzats, la següent tasca és el càlcul dels components necessaris per al seu disseny, de forma que es busquen aquells components que compleixen correctament amb les característiques dels diferents convertidors. Els convertidors estàtics escollits són els convertidors de contínua de topologia reductora i elevadora. Amb la realització de dos convertidors, es pretén poder rendibilitzar al màxim els components emprats, de tal forma que a partir dels disponibles al laboratori E3PACS, es puguin utilitzar tant per a la topologia reductora com per a la elevadora.

Un cop es tinguin realitzats els dissenys dels convertidors, el següent pas és realitzar les simulacions adients dels sistemes en llaç obert per tal de garantir que amb els components escollits, tots dos convertidors són capaços de funcionar correctament al rang de treball especificat. Aquest pas és crític degut a que l'entorn *PSIM* empra components que són aproximacions dels components reals, podent establir els paràmetres més característics dels mateixos i que es poden extreure dels *datasheets* dels fabricants.

Quan ja ha estat comprovat de forma simulada el correcte funcionament dels convertidors en sistema obert, el següent pas és implementar els seus respectius controls i simular-los per tal de veure si és necessari canviar algun component o adaptar millor els paràmetres de control.

Seguidament, amb el disseny de la etapa de potència i de la etapa de control simulada i verificat el seu correcte funcionament, es passa a la implementació del sistema físic.

Un cop es comprovi que els convertidors dissenyats i implementats físicament operen correctament, es procedirà a la implementació del codi generat per *PSIM* sobre la *DSP*. Per a dur a terme aquest pas, serà necessari emprar l'eina que introdueix el codi a la *DSP* i la deixa operativa.

Aquest entorn intermedi entre la generació de codi i la implementació del mateix sobre la targeta de control és el *CCS (Code Composer Studio)*.

Finalment, un cop els convertidors estiguin operatius amb els seus respectius controls, es procedirà a emprar-los per a carregar el supercondensador, del qual es realitzarà un estudi per a poder determinar el seu funcionament, així com les característiques més importants del mateix.

Amb tot, es tindrà el disseny del que serà una petita branca d'una microxarxa que permet carregar el supercondensador a partir de l'energia procedent d'un dels dos convertidors dissenyats, sent en alguns casos la topologia elevadora la que es farà servir, i en altres la reductora.

3. Distribució energètica

Actualment l'arquitectura fonamental de la xarxa elèctrica està canviant. Les tendències actuals indiquen que les xarxes de distribució estan experimentant una transformació cap a les de corrent continu (DC) tant a nivell de generació com de consum. Degut a això és necessari un canvi de paradigma en la distribució de l'energia elèctrica, tenint aquesta una arquitectura vertical i unidireccional en la seva operació (*Generació-Transmissió-Distribució*).

A la següent figura es mostra visualment la distribució de l'energia elèctrica tradicional.

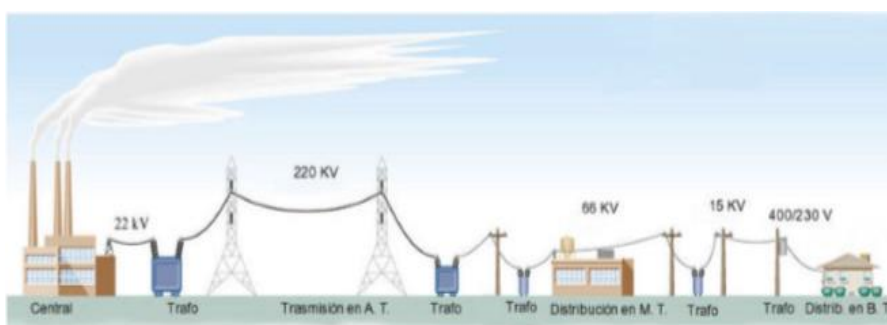


Fig 3.1: Sistema tradicional de distribució d'energia (Font [1]).

La importància de l'ús d'energies renovables introduint fonts netes i pràcticament inesgotables i acabar amb la dependència dels combustibles fòssils fa que sigui necessari la descentralització de la distribució energètica conformada per grans centrals elèctriques que distribueixen l'electricitat en corrent altern (AC). El principal motiu és que la majoria de les fonts d'energia renovable operen principalment en DC, així com també la connexió de càrregues i bateries. Per aquesta raó es necessari l'ús d'arquitectures de distribució DC-DC a partir de convertidors estàtics d'energia. Aquesta pràctica no només es tracta d'una opció atractiva en termes de millorar la eficiència degut a la reducció de passos de conversió d'energia, sinó també es tracta d'una opció que permet tenir una independència de la xarxa pública de serveis.

Amb tot això apareix el que es coneix amb el nom de microxarxa, que es tracta d'una xarxa intel·ligent d'energia. El CERT (*Computer Emergency Response Team*) defineix una microxarxa com un conjunt o agregacions de càrregues i micro-generadors que opera amb un sistema únic, proveint energia elèctrica i tèrmica. És entès doncs, com un sistema elèctric format per un conjunt de generadors, sistemes d'emmagatzematge, càrregues i elements de interconnexió que té la capacitat d'operar de forma aïllada o connectat a la xarxa de subministrament tradicional.

Els principals elements dels que consta una microxarxa són:

- **Sistemes de generació:** els generadors emprats en una microxarxa es desmarquen de l'ús freqüent de fonts convencionals, integrant fonts renovables. Aquests últims poden ser de diversos tipus, tals com la utilització de cel·les fotovoltaïques, aerogeneradors, generadors dièsel, etc.
- **Càrregues:** són els dispositius connectats a la microxarxa, els quals requereixen energia elèctrica o calorífica per al seu funcionament.
- **Sistemes d'emmagatzematge:** dispositius que ofereixen la possibilitat d'emmagatzemar la energia per al seu ús quan sigui requerit, dotant d'una major robustesa al sistema. Aquestes fonts d'emmagatzematge poden ser des de les típiques bateries fins a bancs de condensadors, destacant també l'ús del supercondensador com a element d'emmagatzematge o de suport energètic.

Els tres pilars bàsics d'una microxarxa són: generació distribuïda, emmagatzematge distribuït i consum. Mitjançant microprocessadors i sistemes de control s'aconsegueix dotar a cada un d'aquests agents un cert grau d'intel·ligència permetent establir interconnexions. A la següent figura es mostra una configuració típica d'una microxarxa. Consta d'un conjunt de càrregues i fonts de generació elèctrica connectades entre si a través de la xarxa de distribució de baixa tensió. Es pot diferenciar la xarxa contínua (DC) i alterna (AC) així com el sistema de gestió energètica encarregat de la gestió de la microxarxa i d'establir les interconnexions entre els diferents sistemes energètics que formen part de la mateixa.

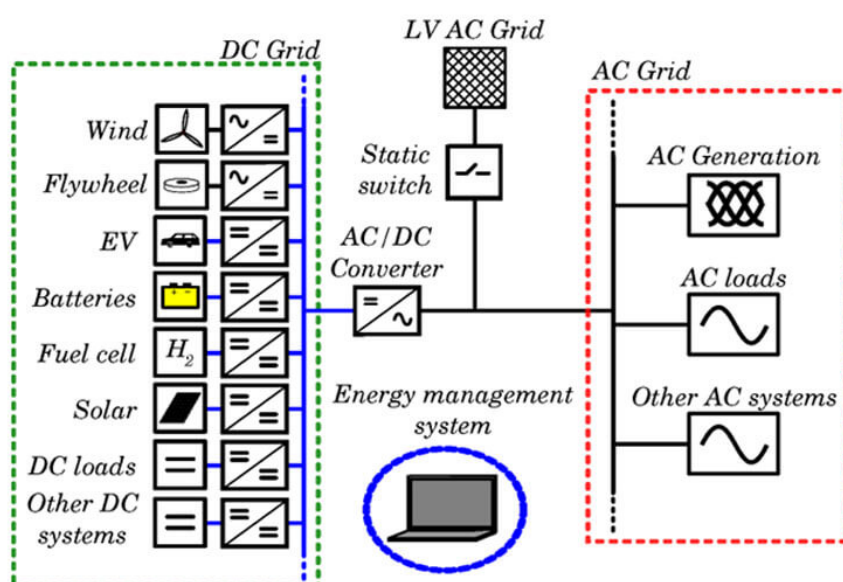


Fig 3.2: Estructura general d'una microxarxa (Font [2]).

4. Convertidors estàtics d'energia

Els convertidors estàtics d'energia o convertidors de potència són circuits electrònics constituïts per un conjunt d'elements estàtics formant una xarxa que constitueix un equip de connexió i transmissió entre un generador i una càrrega. La seva funció és convertir una forma d'energia a l'entrada del circuit, en una de diferent a la sortida del mateix [3],[6].

A la pràctica, tot convertidor estàtic té unes pèrdues associades als components que el formen així com també poden provenir del seu control, el qual pot no ser l'òptim o estar mal sintonitzat. L'esquema general d'un convertidor és el que es mostra a continuació:

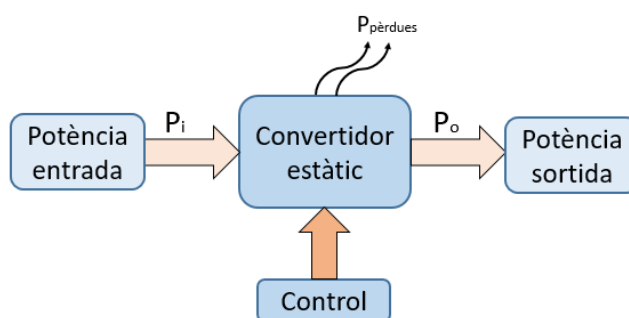


Fig 4.1: Esquema general d'un convertidor estàtic d'energia. (Font pròpia).

El rendiment del convertidor es pot determinar a través de la relació entre les potències del sistema com:

$$\eta = \frac{P_{sortida}}{P_{entrada}} = \frac{P_o}{P_o + P_{pèrdues}} \quad (4.1)$$

Un convertidor estàtic ideal permet la transferència d'energia elèctrica del generador al receptor amb un rendiment unitari, és a dir, sense pèrdues.

Els convertidors poden treballar amb senyals continus i alterns, de tal forma que segons el tipus de senyal que es desitja tenir es tindrà un convertidor diferent. Segons el tipus de senyal que s'aplica a l'entrada i s'obté a la sortida es poden classificar de forma general els convertidors, tenint quatre tipus:

- **Convertidors CC → CC**

Són els encarregats de proporcionar a la sortida una tensió regulada de corrent continu, això és, un senyal amb magnitud diferent del valor d'entrada. Es tracta doncs, d'un sistema capaç de donar a la sortida una tensió regulada i en la majoria dels casos, amb limitació de corrent. Aquests convertidors estan formats per un circuit *RLC*

(*Resistor-Inductor-Condensator*). El funcionament d'aquest circuit és emmagatzemar l'energia en l'inductor i el condensador durant un cert interval de temps, per després ser transmès cap a la càrrega [4]. Segons la magnitud que presenta la sortida respecte l'entrada es tenen diferents tipus:

- **Reductor:** també anomenat *Buck*, proporciona a la sortida una tensió igual o inferior a l'entrada.
- **Elevador:** també anomenat *Boost*, proporciona a la sortida una tensió de valor més gran o igual que el d'entrada.
- **Reductor-Elevador:** proporciona a la sortida un valor variable segons les condicions de control i de funcionament. En aquest grup es troben el convertidor *Buck-Boost*, el *Flyback* i el *Ćuk*.

○ **Convertidors CC → CA**

També anomenats inversors, són sistemes que transformen un senyal de corrent continu a un d'altern amb una magnitud i freqüència controlada. Són elements ideals per a la producció de senyals alterns a partir de fonts de contínua com poden ser bateries o panells solars. També són coneguts amb el nom d'onduladors [5].

○ **Convertidors CA → CC**

Encarregats de produir senyals de corrent continu a partir d'un senyal altern de la font d'entrada de freqüència i magnitud fixa. Dintre d'aquest grup es troben els rectificadors. Les aplicacions als quals van destinats són la càrrega de bateries i el control de motors de corrent continu [6].

○ **Convertidors CA → CA**

Són els dispositius que transformen un senyal altern en un altre de diferent valor de magnitud i/o freqüència. Segons la variació d'aquestes magnituds es té:

- **Reguladors o variadors de corrent altern:** transformen el senyal altern d'entrada a un senyal altern de mateixa freqüència i diferent valor eficaç.
- **Cicloconvertidors:** transformen el senyal altern de l'entrada a un senyal de mateixa amplitud però diferent freqüència a la sortida. Aquesta freqüència de sortida sempre serà inferior a la d'entrada.

Una representació més visual dels diferents tipus de convertidors esmentats anteriorment, i de les relacions entre el tipus de senyals amb els que treballen es mostra a la següent Fig 4.2:

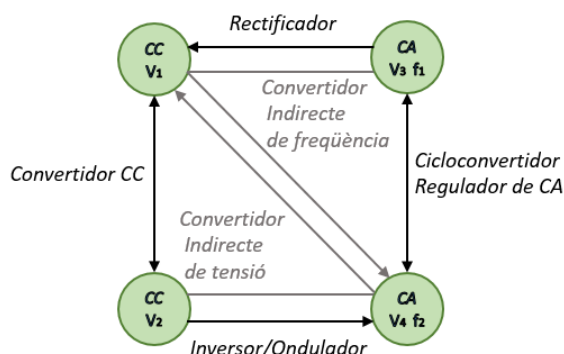


Fig 4.2: Representació dels diferents convertidors estàtics d'energia. (Font pròpia).

Tot convertidor empra elements de commutació que permeten obtenir el tipus de senyal que es vol a la sortida. Els elements de commutació disposen de dos estats generals que són la conducció i el bloqueig. Segons quin és el funcionament per el qual es troben governats els estats de commutació dels elements que actuen com interruptors es té la classificació següent:

- **Dispositius no controlats:** no disposen de cap senyal de control que els permeti commutar. En aquest grup es troben els díodes. Els estats de conducció (*ON*) i bloqueig (*OFF*) depenen del circuit de potència al qual es troben.
- **Dispositius semi-controlats:** un dels seus dos estats de conducció prové d'un senyal de control extern mentre que l'altre la imposa el circuit en qüestió. En aquest grup es troben els SCR (*Silicon Controlled Rectifier*) i els TRIAC (*Triode of Alternating Current*). La seva posada en conducció ve donada per el senyal de control extern mentre que l'estat de bloqueig el determina el circuit de potència.
- **Dispositius totalment controlats:** tant l'estat de conducció com de bloqueig ve determinat per un senyal extern de control. En aquest grup es troben els transistors bipolars BJT (*Bipolar Junction Transistor*), els transistors d'efecte de camp MOSFET (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*) i els transistors bipolars de porta aïllada IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor*) entre d'altres.

Tot convertidor haurà de disposar com a mínim d'un element de commutació dels esmentats anteriorment. Aquest projecte es centra en el disseny de convertidors estàtics de contínua a contínua. Aquests tipus de convertidors són importants dintre d'una microxarxa, per poder augmentar o disminuir la magnitud que es desitja per a una determinada càrrega. Els convertidors realitzats són el reductor *Buck* i el convertidor elevador *Boost*.

4.1. Funcionament dels Convertidors CC-CC

Els convertidors de senyal continu a senyal continu de diferent magnitud proporcionen a la sortida un senyal de tensió regulat de corrent continu amb una relació respecte el d'entrada. Aquesta relació, anomenada relació de conducció, permet determinar el valor que tindrà la sortida respecte la entrada segons el convertidor que s'utilitzi.

En el cas del convertidor reductor, la relació de conducció marca la relació fins la qual es vol reduir el valor d'entrada, podent d'aquesta forma obtenir a la sortida un senyal de com a màxim el mateix valor que el d'entrada, i com a mínim un senyal nul.

En el cas del convertidor elevador, la relació de conducció marca la relació fins la qual es vol augmentar el valor d'entrada, sent el mínim valor de sortida el mateix que el d'entrada (relació de conducció nul·la) o el màxim teòricament infinit (dependrà dels elements del circuit el valor que es pugui obtenir a la realitat).

Tots dos convertidors tenen dos modes de funcionament depenent del valor de corrent que circula per l'inductor [8]. Aquests modes de funcionament són:

- **Mode de conducció continu (MCC):** el convertidor funciona en aquest mode si el corrent que passa per l'inductor mai baixa de zero durant el cicle de commutació.
- **Mode de conducció discontinu (MCD):** el convertidor opera en aquest mode si el corrent que passa per l'inductor té valor nul durant el cicle de commutació.

A la següent figura es mostra un exemple del corrent per l'inductor i la tensió a la sortida d'un convertidor reductor segons el mode de funcionament.

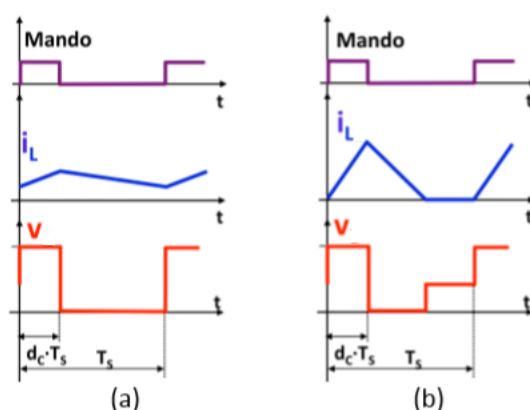


Fig 4.3: Corrent per l'inductor i tensió de sortida en mode continu (a) i mode discontinu(b). (Font[8]).

El mode de conducció continu, per al cas del convertidor reductor permet obtenir una relació lineal entre el senyal d'entrada i el de sortida. De forma que el senyal de sortida és proporcional al d'entrada. En canvi, en el mode de conducció discontinu, aquesta relació no és lineal, ja que la tensió de sortida no depèn exclusivament del senyal d'entrada i de la relació de conducció, sinó que també depèn d'altres paràmetres del convertidor com són: valor de l'inductor, període de commutació i corrent a la sortida.

Per facilitar la realització de l'estudi dels convertidors i la seva posterior simulació i implementació física, s'ha suposat el mode de conducció continu per ambdós, trobant de forma més senzilla la representació macroscòpica dels mateixos.

4.2. Convertidor CC-CC reductor

El convertidor reductor o *Buck* és un circuit que permet tenir a la sortida un senyal de tensió de nivell més baix que el d'entrada. Com qualsevol altre tipus de convertidor, presenta components que actuen com interruptors (transistor i díode) i components que emmagatzemen energia (condensador i inductor). En aquest cas, la càrrega s'ha modelitzat per un resistor, de forma que es té una càrrega òhmica pura.

El circuit del convertidor reductor amb els elements esmentats anteriorment es mostra a la següent figura:

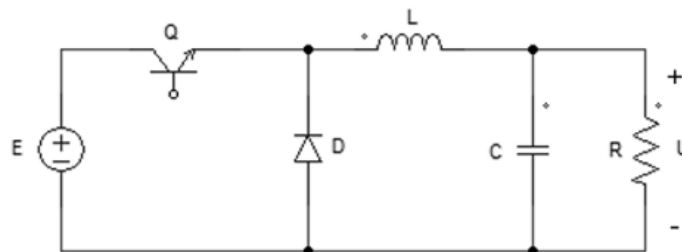


Fig 4.4 Esquema d'un convertidor reductor en llaç obert. (Font pròpia).

Com es pot veure a la Fig 4.4, el circuit està format per un transistor (Q) i un díode (D) com elements interruptors, així com un inductor i un condensador com elements d'emmagatzematge. El resistor representa la càrrega del convertidor, on entre els seus terminals es troba la tensió de sortida que es desitja (U).

El transistor i el díode tenen comportament complementari, és a dir, quan el transistor es troba en conducció, el díode es troba tallat. En canvi, quan el transistor es troba en tall, és el díode el que condueix.

4.2.1. Modelització basada en el balanç energètic

La modelització basada en el balanç energètic permet establir les equacions que regeixen el comportament dinàmic dels convertidors a partir de l'estudi energètic dels mateixos. La seva filosofia es poder establir les equacions que permeten complir el balanç energètic dins el circuit. Per a realitzar la modelització del convertidor *Buck* s'ha implementat aquesta filosofia en el corrent de l'inductor. D'aquesta forma es complirà el balanç energètic si l'energia emmagatzemada al principi i al final és la mateixa.

El funcionament del convertidor *Buck* queda determinat per les dues etapes o estats diferents que hi ha depenent de l'estat en que es troben els elements commutadors. Per a facilitar l'estudi del mateix es suposa que els elements commutadors són ideals, de tal forma que no presenten retard en la commutació. Es complirà el balanç energètic si el corrent que circula per l'inductor és igual en valor absolut en ambdós estats.

Els dos estats de funcionament en que es pot trobar el convertidor reductor són:

- **Estat ON ó de càrrega:** en aquest estat el transistor es troba conduint, de forma que la potència d'entrada és transmesa a través de l'inductor fins a la càrrega. L'inductor emmagatzema l'energia provinent de la font provocant que el corrent que passa pel mateix augmenti linealment.

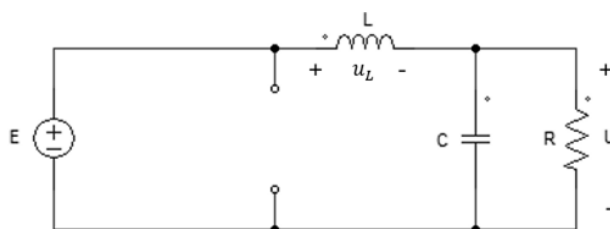


Fig 4.5: Esquema del circuit del convertidor *Buck* en estat *ON*. (Font pròpia).

El corrent que circula per l'inductor ve determinat segons la següent expressió temporal que defineix el comportament de l'inductor:

$$u_L(t) = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} \rightarrow i_L(\tau) = \frac{1}{L} \int_0^t u_L(\tau) d(\tau) + i_L(0) \quad (4.2)$$

Per tal de facilitar l'estudi, el valor del corrent a l'instant zero es suposa nul, de forma que aquest terme no interfereix en les següents expressions. Això es pot considerar si es té ne compte que l'inductor es troba descarregat fins al moment just en que li entra l'energia provinent de la font d'entrada.

Tenint en compte l'expressió (4.2) i mode de conducció continu es pot determinar el corrent que circula per l'inductor (i_L) en el temps de conducció com:

$$\Delta i_{L(ON)} = \frac{1}{L} \int_0^{T_{ON}} u_L(t) dt \tag{4.3}$$

On L és el valor de l'inductor.

T_{ON} és el temps en que està en conducció.

u_L és la caiguda de tensió en borns de l'inductor.

A partir de la llei de tensions de *Kirchhoff* es pot determinar fàcilment la caiguda de tensió en borns de l'inductor com:

$$u_L = E - U \tag{4.4}$$

Sent E la tensió d'entrada del convertidor.

U la tensió de sortida del convertidor.

La caiguda de tensió a l'inductor sempre serà positiu en aquest cas, de tal forma que el seu corrent augmentarà linealment.

D'aquesta forma, i a partir de les expressions anteriors es pot determinar el corrent que circula per l'inductor en el període de conducció com:

$$\Delta i_{L(ON)} = \frac{1}{L} \int_0^{T_{ON}} u_L(t) dt = \frac{1}{L} \int_0^{T_{ON}} (E - U)(t) dt = \frac{(E - U) \cdot T_{ON}}{L} \tag{4.5}$$

- **Estat OFF ó de descàrrega:** en aquest estat el díode condueix de forma que la font de tensió d'entrada queda aïllada. El corrent que circula per l'inductor en aquest cas disminueix linealment per no tenir una font de tensió que l'aporti energia. El circuit es mostra a la figura següent:

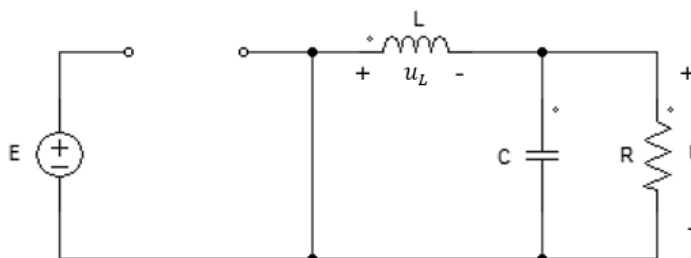


Fig 4.6: Esquema del circuit del convertidor Buck en estat OFF. (Font pròpia).

Per a aquest cas, el corrent que circula a través de l'inductor queda determinat com:

$$\Delta I_{L(OFF)} = \frac{1}{L} \int_{T_{ON}}^{T_{TOTAL}} u_L(t) dt \quad (4.6)$$

On T_{TOTAL} és el període total del convertidor i per tant:

$$T_{OFF} = T_{TOTAL} - T_{ON} \quad (4.7)$$

Realitzant el mateix estudi que en l'estat de conducció, la caiguda de tensió en l'inductor segons la llei de *Kirchhoff* i el circuit de la *Fig 4.6* es:

$$u_L = -U \quad (4.8)$$

La caiguda de tensió en l'inductor és negativa, de forma que el corrent per l'inductor decreix linealment.

Amb les expressions (4.6) i (4.8) es pot expressar el corrent per l'inductor en l'estat en que el transistor es troba obert com:

$$\Delta I_{L(OFF)} = \frac{1}{L} \int_{T_{ON}}^{T_{TOTAL}} u_L(t) dt = \frac{1}{L} \int_{T_{ON}}^{T_{TOTAL}} -U(t) dt = -\frac{U \cdot T_{TOTAL}}{L} + \frac{U \cdot T_{ON}}{L} \quad (4.9)$$

A partir dels dos estats que formen un període de commutació, es pot determinar la relació entre la tensió a l'entrada i a la sortida igualant ambdues expressions. D'aquesta forma es compleix el balanç energètic i l'energia emmagatzemada al principi i al final és la mateixa, de tal forma que el corrent que circula per l'inductor haurà de ser el mateix en ambdós estats.

Aquest concepte de compliment de balanç energètic es pot expressar com:

$$\Delta I_{L(OFF)} + \Delta I_{L(ON)} = 0 \rightarrow \frac{(E - U)T_{ON}}{L} - \frac{U \cdot T_{TOTAL}}{L} + \frac{U \cdot T_{ON}}{L} = 0 \quad (4.10)$$

I a partir de l'expressió (4.10) s'arriba a la següent igualtat:

$$\frac{E \cdot T_{ON}}{L} = \frac{U \cdot T_{TOTAL}}{L} \quad (4.11)$$

Considerant la relació de conducció (δ) com:

$$\delta = \frac{T_{ON}}{T_{ON} + T_{OFF}} = \frac{T_{ON}}{T_{TOTAL}} \quad (4.12)$$

A partir de l'expressió de la relació de conducció (4.12) i de la igualtat entre l'estat *ON* i *OFF* s'arriba a l'expressió final que defineix la relació entre el valor de la tensió d'entrada i la de sortida del convertidor reductor i que és:

$$U = \delta \cdot E \quad (4.13)$$

Un cop s'ha determinat la relació de conducció del convertidor reductor a partir del compliment del balanç energètic, s'ha realitzat la modelització del mateix emprant l'espai d'estat. A partir d'aquesta modelització es pretén comprovar que efectivament la relació de conducció calculada és correcta.

4.2.2. Modelització a l'espai d'estat

La modelització de convertidors estàtics a l'espai d'estat és una bona eina per a modelitzar els convertidors que presentin una dinàmica no nul·la. Això equival a dir que els convertidors tenen variables d'estat: certes magnituds de connotacions energètiques, tals com tensions a condensadors i corrents a inductàncies, juntament amb les seves respectives derivades.

La modelització a l'espai d'estat no és aconsellable quan la dinàmica és propera a zero, és a dir, en règim permanent estàtic de funcionament on les derivades de les variables d'estat són pràcticament nul·les. Aquestes derivades de les variables d'estat són les magnituds amb arrissada, les quals depenent de l'element són menyspreables. En el cas del convertidor trossejador reductor ó *Buck*, el condensador de sortida té la funció de filtrar la tensió (tensió d'arrissada menyspreable) mentre que l'inductor presenta un corrent amb arrissada no menyspreable, per la qual cosa és factible una modelització a l'espai d'estat del mateix [34].

El control dels interruptors del convertidor, considerant-los ideals, es realitza mitjançant una funció índex de control o funció de modulació, $\mu(t)$, que governa el seu tancament (*ON*) o la seva obertura (*OFF*), segons:

$$\mu(t) = \begin{cases} 1 \rightarrow ON \\ 0 \rightarrow OFF \end{cases} \quad (4.14)$$

Segons la funció de modulació, el convertidor va assolint diverses topologies conforme passa el temps, de forma que en cada cas el circuit resultant és lineal i invariant en el temps, podent ser modelitzat en la seva topologia i-èssima com:

$$\frac{d\underline{x}(t)}{dt} = A_i \underline{x}(t) + B_i \underline{u}(t) \quad (4.15)$$

A partir d'aquesta consideració, els passos a seguir per a la modelització sistemàtica dels convertidors commutatats a l'espai d'estat és la següent:

1. Identificar la topologia i planteig de les equacions per a cada una d'elles.
2. Reunificar les equacions en una única que contempli la linealitat en trams del sistema en funció de $\mu(t)$. A aquest resultat se'l coneix amb el nom de equacions d'estat algorísmiques del convertidor, ja que les mateixes poden incloure els casos de conducció contínua i discontinua. Aquesta equació resultant defineix la dinàmica del convertidor.
3. Promitjat a l'espai d'estat. Aquesta forma de procedir permet derivar les equacions dels valors mitjos de les variables del convertidor quan aquest treballa en règim permanent estàtic, com es suposa en aquest treball.

Per a procedir en el promitjat de l'espai d'estat s'ha assolit que els commutadors són ideals. D'aquesta forma el convertidor assoleix únicament dues topologies per període de funcionament marcada per la relació de conducció (δ), i que es poden expressar com es mostra a continuació:

- Per a cada $\delta \cdot T_{sw}$ el convertidor es regeix per: $\dot{x} = A_1 \underline{x}(t) + B_1 \underline{u}(t)$
- Per a cada $(1-\delta) \cdot T_{sw}$ el convertidor es regeix per: $\dot{x} = A_2 \underline{x}(t) + B_2 \underline{u}(t)$

El promitjat a l'espai d'estat (*mètode Owen*) consisteix en obtenir un sistema lineal promitjat definit per:

$$\dot{x} = A \underline{x} + B \underline{u} \quad (4.16)$$

Sent $A = \delta \cdot A_1 + (1 - \delta) \cdot A_2$

$$B = \delta \cdot B_1 + (1 - \delta) \cdot B_2$$

Si $A_1 = A_2$ el sistema s'anomena lineal, mentre que si $A_1 \neq A_2$ el sistema és bilineal.

4. Com el sistema $\dot{x} = A \underline{x} + B \underline{u}$ presenta variables d'estat sense discontinuïtats, en règim permanent les seves variables d'estat són constants, per tant, les seves derivades són nul·les. Amb aquest assoliment es pot derivar finalment que el comportament en règim permanent estàtic del convertidor en relació als valors mitjos de les seves variables és:

$$A \underline{x} + B \underline{u} = 0 \quad (4.17)$$

Un cop es tenen els passos a seguir per a la modelització a l'espai d'estat, el següent punt és posar-ho en pràctica amb el primers dels convertidors estudiats, el convertidor reductor.

1. Identificació topològica i deducció de les equacions d'estat.

Com bé s'ha esmentat anteriorment el convertidor reductor té tres estats de funcionament:

- **Estat de càrrega o ON ($\mu(t)=1$)**

En aquest estat, el transistor es troba tancat mentre el díode queda obert, l'esquema elèctric és el que figura a continuació:

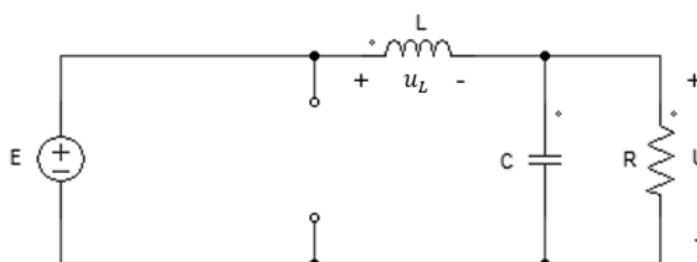


Fig 4.7: Esquema elèctric de l'estat de càrrega del convertidor reductor (Font pròpia).

Les variables de tensió i corrent dels diferents components del circuit són els que s'utilitzen per a realitzar el seu estudi. Aquests es troben representats a la

Taula 4.1.

Taula 4.1: Variables del convertidor reductor.

Element	Tensions	Corrents
Font d'Entrada	E	i_E
Condensador	u_c	i_c
Inductor	u_L	i_L
Sortida	U	i_{out}

Implementant la llei de tensions de Kircchoff s'arriba a la següent expressió:

$$E = u_L(t) + u_C(t) \tag{4.18}$$

Per l'altre banda, implementant la llei de corrents de *Kirchhoff*, s'arriba a la següent expressió:

$$i_L(t) = i_C(t) + i_{out}(t) = i_C(t) + \frac{u_C(t)}{R} \quad (4.19)$$

Tenint en compte les expressions que defineixen la caiguda de tensió per l'inductor i el corrent que circula pel condensador respecte el temps:

$$u_L(t) = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} \quad (4.20)$$

$$i_C(t) = C \cdot \frac{du_C(t)}{dt} \quad (4.21)$$

Es pot arribar a les expressions següents:

$$E = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} + u_C(t) \quad (4.22)$$

$$i_L(t) = C \cdot \frac{du_C(t)}{dt} + \frac{u_C(t)}{R} \quad (4.23)$$

Aïllant les derivades de les variables d'estat de les expressions (4.22) i (4.23) es té:

$$\frac{di_L(t)}{dt} = -\frac{1}{L}u_C(t) + \frac{E}{L} \quad (4.24)$$

$$\frac{du_C(t)}{dt} = \frac{1}{C}i_L(t) - \frac{1}{RC}u_C(t) \quad (4.25)$$

El següent pas és realitzar el mateix estudi però en aquest cas, per a l'estat de funcionament *OFF*.

- **Estat de descàrrega o *OFF* ($\mu(t)=0$)**

En aquest estat, el transistor es obert el díode queda tancat, l'esquema elèctric és el que figura a continuació:

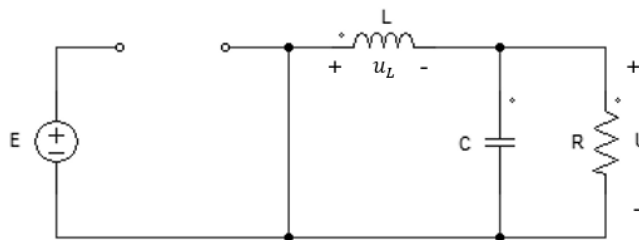


Fig 4.8: Esquema elèctric de l'estat de descàrrega del convertidor reductor (Font pròpia).

Les variables de tensió i corrent dels diferents components del circuit són les mateixes que s'han utilitzat en l'anàlisi anterior i que es troben resumides a la

Taula 4.1.

Per aquesta topologia, les expressions de tensió i corrent seguint la llei de Kirchhoff són respectivament:

$$0 = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} + u_C(t) \tag{4.26}$$

$$i_L(t) = C \cdot \frac{du_C(t)}{dt} + \frac{u_C(t)}{R} \tag{4.27}$$

De la mateixa forma realitzada anteriorment, s'aïllen les variables d'estat de les expressions (4.26) i (4.27) obtenint les següents equacions:

$$\frac{di_L(t)}{dt} = -\frac{1}{L}u_C(t) \tag{4.28}$$

$$\frac{du_C(t)}{dt} = \frac{1}{C}i_L(t) - \frac{1}{RC}u_C(t) \tag{4.29}$$

- **Estat de conducció en mode discontinu (MCD)**

Aquest estat es dona quan estant en la segona topologia, el corrent pel díode s'anul·la de tal forma que no circula corrent per la càrrega ni la resta de components.

En aquest cas, l'esquema elèctric del circuit queda definit de la següent forma:

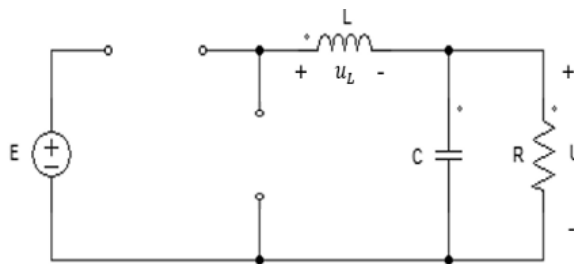


Fig 4.9: Esquema elèctric del mode de conducció discontinu del convertidor reductor (Font pròpia).

La equació que defineix per a aquest estat el corrent per l'inductor és la següent:

$$i_L(t) = i_D(t) = 0 \rightarrow \frac{di_L(t)}{dt} = 0 \quad (4.30)$$

D'aquesta forma, es pot expressar el corrent per l'inductor, com la suma del corrent de sortida i pel condensador:

$$i_L(t) = i_C(t) + i_{out}(t) = C \cdot \frac{du_C(t)}{dt} + \frac{u_C(t)}{R} = 0 \quad (4.31)$$

I de les equacions anteriors, resulta finalment les expressions de les dues variables d'estat:

$$\frac{di_L(t)}{dt} = 0 \quad (4.32)$$

$$\frac{du_C(t)}{dt} = -\frac{1}{RC} u_C(t) \quad (4.33)$$

Ara, un cop es tenen les expressions dels dos estats de funcionament, es poden reagrupar introduint la llei de control $\mu(t)$ al cas de conducció contínua, contemplant també l'expressió pròpia de la conducció discontinua.

2. Obtenció de les equacions d'estat algorísmiques

Sabent que per les expressions (4.24) i (4.25) la llei de control és $\mu(t)=1$ i per les expressions (4.28) i (4.29) la llei de control és $\mu(t)=0$, es poden reunificar les expressions anteriors obtenint les equacions d'estat algorísmiques per al cas de conducció contínua ($i_L > 0$):

$$\frac{di_L(t)}{dt} = -\frac{1}{L} u_C(t) + \frac{E}{L} \quad (4.34)$$

$$\frac{du_c(t)}{dt} = \frac{1}{C} i_L(t) - \frac{1}{RC} u_c(t) \quad (4.35)$$

Les equacions algorísmiques per al cas del mode discontinu ($i_L < 0$) són les següents:

$$\frac{di_L(t)}{dt} = 0 \quad (4.36)$$

$$\frac{du_c(t)}{dt} = -\frac{1}{RC} u_c(t) \quad (4.37)$$

El següent pas és realitzar el promitjat a l'espai d'estat. Com es desitja realitzar sistemàticament l'estudi del convertidor reductor en règim permanent estàtic i en valors mitjos, es pot recórrer a les anteriors equacions assolint que el sistema no entra en conducció discontinua, és a dir, únicament són vàlides les equacions definides per al mode de conducció continu.

3. Promitjat a l'espai d'estat

Identificant en cada cas els termes i escrivint les equacions matricials s'arriba a les següents expressions:

$$\begin{pmatrix} \frac{d}{dt} i_L \\ \frac{d}{dt} u_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_L \\ u_c \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix} \cdot (E) \equiv \dot{x} = A_1 \underline{x} + B_1 \underline{u} \quad (4.38)$$

$$\begin{pmatrix} \frac{d}{dt} i_L \\ \frac{d}{dt} u_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_L \\ u_c \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix} \cdot (E) \equiv \dot{x} = A_2 \underline{x} + B_2 \underline{u} \quad (4.39)$$

D'aquesta forma, les matrius de les equacions d'estat per als dos estats de funcionament són:

$$A_1 = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix} \quad (4.40)$$

$$B_1 = \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (4.41)$$

$$A_2 = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix} \quad (4.42)$$

$$B_2 = \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix} \quad (4.43)$$

Es pot observa, com $A_1 = A_2$ per la qual cosa, el sistema promitjat serà lineal en A . En canvi, $B_1 \neq B_2$ per la qual cosa cal realitzar el promitjat d'aquesta matriu. De totes formes, per tal de comprovar com efectivament la relació és lineal en A s'ha realitzat el promig del mateix com si d'una relació bilineal es tractés:

$$A = \delta \cdot A_1 + (1 - \delta) \cdot A_2 = \delta \cdot \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix} + (1 - \delta) \cdot \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix} \quad (4.44)$$

$$B = \delta \cdot B_1 + (1 - \delta) \cdot B_2 = \delta \cdot \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix} + (1 - \delta) \cdot \begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \cdot \delta \\ 0 \end{pmatrix} \quad (4.45)$$

Finalment l'equació d'estat promitjada del convertidor reductor ve donada per la següent expressió:

$$\dot{x} = A\underline{x} + B\underline{u} \quad (4.46)$$

I per tant, en termes de matrius queda expressada com:

$$\begin{pmatrix} \frac{d}{dt} i_L \\ \frac{d}{dt} u_C \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_L \\ U_C \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \cdot \delta \\ 0 \end{pmatrix} \cdot (E) \quad (4.47)$$

Essent $I_L = \langle i_L \rangle$ el valor promitjat del corrent per l'inductor

$U_C = \langle u_C \rangle$ el valor promitjat de la tensió pel condensador.

4. Comportament en valors mitjos

Anul·lant les derivades de les variables d'estat resulta l'expressió matricial següent:

$$\begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_L \\ U_C \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \cdot \delta \\ 0 \end{pmatrix} \cdot (E) \quad (4.48)$$

I per tant, s'arriben a les següents expressions:

$$U_C = U = \delta \cdot E \quad (4.49)$$

$$I_L = I_{out} = \frac{U_C}{R} = \frac{U}{R} \quad (4.50)$$

Aquestes expressions són idèntiques a les obtingudes per l'anàlisi convencional del sistema, les quals expliquen el comportament del mateix en règim permanent estàtic i en quant a valors mitjos o promitjats de les seves variables. Queda clar doncs, que la relació de conducció del convertidor reductor s'expressa com:

$$\delta = \frac{U}{E} \quad (4.51)$$

Com es pot observar de l'expressió (4.51) la relació entre la tensió d'entrada i sortida del convertidor reductor és lineal. Això implica que la tensió de sortida serà sempre inferior i proporcional a la tensió d'entrada, sent la relació de proporció la donada per la relació de conducció, que tenint en compte que es tracta del temps de conducció entre el total, tindrà un valor comprès entre 0 i 1.

A la següent figura es mostra una representació de la tensió de sortida del convertidor *Buck* respecte la relació de conducció amb una tensió a l'entrada de 100 V d'amplitud.

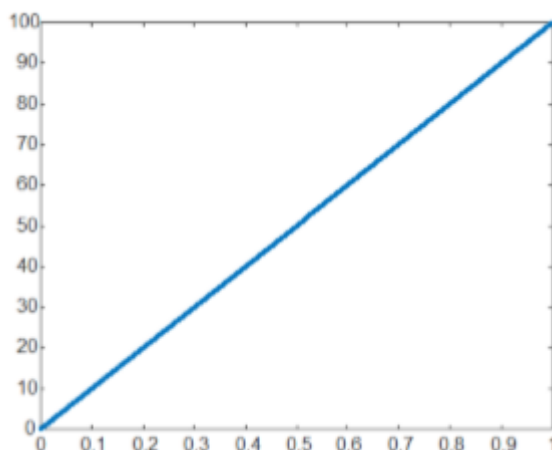


Fig 4.10: Resposta d'un convertidor reductor en funció de la relació de conducció. (Font [11])

Es pot veure com amb una relació de conducció de 1, el convertidor obtindria a la sortida la mateixa tensió que a l'entrada. En aquest cas, tota la tensió de la font aniria a parar cap a la sortida, ja que el transistor es troba conduint i el díode obert.

En el cas contrari, en que la relació de conducció sigui 0, la tensió a la sortida serà nul·la degut a que el díode estarà en tot moment conduint, i el transistor mai entrarà en conducció, per la qual cosa, la tensió d'entrada mai passarà a través de l'inductor cap a la sortida, i aquesta no veurà diferència de potencial entre els seus terminals.

4.2.3. Càlcul de components

Un cop s'ha trobat el funcionament del convertidor reductor, i la relació de la tensió de sortida respecte la d'entrada segons la relació de conducció, es realitza la determinació dels valors dels elements que formen part del mateix.

Els paràmetres que determinen un convertidor Buck són els següents:

- Tensió d'entrada: E
- Tensió desitjada a la sortida: U
- Intensitat a la sortida: i_{out}
- Potència a la sortida: P_{out}
- Freqüència de commutació: f_{sw}

El corrent o potència que es vol a la sortida dependrà de la càrrega que s'introdueixi al convertidor reductor. De tal forma que si per exemple, i partint de l'esquema inicial, aquesta càrrega es considera òhmica pura, el valor del corrent queda determinat com:

$$i_{out} = \frac{U}{R} = \frac{\delta \cdot E}{R} \quad (4.52)$$

I la potència, queda expressada com:

$$P_{out} = i_{out} \cdot U = i_{out} \cdot \delta \cdot E \quad (4.53)$$

Del valor de la tensió d'entrada i de sortida, així com de la freqüència de commutació del convertidor depenen els components acumuladors, tant l'inductor com el condensador. Per a trobar el seu valor s'ha suposat el mode de conducció continu.

- **Inductor:** queda dimensionat segons l'arissada (Δi_L) que es vol tenir com a màxim pel mateix així com per la freqüència de commutació (f_{SW}). Cal tenir en compte que un inductor real presenta una resistència en sèrie paràsita (DCR), R_L . Aquesta resistència associada a l'inductor provoca que hi hagi una caiguda de tensió en borns de l'inductor proporcional al corrent que circula:

$$u_{DCR} = i_L \cdot R_L \quad (4.54)$$

Aquesta resistència paràsita sol ser d'un valor petit, de l'ordre dels mΩ. Suposant per exemple, un inductor amb una resistència paràsita de 50 mΩ, una tensió d'entrada del convertidor de 100 V, i que el corrent que circula per l'inductor és de 10 A, el valor de la caiguda de tensió a l'inductor amb una relació de conducció del 100% seria de:

$$U = E - i_L \cdot R_L = 100 - 10 \cdot 0,05 = 99,5 \text{ V} \quad (4.55)$$

D'aquesta forma, la caiguda de tensió en l'inductor correspondria a un 0,5% valor que es pot considerar menyspreable. Per aquesta raó, en el càlcul de l'inductor no es té en compte el valor de la seva resistència paràsita i es pot considerar ideal. Tot i així, cal tenir en compte a la pràctica l'elecció d'un inductor amb la mínima R_L però que sigui capaç de suportar el corrent desitjat.

L'expressió de l'inductor amb les consideracions realitzades queda definit de la següent forma [9], [10]:

$$L_{min} = \frac{U \cdot (1 - \delta)}{\Delta i_L \cdot f_{SW}} \quad (4.56)$$

Aquest valor és el mínim necessari per obtenir l'arissada de corrent que es desitgi a la freqüència i tensions del convertidor. Normalment, per tal d'assegurar que es compleix l'arissada es sobredimensiona el valor del inductor en un factor determinat. Com a exemple es podria sobredimensionar per 5 ó per 10 el seu valor.

L'arissada es restringeix percentualment respecte el valor del corrent de sortida. Una restricció usual és que l'arissada sigui un 15% del valor de corrent de sortida [10]. Això es pot expressar com:

$$\Delta i_L = i_{out} \cdot 15\% = i_{out} \cdot 0,15 \quad (4.57)$$

El corrent màxim que circula per l'inductor es pot calcular a través del valor eficaç i de l'arissada que presenta com:

$$i_{L,max} = \langle i_L \rangle + \frac{\Delta i_L}{2} \quad (4.58)$$

Caldrà doncs, escollir un inductor que suporti aquest valor màxim de corrent a través seu.

- **Condensador:** la seva funció es mantenir la tensió de sortida i minimitzar l'arissada present en la mateixa. Una arissada elevada pot provenir d'una capacítancia insuficient o d'una alta resistència equivalent en sèrie del condensador. Això es degut, a que de la mateixa forma que passa amb l'inductor, el condensador real presenta una resistència paràsita en sèrie (*ESR*) de valor R_C associada al mateix. A més, també té una inductància equivalent en sèrie l'efecte del qual apareix a altes freqüències, on la resistència disminueix.

Per a escollir el condensador, cal tenir en compte el valor de la seva component paràsita R_C , la qual ha de ser petita per a no produir pèrdues. Es pot considerar menyspreable el seu valor si és més petit que la relació entre l'arissada de tensió a la sortida i corrent per l'inductor:

$$R_C \leq \frac{\Delta U}{\Delta i_L} \quad (4.59)$$

En aquest cas, el valor del condensador es pot determinar a partir de l'expressió de la diferència de càrrega que emmagatzema (ΔQ_C) per una arissada de corrent que hi circula pel mateix [9]:

$$\Delta Q_C = \frac{1}{2} \cdot \frac{T_{SW}}{2} \cdot \frac{\Delta i_L}{2} \quad (4.60)$$

I sabent que la capacitat del condensador segueix la expressió:

$$C = \frac{\Delta Q_C}{\Delta u_C} \quad (4.61)$$

S'arriba a la definitiva expressió per a la determinació del valor mínim del condensador del convertidor reductor i que és:

$$C_{min} = \frac{\frac{1}{2} \cdot \frac{T_{SW}}{2} \cdot \frac{\Delta i_L}{2}}{\Delta U} = \frac{\Delta i_L}{8 \cdot f_{SW} \cdot \Delta U} \quad (4.62)$$

L'arissada de tensió a la sortida, de la mateixa forma que l'arissada de corrent també es restringeix a un valor. En aquest cas, com l'arissada de tensió a la sortida es desitja menyspreable la restricció imposada és de l'1% respecte el valor de tensió de sortida.

Amb la determinació d'aquests paràmetres es pot realitzar el disseny físic del convertidor reductor que es portarà a terme per a veure el seu comportament tant en llaç obert com en llaç tancat mitjançant el control adient.

4.3. Convertidor CC-CC elevador

El convertidor elevador o *Boost* és un circuit que permet tenir a la sortida un senyal d'amplitud més elevat que la d'entrada. Per tant, el seu comportament és l'invers al que té un convertidor reductor. Com el convertidor *Buck*, el convertidor elevador presenta els mateixos components que actuen com interruptors (transistor i díode) i que emmagatzemen energia (condensador i inductor). De la mateixa forma que en l'estudi anterior, la càrrega s'ha modelitzat per un resistor, de forma que es té una càrrega òhmica pura.

El circuit elèctric del convertidor elevador *Boost* és el següent:

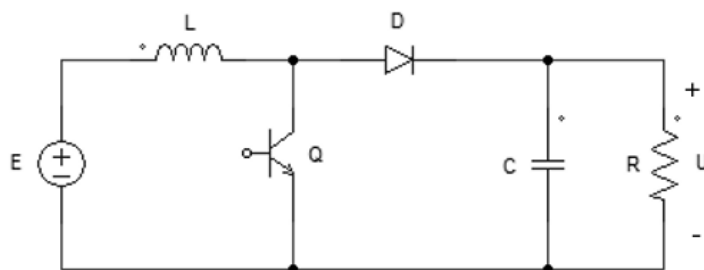


Fig 4.11 Esquema d'un convertidor elevador en llaç obert. (Font pròpia).

Com es pot observar a la *Fig 4.11* el convertidor elevador presenta l'inductor abans de la associació de commutadors, per tant, l'inductor rep en tot moment energia proporcionada per la font d'entrada.

Per tal de facilitar la compressió de l'estudi del funcionament d'aquest convertidor, s'han emprat les mateixes variables assignades a cada component del circuit. De la mateixa forma que el *Buck*, el transistor i el díode tenen comportament complementari, és a dir, quan el transistor es troba en conducció, el díode es troba tallat i viceversa.

4.3.1. Modelització basada en el balanç energètic

Primerament s'ha realitzat el model energètic estudiant el seu funcionament. Tenint en compte que el sistema treballa en règim permanent estàtic, i per tant, mai entra en el mode de conducció discontinu, les dues etapes o estats diferents que hi ha depenent de l'estat de conducció dels elements commutadors són:

- **Estat ON:** el transistor es troba conduït, de forma que la potència d'entrada és transmesa únicament a l'inductor, el qual l'emmagatzema. El condensador i resistor no es troben funcionant degut a que el díode es troba obert i no circula corrent a través del mateix.

L'esquema elèctric del convertidor elevador en aquest estat és el que es mostra a continuació:

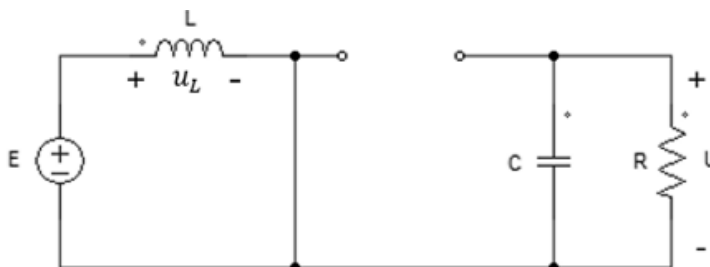


Fig 4.12: Esquema del circuit del convertidor *Boost* en estat *ON*. (Font pròpia).

El corrent que circula per l'inductor ve determinat segons la següent expressió temporal que defineix el comportament de l'inductor:

$$u_L(t) = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} \rightarrow i_L(t) = \frac{1}{L} \int_0^t u_L(\tau) d(\tau) + i_L(0) \quad (4.63)$$

Per tal de facilitar l'estudi, i tal com s'ha realitzat anteriorment, el valor del corrent a l'instant zero es suposa nul, de forma que aquest terme no interfereix en les següents expressions. Això es pot considerar si es té en compte que l'inductor es troba descarregat fins al moment just en que li entra l'energia provinent de la font d'entrada. Es pot determinar el corrent que circula per l'inductor (i_L) en el temps de conducció com:

$$\Delta i_{L(ON)} = \frac{1}{L} \int_0^{T_{ON}} u_L(t) dt \quad (4.64)$$

On L és el valor de l'inductor.

T_{ON} és el període de conducció.

u_L és la caiguda de tensió en borns de l'inductor.

A partir de la llei de tensions de *Kirchhoff* es pot determinar fàcilment la caiguda de tensió en borns de l'inductor com:

$$u_L = E \quad (4.65)$$

Sent E la tensió d'entrada del convertidor.

La caiguda de tensió a l'inductor sempre serà positiu i del mateix valor que la font de la entrada. A partir d'aquesta expressió i de la (4.64) es pot arribar a la determinació de l'arribada del corrent a l'inductor en l'estat de conducció del transistor:

$$\Delta i_{L(ON)} = \frac{1}{L} \int_0^{T_{ON}} u_L(t) dt = \frac{1}{L} \int_0^{T_{ON}} E(t) dt = \frac{E \cdot T_{ON}}{L} \quad (4.66)$$

- **Estat OFF:** en aquest estat el díode condueix de forma que ara el condensador i el resistor si que reben energia provinent tant de la font d'entrada com de l'energia acumulada en l'inductor durant l'estat de conducció (ON). El circuit es mostra a la figura següent:

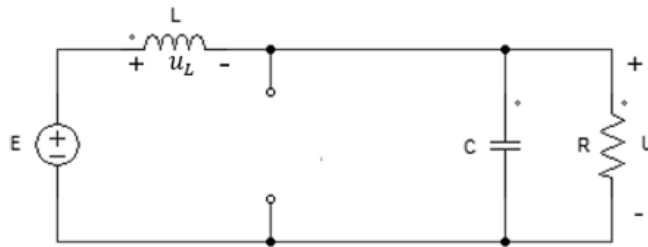


Fig 4.13: Esquema del circuit del convertidor Boost en estat OFF.(Font pròpia).

Per a aquest cas, el corrent que circula a través de l'inductor queda determinat com:

$$\Delta I_{L(OFF)} = \frac{1}{L} \int_{T_{ON}}^{T_{TOTAL}} u_L(t) dt \quad (4.67)$$

Realitzant el mateix estudi que en l'estat de conducció, la caiguda de tensió en l'inductor segons la llei de Kirchoff i el circuit de la Fig 4.13 es:

$$u_L = E - U \quad (4.68)$$

Amb les expressions (4.67) i (4.68) es pot expressar el corrent per l'inductor en l'estat en que el transistor es troba obert com:

$$\Delta I_{L(OFF)} = \frac{1}{L} \int_{T_{ON}}^{T_{TOTAL}} u_L(t) dt = \frac{1}{L} \int_{T_{ON}}^{T_{TOTAL}} (E - U)(t) dt = \frac{(E - U) \cdot T_{TOTAL}}{L} - \frac{(E - U) \cdot T_{ON}}{L} \quad (4.69)$$

A partir dels dos estats que formen un període de commutació, es pot determinar la relació entre la tensió a l'entrada i a la sortida igualant ambdues expressions. D'aquesta forma es compleix el balanç energètic i l'energia emmagatzemada al principi i al final es la mateixa, de tal forma que el corrent que circula per l'inductor haurà de ser el mateix en ambdós estats.

Aquest concepte del compliment del balanç energètic es pot expressar com:

$$\Delta I_{L(OFF)} + \Delta I_{L(ON)} = 0 \rightarrow \frac{(E - U) \cdot T_{TOTAL}}{L} - \frac{(E - U) \cdot T_{ON}}{L} + \frac{E \cdot T_{ON}}{L} = 0 \quad (4.70)$$

I a partir de l'expressió (4.70) es pot expressar la següent igualtat:

$$\frac{(E - U)T_{TOTAL}}{L} = -\frac{U \cdot T_{ON}}{L} \quad (4.71)$$

Considerant la relació de conducció (δ) com:

$$\delta = \frac{T_{ON}}{T_{ON} + T_{OFF}} = \frac{T_{ON}}{T_{TOTAL}} \quad (4.72)$$

A partir de l'expressió de la relació de conducció anterior i de la igualtat entre l'estat *ON* i *OFF* expressada en (4.71) s'arriba a l'expressió final que defineix la relació de conducció del convertidor elevador:

$$\delta = \frac{U - E}{U} = 1 - \frac{E}{U} \quad (4.73)$$

La tensió de sortida, expressada vers la d'entrada amb la relació de conducció queda definida com:

$$U = -\frac{E}{\delta - 1} = \frac{E}{1 - \delta} \quad (4.74)$$

Un cop es té expressada la relació de conducció del convertidor elevador en funció de la tensió d'entrada i de sortida, el següent pas és realitzar la modelització del mateix convertidor emprant el model basat a l'espai d'estat. D'aquesta forma es podrà garantir que la relació de conducció trobada és la correcta, i es podrà procedir a la determinació dels components del convertidor en funció de la mateixa.

4.3.2. Modelització a l'espai d'estat

Per a la modelització a l'espai d'estat del convertidor elevador s'ha realitzat el mateix procediment dut a terme en el convertidor reductor. D'aquesta forma primerament s'ha determinat la seva topologia i les equacions d'estat del mateix.

1. Identificació topològica i deducció de les equacions d'estat.
 - **Estat de càrrega o *ON* ($\mu(t)=1$)**

En aquest estat, el transistor es troba tancat mentre el díode queda obert, l'esquema elèctric és el que figura a continuació:

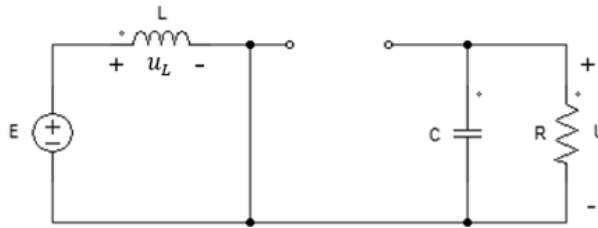


Fig 4.14: Esquema elèctric de l'estat de càrrega del convertidor elevador (Font pròpia).

Les variables de tensió i corrent dels diferents components del circuit són els que s'utilitzen per a realitzar el seu estudi. Aquests es troben representats a la *Taula 4.2*.

Taula 4.2: Variables del convertidor elevador.

Element	Tensions	Corrents
Font d'Entrada	E	i_E
Condensador	u_c	i_c
Inductor	u_L	i_L
Díode	u_D	i_D
Sortida	U	i_{out}

Implementant la llei de tensions de *Kirchoff* s'arriba a la següent expressió per a la tensió d'entrada:

$$E = u_L(t) \quad (4.75)$$

De la mateixa forma, implementant la llei de *Kirchoff* de corrent pel díode s'arriba a l'expressió següent:

$$i_D(t) = i_C(t) + i_{out}(t) = i_C(t) + \frac{u_C(t)}{R} = 0 \quad (4.76)$$

Tenint en compte les expressions que defineixen la caiguda de tensió per l'inductor i el corrent que circula pel condensador respecte el temps:

$$u_L(t) = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} \quad (4.77)$$

$$i_C(t) = C \cdot \frac{du_C(t)}{dt} \quad (4.78)$$

Es pot arribar a les expressions següents per al convertidor reductor en estat de càrrega:

$$E = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} \quad (4.79)$$

$$i_D(t) = C \cdot \frac{du_C(t)}{dt} + \frac{u_C(t)}{R} = 0 \quad (4.80)$$

Aïllant les derivades de les variables d'estat de les expressions anteriors es té:

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{E}{L} \quad (4.81)$$

$$\frac{du_C(t)}{dt} = -\frac{1}{RC} u_C(t) \quad (4.82)$$

- **Estat de descàrrega o OFF ($\mu(t)=0$)**

En aquest estat, el transistor es obert el díode queda tancat, l'esquema elèctric és el que figura a continuació:

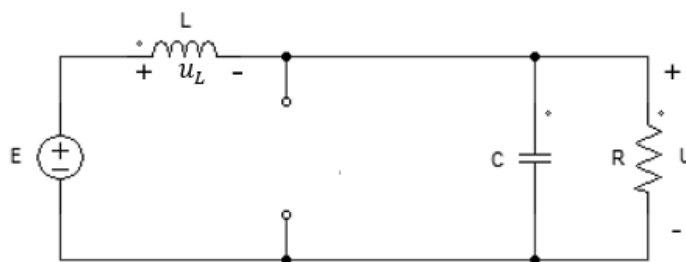


Fig 4.15: Esquema elèctric de l'estat *OFF* del convertidor elevador (Font pròpia).

Les variables de tensió i corrent dels diferents components del circuit són les mateixes que s'han utilitzat en l'anàlisi anterior i que es troben resumides a la *Taula 4.2*.

Per aquesta topologia, les expressions de tensió i corrent seguint la llei de *Kirchhoff* són respectivament:

$$E = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} + u_C(t) \quad (4.83)$$

$$i_D(t) = i_L(t) = C \cdot \frac{du_C(t)}{dt} + \frac{u_C(t)}{R} \quad (4.84)$$

Aïllant les variables d'estat de les expressions anteriors s'obtenen les següents equacions de les variables d'estat del convertidor elevador:

$$\frac{di_L(t)}{dt} = -\frac{1}{L}u_C(t) + \frac{E}{L} \quad (4.85)$$

$$\frac{du_C(t)}{dt} = \frac{1}{C}i_L(t) - \frac{1}{RC}u_C(t) \quad (4.86)$$

- **Estat de conducció en mode discontinu (MCD)**

Aquest estat es dona quan estant en la segona topologia, el corrent pel díode s'anul·la de tal forma que no circula corrent per la càrrega ni la resta de components. En aquest cas, l'esquema elèctric del circuit queda definit de la següent forma:

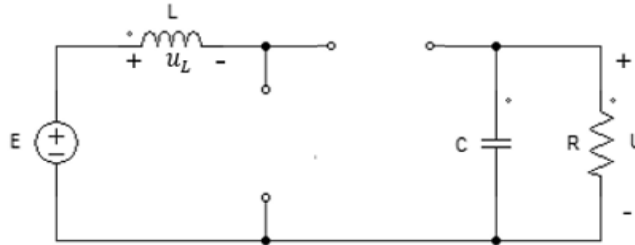


Fig 4.16: Esquema elèctric del mode de conducció discontinu del convertidor elevador (Font pròpia).

La equació que defineix per a aquest estat el corrent per l'inductor és la següent:

$$i_L(t) = 0 \rightarrow \frac{di_L(t)}{dt} = 0 \quad (4.87)$$

D'aquesta forma, es pot expressar el corrent per l'inductor, com la suma del corrent de sortida i pel condensador:

$$i_D(t) = i_C(t) + i_{out}(t) = C \cdot \frac{du_C(t)}{dt} + \frac{u_C(t)}{R} = 0 \quad (4.88)$$

I de les equacions anteriors, resulta finalment les expressions de les dues variables d'estat:

$$\frac{di_L(t)}{dt} = 0 \quad (4.89)$$

$$\frac{du_C(t)}{dt} = -\frac{1}{RC}u_C(t) \quad (4.90)$$

2. Obtenció de les equacions d'estat algorísmiques

Sabent que per les expressions de l'estat de càrrega (ON) la llei de control és $\mu(t)=1$ i per les expressions de l'estat de descàrrega (OFF) la llei de control és $\mu(t)=0$, es poden reunificar les expressions anteriors obtenint les equacions d'estat algorísmiques per al mode de conducció continu ($i_L > 0$) següents:

$$\frac{di_L(t)}{dt} = -\frac{1}{L}u_C(t)[1 - \mu(t)] + \frac{E}{L} \quad (4.91)$$

$$\frac{du_c(t)}{dt} = \frac{1}{C} i_L(t) [1 - \mu(t)] - \frac{1}{RC} u_c(t) \quad (4.92)$$

Per al cas del mode de conducció discontinu ($i_L < 0$) les equacions algorítmiques són:

$$\frac{di_L(t)}{dt} = 0 \quad (4.93)$$

$$\frac{du_c(t)}{dt} = -\frac{1}{RC} u_c(t) \quad (4.94)$$

3. Promitjat a l'espai d'estat

Identificant en cada cas els termes i escrivint les equacions de forma matricial s'arriba a les següents expressions:

$$\begin{pmatrix} \frac{d}{dt} i_L \\ \frac{d}{dt} u_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_L \\ u_c \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix} \cdot (E) \equiv \dot{x} = A_1 \underline{x} + B_1 \underline{u} \quad (4.95)$$

$$\begin{pmatrix} \frac{d}{dt} i_L \\ \frac{d}{dt} u_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_L \\ u_c \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix} \cdot (E) \equiv \dot{x} = A_2 \underline{x} + B_2 \underline{u} \quad (4.96)$$

D'aquesta forma, les matrius de les equacions d'estat per als dos estats de funcionament són:

$$A_1 = \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix} \quad (4.97)$$

$$B_1 = \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (4.98)$$

$$A_2 = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix} \quad (4.99)$$

$$B_2 = \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (4.100)$$

Es pot observar, com $A_1 \neq A_2$, per tant, el sistema promitjat serà bilineal en A. En canvi, $B_1 = B_2$ per la qual cosa no cal realitzar el promitjat d'aquesta matriu. De totes formes, per tal

de comprovar com efectivament la relació és lineal en B s'ha realitzat el promig del mateix com si d'una relació bilineal es tractés:

$$A = \delta \cdot A_1 + (1 - \delta) \cdot A_2 \quad (4.101)$$

$$A = \delta \cdot \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix} + (1 - \delta) \cdot \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1-\delta}{L} \\ \frac{1-\delta}{C} & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix} \quad (4.102)$$

$$B = \delta \cdot B_1 + (1 - \delta) \cdot B_2 = \delta \cdot \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix} + (1 - \delta) \cdot \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix} \quad (4.103)$$

Finalment l'equació d'estat promitjada del convertidor reductor ve donada per la següent expressió:

$$\dot{x} = A\underline{x} + B\underline{u} \quad (4.104)$$

I per tant, en termes de matrius queda expressada com:

$$\begin{pmatrix} \frac{d}{dt} i_L \\ \frac{d}{dt} u_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1-\delta}{L} \\ \frac{1-\delta}{C} & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} i_L \\ u_c \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix} \cdot (E) \quad (4.105)$$

Essent $I_L = \langle i_L \rangle$ el valor promitjat del corrent per l'inductor

$U_c = \langle u_c \rangle$ el valor promitjat de la tensió pel condensador.

Finalment, per tal de veure el comportament del convertidor elevador en règim estacionari cal aplicar la condició de derivades nul·les de les variables d'estat.

4. Comportament en valors mitjos

Anul·lant les derivades de les variables d'estat resulta:

$$\begin{pmatrix} 0 \\ 0 \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -\frac{1-\delta}{L} \\ \frac{1-\delta}{C} & -\frac{1}{RC} \end{pmatrix} \cdot \begin{pmatrix} I_L \\ U_c \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{pmatrix} \cdot (E) \quad (4.106)$$

I per tant, s'arriben a les expressions finals:

$$U_c = U = \frac{E}{1 - \delta} \quad (4.107)$$

$$I_L = I_{out} = \frac{U_c}{(1 - \delta) \cdot R} = \frac{U}{(1 - \delta) \cdot R} \quad (4.108)$$

Aquestes expressions són idèntiques a les obtingudes per l'anàlisi convencional del sistema, les quals expliquen el comportament del mateix en règim permanent estàtic i en quant a valors mitjos o promitjats de les seves variables. Queda clar doncs, que la relació de conducció del convertidor elevador s'expressa respecte la tensió de sortida i d'entrada com:

$$\delta = \frac{U - E}{U} = 1 - \frac{E}{U} \quad (4.109)$$

Com es pot observar de l'expressió (4.109) la relació entre la tensió d'entrada i sortida del convertidor reductor és no és lineal. Això implica que la tensió de sortida serà sempre superior a la d'entrada segons la relació de conducció expressada. A la següent figura es mostra una representació de la tensió de sortida del convertidor *Boost* respecte la relació de conducció amb una tensió a l'entrada de 100 V d'amplitud.

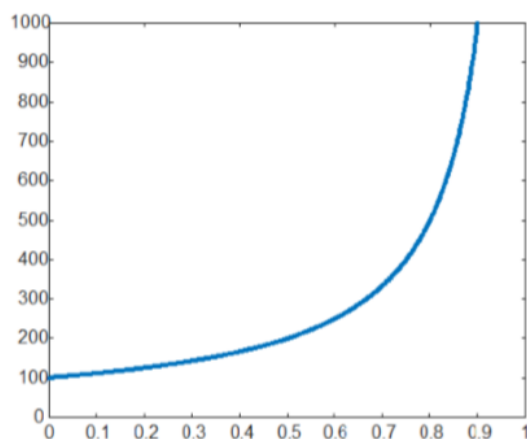


Fig 4.17: Resposta d'un convertidor elevador en funció de la relació de conducció. (Font [11])

Es pot veure com la forma que presenta és hiperbòlica. Amb una relació de conducció de 0, el convertidor obtindria a la sortida la mateixa tensió que a l'entrada. En aquest cas, tota la tensió de la font aniria a parar cap a la sortida, ja que el transistor es troba obert i el díode conduïent.

En el cas contrari, en que la relació de conducció sigui 1, la tensió a la sortida és d'un valor que teòricament és infinit. Es pot veure com a la realitat a partir d'una relació de conducció de 0,8 el sistema ja quasi bé no presenta canvis a la sortida. Aquest convertidor, a diferència del *Buck* que tenia una

relació lineal, comporta que la determinació dels seus paràmetres així com del control segueixi un anàlisi curós per tal de garantir que opera correctament. La màxima tensió de sortida dependrà dels components escollits, podent aquests suportar valors més o menys elevats de tensió i corrent a través seu.

La característica no lineal del Boost impossibilita que es pugui realitzar un control per inversió que tingui resultats en un espectre gran de consignes i càrregues, a més de bons transitoris. El convertidor elevador és còmodament tractable fins a valors de cicle de treball d'aproximadament 0,6. A partir d'aquest punt el sistema es torna progressivament menys lineal i més hiperbòlic. És desitjable, sigui quin sigui el control utilitzat, mantenir cicles de treball baixos per facilitar la feina al controlador i obtenir millors resultats.

4.3.3. Càlcul de components

El següent pas un cop es té el funcionament del convertidor elevador determinat, així com la relació entre la tensió d'entrada i de sortida, és dimensionar els components que formen part del mateix. Com s'ha realitzat anteriorment, els components a dimensionar són l'inductor i el condensador, permetent d'aquesta forma obtenir els senyals de sortida desitjats.

- **Inductor:** queda dimensionat segons l'arissada (Δi_L) que es vol tenir com a màxim pel mateix així com per la freqüència de commutació (f_{SW}). Cal tenir en compte que un inductor real presenta una resistència en sèrie paràsita (DCR), R_L . Aquesta resistència associada a l'inductor provoca que hi hagi una caiguda de tensió en borns de l'inductor proporcional al corrent que circula per la mateixa:

$$u_{DCR} = i_L \cdot R_L \quad (4.110)$$

Com s'ha comprovat per al cas del convertidor reductor, el valor de la resistència paràsita es tan petit que no ocasiona pèrdues i es pot considerar menyspreable. Cal tenir en compte a la pràctica l'elecció d'un inductor amb la mínima DCR però que sigui capaç de suportar el corrent desitjat.

L'expressió de l'inductor amb les consideracions realitzades queda estimat de la següent forma [27] i [28]:

$$L_{min} = \frac{E \cdot (U - E)}{\Delta i_L \cdot f_{SW} \cdot U} = \frac{E \cdot \delta}{\Delta i_L \cdot f_{SW}} \quad (4.111)$$

El seu valor depèn de l'arissada del corrent per l'inductor, aquesta normalment es restringeix percentualment respecte el valor del corrent de sortida. Una restricció usual és que l'arissada sigui un 15% del valor de corrent de sortida [10], [28].

El corrent màxim que circula per l'inductor es pot calcular a través del valor eficaç i de l'arissada que presenta com:

$$i_{L,max} = i_L + \frac{\Delta i_L}{2} \quad (4.112)$$

Caldrà doncs, escollir un inductor que suporti aquest valor màxim de corrent a través seu.

- **Condensador:** la seva funció es mantenir la tensió de sortida i minimitzar l'arissada present en la mateixa. Té una inductància equivalent en sèrie l'efecte del qual apareix a altes freqüències, on la resistència paràsita que té disminueix.

Per a escollir el condensador, cal tenir en compte el valor de la seva component paràsita (*ESR*), la qual ha de ser petita per a no produir pèrdues. Es pot considerar menyspreable el seu valor si és més petit que la relació entre l'arissada de tensió a la sortida i corrent per l'inductor:

$$R_C \leq \frac{\Delta U}{\Delta i_L} \quad (4.113)$$

En aquest cas, el valor del condensador es pot determinar a partir de l'expressió següent [28]:

$$C_{min} = \frac{i_{out(max)} \cdot \delta}{f_{SW} \cdot \Delta U} \quad (4.114)$$

On ΔU és l'arissada de tensió de sortida desitjada. Aquesta però, presenta un valor més elevat que el calculat amb l'expressió anterior, degut a la resistència paràsita R_C del condensador. L'arissada present a la sortida per l'efecte d'aquesta resistència queda expressat com:

$$\Delta U_{R_C} = R_C \cdot \left(\frac{i_{out(max)}}{1 - \delta} + \frac{\Delta i_L}{2} \right) \quad (4.115)$$

L'arissada de tensió a la sortida, de la mateixa forma que s'ha fet amb el convertidor reductor, també es restringeix a un valor que sol ser un 1% del valor de sortida, per aconseguir d'aquesta forma obtenir un senyal amb arissada pràcticament nul·la.

5. Control de convertidors

La part de control d'un convertidor és la que permet que els diferents dispositius que actuen com a interruptors commutin en un determinat moment tal que el funcionament general de tot el circuit compleixi amb les especificacions desitjades sobre el mateix. D'aquesta forma, per exemple, un bon control del convertidor permet tenir a la sortida del mateix un valor desitjat.

Si ens centrem en l'estudi del convertidor Buck, el qual es comporta com un reductor de tensió, la tensió de sortida és proporcional a la d'entrada segons la relació de conducció:

$$U = \delta \cdot E \quad (5.1)$$

El valor que pot tenir la relació de conducció està comprès entre 0 i 1 de tal forma que a la sortida es pot tenir des de una tensió igual a la d'entrada, fins a un valor nul de tensió. El control permetrà garantir que la relació de conducció és la que desitja l'usuari per tal d'obtenir a la sortida el valor adient de tensió.

El sistema de control d'un convertidor pot ser de dos formes diferents, segons si depèn d'alguna de les variables internes del circuit, o és independent d'aquestes. D'aquesta forma es parla de sistema en llaç obert, o sistema en llaç tancat:

- **Sistema en llaç obert:** en aquest tipus de sistema, el control que es realitza sobre el circuit és extern al mateix, és a dir, no ve determinat per cap variable ni consigna dins el circuit en qüestió. És un sistema senzill, normalment format pels components que formen part de la part de potència, i per un petit muntatge que permet imposar la relació de conducció.

El problema d'aquest sistema es que no es capaç d'anteposar-se a possibles pertorbacions que es puguin ocasionar. Permet però, tenir una ràpida idea de si la part de potència del circuit opera correctament i el funcionament del mateix és l'esperat.

- **Sistema en llaç tancat:** en aquest sistema, el control del circuit té en compte com a mínim una variable física del circuit, mesurada a través de sensors, ó sinó estimada. Normalment aquestes variables són amb les que es calculen els components per al correcte funcionament del circuit, com són la tensió i el corrent. Altres variables a tenir en compte poden ser freqüència o fase en cas de treballar en circuits de senyals alterns.

L'ús del sistema en llaç tancat permet garantir un bon funcionament anteposant-se a possibles pertorbacions, i per tant, dotant al circuit d'un comportament més robust.

L'únic inconvenient es la dificultat per implementar el control, ja que és elevada i necessita de temps per a portar-la a terme correctament.

A la següent *Taula 5.1* apareix a mode de resum les característiques principals dels dos tipus de sistemes de control d'un circuit o sistema:

Taula 5.1: Comparació de característiques entre control en llaç obert i llaç tancat (Font pròpia).

	Llaç Obert	Llaç Tancat
Implementació	Senzilla	Inter-mitja
Robustesa	Poca	Molta
Software	No necessita	Pot necessitar
Rendiment	Depèn del tipus de convertidor	Molt elevat
Influència perturbacions	Molt elevada	Poca
Cost	Components de la part de potència	Components de la part de potència + part de control
Ús de sensors	No necessita	Necessita 1 o més
Seguretat	Mínima (No es capaç d'anteposar-se a possibles sobretensions)	Elevada (Es pot aturar el sistema segons si detecta un valor superior d'una variable)

Cal destacar que en el control d'un convertidor es pot utilitzar qualsevol dels dos tipus de processament de senyals que hi ha i que són: analògics i digitals. Depenent de si el control del circuit ve donat per un dispositiu lògic programable, simplement per components electrònics o bé per els dos tipus alhora, es tindran una sèrie d'avantatges o inconvenients.

- **Control analògic**

- Treballa directament amb components electrònics per la qual cosa, cal ajustar bé el circuit tenint en compte que els components poden presentar limitacions com ara: toleràncies, derives tèrmiques...
- Per a realitzar operacions matemàtiques pròpies per al control d'un sistema es més complicat, per tant, la seva precisió és baixa.

- **Control digital (en temps discret)**

- Mitjançant codi de programa es pot implementar algorismes que siguin capaços de realitzar operacions matemàtiques entre d'altres operacions, de forma senzilla i ràpida.
- Permet actuar sobre una interfície gràcies a la qual després pot ser carregada sobre el sistema físic en qüestió. En aquest treball, s'ha utilitzat el software *PSIM* per a simular i realitzar el control del convertidor, així com l'ús d'una *DSP* per poder veure com es comporta el circuit físic interactuant amb el simulat.
- És senzill d'implementar ja que es realitza mitjançant codi o altres tècniques com ara blocs o components que ja estan dissenyats dins dels programes. Alguns exemples són el *PSIM*, l'eina *Simulink* de *Matlab* i *Typhoon HIL Control Center*.

Com s'ha comentat una de les tècniques emprades per al control digital d'un convertidor és amb la realització de la part de control en una *GUI* (*Graphic User Interface*). En aquest treball s'ha empleat *PSIM* per a portar a terme el control i realitzar les simulacions adients per a determinar el bon funcionament del mateix. Un cop es té el control realitzat, es carrega sobre la *DSP* que porta els paràmetres de control del circuit. En la següent figura *Fig 5.1* es pot observar un exemple de com es pot implementar aquest control:

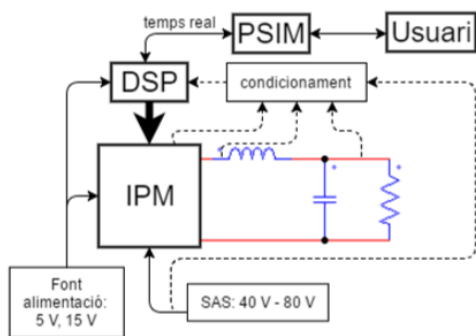


Fig 5.1: Implementació de control mitjançant una DSP (Font [11]).

En aquest cas, el mòdul *IPM* (*Intelligent Power Module*) és l'element de commutació que disposa de diferents transistors. Governant amb la *DSP* sobre el bloc *IPM* es pot controlar per exemple el cicle de treball del convertidor i d'aquesta forma poder garantir que la tensió a la sortida és l'esperada. En el cas d'aquest treball, s'ha realitzat la part de commutació amb elements discrets, sense la utilització de cap bloc *IPM* ni cap placa o xip que porti incorporats elements de commutació.

El gran avantatge d'aquest mètode es que l'usuari pot interferir en els paràmetres de control de la etapa de potència de forma senzilla, ràpida i externa al circuit físic. D'aquesta forma es pot canviar els valors de la tensió o corrent que es desitgen tenir a la sortida del circuit així com la freqüència de commutació dels interruptors.

El mòdul *DSP* és un processador digital (temps discret) de senyals que permet processar i representar senyals en temps real. Per tal de que aquests senyals siguin els del circuit físic, sent aquests analògics, és necessari l'ús de convertidors analògics/digitals tant a l'entrada del mòdul *DSP* com a la seva sortida.

5.1. Mètodes de control

En els convertidors *CC-CC* la tensió de sortida (U) depèn de tres paràmetres:

- Tensió a l'entrada: E
- Cicle de treball: δ
- Corrent per la càrrega: i_{out}

En menor mesura poden dependre dels altres components. Amb el control del convertidor el que es desitja es tenir una tensió de sortida com més precisa possible fins i tot davant de possibles pertorbacions. Per poder realitzar aquest control en front a aquestes pertorbacions, una de les solucions es implementar un laç de realimentació negativa que ajusti automàticament el valor de la relació de conducció necessari per a tenir a la sortida la tensió desitjada.

Tenint en compte que les possibles pertorbacions poden provenir de la font d'alimentació, del cicle de treball, del corrent per la càrrega i d'altres elements del convertidor, el sistema de realimentació negativa o control en laç tancat tindria un aspecte semblant al següent:

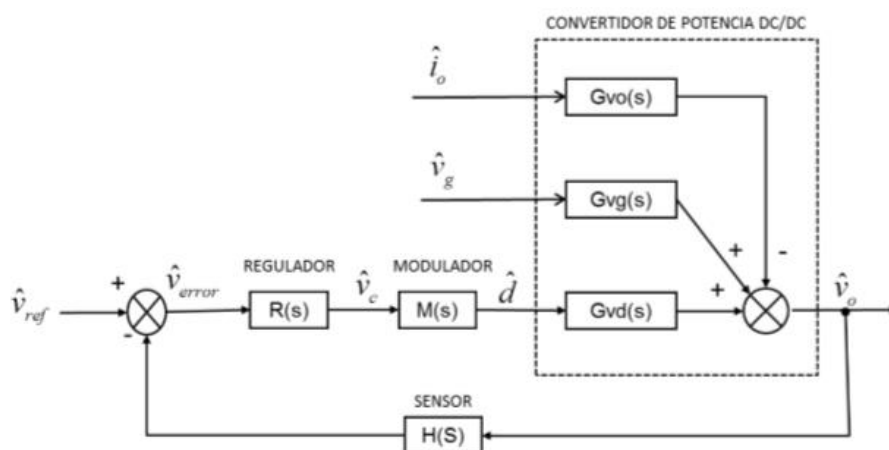


Fig 5.2: Diagrama de blocs de control d'un convertidor amb realimentació negativa (Font [12]).

Com s'observa el sistema de control necessita d'un regulador i un modulador per a sintonitzar correctament la relació de conducció. Aquesta sintonització dependrà de l'error produït entre el valor de referència i el sensat a la sortida del sistema. El bloc regulador és l'encarregat d'obtenir el senyal que actua sobre el bloc modulador, que es el que permet obtenir el senyal d'encesa de l'element commutador, és a dir, la relació de conducció del transistor en cas del convertidor Buck.

Per a realitzar aquesta regulació de llaç negatiu, es pot actuar sobre la tensió o sobre el corrent tenint diferents característiques per a cada mètode.

Mitjançant aquesta tècnica es pretén controlar la relació de conducció dels elements que actuen com commutadors. Per a aconseguir que la càrrega pugui tenir una tensió de sortida entre els seus terminals de valor estable, és necessari que la freqüència del senyal del PWM (*Pulse-Width Modulation*) sigui del valor per al qual han estat parametritzats els valors dels components del convertidor. L'arribada present a la sortida depèn del valor del condensador, el qual s'ha calculat a partir de la freqüència a la qual es vol fer operar. En cas contrari, de commutar els transistors a freqüències baixes els components emmagatzemarien molta energia i el sistema presentaria un mal comportament.

A la següent figura es mostra com ve determinada la modulació per ample de polsos:

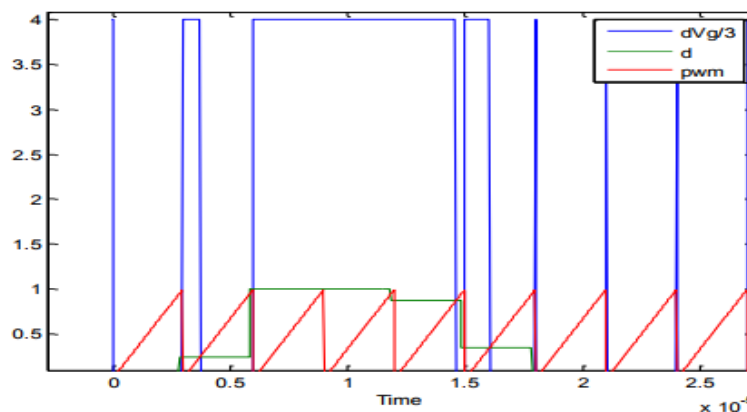


Fig 5.3: Simulació de la modulació per a obtenir el cicle de treball d'un convertidor (Font [13]).

Com es pot observar a la Fig 5.3, el senyal modulador (traça vermella) es un senyal periòdic a una determinada freqüència, la qual en el moment en que es talla amb el senyal de tensió del convertidor (traça blava) origina la relació de conducció (traça verda). Això marca doncs, la commutació del transistor tal i com es pot veure en el circuit.

Quan la relació de conducció (traça verda) és més gran que el senyal modulador de dents de serra (traça vermella), l'interruptor es trobarà connectat al node 1 corresponent amb l'estat de càrrega del

convertidor. Quan en canvi, el senyal de la relació de conducció es troba per sota del senyal de la ona moduladora, queda connectat al node 2, corresponent a l'estat de descàrrega del convertidor.

Quan s'utilitza el senyal *PWM* per al control cal utilitzar durant tot el procés la mateixa freqüència de commutació, ja que d'aquesta forma s'aconsegueix limitar les interferències electromagnètiques generades per la font d'alimentació.

5.1.1. Control en mode de tensió

El control de tensió es realitza a través d'un únic llaç de realimentació, per la qual cosa només depèn d'un sol paràmetre del sistema físic, que és la tensió de sortida del convertidor. El que realitza aquest control és una comparació entre la tensió present a la sortida amb una tensió de referència. La diferència entre ambdues serveix per a què la part de control pugui regular la sortida fins aconseguir estabilitzar-la al valor de referència fixat.

Per aquest motiu, sovint es parla de control amb consigna de tensió ja que es tracta d'un model en el qual a partir d'imposar una tensió de referència es pretén que aquesta es trobi a la sortida del convertidor.

L'esquema d'aquest control seguiria el circuit mostrat a la Fig 5.4.

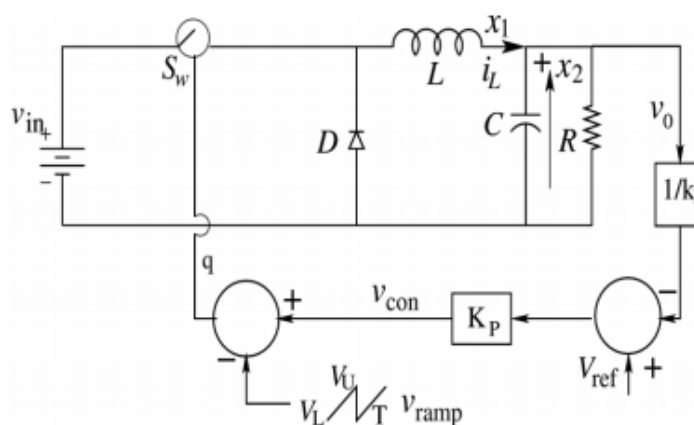


Fig 5.4: Disseny elèctric d'un convertidor reductor amb control per consigna de tensió (Font [14]).

A partir de la figura es pot veure la regulació en llaç tancat a partir de consignes de tensió. V_{in} és l'entrada del convertidor mentre que V_o és la sortida. La realimentació ve donada a partir de la consigna V_{ref} que es compara amb la tensió de sortida. Mitjançant aquesta comparació el controlador farà els ajustos pertinents per fer que el voltatge de sortida sigui igual a aquesta referència.

El circuit s'implementa amb un primer amplificador operacional, l'entrada no inversora del qual correspon al senyal de referència. D'aquesta forma, i a partir de la relació de resistors que permeten determinar el guany del mateix, es pot obtenir el guany el qual en la figura anterior queda constituït pel bloc proporcional K_p .

La tensió de control que va a parar cap al PWM amb el senyal modulador, es pot determinar fàcilment a partir del circuit anterior sent:

$$v_{control} = k_p \left(V_{ref} - \frac{v_o}{k_1} \right) \tag{5.2}$$

K_p : guany del control proporcional.

K_1 : factor de reducció de la tensió de sortida.

V_o : tensió de sortida del convertidor.

V_{ref} : consigna de referència de tensió.

L'esquema del circuit de control amb la implementació real emprant l'amplificador operacional per a comparar el senyal de sortida amb el de referència és el que es mostra a continuació:

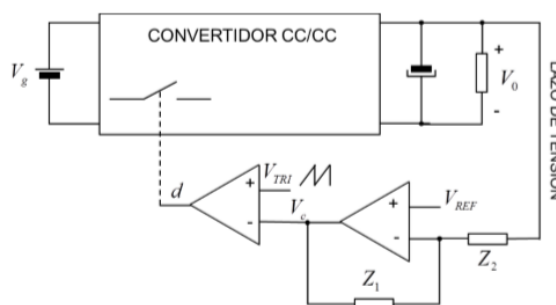


Fig 5.5: Esquema del control d'un convertidor CC-CC per mode de tensió (Font [15]).

En aquest cas, la regulació es realitza mitjançant un primer bloc la funció del qual es obtenir una tensió de control (V_c) per al modulador. Amb les impedàncies Z_1 i Z_2 es pretén filtrar i amplificar la senyal procedent de la sortida. En moltes ocasions aquesta amplificació no es té en compte i s'utilitza directament com tensió de control la diferència entre la tensió de referència i la mesurada a la sortida.

Aquest tipus de control presenta les següents característiques:

- ✓ Posseeix un únic llaç de realimentació.
- ✓ Fàcil realització del control.
- ✓ Immunitat al soroll utilitzant senyal moduladora de dents de serra.
- ✓ Baixa impedància, proporciona una bona regulació per a diferents càrregues.
- ✗ Resposta lenta enfront a variacions brusques a l'entrada (ha d'esperar que es vegin reflectides a la sortida per a corregir-les)

- * Canvis en la entrada influeixen molt en el guany del llaç, requerint que tingui un alt guany per arribar a les especificacions desitjades.

Amb la necessitat de superar els inconvenients que presenta aquest control basat en consigna de tensió, s'han implantat millores que permetin que la relació de conducció sigui independent al guany del llaç de realimentació.

Una solució es modificar el pendent del senyal del *PWM* amb una tensió que sigui proporcional a la tensió d'entrada. A aquest mètode se'l coneix amb el nom de *Voltage Feed-Forward*. L'avantatge que presenta es que permet millorar la resposta en els transitoris de càrrega al mateix temps que es fa immune a canvis produïts a la tensió d'entrada del convertidor. El circuit no obstant, necessita d'un sensor de tensió per a poder detectar el voltatge d'entrada del convertidor.

El control per tensió és recomanable quan l'aplicació permeti variacions a l'entrada o a la càrrega o quan la càrrega que es té sigui de valor baix.

5.1.2. Control en mode de tensió amb histèresi

El control per comparació en histèresi de tensió es tracta d'un control no lineal semblant al de tensió, amb la importància d'afegir un marge d'histèresi per evitar que l'element commutador (en el cas del *Buck* el transistor) commuti a freqüències massa elevades, moment en el qual es produeix el fenomen de *chattering*. Una solució és afegir un biestable tipus D tal i com es veurà en controls posteriors basats en corrent. Un exemple de circuit de control per a un convertidor Buck que utilitzi el mètode de comparació amb histèresi es mostra a la *Fig 5.6*.

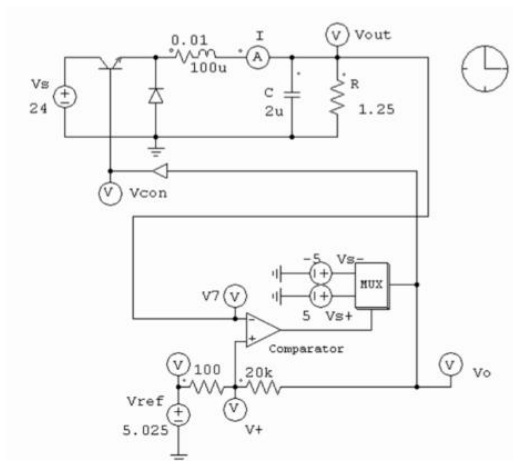


Fig 5.6: Control per histèresi en mode de tensió d'un convertidor reductor (Font [14]).

Per entendre bé aquesta solució cal tenir en compte el concepte de límits de commutació. Un control habitual té una acció de commutació marcada per uns valors límits, de tal forma que si es creuen aquests valors l'interruptor commuta entrant en conducció o en tall. La banda entre els dos límits és el que es coneix amb el nom de banda morta (*dead band*) en la qual no es dóna cap acció de control.

Aquestes límits de commutació (*switching boundary*) defineixen la banda morta, dins la qual no existeix cap acció de control, per aquesta raó, la banda morta representa un paràmetre de disseny de gran importància. L'esmentat *chattering* és el fenomen que es produeix quan la banda morta es tan estreta que el sistema commuta a una freqüència quasi bé infinita intentant imposar la referència o consigna de variable de sortida (en el cas de la Fig 5.6 la tensió) al valor imposat.

El control per tensió amb histèresi permet comparar la sortida amb dues referències de nivell alt i baix, de tal forma que determinen l'encesa i l'apagat dels commutadors per a controlar la tensió de sortida. El seu ús està present per evitar entrar en "chattering".

Per al cas de convertidors estàtics DC-DC típicament s'utilitza una variable d'estat o de sortida del sistema per a definir, sobre la mateixa, els límits de commutació de forma que aquests límits són els que governen l'acció dels interruptors.

A la següent figura es mostra l'esquema del principi de control per histèresi dels convertidors DC-DC de topologia reductora i elevadora.

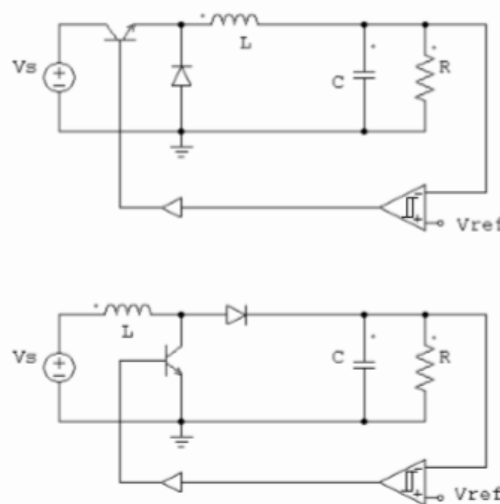


Fig 5.7: Esquema de principi del control per histèresi del convertidor reductor (superior) i elevador (inferior). (Font [31]).

Aquest control presenta com a principal avantatge el fet de poder fixar la tensió de sortida als voltants de la tensió de referència, dintre dels llindars superior i inferior imposats. A més, tot i que la càrrega variï fortament o existeixi incertesa d'alguns paràmetres del sistema segueix complint la tensió de

referència marcada. Es tracta d'un control efectiu i simple, que proporciona robustesa, bona dinàmica i insensibilitat a la variació de components.

Per contra, no existeix un procediment formal per al càlcul de controladors per histèresi, de forma que no es poden preveure els problemes que pot tenir. Un dels principals objectius d'un convertidor és que aquest sigui estable, i amb aquest control no es pot preveure si efectivament a la sortida es tindrà un senyal estable o no. Per aquesta raó, aquest mètode de control no ha estat simulat ni implementat en cap dels convertidors dissenyats.

5.1.3. Control en mode de lliscament

El control en mode de lliscament (*Sliding Mode Control*) és un control més robust que els anteriorment esmentats, capaç de corregir pertorbacions en forma de variacions dels diversos paràmetres i de la càrrega que es poden produir en el sistema. Es tracta d'una millora del control per histèresi basant-se en un control per límits.

La seva funció és aconseguir que les variables d'estat del convertidor (tensió al condensador de sortida i corrent a l'inductor) puguin assolir determinats valors, constants o variables amb el temps, de forma que la trajectòria al pla de fase segueixi la llei de control de l'interruptor [31]. Aquesta llei de control es troba representada per la superfície de commutació, o límit de commutació (σ).

L'objectiu és que les accions d'obertura i tancament dels interruptors d'un convertidor, facin que les seves variables d'estat segueixin la superfície de commutació σ . El règim de lliscament s'aconsegueix restringint el moviment d'un sistema dinàmic a una superfície de lliscament. El comportament que presenta el sistema quan està restringit únicament dependrà dels paràmetres que caracteritzen el mateix. Queden definides dues regions, la formada per les trajectòries d'estat descrites per les variables del sistema quan l'interruptor està ON, i les corresponents a l'estat en OFF. Aquesta dinàmica queda esquematitzada a la *Fig 5.8*.

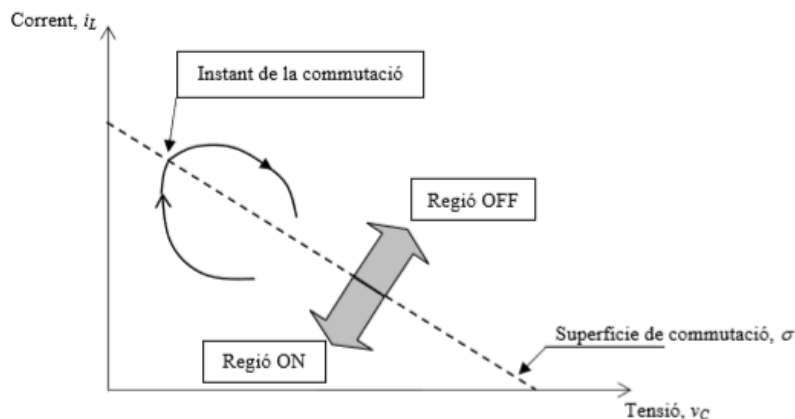


Fig 5.8: Interaccions entre el control i la superfície de commutació amb control per límits. (Font [31]).

A part de que amb aquest control es pot fer treballar correctament un convertidor amb perturbacions en gran senyal, també cal destacar el fet de poder evitar entrar en *chattering*, fenomen esmentat anteriorment i què és típic en els convertidors.

Per aconseguir que un sistema es trobi en règim de lliscament cal definir els següents paràmetres:

- ✓ Superfície de commutació
- ✓ Llei de control

En el disseny d'aquests sistemes és molt important tenir en compte que la superfície de lliscament és invariant. El principi del control en mode de lliscament és imposar mitjançant l'adequada entrada de control que el sistema és trobi en el hiperplà $\sigma = 0$. Per tant, des de qualsevol condició inicial en la que es trobi el sistema cal que sigui capaç de trobar-se en el hiperplà $\sigma = 0$ i que un cop hi ha arribat, la acció de control sigui capaç de mantenir el sistema en aquest estat [15], [16], [31].

A la Fig 5.9 es pot veure un exemple de com està definit la superfície de commutació i queda remarcant el hiperplà $\sigma = 0$.

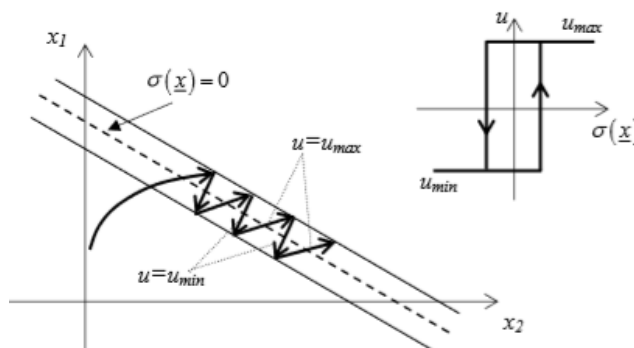


Fig 5.9: Pla de la superfície de commutació del control per lliscament amb histèresi. (Font [31][15]).

Quan el sistema està fora de l'hiperplà $\sigma = 0$, el moviment de l'estat del sistema respecte del temps (dS/dt) es en la direcció de recuperar la superfície $S=0$. Això es pot expressar de la següent forma:

Si $\sigma > 0$ aleshores $dS/dt < 0$

Si $\sigma < 0$ aleshores $dS/dt > 0$

La entrada de control discontinua (u) s'ha d'escollir de tal forma que es compleixin les expressions exposades anteriorment. La forma queda expressada doncs de la següent manera:

Si $\sigma > 0$ aleshores $u = u_{\max}$

Si $\sigma < 0$ aleshores $u = u_{\min}$

On els valors de u que és l'entrada de control té dos valors possibles assignats 0 i 1. Per el cas del convertidor Buck per a $u = 1$ el transistor es troba en conducció, mentre que per a $u = 0$ aquest es troba tallat i és el díode el que es troba conduint. Suposant règim permanent s'obtenen els punts d'equilibri del sistema:

Si $u = 0$ aleshores $v = 0$

Si $u = 1$ aleshores $v = E$

La trajectòria de fase sempre intentarà fer que es compleixi la següent igualtat:

Si $\sigma > 0$ fer $u = 0$

Si $\sigma < 0$ fer $u = 1$

Degut a que la evolució del sistema està obligada a mantenir-se sempre al voltant del hiperplà $\sigma = 0$ dependent únicament de la línia o superfície de lliscament escollit, aquest sistema serà independent de la resta de paràmetres del mateix dotant-lo d'aquesta forma d'una robustesa elevada.

Cal destacar les dues etapes en les que es pot trobar aquest control, segons si es troba sobre la superfície de lliscament o no:

- ✓ **Reaching mode:** en aquest mode la trajectòria es mou fins a la línia de lliscament des qualsevol punt inicial. El sistema és sensible a paràmetres incerts i pertorbacions.
- ✓ **Sliding mode:** la trajectòria es mou fins l'origen al llarg de la línia de commutació i mai es separa de la mateixa. El sistema queda definit per l'equació de superfícies commutades sent independent de la resta de paràmetres del sistema i aconseguint el control desitjat.

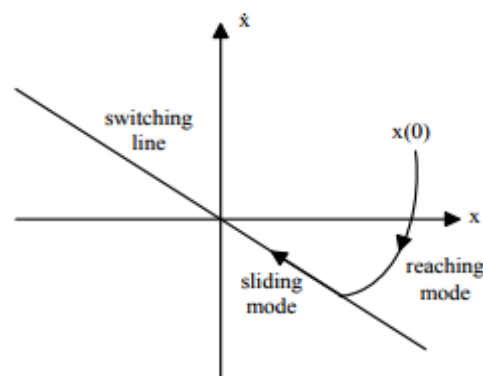


Fig 5.10: Superfícies de control per lliscament. (Font [16]).

Una de les característiques més importants d'aquest sistema de control és la robustesa que presenta davant de canvis o efectes dinàmics no considerats dins del model del convertidor. Fonts consultades: [15], [16], [17], [18] i [32].

5.1.4. Control per corrent

Davant els inconvenients que presenta el control de tensió es veu necessari optar per un altre tipus de control que normalment consta de dos llaços diferents de realimentació que doten al convertidor de més robustesa. Aquests 2 llaços de realimentació estan formats per dos variables sensades diferents, que són, normalment, el corrent i la tensió. Es tracta d'un control en cascada on la primera variable sensada és comparada amb la segona i d'aquesta surt la relació de conducció cap als commutadors. Gràcies a aquestes variables es possible millorar el control de l'element que actua com a interruptor. Un circuit general seria el que es pot observar a la següent figura:

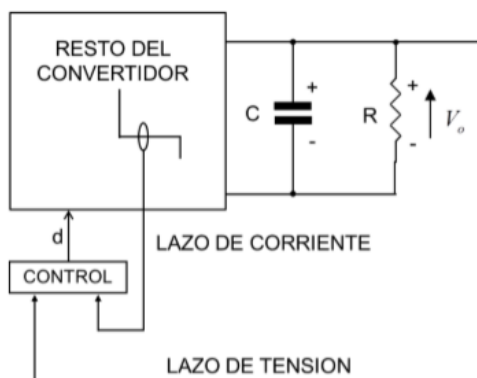


Fig 5.11: Sistema de control de corrent d'un convertidor (Font [19]).

Amb el primer llaç de control amb un senyal de corrent es pot controlar el corrent que circula per l'inductor mentre que amb el segon de tensió, igual que passava amb el control de tensió, utilitza el voltatge de sortida en la realimentació del llaç. Mitjançant ambdós llaços de realimentació es possible oferir al sistema d'una major exactitud pel que fa al valor de sortida.

Per a adoptar al sistema d'una robustesa més elevada, s'utilitza un biestable D que activa el transistor a partir d'un senyal de rellotge. A la següent figura es pot veure com quedaria tot el convertidor controlat amb els dos llaços de realimentació i el biestable esmentat.

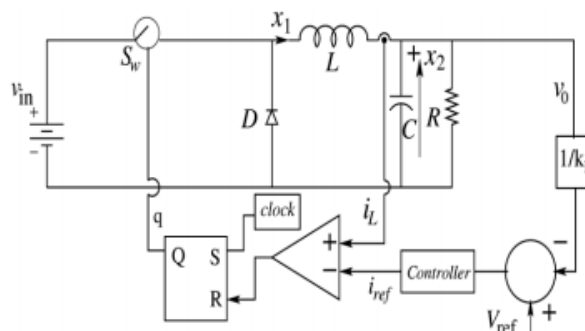


Fig 5.12: Control de corrent d'un convertidor reductor amb biestable tipus D (Font [19]).

A l'inici del cicle, el senyal de rellotge activa el biestable D ($Q=1$) i d'aquesta forma, s'activa l'interruptor que està governat pel transistor. El corrent que circula per l'inductor prové únicament de l'interruptor, i per tant, és el mateix i anirà augmentant al llarg del temps. Aquest corrent es compara amb el corrent de referència que prové de la sortida del propi convertidor segons la tensió de referència que s'ha imposat i que és la que es vol obtenir.

En aquest sentit, el comportament és similar al control per tensió però més robust comparant un corrent de sortida amb el que circula per la inductància, i és el que s'espera es trobi a la sortida de forma permanent, moment en el qual es podrà dir que el sistema està en mode de conducció contínua.

La funció del biestable és senzilla a la vegada que eficaç. Si el corrent que circula per l'inductor és major que el de referència, el comparador satura i per tant, es produeix el senyal de *Reset* del biestable desactivant l'interruptor i per tant, tallant el transistor i entrant en conducció el díode. En el següent cicle de rellotge es tornarà a activar i es repetirà el mateix procés en llaç tancat.

Els avantatges i inconvenients que presenta aquest mètode de control són els següents:

- ✓ El senyal del PWM ve determinat pel senyal del rellotge.
- ✓ Millora la resposta lenta que presentava la regulació per tensió ja que el corrent a través de l'inductor canvia de forma immediata quan es produeix un cert canvi en la tensió d'entrada (el seu pendent ve determinat per la diferència de tensió entre l'entrada i la sortida).
- ✓ No ha d'esperar a que el senyal arribi fins a la sortida per poder corregir l'error.
- ✓ Elimina els canvis de guany en el llaç de realimentació produïts per les alteracions de tensió a l'entrada, error que si era present en la regulació per tensió.
- ✗ L'anàlisi és més complicat per la utilització de 2 llaços diferents de realimentació.
- ✗ Hi ha més possibilitats de trobar soroll al llaç de control degut a les ressonàncies que es poden produir en la alimentació, ja que transporta el corrent a través de l'inductor.
- ✗ La estabilitat en relacions de conducció majors al 50% resulta més complicada d'aconseguir.

Al tenir la limitació de treballar amb relacions de conducció menors del 50% es produeix una limitació considerable en les tensions d'entrada del sistema. Aquest problema pot ser arreglat injectant un corrent en rampa en el llaç de control. Analitzant matemàticament el circuit de la rampa de compensació, es demostra que per a poder garantir la estabilitat del circuit, el pendent de la rampa de compensació ha de ser major que la meitat de la pendent descendent de la forma d'ona del corrent.

A nivell general existeixen dos mètodes diferents de control de corrent, en els dos el transistor commuta a l'inici de cada cicle de rellotge. Tots dos mètodes depenen de la condició que s'utilitza com a comparació amb el corrent. Els mètodes són:

- **Mètode de corrent promitjat**

Aquest mètode treballa amb valors mitjans dels corrents que circulen pel circuit, podent optar entre qualsevol de les que hi ha. Normalment s'agafa el valor del corrent per l'inductor i es compara amb un senyal en forma de rampa o triangular. El senyal de control prové de la comparació entre el corrent de l'inductor i el de referència tal i com s'observa en el circuit següent:

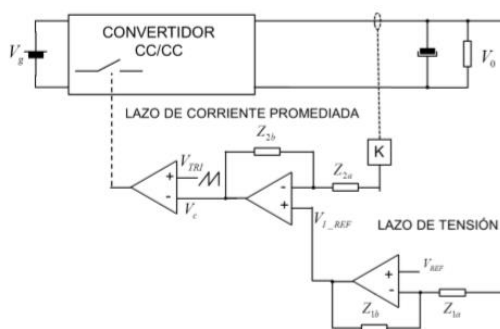


Fig 5.13: Esquema elèctric del control de corrent promitjat d'un convertidor (Font [14]).

Si el corrent per l'inductor és menor, l'interruptor queda apagat, i es tornarà a encendre en el següent cicle de rellotge. El comportament seria com es mostra a la següent figura:

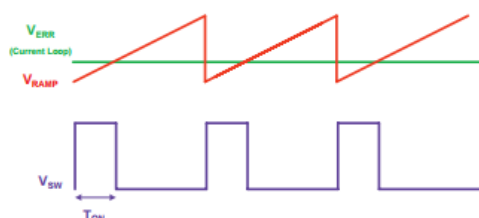


Fig 5.14: Comportament del control de corrent promitjat (Font [14]).

- **Mètode de corrent de pic**

Aquest mètode utilitza el valor del corrent de pic, i de la mateixa forma que al cas anterior, el compara amb una referència de corrent amb una compensació de rampa. El valor del corrent pot ser sensat en qualsevol punt del circuit tot i que normalment s'escull el corrent que passa per l'inductor.

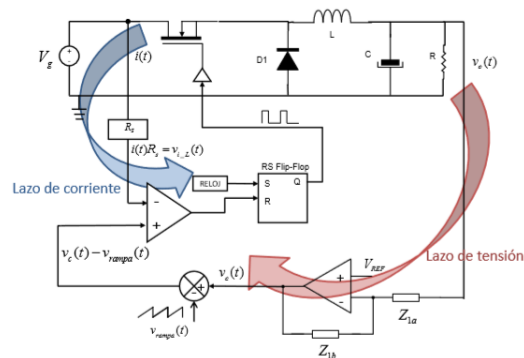


Fig 5.15: Esquema elèctric de control de corrent de pic d'un convertidor (Font [14]).

El comportament seria com es mostra a la següent figura:

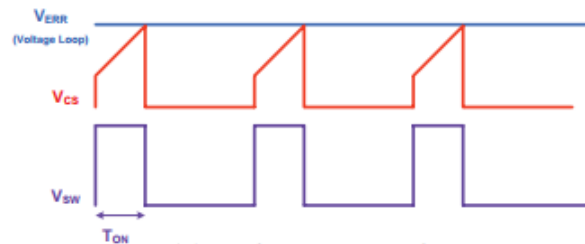


Fig 5.16: Comportament del control de corrent promitjat (Font [14]).

Es tracta d'un control semblant al de corrent promitjat amb algunes particularitats que el caracteritzen i el fan diferent d'aquests. El mètode de control per corrent és una bona elecció per a sistemes on els valors de tensió o corrent a la sortida siguin elevats. A més, presenta una resposta dinàmica més ràpida per a una freqüència determinada. A continuació es mostra un resum entre les característiques dels dos mètodes esmentats:

Control de corrent promitjat

- ✓ Alt guany a baixes freqüències.
- ✓ No presenta inestabilitats per a relacions de conducció majors al 50%.
- ✓ Pertorbacions en la tensió d'entrada no afecten en gran mesura al guany de corrent, no afectant negativament al seu control.

Control de corrent de pic

- ✓ Control del corrent de pic que circula per l'inductor.
- ✓ Limitació inherent del corrent de pic.
- ✓ Funció de transferència de primer ordre.
 - Inestabilitats per relacions de conducció superiors al 50%.
 - Necessita rampa de compensació.
 - Impedància de sortida del circuit és elevada.
 - Alta sensibilitat al soroll.

El control PER corrent és útil en aplicacions on el cost i nombre de components necessaris ha de ser reduït permetent d'aquesta forma poder governar la tensió i corrent d'algun component de forma senzilla i eficaç per al seu control.

5.2. Taula comparativa

A la següent taula es presenta el resum comparatiu dels diferents mètodes de control explicats anteriorment:

Taula 5.2: Comparació dels diferents mètodes de control (Font pròpia).

Mètode	Robustesa	Implementació	Immunitat Pertorbacions	Resposta	Anàlisi
<i>Ample de polsos</i>	Baixa	Senzilla	Molt dolenta	Ràpida	Senzill
<i>Control de tensió</i>	Baixa	Senzilla	Bona	Lenta	Senzill
<i>Comparació</i>	Mitja	Senzilla	Dolenta	Ràpida	Complicat
<i>Lliscament</i>	Molt alta	Complicada	Molt bona	Ràpida	Complicat
<i>Control de corrent</i>	Alta	Complicada	Dolenta	Ràpida	Complicat

5.3. Controls escollits

Per a la realització del control del convertidor s'han tingut en compte les característiques dels anteriors mètodes per a escollir l'adiant. Tenint en compte això, s'ha descartat el mètode de control de lliscament pel fet de tenir un anàlisi matemàtic i lògic que pot ser difícil d'implementar en el disseny físic. En canvi, mètodes de control com el de tensió o corrent permeten obtenir el valor desitjat a la sortida del convertidor governant diferents paràmetres del mateix.

Per aquesta raó s'ha realitzat un estudi més curós del mètode de control de tensió i corrent per tal de facilitar la posterior implementació dels mateixos dintre dels convertidors dissenyats. Com s'ha vist en l'explicació d'aquests modes de control, la principal característica dels mateixos es que comparen la variable de sortida amb la consigna o referència que es desitja obtenir.

Per al cas del control per tensió, el valor d'error (diferència entre tensió a la sortida i la de referència) produeix que l'element de control reguli la relació de conducció aconseguint reduir l'error al mínim, moment en el qual es tindrà a la sortida la referència assignada. Aquest control queda esquematitzat com es mostra a la Fig 5.17.

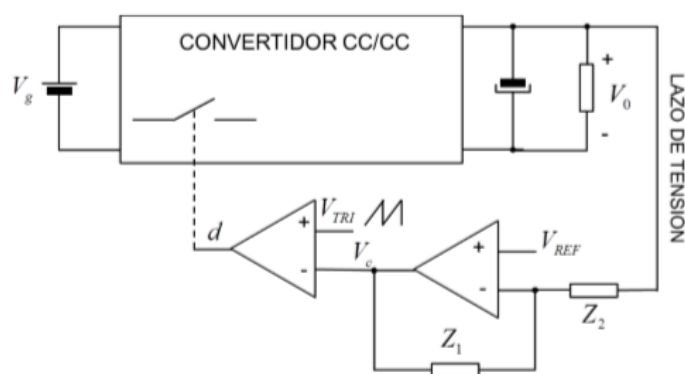


Fig 5.17: Control per tensió d'un convertidor CC-CC. (Font [14]).

Com es pot observar, l'error entre la tensió de referència i la sortida és comparat a partir d'un amplificador operacional el qual té la funció no solament de portar a la sortida l'error, sinó també de compensar-lo de tal forma que sigui capaç de realitzar una millora del mateix i d'aquesta forma aconseguir un sistema més estable.

Aquest muntatge format per l'amplificador operacional i les impedàncies Z_1 i Z_2 se'l coneix amb el nom de compensador.

Per al cas del control per corrent, són dues variables les que es comparen, l'error de les quals s'empra per a produir la relació de conducció adient per eliminar tots dos, moment en el qual es treballarà a la referència marcada. En aquest cas, l'esquema del convertidor amb aquest control és el que es mostra a continuació:

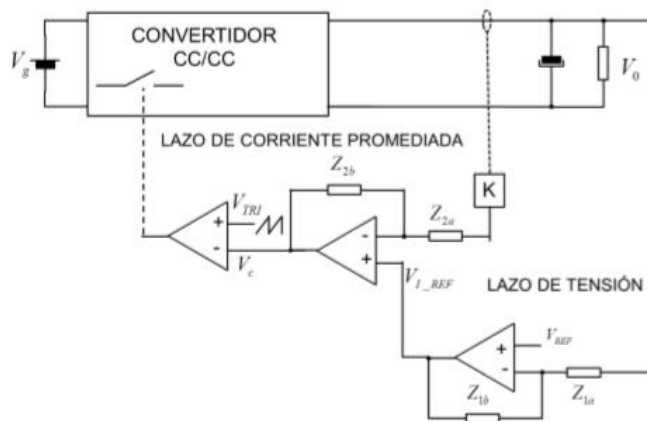


Fig 5.18: Control per corrent d'un convertidor CC-CC. (Font[14]).

En aquest cas, s'observa el mateix compensador per a l'error de la tensió de sortida respecte la de referència, així com un altre que compara el corrent per l'inductor amb la sortida de l'error anterior, de tal forma que es té un control més ràpid.

Per a la segona compensació, com es sensa el corrent per l'inductor, cal afegir un resistor per tal d'obtenir la mesura en tensió i poder ser comparada amb la sortida del primer amplificador operacional.

A continuació es mostren els diferents tipus de compensadors que existeixen, les característiques dels mateixos així com l'estudi i la parametrització dels elements que constituïran el compensador emprat per al control del convertidor dissenyat.

5.3.1. Compensadors

Els compensadors tal i com s'ha explicat tenen la funció de compensar l'error produït entre la diferència d'un senyal sensat i l'altre de referència que es vol a la sortida. Per tal d'entendre el seu funcionament i importància s'ha estudiat el cas d'utilitzar-lo per a un convertidor reductor en mode de control per tensió.

5.3.1.1. Funcionament

Per a l'estudi del funcionament i la importància dels compensadors, s'ha agafat el model d'un convertidor *Buck* per tal de veure com es realitza l'estudi del mateix i quines són les variables que influeixen en el compensador.

En primer lloc, partint de la *Fig 5.17* es poden diferenciar les diferents parts del convertidor reductor segons la funció que realitzen. Aquestes són:

- **Part de potència:** formada per tots els components del convertidor, incloent els elements que actuen com a interruptors.
- **Part de control:** realitzada a través dels *Drivers* que controlen els interruptors i el senyal de pols *PWM* encarregat de commutar-los. El senyal *PWM* prové del comparador que compara el senyal triangular amb l'error compensat.
- **Part de compensació:** encarregada de compensar l'error produït a la sortida del convertidor respecte el valor que es vol tenir, introduït a partir de la tensió de referència a l'entrada no inversora de l'amplificador operacional.

Aquest sistema es pot expressar en diagrama de blocs com es mostra a continuació:

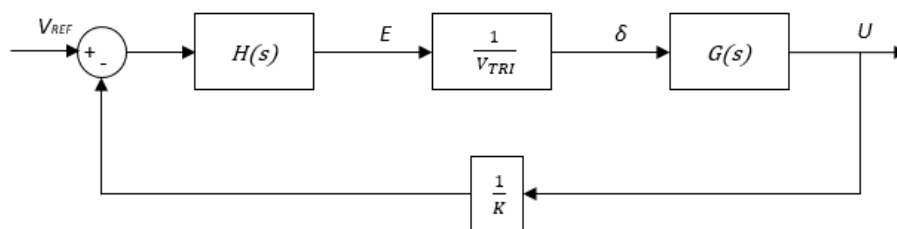


Fig 5.19: Esquema de blocs del convertidor reductor amb control per consigna de tensió. (Font pròpia).

De l'esquema de blocs anterior es poden diferenciar les parts que formen el convertidor i que s'havien esmentat anteriorment:

- **Part de potència:** formada per la funció de transferència $G(s)$.
- **Part de control:** formada pel bloc comparador amb el senyal triangular que proporciona la relació de conducció del convertidor.
- **Part de compensació:** formada per la funció de transferència del bloc compensador $H(s)$ i el bloc $1/K$ provinent del divisor de tensió del mateix compensador. És necessària en el cas on la tensió de sortida sigui superior a la referència per tal de poder disminuir-la i tenir un error menor que la unitat.

Un cop es tenen definits els diferents blocs que formen part del convertidor, el següent pas es realitzar el càlcul de la funció de transferència de cada bloc de cara a tenir el model matemàtic del convertidor amb el seu control.

La funció de transferència de l'etapa de control queda definida com:

$$Control(s) = \frac{\delta}{E} = \frac{1}{V_{TRI}} \quad (5.3)$$

La funció de transferència del convertidor es pot calcular a partir del divisor de tensió de la tensió de sortida respecte l'entrada tal i com es mostra a la Fig 5.20.

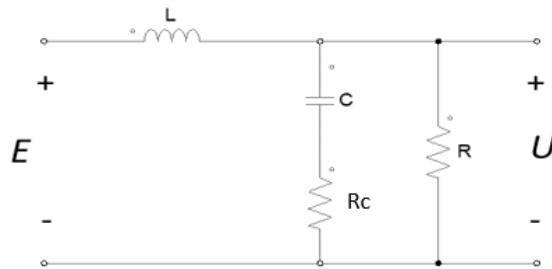


Fig 5.20: Esquema elèctric amb els components passius del convertidor reductor. (Font pròpia).

El càlcul del divisor de tensió queda expressat de la següent manera:

$$G = \frac{U}{\delta} = \frac{R // (C + R_C)}{L + R // (C + R_C)} \cdot E \quad (5.4)$$

La funció de transferència en el domini s queda definida com:

$$G(s) = \frac{U}{\delta} = \frac{R // \left(\frac{1}{Cs} + R_C\right)}{sL + R // \left(\frac{1}{Cs} + R_C\right)} \cdot E \quad (5.5)$$

Desenvolupant matemàticament l'expressió es té:

$$G(s) = \frac{U}{\delta} = \frac{\frac{R \cdot (R_C \cdot Cs + 1)}{s(R \cdot C + R_C \cdot C) + 1}}{\frac{R \cdot (R_C \cdot Cs + 1) + sL \cdot s(R \cdot C + R_C \cdot C) + sL}{s(R \cdot C + R_C \cdot C) + 1}} \cdot E \quad (5.6)$$

I finalment es pot expressar la funció de transferència de l'etapa de potència de convertidor com es mostra a la equació (5.7):

$$G(s) = \frac{U}{\delta} = \frac{s(R \cdot R_C \cdot C) + R}{s^2(R + R_C) \cdot L \cdot C + s(L + R \cdot R_C \cdot C) + R} \cdot E \quad (5.7)$$

A partir de la funció de transferència, es poden trobar els pols i zeros del sistema que provoquen que aquest sigui estable. Els pols i zeros del sistema es troben a partir d'igualar, respectivament, el denominador i numerador a zero.

L'expressió per trobar els pols de la funció de transferència del convertidor és:

$$s^2(R + R_C) \cdot L \cdot C + s(L + R \cdot R_C \cdot C) + R = 0 \quad (5.8)$$

Es tracta d'una equació de segon grau, per la qual cosa es tindran dos valors diferents que permetin igualar a zero el denominador:

$$s_{1,2} = \frac{-(L + R \cdot C \cdot R_C) \pm \sqrt{(L + R \cdot C \cdot R_C)^2 - 4 \cdot L \cdot C \cdot (R + R_C)} \cdot R}{2 \cdot L \cdot C \cdot (R + R_C)} \quad (5.9)$$

Aquests dos pols determinen el guany que tindrà una pendent de -40 dB/dec, fins a la freqüència on es troba el zero del sistema. Per a trobar els zeros del sistema, es realitza el mateix procediment igualant en aquest cas el numerador a zero obtenint:

$$s(R \cdot R_C \cdot C) + R = 0 \quad (5.10)$$

De l'expressió anterior resulta senzill aïllar la variable del domini de *Laplace* com:

$$s = -\frac{R}{R \cdot R_C \cdot C} = -\frac{1}{R_C \cdot C} \quad (5.11)$$

A partir de les equacions (5.10) i (5.11) i realitzant el canvi de variable del domini freqüencial segons l'expressió (5.12) es troba la freqüència del zero del sistema imposada per la resistència en sèrie del condensador R_C mostrada a la equació (5.13).

$$s = j \cdot \omega = \sqrt{-1} \cdot \omega = \sqrt{-1} \cdot 2\pi f \quad (5.12)$$

$$f_{ESR(zero)} = \frac{1}{2\pi \cdot R_C \cdot C} \quad (5.13)$$

L'equació del pol del denominador es pot trobar desenvolupant l'expressió anterior arribant a la freqüència següent:

$$f_{LC(pol)} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} \quad (5.14)$$

Com es pot veure, la freqüència del pol o filtre LC només depèn del valor de l'inductor i del condensador del convertidor. En canvi, la freqüència de zero depèn del valor del condensador i de la seva resistència

interna paràsita, per la qual cosa, depenent del tipus de condensador que es tingui es tindrà una resistència paràsita del condensador (ESR) d'un valor més petit o elevat.

El guany total del sistema queda definit com el producte de totes les funcions de transferència del circuit, per la qual cosa és necessari calcular la funció de transferència del compensador de l'error.

El Bode del convertidor Buck amb el seu compensador estaria representat com es mostra a la Fig 5.21.

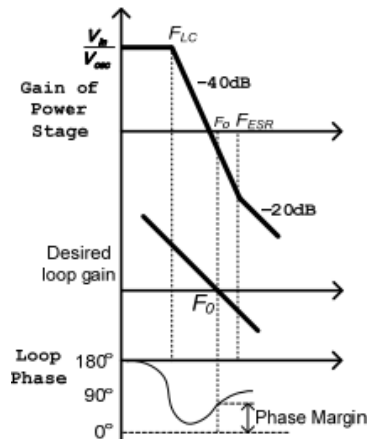


Fig 5.21: Diagrama de Bode del convertidor reductor (Font [24]).

Al diagrama de Bode de la Fig 5.21 es poden diferenciar les dues freqüències calculades anteriorment a partir de la funció de transferència del sistema de potència, així com una freqüència f_o . Aquesta freqüència rep el nom de freqüència de *Crossover* i determina el punt en el qual el guany del circuit és unitari. Efectivament, es pot veure a partir del Bode de la figura com en el punt on es troba la freqüència de *Crossover* el guany en decibels del sistema és nul.

El valor al qual es fixa aquesta freqüència no es determina matemàticament, sinó que s'expressa en relació amb la freqüència a la qual es vol fer commutar el sistema. Normalment es sol fixar a 1/5 o 1/10 de la freqüència de commutació [24].

$$f_o = \left(\frac{1}{10} \sim \frac{1}{5}\right) \cdot f_{sw} \tag{5.15}$$

La estabilitat del sistema es pot aconseguir imposant que el pendent del guany del sistema en la freqüència de *Crossover* sigui de -20 dB/dec amb un marge de fase major a 45°.

La localització del zero de la freqüència de *Crossover* ve determinada per la funció de transferència del compensador. Com s'ha dit abans, depenent del condensador que es tingui a la sortida caldrà un compensador que pugui suportar la freqüència del zero (f_{ESR}) imposada pel valor de la resistència paràsita R_C . Un cop s'ha realitzat l'estudi del convertidor i s'ha vist que el compensador depèn de les diferents freqüències que en formen part, el següent pas es diferenciar entre els tipus de compensadors que existeixen i que depenen d'aquests paràmetres calculats.

5.3.1.2. Tipus de compensadors

- **Tipus I**
 - Compensador Proporcional.
 - Utilitzat únicament per modificar el valor de la freqüència de transició del sistema en llaç obert.
 - Generalment es desitja una altra acció apart de la proporcional, com ara derivativa o integral donant com a resultat els compensadors de tipus II.
- **Tipus II-PD**
 - Realitza una acció Proporcional-Derivativa (*PD*).
 - També anomenat compensador d'avanç-retard de fase (*Lead-Lag Compensator*).
 - S'utilitza per a millorar el marge de fase del sistema introduint un zero en el guany del llaç. A altes freqüències el compensador deriva el senyal d'error.
 - Localització de la freqüència *Crossover* (f_0): $f_{LC} < f_{ESR} < f_0 < f_{sistema}/2$
 - Propi de condensadors electrolítics, POS-Cap i SP-Cap.
- **Tipus II-PI**
 - Realitza una acció Proporcional-Integral (*PI*).
 - També anomenat compensador de retard de fase (*Lag Compensator*).
 - S'utilitza per augmentar el guany del llaç obert a les baixes freqüències, com el cas en que la sortida es regula millor en contínua o a freqüències per sota de la de transició.
 - Presenta com avantatge l'anul·lació de l'error estacionari del sistema en llaç tancat.
 - Localització de la freqüència *Crossover* (f_0): $f_{LC} < f_{ESR} < f_0 < f_{sistema}/2$
 - Propi de condensadors electrolítics, POS-Cap i SP-Cap.
- **Tipus III**
 - Realitza una acció Proporcional-Integral-Derivativa (*PID*).
 - S'utilitza per augmentar l'ample de banda i anul·lar l'error en estat estacionari.
 - A baixes freqüències integra el senyal d'error, mantenint gran el guany del sistema i millorant d'aquesta forma la regulació dels components a baixa freqüència.
 - Segons la localització de la freqüència *Crossover* es distingeixen dos tipus:
 - **Tipus III-A**
 - Localització de la freqüència *Crossover* (f_0): $f_{LC} < f_0 < f_{ESR} < f_{sistema}/2$
 - Propi de condensadors POS-Cap i SP-Cap.
 - **Tipus III-B**
 - Localització de la freqüència *Crossover* (f_0): $f_{LC} < f_0 < f_{sistema}/2 < f_{ESR}$
 - Propi de condensadors ceràmics.

5.3.1.3. Compensador Tipus III-A

Per a la realització del compensador dels convertidors, s'ha optat pel de tipus III consistent en una acció Proporcional-Integral-derivativa. S'ha escollit aquest tipus degut a que és el més conegut i utilitzat per a estabilitzar qualsevol tipus de convertidor. L'esquema elèctric d'aquest compensador és el que es presenta a continuació:

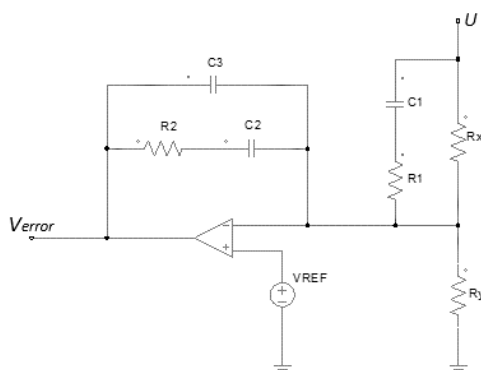


Fig 5.22: Esquema elèctric d'un compensador tipus III (PID). (Font pròpia).

El següent pas és determinar la funció de transferència d'aquest compensador per tal de poder localitzar els pols i zeros del mateix. L'estudi del circuit per a determinar la funció de transferència del compensador es realitza en alterna de tal forma que es pot considerar nul·la la tensió de referència. A partir d'aquesta suposició es pot determinar la tensió d'error (V_{error}) respecte la de sortida del convertidor (U).

A partir de l'estudi en senyal altern, la primera expressió que resulta de suposar nul·la la font de tensió de referència de la entrada no inversora de l'amplificador operacional (suposant l'amplificador operacional ideal) és:

$$V_- = V_+ = V_{REF} = 0 \tag{5.16}$$

Aplicant el teorema de superposició al nus on es troba l'entrada inversora de l'amplificador operacional es troba la següent expressió:

$$V_- = \frac{U \cdot a + V_{error} \cdot b}{a + b} \tag{5.17}$$

Les constants a i b són les impedàncies equivalents del compensador. A la Fig 5.23 es mostra l'esquema elèctric del compensador amb aquestes impedàncies agrupades.

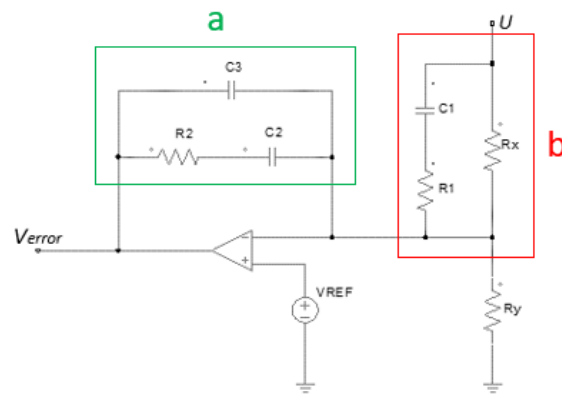


Fig 5.23: Agrupacions de les impedàncies del compensador. (Font pròpia).

A partir de les expressions (5.16) i (5.17) s'arriba a la relació final de la tensió d'error respecte la tensió de sortida del convertidor com:

$$\frac{U \cdot a + V_{error} \cdot b}{a + b} = 0 \rightarrow U \cdot a = -V_{error} \cdot b \quad (5.18)$$

I la funció de transferència del compensador final és:

$$H(s) = \frac{V_{error}}{U} = -\frac{a(s)}{b(s)} \quad (5.19)$$

El següent pas és trobar els valors de les impedàncies equivalents del compensador. La primera impedància $a(s)$ consta d'un condensador (C_3) en paral·lel amb una resistència (R_2) i un altre condensador (C_2).

El càlcul doncs, es troba de forma senzilla en el domini de Laplace:

$$a(s) = \frac{1}{\frac{1}{R_2 + \frac{1}{sC_2}} + \frac{1}{sC_3}} = \frac{1}{\frac{sC_2}{R_2 \cdot sC_2 + 1} + sC_3} = \frac{1}{\frac{sC_2 + R_2 \cdot sC_2 \cdot sC_3 + sC_3}{R_2 \cdot sC_2 + 1}} \quad (5.20)$$

L'expressió final d'aquesta impedància queda agrupada tal i com es mostra a la equació (5.21).

$$a(s) = \frac{s(R_2 \cdot C_2) + 1}{s^2(R_2 \cdot C_2 \cdot C_3) + s(C_3 + C_2)} \quad (5.21)$$

Es realitza el mateix procediment per tal de trobar el valor de l'altra impedància. En aquest cas, la impedància $b(s)$ consta d'una resistència (R_x) en paral·lel amb un condensador (C_1) en sèrie amb una altra resistència (R_1).

La impedància resultant queda expressada de la següent forma:

$$b(s) = \frac{1}{\frac{1}{R_x} + \frac{1}{R_1 + \frac{1}{sC_1}}} = \frac{1}{\frac{1}{R_x} + \frac{sC_1}{R_1 \cdot sC_1 + 1}} = \frac{1}{\frac{R_x \cdot sC_1 + R_1 \cdot sC_1 + 1}{R_x \cdot R_1 \cdot sC_1 + R_x}} \quad (5.22)$$

Desenvolupant l'expressió de la mateixa forma que s'ha fet amb la impedància anterior, es pot expressar la funció de transferència de la impedància com:

$$b(s) = \frac{s(R_x \cdot R_1 \cdot C_1) + R_x}{sC_1(R_x + R_1) + 1} \quad (5.23)$$

A partir de les expressions de les impedàncies es pot calcular la funció de transferència del compensador.

$$H(s) = -\frac{a(s)}{b(s)} = -\frac{s(R_2 \cdot C_2) + 1}{\frac{s^2(R_2 \cdot C_2 \cdot C_3) + s(C_3 + C_2)}{\frac{s(R_x \cdot R_1 \cdot C_1) + R_x}{sC_1(R_x + R_1) + 1}}} \quad (5.24)$$

$$H(s) = -\frac{[s(R_2 \cdot C_2) + 1] \cdot [sC_1(R_x + R_1) + 1]}{[s^2(R_2 \cdot C_2 \cdot C_3) + s(C_3 + C_2)] \cdot [s(R_x \cdot R_1 \cdot C_1) + R_x]} \quad (5.25)$$

Un cop es té expressada la funció de transferència, el següent pas es trobar els zeros i pols del sistema que anul·len el numerador i denominador, respectivament.

Primerament s'ha realitzat el càlcul dels pols de la funció de transferència, és a dir, els valors de la variable de Laplace que anul·len el denominador. Partint de l'expressió (5.25) es pot veure com el denominador és una funció polinòmica de tercer grau amb 3 solucions diferents. Anul·lant el denominador s'obtenen les següents expressions:

$$s(R_x \cdot R_1 \cdot C_1) + R_x = 0 \quad (5.26)$$

$$s^2(R_2 \cdot C_2 \cdot C_3) + s(C_3 + C_2) = 0 \quad (5.27)$$

De l'expressió (5.26) en resulta una primera solució possible:

$$s_{p1} = -\frac{R_x}{R_x \cdot R_1 \cdot C_1} = -\frac{1}{R_1 \cdot C_1} \quad (5.28)$$

Per l'altra banda, de l'expressió (5.27) es poden calcular dos solucions que anul·len el denominador, la primera de les quals és que la variable s Laplaciana valgui zero.

$$s_{p2} = 0 \quad (5.29)$$

L'altra solució es pot determinar com:

$$s^2(R_2 \cdot C_2 \cdot C_3) = -s(C_3 + C_2) \rightarrow s(R_2 \cdot C_2 \cdot C_3) = -(C_3 + C_2) \quad (5.30)$$

$$s_{p3} = -\frac{C_3 + C_2}{R_2 \cdot C_2 \cdot C_3} \quad (5.31)$$

Per a trobar els zeros del sistema és realitza el mateix procediment, anul·lant el numerador de la funció de transferència del compensador. En aquest cas, el numerador és una funció polinòmica en termes de *Laplace* de segon grau. Les dues expressions que anul·len el numerador són:

$$s(R_2 \cdot C_2) + 1 = 0 \quad (5.32)$$

$$sC_1(R_x + R_1) + 1 = 0 \quad (5.33)$$

Per tant, les dues solucions que s'obtenen de les anteriors expressions són:

$$s_{z1} = -\frac{1}{R_2 \cdot C_2} \quad (5.34)$$

$$s_{z2} = -\frac{1}{C_1(R_x + R_1)} \quad (5.35)$$

Realitzant el canvi de la variable Laplaciana s per la variable freqüencial ($j \cdot \omega$) es poden trobar les diferents freqüències del sistema compensador que anul·len els pols i zeros del mateix.

$$f_{z1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_2 \cdot C_2} \quad (5.36)$$

$$f_{z2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_1(R_x + R_1)} \quad (5.37)$$

$$f_{p1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_1 \cdot C_1} \quad (5.38)$$

$$f_{p2} = 0 \quad (5.39)$$

Per al càlcul de la freqüència del tercer pol, obtingut a l'expressió (5.31) es fa una suposició resultant de la comparació entre els dos condensadors. El pol generat per C_3 i R_2 està situat a una freqüència molt més elevada que el pol generat per C_2 i R_2 . Per aquest motiu, $C_3 \ll C_2$ i es pot menysprear el valor de C_3 en el càlcul de la freqüència d'aquest pol, obtenint una expressió més simplificada:

$$f_{p3} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_2 \cdot C_3} \quad (5.40)$$

Amb les expressions de les freqüències determinades, la implementació del compensador per als convertidors es pot realitzar fàcilment coneixent la funció de transferència dels mateixos sistemes, així com les freqüències que formen part del mateix.

Com a mode de resum, s'expressen a continuació aquestes freqüències:

- Freqüència de commutació del sistema (f_{sw}): és la freqüència a la qual es fa treballar el convertidor.
- Freqüència de *Crossover* (f_o): freqüència establerta 1/5 i 1/10 part de la freqüència de commutació del sistema a la qual el guany del circuit és unitari.
- Freqüència *ESR* (f_{ESR}): freqüència produïda per la resistència paràsita del condensador.
- Freqüència produïda per l'inductor i el condensador (f_{LC}): freqüència produïda pels elements acumuladors del convertidor, que són l'inductor i el condensador.

5.4. Control del convertidor estàtic aïllat

Un tipus de control que s'implementa en un convertidor estàtic aïllat permet realitzar la realimentació negativa en llaç tancat només tenint en compte els components que defineixen el convertidor. Es tracta d'un control que treballa amb les característiques dels components que el formen, i les relacions que existeixen entre els mateixos.

El concepte acció-reacció provinent de la 1a llei de Newton estableix que tota acció produïda en un sistema físic provoca una reacció sobre el mateix, de tal forma que el balanç energètic es compleix. Com a qualsevol sistema físic, els convertidors estàtics d'energia estan formats per elements que es regeixen per la llei acció-reacció.

El control per inversió el que fa és realitzar el control d'un convertidor partint de les accions i reaccions que es transmeten des de la font d'entrada del mateix, fins a la sortida a partir de tots els elements que formen part del mateix sistema. Es tracta d'un mètode de control derivat dels components que

formen el circuit elèctric i de la relació que mantenen entre ells. Per aquest motiu la seva obtenció és sistemàtica, de tal forma que qualsevol sistema multi-físic pot ser caracteritzat si es coneixen els components que el formen.

Un exemple d'aquest principi d'acció-reacció es pot trobar en el cas d'un inductor al qual si se l'imposa un voltatge, aquest comportarà un corrent seguint la seva fórmula característica:

$$u_L(t) = L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} \rightarrow i_L(t) = \int_0^t u_L(\tau) d\tau + i_L(0) \quad (5.41)$$

De forma senzilla es pot calcular sense dificultat la forma de la integral mitjançant un bloc regulador *PI*. Per tant, per a la correcta realització d'aquest control, és necessari modelitzar tots els elements que formen part del model energètic del sistema. El sistema de control tindrà els mateixos elements que el sistema energètic, amb els blocs i les relacions que corresponguin per tal de controlar el seu comportament o valor. El control per inversió, tot i ser un control robust i senzill de realitzar, no és capaç de governar correctament qualsevol tipus de sistema. Hi ha casos on és necessari introduir altres blocs o elements al control per tal de complementar els possibles defectes del mateix.

És el control propi de la *REM*, motiu pel qual s'ha decidit estudiar aquesta tècnica descriptiva de circuits energètics. A partir de l'estudi i compressió de la *REM* que es porta a terme en el següent apartat, serà senzill després realitzar el control per inversió dels diferents convertidors, de forma que ràpidament es podrà simular i introduir en el disseny real dels convertidors realitzats.

6. Representació energètica macroscòpica

La representació energètica macroscòpica (*REM*) és una tècnica que descriu sistemes energètics de tal forma que permet veure quin camí segueix el flux energètic a través de la sèrie de components que conformen un sistema. A més, té l'avantatge de que no només permet tenir una idea de com funciona el circuit amb les relacions entre els seus components en l'àmbit del flux energètic, sinó que també serveix per poder tenir una idea de les variables que conformen l'acció de control de qualsevol sistema.

Un dels principals punts forts de la representació energètica macroscòpica és justament aquesta diferenciació entre les variables energètiques (components) i variables que determinen l'acció de control (blocs matemàtics, lògics...).

6.1. Principis de la *REM*

Un cop es té representat un circuit mitjançant la *REM* es pot tenir ple control en temps real del mateix, així com tenir una idea de la gestió d'energia que s'està donant en el sistema. La *REM* està governada per 3 principis fonamentals que fan d'aquesta tècnica un mètode robust, senzill i eficaç per a la modelització de qualsevol sistema. Aquests tres principis són:

- Principi d'interacció
- Principi d'holisme
- Principi de causalitat

A continuació es detalla de forma breu a què fa referència cada principi i la importància que té dintre de la *REM*.

- **Principi d'interacció**

Aquest principi fa referència a la tercera llei de Newton que expressa que qualsevol acció aplicada sobre un element comporta una reacció per part del mateix. Per això també se li coneix amb el nom del principi d'Acció-Reacció. En termes d'electrònica també queda clar que qualsevol element al que se li aplica una acció comporta una reacció associada.

Si es mira, per exemple, el cas d'un resistor és pot veure com mitjançant la llei d'Ohm apareix la acció-reacció sobre el mateix. Ja que si s'aplica una diferència de tensió sobre la resistència, apareix un corrent i a la inversa succeeix el mateix. Com es pot veure, el cas d'una resistència és fàcil de representar ja que té un comportament invariant amb el temps.

En altres casos com per exemple elements com un condensador o un inductor, es veu com al aplicar una acció sobre aquests elements, la reacció que es produeix varia en funció del temps. Però cal destacar que en tot moment existeix una variació, i per tant, una reacció. Per aquests motius aquest principi serveix per a qualsevol element físic que formi part de l'esquema energètic d'un sistema.

A més, cal destacar el fet de que a partir de l'acció que s'aplica i la reacció induïda del mateix, es produeix un intercanvi d'energia. Es pot calcular, doncs, la potència intercanviada per un element de forma senzilla multiplicant l'acció per la reacció.

Aquesta principi té l'avantatge de poder facilitar quin és el volum energètic que s'està produint en el sistema general.

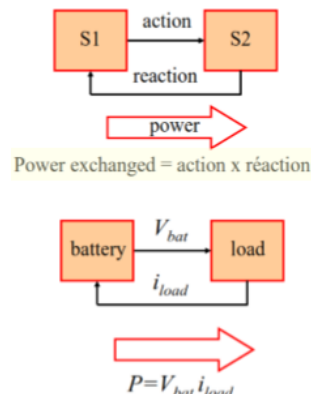


Fig 6.1: Representació del principi d'interacció (Font [20]).

- **Principi d'holisme**

El principi d'holisme es basa en el fet de veure quin és el comportament que tenen diferents elements associats. D'aquesta forma diu que l'associació de dos elements pot donar lloc a característiques que no estaven als dos elements inicialment. O bé el cas contrari en el qual l'associació d'elements pugui provocar la desaparició de característiques que sí es tenien inicialment per separat.

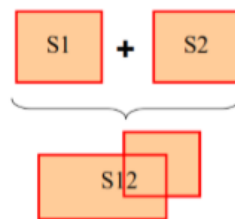


Fig 6.2: Representació del principi d'holisme (Font [20]).

- **Principi de causalitat**

El principi de causalitat fa referència a que qualsevol sistema casual és integral i mai pot comportar una acció derivativa. Un clar exemple és que qualsevol sortida tindrà sempre un retard sobre l'entrada per tal de que aquesta pugui actuar. Per aquesta raó a la *REM* no està permesa l'acció derivativa ja que no és casual i cal evitar qualsevol representació d'aquest tipus.

Per veure-ho clar amb un exemple, es presenta el cas d'un condensador que com bé es conegut la relació entre el corrent i la tensió ve imposada per la següent expressió:

$$i_c = C \cdot \frac{d}{dt} v_c + \frac{v_c}{r} \tag{6.1}$$

D'aquesta forma si l'acció es el corrent i la reacció la tensió, el sistema queda ben representat en la *REM*:



Fig 6.3: Acció integral representada per un bloc integral i un retard (Font [20]).

En el cas contrari, al tractar-se de la derivada no és possible realitzar aquesta representació en la *REM* perquè existeix perill per un comportament incontrolat.

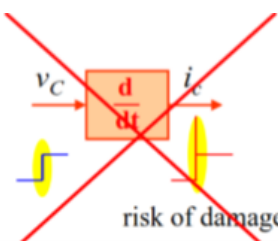


Fig 6.4: Acció derivativa que comporta un sistema perillós de controlar (Font [20]).

Amb tot això, es pot concloure que la *REM* és una bona tècnica per a tenir un control efectiu en temps real amb un control per inversió basat en aquesta representació esquemàtica i en els principis esmentats. És important entendre que la *REM* és una representació estructural amb traces de funcionalitat. Per aquest motiu és una tècnica la qual es centra en els sistemes i les relacions que defineixen els components que els formen, a diferència d'altres tècniques que es centren principalment en el conjunt de components per separat.

Per a modelitzar i realitzar el control de sistemes és molt útil utilitzar aquesta tècnica que es pot estructurar en 4 blocs.

- **Model energètic:** constituït pels elements que formen part del circuit físic, encarregat de la part de potència d'un sistema.
- **Control basat en inversió:** control basat en les relacions inverses dels components del model energètic.
- **Estratègia de Control:** objectius globals que s'esperen esperar i amb els quals s'actua sobre les variables locals pròpies del control
- **Estimacions:** realitzen la funció de poder determinar característiques del sistema mitjançant les estimacions de diferents variables amb una variable imposada.

A la Fig 6.5 es mostra un model complet d'un sistema que podria governar una microxarxa tenint en compte la tècnica de la representació energètica macroscòpica.

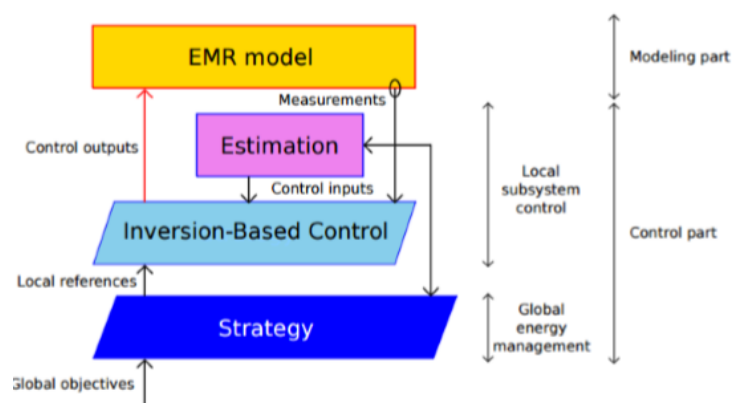


Fig 6.5: Esquema de blocs de la representació energètica macroscòpica per nivells (Font [21]).

6.2. Elements constituents de la REM

Mitjançant l'ús de la tècnica de la representació energètica macroscòpica es pot realitzar qualsevol sistema energètic que es desitgi. La REM es troba definida per una sèrie de blocs que permeten representar qualsevol circuit energètic de potència que es vulgui, així com el control del mateix.

Aquesta és una de les principals raons per les quals és una bona tècnica de representació de sistemes energètics, ja que al utilitzar blocs definits per una sèrie de normes, acaba tractant-se d'un llenguatge universal. Dintre de la REM es poden trobar dos grans blocs d'elements definits i recollits en una normativa, per un costat aquells elements que fan referència al sistema energètic format pels diferents components, i els elements que fan referència al bloc de control.

Cadascun d'aquests blocs té una normativa que defineix les característiques dels diferents elements: mida, color, forma... A continuació es presenten els diferents elements dels quals disposa cada bloc i la seva representació.

6.2.1. Part energètica

Primer de tot cal realitzar l'anàlisi del circuit per tal de veure els elements que formen part del mateix i com queden definits dintre de la representació energètica macroscòpica. L'estudi energètic de la REM diferencia 4 tipus de elements representats a continuació:

- Fonts d'energia
 - Elements que generen i/o són captadors d'energia.
 - Tenen un vector d'entrada (variable entrada) i una de sortida (variable sortida).
 - Exemples típics són: bateries, xarxa elèctrica, càrrega, força vent...

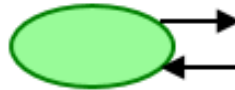


Fig 6.6: REM d'una font d'energia. (Font pròpia).

- Acumuladors
 - Elements que emmagatzemen energia (amb pèrdues o sense).
 - Segons el principi de causalitat les sortides són funcions integrals de les entrades.
 - Les entrades i les sortides estan fixades.
 - Les sortides presenten un retard sobre els canvis a les entrades.
 - Exemples típics són: inductor, condensador, força d'inèrcia...

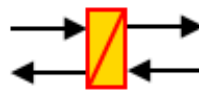


Fig 6.7: REM d'un element acumulador. (Font pròpia).

- Elements de conversió
 - Elements que no presenten emmagatzematge d'energia.
 - No hi ha retard a la sortida respecte canvis a les entrades.
 - Les relacions entre entrades i sortides (accions-reaccions) són instantànies.
 - Hi ha dos tipus: que portin vector de control, o que no en portin.
 - Les conversions poden ser monofísiques o multifísiques.

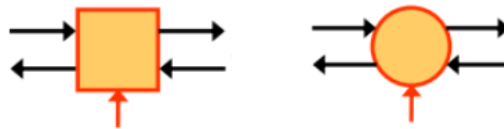


Fig 6.8: REM d'un element de conversió amb vector de control. Conversió monofísica (esquerra) i conversió multifísica (dreta). (Font pròpia).

- Elements d'acoblament
 - Distribueixen o concentren l'energia sense acumulació d'energia.
 - No hi ha retard sobre les entrades.
 - Hi ha dos tipus d'acoblements: monofíscs i multifíscs.
 - Poden portar un vector de control per tal de ponderar la distribució d'energia. Un cas particular són els selectors.



Fig 6.9: REM d'un element d'acoblament. Acoblament monofísic (esquerra) i multifísic (dreta). (Font pròpia).

Finalment, la *Taula 6.1* següent recull les representacions de la *REM* de tots els elements energètics que es poden trobar dins un sistema.

Taula 6.1: Blocs de la REM dels elements d'energia (Font [20]).

	Energy source (ex. battery)		Energy accumulation (ex. inertia)
	Mono-physical converter (ex. gearbox)		Multi-physical converter (ex. pump)
	Energy distribution (same domain)		Energy distribution (several domain)
	Action – Reaction variables		Sensor
	Physical element		Mathematical model

6.2.2. Part de Control

El control del sistema a partir de la *REM* també es realitza a partir d'uns blocs específics que poden ser determinats mitjançant la inversió. Com el seu nom indica, la inversió consisteix en determinar el control d'una variable a partir de la que ve governada anteriorment.

Els blocs funcionals a emprar en la *REM* per al control són diversos, depenent de l'element el qual controlen, així com si es té una consigna de control o no. D'aquesta forma es poden agrupar els blocs segons els tipus d'elements que es tenien en la representació energètica del sistema:

- Bloc de control d'un element de conversió
 - Es tracta d'un bloc per a elements com interruptors. Engloba doncs a elements com díodes, transistors, commutadors...
 - És un bloc sense variable controlada.
 - Se l'anomena bloc de control sense controlador.



Fig 6.10: Simbologia *REM* del bloc de control d'un element de conversió. (Font pròpia).

- Bloc de control d'un element acumulador d'energia
 - Bloc de control per als elements acumuladors d'energia. Normalment es tracta de condensadors i inductors com a exemples més comuns.
 - És un bloc amb variable controlada.

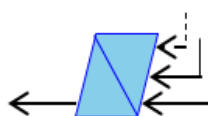


Fig 6.11: Simbologia *REM* del bloc de control d'un acumulador d'energia. (Font pròpia).

- Bloc de control element d'acoblament
 - Bloc de control per a elements d'acoblament.
 - Realitza l'acoblament de l'element amb una entrada de distribució.

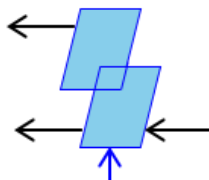


Fig 6.12: Simbologia REM del bloc de control d'un element d'acoblament. (Font pròpia).

Com es pot veure, no hi ha bloc de control de la font degut a que aquesta és independent del sistema i no pot ser controlada degut a que és l'entrada del sistema. Com en el cas del bloc energètic, existeixen més simbologies menys comunes i utilitzades com a blocs de control. Una d'aquestes és el bloc d'estratègia de control del sistema. Tots els blocs es troben resumits en la ***jError! No se encuentra el origen de la referencia..***

Taula 6.2: Blocs de la REM dels elements de control (Font [20]).

	Closed loop control
	Open loop control
	Coupling inversion with distribution criteria
	Global energy management



7. Determinació dels components i pèrdues

Un cop s'ha entès el funcionament de la *REM* i abans d'introduir el control per inversió derivat d'aquest als convertidors que s'han de dissenyar, cal determinar quins seran els seus valors i les pèrdues que poden derivar dels mateixos. Tant per al convertidor reductor com per l'elevador s'han determinat els valors dels components que faran possible el seu bon funcionament.

Primerament es determina els valors de l'inductor i el condensador per al convertidor reductor i elevador. Un cop es tenen determinats els seus valors, es pot realitzar l'elecció dels components que permetin operar correctament ambdós convertidors, per tal de reduir costos innecessaris i haver d'escollir diversos elements per cada un.

Seguidament es determina el model dels components que actuen com interruptors per tal de poder garantir el seu correcte funcionament dintre dels convertidors, així com poder saber les pèrdues que comporten i el dissipador que necessitaran.

7.1. Inductor i Condensador

Primerament s'ha realitzat la determinació dels components acumuladors d'energia per els dos convertidors estàtics.

7.1.1. Convertidor reductor

❖ Inductor

El model real d'un inductor està compost per una bobina i una resistència en sèrie. Aquesta resistència provoca una caiguda de tensió entre els terminals de la bobina. La caiguda de tensió és proporcional al corrent que hi circula, segons dicta la llei d'Ohm. Alhora d'escollir un inductor s'haurà de tenir en compte el valor de la seva resistència en sèrie. Cal tenir en compte tres aspectes alhora d'escollir l'inductor amb la resistència paràsita:

1. Que tingui una resistència paràsita en sèrie de valor baix, per a evitar una caiguda de tensió elevada sobre l'inductor.
2. Que pugui suportar el corrent que ha de circular a través de l'inductor.
3. Que el valor de la inductància sigui suficient per a que el convertidor no treballi en mode discontinu i d'aquesta forma no s'estigui treballant dintre del límit.

A l'estudi i càlcul de components, s'ha vist com la inductància per al convertidor reductor es trobava a partir de la següent expressió:

$$L_{min} = \frac{(1 - \delta) \cdot U}{\Delta i_L \cdot f_{SW}} \quad (7.1)$$

D'aquesta forma, el valor mínim de l'inductor per al bon funcionament en el convertidor reductor serà:

$$L_{min} = 5 \cdot \frac{(1 - \delta) \cdot U}{\Delta i_L \cdot f_{SW}} \quad (7.2)$$

❖ Condensador

El condensador de sortida ha de ser d'un valor suficientment elevat per poder prevenir que l'energia emmagatzemada en l'inductor estigui sempre per sobre del màxim valor de tensió a la sortida, evitant d'aquesta forma que es produeixin sobretensions. El valor del condensador es pot determinar segons l'expressió (7.3).

$$C_{min} = \frac{\Delta i_L}{8 \cdot f_{SW} \cdot \Delta U} \quad (7.3)$$

El model real del condensador consisteix en el propi condensador en sèrie amb una petita inductància i una resistència paràsita. L'efecte de la inductància paràsita es dona a elevades freqüències mentre que la resistència disminueix a aquestes freqüències elevades. A la Fig 7.7.1 es mostra el model real del condensador.

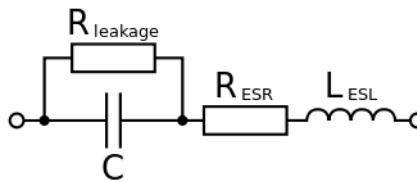


Fig 7.7.1: Model real d'un condensador. (Font [32]).

Normalment, aquest model s'aproxima al valor del condensador en sèrie amb la resistència paràsita (ESR) R_C , que dona el fabricant de condensador. Aquest valor es pot determinar com:

$$R_C < \frac{\Delta U}{\Delta i_L} \quad (7.4)$$

Un cop es tenen les expressions per a la obtenció dels valors dels components reals, el següent pas és realitzar el seu càlcul. Per a realitzar-ho, i tenint en compte que es vol un convertidor capaç d'operar en un alt rang, s'ha realitzat un estudi per tal d'escollir aquells que funcionarien en tot el rang.

Els valors de l'inductor i condensador obtinguts per a les diferents variables del sistema. Aquestes variables són:

- ΔU : s'ha estimat un 1% del valor de la tensió de sortida per tal d'eliminar l'arissada de la mateixa.
- Δi_L : s'ha estimat un 15% del valor de corrent a la sortida.
- δ : dependrà del valor de tensió a l'entrada i a la sortida del convertidor.
- f_{SW} : s'ha establert en 20 kHz per al disseny del convertidor, sent aquest un valor al qual tant transistors IGBT's com MOSFET commuten correctament.

Per a escollir l'inductor s'ha de tenir en compte que depèn proporcionalment de la tensió a la sortida i del valor $(1 - \delta)$ sent δ la relació de conducció. En canvi, depèn inversament del valor de l'arissada a l'inductor i de la freqüència de commutació. D'aquesta forma el valor de l'inductor serà major quan més gran sigui la tensió de sortida, i més petita sigui la relació de conducció, l'arissada per l'inductor i la freqüència. En el pitjor cas la relació de conducció mínima és 0, per tant només depèn en aquest cas de la tensió de sortida i del corrent per l'inductor.

Considerant que el corrent per l'inductor és el de sortida, si es vol una arissada del corrent per l'inductor del 15% respecte el de sortida, el valor serà el següent:

$$\Delta i_L = i_L \cdot 0,15 \quad (7.5)$$

Com que la càrrega mínima de la que es disposa és de 5 Ω el valor del corrent per l'inductor, dependent de la tensió de sortida, serà de com a màxim el següent:

$$i_{out(max)} = i_{L(max)} = \frac{U}{5} \quad (7.6)$$

D'aquesta forma, el valor de l'inductor serà com a mínim el següent:

$$L_{min} = \frac{U}{0,15 \cdot i_{L(max)} \cdot 20000} = \frac{5}{0,15 \cdot 20000} = 1,67 \text{ mH} \quad (7.7)$$

Aquest serà el valor mínim de l'inductor necessari en el disseny real que permetrà operar correctament a qualsevol tensió de sortida i amb qualsevol relació de conducció sempre i quan es compleixi que el corrent de sortida sigui com a màxim una cinquena part de la tensió de sortida.

Per assegurar a més el bon funcionament del convertidor reductor en aquest cas extrem es pot sobredimensionar per 5 el seu valor, obtenint una inductància del següent valor:

$$L_{\min(\text{sobredimensionada})} = 5 \cdot L_{\min} = 5 \cdot 1,67 = 8,35 \text{ mH} \quad (7.8)$$

Per al valor del condensador s'ha realitzat un estudi similar al portat a terme amb l'inductor. En aquest cas el seu valor depèn directament del valor de l'arissada del corrent a l'inductor, i inversament de la freqüència i arissada de tensió a la sortida. Tenint en compte que l'arissada de la tensió a la sortida es vol que sigui pràcticament nul·la s'ha restringit el seu valor a un 1% respecte el valor de sortida.

$$\Delta U = U \cdot 0,01 \quad (7.9)$$

I a partir d'aquesta expressió i de les anteriors emprades anteriorment per determinar el valor de l'arissada del corrent per l'inductor en funció de la tensió de sortida, es pot arribar a la següent expressió que permet establir el mínim valor del condensador a la sortida:

$$C_{\min} = \frac{0,15 \cdot i_{L(\max)}}{8 \cdot U \cdot 20000} = \frac{0,15}{8 \cdot 20000 \cdot 5} = 0,1875 \mu\text{F} \quad (7.10)$$

Sobredimensionant el valor del condensador per 10 per tal de garantir que compleix amb el rang en el qual es farà treballar, s'obté un valor mínim del condensador de:

$$C_{\min(\text{sobredimensionat})} = C_{\min} \cdot 10 = 1,875 \mu\text{F} \quad (7.11)$$

El valor de la seva resistència paràsita es pot calcular com:

$$R_c < \frac{\Delta U}{\Delta i_L} = \frac{0,01 \cdot U}{0,15 \cdot i_L} = \frac{0,01 \cdot U}{0,15 \cdot \frac{U}{5}} = \frac{0,01 \cdot 5}{0,15} \quad (7.12)$$

Per tant el seu valor és:

$$R_c < 0,33 \Omega \quad (7.13)$$

A la següent taula es mostra el valor dels diferents elements acumuladors del convertidor reductor, tant els calculats com els sobredimensionats.

Taula 7.1: Valors calculats i sobredimensionats del convertidor reductor.

	Calculat	Sobredimensionat
L_{\min}	1,67 mH	8,35 mH
C_{\min}	0,1875 μF	1,875 μF

7.1.2. Convertidor elevador

❖ Inductor

Per a la determinació de l'inductor del convertidor elevador s'han de tenir en compte els aspectes del model real del mateix, i que s'han esmentat anteriorment:

1. Que tingui una resistència paràsita en sèrie de valor baix, per a evitar una caiguda de tensió elevada sobre l'inductor.
2. Que pugui suportar el corrent que ha de circular a través de l'inductor.
3. Que el valor de la inductància sigui suficient per a que el convertidor no treballi en mode discontinu i d'aquesta forma no s'estigui treballant dintre del límit.

En el cas del convertidor elevador, l'expressió de l'inductor en funció dels paràmetres del sistema és:

$$L_{min} = \frac{E \cdot (U - E)}{\Delta i_L \cdot f_{SW} \cdot U} = \frac{E \cdot \delta}{\Delta i_L \cdot f_{SW}} \quad (7.14)$$

El valor de la mateixa es pot sobredimensionar per un factor de 5 obtenint l'expressió següent:

$$L_{min} = 5 \cdot \frac{E \cdot \delta}{\Delta i_L \cdot f_{SW}} \quad (7.15)$$

❖ Condensador

Per al cas del convertidor elevador el valor mínim del condensador de sortida queda expressat de la següent forma:

$$C_{min} = \frac{i_{out(max)} \cdot \delta}{\Delta U \cdot f_{SW}} \quad (7.16)$$

La resistència paràsita màxima del mateix ha de seguir sent de valor més que l'arribada de tensió a la sortida respecte l'arribada del corrent per l'inductor tal i com es mostra a continuació:

$$R_c < \frac{\Delta U}{\Delta i_L} \quad (7.17)$$

Les pèrdues del condensador del convertidor elevador, al igual que el del reductor segueixen la mateixa expressió depenent del corrent que hi circula a través d'ell.

Amb les expressions dels paràmetres del convertidor elevador mostrades, es segueix el mateix procediment per a calcular els valors dels components que permeten poder emprar els mateixos en un alt rang de treball.

Els valors de l'inductor i condensador obtinguts per a les diferents variables del sistema. Aquestes variables són:

- ΔU : s'ha estimat un 1% del valor de la tensió de sortida per tal d'eliminar l'arissada de la mateixa.
- Δi_L : s'ha estimat un 15% del valor de corrent a la sortida.
- δ : dependrà del valor de tensió a l'entrada i a la sortida del convertidor.
- f_{SW} : s'ha establert en 20 kHz per al disseny del convertidor, sent aquest un valor al qual tant transistors IGBT's com MOSFET operen correctament.

Per a calcular el valor mínim de l'inductor, s'ha de tenir en compte que aquest depèn proporcionalment de la tensió d'entrada i la relació de conducció; mentre que depèn inversament de la freqüència de commutació del convertidor (que ja està fixada a 20 kHz) i de l'arissada del corrent que circula a través del mateix.

D'aquesta forma el valor de l'inductor serà major quan més grans sigui la tensió d'entrada i la relació de conducció, i més petita sigui l'arissada per l'inductor i la freqüència. En el pitjor cas la relació de conducció màxima és 1, per tant en aquesta situació dependrà de la tensió d'entrada i del corrent per l'inductor.

Per a trobar el valor mínim de l'inductor que pugui emprar-se en un alt rang de valors de tensió i corrent, el que s'ha realitzat és el càlcul del mateix amb una tensió d'entrada elevada i un corrent per l'inductor petit, de tal forma que el seu valor serà el major.

Amb la font de la que es disposa al laboratori es pot introduir una tensió de 60 V, si es té en compte que amb una relació de conducció de 1, a la sortida es tindrà una tensió molt superior es d'esperar que com a mínim, un valor de corrent sigui de 5 A, ja que en cas de ser menor la càrrega seria d'alt valor òhmic.

En aquesta situació, el valor mínim de l'inductor seria el següent:

$$L_{min} = \frac{E \cdot \delta}{\Delta i_L \cdot f_{SW}} = \frac{60 \cdot 1}{0,15 \cdot 5 \cdot 20000} = 4 \text{ mH} \quad (7.18)$$

Aquest serà el valor mínim de l'inductor necessari en el disseny real que permetrà operar correctament a rangs elevats de funcionament. El valor de l'inductor sobredimensionat per 5 és de 20 mH.

En el cas del condensador del convertidor elevador, el seu valor depèn directament de la relació de conducció i del màxim valor del corrent a la sortida; mentre que depèn inversament de l'arribada de la tensió i de la freqüència.

Com en el cas de l'inductor, el valor mínim necessari es troba amb una relació de conducció de 1. Suposant una càrrega de 5Ω a la sortida com a mínim, el màxim corrent que hi circularà serà el determinat per la següent expressió:

$$i_{out(max)} = \frac{U}{5} \quad (7.19)$$

I tenint en compte que l'arribada de la tensió a la sortida es vol que sigui pràcticament nul·la s'ha restringit el seu valor a un 1% respecte el valor de sortida.

Es pot arribar a l'expressió del valor mínim del condensador de sortida i que és:

$$C_{min} = \frac{i_{out(max)} \cdot 1}{0.1 \cdot U \cdot 20000} = \frac{1}{0.1 \cdot 5 \cdot 20000} = 100 \mu F \quad (7.20)$$

Sobredimensionant el valor del condensador per 10 per tal de garantir que compleix amb el rang en el qual es farà treballar, s'obté un valor mínim del condensador de:

$$C_{min(sobredimensionat)} = C_{min} \cdot 10 = 1000 \mu F \quad (7.21)$$

El valor de màxim de la seva resistència paràsita es pot calcular com:

$$R_c < \frac{\Delta U}{\Delta i_L} = \frac{0,01 \cdot U}{0,15 \cdot i_L} = \frac{0,01 \cdot U}{0,15 \cdot \frac{U}{5}} = \frac{0,01 \cdot 5}{0,15} = 0,33 \Omega$$

Com es pot veure, es del mateix valor que el del convertidor reductor. A la següent taula es mostren els valors mínims calculats i sobredimensionats per a l'inductor i condensador del convertidor elevador:

Taula 7.2: Valors calculats i sobredimensionats del convertidor elevador

	Calculat	Sobredimensionat
L_{min}	4 mH	20 mH
C_{min}	100 μF	1000 μF

7.1.3. Valors escollits

Tenint en compte els valors mínims obtinguts tant del convertidor reductor com del convertidor elevador i que es mostren a la següent taula, s'ha determinat els valors escollits per a poder emprar tots dos convertidors.

Taula 7.3: Valors calculats i sobredimensionats per als dos convertidors.

Component	Calculat	Sobredimensionat	Calculat	Sobredimensionat
	<i>Buck</i>		<i>Boost</i>	
L_{min}	1,67 mH	8,35 mH	4 mH	20 mH
C_{min}	0,1875 μ F	1,875 μ F	100 μ F	1000 μ F

Per a poder emprar el mateix condensador i inductor en els dos convertidors, és necessari trobar els valors mínims que garanteixen el correcte funcionament dels mateixos. D'aquesta forma la metodologia que s'ha de seguir és escollir aquells valors més alts.

Tenint en compte el material del qual es disposa al laboratori E3PACS i complint els criteris d'escollir els components dintre dels marges d'entre els valors calculats i els sobredimensionats, pel cas de l'inductor s'ha escollit una inductància de 5 mH del fabricant MIMAVEN que aguanta 18 A i 250 V. D'aquesta forma es troba entre els valors calculats i sobredimensionats de tots dos convertidors.

Pel cas del condensador, la diferència és molt elevada i s'ha determinat emprar un condensador de 680 μ F també disponible al laboratori E3PACS, del fabricant EPCOS que té una resistència paràsita de 10 m Ω , per tant compleix amb el valor màxim que pot tenir.

A partir d'aquests valors, ja s'han pogut realitzar les simulacions adients així com el muntatge dels convertidors emprant aquests valors per tal de veure el correcte funcionament dels mateixos.

7.2. Transistors

Com bé s'ha esmentat anteriorment, el disseny dels convertidors està realitzat amb dos transistors de commutació complementària. D'aquesta forma es pot aconseguir que els convertidors estàtics siguin bidireccionals en corrent, la qual cosa implica que sempre circularà corrent a la sortida, en un sentit o en un altre però mai de valor nul.

Dintre dels transistors com a elements de commutació existeixen 3 grans famílies segons les seves característiques i l'aplicació a la qual van destinats. Aquestes famílies són:

- BJT: transistors controlats per corrent i a baixes freqüències de commutació. Tenen el problema d'estar controlats per corrent, i sovint causa problemes per aconseguir els corrents necessaris per al seu funcionament. A més, no commuten a elevades freqüències.
- MOSFET: transistors controlats per tensió a elevades freqüències de commutació. S'utilitzen en aquells sistemes on la freqüència desitjada ha de ser molt elevada. Aquest és el transistor escollit per al disseny físic del convertidor.
- IGBT: transistors controlat per tensió a freqüències més altes de commutació. S'utilitzen en la majoria de convertidors que no tenen elevades freqüències de commutació, gràcies a que no té grans pèrdues comportant-se com un BJT i un MOSFET.

Abans d'entrar a escollir el transistor MOSFET que es farà servir, cal tenir en compte les pèrdues per commutació d'aquests per tal de garantir un bon convertidor, així com poder determinar els dissipadors que necessitaran en el pitjor cas de funcionament.

Dintre dels transistors *MOSFET* existeixen tres tipus de pèrdues comuns:

- **Pèrdues per conducció**

Es produeixen durant la conducció dels elements que actuen com interruptors, en aquest cas els transistors *MOSFET*. Es calcula com:

$$P_{ON} = V_{DS} \cdot i_{D,ON} = R_{DS,ON} \cdot i_{D,ON}^2 \quad (7.22)$$

I sabent que el temps en que està ON és el temps d'encesa del mateix que ve donat per la relació de conducció (δ) s'arriba a la següent expressió:

$$P_{ON} = (R_{DS,ON} \cdot i_{D,ON}^2) \cdot \delta \quad (7.23)$$

- **Pèrdues per commutació**

Es donen a terme durant el temps que triguen els transistors en commutar, tant quan entren en conducció com quan entren en tall. El seu càlcul és:

$$P_{commutació} = \frac{1}{2} \cdot E \cdot i_{D,ON} (t_{rise} + t_{fall}) \cdot f_{sw} \quad (7.24)$$

On T_{rise} és el temps que triga fins a entrar en conducció i T_{fall} el temps que triga en tall.

- **Pèrdues a la porta**

Es donen per l'energia perduda associada a la càrrega que presenta la porta del MOSFET. El seu valor es pot calcular com:

$$P_{gate} = Q_g \cdot V_{gate} \cdot f_{sw} \quad (7.25)$$

Les pèrdues totals en els transistors MOSFET seran doncs la suma dels anteriors tres tipus:

$$P_{Total} = P_{ON} + P_{commutació} + P_{gate} \quad (7.26)$$

$$P_{Total} = (R_{DS,ON} \cdot i_{D,ON}^2) \cdot \delta + \frac{1}{2} \cdot E \cdot i_{D,ON} (t_{rise} + t_{fall}) \cdot f_{sw} + Q_g \cdot V_{gate} \cdot f_{sw} \quad (7.27)$$

El transistor MOSFET escollit també es disposa al laboratori E3PACS, havent-se escollit un que permeti operar a alts valors de tensió i corrent, així com també de freqüència. El MOSFET emprat és el model IXFT60N50P3 del fabricant IXYS. Es tracta d'un MOSFET de potència l'encapsulat del qual és el TO-247 amb les següents característiques:

- V_{DS} : màxima tensió entre Drenador-Surtidor de 500 V.
- I_D : corrent màxim pel drenador de 60 A.
- P_D : potència màxima de 1040 W.
- f : freqüència màxima de 125 MHz.

A partir d'aquestes característiques, es pot contemplar el realitzar un convertidor que operi a tensions superiors dels 400 V amb una freqüència de 20 kHz, que tot i ser baixa per a un MOSFET, no empitjora el seu funcionament fent d'aquest transistor un bon model per al disseny físic dels convertidors.

7.3. Pèrdues i càlcul del dissipador

Tenint en compte les expressions anteriors de pèrdues pel transistor *MOSFET*, el següent pas és realitzar el càlcul de les mateixes. A partir del *Datasheet* del fabricant IXYS del transistor IXFT60N50P3 [33] es poden determinar les màximes pèrdues que es poden obtenir del mateix:

- **Pèrdues per conducció**

Es calcula a partir de la següent expressió:

$$P_{ON} = (R_{DS,ON} \cdot i_{D,ON}^2) \cdot \delta \quad (7.28)$$

Les màximes pèrdues en conducció es produiran quan el transistor es trobi conduït en tot moment, per tal la relació de conducció serà de 1. A més, el *datasheet* del fabricant dóna la següent informació:

- $R_{DS,ON} \leq 110 \text{ m}\Omega$
- $i_{D,ON(\max)} = 60 \text{ A}$

Amb aquests valors, i tenint en compte que el màxim corrent que suporta l'inductor es d'uns 20 A, les pèrdues per conducció en el transistor són:

$$P_{ON} = (R_{DS,ON} \cdot i_{D,ON}^2) \cdot 1 = (0,110 \cdot 20^2) = 44 \text{ W} \quad (7.29)$$

○ Pèrdues per commutació

El seu càlcul es troba a partir de l'expressió següent:

$$P_{commutació} = \frac{1}{2} \cdot E \cdot i_{D,ON} (t_{rise} + t_{fall}) \cdot f_{sw} \quad (7.30)$$

Les màximes pèrdues es produiran amb els màxims valors que presenta el *datasheet* del fabricant:

- $V_D = 500 \text{ V}$
- $i_{D,ON} = 60 \text{ A}$
- $t_{rise} = 16 \text{ ns}$
- $t_{fall} = 8 \text{ ns}$

Per tant, les pèrdues totals en commutació amb un corrent màxim pel convertidor de 20 A i una tensió d'entrada de 200 V són:

$$P_{commutació} = \frac{1}{2} \cdot 200 \cdot 20 \cdot (16 + 8) \cdot 10^{-9} \cdot 20000 = 0,96 \text{ W} \quad (7.31)$$

○ Pèrdues a la porta

El seu càlcul es troba a partir de l'expressió següent:

$$P_{gate} = Q_g \cdot V_{gate} \cdot f_{sw} \quad (7.32)$$

Sent els valors de capacitat de porta i tensió de porta els que es mostren a continuació:

- $Q_g = 96 \text{ nC}$
- $V_{gate} = 30 \text{ V}$

El resultat d'aquestes pèrdues a la porta amb una freqüència de commutació de 20 kHz són:

$$P_{gate} = 96 \cdot 10^{-9} \cdot 30 \cdot 20000 = 0,0576 \text{ W} \quad (7.33)$$

Les pèrdues totals en el pitjor cas del transistor *MOSFET* escollit es poden calcular com la suma de totes les anteriors donant el següent resultat:

$$P_{Total} = P_{ON} + P_{commutació} + P_{gate} = 44 + 0,96 + 0,0576 = 45,02 \text{ W} \quad (7.34)$$

Considerant la potència de dissipació de 45,02 W a una temperatura ambient de 25°C, es pot calcular la resistència tèrmica que necessita el dissipador. L'expressió de la resistència tèrmica del dissipador és la següent:

$$R_{th\text{dissipador-ambient}} = \frac{T_{j,max} - T_{ambient}}{P_{max}} - (R_{th_{j,max-c}} + R_{th_{c-dissipador}}) \quad (7.35)$$

On: $R_{th\text{dissipador-ambient}}$ és la resistència tèrmica del dissipador.

$T_{j,max}$ és la màxima temperatura de la unió del transistor, donada pel fabricant.

$T_{ambient}$ és la temperatura ambient.

P_{max} és la màxima potència que ha de dissipar.

$R_{th_{j,max-c}}$ és la resistència tèrmica del transistor amb l'element aïllant, donada pel fabricant.

$R_{th_{c-dissipador}}$ és la resistència tèrmica de l'element aïllant amb el dissipador.

A partir dels valors del *datasheet* del fabricant i suposant que el material aïllant entre el transistor i el dissipador és silicona termo-conductora amb resistència tèrmica de 1°C/W, es pot trobar la resistència tèrmica del dissipador:

$$R_{th\text{dissipador-ambient}} = \frac{150-25}{45,02} - (0,12 + 1) = 1,66 \text{ °C/W} \quad (7.36)$$

Amb la resistència tèrmica del dissipador obtinguda, i degut a que el seu valor no és excessivament elevat es pot emprar qualsevol dels dissipadors disponibles al laboratori E3PACS pels transistors.

8. Convertidor reductor

El convertidor reductor tenint en compte els paràmetres trobats, així com la topologia que seguirà pel que fa a la utilització de dos transistors *MOSFET* per dotar-lo d'una bidireccionalitat en corrent, queda representat en el següent esquema elèctric:

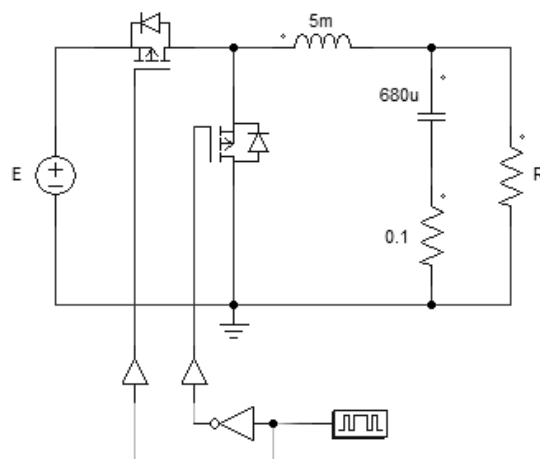


Fig 8.1: Esquema elèctric del convertidor reductor parametritzat. (Font pròpia).

Com es pot veure en la *Fig 8.1* **Error! No se encuentra el origen de la referencia.** el convertidor reductor està format per la branca de transistors *MOSFET*, l'inductor de 5 mH, el condensador de 680 µF amb la seva resistència paràsita de 0,1 Ω i la càrrega resistiva que variarà segons el corrent o potència que es desitgi obtenir a la sortida.

El següent pas un cop es té el disseny del convertidor reductor amb els seus paràmetres és implementar el control pertinent. En aquest treball s'ha realitzat teòricament el control per tensió mitjançant el compensador PID que s'ha parametritzat a l'apartat 5.3.1.3 També s'ha realitzat el control provinent de l'estudi de la *REM*.

8.1. Control per tensió

Tenint en compte que el mètode de control per consigna de tensió és fàcil d'implementar, s'ha escollit aquest mètode per a controlar el convertidor reductor. A més, com el principal objectiu d'aquest convertidor és obtenir una tensió de valor més petit que a l'entrada, imposant la consigna de tensió desitjada es podrà obtenir aquest valor a la sortida.

El circuit general del convertidor *Buck* amb el seu control per tensió és el que es mostra a continuació:

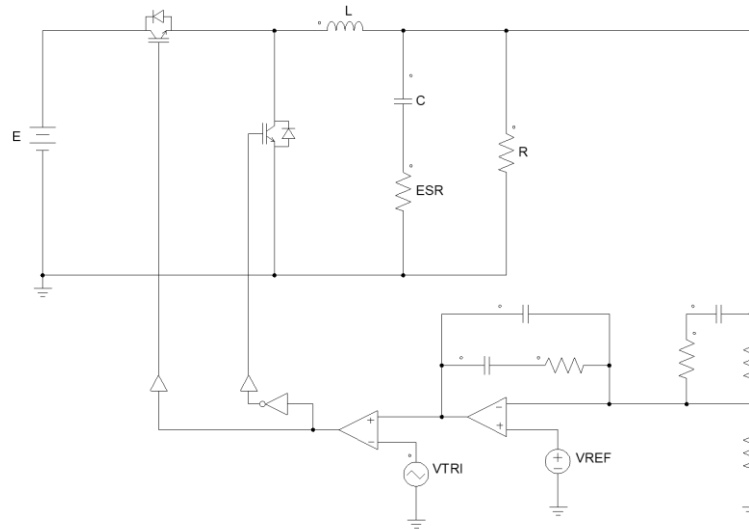


Fig 8.2: Circuit elèctric general complet d'un convertidor reductor amb control per consigna de tensió.(Font pròpia).

Aquest circuit es pot dividir en diferents parts cadascuna de les quals té una funció en concret. Per un costat es té el circuit de potència format pels elements que formen part del convertidor, així com els *Drivers* que s'encarreguen d'encendre els transistors *MOSFET*.

El senyal *PWM* que marca la relació de conducció, prové del comparador que compara la senyal d'error procedent de la sortida, amb un senyal de dents de serra anomenat V_{TRI} . La freqüència de commutació del circuit ve imposada per la freqüència d'aquest senyal.

Finalment, el bloc format per l'amplificador operacional és el compensador PID que s'ha estudiat anteriorment. Les expressions de les freqüències dels ceros i pols del mateix són les que es mostren resumides a continuació:

$$f_{z1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_2 \cdot C_2} \quad (8.1)$$

$$f_{z2} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C_1 (R_x + R_1)} \quad (8.2)$$

$$f_{p1} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_1 \cdot C_1} \quad (8.3)$$

$$f_{p2} = 0 \quad (8.4)$$

$$f_{p3} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R_2 \cdot C_3} \quad (8.5)$$

A la següent imatge es mostra en detall el compensador amb els diferents components que el determinen:

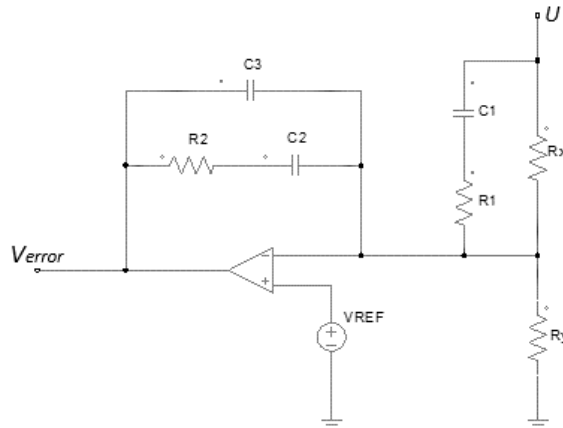


Fig 8.3: Esquema del compensador PID amb els seus components. (Font pròpia).

A partir de les expressions de les diferents freqüències del compensador, es poden calcular els diferents valors dels components passius que el conformen. A partir de fixar el valor d'un component, per exemple el del condensador C_1 es poden calcular els altres:

$$R_1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{p1} \cdot C_1} \quad (8.6)$$

$$R_x = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{z2} \cdot C_1} - R_1 \quad (8.7)$$

Del divisor de tensió format per les resistències R_x i de R_y es calcula el valor de la segona com:

$$R_y = \frac{V_{REF}}{U - V_{REF}} \cdot R_x \quad (8.8)$$

El valor de la resistència R_2 té en compte el valor de la tensió de dents de serra del comparador, així com dels altres valors del sistema físic que defineixen el convertidor.

$$R_2 = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot L_0 \cdot C_0 \cdot V_{TRI}}{E \cdot C_1} \quad (8.9)$$

Amb el valor de la resistència R_2 es poden calcular la resta de components del sistema compensador.

$$C_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{z1} \cdot R_2} \quad (8.10)$$

$$C_3 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{p3} \cdot R_2} \quad (8.11)$$

Un cop es tenen dimensionats els valors dels components del compensador, només cal saber quins valors de freqüències corresponen als pols i zeros. Per a poder establir aquest criteri, cal tenir en compte que depenent de si el compensador *PID* es tipus A o tipus B, els valors de les freqüències variaran. Per a realitzar el compensador físic del convertidor, s'ha optat pel tipus *III-A*, ja que és el que millor opera amb un rang diferent de condensadors, tal i com s'ha explicat abans. En aquest cas, la freqüència causada per la resistència paràsita equivalent sèrie del condensador (*ESR*) està per sota de la meitat de la freqüència de commutació del sistema segons l'expressió:

$$f_{LC} < f_o < f_{ESR} < \frac{f_{sw}}{2} \quad (8.12)$$

Els pols o zeros del compensador es situaran de la següent forma [35] i [36]:

$$f_{z2} = f_{LC} \quad (8.13)$$

$$f_{z1} = 0,75 \cdot f_{z2} = 0,75 \cdot f_{LC} \quad (8.14)$$

$$f_{p1} = f_{ESR} \quad (8.15)$$

$$f_{p3} = \frac{f_{sw}}{2} \quad (8.16)$$

Amb les freqüències determinades, es pot realitzar novament el càlcul dels valors dels components que formen el compensador *PID* tipus A. Determinant un valor per al condensador C_1 es pot determinar la resta de components:

$$R_1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{ESR} \cdot C_1} \quad (8.17)$$

$$R_x = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot f_{LC} \cdot C_1} - R_1 \quad (8.18)$$

$$R_y = \frac{V_{REF}}{U - V_{REF}} \cdot R_x \quad (8.19)$$

$$R_2 = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_0 \cdot L_0 \cdot C_0 \cdot V_{TRI}}{E \cdot C_1} \quad (8.20)$$

$$C_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 0,75 \cdot f_{LC} \cdot R_2} \quad (8.21)$$

$$C_3 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \frac{f_{sw}}{2} \cdot R_2} \quad (8.22)$$

Per poder determinar aquests valors cal abans determinar les freqüències dels pols zeros i que depenen del convertidor. En aquest cas, la freqüència del sistema és de 20 kHz:

$$f_{sw} = 20 \text{ kHz} \quad (8.23)$$

La freqüència Crossover s'ha restringit a una dècima part la de commutació, prenent d'aquesta forma el valor:

$$f_o = \frac{f_{sw}}{10} = \frac{20 \text{ kHz}}{10} = 2 \text{ kHz} \quad (8.24)$$

La freqüència imposada per la resistència paràsita del condensador (ESR) es calcula de la següent forma:

$$f_{ESR} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot C \cdot R_C} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 680 \cdot 10^{-6} \cdot 0,1} = 2,34 \text{ kHz} \quad (8.25)$$

Finalment s'ha calculat la freqüència imposada pel filtre LC formada per l'inductor i el condensador i que té un valor de:

$$f_{LC} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{C \cdot L}} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{680 \cdot 10^{-6} \cdot 5 \cdot 10^{-3}}} = 86,31 \text{ Hz} \quad (8.26)$$

Es pot comprovar com les freqüències calculades compleixen l'expressió de les freqüències del compensador PID i que és:

$$f_{LC} < f_o < f_{ESR} < \frac{f_{sw}}{2} \quad (8.27)$$

Amb les freqüències del compensador calculades, l'últim pas és calcular el valor dels components que el formen. A continuació es mostren els càlculs realitzats per a la determinació dels valors dels condensadors i resistors del compensador *PID*. Imposant el valor del condensador C_1 a 33 nF, la resta de components normalitzats (a tolerància del 5%) són:

$$R_1 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 2340 \cdot 33 \cdot 10^{-9}} = 2061 \Omega \approx 2 \text{ k}\Omega \quad (8.28)$$

$$R_x = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 86,31 \cdot 33 \cdot 10^{-9}} - 2061 = 53817 \Omega \approx 56 \text{ k}\Omega \quad (8.29)$$

$$R_y = \frac{V_{REF}}{U - V_{REF}} \cdot R_x \quad (8.30)$$

Per a trobar aquest valor cal imposar el valor de la tensió de referència així com el de sortida, tenint en compte que la diferència ha de ser mínima, una bona suposició és dir que V_{REF} és la tensió de sortida més un petit marge:

$$V_{REF} = U + U \cdot 0,01 \quad (8.31)$$

Per tant, el valor del resistor R_y és:

$$R_y = \frac{U + U \cdot 0,01}{U - U + U \cdot 0,01} \cdot R_x = \frac{1 + 0,01}{0,01} \cdot R_x = 5435517 \Omega \approx 5,6 \text{ M}\Omega \quad (8.32)$$

El següent càlcul té en compte la tensió d'entrada, que per al cas del *Buck* com a màxim seran 200 V així com l'amplitud del senyal triangular de dents de serra que s'ha imposat de 5 V:

$$R_2 = \frac{2 \cdot \pi \cdot 2000 \cdot 5 \cdot 10^{-3} \cdot 680 \cdot 10^{-6} \cdot 5}{200 \cdot 33 \cdot 10^{-9}} = 3236 \Omega \approx 3,3 \text{ k}\Omega \quad (8.33)$$

Els condensadors del compensador són:

$$C_2 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 0,75 \cdot 86,31 \cdot 3236} = 759 \text{ nF} \approx 820 \text{ nF} \quad (8.34)$$

$$C_3 = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \frac{20000}{2} \cdot 3236} = 4,92 \text{ nF} \approx 4,7 \text{ nF} \quad (8.35)$$

Amb aquests càlculs es té dissenyat el compensador per al convertidor reductor controlat en mode de tensió. El següent pas serà realitzar la simulació del mateix per veure que efectivament funciona.

8.2. Control per inversió

El control per inversió és una tècnica de control extreta a partir de la *REM*, a partir de la qual es pot controlar qualsevol sistema a través dels elements que en formen part. Dintre del control per inversió, cal destacar entre dos tipus.

❖ Inversió directa

Es pot realitzar únicament als blocs que no introdueixen derivades entre les seves relacions. D'aquesta forma, aquest tipus d'inversió no es pot emprar en la realització de convertidors pel fet d'introduir elements acumuladors com inductors i condensadors que presenten relacions per derivades.

Si el controlador és directe, només cal aïllar la variable d'interès en funció de les equacions del bloc a controlar.

❖ Inversió indirecta

Es realitza per a controlar sistemes amb blocs que contenen relacions de derivades com els elements acumuladors. Aquest control es basa en introduir correctors de forma que aproximïn la derivada.

En aquest cas, cal aïllar la derivada que conté la variable a regular (entrada o causa) i aproximar aquesta per un regulador determinat (per exemple un PI per tal de garantir la causalitat de la sortida o efecte).

Per a realitzar el control per inversió indirecte del convertidor reductor cal realitzar l'anàlisi elèctric per tal de veure els elements que formen part del mateix i com queden definits dintre de la representació energètica macroscòpica. Els components que formen part de qualsevol convertidor *DC-DC*, i per tant, del *Buck* són:

- Font d'entrada
- Interruptors (transistor i díode)
- Condensador
- Inductor
- Càrrega

Segons els elements en que es classifica la *REM*, els components del convertidor reductor quedarien estructurats dintre d'aquests. D'aquesta forma quedaria així:

- Fonts d'energia: font d'entrada i càrrega
- Acumuladors: condensador i inductor
- Elements de conversió: interruptors (transistor i díode)
- Elements d'acoblament: no utilitza

Un cop es tenen classificats els components del circuit dintre de la *REM*, el següent pas és realitzar la seva representació. D'aquesta forma, el primer element que apareix al circuit del convertidor és la font de tensió que s'ha anomenat *E*. La seva representació quedaria de representada a la *Fig 8.4*.



Fig 8.4: *REM* de la font de tensió. Primer pas de la representació. (Font pròpia).

La reacció que té associada és desconeguda en aquest moment, ja que depèn de l'element amb el que està enllaçada la font. En aquest cas l'element que segueix a la font d'alimentació són els interruptors formats pels transistors que tenen comportament complementari.

Tal com s'havia estudiat el convertidor *Buck*, la feina d'aquests commutadors es permetre imposar una relació de conducció determinada que serà la que determinarà quina és la tensió a la sortida del circuit respecte l'entrada del mateix. La relació de conducció s'havia representat amb el símbol δ . D'aquesta forma l'expressió queda de la següent forma:

$$U = \delta \cdot E \tag{8.36}$$

La representació energètica macroscòpica de la font amb els interruptors és la següent:

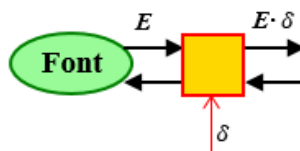


Fig 8.5: *REM* de la font d'entrada i els interruptors. L'entrada d'aquest bloc és la relació de conducció (δ). (Font pròpia).

El següent element que apareix al circuit és l'inductor encarregat de l'emmagatzematge d'energia en el moment en què el transistor està en conducció permetent que la tensió de la font d'alimentació vagi a passar a l'inductor. L'expressió que defineix el comportament de l'inductor, que és un element d'emmagatzematge que varia amb el temps, es pot trobar fàcilment analitzant el circuit amb els components que formen part fins del mateix. Només es troba la font d'alimentació així com l'inductor amb la seva resistència paràsita r_L .

Analitzant la malla s'arriba a que la tensió que es produeix com acció del bloc acumulador de l'inductor, és la suma de les altres tensions que cauen sobre els elements que són l'inductor i la resistència paràsita i que poden quedar expressats en funció del corrent que circula per els mateixos.

L'expressió resultant quedaria tal i com es mostra en la següent equació:

$$u_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} + r_L i_L(t) \tag{8.37}$$

La representació energètica macroscòpica fins a aquest punt, seria la mateixa que l'anterior afegint el bloc acumulador que caracteritza l'inductor del convertidor. D'aquesta forma es té la següent representació:

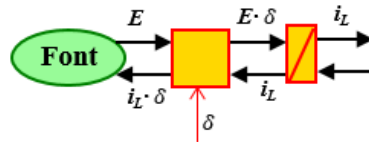


Fig 8.6: REM la font d'entrada, interruptors i la inductància. (Font pròpia).

Tal i com es pot veure a partir de la representació realitzada, el bloc acumulador introdueix una reacció sobre el bloc d'interruptors, que alhora es trasllada fins la font del convertidor.

El següent element és l'altre acumulador d'energia que en aquest cas es tracta del condensador. De la mateixa forma que en el cas de l'inductor, s'estudia quina és la seva expressió matemàtica així com la representació macroscòpica del sistema.

En termes de tensió, l'expressió és la següent:

$$u_C(t) = \frac{1}{C} \int_0^t i_C(\tau) dt + r_C i_C(\tau) + u_C(0) \tag{8.38}$$

És fàcil veure que la caiguda de tensió abans del condensador és la caiguda del condensador expressada en terme d'integral, de la caiguda de tensió per la resistència paràsita del condensador, i del valor de la condició inicial de la integral. La modelització macroscòpica amb aquest bloc acumulador és la següent:

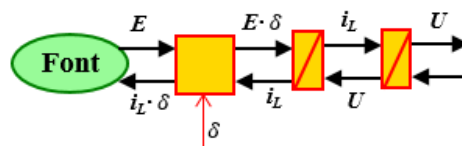


Fig 8.7: REM de la font d'entrada, interruptors i els elements acumuladors. (Font pròpia).

Finalment, tenint en compte que del condensador ja només penja la càrrega del convertidor, es pot tancar l'esquema de la REM del Buck tal i com es mostra a la Fig 8.8.

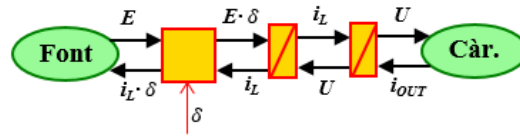


Fig 8.8: REM completa del sistema energètic del convertidor reductor. (Font pròpia).

De la llei d'Ohm s'obté que la reacció aplicada a la càrrega és un corrent de sortida. La representació energètica macroscòpica final del bloc d'energia, amb els noms dels elements que formen part d'aquest esquema és la següent:

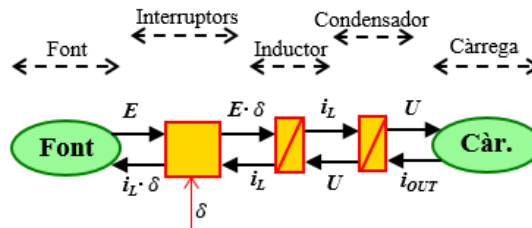


Fig 8.9: REM completa del sistema amb els elements rotulats. (Font pròpia).

Un cop es té realitzada la REM del model energètic, el següent pas és realitzar el control del convertidor. Partint de la REM realitzada, es pot veure com es pot arribar a la relació de conducció (δ) a partir de diverses variables. Aquests camins que permeten controlar l'acció d'una variable s'anomenen camins de sintonització (*tunning path*).

Un exemple es pot veure a partir del model energètic realitzat. Si el que es vol es controlar la tensió de sortida del convertidor a partir de la relació de conducció, el camí que seguirà serà el següent:

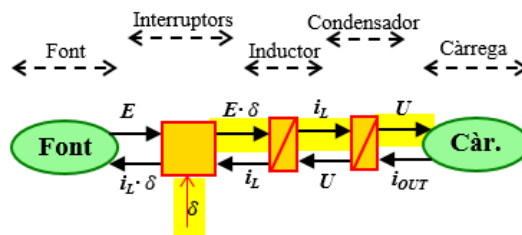


Fig 8.10: REM del sistema energètic amb camí de control de tensió. (Font pròpia).

Per a realitzar el control del sistema a partir de la REM, es realitza a partir dels blocs específics que poden ser determinats mitjançant la inversió. Com el seu nom indica, la inversió consisteix en determinar el control d'una variable a partir de la que ve governada per ell en la REM. Per aquesta raó, la tècnica de control basada en la representació energètica macroscòpica rep el nom de control per inversió.

Els blocs funcionals a emprar en la *REM* per al control són diversos, depenent de l'element al qual controlen, així com si té una consigna de control o no. D'aquesta forma es poden agrupar els blocs segons els tipus d'elements que es tenien en la representació energètica del sistema:

- Element de conversió
- Element d'acumulació d'energia
- Element d'acoblament

A partir del camí que s'havia realitzat amb la representació en blocs energètics del convertidor per al control del mateix, es pot realitzar el que s'anomena la cadena de sintonitzat. La cadena de sintonitzat del sistema no és més que la relació de les diferents variables que segueixen el camí que s'havia marcat. D'aquesta forma és té la següent cadena de sintonització:

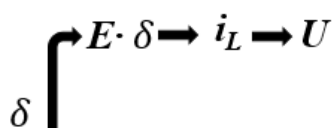


Fig 8.11: Cadena de sintonització del sistema. (Font pròpia).

Un cop es té clar quina és la cadena de sintonització, el següent pas és realitzar la cadena de control emprant els blocs que s'han definit anteriorment. Com es tracta d'un control per inversió, la sintonització de control és la inversa de la cadena sintonització, és a dir, es parteix de la variable final a la qual es vol arribar, i s'arriba a les altres variables que formen part del llaç de control. Aquesta cadena de control també s'anomena camí de control (*control path*). Segons això, la cadena de control queda representada d'aquesta forma:

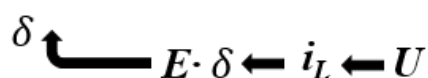


Fig 8.12: Cadena de control del sistema real. (Font pròpia).

La variable que es desitja tenir és la tensió de sortida del convertidor, i la forma de tenir aquest valor és introduint-la directament, per la qual cosa sovint rep el nom de tensió de referència. Així, a partir d'aquesta tensió de referència que es desitja a la sortida, el control vindrà donat de la mateixa forma.

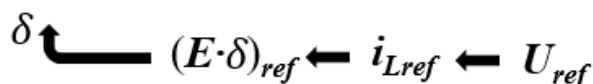


Fig 8.13: Cadena de control de sistema amb la referència o consigna. (Font pròpia).

Partint de la tensió de sortida, el component que hi ha abans és el condensador. D'aquesta forma cal trobar l'expressió que regeix el comportament del condensador tenint en compte tant la tensió de sortida com la següent variable de la cadena de control, que es el corrent per l'inductor.

Realitzant l'anàlisi de corrent amb el teorema de *Kirchoff* tal i com es mostra a la següent figura es pot trobar l'expressió que relaciona les variables anteriors:

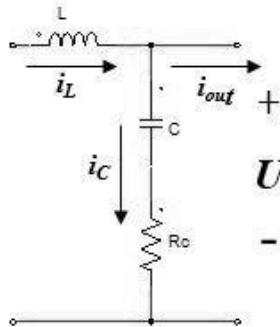


Fig 8.14: Anàlisi de corrent entre els elements acumuladors i la sortida. (Font pròpia).

L'equació queda expressada de la forma que es mostra a continuació.

$$i_L(t) - i_{out}(t) = C \frac{du_o(t)}{dt} + \frac{u_o(t)}{Rc} \tag{8.39}$$

A partir d'aquesta expressió i de la representació *REM* que s'ha realitzat per al model energètic es pot arribar a trobar el bloc de control per inversió del condensador. L'objectiu és poder aïllar la variable i_L a partir de l'expressió anterior. L'expressió conté accions dependents del temps que han de ser compensades amb un regulador $K(t)$.

$$i_L(t) = K(t) \cdot (U_{ref}(t) - U_{mes}(t)) + i_{out,mes}(t) \tag{8.40}$$

Tal i com es pot observar, l'expressió conté 2 variables que han de ser mesurades, i 1 que és referència. Coincideix doncs amb el bloc de control de la *REM* que defineix un element acumulador i que tenia la següent forma:

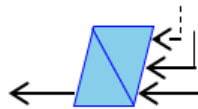


Fig 8.15: Simbologia REM del bloc de control d'un acumulador d'energia. (Font pròpia).

Partint d'aquest bloc general de control d'un element acumulador i de les variables de l'equació anterior, es pot trobar el bloc de control per al condensador del convertidor estudiat, quedant doncs, com es mostra a continuació:

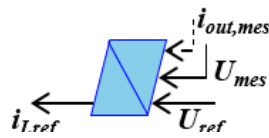


Fig 8.16: Bloc de control per inversió del condensador. (Font pròpia).

De la mateixa forma que s'ha realitzat el control del condensador es realitza el control de l'inductor, que com es tracta del mateix element acumulador, presenta un comportament que es regeix per una equació i bloc de control de la REM similar.

Tenint en compte que la variable d'acció de l'inductor segons la REM energètica és la tensió marcada per la relació de conducció (δ) i la reacció és la corrent de l'inductor, es pot expressar matemàticament l'equació que resulta d'aquestes dues variables com:

$$(E(t) \cdot \delta)_{ref} = K(t) \cdot (i_{Lref}(t) - i_{Lmes}(t)) + U_{mes}(t) \quad (8.41)$$

A partir de l'expressió, que es veu com és la mateixa que pel condensador, es pot expressar el bloc de control definit per la REM i que és:

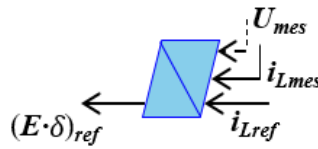


Fig 8.17: Bloc de control per inversió de l'inductor. (Font pròpia).

Finalment, l'últim bloc del qual cal fer el control és de la conversió produïda pels elements commutadors i que marquen quin és el cicle de treball del convertidor. El bloc general de control té la següent forma:



Fig 8.18: Simbologia REM del bloc de control d'un commutador. (Font pròpia).

Seguint amb l'anàlisi matemàtic per a trobar les expressions que determinen el funcionament d'un bloc segons les diverses variables, es pot expressar de forma senzilla com queda determinat amb la relació de conducció en funció de les altres variables. L'expressió resultant és:

$$\delta_{ref} = \frac{U_{ref}}{E_{mes}} \quad (8.42)$$

I per tant, el bloc de control que marca la relació de conducció és:

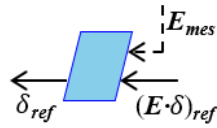


Fig 8.19: Bloc de control del convertidor reductor. (Font pròpia).

Finalment, la representació energètica macroscòpica del bloc dels components energètics i del bloc de control és la que es mostra a continuació:

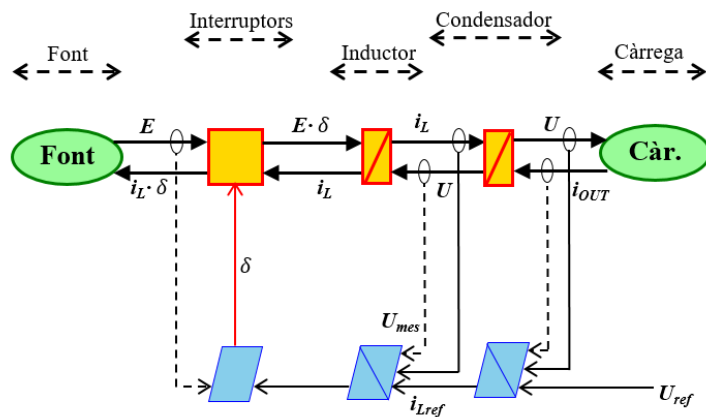


Fig 8.20: REM del sistema energètic i control del convertidor reductor. (Font pròpia).

Com es pot veure, el model de control per inversió provinent de la REM està format per blocs de potència i de control, de forma que cal transcriure aquest control a l'entorn de simulació o de disseny adient. En aquest cas, com l'eina de simulació i generació de codi per a la posterior utilització del DSP és PSIM, s'ha realitzat la transcripció del control a aquest entorn.

La forma de realitzar el control en PSIM, és de la mateixa que s'ha realitzat per a determinar els blocs de control, seguint les equacions que defineixen cada un dels elements que formen part del circuit. D'aquesta manera, començant pel corrent de sortida es tenia la següent equació:

$$i_L(t) = K(t) \cdot (U_{ref}(t) - U_{mes}(t)) + i_{out,mes}(t) \quad (8.43)$$

On $U_{ref}(t)$ és la tensió que es vol obtenir a la sortida, marcada com una referència o consigna.

A partir de la equació (8.43) es pot implementar l'expressió en PSIM.

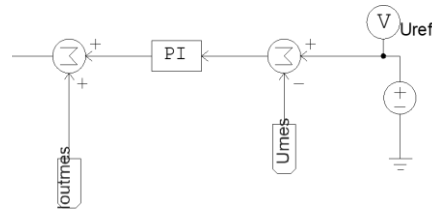


Fig 8.21: Representació en PSIM del primer bloc de control amb controlador o consigna.(Font pròpia).

En aquest cas el regulador escollit és un *PI* que millora el temps de resposta així com la seva estabilitat. També es podria haver utilitzat un regulador proporcional directament que només aportés un guany a l’error entre el valor de referència de la consigna i el mesurat a la sortida. El següent pas és realitzar la implementació en *PSIM* del condensador. L’expressió que defineix el seu comportament és la següent:

$$(E(t) \cdot \delta)_{ref} = K(t) \cdot (i_{Lref}(t) - i_{Lmes}(t)) + U_{mes}(t) \tag{8.44}$$

Per aquest cas, i partint de l’anterior implementació en *PSIM* es pot realitzar el model emprant els mateixos blocs tal i com es mostra a la *Fig 8.22*.

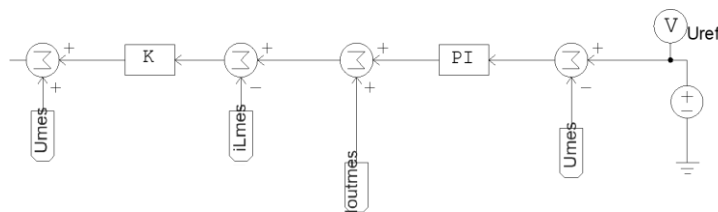


Fig 8.22: Representació en PSIM dels blocs de corrent de sortida i condensador del convertidor. (Font pròpia).

Finalment només queda realitzar la divisió entre la tensió de sortida i la d’entrada per tal de tenir la relació de conducció del convertidor i poder-lo portar com a senyal de *PWM* al comparador. D’aquesta forma queda totalment implementat el model de control per inversió en *PSIM* del convertidor reductor. El control per inversió complet del convertidor reductor és el que figura a continuació.

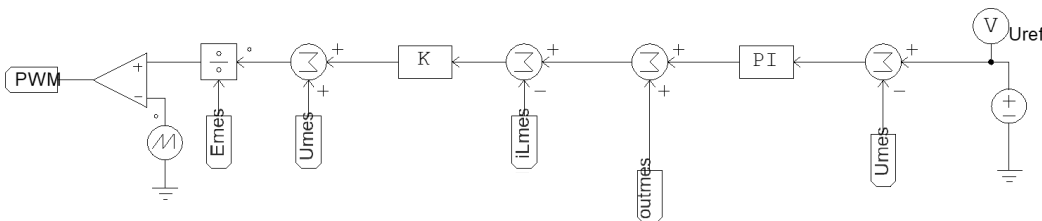


Fig 8.23: Control per inversió complet transcrit a PSIM. (Font pròpia).

L'esquema complet de la part energètica i de control del convertidor reductor transcrita a *PSIM* és la que es mostra a continuació:

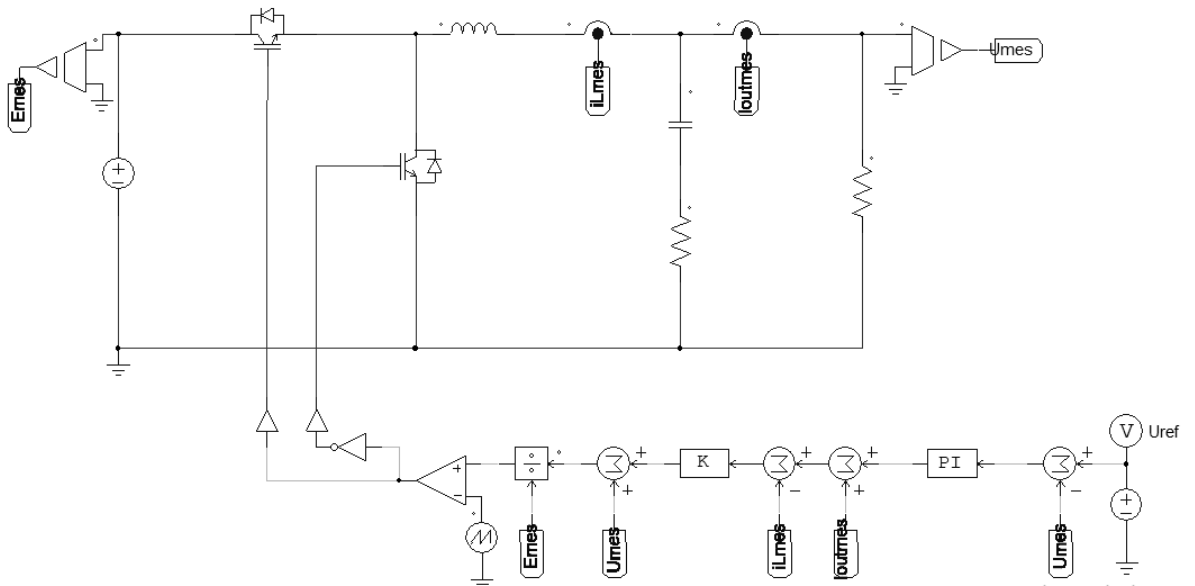


Fig 8.24: Transcripció a PSIM del convertidor reductor amb control per inversió complet. (Font pròpia).

9. Convertidor elevador

El convertidor elevador ha estat dissenyat d'igual forma amb els diferents components calculats anteriorment i emprant els mateixos transistors *MOSFET*. L'esquema elèctric del mateix es mostra a continuació:

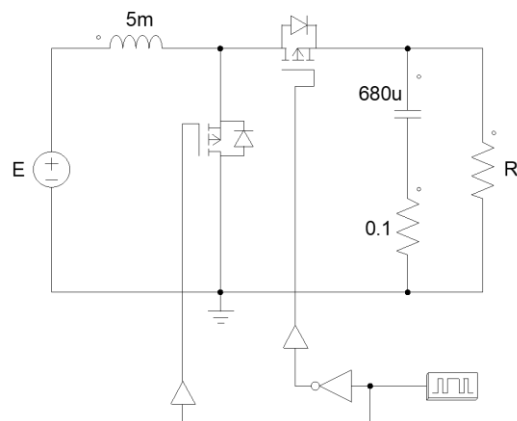


Fig 9.1: Esquema elèctric del convertidor elevador parametritzat. (Font pròpia).

Com es pot veure en la *Fig 9.1* el convertidor elevador està format per la branca de transistors *MOSFET*, l'inductor de 5 mH, el condensador de 680 µF amb la seva resistència paràsita de 0,1 Ω i la càrrega resistiva que variarà segons el corrent o potència desitjat a la sortida.

El control que s'ha emprat en aquest convertidor ha estat el de corrent, havent vist amb anterioritat que el control en mode de tensió no permet controlar correctament aquest convertidor. A més del mode de corrent, i de la mateixa forma que s'ha fet amb el convertidor reductor, s'ha realitzat el disseny del control per inversió a partir de la representació energètica macroscòpica.

9.1. Control per corrent

Per a realitzar el control per corrent, i de la mateixa forma que s'ha realitzat el control per tensió del convertidor reductor, s'utilitza un compensador que permet ajustar i compensar l'error entre el valor de la sortida i el de referència, de tal forma que la relació de conducció queda marcada per el senyal compensat.

En aquest cas, el compensador emprat per a la realització del llaç de control en corrent ha estat un PI, amb el qual l'esquema elèctric del circuit complet queda establert com es mostra a la ***jError! No se encuentra el origen de la referencia.***

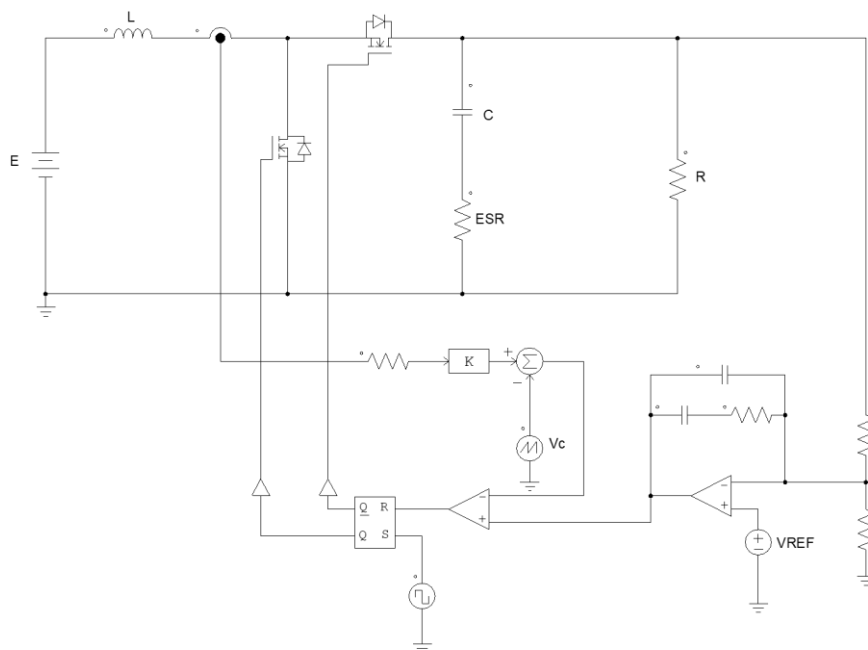


Fig 9.2: Esquema elèctric del convertidor elevador amb control per corrent. (Font pròpia).

Es pot observar com per al disseny del compensador del circuit elevador el model emprat és un PI. Aquest compensa l'error a la sortida respecte la tensió de referència i queda comparada amb el corrent per l'inductor, amb una compensació (Vc).

La funció de transferència d'aquest sistema de control queda determinada de la següent forma [37]:

$$G(s) = \frac{R \cdot (1 - \delta)}{2 \cdot R_S} \cdot \frac{\left(1 + \frac{s}{2 \cdot \pi \cdot f_{ESR}}\right) \cdot \left(1 - \frac{s}{2 \cdot \pi \cdot f_{RHPZ}}\right)}{1 + \frac{s^2}{2 \cdot \pi \cdot f_p}} \cdot H(s) \tag{9.1}$$

Els valors dels compensador s'han trobat realitzant el mateix estudi que s'ha donat per al cas del convertidor reductor. A l'apartat d'annexos es mostren les expressions per determinar els valors. D'aquesta forma s'ha pogut simular el control en mode de corrent per al convertidor elevador.

El següent pas ha estat dissenyar el control per inversió del mateix convertidor, a partir de les pautes seguides per al disseny del mateix control per al convertidor reductor, partint de la representació energètica macroscòpica.

9.2. Control per inversió

El procediment per a realitzar el disseny del control per inversió del convertidor *Boost* és el mateix que pel *Buck*, partint del circuit elèctric i representant-lo amb la *REM*.

En aquest cas, el primer element que apareix després de la font és un element acumulador, l'inductor, a diferència del convertidor reductor on apareixia la branca de transistors. D'aquesta forma la representació energètica macroscòpica d'aquesta primera part del circuit és la que es mostra a continuació:

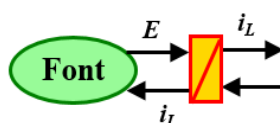


Fig 9.3: REM de la font d'entrada i la inductància.(Font pròpia).

La reacció que té associada l'inductor és desconeguda fins a aquest punt d'estudi, ja que depèn de l'element amb el que està enllaçada la font. En aquest cas el element que segueix l'inductor són els interruptors formats pels transistors que tenen comportament oposat.

Com s'ha vist en l'estudi del convertidor elevador, la tensió de sortida vers la entrada, queda expressada de la següent forma a partir de la relació de conducció:

$$U = -\frac{E}{\delta - 1} = \frac{E}{1 - \delta} \quad (9.2)$$

D'aquesta forma, la reacció imposada a la inductància per part dels elements commutadors queda determinada com es mostra a continuació:

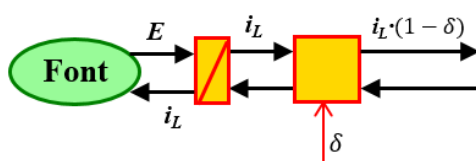


Fig 9.4: REM de la font d'entrada, la inductància i els commutadors.(Font pròpia).

El corrent per l'inductor va cap al condensador de sortida amb durant el temps en que es troba en conducció el transistor que actua com a díode, i com a tal, la relació és $1 - \delta$. Per tant, el següent bloc que es troba just després de la branca de transistors és el condensador que actua com element acumulador d'energia.

La representació energètica macroscòpica amb els dos elements acumuladors d'energia i la branca de commutació és la que es mostra a continuació:

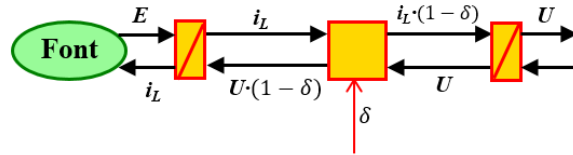


Fig 9.5: REM de la font d'entrada, elements acumuladors i commutadors.(Font pròpia).

Finalment, es pot tancar el circuit tenint en compte que després del condensador es troba la càrrega, de tal forma que la REM de la part energètica del convertidor elevador queda representada de la següent forma:

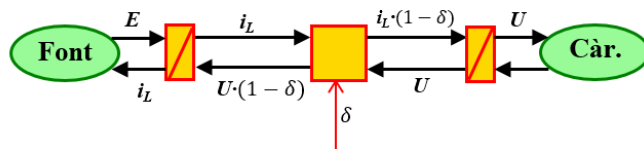


Fig 9.6: REM completa de la part energètica del convertidor elevador.(Font pròpia).

La representació energètica macroscòpica final de la part energètica, amb els noms dels elements que formen part del convertidor és la següent:

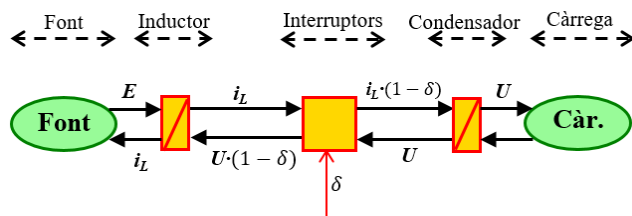


Fig 9.7: REM completa amb els elements rotulats del convertidor elevador.(Font pròpia).

Per a la representació del control del convertidor elevador, s'ha seguit el mateix estudi de variables emprat en el reductor, obtenint el model que es mostra a la Fig 9.8.

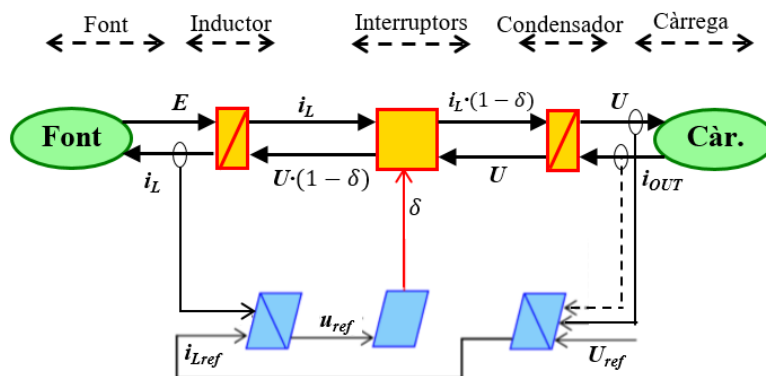


Fig 9.8: REM del sistema energètic i control del convertidor elevador. (Font pròpia).

Un cop es té formalitzada la representació energètica macroscòpica del convertidor elevador, el següent pas és realitzar la transcripció de la part de control a PSIM.

Com es pot observar a la Fig 9.8. per al llaç de control el que realitza és una realimentació negativa entre la tensió de sortida mesurada, la referència i el corrent de sortida. D'aquest primer bloc surt el corrent per l'inductor el qual es comparat amb el mateix corrent mesurat determinant d'aquesta forma la consigna de la relació de conducció adient.

La transcripció a PSIM d'aquest control queda resumida a la següent figura:

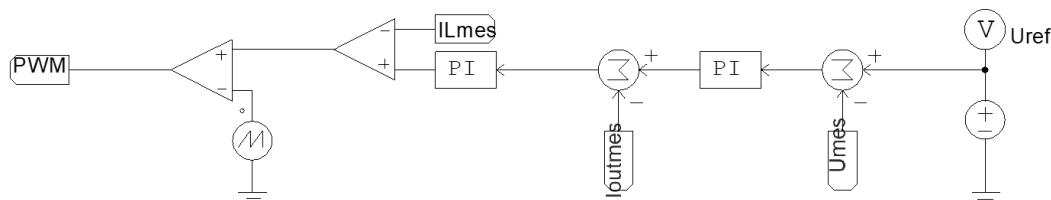


Fig 9.9: Control per inversió complet transcrit a PSIM. (Font pròpia).

De la mateixa forma que s'ha realitzat el control per corrent del convertidor elevador emprant un biestable que permet establitzar la freqüència de commutació i que sigui constant, s'ha introduït aquest biestable com a element que permet la implementació de la comparació amb banda d'histèresi amb freqüències elevades, dotant al sistema d'una gran estabilitat.

D'aquesta forma, implementant al control un biestable síncron de tipus D, es compara el corrent per l'inductor de referència i el mesurat amb una senyal de rellotge de valor de la freqüència a la qual es vol fer commutar el sistema.

A la següent figura es mostra la nova millora realitzada en el control per inversió del convertidor elevador:

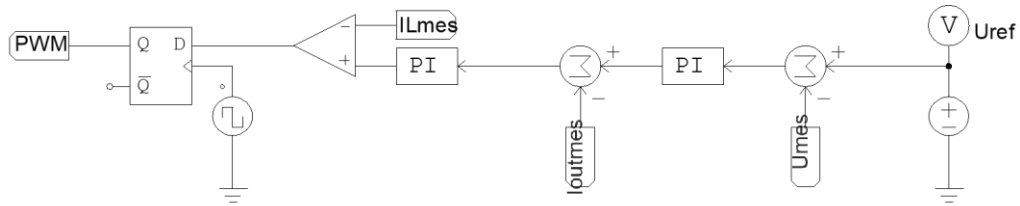


Fig 9.10: Control per inversió amb biestable tipus D transcrit a PSIM. (Font pròpia).

Un dels problemes que presenta aquest control és que l'error entre la tensió mesurada a la sortida i la referència que es desitja tenint es va acumulant, per tal de disminuir aquest error una solució és afegir un bloc limitador que redueixi l'acumulació de l'error fins a un cert rang. D'aquesta forma i gràcies a aquesta implementació el possible sobrepic que tingui a l'arrencada del sistema no serà tan brusca com ho seria sense aquest element.

A continuació es mostra la transcripció a PSIM del control per inversió amb les millores esmentades anteriorment:

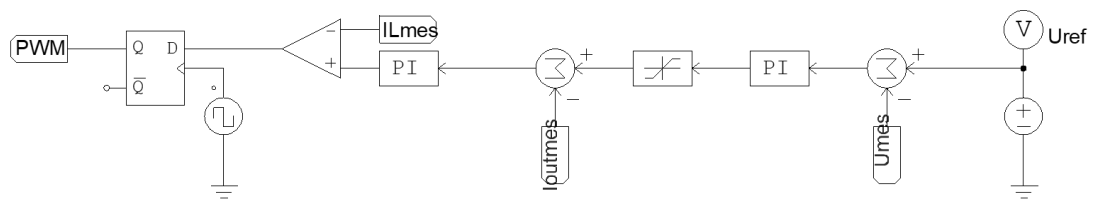


Fig 9.11: Transcripció completa del control per inversió del convertidor elevador. (Font pròpia).

La transcripció completa del convertidor elevador amb control per inversió amb la part de potència i de control queda doncs esquematitzada com es mostra a la Fig 9.12.

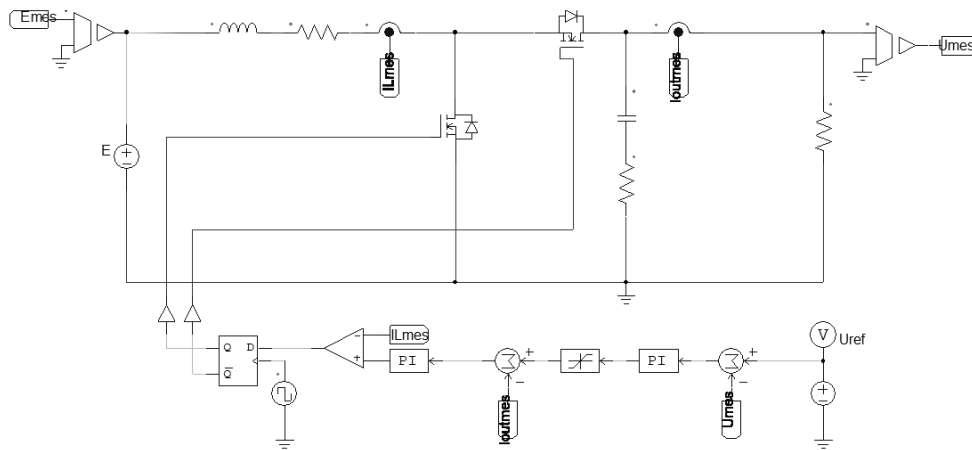


Fig 9.12: Transcripció a PSIM del convertidor elevador amb control per inversió complet. (Font pròpia).

10. Simulacions

Partint dels diferents mètodes de control de convertidors s'han realitzat diferents simulacions per veure el comportament dels mateixos. Per als diferents convertidors dissenyats s'han realitzat diverses simulacions per tal de veure si la resposta que presenta la sortida del sistema és l'adequada per al posterior disseny i implementació física del mateix.

El primer dels convertidors que s'ha simulat ha estat el convertidor reductor, en el qual s'ha realitzat primerament una simulació del circuit en llaç obert i seguidament s'ha realitzat el circuit en llaç tancat amb alguns dels mètodes de control dels estudiats anteriorment.

10.1. Convertidor reductor

Per a realitzar les simulacions del convertidor *Buck*, s'han fixat els paràmetres que el formen ajustant-lo al que posteriorment serà el muntatge dissenyat. D'aquesta forma, els components que formen el convertidor són els que es mostren a la següent *Taula 10.1*. ***¡Error! No se encuentra el origen de la referencia.***

La resistència paràsita del condensador s'ha extret de taules que mostren la resistència interna en sèrie que tenen els condensadors segons la seva capacitat, i les condicions de funcionament dels mateixos.

Taula 10.1. Components del convertidor reductor

Components	Simbologia	Valor
Inductor	L	5 mH
Condensador	C	680 μ F
Resistor	R	10 Ω
Res. Paràsita Condensador	ESR	0,1 Ω

A partir d'aquests valors, s'han realitzat les diferents simulacions del convertidor observant la tensió i corrent com a variables del sistema. D'aquesta forma es poden observar uns resultats simulats que s'ajustaran al sistema físic real.

Un cop es tenen els valors dels components que formen part del convertidor, el següent punt és veure quines són les condicions de treball a les quals és farà funcionar el convertidor.

Les simulacions s'han realitzat a una freqüència de commutació de 20 kHz, sent aquesta una bona freqüència que permet commutar els transistors ràpidament, podent ser aquests tant IGBT com MOSFET.

La tensió d'entrada s'ha fixat a 60 V, el màxim del qual es disposa al laboratori amb la font d'alimentació que es té per al disseny físic del convertidor. La tensió de sortida, dependrà de la relació de conducció que es disposi per a cada simulació, podent variar per tal de veure com es comporta el convertidor a cicles de treball propers a la unitat, o per al contrari, propers a zero. D'aquesta forma es podrà determinar el comportament del convertidor segons si els elements de commutació es troben en estat de conducció durant quasi tot el període, o per el contrari, es troben la major part del temps oberts.

10.1.1. Llaç obert

Primerament s'ha simulat el convertidor en llaç obert, és a dir, introduint una relació de conducció que es aplicat com a senyal *PWM* sobre el transistor per a què aquest commuti. Per a realitzar el senyal de la relació de conducció, s'ha introduït una font de tensió determinada que és comparada amb un senyal de dents de serra, provocant la relació de conducció determinada.

El circuit simulat en PSIM és el que es mostra a la *Fig 10.1: Convertidor en llaç obert.*

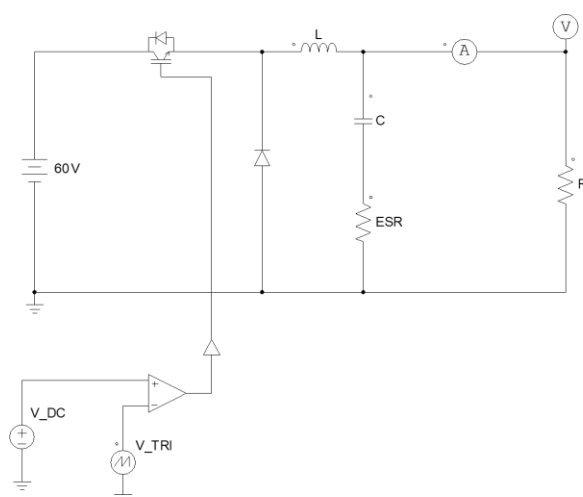


Fig 10.1: Convertidor en llaç obert. (Font pròpia).

La relació de conducció la marca la font de tensió constant (V_{DC}) mentre que la freqüència de commutació del transistor la determina el senyal triangular (V_{TRI}).

Introduint una relació de conducció de 0,5 la tensió a la sortida hauria de ser la meitat de la d'entrada, per tant, de 30 V. Efectivament, realitzant la simulació del convertidor reductor segons la Fig 10.1: *Convertidor en llaç obert*. s'obté aquest valor a la sortida.

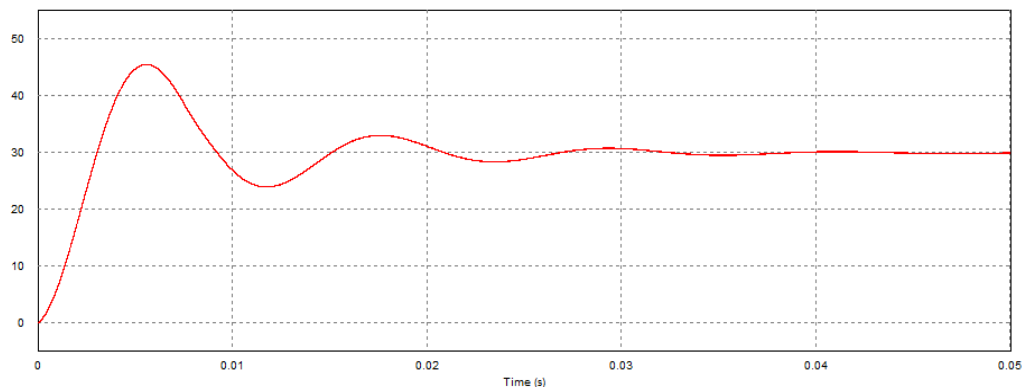


Fig 10.2: Tensió de sortida del convertidor amb una relació de conducció del 50%.
Eix Y: 10 V/div. Eix X: 10 ms/div. (Font pròpia).

El corrent que circula per la càrrega, considerant aquesta resistiva pura, seguirà la mateixa forma d'ona i amb una amplitud determinada per la llei d'Ohm. D'aquesta forma com la càrrega resistiva és de 10 Ω el corrent que circularà per la sortida serà de 3 A.

El corrent que circula per l'inductor s'ha simulat per veure el sobrepic que presenta. La simulació d'aquesta variable es mostra a la Fig 10.3.

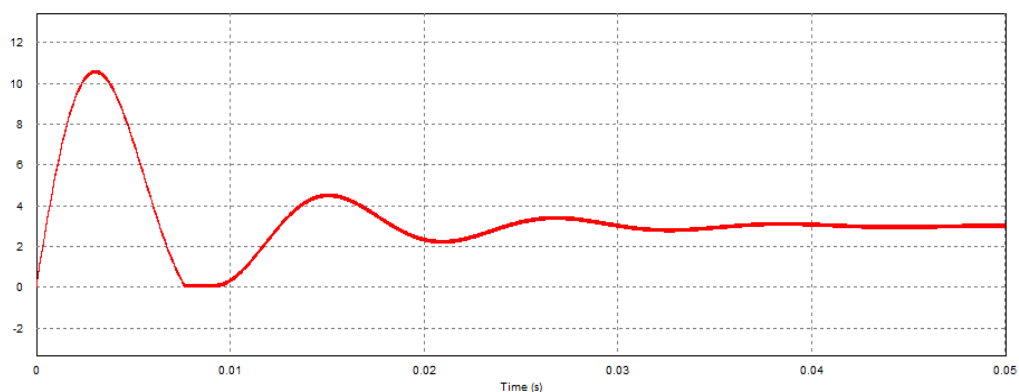


Fig 10.3: Corrent per l'inductor amb una relació de conducció del 50%.
Eix Y: 2 A/div. Eix X: 10 ms/div. (Font pròpia).

El detall del corrent es mostra a la següent figura:

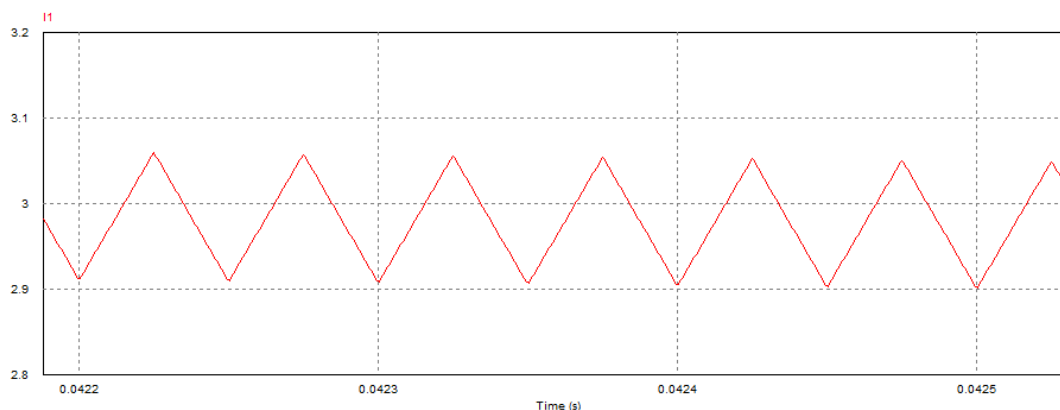


Fig 10.4: Detall de l'arissada del corrent per l'inductor amb relació de conducció del 50%.
Eix Y: 100 mA/div. Eix X: 0,1 ms/div. (Font pròpia).

El detall del corrent és triangular, producte d'integrar la tensió que presenta una forma sinusoidal. Tal i com es pot veure a partir de la Fig 10.4 la relació de conducció és de 0,5. El corrent creix i decreix carregant l'inductor al mateix temps, per la qual cosa, cada transistor es troba la meitat del període en conducció i l'altre obert.

A partir de les simulacions realitzades amb el convertidor en llaç obert, es pot veure que el seu comportament és l'adequat. Els sobrepics que es presenten tant a la tensió de sortida com pel mateix corrent per l'inductor es poden disminuir, depenent del control que es realitzi, per tal de garantir un comportament més òptim. Els inconvenients d'aquesta configuració en estat obert, és que no és capaç d'anteposar-se a les possibles pertorbacions que apareguin en el sistema.

10.1.2. Llaç obert amb Soft Start

Per tal de disminuir els sobrepics que presenta tant la sortida com el corrent per l'inductor, una de les possibles solucions és afegir un sistema anomenat *Soft Start*. Aquest sistema, consistent en un filtre que es pot implementar fàcilment amb una resistència i un condensador, té la funció de garantir que l'arrencada del convertidor sigui suau, i d'aquesta forma, sense uns sobrepics tan elevats.

El fet d'introduir un sistema d'arrencada suau al convertidor, provoca al mateix temps que la resposta trigui una mica més en establitzar-se, però en termes de seguretat és molt millor per tal d'assegurar que els components no es cremin com podria ser el cas dels transistors.

El sistema *Soft Start* es mostra a la Fig 10.5 i consta d'un condensador i una resistència connectats com a filtre passa-baixos de primer ordre.

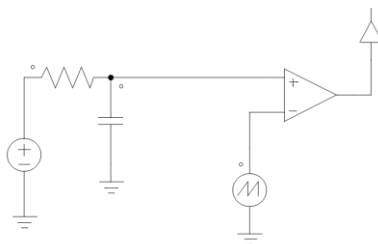


Fig 10.5: Sistema *Soft Start*. (Font pròpia).

Sintonitzant correctament els valors del filtre passa-baixos s'aconsegueix eliminar els sobrepics presents a la tensió de sortida. Però tal i com s'ha esmentat anteriorment, el fet de que l'arrencada sigui suau sense sobrepics comporta un temps per arribar a la estabilització més elevat. A la Fig 10.6 es mostra la forma d'ona de la tensió de sortida del convertidor a la mateixa relació de conducció. Efectivament es pot veure com no presenta sobrepics tot i que el temps que triga en estabilitzar-se és 10 cops superior.

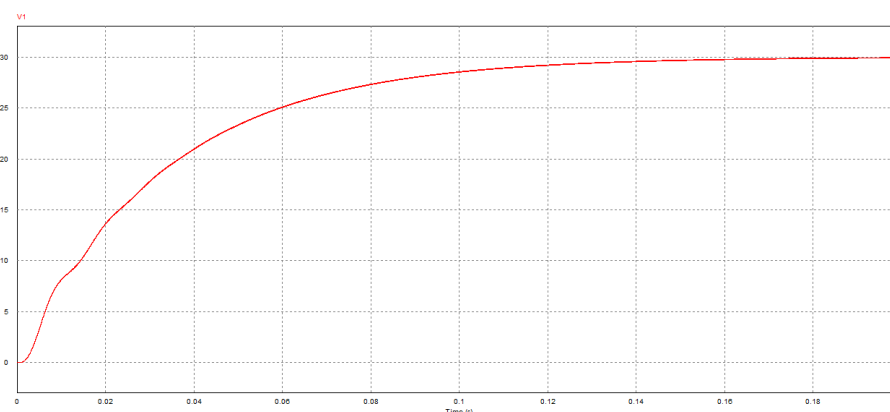


Fig 10.6: Tensió de sortida amb *Soft Start*. Eix Y: 5 V/div. Eix X: 20 ms/div. (Font pròpia).

10.1.3. Control per mode de tensió

El primer dels controls implementats en llaç tancat ha estat el control per consigna de tensió utilitzant un bloc proporcional. En aquest mètode de control, la tensió de sortida ve determinada per la consigna de la tensió desitjada a V_{Ref} . En el cas de la implementació d'aquest control via *PIL*, no és necessari implementar físicament aquesta font que determina quina tensió es desitja a la sortida.

Per a realitzar la simulació d'aquest llaç de control, s'ha substituït el díode per un altre transistor, de tal forma que a partir de la senyal provinent del comparador (PWM) es disparen els dos transistors que tenen control complementari. Per a realitzar el control complementari, és tan fàcil com afegir una porta NOT de la sortida del comparador, per a tenir les dues senyals complementàries.

L'esquema elèctric simulat del control per consigna de tensió es mostra a continuació a la *Fig 10.7*.

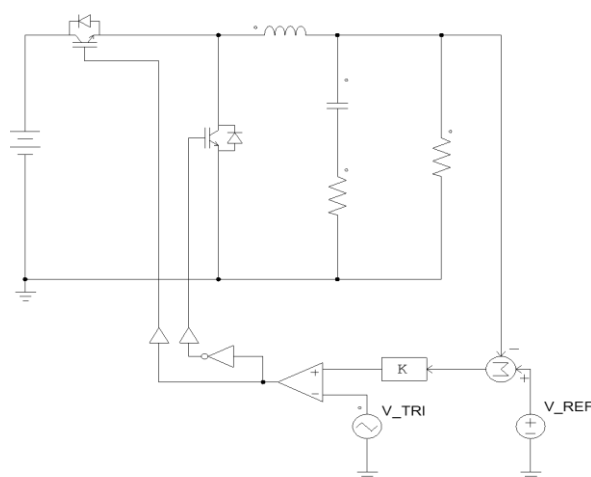


Fig 10.7: Esquema elèctric del convertidor amb control per consigna de tensió. (Font pròpia).

El bloc proporcional realitza la funció d'augmentar o disminuir el guany procedent del senyal d'error entre la tensió de sortida i la tensió de referència. Mitjançant aquesta constant s'assegura que el senyal tingui una amplitud que es pugui comparar amb l'amplitud del senyal triangular, i d'aquesta forma obtenir el senyal de PWM necessari per commutar els transistors.

Els resultats obtinguts mitjançant aquest control són bons, millorant el temps de resposta del convertidor en front el temps en que s'estabilitzava en llaç obert. A les següents figures s'observen les formes de la tensió de sortida a diferents consignes de tensió.

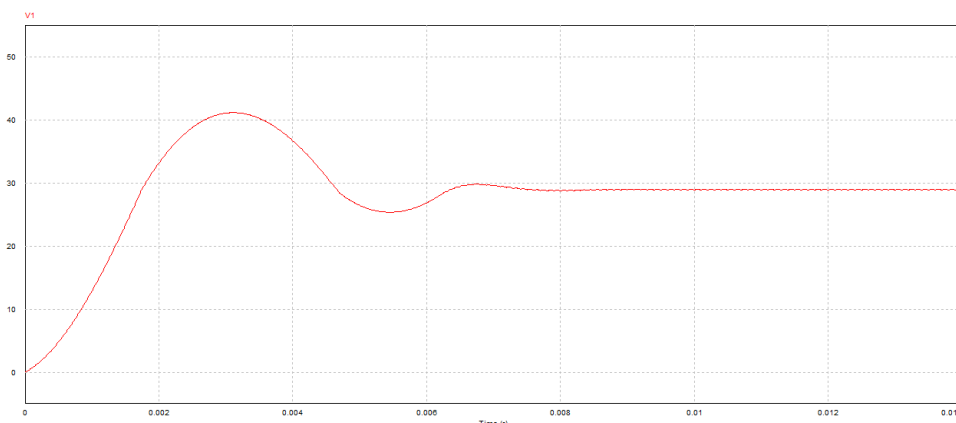


Fig 10.8: Tensió de sortida amb consigna de 30 V. Eix Y: 10 V/div. Eix X: 2 ms/div. (Font pròpia).

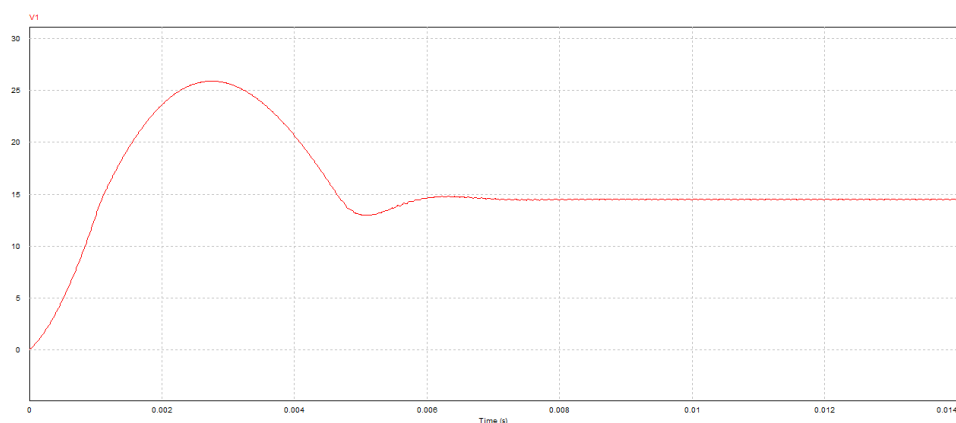


Fig 10.9: Tensió de sortida amb consigna de 15 V. Eix Y: 5 V/div. Eix X: 2 ms/div. (Font pròpia).

Tal i com es pot veure de les captures de les simulacions amb PSIM *Fig 10.8* i *Fig 10.9* la tensió a la sortida es correspon amb la referència introduïda. Hi ha un petit marge d'error respecte el valor de consigna, però es pot considerar menyspreable. En el cas que es volgués baixar el sobrepic de tensió que presenta la resposta del convertidor, es podria introduir a la tensió de referència el sistema *Soft Start* que comportaria una arrencada suau sense pics.

10.1.4. Control per mode de tensió amb compensador

De la mateixa forma que s'ha realitzat el control per mode de tensió amb un bloc proporcional, s'ha realitzat el mateix control mitjançant el compensador que s'ha estudiat i parametritzat anteriorment. En aquest cas, l'esquema del convertidor amb la seva part de control queda simulada de la forma que apareix a la *Fig 10.10*.

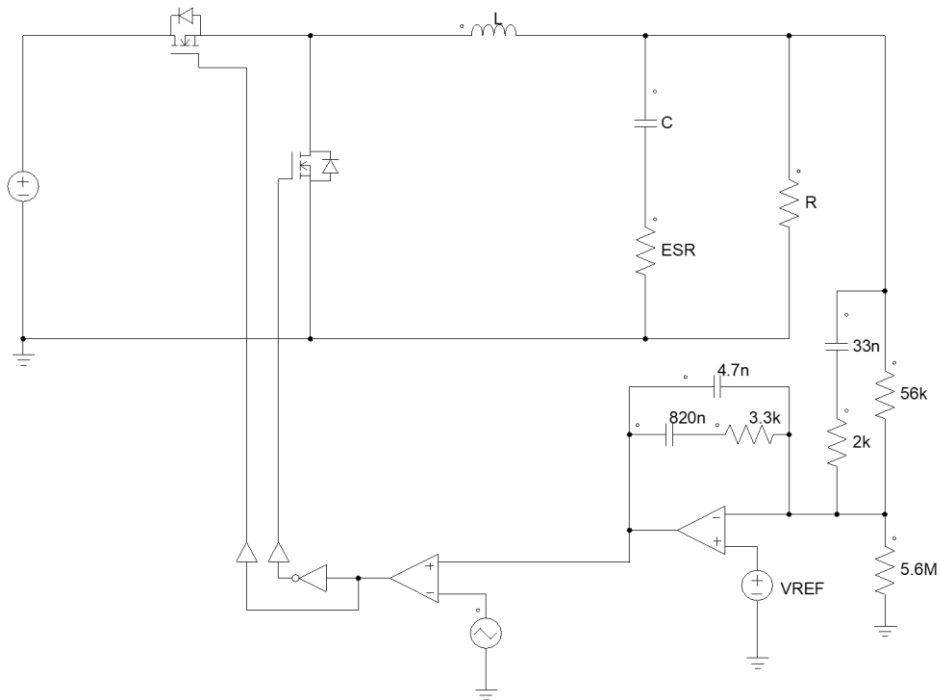


Fig 10.10: Esquema elèctric complet del control de tensió amb el compensador. (Font pròpia).

Per a aquest cas, s'ha simulat la resposta del sistema amb una tensió de referència de 20 V obtenint el resultat següent:

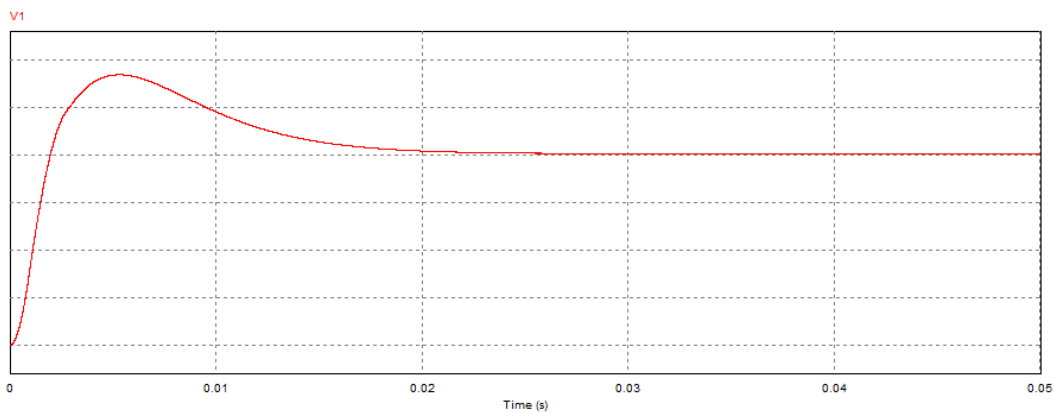


Fig 10.11: Tensió de sortida amb consigna de 20 V. Eix Y: 5 V/div. Eix X: 10 ms/div. (Font pròpia).

Es pot veure com la resposta que presenta és l'adequada, amb un petit sobrepic inicial, establint-se als 20 V de valor de la referència. El comportament és similar a l'anterior però sense tant sobrepic inicial.

10.1.5. Control per mode de corrent

De la mateixa forma que s'ha empleat el mètode de control per consigna de tensió de cara a controlar el convertidor *Buck*, també s'ha realitzat la simulació mitjançant el control per corrent amb l'ús del biestable D que s'havia esmentat anteriorment com a bon mètode de control. Com s'havia esmentat per a aquest tipus de control, emprava dos sensors diferents, un de corrent i un altre de tensió per a realitzar la realimentació negativa del control del mateix.

L'esquema del circuit elèctric del convertidor amb aquesta tipologia de control es mostra a la *Fig 10.12*.

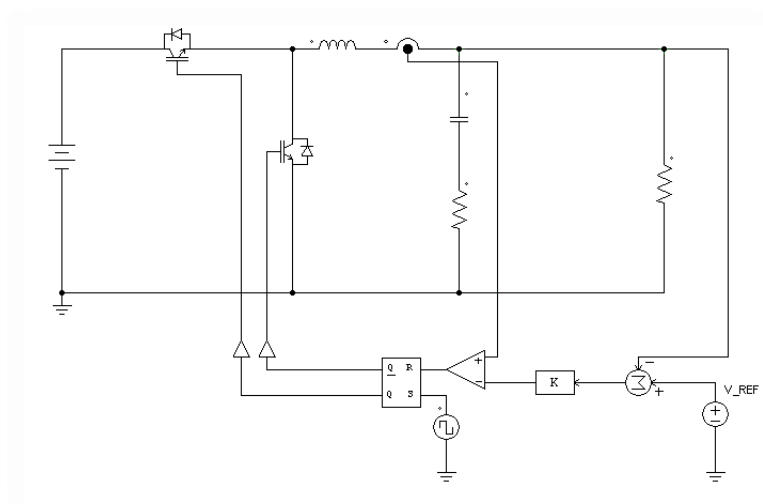


Fig 10.12: Esquema elèctric del convertidor amb control per consigna de corrent. (Font pròpia).

Els resultats de la simulació es contemplen a continuació. Tal i com es pot observar, es tracta d'un bon control amb una resposta similar al control de tensió. L'avantatge d'aquest control és la seva robustesa davant possibles pertorbacions de la tensió d'entrada del circuit. La tensió de sortida per una consigna de 30 V és la següent:

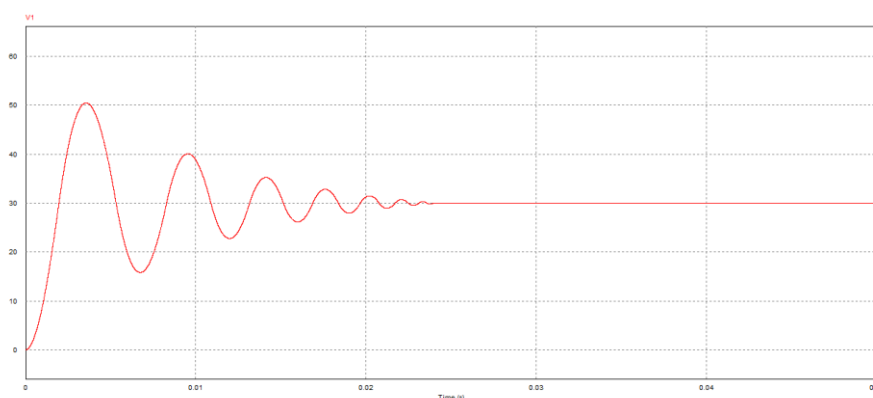


Fig 10.13: Tensió de sortida amb consigna de 30 V. Eix Y: 10 V/div. Eix X: 10 ms/div. (Font pròpia).

A partir de la **Fig 10.13** es pot contemplar com la resposta del circuit davant la tensió de referència que se li introdueix és molt més ràpida, si més no, presenta més oscil·lacions fins a presentar la resposta estable. Aquestes oscil·lacions es deuen al fet que tracta dos senyals provinents dels sensors, fet que introdueix uns errors més elevats que en el cas del control per tensió, fins a obtenir la resposta desitjada. Tot i així, al igual que els anteriors controls, es pot introduir un sistema d'arrencada suau que permeti disminuir aquestes oscil·lacions i que d'aquesta forma, no apareguin sobrepics que puguin danyar els components del convertidor.

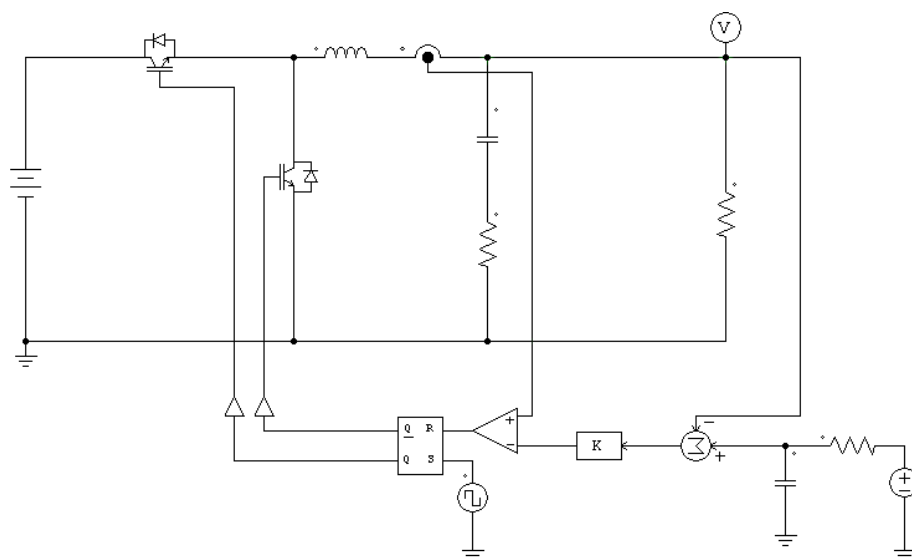


Fig 10.14: Esquema elèctric del convertidor amb control per consigna de corrent amb Soft Start. (Font pròpia).

La nova resposta del circuit no presenta oscil·lacions i segueix sent ràpida. Per tant, es té un control robust, ràpid i que presenta una sortida igual a la consigna especificada. Es pot observar la nova resposta del convertidor a la **Fig 10.15**.

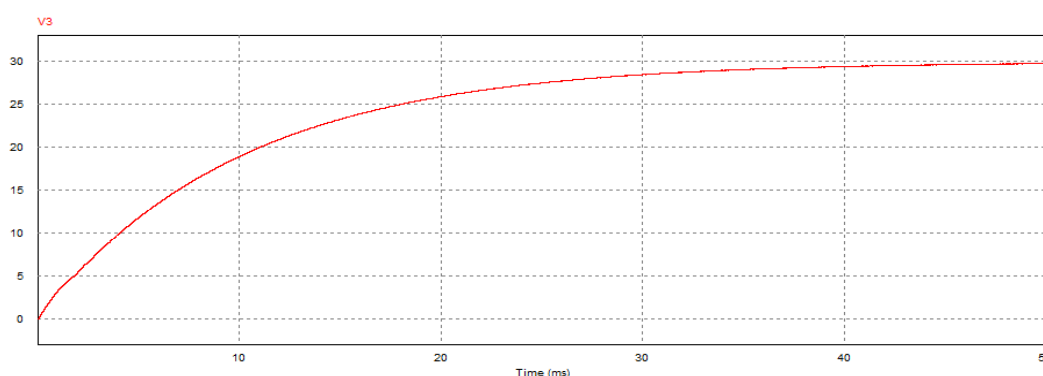


Fig 10.15: Tensió de sortida amb consigna de 30 V i sistema Soft Start. Eix Y: 5 V/div. Eix X: 10 ms/div. (Font pròpia).

Es veu una resposta més lenta pròpia de l'arrencada suau, però sense presentar els sobrepics que anteriorment presentava aquest convertidor mitjançant aquest control. Cal destacar el bon comportament del control per tensió vers el de corrent per a aquest convertidor.

10.1.6. Control per inversió

Per a realitzar la simulació del control per inversió del convertidor reductor, s'ha de partir de la transcripció realitzada a PSIM d'aquest control, i que es mostra a la següent figura amb el convertidor implementat:

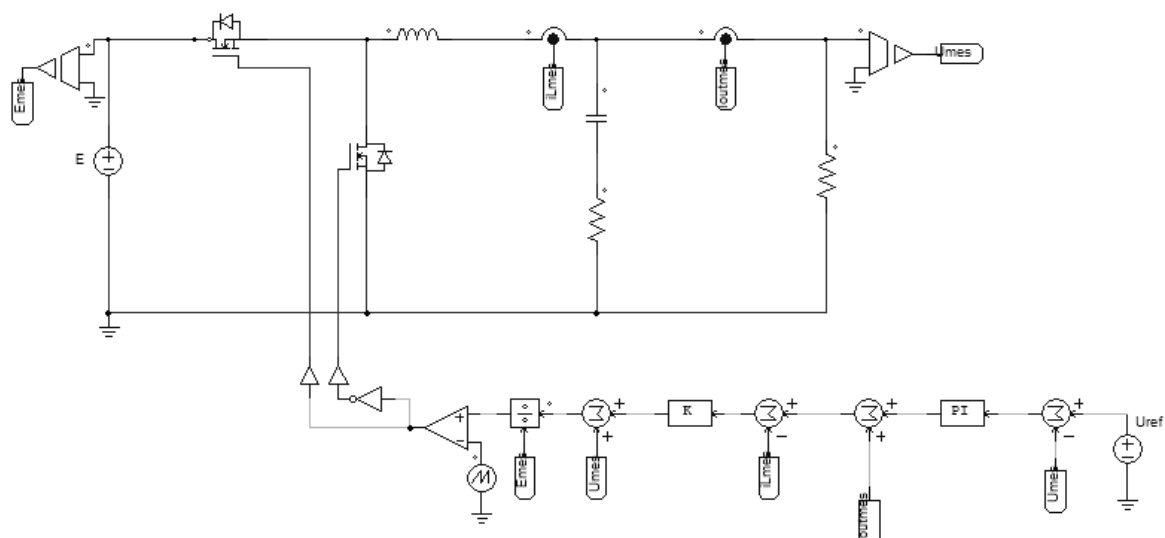


Fig 10.16: Esquema elèctric complet del convertidor reductor amb el seu control per inversió. (Font pròpia).

A continuació es mostren les diferents simulacions que s'han donat a terme amb aquest control i que permeten observar els avantatges d'implementar aquesta metodologia davant les anteriors. Tenint en compte que aquest control és el que es pretén utilitzar de cara al disseny físic del convertidor per a controlar-lo emprant la tècnica PIL, s'han realitzat diferents simulacions per a veure els paràmetres del circuit, així com també s'han introduït canvis com ara diferents càrregues o fonts d'entrada, per tal de veure la resposta del mateix vers a aquests canvis.

Primer de tot s'ha determinat la resposta del sistema davant una consigna de 30 V tenint en compte que la font d'entrada aplica 60 V, és a dir, per un cicle de treball del 50%. Els resultats són bons tal i com es mostra a la Fig 10..

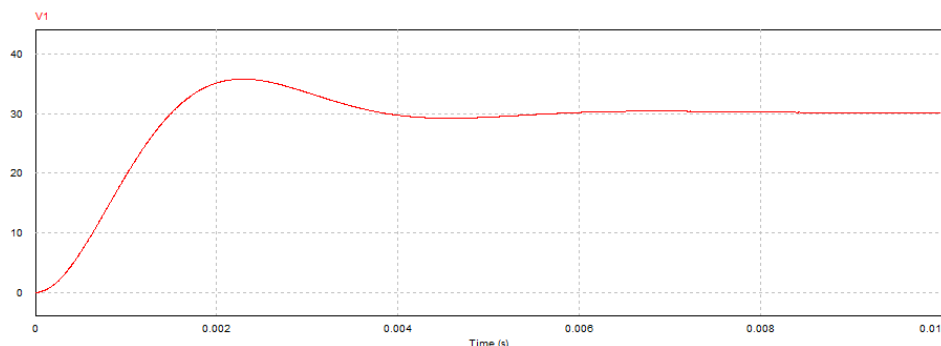


Fig 10.17: Tensió de sortida per una consigna de 30 V. Eix Y: 10 V/div. Eix X: 2 ms/div. (Font pròpia).

Com es pot observar de la *Fig 10*, la resposta és molt més ràpida que els anteriors mètodes de control, establint la seva estabilitat als 8 ms. En termes de sobrepic, la resposta és bona tenint un únic sobrepic del 20%. Aquest valor, al igual que el temps en que triga en estabilitzar-se, es pot millorar a partir dels paràmetres del bloc PI que s'ha introduït al control, de tal forma que segons els valors de les constants de proporcionalitat (K_p) i de integració (K_i) es pot variar la resposta.

Per al cas anterior els valors de K_p i K_i són respectivament 0,5 i 0,05. A la *Taula 10.10.2* es resumeixen la resposta del convertidor en termes de sobrepic i temps d'estabilització per a diferents valors del bloc PI. A partir d'aquests resultats es pot establir quins són els paràmetres que es volen per al disseny del control final.

Partint d'uns valors normals en quant a constant de proporcionalitat i integració, en aquest cas s'han escollit de 0,1 i 0,01 per començar, s'ha realitzat una estimació de la resposta a mesura que s'anava incrementant els valors dels mateixos, per tal de veure si la resposta a la sortida presenta millores amb aquests paràmetres.

Com es pot observar de la *Taula 10.10.2* a mesura que augmenta el valor de la constant de proporcionalitat, augmenta el sobrepic de la resposta al mateix temps que baixa el temps en el qual la resposta es estable. La constant d'integració presenta el mateix comportament, per aquesta raó s'ha d'arribar a una relació adient que permeti tenir una resposta ràpida i amb poc sobrepic.

Taula 10.10.2: Resposta de la tensió de sortida respecte els paràmetres del bloc PI.

K_p	K_i	Sobrepic (%)	Temps estabilitat (ms)
0,1	0,01	17,8	30
0,1	0,05	1	15
0,1	0,1	0	13
0,5	0,01	26,16	15
0,5	0,05	19,43	8
0,5	0,1	13,56	7
1	0,01	33,66	15
1	0,05	30,46	9
1	0,1	29,8	6

Finalment, a partir dels valors de la taula anterior s'ha determinat que el bloc PI ha de tenir una constant de proporcionalitat de 0,3 i una constant d'integració de 0,1. D'aquesta forma s'aconsegueix una resposta molt ràpida amb un sobrepic menor del 10%, i per tant, bastant bo. La resposta simulada amb aquests valors es troba a la Fig 10..

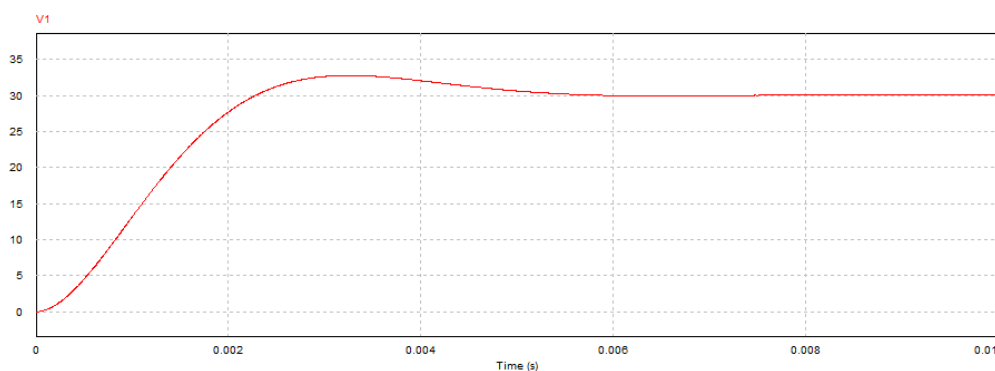


Fig 10.18: Resposta del convertidor amb una K_p de 0,3 i una K_i de 0,1.
Eix Y: 5 V/div. Eix X: 2 ms/div. (Font pròpia).

Com es pot observar, la tensió de sortida es estable als 7 ms amb un sobrepic del 9,28%. Per tant, es té una resposta ràpida mitjançant aquests paràmetres de control.

Un dels primers paràmetres que s'ha de veure és el corrent que circula per l'inductor, de tal forma que aquest no presenti grans sobrepics o tingui una arrissada molt elevada. Amb els paràmetres del bloc PI establerts, s'ha realitzat la simulació del corrent per l'inductor de 5 mH obtenint el resultat que es mostra a la Fig 110..

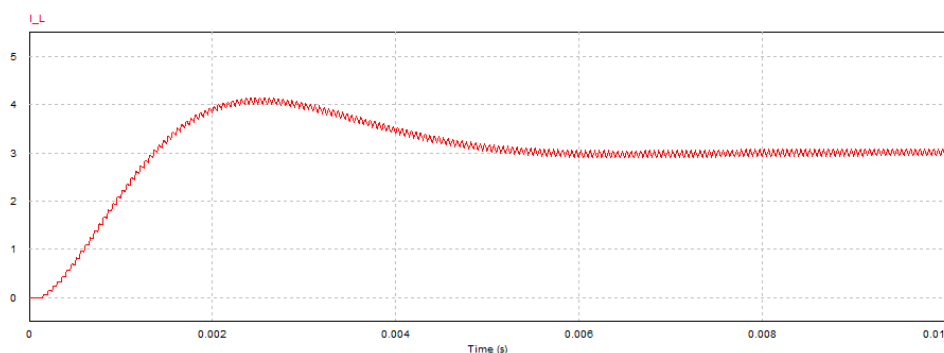


Fig 110.19: Corrent per l'inductor amb una consigna de tensió de 30 V i una càrrega òhmica de 10 Ω . Eix Y: 2 A/div. Eix X: 2 ms/div. (Font pròpia).

Com es pot veure el corrent no presenta un sobrepic molt elevat i es manté estable amb una petita arrissada que es podria considerar menyspreable. A la següent figura es mostra en detall l'arrissada del corrent per l'inductor per tal de calcular el seu valor i veure la forma que presenta.

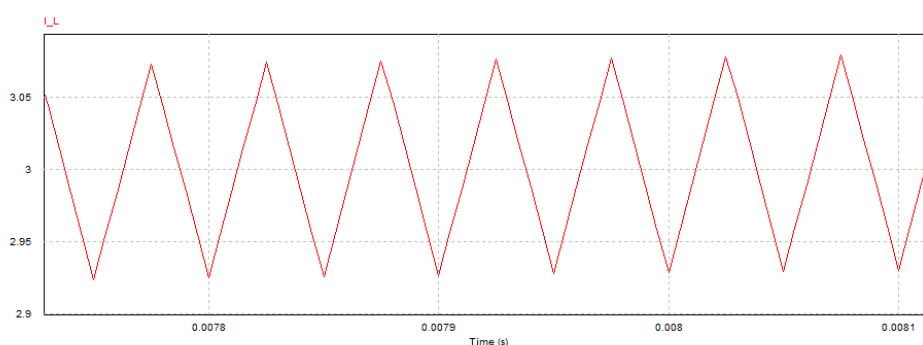


Fig 110.20: Arrissada del corrent per l'inductor. Eix Y: 50 mA/div. Eix X: 0,1 ms/div. (Font pròpia).

El valor que presenta l'arrissada és de 0,151 A la qual cosa, tenint en compte que el valor mig del corrent es de 3 A representa una arrissada del 5,03 % que és d'un valor molt petit que permet assegurar que l'inductor suportarà perfectament el pas del corrent per ell. Una altra característica important del detall de corrent correspon a la seva forma d'ona, que com es pot veure és triangular resultat d'integrar la forma d'ona de la tensió de la sortida, sent aquesta sinusoidal.

La tensió de sortida no presenta arrissada degut al valor del condensador de sortida, sent aquest de 640 μF . Per tal de veure la forma d'ona de l'arrissada es pot realitzar una simulació amb un condensador de 1 μF . El resultat seria el que es mostra a la Fig 10.1.

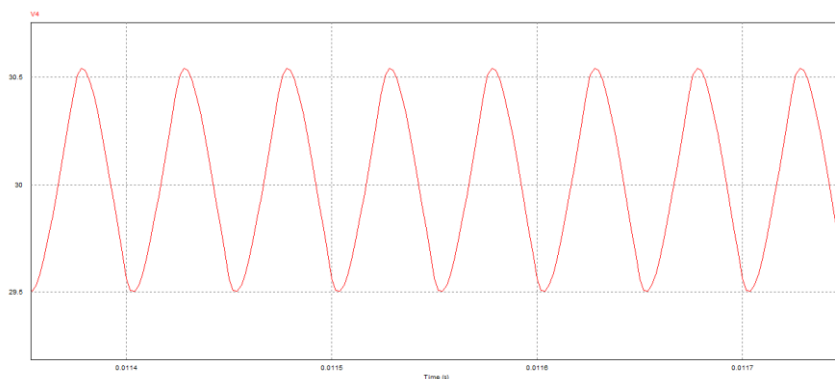


Fig 10.21: Detall de l'arribada de la tensió de sortida amb un condensador de 1 μ F.
Eix Y: 0,5 V/div. Eix X: 0,1 ms/div. (Font pròpia).

Una altra característica del sistema és com actua davant d'un canvi de consigna. És desitjable que la resposta sigui ràpida, estable i amb un sobrepic petit. En aquest cas s'ha realitzat un canvi de la consigna de 15 V a 45 V. La resposta es presenta a continuació:

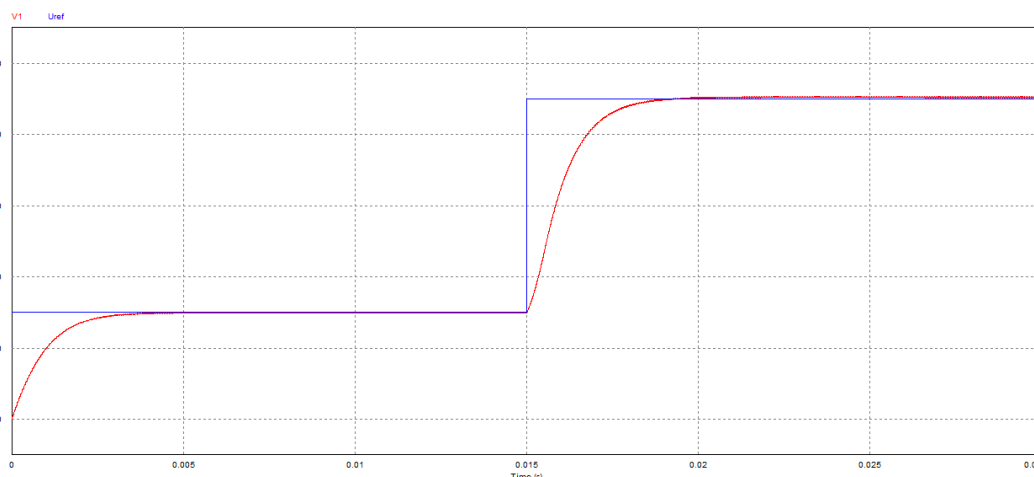


Fig 10.22: Resposta del sistema davant un canvi de consigna de 15 V a 45 V. Eix Y: 10 V/div. Eix X: 5 ms/div. (Font pròpia).

Es pot comprovar com la resposta és ràpida i estable i presenta un sobrepic molt petit per a un canvi de consigna tres cops major al valor inicial. Es pot afirmar que el convertidor reductor controlat amb el control per inversió de consigna de tensió es comporta correctament davant els canvis de la mateixa consigna o referència.

Un altre dels estudis a realitzar amb el convertidor reductor es veure el comportament enfront canvis de la càrrega de sortida, de tal forma que amb una referència de tensió introduïda, canviï el corrent a la sortida a partir del canvi de càrrega.

A la següent figura es pot contemplar la resposta de la tensió a la sortida amb un canvi de càrrega que passa dels 10 Ω inicials, als 7,5 Ω a partir d'una resistència en paral·lel de 30 Ω .

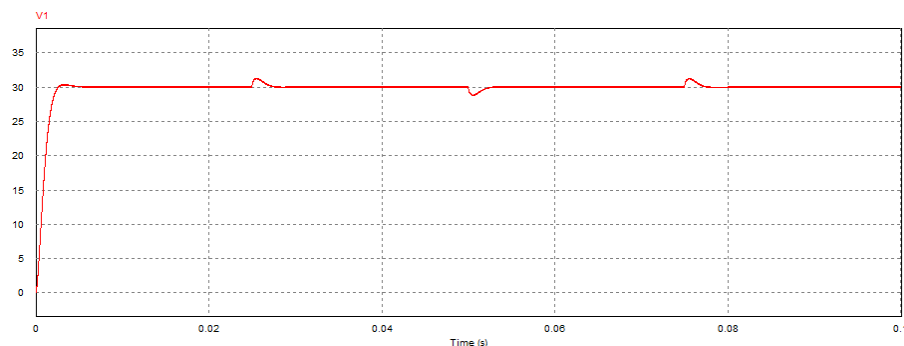


Fig 10.23: Tensió de sortida amb regulació de càrrega. Eix Y: 5 V/div. Eix X: 20 ms/div. (Font pròpia).

A partir del comportament mostrat a la Fig 10. es pot concloure que el convertidor realitza adequadament la regulació de càrrega en termes de tensió a la sortida, arribant al valor de la consigna de referència ràpidament i sent estable. A més, el sobrepic que presenta es petit per la qual cosa no cal reajustar els paràmetres de control del bloc PI.

El corrent de sortida per tant, varia en funció de la càrrega a la que es troba el convertidor, podent-se veure els canvis que es produeixen en el canvi de càrrega. El corrent de sortida es mostra a la següent

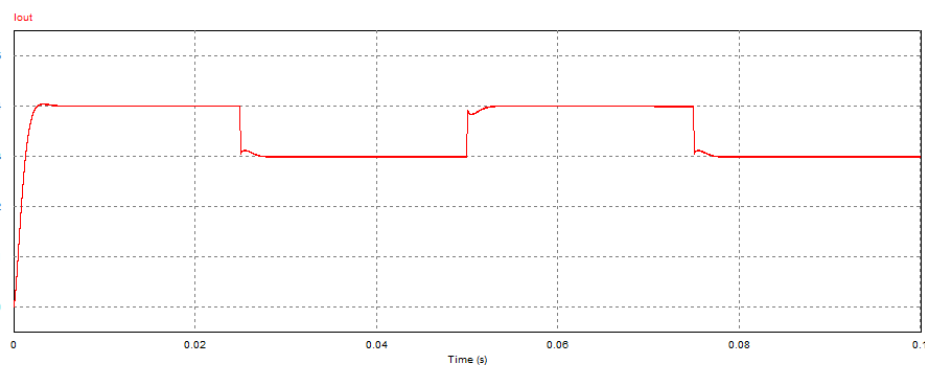


Fig 110.24: Corrent a la sortida amb regulació de càrrega. Eix Y: 1 V/div. Eix X: 20 ms/div. (Font pròpia).

La regulació de càrrega es realitza de forma correcta, observant els canvis de corrent de 4 A (càrrega de $7,5 \Omega$) als 3 A (càrrega de 10Ω). La resposta es ràpida i no presenta sobrepics, la qual cosa fa esperar que el corrent per l'inductor tingui un comportament similar.

10.1.7. Control amb valors reals

Finalment, amb el control per inversió s'han realitzat diferents simulacions tenint en compte els components reals emprats. D'aquesta forma, s'han introduït els valors que caracteritzen els transistors *MOSFET* extrets del *Datasheet* del seu fabricant, per tal de tenir una idea del comportament del convertidor reductor real.

Realitzant el mateix estudi que el model ideal, per a una referència de 30 V la resposta del convertidor reductor és la següent:

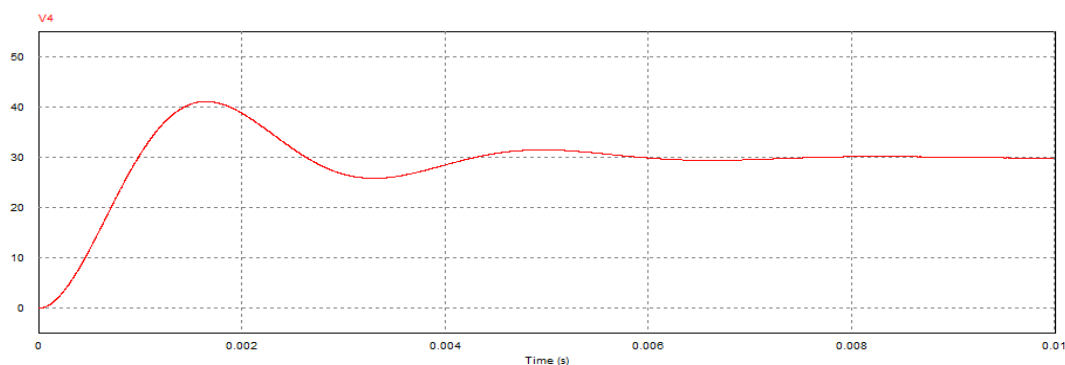


Fig 110.25: Tensió de sortida per una consigna de 30 V en el model real del convertidor. Eix Y: 10 V/div. Eix X: 2 ms/div. (Font pròpia).

Es pot veure com la resposta presenta uns pics més elevats, però segueix sent bona i estable en molt poc temps. El corrent per l'inductor amb aquests paràmetres del sistema és el següent:

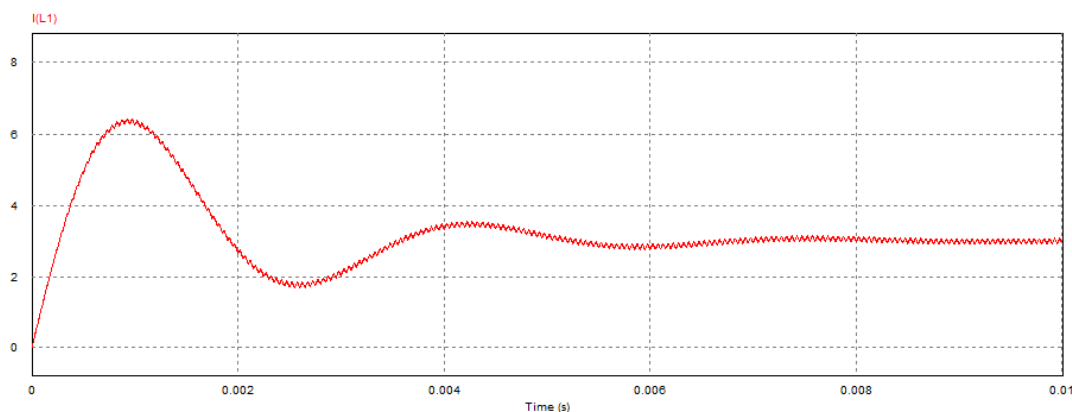


Fig 110.26: Corrent per l'inductor en el model real del convertidor. Eix Y: 2 A/div. Eix X: 2 ms/div. (Font pròpia).

A partir de la simulació anterior es veu necessari la sintonització dels blocs PI del control del convertidor, per tal de disminuir el sobrepics de tensió i corrent presents a la inductància.

Sintonitzant els paràmetres del PI amb una constant de proporcionalitat de 0,5 i una constant d'integració de 0,1 es millora la resposta del convertidor reductor. Es pot observar amb aquesta configuració la tensió a la sortida i el corrent per l'inductor:

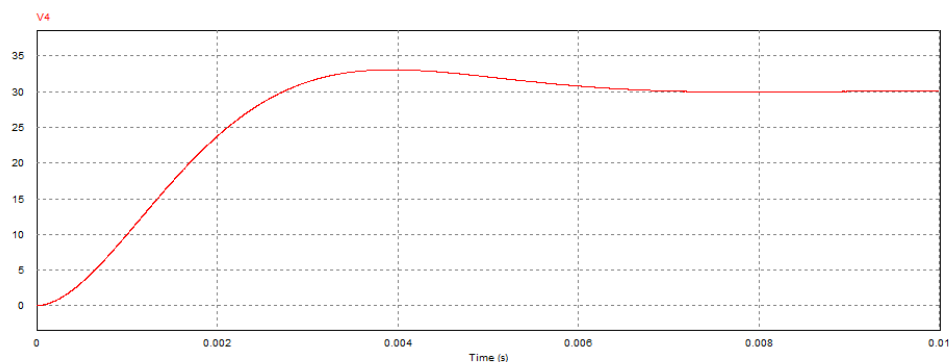


Fig 110.27: Tensió a la sortida amb K_p de 0,5 i una K_i de 0,1. Eix Y: 5 V/div. Eix X: 2 ms/div. (Font pròpia).

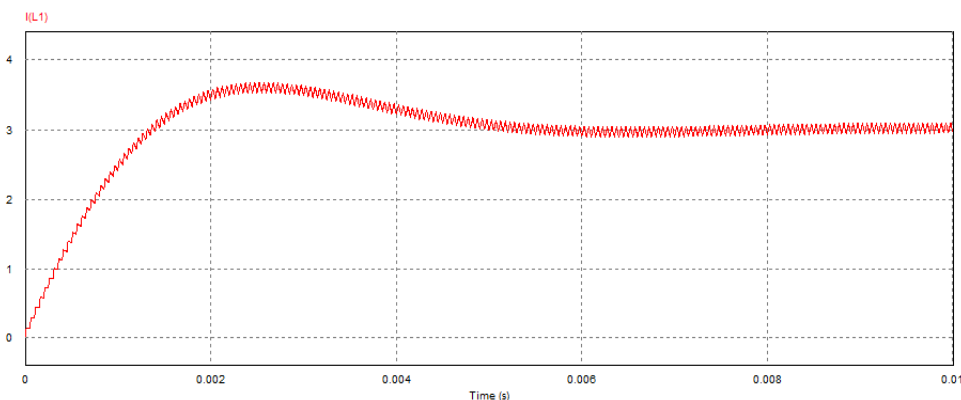


Fig 110.28: Corrent per l'inductor amb K_p de 0,5 i una K_i de 0,1. Eix Y: 1 A/div. Eix X: 2 ms/div. (Font pròpia).

En aquestes condicions, s'ha simulat el convertidor amb els paràmetres reals amb un canvi de la consigna de referència obtenint el següent resultat:

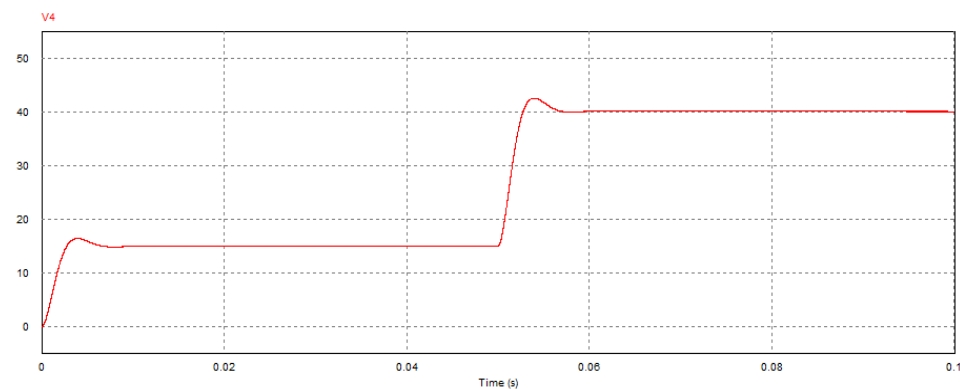


Fig 110.29: Resposta del sistema davant un canvi de consigna de 15 V a 40 V. Eix Y: 10 V/div. Eix X: 20 ms/div. (Font pròpia).

En aquest cas, el corrent per l'inductor presenta un bon comportament amb una petita arrissada:

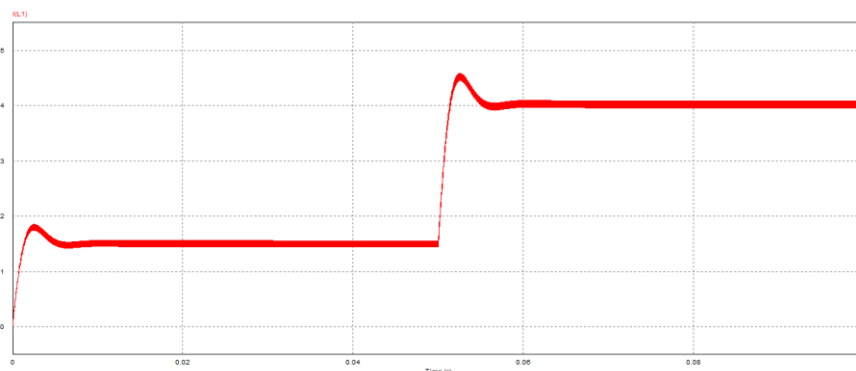


Fig 110.30: Corrent per l'inductor davant un canvi de consigna de 15 V a 40 V.
Eix Y: 1 A/div. Eix X: 20 ms/div. (Font pròpia).

El detall del corrent es pot veure a la següent figura on es mostra el canvi de nivell degut al canvi de la consigna de tensió de referència. Com es pot observar, presenta la forma triangular pròpia del corrent per l'inductor degut al fenomen de carregar-se i descarregar-se linealment.

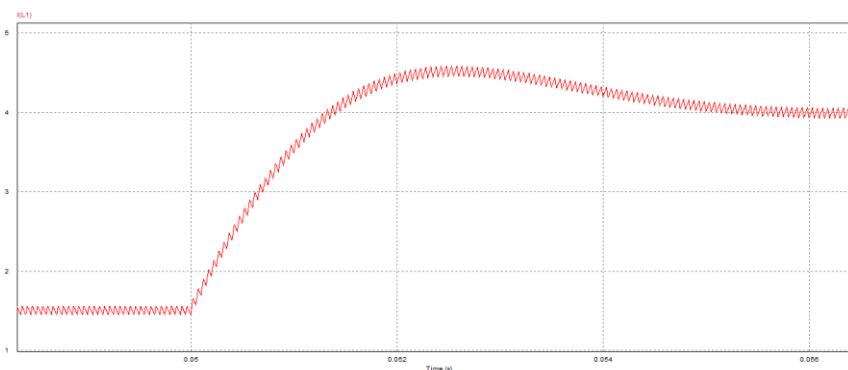


Fig 10.31: Detall del corrent per l'inductor davant un canvi de consigna de 15 V a 40 V.
Eix Y: 1 A/div. Eix X: 2 ms/div. (Font pròpia).

Veient el bon comportament del convertidor amb paràmetres reals, es pot establir que els controls realitzats són els correctes i permetran realitzar el control amb la DSP eficientment.

10.2. Convertidor elevador

Per a realitzar les simulacions del convertidor *Boost*, s'han fixat els paràmetres que el formen ajustant-lo al que posteriorment serà el muntatge dissenyat. D'aquesta forma, els components que formen el convertidor són els que es mostren a la següent *Taula 10.3*.

Taula 10.3: Components del convertidor elevador

Components	Simbologia	Valor
Inductor	L	5 mH
Condensador	C	680 μ F
Resistor	R	10 Ω
Res. Paràsita Condensador	ESR	0,1 Ω

10.2.1. Llaç obert

Primerament s'ha simulat el convertidor en llaç obert, és a dir, introduint una relació de conducció que es aplicat com a senyal PWM sobre el transistor per a què aquest commuti. Per a realitzar el senyal de la relació de conducció, s'ha introduït una font de tensió determinada que és comparada amb un senyal de dents de serra, provocant la relació de conducció determinada. El circuit simulat en PSIM és el que es mostra a la *Fig 10.1: Convertidor en llaç obert.*

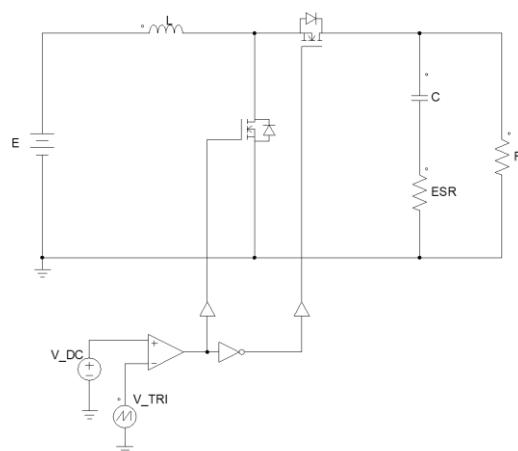


Fig 110.31: Convertidor elevador en llaç obert. (Font pròpia).

La relació de conducció la marca la font de tensió constant (V_DC) mentre que la freqüència de commutació del transistor la determina el senyal triangular (V_TRI).

Introduint una relació de conducció de 0,5 la tensió a la sortida hauria de ser el doble de la d'entrada. Si es fixa una tensió d'entrada (E) de 30 V, a la sortida s'esperarien 60. Si la càrrega es de 10 Ω, la simulació del convertidor elevador amb aquesta relació de conducció i tensió d'entrada dóna el següent resultat:

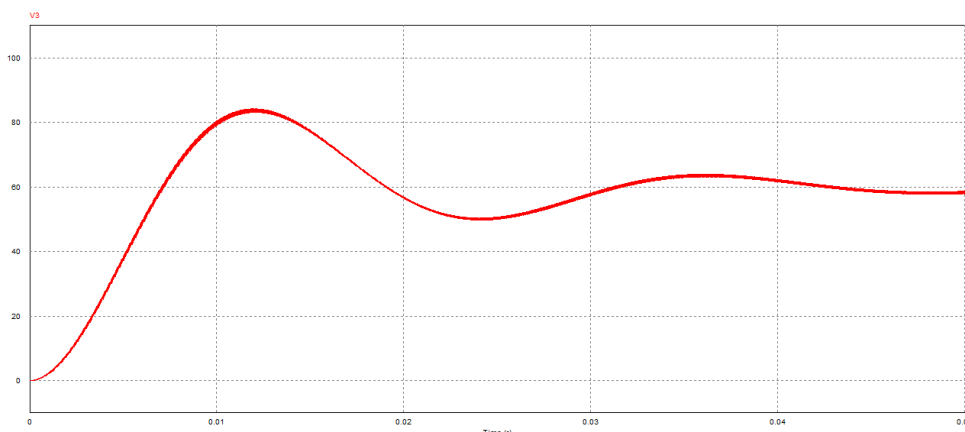


Fig 10.32: Tensió de sortida del convertidor amb una relació de conducció del 50%.
Eix Y: 20 V/div. Eix X: 10 ms/div. (Font pròpia).

La resposta en llaç obert millora per a una càrrega més petita, de forma que si per exemple aquesta es redueix a 5 Ω, la tensió a la sortida presenta la següent forma:

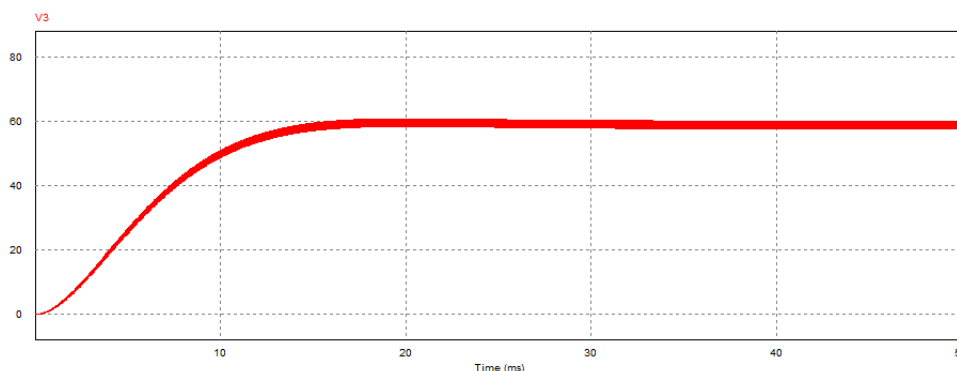


Fig 10.33: Tensió de sortida del convertidor amb una relació de conducció del 50% i càrrega de 5 Ω.
Eix Y: 20 V/div. Eix X: 10 ms/div. (Font pròpia).

Com es pot observar, el senyal a la sortida millora considerablement amb una càrrega més petita, però això comporta que per la mateixa circula un corrent més gran, que en aquest cas seria de 12 A de valor mig, i per tant, és necessari realitzar millores que permetin obtenir senyals sense sobrepics i controlades.

10.2.2. Control per mode de corrent

Com s'ha esmentat anteriorment, el convertidor elevador no es pot controlar eficaçment amb un control en mode de tensió, per aquest motiu el primer dels controls implementats i simulats ha estat del control de corrent que permet establir el correcte funcionament del mateix. Primerament s'ha realitzat el control mitjançant dos compensadors, de tal forma que l'esquema elèctric d'aquest model queda representat com es mostra a continuació:

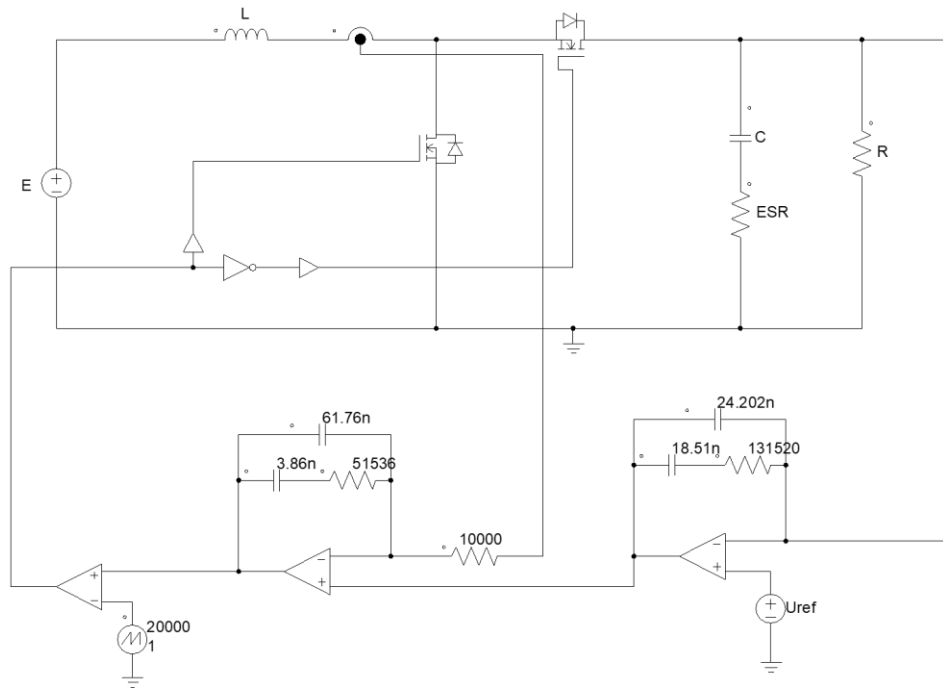


Fig 10.34: Esquema elèctric del convertidor elevador amb mode de corrent emprant dos compensadors (Font pròpia).

S'han realitzat els compensadors a partir de les expressions que definien les freqüències del convertidor. El resultat d'implementar aquests compensadors només es bo per a determinades consignes, per la qual cosa, cal canviar els paràmetres dels mateixos cada cop que hi hagi un canvi de consigna o de variable del convertidor.

En aquest cas, per a una tensió d'entrada de 10 V, amb una consigna de tensió de sortida de 38 V el resultat és el que es mostra a la següent figura:

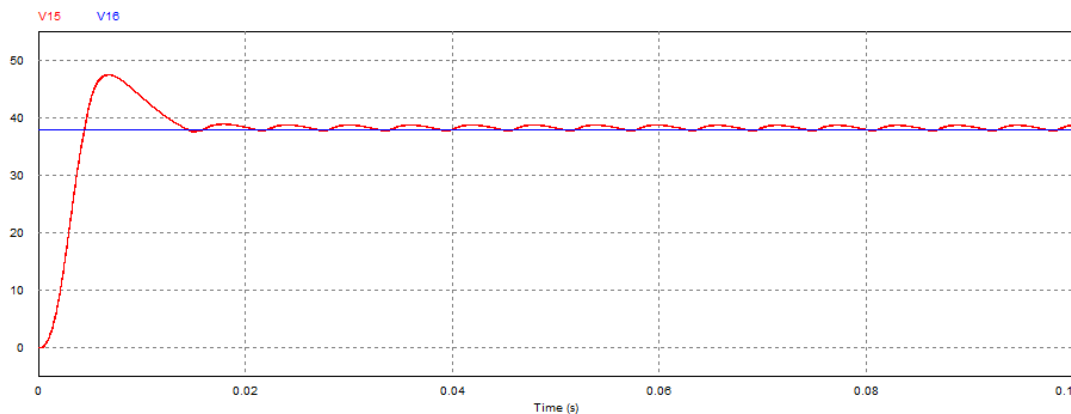


Fig 10.35: Tensió de sortida (traça vermella) i consigna de tensió de 38 V (traça blava) del convertidor elevador controlat per corrent amb dos compensadors. Eix Y: 10 V/div. Eix X: 20 ms/div. (Font pròpia).

També s'ha realitzat el mateix estudi a consignes més altes de tensió, com ara 40 i 45 V obtenint les simulacions següents:

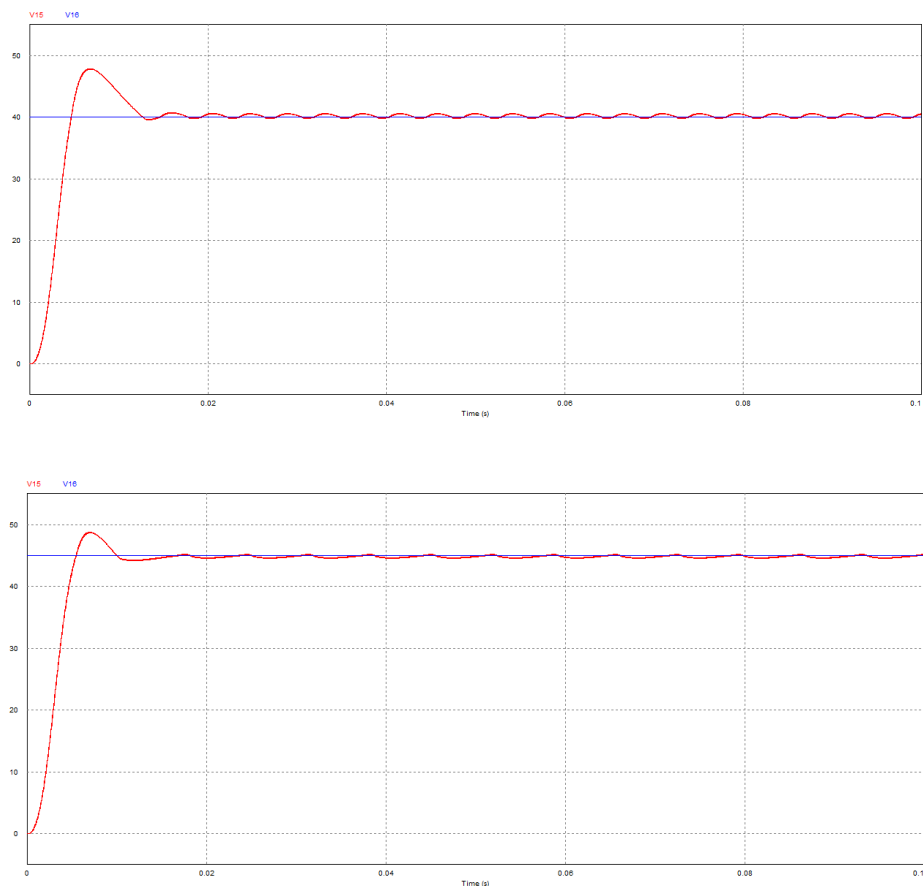


Fig 10.36: Tensió de sortida (traça vermella) i consigna de tensió (traça blava) del convertidor elevador controlat per corrent amb dos compensadors amb consigna de 40 V(superior) i 45 V (inferior). Eix Y: 10 V/div. Eix X: 20 ms/div. (Font pròpia).

Finalment, si s'augmenta la consigna fins als 50 V, on teòricament la relació de conducció és del 80% s'obté el resultat següent:

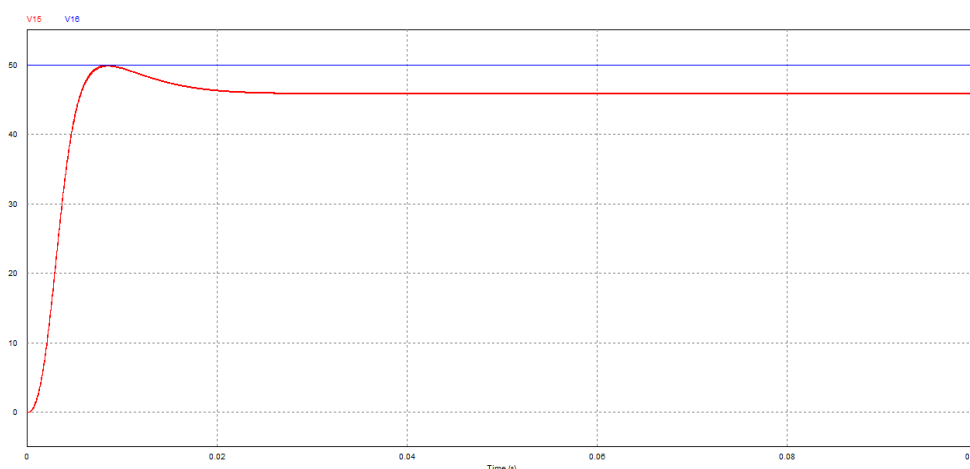


Fig 10.37: Tensió de sortida (traça vermella) i consigna de tensió (traça blava) del convertidor elevador controlat per corrent amb dos compensadors amb consigna de 50 V. Eix Y: 10 V/div. Eix X: 20 ms/div. (Font pròpia).

Tal i com es pot observar, el convertidor no es capaç d'arribar a aquesta consigna de treball degut a que la relació de conducció és bastant elevada. Com s'havia comentat anteriorment el convertidor elevador és difícil de funcionar i controlar a altes consignes, per la qual cosa es pot dir que els resultats simulats han estat els esperats.

Per tal d'agilitzar l'estudi i les simulacions del convertidor elevador s'han canviat els compensadors originals per blocs PI que tenen la mateixa funció, de tal forma que canviant només el paràmetre proporcional i integral d'aquests blocs, es pot ajustar el control del convertidor de forma més senzilla i ràpida.

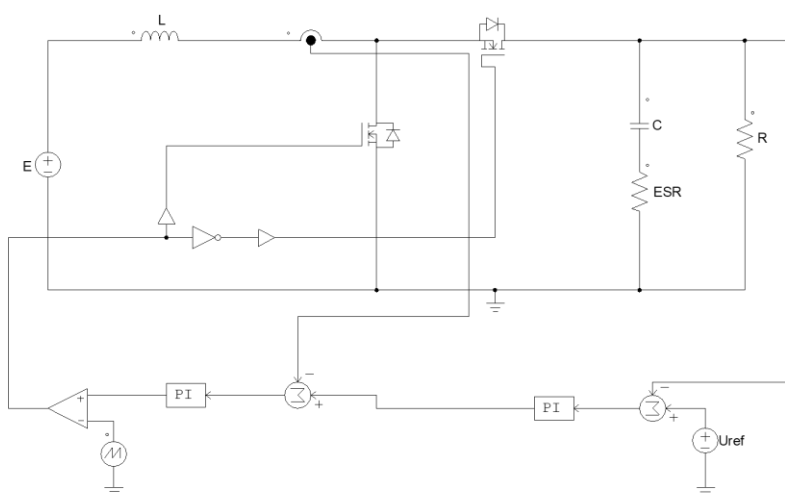


Fig 10.38: Esquema del convertidor elevador controlat per corrent amb blocs PI. (Font pròpia).

Per a una consigna de 40 V i amb una tensió d'entrada de 10 V, el resultat simulat amb la millor sintonització dels blocs PI realitzada per iteració ha estat la següent:

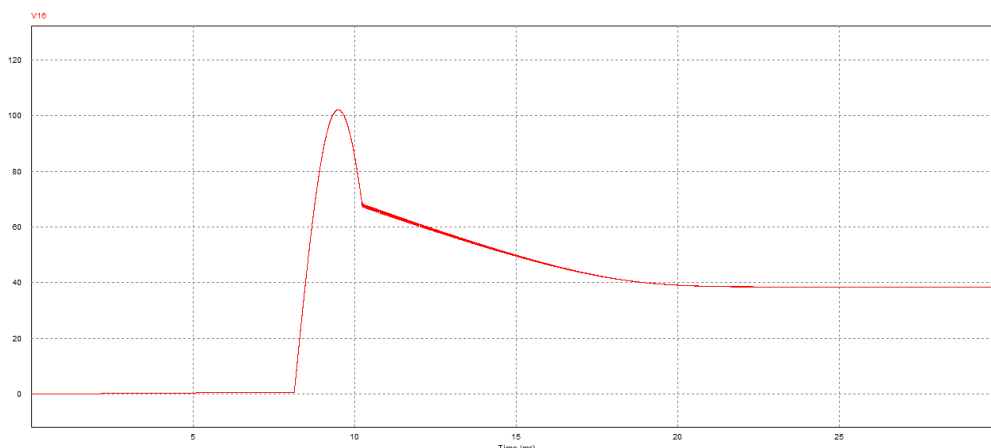


Fig 10.39: Tensió de sortida amb consigna de 40 V controlat per corrent amb blocs PI.
Eix Y: 20 V/div. Eix X: 5 ms/div. (Font pròpia).

Els aspectes negatius de la sortida obtinguda principalment són dos: hi ha un temps mort d'uns 8 ms on la resposta del sistema és nul·la i té un sobrepic percentualment molt gran. La solució a aquests dos problemes passa per afegir un sistema d'arrencada suau, com el Soft Start empleat en el convertidor reductor.

En aquest cas, per la consigna anterior de 40 V el resultat d'implementar aquest sistema d'arrencada suau és molt bo, obtenint la resposta següent:

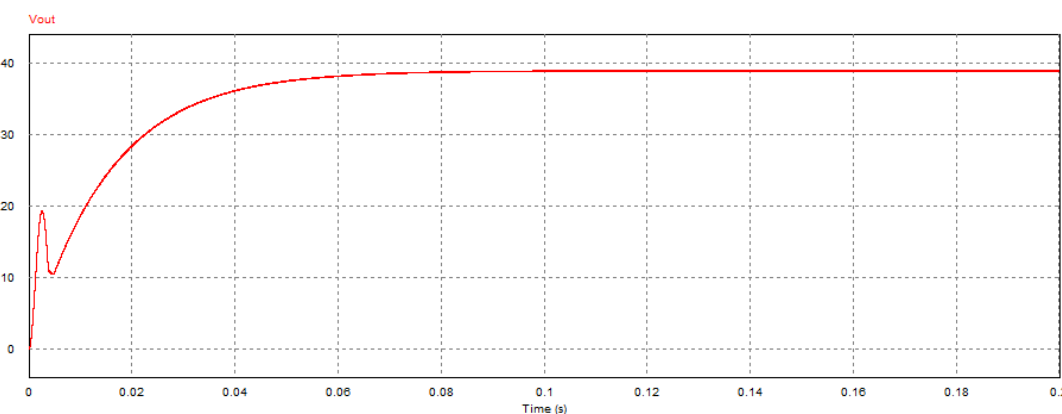


Fig 10.40: Tensió de sortida amb consigna de 40 V controlat per corrent amb blocs PI amb Soft Start.
Eix Y: 10 V/div. Eix X: 20 ms/div. (Font pròpia).

D'aquesta forma, es té un control més ràpid i estable que l'anterior i es pot comprovar si es capaç de seguir la consigna que se l'imposi. Efectivament, a la següent figura es mostra com segueix el canvi de consigna de la tensió de referència que es vol a la sortida del sistema:

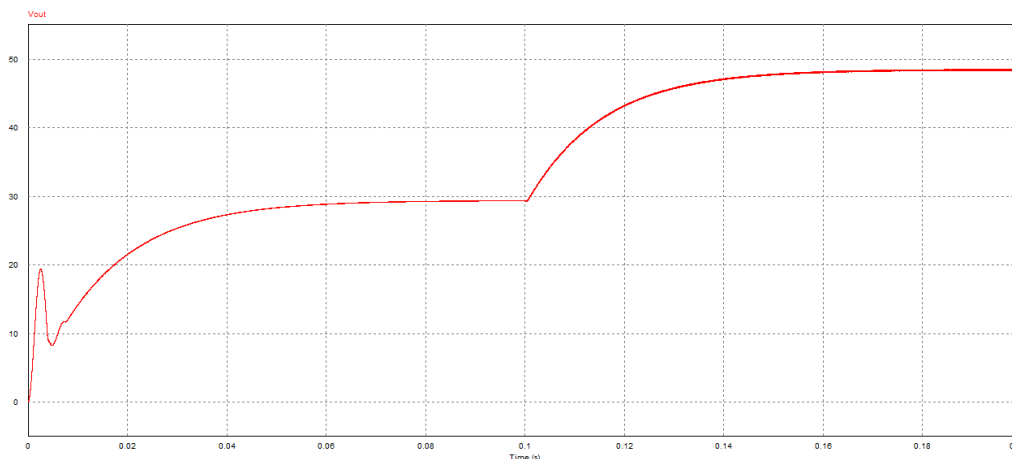


Fig 10.41: Tensió de sortida amb canvi de consigna a 30 V i a 50 V. Eix Y: 10 V/div. Eix X: 20 ms/div. (Font pròpia).

Es pot observar com no és capaç d'arribar als 50 V de referència, per la qual cosa tot i ser un bon control el de corrent mitjançant blocs PI, no es del tot precís.

Introduint un bloc proporcional junt amb el bloc PI per a compensar l'error de la tensió de sortida s'aconsegueix millorar la resposta del sistema. Per a aquest cas, la tensió de sortida vers el mateix canvi de consigna de 30 V a 50 V té el resultat simulat següent:

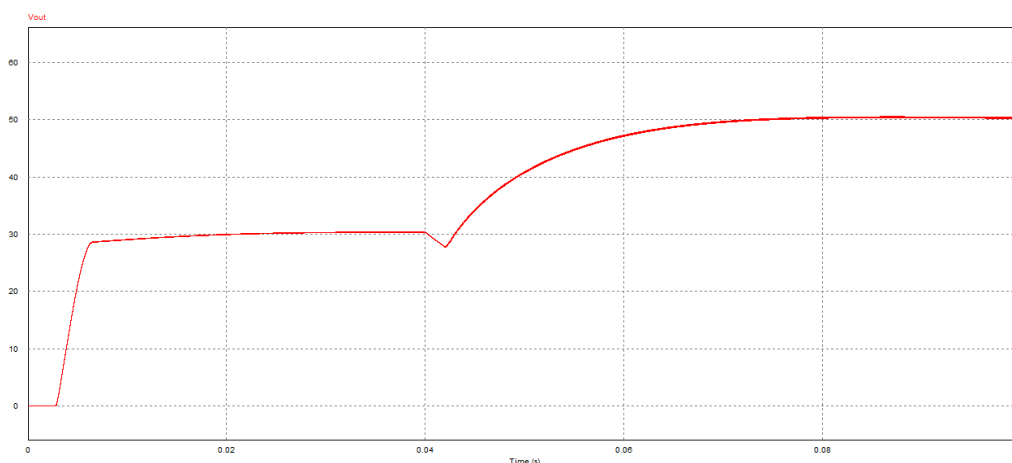


Fig 10.42: Tensió de sortida amb un canvi de consigna a 30 V i a 50 V. Eix Y: 10 V/div. Eix X: 20 ms/div. (Font pròpia).

Com es pot observar, el resultat d'implementar aquest bloc proporcional és molt bo, permetent arribar a la consigna de referència marcada. Per tal de comprovar el correcte funcionament d'aquest control, s'ha realitzat una simulació amb més canvis a la consigna de referència, així com a l'entrada del convertidor per veure si és robust i estable a aquests canvis.

En la següent simulació es mostra la regulació de línia realitzada a diferents consignes de referència:

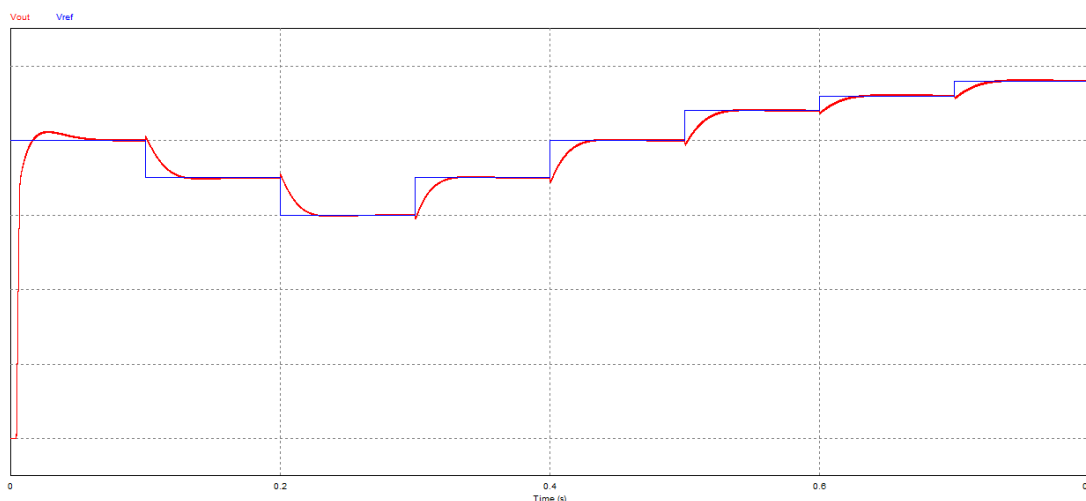


Fig 10.43: Regulació de línia del convertidor elevador controlat per corrent. Tensió de sortida (traça vermella) i consigna (traça blava). Eix Y: 10 V/div. Eix X: 200 ms/div. (Font pròpia).

Com es pot observar, el sistema es comporta correctament arribant a les consignes de tensió establertes (traça blava). El següent pas ha estat realitzar una simulació amb diferents canvis a la tensió d'entrada per tal de veure si la sortida es capaç de mantenir-se estable, a la següent simulació es mostra el resultat d'aquests canvis de tensió d'entrada.

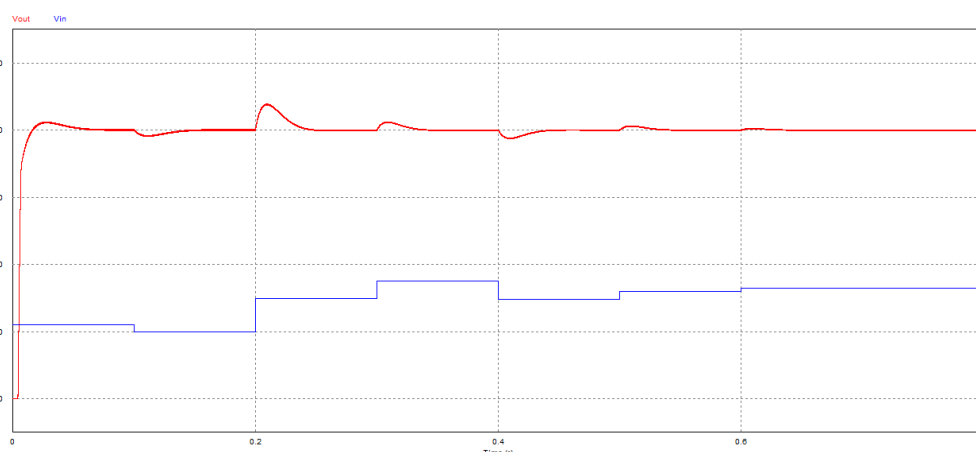


Fig 10.44: Tensió de sortida per consigna de 40 V (traça vermella) respecte canvis a la tensió d'entrada (traça blava). Eix Y: 10 V/div. Eix X: 200 ms/div. (Font pròpia).

Finalment, s'ha realitzat l'estudi de la regulació de càrrega per tal de veure si el sistema és estable a canvis en la càrrega de sortida.

En la següent simulació es mostra el resultat obtingut:

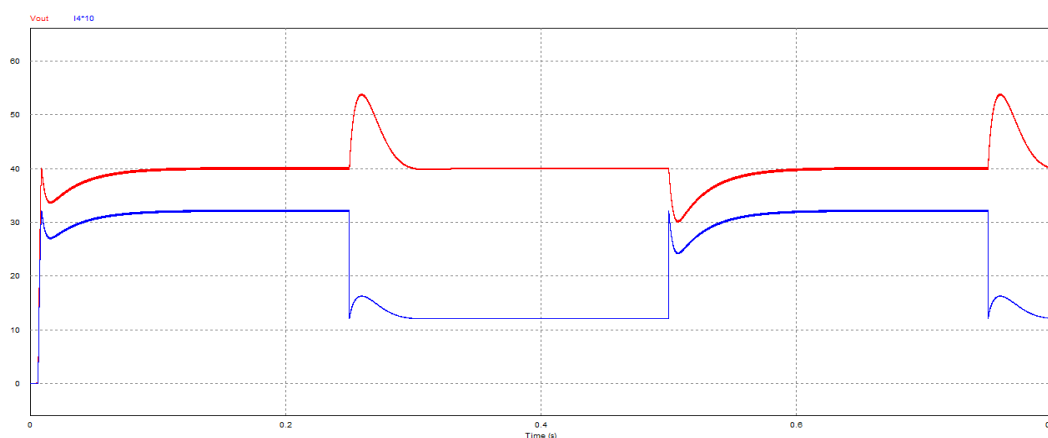


Fig 10.45: Tensió de sortida per consigna de 40 V (traça vermella) i corrent de sortida amplificat per 10 (traça blava).
Eix Y: 10 V/div. Eix X: 200 ms/div. (Font pròpia).

Com es pot observar de la figura anterior, la tensió de sortida presenta uns sobrepics en el moment en que es dona el canvi de càrrega, de tal forma que intenta ajustar-se a aquest nou valor. El corrent s'ha amplificat per 10 en la simulació per tal de veure en la mateixa gràfica la tensió de sortida i el mateix corrent, de forma que es pot observar com és estable i s'ajusta ràpidament al valor present a partir de la llei d'ohm.

Amb totes les simulacions realitzades per a aquest control del convertidor elevador, es pot dir que el control per corrent, com s'havia estudiat prèviament, és molt bo per a controlar un convertidor elevador, permetent obtenir una resposta estable i fent del convertidor un sistema robust en quan a canvis en el valor d'entrada, càrrega o la referència de tensió que es desitja tenir a la sortida.

10.2.3. Control per inversió

Finalment per al convertidor elevador s'ha simulat el seu control per inversió partint de la transcripció realitzada a través de *PSIM*, mostrant-se a la següent figura:

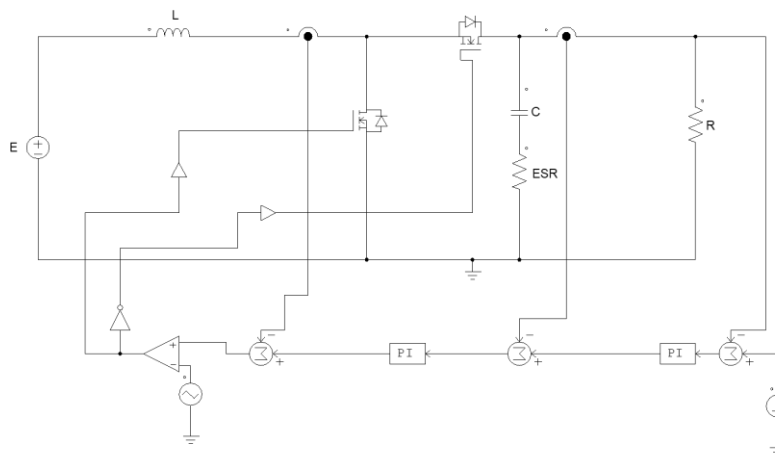


Fig 10.46: Control per inversió del convertidor elevador. (Font pròpia).

Amb aquest control s'ha millorat la resposta respecte el control per corrent, de tal forma que es té un sistema capaç d'arribar perfectament a la consigna demanada. A la següent figura es pot comprovar el canvi de consigna de 50 V a 80 V amb una tensió d'entrada de 20 V.

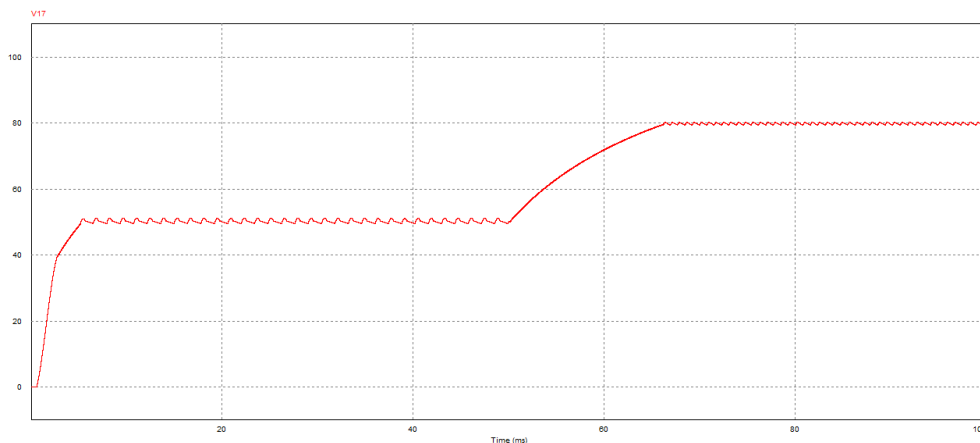


Fig 110.47: Resposta del sistema vers un canvi de consigna de 50 a 80 V.
Eix Y: 20 V/div. Eix X: 20 ms/div. (Font pròpia).

Com es pot observar, el canvi de consigna es realitza correctament sense sobrepics i estabilitzant-se en un temps relativament ràpid.

També s'ha realitzat l'estudi per a canvis a la tensió d'entrada, de tal forma que s'ha determinat si aquest control fa del convertidor un sistema robust a possibles perturbacions ocasionades a l'entrada.

Com es pot comprovar a la següent simulació realitzada, el sistema és robust davant canvis de tensió a l'entrada:

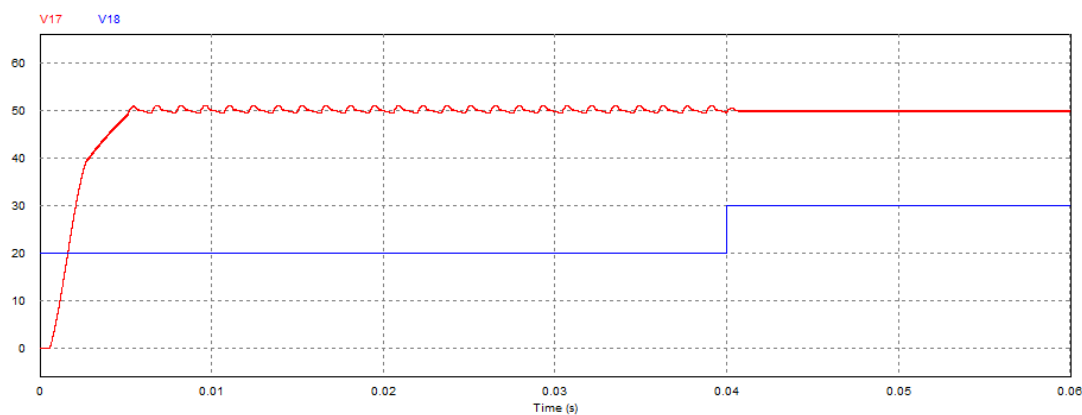


Fig 110.48: Resposta del sistema (traça vermella) vers canvis de tensió a l'entrada (traça blava).
Eix Y: 10 V/div. Eix X: 10 ms/div. (Font pròpia).

El control per inversió amb les millores esmentades a l'anterior apartat es mostra esquematitzat a la següent figura:

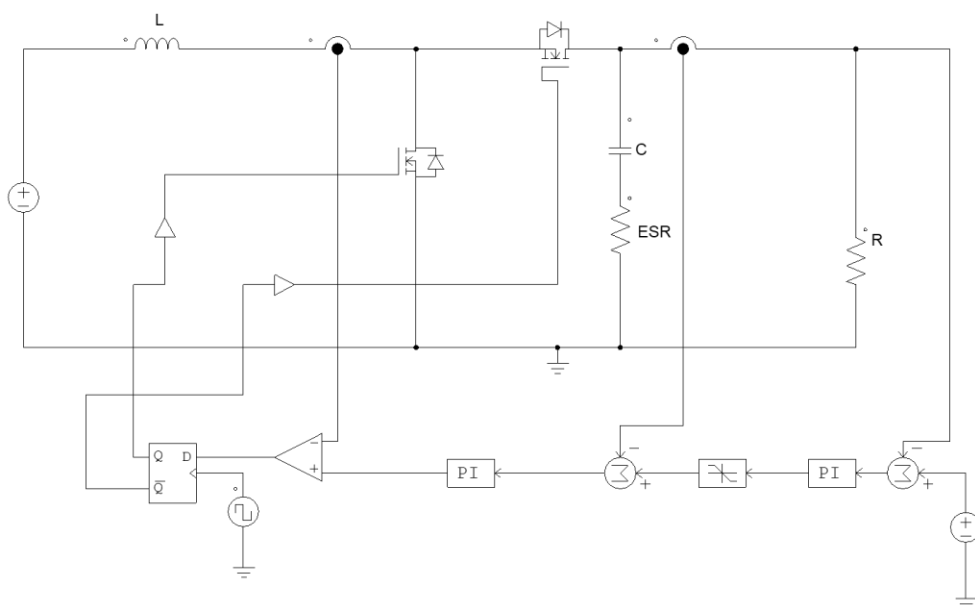


Fig 110.49: Control per inversió del convertidor elevador amb biestable. (Font pròpia).

Gràcies a aquesta millora, la freqüència es manté constant i davant canvis en els paràmetres del sistema com ara la càrrega, es comporta correctament. A continuació es mostra la resposta del sistema vers canvis en la càrrega, on es pot observar el canvi del corrent de sortida, així com també la tensió sobre la càrrega:

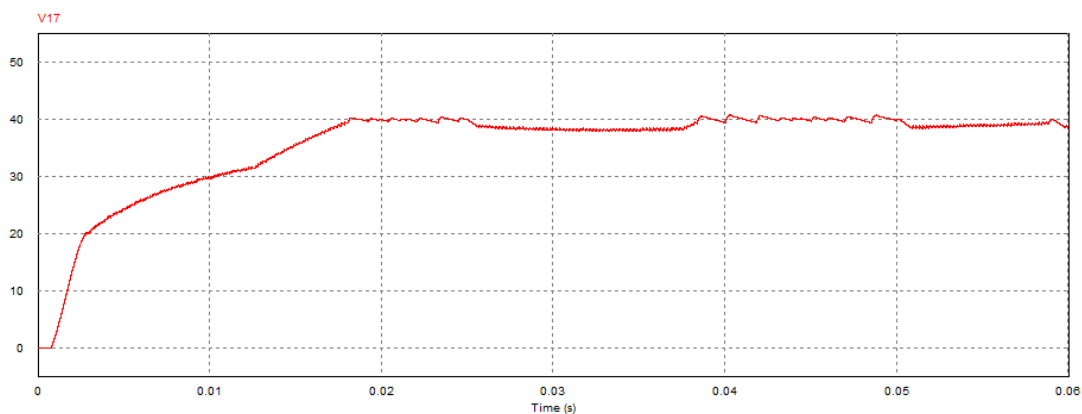


Fig 110.50: Tensió a la sortida davant canvis a la càrrega del convertidor elevador.
Eix Y: 10 V/div. Eix X: 10 ms/div. (Font pròpia).

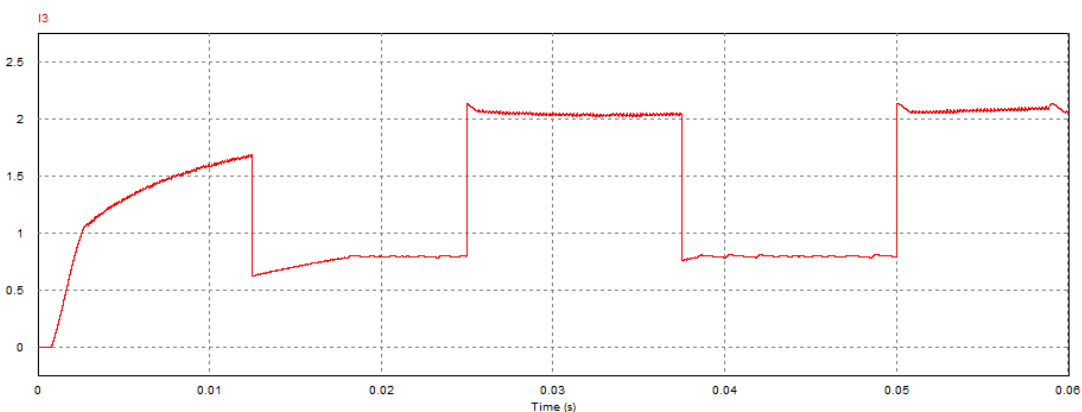


Fig 110.50: Corrent de sortida davant canvis a la càrrega del convertidor elevador.
Eix Y: 1 A/div. Eix X: 10 ms/div. (Font pròpia).

Es pot observar com la tensió tot i no arribar als 40 V de consigna per un canvi de càrrega, el corrent que hi circula sí que es estable i s'adapta ràpidament als canvis produïts per la regulació de càrrega.

Es pot veure com l'ús del biestable tipus D dintre del convertidor elevador amb control per inversió millora notablement la resposta en termes de regulació de càrrega.

11. Supercondensador

El supercondensador o ultracondensador és un dispositiu d'emmagatzematge d'energia elèctrica en forma de descàrregues electrostàtiques que estan formats per parells de plaques conductives separades per un medi dielèctric. La seva construcció i funcionament és molt similar a la d'un condensador amb la avantatge de que es tracta en aquest cas, d'un element que té una densitat d'energia extraordinàriament elevada en comparació amb altres dispositius, com pot ser un simple condensador.

Com els acumuladors, són dispositius recarregables i per aquesta raó es tracta de generadors secundaris. La principal diferència amb els acumuladors és que tot i poder entregar densitat de corrent significatives, emmagatzemen de 20 a 50 menys energia elèctrica que aquests. Algunes de les característiques que fan del condensador un molt bon dispositiu a tenir a compte per a l'emmagatzematge d'energia elèctrica són:

- Pot ser carregat i descarregat molt més ràpid que les bateries (quasi instantàniament en la majoria de les seves aplicacions).
- No li afecten les temperatures extremes, podent treballant a temperatures molt altes.
- Té un cost i un manteniment molt menor que els acumuladors.
- Té una vida virtualment il·limitada (més de 1 milió de cicles de càrrega/descàrrega).
- No necessita de cap controlador de càrrega complex; només cal assegurar de que el voltatge mai superi un valor de tensió nominal de la unitat de 2,7 V.
- És un element net, ja que la seva composició no presenta elements tòxics.

Les aplicacions dels supercondensadors normalment estan destinades a formar part d'elements auxiliars tant d'acumuladors com de piles o bateries permetent que aquests tinguin la funció de filtre de demanda de potència, augmentant d'aquesta forma el potencial dels altre sistemes en termes d'energia.

11.1. Paràmetres

Les relacions bàsiques entre els paràmetres que defineixen el comportament dels supercondensadors es poden aproximar de forma ràpida per a tenir una idea principal a les dels condensadors convencionals. D'aquesta forma es té:

- **Càrrega:** producte del corrent per el temps que aquesta circula pel mateix.

$$Q = I \cdot t \tag{11.1}$$

- **Capacitat:** quantitat d'energia emmagatzemada per a un determinat diferencial de tensió.

$$C = \frac{Q}{\Delta U} \quad (11.2)$$

- **Energia:** pot ser expressada en Joules (J) tot i que és més normal trobar-la expressada en termes de Watts-hora (Wh).

$$(J) = \frac{1}{2} C \Delta U^2 \quad E(Wh) = \frac{E(J)}{3600} \quad (11.3)$$

- **Potència:** correspon al producte del corrent per la diferència de tensió entre els seus borns.

$$P = \Delta U \cdot I \quad (11.4)$$

11.2. Estats de funcionament

Com qualsevol element emmagatzemador d'energia el supercondensador disposa de dos cicles diferents de funcionament. Per un costat es té la càrrega i per altre la descàrrega que permeten d'aquesta forma fer al supercondensador un element capaç d'emmagatzemar i aportar energia als sistemes.

❖ Cicle de càrrega

- El temps de càrrega d'un supercondensador es de 1 a 10 segons, sent un dels punts més forts i no té problemes amb sobrecàrregues per la qual cosa no necessita de detecció de càrrega completa. D'aquesta forma el corrent que circula pel supercondensador deixarà de fer-ho en el moment en que aquest es trobi totalment carregat.
- La tensió augmenta linealment i el corrent cau per defecte quan el condensador està carregat sense la necessitat d'un circuit de detecció de càrrega completa.
- Normalment la càrrega es realitza amb una diferència de tensió entre els terminals del supercondensador constant. En aquesta situació, el corrent segueix la següent equació:

$$I = I_0 \exp\left(\frac{-t}{R_s \cdot C}\right) = \frac{U_0}{R_s} \exp\left(\frac{-t}{R_s \cdot C}\right) \quad (11.5)$$

R_s és la resistència interna del supercondensador, i per tant el producte amb la capacitat defineix la constant de temps de càrrega (τ).

❖ Cicle de descàrrega

- La descàrrega d'un supercondensador és molt major que la d'un condensador electrostàtic i una mica major que la de una bateria electroquímica.
- Un supercondensador comercial es pot descarregar del 100% al 50% en un període que pot arribar als 40 dies.
- La corba de descàrrega d'un supercondensador presenta un inconvenient en comparació amb la de una bateria electroquímica. Mentre que la descàrrega d'una bateria té una tensió constant en la banda de potència utilitzable, en el cas del supercondensador la tensió va disminuint en una escala lineal que provoca que el seu espectre d'energia utilitzable sigui menor. Per a poder mantenir un nivell de potència constant com les caigudes de tensió, és necessari d'un convertidor DC-DC. L'extrem de descàrrega es produirà quan ja no s'arribin a complir els requisits de càrrega.

A diferència dels condensadors dielèctrics que suporten tensions de l'ordre de kilovolts, la presència d'un electròlit en supercondensadors limita la tensió aplicable a un marge molt petit de 1 a 3,5 V en un medi orgànic. Aquesta és la naturalesa del parell elèctrode-electròlit que governa el rang de funcionament reversible. Un dels mètodes per a identificar potencials en els que els fenòmens de reducció i oxidació comencen a aparèixer és la Voltametria. Un exemple es mostra a la següent figura:

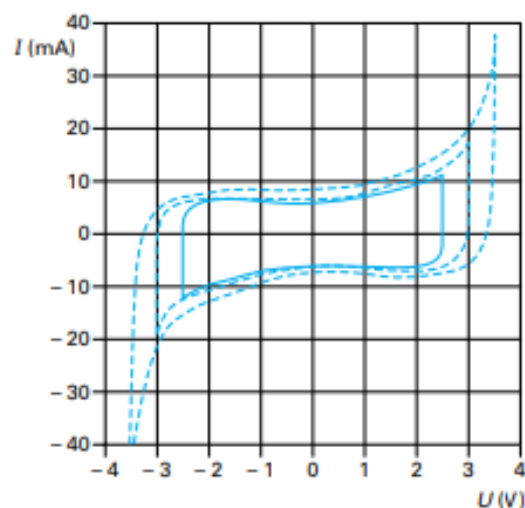


Fig 11.1: Relació entre la tensió de cel·la i el corrent d'un supercondensador emprant Voltimetria (Font ¡Error! No se encuentra el origen de la referencia.).

Tal i com es pot observar a la Fig 11.1, s'observen diferents cicles d'histeresi que s'han obtingut per a un supercondensador on la tensió de l'electròlit recomanat és de 2,5V. A partir de la figura s'observa

com deriva la reversibilitat del supercondensador segons el diferencial de tensió que s'aplica en borns de cada cel·la:

- $U < 2,5 \text{ V}$: reversibilitat perfecta.
- $2,5 \text{ V} < U < 3 \text{ V}$: tensió màxima per a ús únic.
- $U > 3 \text{ V}$: les parets d'oxidació i reducció són clarament visibles causant una degradació ràpida del supercondensador.

Per a poder ajustar una tensió de funcionament (U) d'un supercondensador a valors més elevats es tan senzill com acoblar en sèrie tants elements idèntics de tensió nominal (U_0) com es desitgi. D'aquesta forma, la tensió de funcionament d'un condensador vindrà donada per la següent equació:

$$U = nU_0 \quad (11.6)$$

❖ Autodescàrrega

La corba de càrrega d'un supercondensador revela en molt temps l'existència d'un corrent residual S_i anomenat corrent de fuga. El seu valor és bastant elevat i provoca la autodescàrrega del supercondensador, per això cal tenir-ho en compte en el modelat del mateix. És comú afegir una resistència de fuga R_f en paral·lel amb la capacitat del supercondensador per a realitzar el seu model. Per a trobar el valor d'aquesta resistència de fuga és suficient amb mesurar com decau la diferència de potencial del supercondensador carregat.

11.3. Obtenció de la capacitat

Un cop s'ha determinat quina és la màxima tensió de funcionament del supercondensador, el següent pas és determinar la capacitat màxima del mateix. Aquesta pot ser determinada mitjançant diferents mètodes:

- ❖ **Voltametria:** a partir de la forma del cicle d'histèresi es pot trobar el valor de la capacitat integrant el corrent en el rang que ocupa la tensió nominal. D'aquesta forma l'equació és:

$$C = \frac{\int Idt}{\Delta U} \quad (11.7)$$

- ❖ **Cicle intensostàtic:** determina la capacitat a partir del perfil del pendent de les rectes de càrrega i descàrrega del supercondensador tal i com es mostra a la *Fig 11.2*.

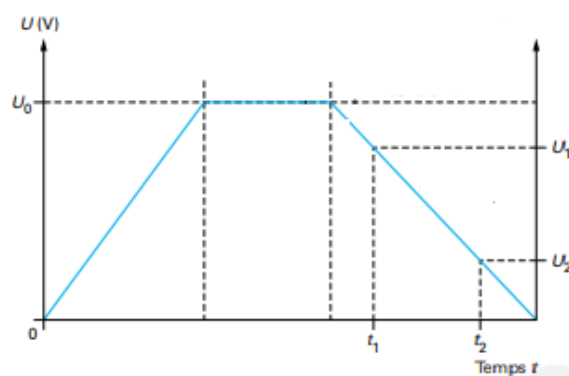


Fig 11.2: Cicle intensostàtic del supercondensador (Font [22]).

A partir de la
supercondensador:

Fig 11.2 es pot determinar l'expressió de la capacitat del

$$C = I_d \frac{t_2 - t_1}{U_1 - U_2} \quad (11.8)$$

On I_d és el corrent constant de descàrrega del supercondensador.

❖ **Espectrometria d'impedàncies:** sabent que un supercondensador està format per 2 capacitats de doble capa electroquímica en sèrie (C_1 i C_2) és possible trobar la capacitat total del supercondensador com:

$$C = \frac{1}{\frac{1}{C_1} + \frac{1}{C_2}} \quad (11.9)$$

I es pot trobar els valors de C_1 i C_2 de forma independent a partir dels valors de la càrrega per la tensió nominal que té cadascun d'ells:

$$C_1 = \frac{dQ_1}{dU_1} \quad C_2 = \frac{dQ_2}{dU_2} \quad (11.10)$$

11.4. Energia, potència i eficiència

Dues de les propietats fonamentals d'un supercondensador són l'energia i la potència, tant consumida com dissipada. Aquestes dues propietats es troben bastant lligades segons les següents equacions que defineixen els seus valors:

$$E = \frac{1}{2}C(U_0^2 - U_f^2) \quad (11.11)$$

$$P = I(U_0 - U_f) \quad (11.12)$$

Una altra característica a tenir en compte en termes d'energia i potència es la eficiència o rendiment del supercondensador. La eficiència d'un supercondensador és defineix com la fracció d'energia emmagatzemada realment utilitzable. Els seus valors són molt elevats situant-se en torn del 95% degut a que a diferència d'altres elements com bateries, els supercondensadors no tenen problema en descarregar-se completament. Tot i així, no es pot arribar al 100% de rendiment degut a que presenta una resistència interna (ESR) que queda expressada amb la nomenclatura R_s .

Si per exemple es té una descàrrega completa ($U_f=0$) sota un corrent constant sobre una càrrega R_L es pot trobar l'energia inicialment disponible en funció del valor del corrent de descàrrega com:

$$E_{disp} = \frac{1}{2}C(U_0 - I \cdot R_s - I \cdot R_L) \quad (11.13)$$

Part de l'energia emmagatzemada es dissipa en la resistència interna paràsita del condensador R_s i la resta és utilitzada per la càrrega R_L . A la següent figura es mostra l'energia disponible i consumida pel supercondensador en funció del corrent de descàrrega per la càrrega:

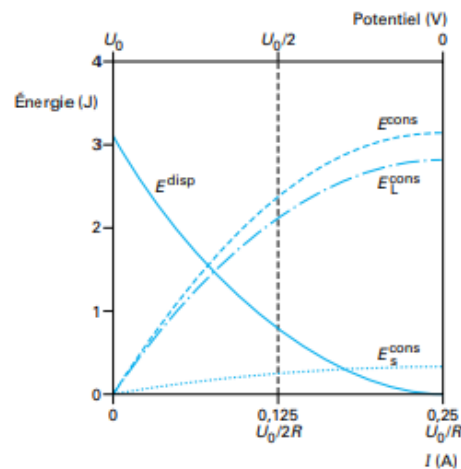


Fig 11.3: Corba de l'energia dissipada i consumida en funció de la tensió (Font [22]).

Es pot realitzar el mateix anàlisi per a la determinació de potència disponible de tal forma que es té la següent expressió:

$$P_{disp} = I(U_0 - I \cdot R_s - I \cdot R_L) \quad (11.14)$$

Finalment, es pot expressar la potència consumida en ambdues resistències com:

$$P_s^{cons} = I^2 R_s \quad (11.15)$$

$$P_L^{cons} = I^2 R_L \quad (11.16)$$

Generalment $R_L > R_s$ proporcionant d'aquesta forma que el sistema tingui altes eficiències podent menysprear el valor de la resistència paràsita del condensador. Si el supercondensador es descarrega lliurement a través de la càrrega R_L tant la diferència de tensió com el corrent varien amb el temps d'acord amb les lleis exponencials mostrades anteriorment de tal forma que es pot determinar la potència disponible a la càrrega i la potència dissipada per la resistència paràsita del supercondensador.

$$P_L = \frac{4rP_{max}}{(1+r)^2} \exp\left[\frac{2\tau}{1+r}\right] \quad (11.17)$$

$$P_s = \frac{4P_{max}}{(1+r)^2} \exp\left[\frac{2\tau}{1+r}\right] \quad (11.18)$$

On les variables de la equació (11.18) queden expressades com:

$$P_{max} = \frac{U_0^2}{4R_s} \quad (11.19)$$

$$\tau = \frac{t}{R_s C} \quad (11.20)$$

$$r = \frac{R_s}{R_L} \quad (11.21)$$

11.5. Circuit equivalent

És molt important trobar el circuit equivalent que modelitza correctament el supercondensador i que es pot modelitzar amb elements passius com resistors i condensadors. Per trobar la impedància del supercondensador es realitza proves amb una tensió alterna. Això és realitza ja que hi ha aplicacions on és necessari saber la resposta del supercondensador amb un potencial o corrent altern de freqüència variable. Les característiques normals del testeig per trobar la impedància són:

- ✓ Freqüències variables compreses en un rang de 1 mHz fins als 100 Hz.
- ✓ Baixa amplitud del sistema (típicament de 5 a 20 mV).

A partir d'aquests paràmetres es realitza la mesura de la resposta del supercondensador per a cada freqüència, amb un analitzador de resposta de freqüència. El resultat pot ser representat mitjançant el diagrama de Nyquist on la part imaginària de la impedància $-Z''(\omega)$ es transporta d'acord amb la part real $Z'(\omega)$. Diferents espectres resulten d'aquest anàlisi que permeten modelitzar el comportament del supercondensador de diferents formes. A partir de les freqüències més baixes, el supercondensador es caracteritza primer per una disminució vertical en $-Z''(\omega)$, amb una posterior disminució més lenta en un angle aproximat de 45° .

El comportament real del supercondensador en termes d'impedància i capacitat seria el següent:

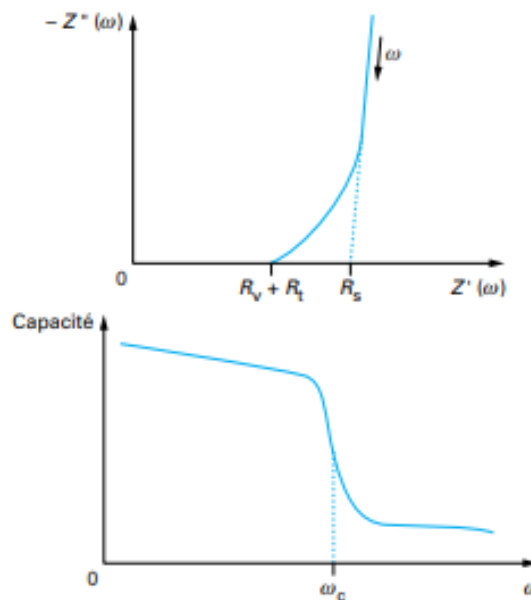


Fig 11.4: Comportament de la impedància i capacitat en funció de la freqüència (Font ¡Error! No se encuentra el origen de la referencia.).

Com es pot observar, a mesura que augmenta la freqüència el supercondensador perd la seva capacitat. Per aquesta raó es tracta d'un element que s'utilitza ne corrent contínua o en alterna amb freqüències relativament baixes. La transició defineix un punt de ruptura l'ordre de la seva magnitud és:

$$\omega_c = \frac{1}{RC} \quad (11.22)$$

D'aquesta forma s'obtenen 2 règims en els quals pot estar un supercondensador segons la freqüència:

- $\omega < \omega_c$: el supercondensador arriba a la seva capacitat de càrrega.
- $\omega > \omega_c$: la capacitat i la resistència del condensador disminueixen significativament.

També es pot observar la relació entre les impedàncies real i imaginària del sistema. Els termes que defineixen són:

- R_s : resistència paràsita del supercondensador, normalment definida com ESR que és la resistència sèrie del supercondensador.
- R_v : resistència del electròlit dependent de la conductivitat dels diversos electròlits que formen el supercondensador. Es pot obtenir directament per espectroscòpia fins i tot si l'electròlit es troba dins un separador.
- R_t : resistència d'interfície o de transferència. Intervé en diversos nivells i és difícil de mesurar, sent causada per ions en els porus del material de l'elèctrode, interfície electròlit/elèctrode, elèctrode/col·lector de corrent...

El següent pas és realitzar el modelitzat del supercondensador per aconseguir tenir un comportament similar al real i mostrat a la Fig 11.4.

11.5.1. Circuit RC sèrie

Està format per les dues capacitats en sèrie que conformen la capacitat total del supercondensador, amb la resistència interna en sèrie.



Fig 11.5: Model RC sèrie d'un supercondensador (Font **¡Error!**
 No es permeten els caràcters de la font "¡Error!".)

La representació de la impedància real i imaginària d'aquest circuit modelat és com es mostra a continuació.

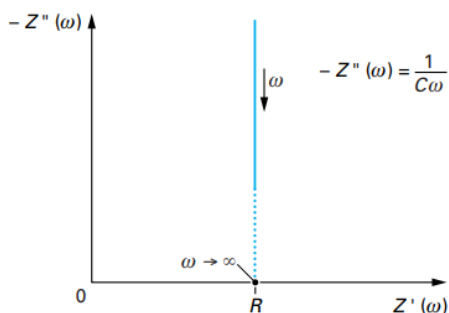


Fig 11.6: Impedància real i imaginària del model RC sèrie (Font ¡Error! No se encuentra el origen de la referencia.).

11.5.2. Circuit RC paral·lel

Format per la capacitat total del supercondensador en paral·lel amb la resistència. La representació del circuit així com de la relació d'impedàncies es mostra a la següent figura:

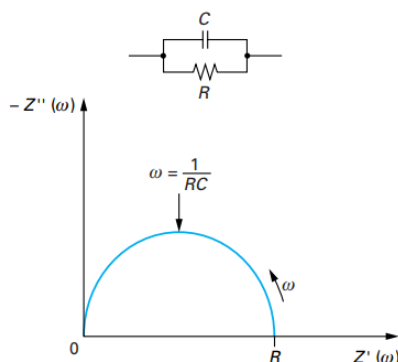


Fig 11.7: Circuit equivalent RC paral·lel (superior) i relació de les impedàncies (inferior). (Font ¡Error! No se encuentra el origen de la referencia.).

11.5.3. Circuit doble branca RC

Format per dos branques RC en sèrie que presenta un comportament més real ja que té en compte diferents pèrdues que es produeixen en el supercondensador i que poden ser parametritzades com es mostra a la Fig 11.8.

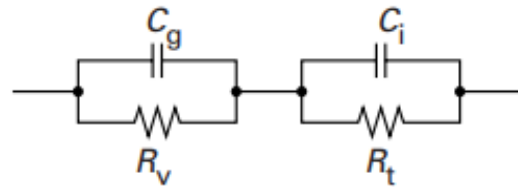


Fig 11.8: Circuit equivalent doble branca RC d'un supercondensador (Font **¡Error! No se encuentra el origen de la referencia.**).

Els diferents components passius que apareixen són:

- C_g : capacitat geomètrica de l'electròlit.
- R_v : resistència de l'electròlit.
- C_i : capacitat de doble capa elèctrica.
- R_t : resistència de transferència.

La relació d'impedàncies del model de doble branca RC és la següent:

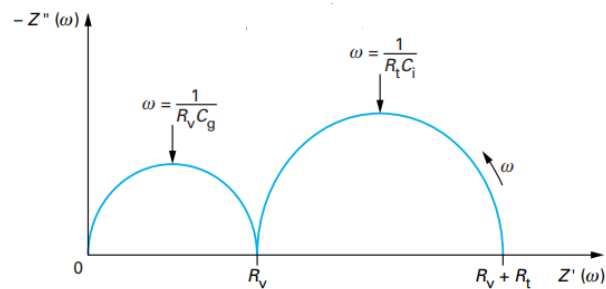


Fig 11.9: Relació d'impedàncies del model de doble branca RC. (Font **¡Error! No se encuentra el origen de la referencia.**).

11.5.4. Circuit branca RC en sèrie amb condensador i resistència

Molt similar al cas anterior, el circuit queda modelitzat de la següent forma:

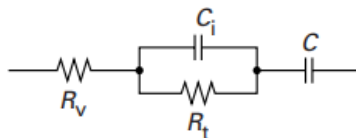


Fig 11.10: Circuit branca RC en sèrie amb condensador i resistència (Font **¡Error! No se encuentra el origen de la referencia.**).

I la relació d'impedàncies seria tal que la que es mostra a la Fig 11.11.

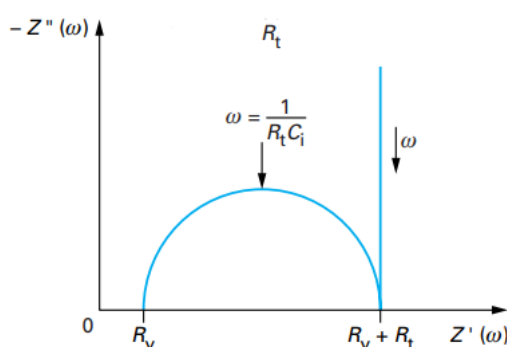


Fig 11.11: Relació d'impedàncies del model RC en sèrie amb condensador i resistència (Font **¡Error! No se encuentra el origen de la referencia.**)..

Com es pot veure, existeixen molts models diferents que tracten de comportar-se com un supercondensador. El problema alhora de realitzar el modelatge d'un supercondensador real, és poder aconseguir els valors dels diferents paràmetres que formen part del mateix. Per aquesta raó en moltes ocasions es realitza un modelatge senzill com ara el circuit en sèrie o paral·lel que serveix per donar una bona idea del comportament del supercondensador tot i no poder arribar a modelitzar-lo realment obviant per exemple algunes pèrdues que es produeixen.

11.6. Supercondensador real

Cal remarcar que tant la capacitat del supercondensador com la resistència en sèrie interna depenen de tres paràmetres importants: freqüència, temperatura i tensió entre els borns. De forma breu s'explica com influeix cada un d'aquests paràmetres:

- **Freqüència**

En un supercondensador la freqüència té un paper fonamental, degut a que es tracta d'un element el qual s'utilitza en contínua, de tal forma que la freqüència pren valors molt baixos. A la següent figura es mostra l'evolució de la capacitat en front de la freqüència.

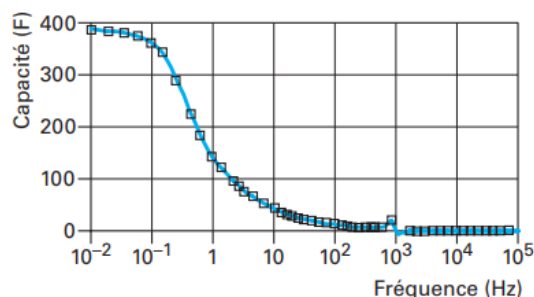


Fig 11.12: Comportament de la capacitat del supercondensador vers la freqüència. (Font [24]).

Tal i com es pot veure, a partir d'1 Hz la capacitat del supercondensador cau notablement fins a fer-se nul·la.

Pel cas de la resistència en sèrie ESR el comportament seria similar al següent:

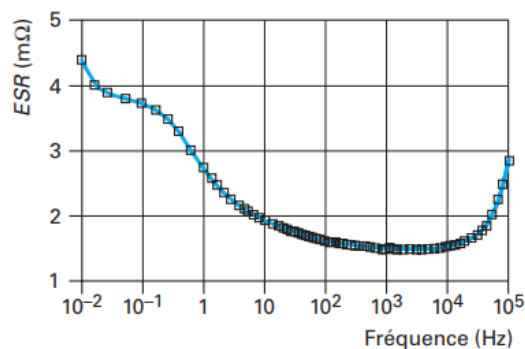


Fig 11.13: Comportament de la capacitat del supercondensador vers la freqüència. (Font [24]).

Com es pot observar, no interessa tenir freqüències més elevades de 1 Hz si es vol tenir un bon comportament pel supercondensador.

- **Temperatura**

Algunes aplicacions necessiten d'un bon rendiment a baixes temperatures. Per poder aconseguir això amb els supercondensadors és necessari escollir un element que pugui ser suficientment líquid com per assegurar una bona mobilitat iònica. La relació de la capacitat amb la temperatura és directament proporcional, de tal forma que a mesura que augmenta la temperatura, la capacitat també augmenta.

El cas contrari succeeix amb la resistència en sèrie (*ESR*), ja que a mesura que augmenta la temperatura el seu valor disminueix. D'aquesta forma, el supercondensador és un element que es comporta molt bé a altes temperatures amb una disminució de la seva resistència interna però un augment de la capacitat. A les següents gràfiques es mostra la variació de la capacitat i la resistència interna a diferents temperatures a mesura que augmenta la freqüència.

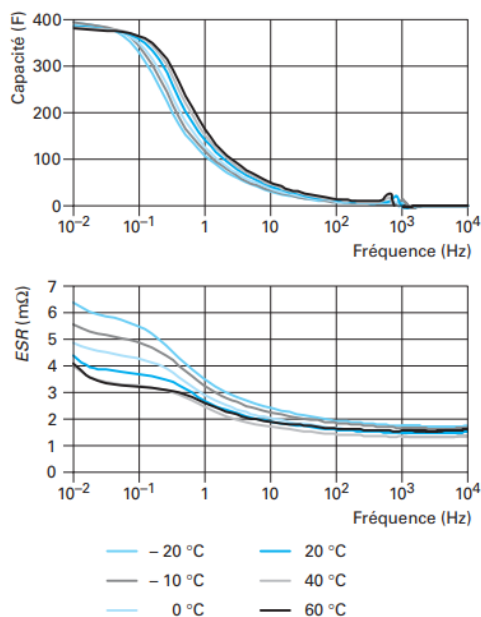


Fig 11.14: Comportament de la capacitat (superior) i la resistència interna (inferior) vers la freqüència a diferents temperatures. (Font [24]).

Experimentalment, es comprova que la resistència de l'electròlit disminueix a mesura que augmenta la temperatura segons l'expressió:

$$R = R_i \cdot \frac{1 + e^{-k\Delta T}}{2} \tag{11.23}$$

on R_i = resistència interna del supercondensador a temperatura ambient.

K = coeficient de dependència de la temperatura. El valor és de 0.025°C^{-1} .

ΔT = diferència entre la temperatura de funcionament i la ambient.

- **Tensió**

Amb l'augment de la tensió entre els terminals del supercondensador hi ha una variació tant en el valor de la capacitat com de la resistència en sèrie ESR. Amb l'augment de la tensió entre els borns del supercondensador augmenta el nombre d'impureses ocasionant un corrent de fuga més elevat que es pot parametritzar amb un augment de la resistència en sèrie ESR.

Pel que fa a la capacitat es veu com a mesura que augmenta la tensió a l'electròlit la capacitat augmenta, però fins al punt màxim de funcionament. Ja que com bé s'ha explicat en anteriors apartats, la tensió a cada electròlit del supercondensador no serà mai major als 3 V per a tenir un bon comportament.

A la següent figura es visualitza la variació de la capacitat i de la resistència per a diferents freqüències i en funció del valor de tensió aplicat entre els borns:

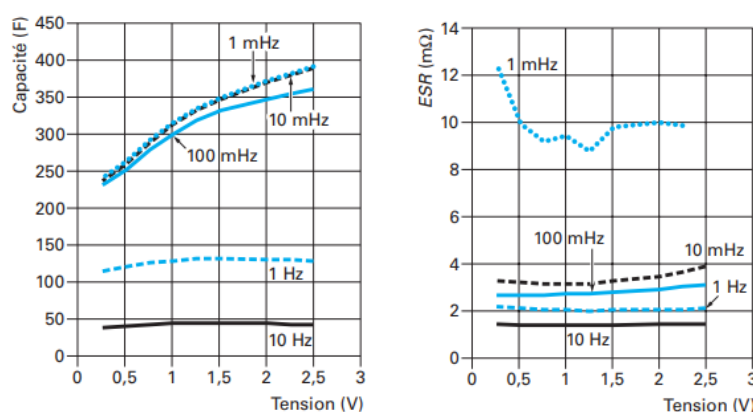


Fig 11.15: Comportament de la capacitat (esquerra) i resistència interna (dreta) del supercondensador segons la tensió i freqüència de funcionament (Font [24]).

Un supercondensador es pot modelitzar segons unes especificacions basades en la potència sol·licitada i el temps en el qual ha d'estar proporcionant aquesta potència. La metodologia de dimensionament consisteix en:

1. Establir els nivells de tensió i corrent nominals.
2. Determinar la capacitat total del supercondensador.
3. Determinar la quantitat d'elements que es col·locaran en sèrie i en paral·lel per al seu modelatge.

D'aquesta forma els paràmetres que cal definir per a qualsevol supercondensador són:

- P: potència fixada en les especificacions
- ΔT : duració durant la qual el supercondensador proporciona la potència sol·licitada (temps de descàrrega).
- U_{max} : màxima tensió de treball del supercondensador.
- U_{min} : mínima tensió de treball del supercondensador. Generalment es pot aproximar aquest valor a la meitat de la tensió màxima.

$$U_{min} = \frac{U_{max}}{2} \quad (11.24)$$

S'escull aquest valor degut a que quan el supercondensador és descarrega entre el valor de U_{max} i aquest, presenta un rendiment de 75%, és a dir, el 75% de l'energia emmagatzemada es consumeix.

- I: corrent de descàrrega del supercondensador.
- C: capacitat total del supercondensador.
- R: resistència en sèrie equivalent total del supercondensador.

La capacitat total i al resistència interna del mòdul de supercondensador es pot calcular a partir del nombre de cel·les disposades en sèrie o paral·lel. Aquests dos paràmetres estan donats per les següents expressions:

$$C_{total} = C \frac{N_{paral·lel}}{N_{serie}} \quad (11.25)$$

$$R_{total} = ESR \frac{N_{serie}}{N_{paral·lel}} \quad (11.26)$$

Per a perfils de temperatura i duració donats, la expressió que regeix la variació de tensió del supercondensador és la següent:

$$U_{max} - U_{min} = I \frac{\Delta T}{C_{total}} + I \cdot R_{total} \quad (11.27)$$

El corrent màxim i mínim es pot calcular a partir de les següents expressions coneixent la potència:

$$I_{max} = \frac{P}{U_{min}} \quad (11.28)$$

$$I_{min} = \frac{P}{U_{max}} \quad (11.29)$$

I per tant, el corrent mig es calcula com la mitjana entre els dos valors:

$$I = \frac{I_{max} + I_{min}}{2} \quad (11.30)$$

Per a la realització d'aquest treball, el supercondensador que s'ha emprat és del fabricant *Nesscap*. La seva referència és *EMHSR-0006C9-130ROC* tractant-se d'un supercondensador de 6,9 F que pot treballar fins a un valor de tensió de 130 V. El datasheet aportat pel fabricant dóna certa informació que permet modelitzar de forma senzilla aquest supercondensador. Tot i així, cal remarcar que no conté totes les dades que podien permetre realitzar un model més semblant a la realitat tenint en compte les pèrdues que té.

La informació extreta del datasheet per al modelatge es mostra a continuació:

PRODUCT TEST SHEET																																			
Item	Ultracapacitor Module		Page 1 of 1																																
Type	Module	Application																																	
Rating	130 V _{DC} - 6.9 F	Serial No.																																	
Lot Size	2 Modules	Date	2011-11-21																																
<p>■ Method of Inspection</p> <p>1. Capacitance shall be calculated by the following formula. Constant voltage charge : 5min at 130V → Constant current discharge : 3.6A to 20V $C = I * (T_2 - T_1) / (V_1 - V_2)$ I : Constant current discharge (3.6A) T₂ - T₁ : Discharge Time (sec) V₁ - V₂ : Discharge Voltage (V₁ : 104V, V₂ : 52V)</p> <div style="text-align: center;"> </div> <p>2. AC-ESR is measured with impedance analyzer Voltage : Open circuit voltage, Amplitude : 5mV, Frequency : 100Hz</p> <table border="1"> <thead> <tr> <th>No.</th> <th>Lot No.</th> <th>Capacitance (F)</th> <th>AC-ESR (mΩ)</th> <th>Dimension [mm]⁽¹⁾</th> <th>Weight (kg)</th> <th>Monitoring Signal Output</th> <th>Result</th> </tr> </thead> <tbody> <tr> <td></td> <td></td> <td>6.9 ~ 8.2</td> <td>≤ 190</td> <td>L254 W156 H260</td> <td>≤ 8.5</td> <td></td> <td></td> </tr> <tr> <td>1</td> <td>MHKF-FM-001</td> <td>7.4</td> <td>164</td> <td>258 155 260</td> <td>8.5</td> <td>OK</td> <td>PASS</td> </tr> <tr> <td>2</td> <td>MHKF-FM-002</td> <td>7.5</td> <td>163</td> <td>258 155 260</td> <td>8.5</td> <td>OK</td> <td>PASS</td> </tr> </tbody> </table>				No.	Lot No.	Capacitance (F)	AC-ESR (mΩ)	Dimension [mm] ⁽¹⁾	Weight (kg)	Monitoring Signal Output	Result			6.9 ~ 8.2	≤ 190	L254 W156 H260	≤ 8.5			1	MHKF-FM-001	7.4	164	258 155 260	8.5	OK	PASS	2	MHKF-FM-002	7.5	163	258 155 260	8.5	OK	PASS
No.	Lot No.	Capacitance (F)	AC-ESR (mΩ)	Dimension [mm] ⁽¹⁾	Weight (kg)	Monitoring Signal Output	Result																												
		6.9 ~ 8.2	≤ 190	L254 W156 H260	≤ 8.5																														
1	MHKF-FM-001	7.4	164	258 155 260	8.5	OK	PASS																												
2	MHKF-FM-002	7.5	163	258 155 260	8.5	OK	PASS																												

Fig 11.16: Informació del supercondensador EMHSR-0006C9-130R0C donada al datasheet del fabricant (Font [25]).

Com es pot veure, només aporta informació sobre la resistència sèrie interna del supercondensador, de la seva capacitat real així com el càlcul de la capacitat en funció de l'estat de càrrega en el qual es troba. Els valors de la capacitat i de resistència interna són els totals, sense expressar el nombre de cel·les en sèrie ni en paral·lel amb el que ha estat realitzat el supercondensador. La capacitat total és de 7,4 F mentre que la resistència interna total (ESR) pren un valor de 164 mΩ. A la següent imatge es mostra com és el supercondensador emprat:

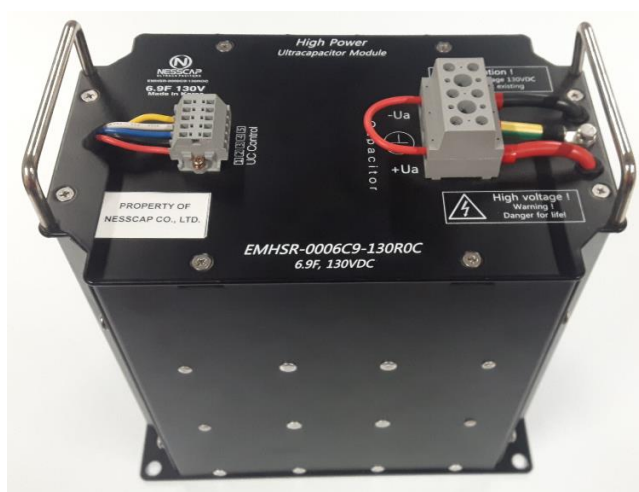


Fig 11.17: Supercondensador EMHSR-0006C9-130RDC del fabricant NESSCAP. (Font pròpia).

12. Disseny basat en Models

Per a comprovar el bon disseny d'un control basat en codi o mitjançant programes especialitzats en el mateix com pot ser PSIM, s'utilitzen models que permeten comprovar el bon funcionament abans d'implementar-lo al sistema físic en concret. Normalment tot model per a realitzar un prototip electrònic que necessiti un control per al seu correcte funcionament, consta d'una sèrie d'etapes. Aquestes etapes són les que es mostren a la següent figura.



Fig 12.1: Etapes per al disseny del control d'un prototip (Font [26]).

L'objectiu del disseny basat en models per al control de convertidors així com d'altres sistemes electrònics consisteix en poder utilitzar la generació automàtica de codi a partir d'aquests models que redueixen significativament el temps que s'ha d'invertir per a un disseny físic sencer.

El propòsit es aconseguir un únic disseny en plataforma de simulació que permeti realitzar assajos del algoritme de control d'una forma més directa i sistemàtica, eliminant els possibles errors que es generen en la etapa de conversió a codi. Amb un enfoc del disseny basat en models, els enginyers poden iniciar les activitats d'assajos i validació des de l'inici del projecte, de forma que la validació no sigui la última etapa del procés, sinó una etapa més dintre del procés de verificació i validació.

Actualment existeixen diverses eines per a la generació automàtica de codi i processament de les senyals d'un sistema. L'eina emprada en aquest treball és el *DSP*, la principal característica per la que s'ha utilitzat és la seva fàcil implementació i funcionament amb codi directament des de el software de simulació *PSIM*.

12.1. Motiu de l'ús del DSP

Els mòduls *DSP* són processadors la funció dels quals es processar i representar senyals analògiques en temps real. Una de les característiques d'aquests components es que treballen amb senyals digitals, per la qual cosa necessita d'un convertidor analògic/digital a la seva entrada, així com un convertidor digital/analògic a la seva sortida que permet la representació de senyals analògiques.

Mitjançant els mòduls *DSP* i tenint un circuit físic com pot ser un convertidor, es possible realitzar el seu control a partir dels paràmetres que formen part de la simulació del mateix, i d'aquesta forma, veure com es comporta el circuit físic a temps real partint realitzant canvis a partir de la simulació. Un dels principals avantatges dels sistemes basats en *DSP* es que són capaços de aconseguir en un menor cost la implementació d'algunes tasques les quals podrien ser difícils de dur a terme mitjançant sistemes analògics.

Altres característiques i avantatges que fan del *DSP* un bon element per al control i processament de senyals dins un muntatge electrònic són:

- **Estabilitat i comportament previsible:** es veuen lleugerament afectats per canvis externs com factors ambientals o variacions del valor nominal dels components. Això té com a avantatge el fet que es poden tenir sistemes amb una resposta exacta, coneguda i sense variació d'un equip a un altre.
- **Fàcil integració:** posseeixen medis que faciliten la reprogramació i depuració, fet que permet canviar algorismes o referències de forma senzilla i ràpida.
- **Immunitat al soroll:** pel fet de treballar amb senyals digitals, aquestes són més immunes al soroll extern a més de posseir altres medis que faciliten aquesta immunitat al soroll o pèrdua d'informació.
- **Funcions especials:** depenent del tipus de *DSP* a utilitzar, aquest pot comptar amb perifèrics i algorismes interns apropiats per a dur a terme determinades funcions en les aplicacions a les quals són destinats.

Per totes aquestes característiques el *DSP* és una bona eina per al control de convertidors d'energia com és el cas del convertidor reductor i l'elevador. El model de *DSP* del qual s'ha disposat al laboratori E3PACS és el TMS320F28335 de Texas Instruments, el qual com s'ha comentat anteriorment té l'avantatge de que el propi simulador *PSIM* conté llibreries amb blocs per a la programació i ús del mateix, facilitant d'aquesta forma el procés entre el canvi d'informació del control realitzat amb *PSIM* amb el que es rep al *DSP*.

12.2. Model-V per al desenvolupament de sistemes

El model-V és una representació general d'un model emprat per poder validar i verificar el correcte funcionament d'un sistema. La representació es la que es mostra a la Fig 12.2.



Fig 12.2: Representació del model-V per a verificació i validació (Font [26]).

Aquest model es pot dividir en dos parts, cada una de les quals representa un costat del diagrama de la figura superior. Al costat esquerra s'identifiquen els passos que condueixen a la generació de codi, incloent l'anàlisi de requeriments, especificació del sistema, el disseny detallat del software i finalment, la codificació. Al costat dret es troben els sistemes que permeten la verificació i validació. Aquest treball es centra principalment en el model *PIL* tot i que per entendre bé el seu funcionament, es fa una breu explicació dels altres models.

12.2.1. Model en el llaç – MIL

El model en el llaç ó model *MIL* (*Model In the Loop*) té com a única finalitat guardar les dades com a informació de referència des del model de simulació. Captura el comportament específic del model que serà implementat en codi posteriorment així com serveix d'utilitat per a escalar els resultats en la simulació.

12.2.2. Software en el llaç – SIL

El model software en el llaç o *SIL* (*Software In the Loop*) es pot definir com el model que genera codi i es reemplaçat en la estructura de control en el model de simulació. El subsistema de control s'executa en l'ordinador principal. Els resultats de ser els correctes, haurien de ser pràcticament idèntics als comparats amb els de la simulació MIL, de tal forma que si difereixen s'haurien d'analitzar els mateixos per tal de poder determinar la causa de la desviació.

12.2.3. Processador en el llaç – PIL

El model processador en el llaç o *PIL* tracta el codi generat en l'ordinador o plataforma de simulació sobre el processador objectiu, que en el cas d'aquest treball, es tracta del *DSP*. L'objectiu es que el codi funcioni de la mateixa forma en la plataforma de simulació que en la *DSP* de tal forma que es pugui avaluar i contemplar el seu correcte funcionament.

La principal funció és poder executar el codi generat a partir d'un model de simulació directament sobre el Hardware de destí, de tal forma que es pugui provar el funcionament d'aquests models en el Hardware. Un exemple seria per veure si el cicle de control s'ajusta dins el temps d'execució disponible en el processador integrat. Per a aquest treball s'utilitza aquest model per poder determinar i garantir que el control de convertidors en llaç tancat es realitza de forma correcta i amb la major eficiència.

12.2.4. Hardware en el llaç – HIL

El model Hardware en el llaç o *HIL* (*Hardware In the Loop*) serveix per a provar les funcions, la integració al sistema i la comunicació de les unitats electròniques de control en un entorn de simulació. Per exemple, la planta final pot no estar disponible però les unitats de control han de ser provades amb antelació en un entorn el més realista possible. La simulació *HIL* consisteix en simular en l'entorn tècnic de les unitats de control i les parts del sistema interconnectades elèctricament.

Un dels principals avantatges del model *HIL* es que la simulació es realitza en temps real i pot influir el sistema complet o una de les parts. A més, els seus assajos són fàcils de reproduir raó per la qual poden ser sistemàtics i completament segurs. L'inconvenient és que degut a la necessitat del equipament amb característiques de funcionament en temps real, es necessita un equipament més complet i de major cost.

12.2.5. Taula comparativa

Taula 12.1: Taula comparativa dels diferents models dintre del model-V.

	SIL	PIL	HIL
Propòsit	Verificar codi font	Verificar codi generat	Verificar funcionament del sistema complet
Precisió	Poc precís	Precís (el codi corre en el Hardware)	Molt precís
Plataforma d'execució	PC Host	Processador Objectiu	Processador Objectiu
Forma d'ús	Únicament en plataforma de simulació	Sobre banc de proves Sobre PC amb plataforma de simulació Sistema Hardware (connectors i placa de processador)	Sobre Hardware Sobre processador amb connectors I/O.
Cost	Cost de la plataforma de simulació	Cost de la plataforma de simulació, d'interacció i hardware	Cost de la plataforma de simulació, d'interacció i hardware Elevat segons les aplicacions
Capacitat Temps-Real	No executa en temps real	No executa en temps real Execució mostrejada	Característiques complertes en temps real

13. Implementació

L'abast de la implementació consisteix en el prototipat del convertidor estàtic tant en llaç obert com en el mateix llaç tancat controlat mitjançant un *DSP*. Per a la correcta implementació del sistema s'ha decidit separar el treball en diverses parts que faciliten el comprendre el funcionament del sistema complert, així com poder validar que el procediment que es realitza és el correcte i el funcionament és l'esperat.

D'aquesta forma es pot dividir la implementació dels convertidors en dos grans blocs que es poden diferenciar de forma senzilla com bloc Hardware i bloc Software.

- **Bloc Hardware**

Es tracta de la implementació física dels convertidors amb els components escollits. Dintre d'aquest bloc es pot comprovar el bon funcionament dels convertidors de tal forma que es pugui garantir que en llaç obert operen correctament. A més, permet avaluar si els *Drivers* escollits per activar els transistors són els adequats.

Un cop es tenen els convertidors implementats, es poden utilitzar els mateixos per posar en funcionament el supercondensador.

- **Bloc Software**

Es tracta de la part de control dels convertidors, realitzada amb *PSIM*. Per a realitzar-la cal implementar els controls realitzats amb *PSIM*, que s'ha comprovat a través de les simulacions que eren correctes, sobre la *DSP* a través d'uns mòduls que permeten comunicar el sistema hardware amb el simulador a través dels sensors que s'empren per a sensar les diferents variables de control.

13.1. Hardware

Tenint en compte que tant com el convertidor reductor, com l'elevador utilitzen els mateixos components, s'ha realitzat un disseny físic que permeti funcionar amb els dos tipus de convertidors de contínua. Emprant el material disponible al laboratori E3PACS els components escollits es mostren en els següents apartats.

13.1.1. Elements passius

Els components que formen part tant d'un convertidor reductor com elevador són el condensador, l'inductor i la càrrega. La única diferència entre ambdós models és la posició de l'inductor dintre del disseny elèctric, de tal forma que si està després dels transistors es tracta d'un convertidor reductor, mentre que si l'inductor es troba abans dels transistors es té el convertidor elevador.

L'inductor escollit ha estat una bobina monofàsica de 5 mH del fabricant MIMAVEN. S'ha escollit aquesta inductància monofàsica pel fet d'aguantar fins a 18 A. Amb aquest valor s'han realitzat simulacions que han servit per garantir que funciona correctament tant per un convertidor elevador com per el reductor a una freqüència d'entre 10 i 50 kHz.

Pel condensador s'ha escollit el del fabricant EPCOS de 680 μ F capacitat que permet disminuir considerablement l'arissada de la tensió de sortida, de tal forma que es podrà obtenir una tensió DC amb una arissada pràcticament menyspreable.

Per al cas dels resistors s'ha realitzat una placa amb diferents resistències de tal forma que es pugui observar el canvi de la intensitat de sortida segons la càrrega que té, mantenint-se constant la tensió de sortida marcada pel cicle de treball del convertidor.

A la Fig 13.1 es pot observar la placa amb les diferents càrregues que conté:

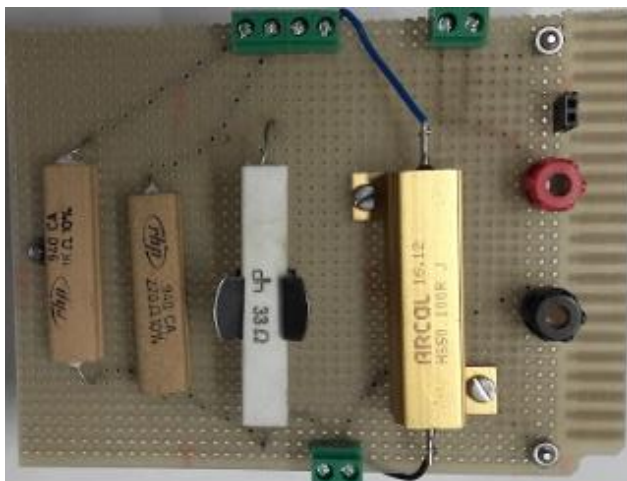


Fig 13.1: Placa de càrregues del convertidor. Valor dels resistors d'esquerra a dreta en Ω : 1k, 220, 33, 10. (Font pròpia).

13.1.2. Transistors

Per a la realització d'un convertidor que tingui millor comportament del normal, en comptes de emprar la configuració transistor-díode per a la commutació dels dos estats de funcionament del convertidor *Buck* i *Boost*, s'han emprat dos transistors de tal forma que entre ells tinguessin control complementari.

Els dos transistors escollits són idèntics per tal de facilitar la seva encesa de forma que ambdós puguin entrar en conducció o bloqueig amb un únic senyal d'una determinada amplitud, el qual sigui invertit per a obtenir el control complementari. Els transistors escollits en un principi havien estat els IGBT, degut a que són bons per a disparar-los amb nivells de tensió i els convertidors no necessiten d'altres freqüències de commutació per al seu correcte funcionament, entorn dels 20 kHz amb els que s'han simulat els convertidors s'ha vist que la resposta és excel·lent. Però aquests no es comportaven bé amb els *Drivers* finalment emprats, motiu pel qual es va decidir substituir-los per els transistors MOSFET.

El transistor MOSFET emprat és el model IXFT60N50P3 del fabricant IXYS. Es tracta d'un MOSFET de potència l'encapsulat del qual és el TO-247 amb les següents característiques:

- V_{DS} : màxima tensió entre Drenador-Surtidor de 500 V.
- I_D : corrent màxim pel drenador de 60 A.
- P_D : potència màxima de 1040 W.
- f : freqüència màxima de 125 MHz.

A partir d'aquestes característiques, es pot contemplar el realitzar un convertidor que operi a tensions superiors dels 400 V amb una freqüència de 20 kHz, que tot i ser baixa per a un MOSFET, no empitjora el seu funcionament fent d'aquest transistor un bon model per al disseny físic dels convertidors.

13.1.3. Drivers

Per als *Drivers* dels transistors primerament es va optar per fer servir una placa del fabricant Semicode, la qual era la SCiCoreDrive72 que permetia controlar un mòdul de 7 IGBT's amb desacoblament magnètic a partir d'optoacopladors que portava incorporats. El problema d'aquesta placa va ser que la senyal de sortida no tenia a veure amb el que s'esperava del Datasheet del fabricant, no sent aquesta una senyal rectangular com la que s'introduïa a l'entrada del mateix. Després de temps invertit intentant veure perquè no funcionava correctament, es va decidir per emprar uns altres models del mateix fabricant que controlaven en aquest cas 2 control de transistors, els resultats van ser els mateixos i es va decidir per comprar uns *Drivers* que permetessin controlar fàcilment els transistors tot i no disposar d'un desacoblament magnètic.

El model escollit és el IR2110 propi per al control de transistors MOSFET's en diferents aplicacions, una de les quals es pròpiament el seu ús dins els convertidors. Aquest *Driver* permet controlar dos transistors alhora, sense control complementari, però desacoblats l'un de l'altre permetint que els transistors puguin ser disparats correctament.

Per a poder implementar el control complementari es va emprar un inversor de senyal que invertia la senyal de polsos procedent del generador de funcions i d'aquesta forma, permetia un control complementari dels dos transistors amb un únic *Driver*.

13.1.4. Fonts i Generadors de funcions

Per l'alimentació dels *Drivers* així com del xip inversor del senyal modulad, es disposa de la font de baixa tensió model PE1542 del fabricant PHILIPS que incorpora 3 fonts independents de tensió contínua (una de 7 V i les altres dues de 20 V).

Per la tensió d'entrada del convertidor s'ha emprat la font BREMI que incorpora dos fonts independents (esclau i màster) que arriben a 30 V cadascuna, de forma que juntes es poden obtenir fins a 60 V a l'entrada. A més, el corrent que suporta es alt arribant als 6 A cadascuna de les fonts per separat.

Finalment, el generador de funcions emprat és el HM8040 del fabricant HAMEG que permet disposar d'una ona rectangular d'amplitud i Duty Cycle variables, de forma que es pot veure si els convertidors treballen correctament a la màxima i mínima relació de conducció.

13.1.5. Procés de construcció

Per a la construcció física dels convertidors, es va decidir per separar en tres plaques les tres parts fonamentals que contenen elements de Hardware.

- **Placa del convertidor:** en aquesta placa es troben els *Drivers* dels transistors, el xip inversor de la senyal PWM així com les connexions als transistors MOSFETS els quals es troben aïllats d'aquesta placa perquè necessiten de dissipadors de potència els quals fan difícil i innecessari de ser introduïts en aquesta placa. A més, incorpora els borns de les alimentacions dels xips, de la tensió d'entrada i de la massa del circuit.

A la següent Fig 13.2 es pot veure la placa amb els components esmentats.

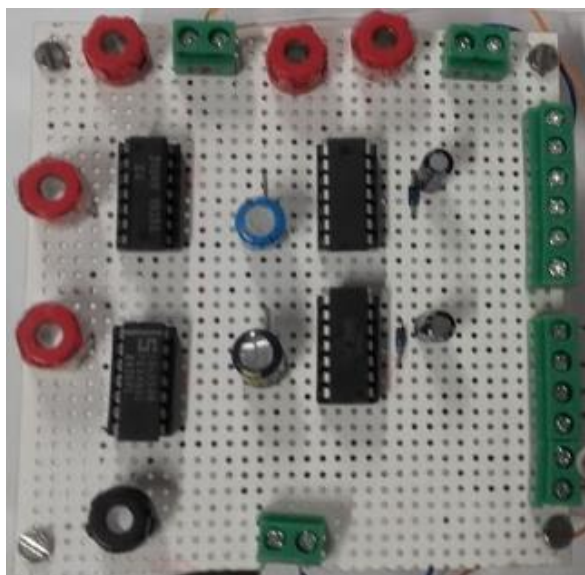


Fig 13.2: Placa del convertidor. (Font pròpia).

La disposició dels components s'ha realitzat per tal de facilitar la connexió entre les alimentacions sobre la placa, així com també la dels transistors. A continuació es mostra com més detalladament els elements que formen part d'aquesta placa.

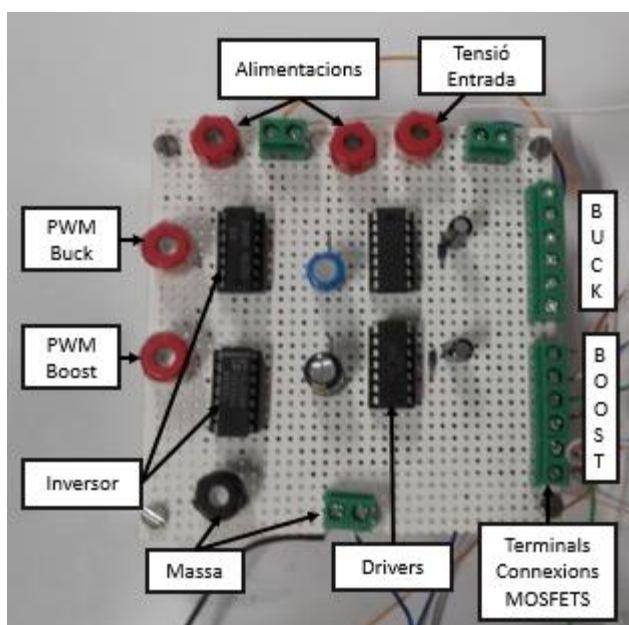


Fig 13.3: Placa del convertidor detallada. (Font pròpia).

- **Placa de càrregues:** com s'ha esmentat anteriorment, incorpora les diferents càrregues per als convertidors, així com també els terminals per a poder mesurar directament amb l'oscil·loscopi la tensió de sortida del convertidor a la càrrega corresponent. A la següent figura es mostra com ha quedat dissenyada la placa.

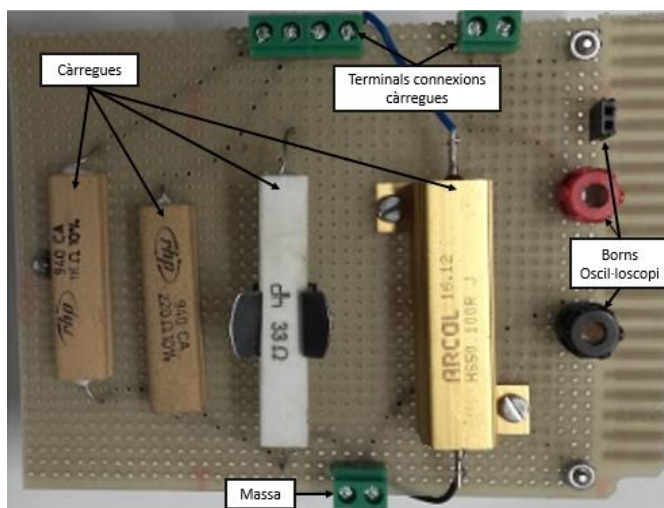


Fig 13.4: Placa de càrregues del convertidor. Valor dels resistors d'esquerra a dreta en Ω : 1k, 220, 33, 10. (Font pròpia).

El màxim valor de potència que aguanten aquestes càrregues són 50 W, per aquesta raó s'ha emprat una placa de càrregues regulables de 330 Ω . Amb aquesta placa de càrregues sí es possible augmentar la potència a la sortida, i d'aquesta forma poder fer passar més corrent a través de la mateixa. A la següent figura es mostra la placa de càrregues disponible al laboratori E3PACS.



Fig 13.5: Placa de càrregues de potència. (Font pròpia).

Com es pot observar a la **Fig 13.5** la placa conté 5 càrregues de $330\ \Omega$ cadascuna, de tal forma que no només té l'avantatge de que es poden ajustar cadascuna per separat a un valor òhmic determinat, sinó que a més es poden connectar entre elles en sèrie o paral·lel facilitant d'aquesta forma els canvis necessaris dins un alt rang possible de valors. Amb aquesta placa es podrà realitzar de forma ràpida i senzilla la regulació de càrregues dels convertidors i veure el seu comportament davant de la mateixa.

- **Placa de sensat:** està formada pels sensors de corrent necessaris en la majoria dels controls implementats. El sensor emprat, és el model LAH-25 NP del fabricant LEM, que permet sensar corrents de fins a 25 A. Els diferents corrents sensats en els diferents controls són: corrent de sortida, corrent pel condensador i corrent per l'inductor. Per evitar alimentar els diferents sensors per separat s'ha realitzat una placa que contingui tots tres sensors i d'aquesta forma poder mesurar conjuntament els corrents. En la següent figura es mostra la placa de sensat realitzada.

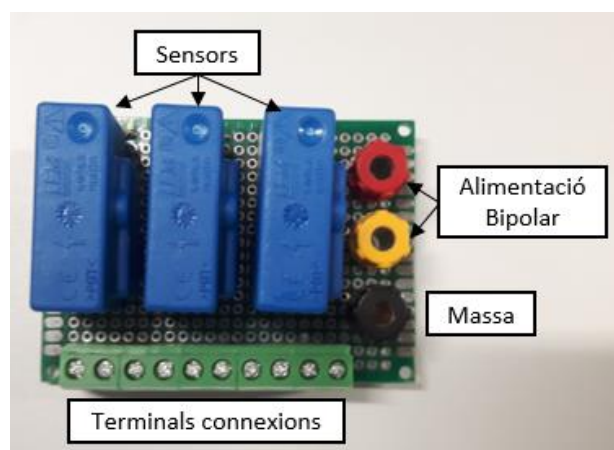


Fig 13.6: Placa de sensat. (Font pròpia).

Fins aquí s'ha vista la implementació a nivell de Hardware dels convertidors. L'altre element el qual no ha estat dissenyat però sí estudiat i utilitzat és el supercondensador gràcies al qual dins una microxarxa es podria tenir un element d'emmagatzematge d'alts valors d'energia en poc temps.

13.2. Software-DSP

Un cop es té realitzada la implementació a nivell de *Hardware* el següent punt es implementar el *Software* que podrà carregar el programa sobre la *DSP* i realitzar la metodologia *PIL*. El procés de generació de codi en *PSIM* per a carregar-lo sobre el *DSP* segueix unes pautes marcades per diferents components o entorns cadascun dels quals té una funcionalitat.

Aquests són:

- **PSIM:** entorn de simulació i anàlisi específicament dissenyat per a treballar amb elements electrònics i accionament de motors. Posseeix els blocs i mòduls bàsics que faciliten el desenvolupament e implementació de prototips.
- **Simcoder:** és una llibreria existent a PSIM la funció del qual és generar el codi en llenguatge C partint del model esquemàtic. Conté les llibreries per al Hardware objectiu, permetent d'aquesta forma carregar el codi directament en la plataforma específica.
- **CCS (Code Composer Studio):** entorn que a partir de l'arxiu en C creat per Simcoder el carrega sobre la plataforma especificada dintre del mateix entorn, en aquest cas, sobre la targeta F28335 de Texas Instruments.

A la següent figura es mostra esquemàticament el procés de generació de codi des de PSIM fins a la DSP de forma que permet realitzar el model PIL del sistema.

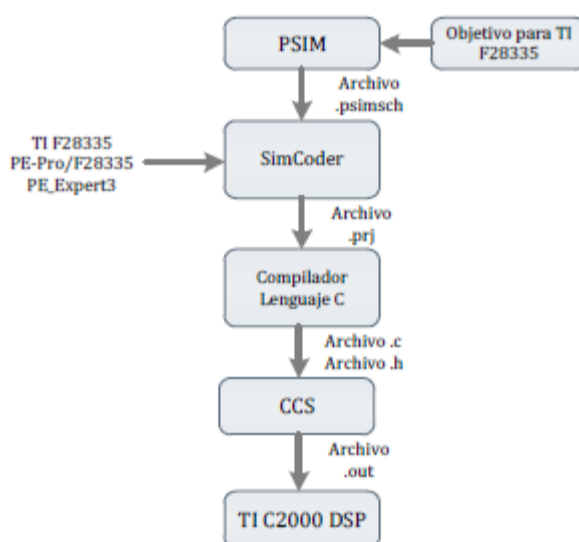


Fig 13.7: Procés de Generació de Codi des de PSIM fins a la DSP.(Font [26]).

Com bé s'ha dit, la eina *Simcoder* és de gran utilitat degut a que permet realitzar una programació gràfica del DSP. Dintre de *Simcoder* es troben diferents subllibreries i altres blocs interessants com ara el *Simcoder C Block* o *Global Variable*.

Simcoder C Block és el bloc de codi C. Es tracta d'un bloc interessant d'utilitzar en cas de voler realitzar un sistema de control o de seguretat senzill. D'aquesta forma es podria realitzar un petit codi el qual fos capaç de posar en funcionament el convertidor únicament si no detecta valors per sobre d'un límit

establert. El bloc es configura el nombre d'entrades, el de sortides i de quina manera ha de tractar les variables.

Global Variable és un altre bloc molt útil en la llibreria *Simcoder* ja que permet introduir variables globals les quals poden ser modificades en qualsevol moment o dependent d'altres variables mitjançant el codi dins l'eina anteriorment esmentada.

A la següent figura es mostren els blocs esmentats i les llibreries dins de *Simcoder*, sent de total importància la llibreria *F2833x Target* que conté tots els blocs que poden ser emprats per a realitzar el control amb la DSP que s'ha utilitzat en aquest treball, la targeta *F28335*.

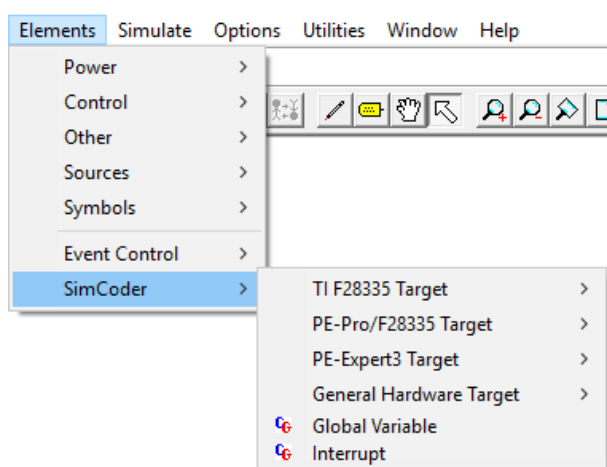


Fig 13.8: Llibreries i blocs dintre de *Simcoder*. (Font pròpia).

Dins de la llibreria de la targeta emprada, es troben més blocs que es poden dividir en dos categories diferents:

- Blocs de Configuració: configuren els diferents blocs que formen part del *DSP*, així com les variables i ports que formen part del mateix. Destaquen tres diferents:
 - **Hardware Configuration:** configura el comportament dels pins de la placa i de la targeta. Tots els pins estan numerats i s'anomenen GPIO. Segons quins siguin, alguns només tenen una funcionalitat específica. Les opcions que permeten configurar són els de senyal *PWM*, *Trip-Zone*, *Capture*, *ADC*, *Digital Inputs/Outputs (I/O)* i els ports de comunicació (*Serial Ports*).
 - **DSP Clock:** configura el cristall de quars utilitzat. Té uns valors determinats per a cada tipus de targeta. En la targeta *F28335* són 30 MHz de rellotge extern i 150 MHz de velocitat de la *DSP*.
 - **SCI Configuration:** configura el port de comunicació emprat, la velocitat de dades i la mida del *buffer*.

A continuació es mostren els blocs de configuració esmentats:

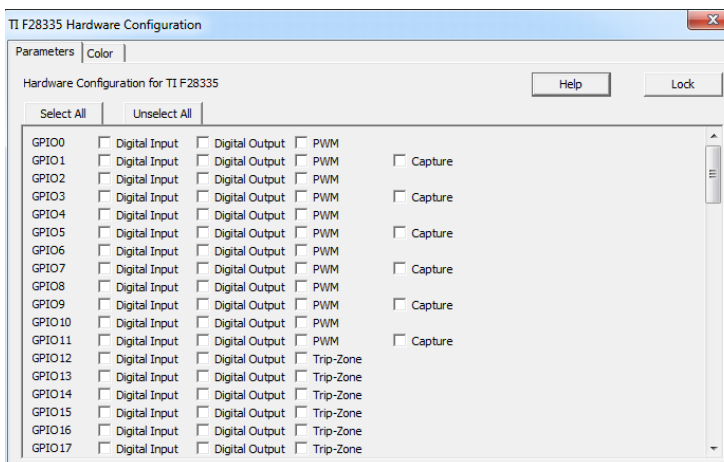


Fig 13.9: Bloc Hardware Configuration. (Font pròpia).

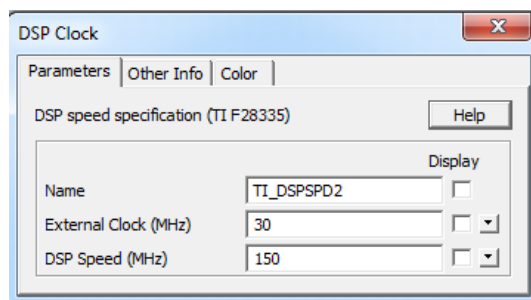


Fig 13.10: Bloc DSP Clock. (Font pròpia).

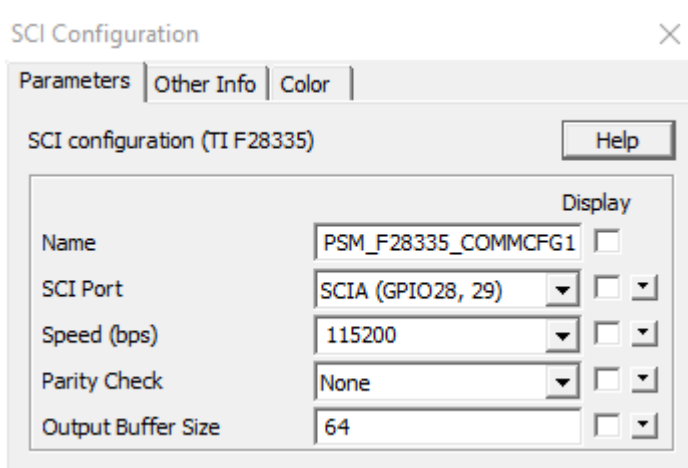


Fig 13.11: Bloc SCI Configuration. (Font pròpia).

- Blocs Funcionals: són els blocs que contenen les funcions bàsiques que permeten el control dels sistemes simulats. Dintre dels que existeixen els més importants i emprats són:
 - 1-Phase PWM: configura el mòdul *PWM*, de forma que es pot escollir per quin pin es vol introduir la senyal *PWM* que farà commutar els elements del sistema físic. Té diverses opcions per configurar entre les que es troben la freqüència de commutació, la banda morta, la forma i nivell de la portadora, l'amplitud de la portadora o diverses opcions de seguretat i del *ADC*.
 - Start/Stop PWM: permet el funcionament o l'aturada del bloc *PWM*.
 - A/D Converter: configura individualment els pins que tenen capacitat analògica. Les opcions disponibles són: *DC* (rang de 0 a 3V) o *AC* (rang de -1,5 a 1,5 V). També imposa el guany que serà inversament proporcional a la reducció realitzada físicament per no sobrepassar els límits del rang de treball de l'*ADC*.
 - SCI Input/Output: permeten comunicar-se amb variables d'entrada o sortida amb l'usuari. D'aquesta forma permeten la lectura d'una variable del sistema en temps real o bé introduir una consigna. Mitjançant l'eina *DSP Oscilloscope* es poden monitoritzar aquestes variables.

A continuació es mostren alguns dels blocs esmentats i utilitzats en el disseny del control realitzat:

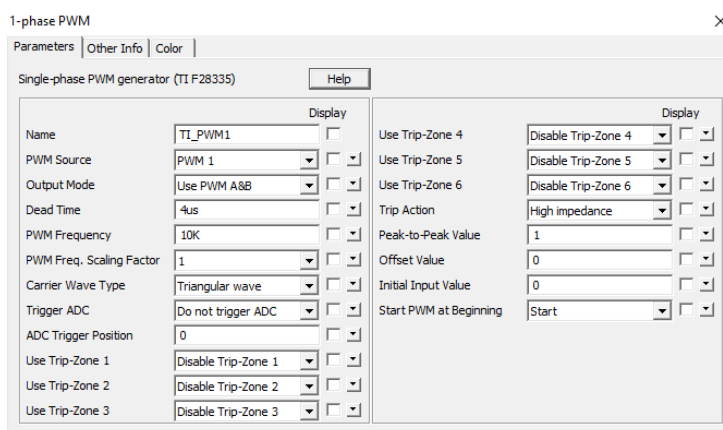


Fig 13.12: Bloc 1-Phase PWM. (Font pròpia).

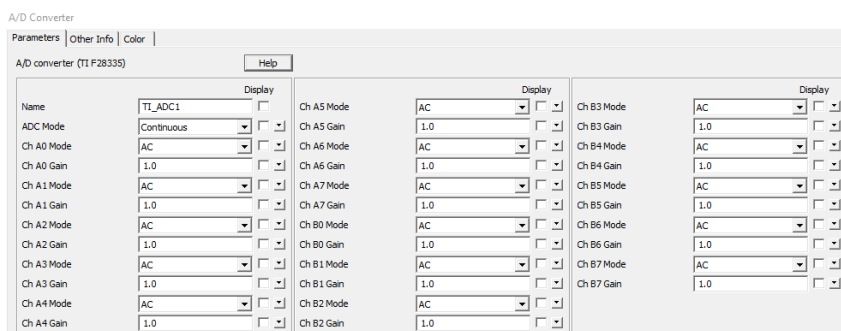


Fig 13.13: Bloc A/D Converter. (Font pròpia).

Finalment, i a mode de resum es mostra la llibreria completa de *Simcoder*, amb els blocs existents a la targeta de control F28335.

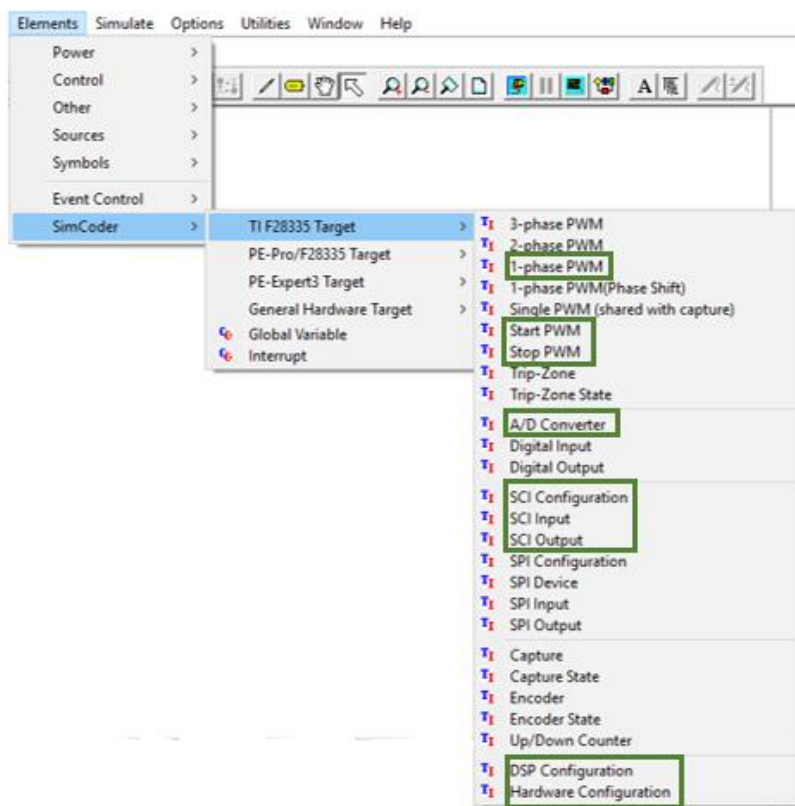


Fig 13.14: Blocs emprats de la llibreria TI F28335 Target de *Simcoder*. (Font pròpia).

Un cop es tenen clars els blocs necessaris per a realitzar el mètode *PIL* mitjançant la *DSP* el següent pas és realitzar el disseny dels diferents controls emprant-los. Un dels conceptes que s'ha de tenir clar en el pas de utilitzar els blocs i esquemes de *PSIM* amb els blocs propis de *Simcoder*, es que s'ha de discretitzar el sistema, de forma que cal passar del domini temporal continu al discret.

Els únics blocs que s'han de canviar per a realitzar aquest canvi són els blocs PI. Un dels grans avantatges que proporciona *PSIM* és que disposa d'una calculadora que permet canviar d'un domini a un altre, en aquest cas permet passar del domini continu d'un bloc Proporcional-Integral al domini discret únicament introduint els paràmetres de la freqüència, constant proporcional i la constant integral.

A la següent figura es mostra un exemple de càlcul d'un bloc PI discretitzant-lo:

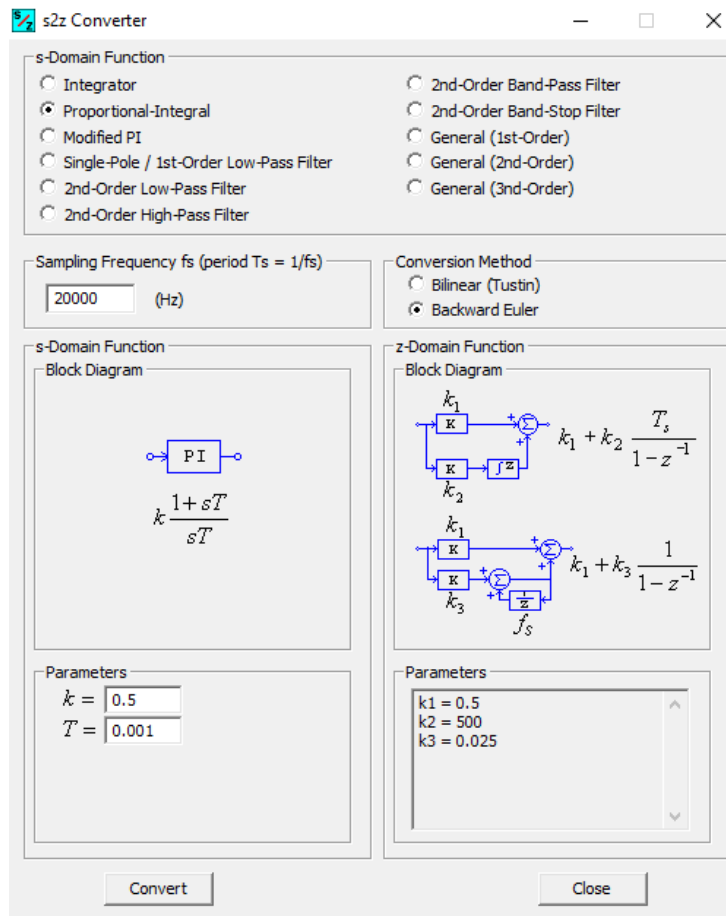


Fig 13.15: Calculadora de canvi de domini de treball de PSIM. (Font pròpia).

A partir d'aquesta discretització i dels blocs explicats anteriorment, es pot transcriure tots els convertidors dissenyats i simulats anteriorment per deixar-los preparats per ser carregats sobre la DSP.

13.2.1. Discretització dels convertidors

La discretització dels convertidors s'ha realitzat partint dels esquemes que havien estat implementats en PSIM a nivell energètic i de control. D'aquesta forma es tenen els diferents convertidors amb els seus respectius controls discretitzats i disposats per poder-los carregar directament sobre la DSP.

En primer lloc es presenta la transcripció del convertidor reductor controlat per tensió per poder veure la comparativa entre el format en temps continu i en temps discret.

El convertidor reductor amb control per tensió s'havia implementat mitjançant un compensador de tipus *PI* tal i com es mostra a la figura següent:

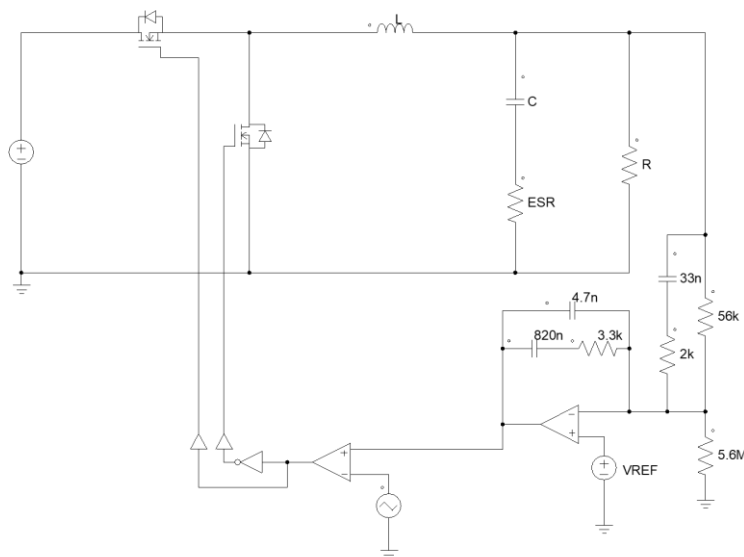


Fig 13.16: Convertidor reductor amb control per tensió en el domini continu. (Font pròpia).

El compensador d'aquest convertidor es podria substituir fàcilment en el mateix domini emprant un bloc *PI* de forma que el comportament seria el mateix. Realitzant la discretització i adoptant els blocs de *Simcoder* necessaris per a poder realitzar la implementació del control sobre la *DSP* el nou esquema que queda és el que es mostra a la següent pagina. A més de l'esquemàtic complet del convertidor reductor amb control per tensió es mostren la rest d'esquemàtics dels diferents controls estudiats, simulats i implementats per a tots dos convertidors.

Per al cas del convertidor elevador amb control per inversió, no ha estat possible realitzar correctament la discretització. Tot i haver sintonitzat els blocs *PI* i afegir alguna millora el resultat simulat no ha estat òptim per la qual cosa s'ha decidit no implementar aquesta topologia de control en aquest convertidor mitjançant la *DSP*.

A continuació es mostren els controls que sí han estat discretitzats.

13.2.1.1. Convertidor reductor amb control per tensió

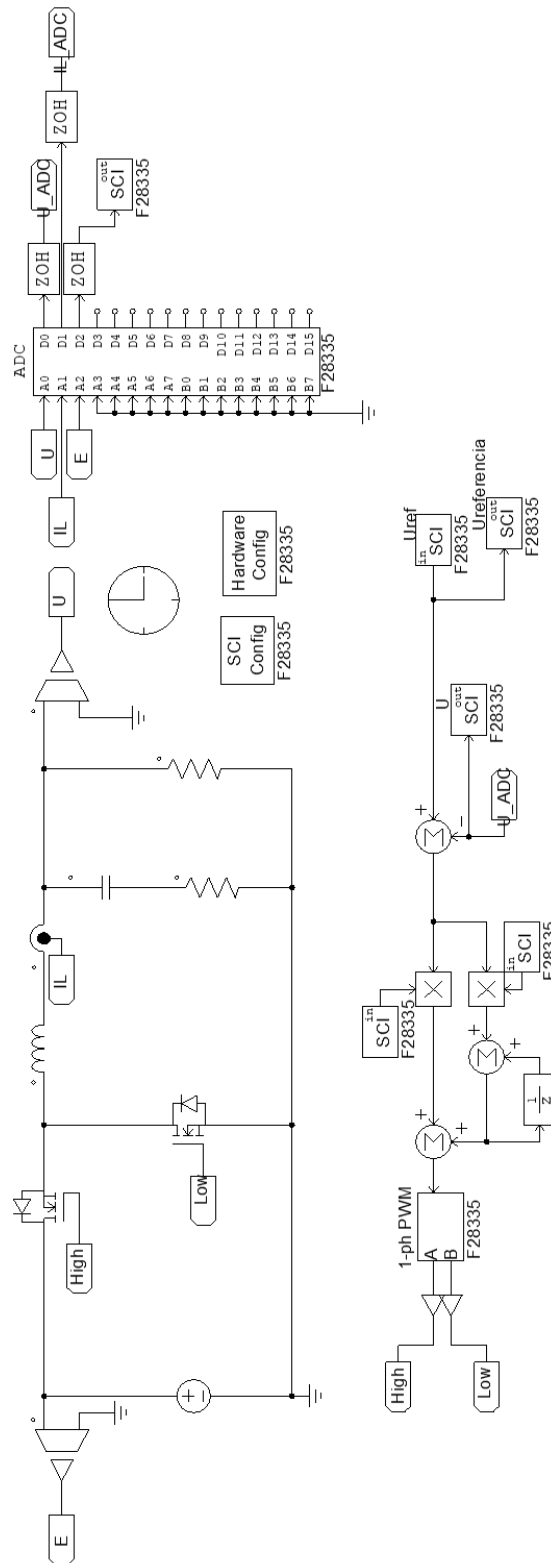


Fig 13.17: Convertidor reductor amb control per tensió discretitzat i amb els blocs de la DSP. (Font pròpia).

13.2.1.2. Convertidor reductor amb control per corrent

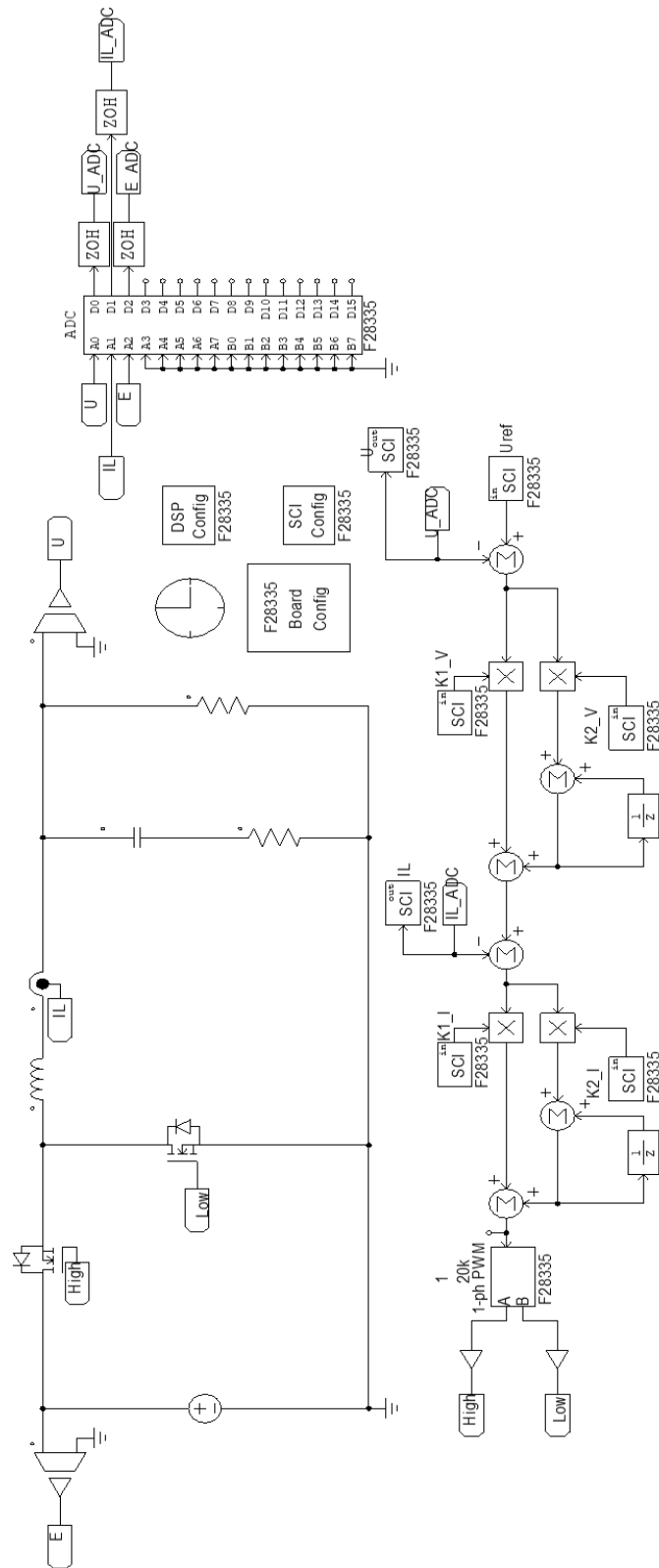


Fig 13.18: Convertidor reductor amb control per corrent discretitzat i amb els blocs de la DSP. (Font pròpia).

13.2.1.3. Convertidor reductor amb control per inversió

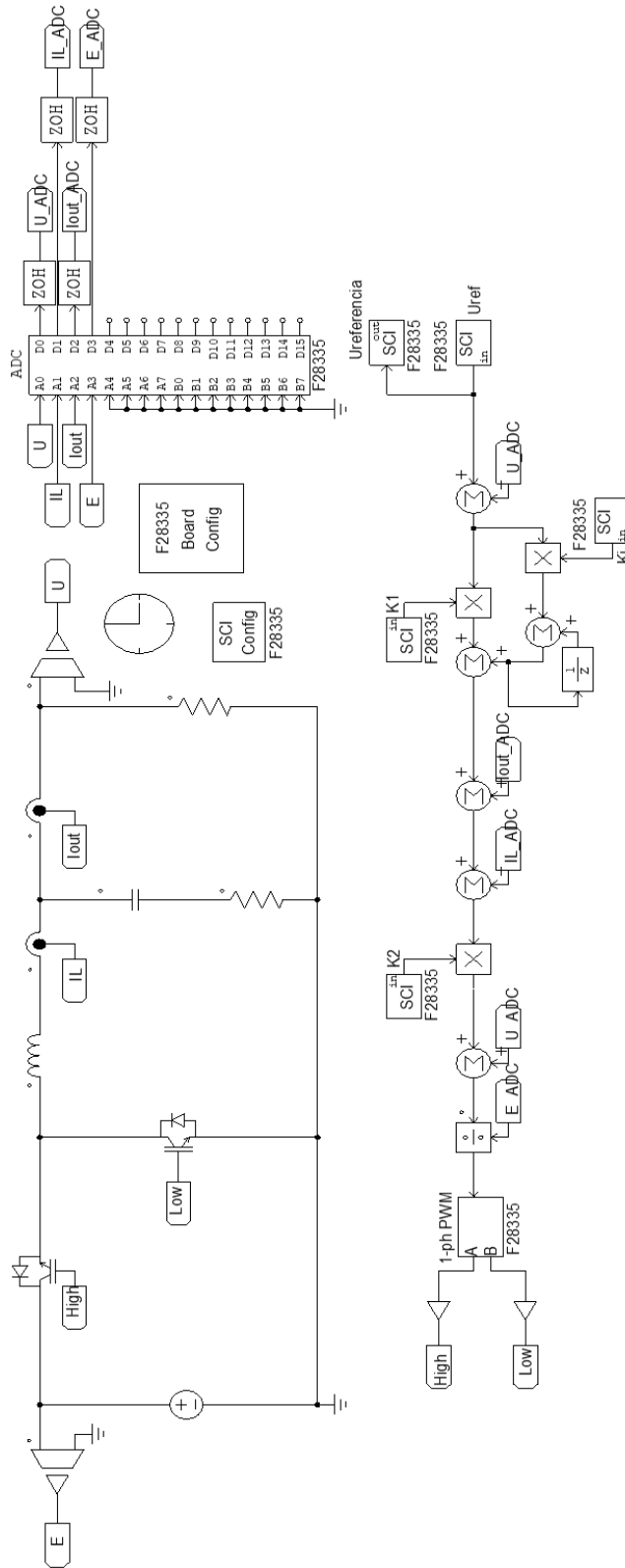


Fig 13.19: Convertidor reductor amb control per inversió discretitzat i amb els blocs de la DSP. (Font pròpia).

13.2.1.4. Convertidor elevador amb control per corrent

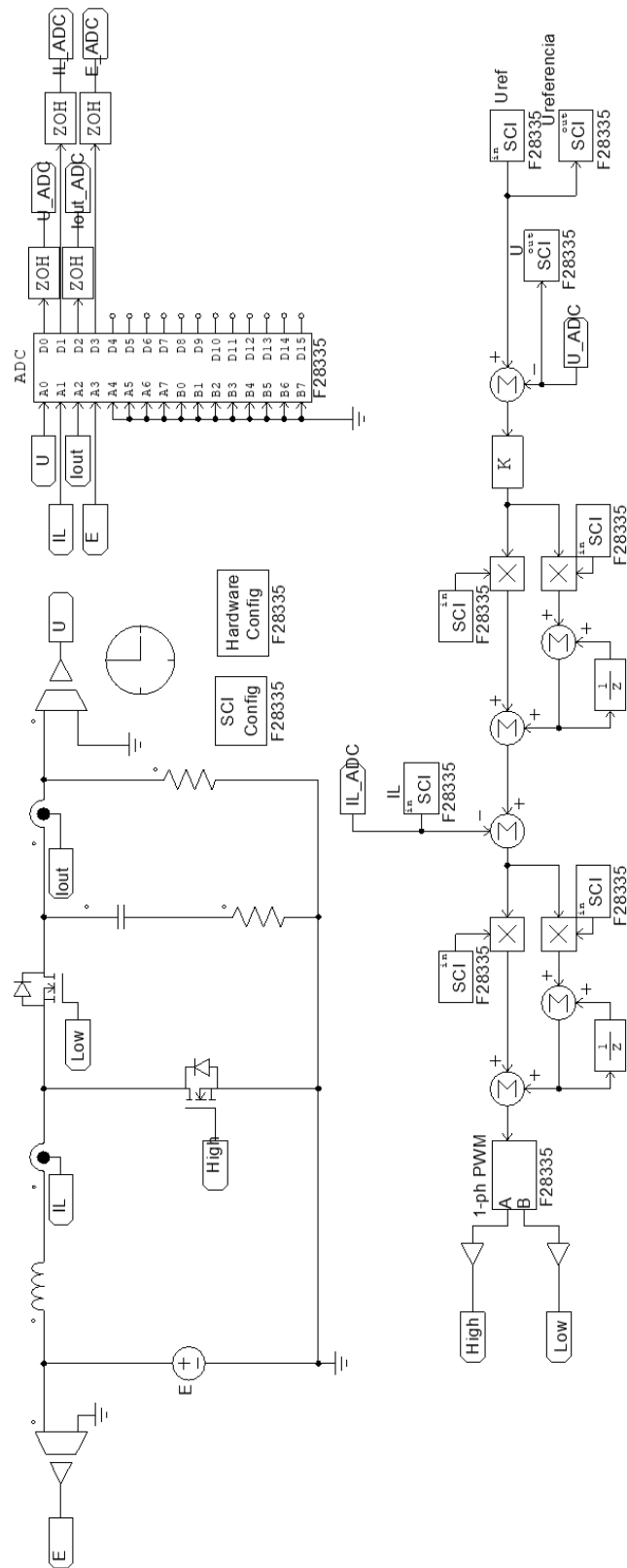


Fig 13.20: Convertidor elevador amb control per corrent discretitzat i amb els blocs de la DSP. (Font pròpia).

13.3. Tractament de senyals

Per a realitzar el control en llaç tancat amb la *DSP*, és necessari tractar correctament els senyals per a que els pugui rebre correctament dintre del rang de treball. Aquests senyals poden ser de dos tipus: analògics o digitals. La seva naturalesa és completament diferent i en funció del control emprat es faran servir d'una forma o una altra. Per aquesta raó és necessari realitzar un bon tractament dels senyals per tal de que el *DSP* rebí o envii la informació correctament amb les menors pèrdues en adquisició i mostreig possibles.

13.3.1. Senyals digitals

Els senyals digitals amb els que treballa la *DSP* poden ser entrades o sortides. Un senyal es considera com a entrada o sortida segons com queda referenciat sobre la *DSP*. D'aquesta forma es parla de senyal de sortida aquell en què la *DSP* el genera mentre que es parla de senyal d'entrada al valor digital que arriba a alguns dels pins de la placa.

Els únics senyals digitals d'entrada existents són els senyals d'error, fault o de lògica binària que poden provenir d'un sistema el qual porti incorporat un nivell lògic capaç d'enviar valors digitals. La *DSP* treballa a 3,3 V, per la qual cosa, en cas de voler enviar un nivell lògic de valor més alta caldria realitzar un *level shift* o adequació del nivell de tensió.

Els senyals de sortida que genera la *DSP* són els senyals *PWM*. Aquests també tenen el mateix rang de tensió, per la qual cosa en cas de voler un valor més elevat cal realitzar un altre *level shift*. Aquest problema ha sorgit en l'adequació del senyal *PWM* cap als *Drivers* dels transistors. El mínim valor de senyal per activar els *Drivers* és de 4 V, per la qual cosa s'ha d'implementar un sistema capaç d'augmentar els 3,3 V fins als 4 V i així poder activar els transistors.

A partir d'una porta analògica *NOT*, necessària per a realitzar el senyal complementari que va al transistor de nivell baix del convertidor, s'ha realitzat aquest augment. Això ha estat possible ja que el xip emprat, que és el model 7404 permet invertir un senyal lògic aplicat a l'entrada a un de sortida el valor alt del qual és la tensió d'alimentació del xip. Com aquest xip està format per 4 portes *NOT* aïllades, utilitzant dues portes és possible tenir tant el senyal de la *PWM* procedent de la *DSP* augmentat a 4 V i amb els dos senyals complementaris per atacar el nivell baix i alt del *Driver* directament.

13.3.2. Senyals analògics

Els senyals analògics són aquells que són sensats i introduïts a la *DSP* per a realitzar el control amb l'adquisició de les dades obtingudes. Aquests senyals per al cas dels convertidors realitzats corresponen a nivells de tensió i corrent als diferents punts del circuit. Per aquesta raó, i tenint en compte que els commutadors generen sobrepics puntuals en la commutació és necessari tractar bé per tal de no danyar la *DSP* introduint un valor més elevat del que pot suportar.

El rang de treball de l'ADC és de 0 a 3 V amb senyals de tipus DC (és a dir, senyals més grans que zero) i de -1,5 a 1,5 V amb senyals de tipus AC (senyals positius i negatius). Per tal de maximitzar la qualitat del control interessa aprofitar el màxim possible el rang de treball, al mateix temps que s'assegura no entraran senyals superiors a aquest valor. La limitació dels valors al rang de treball s'ha realitzat amb simples divisors de tensió.

13.4. Banc de treball

A la següent figura es mostra el banc de treball amb tots els components, fonts i elements que s'han fet servir per a la completa implementació del disseny.

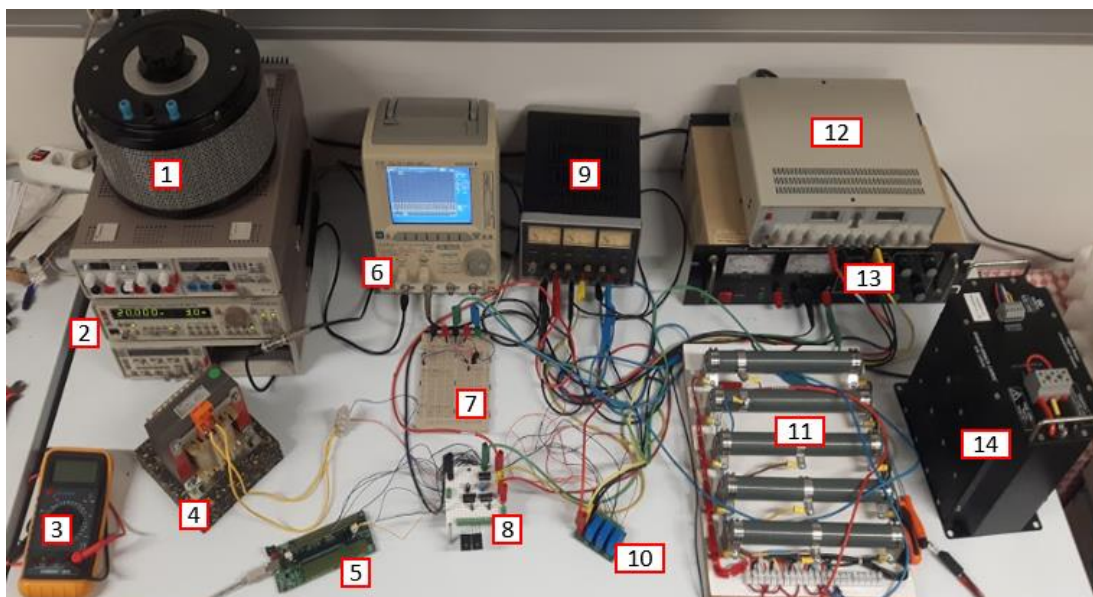


Fig 13.21: Banc de treball. Reòstat d'1 k Ω (1), generador de funcions (2), multímetre (3), inductància de 5 mH (4), placa DSP(5), Oscil·loscopi (6), protoboard amb divisors de tensió (7), placa de convertidors (8), font d'alimentació PE 1542 (9), placa de sensat (10), placa de càrregues regulables (11), font d'alimentació FA-665 (12), font d'alimentació d'alt corrent BREMI (13) i el supercondensador (14).

14. Resultats experimentals

Per a la determinació dels resultats experimentals s'ha seguit un ordre cronològic davant els passos que s'han dut a terme fins a aconseguir la implementació total del sistema. Totes les captures s'han realitzat amb l'oscil·loscopi YOKOGAWA que disposa de 4 canals de mesura.

Per a totes les mesures capturades s'ha posat la massa del sistema a 1 divisió per sobre del mínim que disposa l'eix vertical de l'oscil·loscopi. D'aquesta forma es pot comparar de forma ràpida i senzilla les

14.1. Transistors i Drivers

En el disseny i la implementació dels convertidors primerament s'ha realitzat la comprovació de que els *Drivers* escollits es comporten correctament amb un senyal provinent de l'oscil·loscopi, fet que com s'havia esmentat anteriorment, amb mòduls específics de *Drivers* del fabricant SEMICODE no s'havia aconseguit. El resultat obtingut amb els *Drivers* IR2110 es mostra a la següent figura:

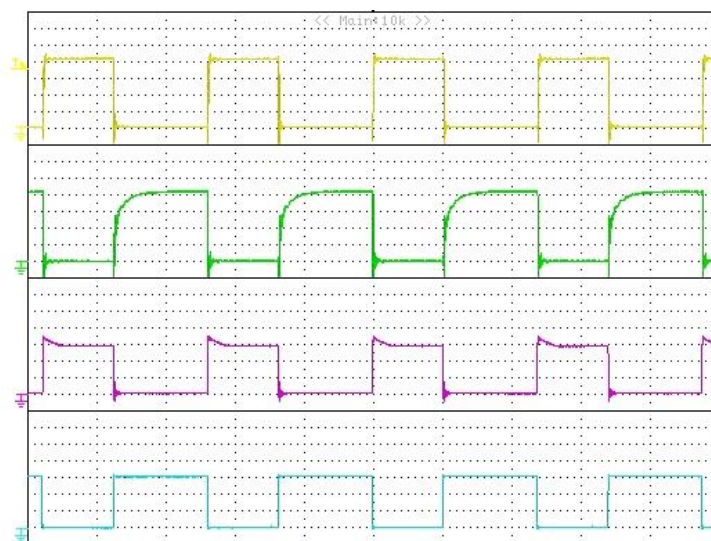


Fig 14.1: Resposta dels *Drivers* IR2110. Senyal de sortida de nivell baix del *Driver* (CH I - Groc), senyal de sortida de nivell alt del *Driver* (CH II - Verd), senyal d'entrada PWM de nivell baix (CH III - Lila) i senyal d'entrada PWM de nivell alt (CH IV - Blau).
Eix vertical: (CH I): 2 V/div, (CH II): 2 V/div, (CH III): 2 V/div, (CH IV): 2 V/div. Eix horitzontal: 20 μ s/div. (Font pròpia).

Un cop s'ha comprovat que els *Drivers* funcionen correctament, el següent pas ha estat comprovar la correcta commutació dels transistors. Per a dur a terme aquest estudi, només ha estat necessari introduir un senyal rectangular a la porta del transistor MOSFET, i amb una resistència entre la tensió d'alimentació V_{CC} i el drenador del transistor, veure la tensió en el drenador. Un esquema d'aquest petit muntatge es veu reflectit a la Fig 14.2.

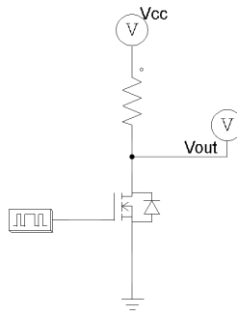


Fig 14.2: Esquema elèctric per a veure el comportament del transistor. (Font pròpia).

El comportament del transistor es mostra a la següent figura, on es pot veure com efectivament actua correctament.

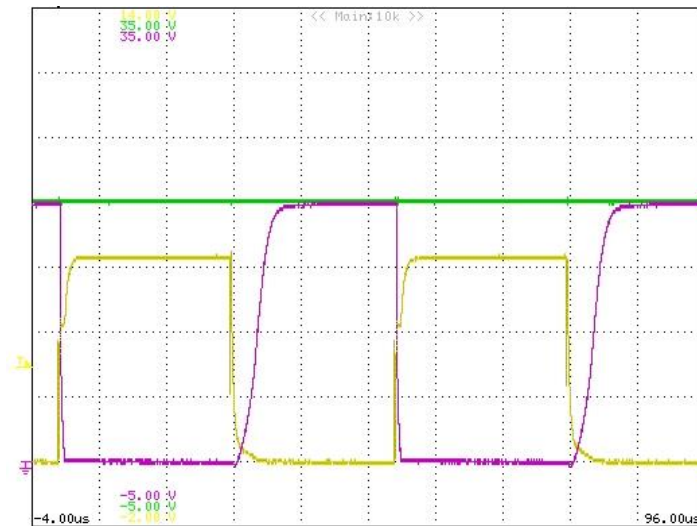


Fig 14.3: Comportament del transistor. Senyal de PWM a la porta (CH I - Groc), tensió Vcc (CH II - Verd) i senyal de sortida del drenador (CH III - Lila). Eix vertical: (CH I): 2 V/div, (CH II): 5 V/div, (CH III): 5 V/div. Eix horitzontal: 10 µs/div. (Font pròpia).

Tal i com es pot comprovar a partir de la Fig 14.3 el transistor es comporta correctament. Quan la tensió a la porta és positiva, el transistor satura sent la tensió de drenador pràcticament nul·la. En canvi, quan no hi ha tensió per la porta, la tensió al drenador és la mateixa que a la que s'ha alimentat (Vcc) que en aquest cas són 20 V.

El següent pas, ha estat veure el comportament d'un trossegador, és adir, implementant els dos transistors com la configuració de convertidor reductor, però sense els elements acumuladors com el condensador i l'inductor, s'ha vist la resposta davant d'una càrrega. A aquest sistema també se l'anomena *Chopper*.

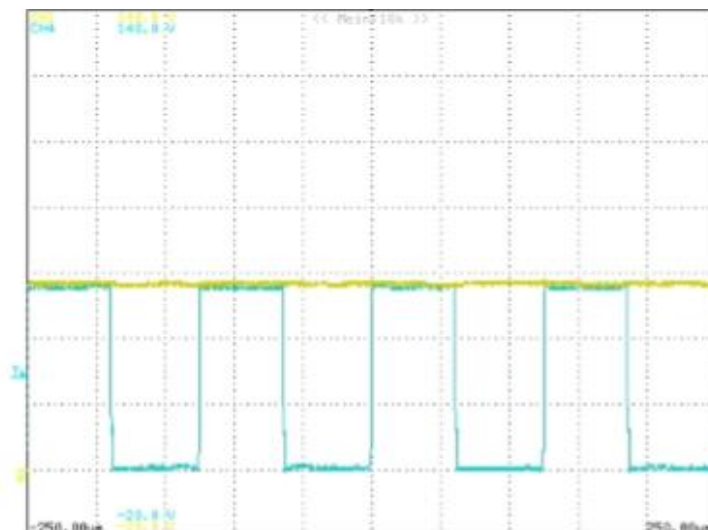


Fig 14.4: Resposta del sistema trossejador o Chopper amb relació de conducció de 0,5. Bus de DC (CH I - Groc) i sortida del sistema (CH IV - Blau). Eix vertical: (CH I): 2 V/div, (CH IV): 2 V/div. Eix horitzontal: 50 μ s/div. (Font pròpia).

De la Fig 14.4 es pot contemplar que el funcionament del sistema trossejador és el correcte, de forma que a la càrrega únicament veu la caiguda de tensió del transistor alt, ja que el baix es troba referenciat a massa. I d'aquesta forma, la forma d'ona que es veu a la càrrega ha de ser exactament igual que la del transistor en nivell alt com efectivament succeeix.

El següent pas ja és introduir els elements acumuladors d'energia, que són l'inductor i el condensador de tal forma que es pugui veure el funcionament del convertidor reductor i del convertidor elevador.

14.2. Convertidor Reductor

El primer dels convertidors dissenyats i del qual s'han capturat els primers resultats experimentals ha estat el convertidor reductor que presenta un comportament lineal. Primerament s'ha estudiat el sistema en llaç obert i seguidament ja s'ha introduït el control per mitjà de la *DSP* emprant la tècnica *PIL*.

14.2.1. Llaç obert a baixa tensió

Per a comprovar el correcte funcionament del convertidor reductor s'ha realitzat el muntatge del mateix en llaç obert a baixes tensions. Per a veure el seu comportament s'ha variat la relació de conducció per poder garantir que funciona correctament en el rang de possibles valors. Per a comprovar que efectivament els valors capturats amb l'oscil·loscopi són els esperats, s'ha simulat per a cada captura el convertidor en el règim al qual se'l fa treballar.

Per a realitzar el senyal PWM s'ha emprat un senyal de polsos produït amb el generador de funcions HM8130 de HAMEG. Aquest senyal pot variar el seu cicle de treball des d'un valor mínim nul fins a un valor màxim del 80%.

Primerament s'ha realitzat l'estudi del convertidor reductor contemplat la tensió de sortida vers la d'entrada amb una relació de conducció baixa per assegurar que funcioni bé i la tensió a la sortida és pràcticament nul·la. La tensió d'entrada introduïda per al primer estudi del convertidor reductor és de 15 V.

Amb una relació de conducció entorn al 15% la captura realitzada és la següent.

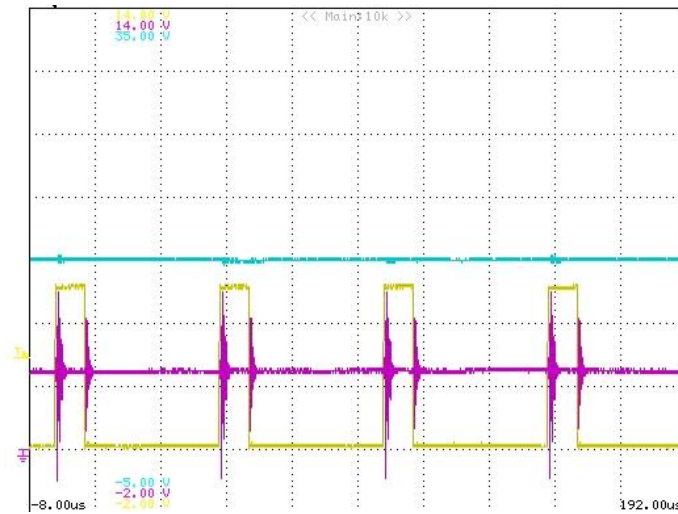


Fig 14.5: Convertidor reductor enllaç obert amb una relació de conducció del 15%. Senyal PWM (CH I - Groc), tensió de sortida (CH III - Lila) i tensió al bus DC d'entrada (CH IV - Blau). Eix vertical: (CH I): 2 V/div, (CH III): 2 V/div, (CH IV): 5 V/div. Eix horitzontal: 20 µs/div. (Font pròpia).

Com es pot observar de la Fig 14.5 la tensió a la càrrega queda reduïda per la relació de conducció introduïda complint d'aquesta forma amb la equació del convertidor reductor que és:

$$U = \delta \cdot E \tag{14.1}$$

Efectivament, amb un Duty-Cycle d'aproximadament un 15% davant una tensió d'entrada de 15 V la tensió de sortida que s'espera és de 2,25 V tal i com es pot observar a la Fig 14.5.

Com es pot veure, el problema es que en els moments en que entren en tall i conducció els transistors, apareixen uns sobrepics els quals es poden retallar amb un filtre passa-baixos introduint un condensador a la càrrega de sortida.

A la següent figura es mostra la captura realitzada amb un petit filtre passa-baixos a la sortida del convertidor posant a la càrrega un condensador ceràmic de 10 nF.

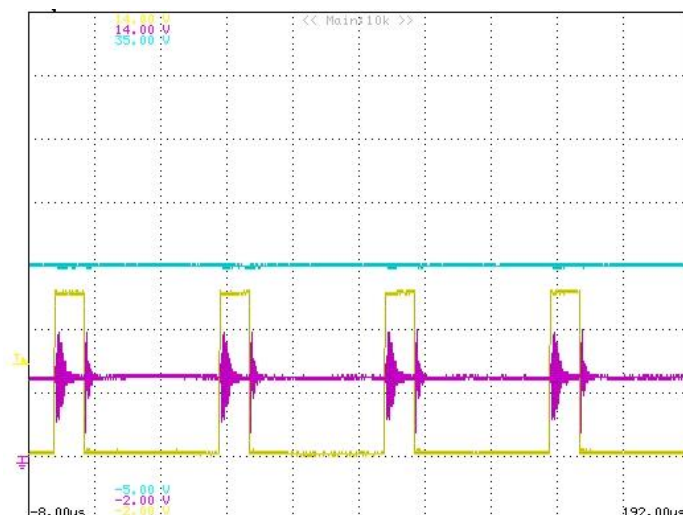


Fig 14.6: Convertidor reductor enllaç obert amb una relació de conducció del 15% i condensador a la sortida. Senyal PWM (CH I - Groc), tensió de sortida (CH III - Lila) i tensió al bus DC d'entrada (CH IV - Blau). Eix vertical: (CH I): 2 V/div, (CH III): 2 V/div, (CH IV): 5 V/div. Eix horitzontal: 20 μ s/div. (Font pròpia).

Com es pot observar a partir de la captura anterior, la tensió de sortida presenta menys sobrepic tot i que triga una mica més de temps en establir-se. Un dels avantatges que té l'oscil·loscopi emprat per a capturar els resultats és que porta un filtre intern el qual es pot variar per aconseguir veure una resposta més estable, tot i que a la realitat s'hauria d'introduir el filtre passa-baixos amb components passius. A continuació es mostra la mateixa captura emprant aquest filtre:

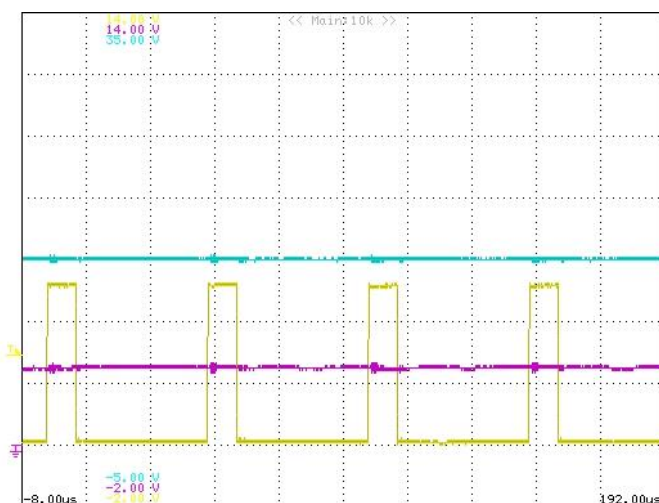


Fig 14.7: Convertidor reductor enllaç obert amb una relació de conducció del 15% i filtre de l'oscil·loscopi. Senyal PWM (CH I - Groc), tensió de sortida (CH III - Lila) i tensió al bus DC d'entrada (CH IV - Blau). Eix vertical: (CH I): 2 V/div, (CH III): 2 V/div, (CH IV): 5 V/div. Eix horitzontal: 20 μ s/div.

En efecte es pot observar com el filtre passa-baixos de l'oscil·loscopi millora la forma de la tensió de sortida eliminant els sobrepics en els moments de commutació dels transistors.

Per tal de corroborar que el sistema en llaç obert per aquesta consigna treballa correctament s'ha comparat amb la simulació en *PSIM*. No s'ha pogut emprar l'eina *DSP Oscilloscope* degut a que com el sistema es troba obert, no es poden capturar valors que puguin assegurar que el sistema opera correctament. A la següent figura es mostra la resposta simulada del convertidor reductor:

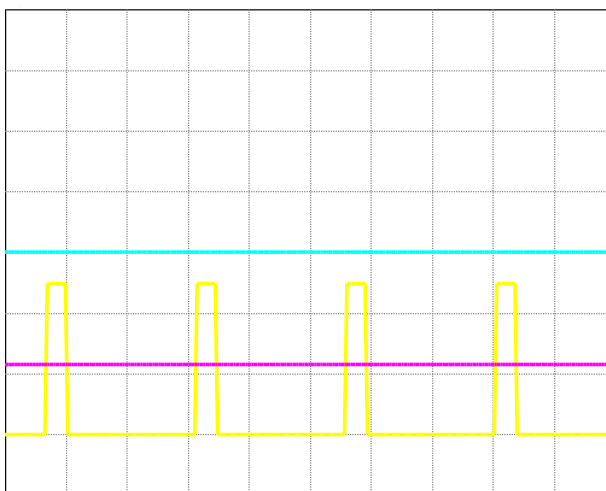


Fig 14.8: Simulació del convertidor reductor en llaç obert amb una relació de conducció del 15%. Senyal PWM (CH I - Groc), tensió de sortida (CH III - Lila) i tensió al bus DC d'entrada (CH IV - Blau). Eix vertical: (CH I): 2 V/div, (CH III): 2 V/div, (CH IV): 5 V/div. Eix horitzontal: 20 μ s/div. (Font pròpia).

Efectivament es pot comprovar com la resposta simulada és la mateixa que la capturada experimentalment amb l'oscil·loscopi del laboratori E3PACS.

Introduint ara una relació de conducció pràcticament nul·la es pot comprovar com no hi ha caiguda de tensió a la càrrega, motiu pel qual es pot dir que el convertidor redueix totalment la tensió d'entrada del circuit. La captura es mostra a la **Fig 14.9**.

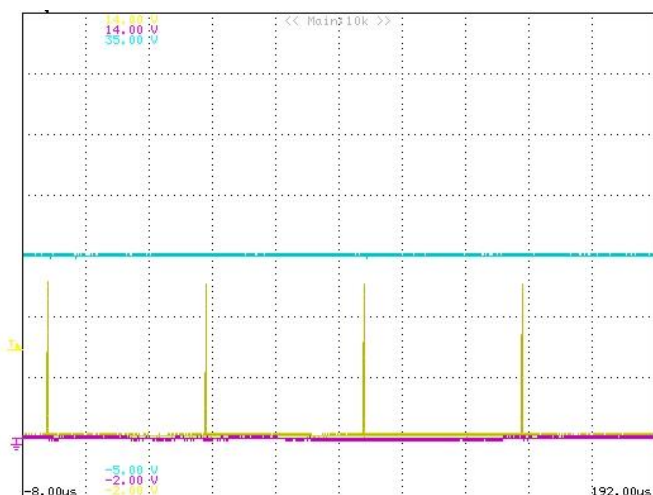


Fig 14.9: Convertidor reductor en llaç obert amb una relació de conducció del 1%. Senyal PWM (CH I - Groc), tensió de sortida (CH III - Lila) i tensió al bus DC d'entrada (CH IV - Blau). Eix vertical: (CH I): 2 V/div, (CH III): 2 V/div, (CH IV): 5 V/div. Eix horitzontal: 20 μ s/div. (Font pròpia).

De la mateixa forma que per la consigna de treball anterior s'ha realitzat la simulació del sistema per a una relació de conducció pràcticament nul·la tenint el següent resultat:

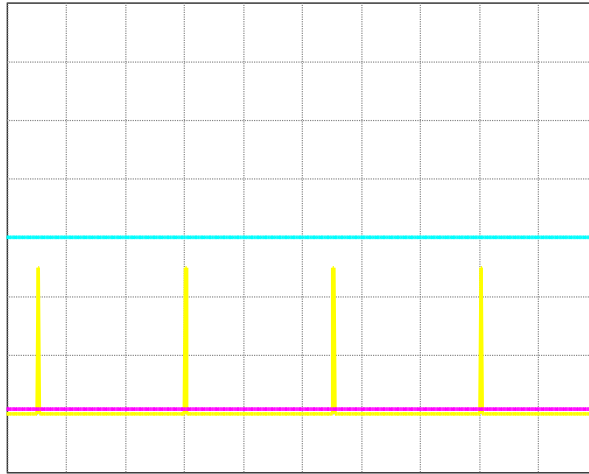


Fig 14.10: Simulació del convertidor reductor en llaç obert amb una relació de conducció de l'1%. Senyal PWM (CH I - Groc), tensió de sortida (CH III - Lila) i tensió al bus DC d'entrada (CH IV - Blau). Eix vertical: (CH I): 2 V/div, (CH III): 2 V/div, (CH IV): 5 V/div. Eix horitzontal: 20 μ s/div. (Font pròpia).

El resultat torna a ser l'esperat tenint a la sortida un valor pràcticament nul degut a una relació de conducció tan baixa.

Un cop s'ha vist que el convertidor *Buck* es comporta correctament per a relacions de conducció inferiors al 50%, el següent pas és observar si a major relació de conducció segueix funcionant correctament. Amb una relació de conducció del 50% s'espera trobar a la sortida una tensió que sigui la meitat que la d'entrada. A la Fig 14.11 apareix la captura realitzada amb l'oscil·loscopi:

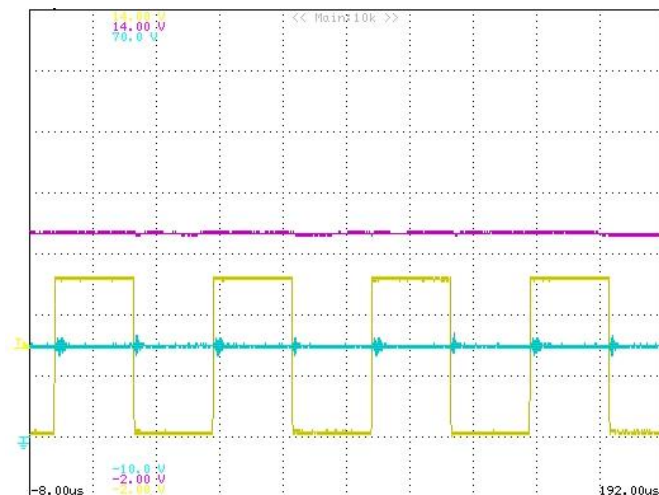


Fig 14.11: Convertidor reductor en llaç obert amb una relació de conducció del 50%. Senyal PWM (CH I - Groc), tensió de sortida (CH III - Lila) i tensió al bus DC d'entrada (CH IV - Blau). Eix vertical: (CH I): 2 V/div, (CH III): 2 V/div, (CH IV): 10 V/div. Eix horitzontal: 20 μ s/div. (Font pròpia).

Com es pot observar de la *Fig 14.11* el comportament és l'adequat, sent la tensió a la càrrega d'aproximadament 7,5 V amb una relació de conducció del 50%. A la sortida es té doncs, una tensió reduïda a la meitat del valor de la tensió d'entrada. La resposta simulada per aquesta relació de conducció és la següent:

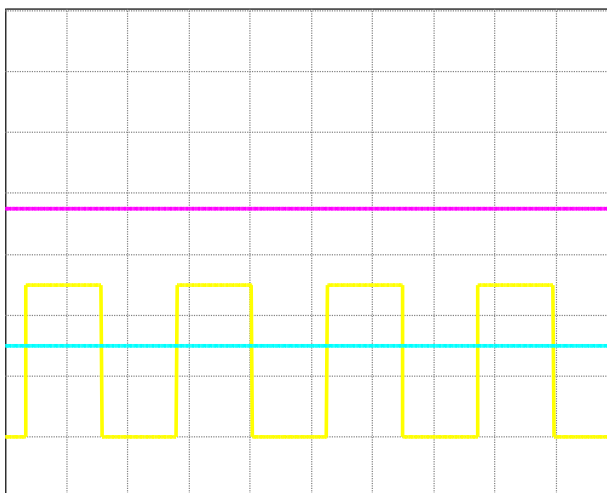


Fig 14.12: Simulació del convertidor reductor en llaç obert amb una relació de conducció del 50%. Senyal PWM (CH I - Groc), tensió de sortida (CH III - Lila) i tensió al bus DC d'entrada (CH IV - Blau). Eix vertical: (CH I): 2 V/div, (CH III): 2 V/div, (CH IV): 10 V/div. Eix horitzontal: 20 μ s/div. (Font pròpia).

Com es pot observar, en aquest cas la tensió de sortida varia lleugerament del valor real, tot i això la diferència no és molt elevada i es pot considerar correcte el funcionament real. De totes formes, per tal d'assegurar-ho s'ha augmentat la relació de conducció per tal de veure si la resposta dista de la esperada a altes relacions de conducció o si es correcta.

En aquest cas s'ha mesurat la caiguda de tensió en el punt intermedi de la branca de transistors, per tal de veure que en efecte el seu comportament és l'adequat, així com la forma d'ona del corrent per l'inductor. Per tal de realitzar la captura de la forma d'ona del corrent ha sigut necessari capturar-la en AC així com ajustar l'ample de banda de l'oscil·loscopi a 40 kHz degut a que el senyal original presentava molt soroll. Això es degut a que la tensió imposada a l'entrada en aquest primer estudi és bastant petita, i sent la càrrega de 100 Ω el corrent era pràcticament nul. A la següent captura es mostra el detall del corrent sensat per l'inductor (permet veure l'arissada del corrent) i la tensió en el punt intermedi de la branca de transistors.

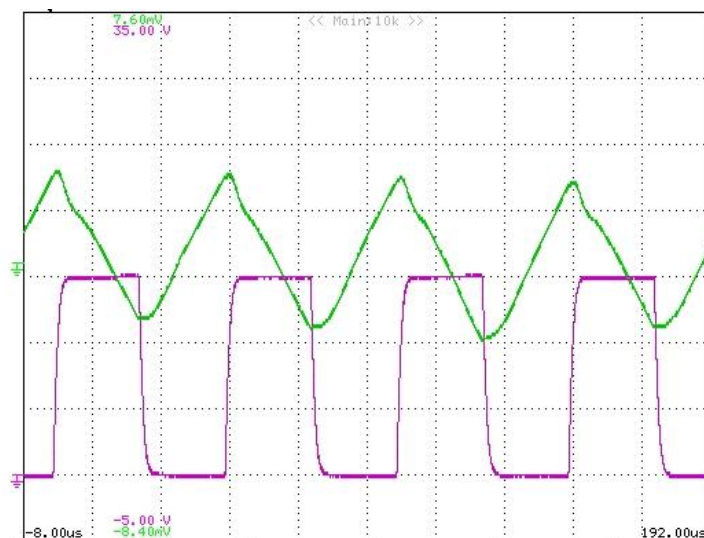


Fig 14.13: Convertidor reductor en llaç obert amb una relació de conducció del 50%. Corrent per l'inductor (CH II - Verd) i tensió en el punt intermedi de la branca de transistors (CH III - Lila). Eix vertical: (CH II): 2 mA/div, (CH III): 5 V/div. Eix horitzontal: 20 μ s/div. (Font pròpia).

De la Fig 14.13 es pot comprovar el correcte funcionament dels transistors, diferenciant el moment en que es troben en conducció o oberts. Com s'està mesurant la caiguda de tensió en el punt intermedi de la branca de transistors, directament s'està veient la tensió sobre el transistor que actua com a díode, és a dir, el de nivell baix.

Efectivament, es pot comprovar com quan el transistor activat per nivell baix es troba en conducció la tensió màxima a la que arriba és la tensió d'entrada de valor de 15 V. En aquesta situació, el circuit es troba en l'estat de descàrrega provocant que el corrent per l'inductor decreixi.

En canvi, quan el transistor que actua com a díode es troba en estat obert no veu caiguda de tensió entre els seus terminals, ja que condueix el transistor complementari i el sistema es troba en l'estat de càrrega per la qual cosa l'energia de la font va a parar a l'inductor que l'emmagatzema de tal forma que el corrent que veu creix linealment.

Efectivament, amb el detall del corrent per l'inductor es pot observar la forma d'ona triangular, que representa com va creixent i decreixent el corrent segons si es troba en l'estat de càrrega (rep energia de la font d'entrada) o de descàrrega (dóna l'energia emmagatzemada cap a la càrrega).

Per finalitzar l'estudi del correcte funcionament del convertidor reductor a baixes tensions s'ha realitzat una última amb la màxima relació de conducció que proporciona el generador de funcions, sent aquest d'un 80% aproximadament. La resposta és l'esperada observant-se a la sortida una tensió d'uns 12 V, per la qual cosa compleix amb la expressió de la relació de conducció del convertidor *Buck*. La captura es la que es mostra a la següent Fig 14.14.

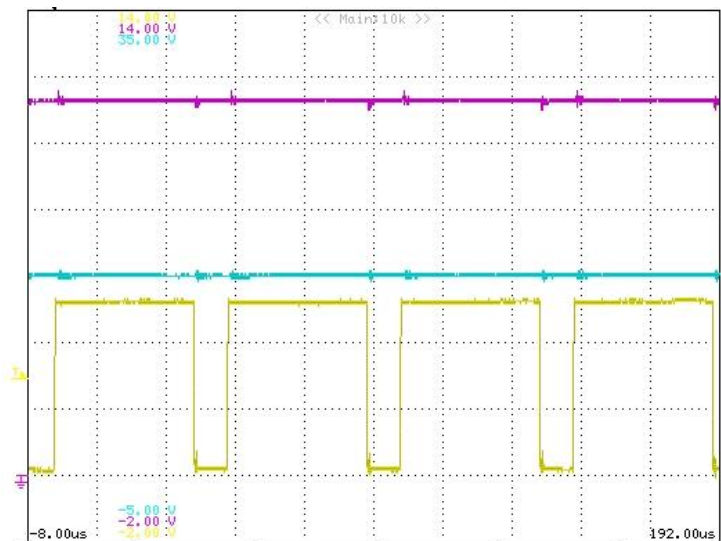


Fig 14.14: Convertidor reductor en llaç obert amb una relació de conducció del 80%. Senyal PWM (CH I - Groc), tensió de sortida (CH III - Lila) i tensió al bus DC d'entrada (CH IV - Blau). Eix vertical: (CH I): 2 V/div, (CH III): 2 V/div, (CH IV): 5 V/div. Eix horitzontal: 20 μs/div. (Font pròpia).

En efecte es pot veure que el comportament és l'adequat. El valor de tensió a la sortida és de 11,2 V sense arribar als 15 d'entrada degut a que la màxima relació de conducció del sistema és del 80%. La simulació realitzada per tal de veure si el valor trobat és el mateix que el simulat es mostra a continuació:

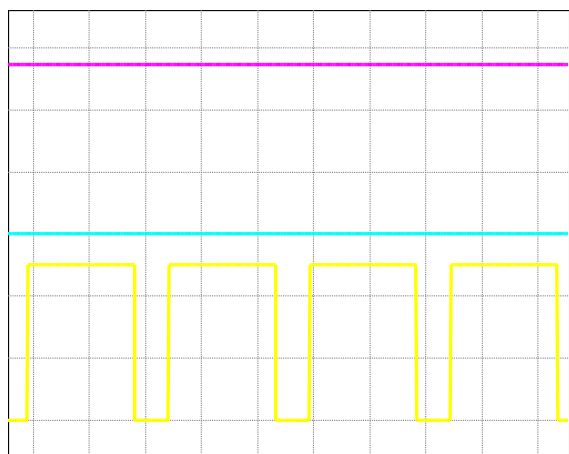


Fig 14.15: Simulació del convertidor reductor en llaç obert amb una relació de conducció del 80%. Senyal PWM (CH I - Groc), tensió de sortida (CH III - Lila) i tensió al bus DC d'entrada (CH IV - Blau). Eix vertical: (CH I): 2 V/div, (CH III): 2 V/div, (CH IV): 5V/div. Eix horitzontal: 20 μs/div. (Font pròpia).

Es pot veure com efectivament la resposta simulada és com la capturada al convertidor real. Un cop s'ha comprovat que el convertidor reductor opera correctament en llaç obert a baixes tensions, s'ha realitzat el mateix estudi augmentant la tensió d'entrada de la font d'alimentació fins el màxim que pot proporcionar, que és de 30 V.

14.2.2. Llaç obert

Un cop s'ha realitzat l'estudi del convertidor reductor a baixa tensió, el següent pas és realitzar-lo a més tensió i amb la placa de càrregues de $330\ \Omega$ per tal de poder veure la forma del corrent per l'inductor.

En aquest cas, la tensió d'entrada és de $28\ \text{V}$ i la càrrega emprada ha estat primerament la de $33\ \Omega$, per la qual cosa el corrent no ha de ser molt alt i només s'ha emprat per a una relació de conducció del 50%. Seguidament s'ha realitzat l'estudi amb una de les càrregues de potència de $330\ \Omega$ ajustada a un valor de $20\ \Omega$.

A la següent figura es mostra la captura realitzada amb la càrrega de $33\ \Omega$ i una relació de conducció de 0,5.

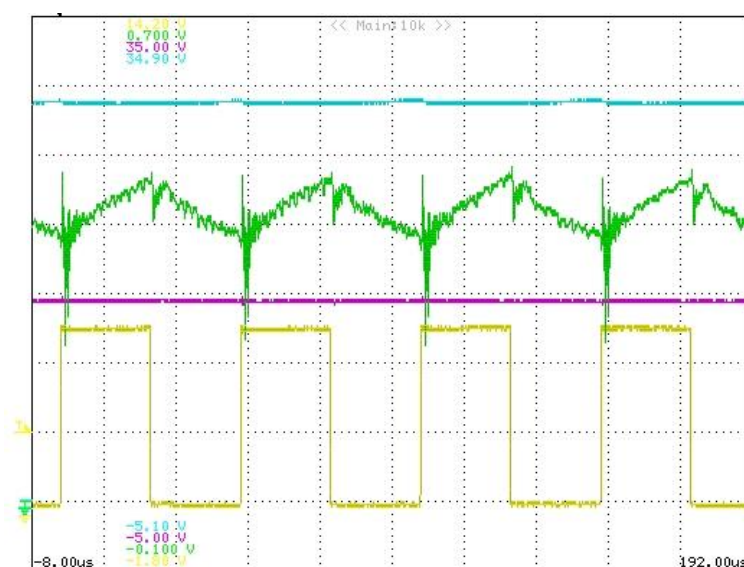


Fig 14.16: Convertidor reductor en llaç obert amb una relació de conducció del 50% i càrrega de $33\ \Omega$. Senyal PWM (CH I - Groc), Corrent per l'inductor (CH II - Verd), tensió de sortida (CH III - Lila) i tensió al bus DC d'entrada (CH IV - Blau). Eix vertical: (CH I): $2\ \text{V/div}$, (CH II): $0,1\ \text{A/div}$, (CH III): $5\ \text{V/div}$, (CH IV): $5\ \text{V/div}$. Eix horitzontal: $20\ \mu\text{s/div}$. (Font pròpia).

Com es pot observar, la tensió a la sortida és la meitat que la d'entrada, i el corrent per l'inductor compleix amb la seva forma d'ona característica. A més, es pot veure que el seu valor es troba al voltant dels $0,42\ \text{A}$. Es pot determinar fàcilment si aquest valor és correcte, i d'aquesta forma, veure si la lectura donada pel sensor de corrent és bona a partir de la llei d'ohm.

Tenint en compte que el convertidor és reductor, es pot suposar que el corrent per l'inductor és pràcticament el mateix que a la càrrega. Aquesta suposició es pot fer si es considera que el corrent pel condensador és pràcticament nul. Aquesta consideració és acceptable tenint en compte que la resistència paràsita del condensador segons el fabricant és menor de $100\ \text{m}\Omega$.

Per tant, si la tensió de sortida és d'uns 14 V i la càrrega té un valor de 33 Ω el valor de corrent hauria de ser de 0,425 A. Efectivament, es pot corroborar que el valor mesurat i capturat amb l'oscil·loscopi es correspon amb el valor calculat. Per tal d'assegurar encara més que el resultat obtingut correspon amb el valor teòric i esperat s'ha realitzat la simulació en les mateixes condicions observant les mateixes variables. El resultat és pràcticament idèntic tal i com es pot veure a la següent figura:

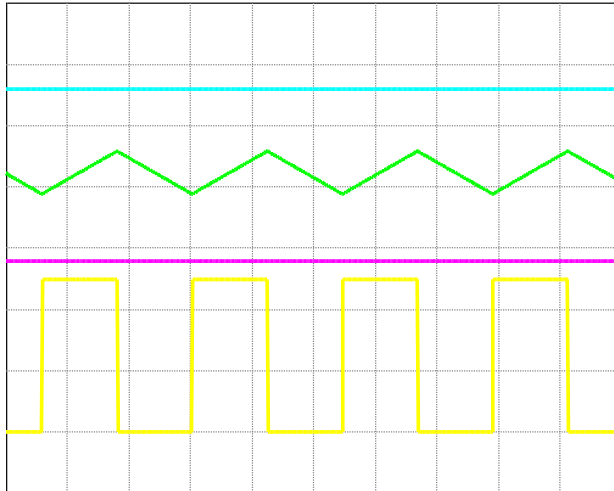


Fig 14.17: Simulació del convertidor reductor en llaç obert amb una relació de conducció del 50% i càrrega de 33 Ω Senyal PWM (CH I - Groc), Corrent per l'inductor (CH II - Verd), tensió de sortida (CH III - Lila) i tensió al bus DC d'entrada (CH IV - Blau). Eix vertical: (CH I): 2 V/div, (CH II): 0,1 A/div, (CH III): 5 V/div, (CH IV): 5 V/div. Eix horitzontal: 20 μ s/div. (Font pròpia).

A continuació s'ha realitzat el canvi de càrrega per la de 20 Ω i s'ha observat el comportament del convertidor a diferents relacions de conducció. En primer lloc s'ha realitzat la captura per a la mateixa consigna de treball, és a dir, per la mateixa relació de conducció. En aquestes condicions, sent la càrrega de diferent valor, el que s'espera trobar és el mateix valor de tensió de sortida però diferent valor de corrent.

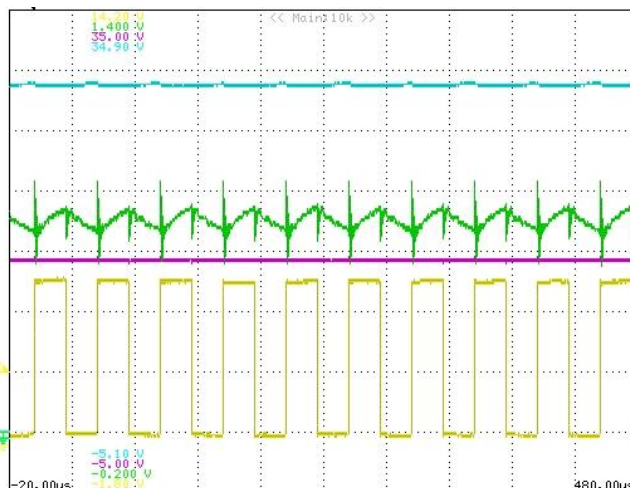


Fig 14.18: Convertidor reductor en llaç obert amb una relació de conducció del 50% i càrrega de 20 Ω . Senyal PWM (CH I - Groc), Corrent per l'inductor (CH II - Verd), tensió de sortida (CH III - Lila) i tensió al bus DC d'entrada (CH IV - Blau). Eix vertical: (CH I): 2 V/div, (CH II): 0,2 A/div, (CH III): 5 V/div, (CH IV): 5 V/div. Eix horitzontal: 50 μ s/div. (Font pròpia).

Efectivament, per a aquest canvi de càrrega es pot observar com el corrent arriba als 0,7 A. Si es té en compte que la tensió de sortida és la mateixa ja que la relació de conducció segueix sent del 0,5 s'espera que al canviar la càrrega de 33 a 20 Ω (reducció d'un 39,39 %) el corrent per la càrrega, i per tant, per l'inductor augmenti en la mateixa proporció.

Realitzant la llei d'Ohm amb aquesta nova càrrega i la tensió de sortida de 14 V, el corrent calculat és de 0,7 A. D'aquesta forma es pot afirmar que el convertidor treballa igual de bé amb la nova càrrega posada, i amb un valor de corrent més elevat.

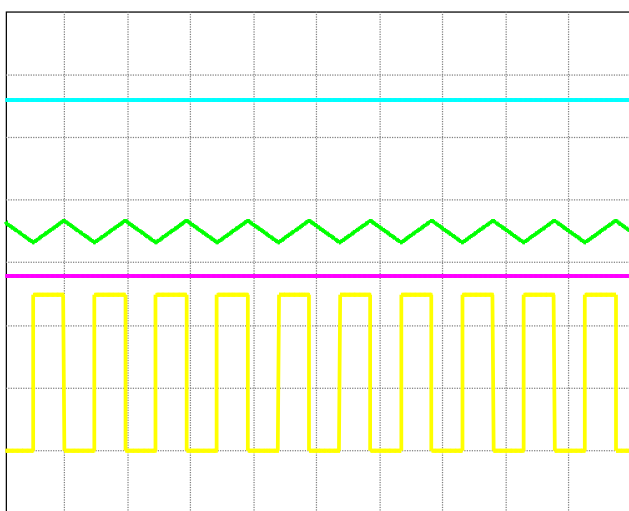


Fig 14.19: Simulació Convertidor reductor enllaç obert amb una relació de conducció del 50% i càrrega de 20 Ω . Senyal PWM (CH I - Groc), Corrent per l'inductor (CH II - Verd), tensió de sortida (CH III - Lila) i tensió al bus DC d'entrada (CH IV - Blau).
Eix vertical: (CH I): 2 V/div, (CH II): 0,2 A/div, (CH III): 5 V/div, (CH IV): 5 V/div. Eix horitzontal: 50 $\mu\text{s}/\text{div}$. (Font pròpia).

Com es pot observar a partir de la simulació, el comportament és el mateix que el trobat experimentalment amb un corrent que presenta una arribada quasi bé idèntica. Això permet corroborar que els sensors de corrent funcionen correctament i tenen una bona sensibilitat.

El següent estudi ha estat variar la relació de conducció a un valor menor del 0,5 per veure si es capaç de reduir la tensió a la sortida amb la càrrega de 20 Ω . La relació de conducció introduïda és d'aproximadament un 30% obtenint els resultats que es mostren a la Fig 14.20.

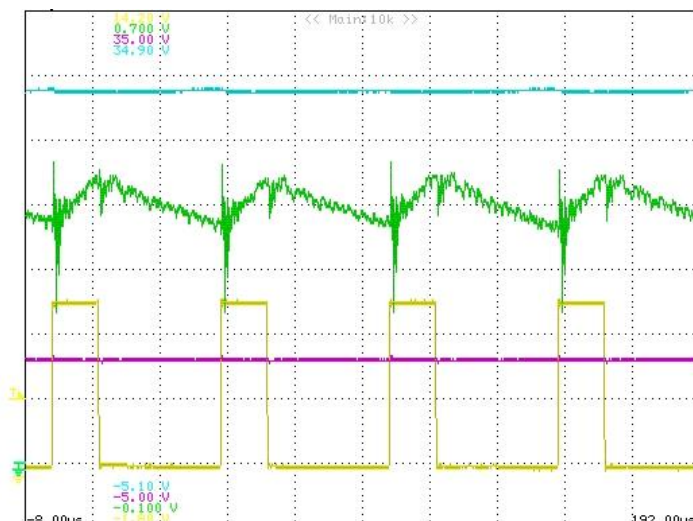


Fig 14.20: Convertidor reductor enllaç obert amb una relació de conducció del 30% i càrrega de 20 Ω. Senyal PWM (CH I - Groc), corrent per l'inductor (CH II - Verd), tensió de sortida (CH III - Lila) i tensió al bus DC d'entrada (CH IV - Blau). Eix vertical: (CH I): 2 V/div, (CH II): 0,1 A/div, (CH III): 5 V/div, (CH IV): 5 V/div. Eix horitzontal: 20 μs/div. (Font pròpia).

Com es pot observar de la Fig 14.20 la tensió de la sortida s'ha reduït a uns 8 V, per la qual cosa efectivament s'ha adaptat a la relació de conducció establerta i introduïda amb el generador de funcions. El corrent segueix presentant uns sobrepics en la commutació dels transistors però es comporta bé, augmentant linealment en l'estat ON i disminuint en l'estat OFF del convertidor.

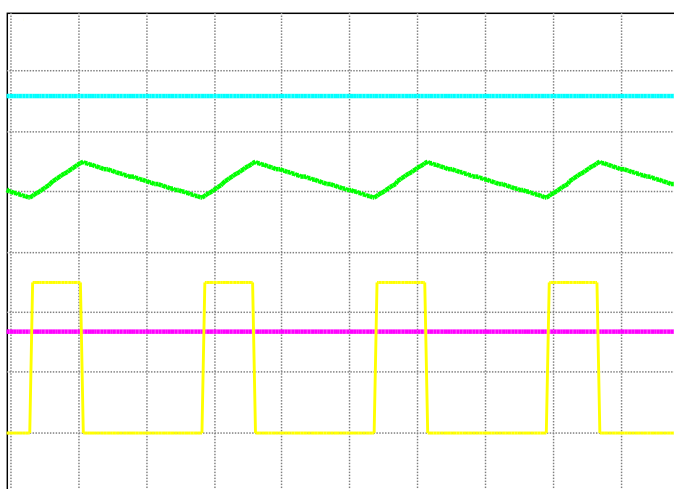


Fig 14.21: Simulació del convertidor reductor enllaç obert amb una relació de conducció del 30% i càrrega de 20 Ω. Senyal PWM (CH I - Groc), corrent per l'inductor (CH II - Verd), tensió de sortida (CH III - Lila) i tensió al bus DC d'entrada (CH IV - Blau). Eix vertical: (CH I): 2 V/div, (CH II): 0,1 A/div, (CH III): 5 V/div, (CH IV): 5 V/div. Eix horitzontal: 20 μs/div. (Font pròpia).

Finalment, per acabar l'estudi del convertidor reductor enllaç obert s'ha augmentat la relació de conducció fins al 75% a través del senyal de polsos proporcionat pel generador de funcions. El resultat es mostra a la següent figura:

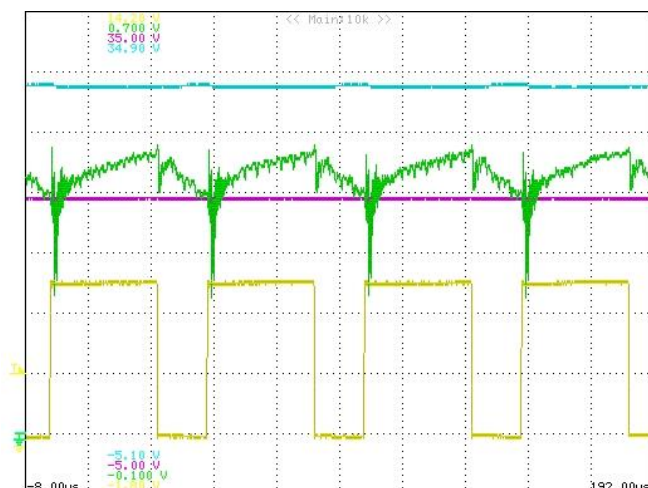


Fig 14.22: Convertidor reductor en llaç obert amb una relació de conducció del 75% i càrrega de 20 Ω . Senyal PWM (CH I - Groc), corrent per l'inductor (CH II - Verd), tensió de sortida (CH III - Lila) i tensió al bus DC d'entrada (CH IV - Blau). Eix vertical: (CH I): 2 V/div, (CH II): 0,2 A/div, (CH III): 5 V/div, (CH IV): 5 V/div. Eix horitzontal: 20 μ s/div. (Font pròpia).

Com es pot observar, per una relació de conducció del 75% la tensió de sortida ha augmentat fins als 20 V i el corrent per la càrrega augmenta fins als 0,9 A. En aquest cas per una càrrega de 20 Ω el corrent esperat hauria de ser de 1 A, però es possible que no arribi a aquest valor per pèrdues en els components del convertidor així com pel corrent que circula pel condensador, que tot i ser molt petit, pel fet de tenir una resistència paràsita ocasiona que part del corrent circuli per la mateixa. Per a poder saber si efectivament són pèrdues provinents dels elements del circuit real s'ha simulat com s'ha fet en la resta dels casos. La resposta simulada és la següent:

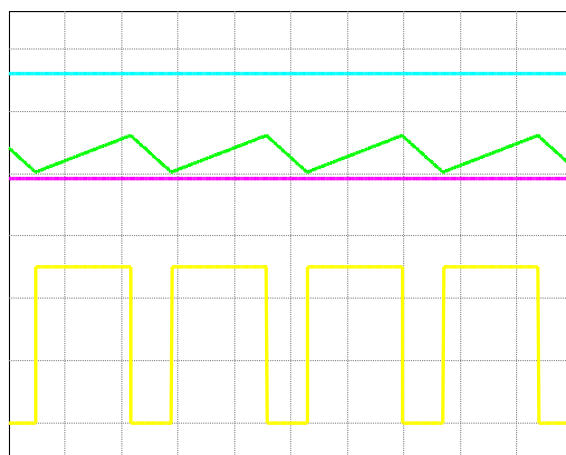


Fig 14.23: Simulació del convertidor reductor en llaç obert amb una relació de conducció del 75% i càrrega de 20 Ω . Senyal PWM (CH I - Groc), corrent per l'inductor (CH II - Verd), tensió de sortida (CH III - Lila) i tensió al bus DC d'entrada (CH IV - Blau). Eix vertical: (CH I): 2 V/div, (CH II): 0,2 A/div, (CH III): 5 V/div, (CH IV): 5 V/div. Eix horitzontal: 20 μ s/div. (Font pròpia).

El resultat simulat concorda amb l'esperat per la qual cosa queda comprovat que efectivament el convertidor reductor opera correctament en circuit obert i està preparat per a poder ser emprat amb la DSP carregant el control generat per l'entorn PSIM sobre el mateix convertidor.

14.2.3. Llaç tancat

Un cop s'ha comprovat el correcte funcionament dels dos convertidors en llaç obert, el següent pas ha estat la implementació en llaç tancat dels mateixos, emprant el *DSP* com a eina de control basada en el procediment *PIL*. D'aquesta forma s'ha pogut controlar i establir els dos convertidors amb els diferents controls que s'ha dissenyat i simulat per a cada un dels mateixos.

Per a realitzar les comprovacions del control, a més de capturar amb l'oscil·loscopi real del laboratori els senyals sobre el convertidor, s'ha emprat l'eina de *PSIM* de simulació en temps real, el *DSP Oscilloscope*. Aquesta eina permet l'enllaç entre la *DSP* i l'usuari un cop s'ha configurat la comunicació correctament. El *DSP Oscilloscope* no presenta els avantatges d'un oscil·loscopi real, però resulta molt útil si es vol realitzar una mesura qualitativa de les variables sota estudi. A més, com s'ha esmentat anteriorment permet garantir que la variable arriba correctament a la *DSP*. Un dels principals avantatges es poder controlar diferents variables en temps real, de forma que es pot variar la consigna de la tensió de referència que es desitja tenir a la sortida.

Pel convertidor reductor, els controls que s'han dissenyat i simulat han estat el control per tensió, el de corrent i el d'inversió. D'aquesta forma, aquests mateixos han estat carregats sobre la *DSP* per veure si són capaços de controlar eficaçment el convertidor i dotar-lo de robustesa vers pertorbacions i canvis a la tensió d'entrada, així com fer-lo estable i ràpid a diferents canvis de consignes de treball.

Per a poder realitzar aquests estudis amb suficient temps per veure si el sistema és estable als diferents canvis que s'introdueixen en el mateix, s'ha simulat amb una escala de temps de 5 segons per divisió en tots dos oscil·loscopis, el real i el que proporciona *PSIM*.

14.2.3.1. Control per tensió

El primer dels controls implementats en el convertidor reductor ha estat el control per tensió. Per veure el seu funcionament s'han realitzat tres estudis, de regulació de línia, de regulació de càrrega i canvis de consigna de treball. En primer lloc s'ha realitzat la regulació de línia, mantenint la tensió de referència a un valor de 2 V, tenint en compte que s'ha imposat una tensió de 6 V a la entrada. El resultat ha estat positiu tal i com es mostra a la *Fig 14.24*.

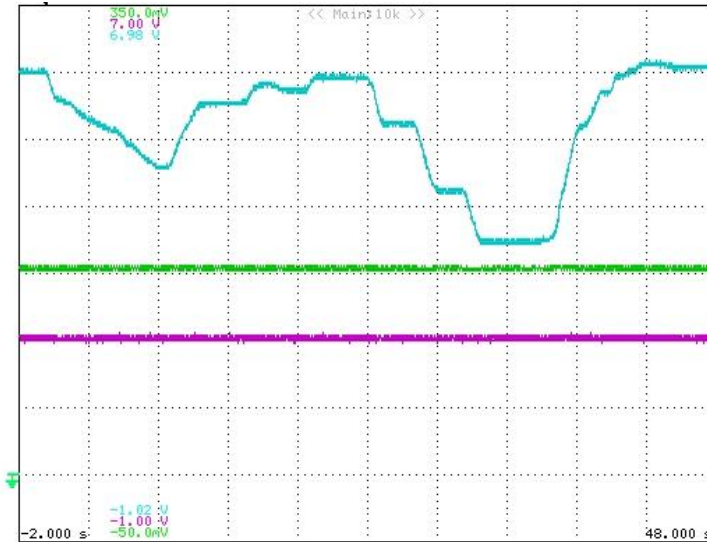


Fig 14.24: Resposta del convertidor reductor controlat per tensió amb consigna de 2 V vers canvis a la tensió d'entrada. Corrent per l'inductor (CH II - Verd), tensió de sortida (CH III - Lila) i tensió al bus DC d'entrada (CH IV - Blau). Eix vertical: (CH II): 50 mA/div, (CH III): 1 V/div, (CH IV): 1 V/div. Eix horitzontal: 5 s/div. (Font pròpia).

Com es pot veure, el convertidor manté la seva consigna en tot moment tot i els canvis en la tensió d'entrada, de tal forma que com aquesta tensió segueix estan per sobre de la de sortida, el control per tensió aconseguix reduir en tot moment el seu valor per aconseguir la referència.

A partir d'aquest estudi es pot veure el correcte funcionament de la *DSP* i del control implementat en la mateixa, ajustant la relació de conducció en tot moment per a que a la sortida aparegui el valor de referència imposat. A la següent figura es pot veure el resultat obtingut i vist en temps real al *DSP Oscilloscope* del programa *PSIM*.

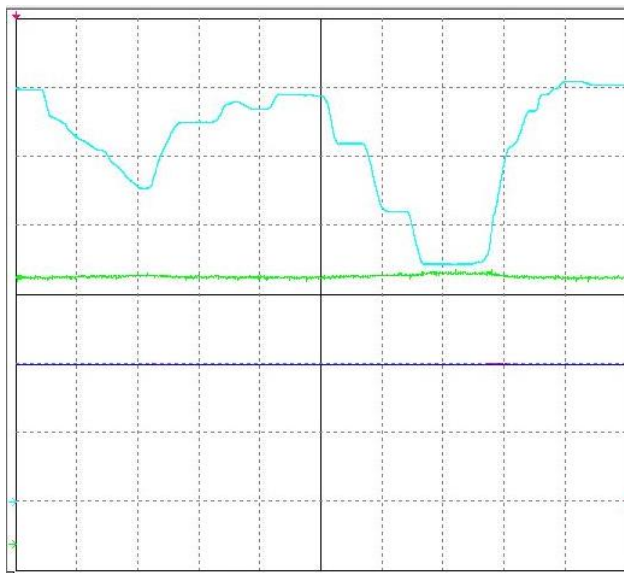


Fig 14.25: Resposta vista al *DSP Oscilloscope* del convertidor reductor controlat per tensió amb consigna de 2 V vers canvis a la tensió d'entrada. Corrent per l'inductor (CH II - Verd), tensió de sortida (CH III - Blau fosc) i tensió al bus DC d'entrada (CH IV - Blau cel). Eix vertical: (CH II): 50 mA/div, (CH III): 1 V/div, (CH IV): 1 V/div. Eix horitzontal: 5 s/div. (Font pròpia).

Com es pot observar de la captura realitzada amb el *DSP Oscilloscope*, la sortida així com la tensió d'entrada són pràcticament idèntiques, fet que demostra que el *DSP* és un dispositiu que treballa en temps real. La tensió de sortida, al ser la mateixa que la de referència de valor de 2 V, pràcticament és imperceptible amb l'oscil·loscopi de *PSIM*.

El fet de treballar amb una eina capaç de funcionar i carregar consignes en temps real permet realitzar l'estudi del comportament reductor davant canvis de referència de forma senzilla, permetent canviar aquest valor quantes vegades es vulgui i en l'amplitud que desitgi l'usuari. A continuació es mostra la captura realitzada sobre el muntatge físic real dels canvis de referència de tensió implementats mitjançant el *DSP Oscilloscope*.

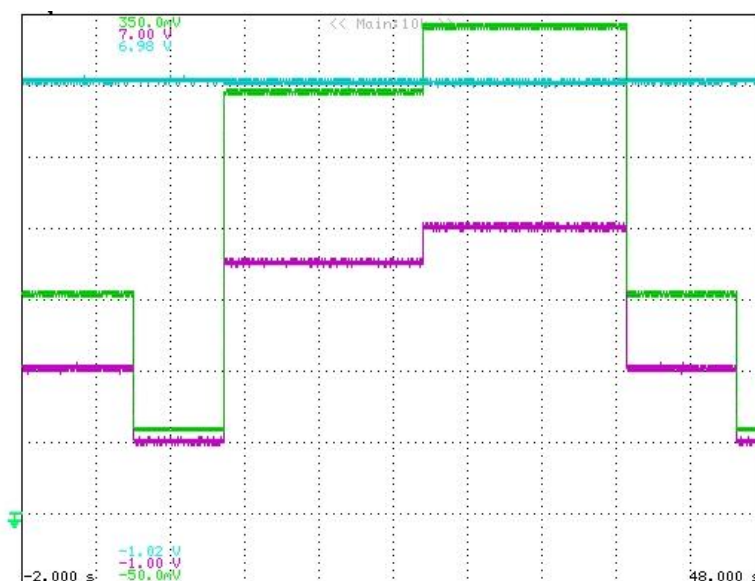


Fig 14.26: Resposta del convertidor reductor controlat per tensió a diferents canvis de referència. Corrent per l'inductor (CH II - Verd), tensió de sortida (CH III - Lila) i tensió al bus DC d'entrada (CH IV - Blau cel). Eix vertical: (CH II): 50 mA/div, (CH III): 1 V/div, (CH IV): 1 V/div. Eix horitzontal: 5 s/div. (Font pròpia).

A partir de la captura anterior es pot veure com els sistemes és robust i estable a diferents consignes de tensió de referència permetent variar el seu valor dintre d'un rang elevat de tensió. La resposta que presenta és ràpida i fa d'aquest control un bon mètode per establir una tensió de referència determinada. Es pot veure com al no variar la càrrega, el corrent per l'inductor augmenta proporcionalment amb l'augment de la tensió de referència.

També s'observa com la resposta és significativament ràpida i sense sobrepics, producte d'una bona determinació del bloc PI que simbolitza el compensador que s'ha estudiat i simulat amb anterioritat. A la següent figura es pot observar la captura realitzada al mateix temps amb l'oscil·loscopi de *PSIM*:

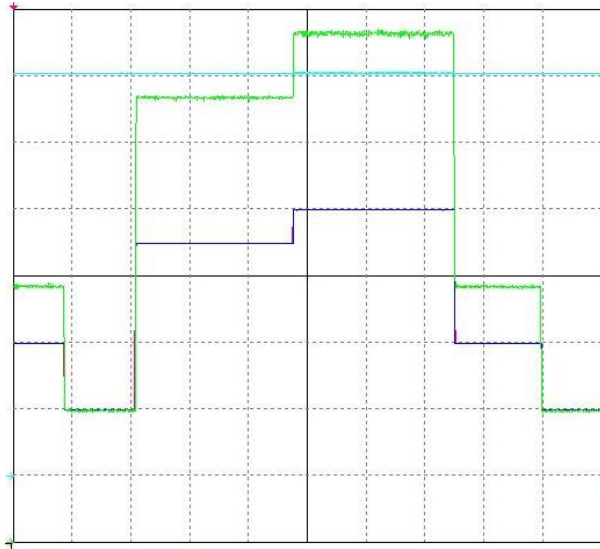


Fig 14.27: Resposta vista al *DSP Oscilloscope* del convertidor reductor controlat per tensió a diferents canvis de referència. Corrent per l'inductor (CH II - Verd), tensió de sortida (CH III - Blau fosc) i tensió al bus DC d'entrada (CH IV - Blau cel). Eix vertical: (CH II): 50 mA/div, (CH III): 1 V/div, (CH IV): 1 V/div. Eix horitzontal: 5 s/div. (Font pròpia).

A partir de l'anterior figura es pot veure com l'adquisició de dades que realitza el *DSP Oscilloscope* compleix amb els mostrats sobre el convertidor físic. Es comprova doncs, que el sistema opera correctament i és capaç d'establir-se a diferents consignes de referència de forma ràpida i estable.

El següent estudi ha estat la regulació de càrrega. Per a aquest estudi s'ha augmentat la tensió i s'ha emprat la placa de càrregues de potència regulables. D'aquesta forma es poden realitzar els canvis de forma ràpida i senzilla. A la següent figura es mostren els canvis de càrrega realitzats, així com la tensió d'entrada i de sortida del convertidor.

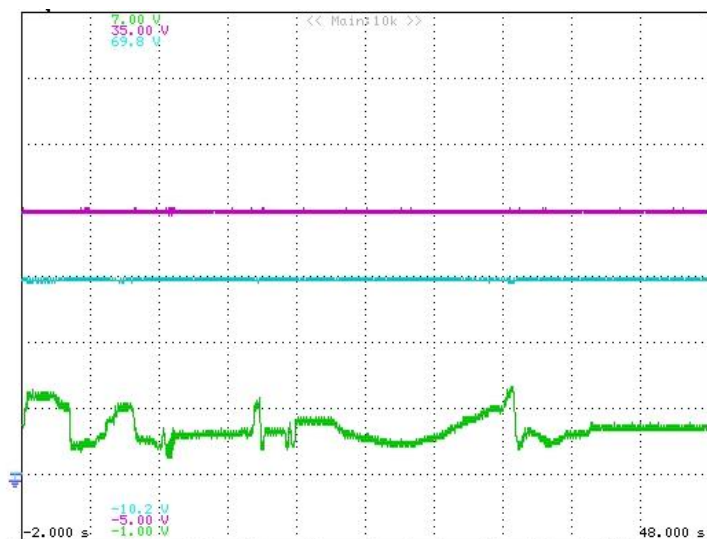


Fig 14.28: Regulació de càrrega del convertidor reductor controlat per tensió. Corrent per l'inductor (CH II - Verd), tensió de sortida (CH III - Lila) i tensió al bus DC d'entrada, (CH IV - Blau). Eix vertical: (CH II): 1 A/div, (CH III): 5 V/div, (CH IV): 10 V/div. Eix horitzontal: 5 s/div. (Font pròpia).

A partir de la captura anterior es pot observar com la regulació de càrrega és molt bona. Tot i els canvis de la càrrega en un rang entre els 16 i 40 Ω la tensió de sortida es manté constant i estable en tot moment a la referència de 20 V. Amb el *DSP Oscilloscope* el resultat obtingut és molt similar:

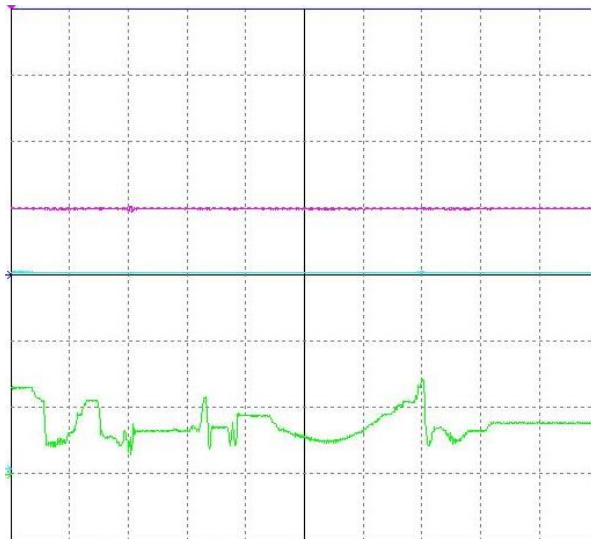


Fig 14.29: Resposta vista al *DSP Oscilloscope* de la regulació de càrrega del convertidor reductor controlat per tensió. Corrent a l'inductor (*CH II - Verd*), tensió de sortida (*CH III - Lila*) i tensió al bus DC d'entrada (*CH IV - Blau*). Eix vertical: (*CH II*): 1 A/div, (*CH III*): 5 V/div, (*CH IV*): 10 V/div. Eix horitzontal: 5 s/div. (Font pròpia).

Efectivament es pot veure com la regulació de càrrega es bona i el *DSP Oscilloscope* mostreja els valors llegits per la *DSP*. Amb tot això, es pot afirmar que el control per tensió en el convertidor reductor proporciona una millor regulació del convertidor, presentant una regulació de línia i de càrrega estable i sense sobrepics, a més de tenir a la sortida una tensió que s'adapta a les consignes marcades per l'usuari i amb una arrissada pràcticament menyspreable.

14.2.3.2. Control per corrent

El següent control implementat sobre el convertidor reductor ha estat el de corrent, i per determinar si el seu funcionament és bo s'ha realitzat el mateix estudi que en el control anterior. S'han capturat els mateixos estudis tant amb l'oscil·loscopi real com el de *PSIM*.

El primer dels estudis realitzats ha estat el de regulació de línia, de tal forma que s'ha variat la tensió d'entrada per veure si la sortida presentava variacions. El comportament davant aquests canvis en la tensió d'entrada es presenta a la *Fig 14.30*.

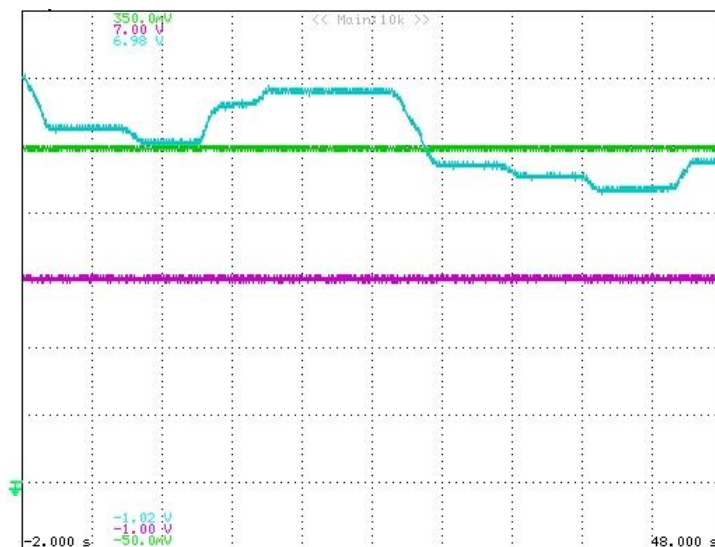


Fig 14.30: Resposta del convertidor reductor controlat per corrent amb consigna de 2 V vers canvis a la tensió d'entrada. Corrent per l'inductor (CH II - Verd), tensió de sortida (CH III - Lila) i tensió al bus DC d'entrada, (CH IV - Blau). Eix vertical: (CH II): 50 mA/div, (CH III): 1 V/div, (CH IV): 1 V/div. Eix horitzontal: 5 s/div. (Font pròpia).

La regulació de línia, de la mateixa forma que es donava amb el control per tensió, és correcta. La tensió de referència fixada a 2 V no varia en cap moment tot i disminuir i augmentar la tensió d'entrada del convertidor. El resultat amb l'eina de *PSIM* és pràcticament idèntic, sense apreciar cap canvi significatiu entre ambdues captures realitzades:

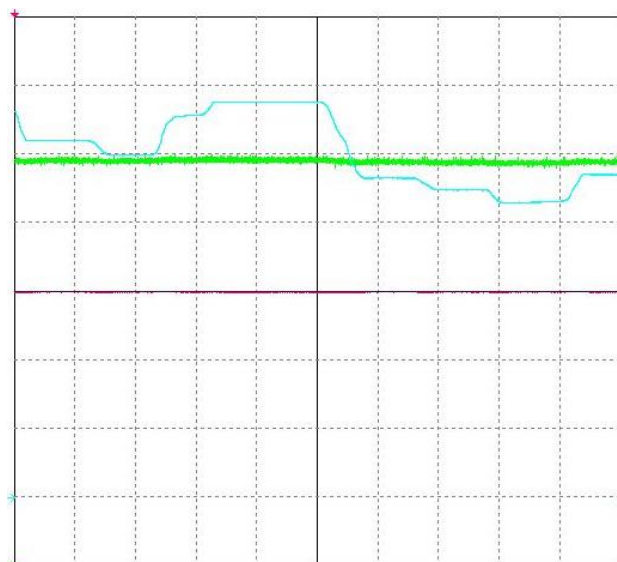


Fig 14.31: Resposta vista al DSP Oscilloscope del convertidor reductor controlat per corrent amb consigna de 2 V vers canvis a la tensió d'entrada. Corrent per l'inductor (CH II - Verd), tensió de sortida (CH III - Lila) i tensió al bus DC d'entrada, (CH IV - Blau). Eix vertical: (CH II): 50 mA/div, (CH III): 1 V/div, (CH IV): 1 V/div. Eix horitzontal: 5 s/div. (Font pròpia).

A continuació s'ha realitzat l'estudi del control per corrent a diferents consignes de referència de tensió de sortida. El resultat és el següent:

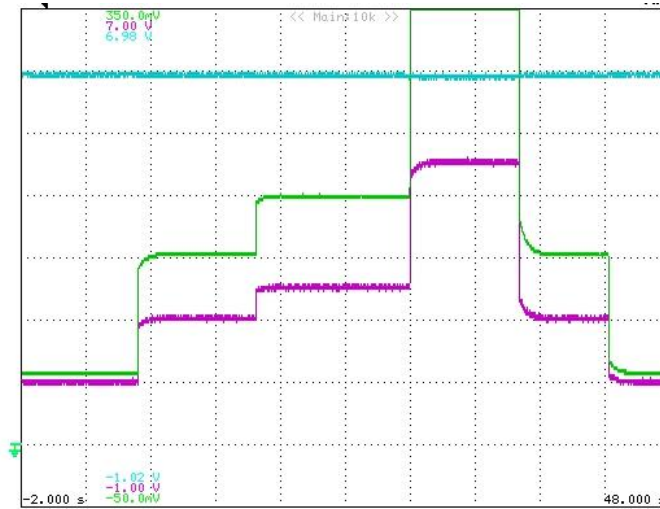


Fig 14.32: Resposta del convertidor reductor controlat per corrent amb canvis de consigna. Corrent per l'inductor (CH II - Verd), tensió de sortida (CH III - Lila) i tensió al bus DC d'entrada, (CH IV - Blau). Eix vertical: (CH II): 50 mA/div, (CH III): 1 V/div, (CH IV): 1 V/div. Eix horitzontal: 5 s/div. (Font pròpia).

Queda clar que el canvi de consigna és molt bo, si bé triga una mica més de temps en establitzar-se que no pas el control per mode de tensió. En aquest cas es pot veure com el canvi de consigna presenta una resposta més lenta però suau, de tal forma que no existeixen sobrepics degut a la bona sintonització dels dos blocs PI que actuen com a compensadors del sistema. El resultat amb l'oscil·loscopi virtual, al igual que en l'estudi anterior, és pràcticament igual al real. En ell es poden veure les referències marcades i la resposta del sistema. La captura es mostra a continuació:

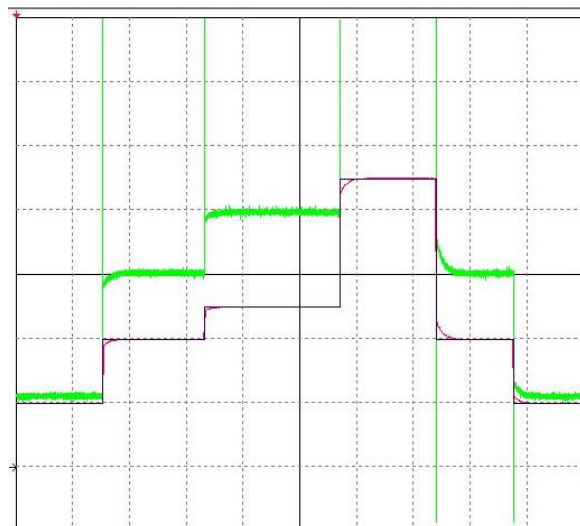


Fig 14.33: Resposta vista al DSP Oscilloscope del convertidor reductor controlat per corrent amb canvis de consigna. Corrent a l'inductor (CH II - Verd), tensió de sortida (CH III - Lila) i tensió de referència, (CH IV - Marró). Eix vertical: (CH II): 50 mA/div, (CH III): 1 V/div, (CH IV): 1 V/div. Eix horitzontal: 5 s/div. (Font pròpia).

En aquest cas es pot observar com el corrent per l'inductor presenta uns sobrepics que queden mostrejats per la DSP en els canvis de referència. Tot i això són pics de molt curta duració que no posen en risc la DSP ni el convertidor, i es pot veure com la resposta es manté pràcticament idèntica que la real.

Finalment s'ha realitzat l'estudi de la regulació de càrrega del sistema controlat per corrent obtenint el resultat següent:

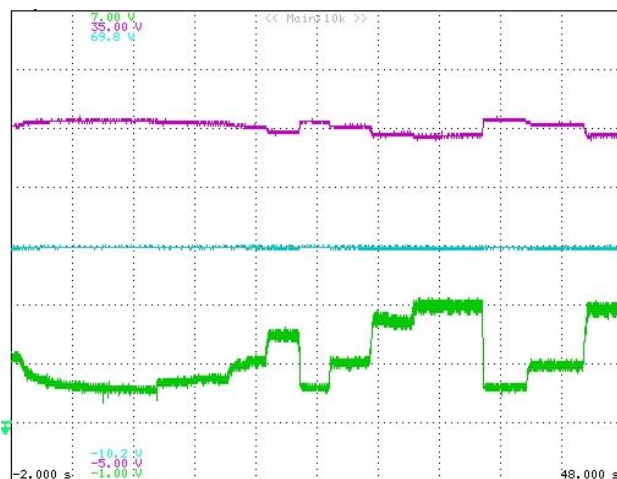


Fig 14.34: Resposta de la regulació de càrrega del convertidor reductor controlat per corrent. Corrent per l'inductor (CH II - Verd), tensió de sortida (CH III - Lila) i tensió al bus DC d'entrada, (CH IV - Blau). Eix vertical: (CH II): 1 A/div, (CH III): 5 V/div, (CH IV): 10 V/div. Eix horitzontal: 5 s/div. (Font pròpia).

Com es pot observar, la regulació de càrrega en aquest cas no es tan bona com la del control per tensió, tot i que els canvis realitzats han estat més bruscos passant en algun moment a regulacions del 150%. També es pot observar com l'arribada del corrent per aquest control és major. Tot i això, en general es pot afirmar que la regulació de càrrega es correcta mantenint-se el corrent constant i amb petites variacions a la tensió de sortida.

Per tal de contrastar la veracitat dels resultats s'ha adquirit l'estudi amb l'eina *DSP Oscilloscope* presentant el resultat a la Fig 14.35. Com es pot observar l'adquisició de dades realitzada és correcta ja que la resposta és pràcticament idèntica que la capturada amb l'oscil·loscopi real.

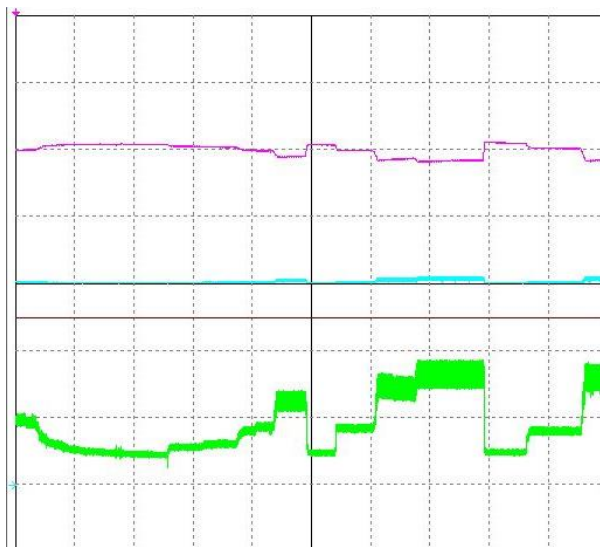


Fig 14.35: Resposta vista al DSP Oscilloscope de la regulació de càrrega del convertidor reductor controlat per corrent. Corrent a l'inductor (CH II - Verd), tensió de sortida (CH III – Lila) i tensió al bus DC d'entrada, (CH IV – Blau). Eix vertical: (CH II): 1 A/div, (CH III): 5 V/div, (CH IV): 10 V/div. Eix horitzontal: 5 s/div. (Font pròpia).

Amb els resultats dels 3 canvis realitzats per al control de corrent es pot dir que es tracta d'un control que segueix la tensió desitjada a la sortida en un temps relativament petit, presentant una resposta suau i sense sobrepics en les transicions. Cal destacar però, que al variar la càrrega si que es presenten variacions a la sortida de tal forma que tot i ser acceptable, no es tan bona com la realitzada amb el control per tensió.

14.2.3.3. Control per inversió

L'últim dels controls emprats per a controlar el convertidor reductor ha estat el control per inversió. Al igual que en els dos anteriors mètodes de control s'ha estudiat la resposta del sistema vers variacions a la tensió d'entrada (regulació de línia), variacions a la càrrega (regulació de càrrega) i la resposta vers canvis en la consigna de treball.

Primerament s'ha estudiat per aquest control la regulació de línia variant la tensió d'entrada i observant la resposta de la tensió i el corrent a la sortida. La captura realitzada amb l'oscil·loscopi real és la que es mostra a la Fig 14.36.

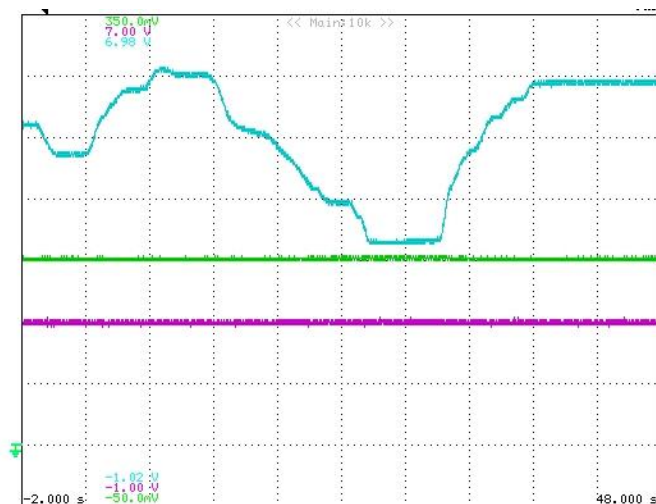


Fig 14.36: Resposta del convertidor reductor controlat per inversió amb consigna de 2 V vers canvis a la tensió d'entrada. Corrent per l'inductor (CH II - Verd), tensió de sortida (CH III - Lila) i tensió al bus DC d'entrada, (CH IV - Blau). Eix vertical: (CH II): 50 mA/div, (CH III): 1 V/div, (CH IV): 1 V/div. Eix horitzontal: 5 s/div. (Font pròpia).

Com es pot observar la regulació de línia és molt bona, no variant la tensió a la sortida en cap moment tot i variar la tensió d'entrada fins al 100% en un moment on es passa de 3 V a 6 V d'amplitud. Per tal de veure que efectivament la resposta és aquesta, s'ha contemplat el sistema en el oscil·loscopi virtual obtenint el resultat següent:

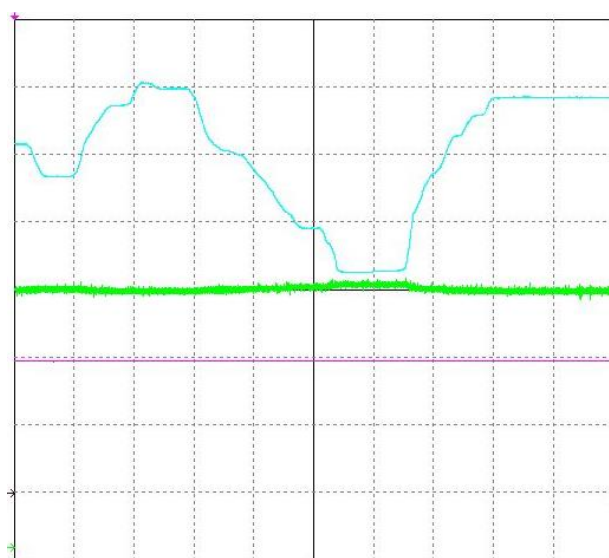


Fig 14.37: Resposta vista al DSP Oscilloscope del convertidor reductor controlat per inversió amb consigna de 2 V vers canvis a la tensió d'entrada. Corrent per l'inductor (CH II - Verd), tensió de sortida (CH III - Lila) i tensió al bus DC d'entrada, (CH IV - Blau). Eix vertical: (CH II): 50 mA/div, (CH III): 1 V/div, (CH IV): 1 V/div. Eix horitzontal: 5 s/div. (Font pròpia).

En aquest cas, es pot observar com la resposta és la mateixa amb un canvi menyspreable del corrent per l'inductor en el moment de mínima tensió d'entrada. La resposta del sistema davant la regulació de línia és molt bona per a aquest control.

Seguidament s'han realitzat canvis a la tensió de referència per tal de veure si el convertidor és capaç de establir a la sortida els valors de consigna posats per l'usuari. A continuació es mostren els resultats capturats:

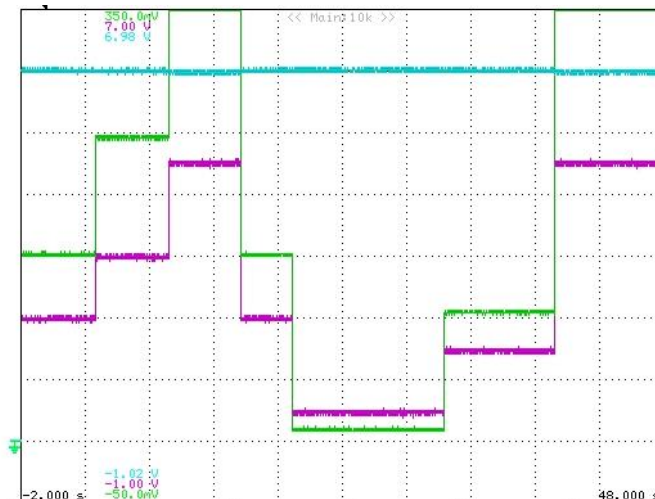


Fig 14.38: Resposta del convertidor reductor controlat per inversió amb canvis a la tensió de referència. Corrent per l'inductor (CH II - Verd), tensió de sortida (CH III - Lila) i tensió al bus DC d'entrada, (CH IV - Blau). Eix vertical: (CH II): 50 mA/div, (CH III): 1 V/div, (CH IV): 1 V/div. Eix horitzontal: 5 s/div. (Font pròpia).

De la captura anterior es pot observar com la tensió de sortida del convertidor s'ajusta ràpidament i de forma estable a les tensions de referència, sense presentar sobrepics i amb una arribada pràcticament nul·la. La captura realitzada amb el *DSP Oscilloscope* presenta un idèntic comportament, corroborant d'aquesta forma els resultats capturats amb l'oscil·loscopi real.

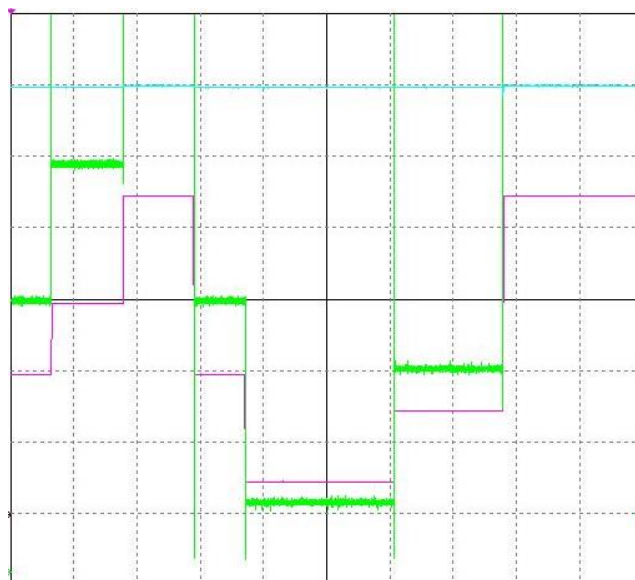


Fig 14.39: Resposta vista pel *DSP Oscilloscope* del convertidor reductor controlat per inversió amb canvis a la tensió de referència. Corrent per l'inductor (CH II - Verd), tensió de sortida (CH III - Lila) i tensió al bus DC d'entrada, (CH IV - Blau). Eix vertical: (CH II): 50 mA/div, (CH III): 1 V/div, (CH IV): 1 V/div. Eix horitzontal: 5 s/div. (Font pròpia).

El següent i últim estudi realitzat per al convertidor reductor amb el control per inversió dissenyat a partir de la REM ha estat la regulació de càrrega. Per a realitzar-la s'ha introduït la màxima tensió a l'entrada proporcionada per la font de 30 V i s'ha demanat a la sortida una tensió de 15 V, de tal forma que la relació de conducció sigui de 0,5. En aquest control s'ha realitzat una regulació de càrrega amb moltes més variacions per tal de portar el convertidor al límit i veure si el control per inversió es tan robust com ho ha estat a nivell d'estudi teòric i simulat. A continuació es mostren les captures observades amb l'oscil·loscopi real i el virtual.

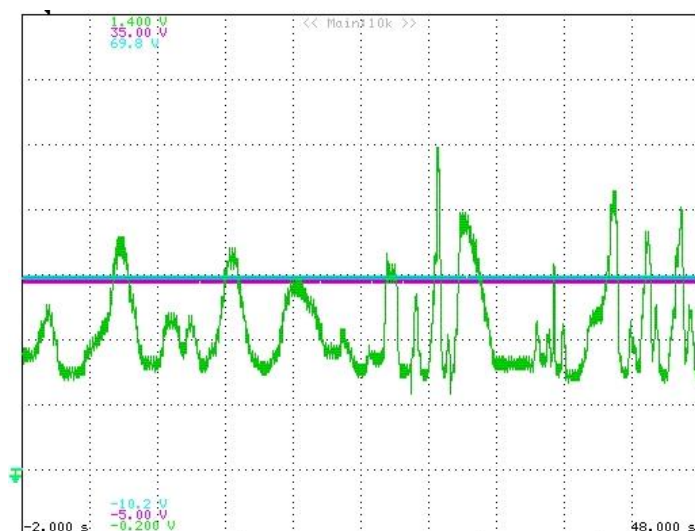


Fig 14.40: Resposta de la regulació de càrrega del convertidor reductor amb control per inversió . Corrent que cicla per l'inductor (CH II - Verd), tensió de sortida (CH III – Lila) i tensió al bus DC d'entrada, (CH IV – Blau). Eix vertical: (CH II): 200 mA/div, (CH III): 5 V/div, (CH IV): 10 V/div. Eix horitzontal: 5 s/div. (Font pròpia).

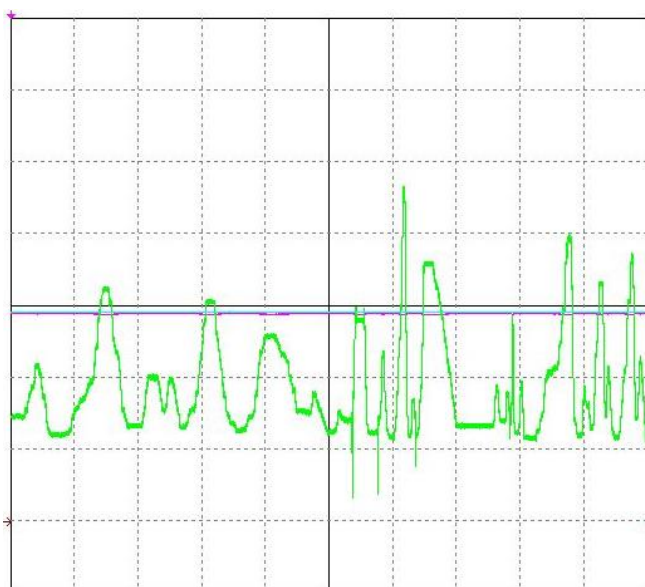


Fig 14.41: Resposta vista al DSP Oscilloscope de la regulació de càrrega del convertidor reductor amb control per inversió . Corrent que circula per l'inductor (CH II - Verd), tensió de sortida (CH III – Lila) i tensió al bus DC d'entrada, (CH IV – Blau). Eix vertical: (CH II): 200 mA/div, (CH III): 5 V/div, (CH IV): 10 V/div. Eix horitzontal: 5 s/div. (Font pròpia).

Tal i com es pot veure a partir de les captures anteriors, el control per inversió proporciona al convertidor reductor d'una gran robustesa vers a canvis de càrrega mantenint una resposta estable en tot moment fins i tot en canvis de fins al 500% com es pot observar en alguns moments on s'han realitzat canvis bruscos i ràpids del valor de càrrega.

A partir d'aquests resultats i dels vistos en la regulació de línia i de canvis en la variació de referència es pot concloure que el control per inversió dota al convertidor d'una robustesa, estabilitat, rapidesa i eficiència molt elevada, fent d'aquest el millor control dels estudiats i implementats per al convertidor reductor.

14.2.3.4. Taula comparativa dels controls implementats

Finalment, per a englobar les característiques principals dels diferents controls emprats s'ha realitzat una taula comparativa que mostra el comportament de cadascun dels tres controls implementats.

Taula 14.1: Comparació dels controls implementats. (Font pròpia).

	Tensió	Corrent	Inversió
Regulació de línia	Bona	Bona	Excel·lent
Canvi de referència	Excel·lent	Bona	Molt Bona
Regulació de càrrega	Bona	Dolenta	Excel·lent
Arrissada	Menyspreable	Petita	Menyspreable
Robustesa	Excel·lent	Bona	Excel·lent
Rapidesa	Molt Bona	Bona	Molt bona

Com es pot observar a partir de la taula comparativa, el millor mètode de control del convertidor reductor és el d'inversió, seguit del de tensió i per últim el de corrent, que tot i no tenir uns resultats tant positius com els altres, controla bé el convertidor reductor permetent obtenir la resposta desitjada a la sortida sense sobrepics.

14.3. Convertidor Elevador

Per a realitzar l'estudi i la implementació del control en el convertidor elevador s'han seguit els mateixos passos que amb el convertidor *Buck*, estudiant primerament el convertidor en llaç obert i un cop s'ha comprovat el correcte funcionament ja s'ha passat a realitzar el control del mateix pels mètodes estudiats.

14.3.1. Llaç obert a baixa tensió

En el convertidor elevador ó *Boost* en llaç obert s'han realitzat les mateixes captures amb l'oscil·loscopi que amb el convertidor reductor. En aquest cas, la tensió d'entrada introduïda ha estat de 5 V per tal de veure si es capaç d'operar correctament i augmentar-la. Operant amb aquest nivell de tensió baix, si el funcionament és el correcte, és d'esperar que amb tensions majors operi de la mateixa forma o millor.

Com l'estudi realitzat anteriorment, primerament s'ha introduït un cicle de treball de l'ordre del 15 %. Segons l'expressió que determina la tensió de sortida del convertidor elevador respecte la d'entrada segons la relació de conducció:

$$U = E \cdot \frac{1}{1 - \delta} \quad (14.2)$$

Per tant, amb una relació de conducció del 15% i amb una tensió d'entrada de 5 V, és d'esperar que el valor de la tensió a la sortida sigui d'aproximadament 6 V:

$$U = 5 \cdot \frac{1}{1 - 0.15} = 5,88 \approx 6 \text{ V} \quad (14.3)$$

Amb l'oscil·loscopi s'ha comprovat com efectivament la resposta que es troba a la sortida era la esperada tal i com es mostra a la *Fig 14.42*.

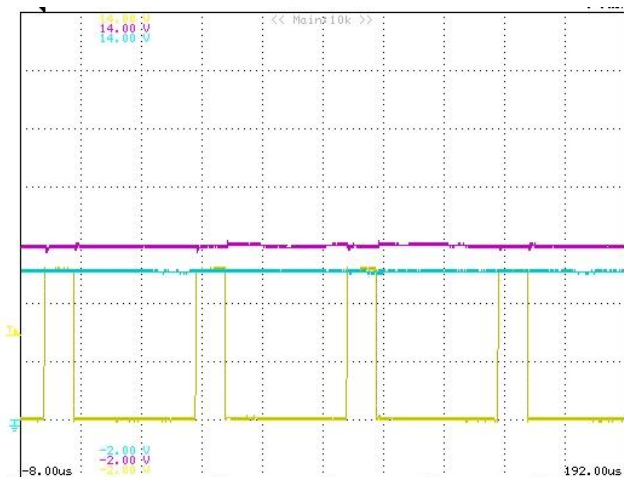


Fig 14.42: Convertidor elevador en llaç obert amb una relació de conducció del 15%. Senyal PWM (CH I - Groc), tensió de sortida (CH III - Lila) i tensió al bus DC d'entrada (CH IV - Blau). Eix vertical: (CH I): 2 V/div, (CH III): 2 V/div, (CH IV): 2 V/div. Eix horitzontal: 20 μ s/div. (Font pròpia).

De la mateixa forma que s'ha realitzat amb el convertidor reductor, s'ha simulat la resposta del sistema amb els mateixos paràmetres per tal de veure si efectivament la tensió capturada amb l'oscil·loscopi correspon amb el valor simulat. La simulació és la que es presenta a continuació:

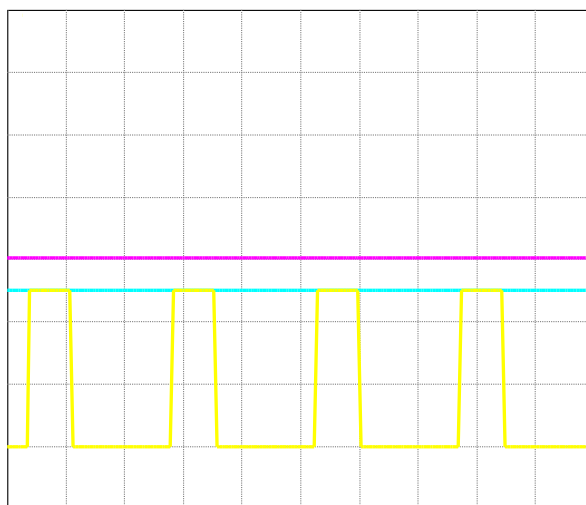


Fig 14.43: Simulació del convertidor elevador en llaç obert amb una relació de conducció del 15%. Senyal PWM (CH I - Groc), tensió de sortida (CH III - Lila) i tensió al bus DC d'entrada (CH IV - Blau). Eix vertical: (CH I): 2 V/div, (CH III): 2 V/div, (CH IV): 2 V/div. Eix horitzontal: 20 μ s/div. (Font pròpia).

Efectivament, es pot comprovar com la resposta del sistema físic correspon amb la simulació tenint una sortida de 6 V per una tensió d'entrada de 5 V i una relació de conducció del 15%.

A continuació s'ha augmentat la relació de conducció al 50% per tal de veure si la tensió a la sortida era el doble que a l'entrada com és d'esperar. El resultat es mostra a la Fig 14.44.

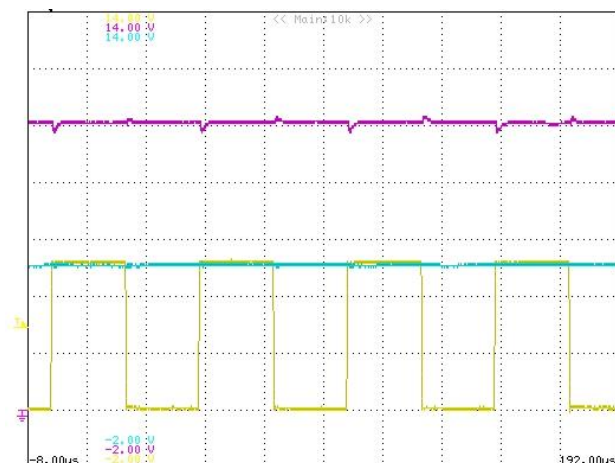


Fig 14.44: Convertidor elevador en llaç obert amb una relació de conducció del 50%. Senyal PWM (CH I - Groc), tensió de sortida (CH III - Lila) i tensió al bus DC d'entrada (CH IV - Blau). Eix vertical: (CH I): 2 V/div, (CH III): 2 V/div, (CH IV): 2 V/div. Eix horitzontal: 20 μ s/div. (Font pròpia).

Com es pot observar, la tensió de sortida és el doble que la d'entrada, per la qual cosa compleix amb la relació de conducció pròpia del convertidor elevador. Es poden veure uns petits sobrepics en el moment de commutació dels transistors, però són pràcticament menyspreables i amb un bon control es podrien eliminar.

A la següent figura es mostra la simulació realitzada amb els mateixos paràmetres que el sistema real.

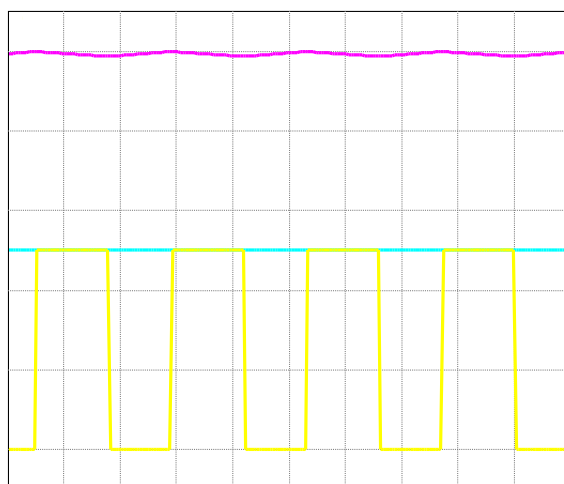


Fig 14.45: Simulació del convertidor elevador en llaç obert amb una relació de conducció del 50%. Senyal PWM (CH I - Groc), tensió de sortida (CH III - Lila) i tensió al bus DC d'entrada (CH IV - Blau). Eix vertical: (CH I): 2 V/div, (CH III): 2 V/div, (CH IV): 2 V/div. Eix horitzontal: 20 μ s/div. (Font pròpia).

Es pot observar com la tensió de sortida és de 10 V i per tant, el convertidor elevador opera correctament a aquesta consigna de treball imposada per el senyal PWM. Per a aquest cas on la relació de conducció del convertidor és d'un 50% s'ha capturat la forma d'ona del corrent per l'inductor, així com també la caiguda de tensió en el punt intermedi de la branca de transistors, obtenint la captura que es mostra a continuació:

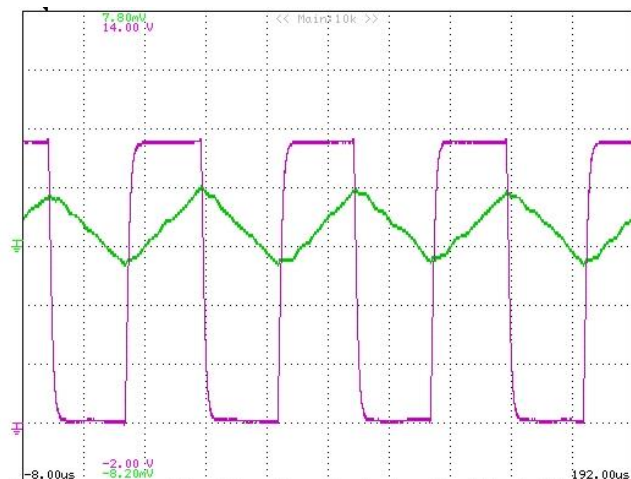


Fig 14.46: Convertidor elevador en llaç obert amb una relació de conducció del 50%. Corrent per l'inductor (CH II - Verd) i tensió en el punt intermedi de la branca de transistors (CH III - Lila). Eix vertical: (CH II): 2 mA/div, (CH III): 2 V/div. Eix horitzontal: 20 µs/div. (Font pròpia).

La forma del corrent per l'inductor s'ha realitzat en mode AC comprovant que és l'esperada sent aquesta triangular com s'havia esmentat en el cas del convertidor reductor. Per l'altra banda, la caiguda de tensió entre la branca de transistors és la correcta, sent en aquest cas la màxima tensió de 10 V.

Finalment, s'ha realitzat la captura de la tensió de sortida per a la màxima relació de conducció que pot generar la senyal de polsos del generador de funcions, sent aquesta del 80%. El resultat és bo, ja que la tensió a la càrrega s'eleva fins aproximadament uns 25 V, elevant-se d'aquesta forma 5 cops del valor d'entrada. La captura es mostra a la Fig 14.47.

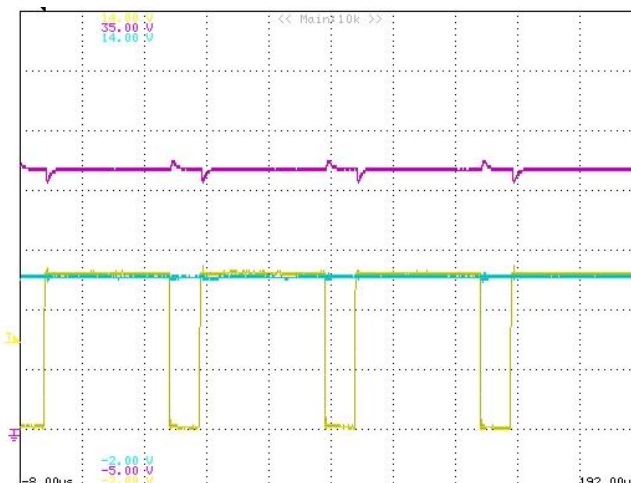


Fig 14.47: Convertidor elevador en llaç obert amb una relació de conducció del 80%. Senyal PWM (CH I - Groc), tensió de sortida (CH III - Lila) i tensió al bus DC d'entrada (CH IV - Blau). Eix vertical: (CH I): 2 V/div, (CH III): 5 V/div, (CH IV): 2 V/div. Eix horitzontal: 20 µs/div. (Font pròpia).

En aquest cas la simulació també presenta el mateix comportament per la qual cosa es pot dir que el convertidor elevador opera correctament en el rang de tensions de sortida que es poden generar a partir del generador de funcions.

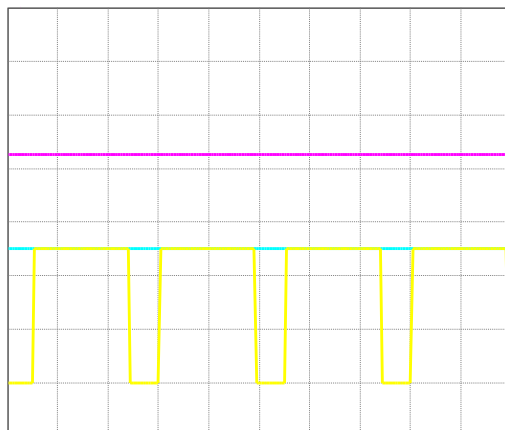


Fig 14.48: Simulació del convertidor elevador en llaç obert amb una relació de conducció del 80%. Senyal PWM (CH I - Groc), tensió de sortida (CH III - Lila) i la tensió al bus de contínua d'entrada (CH IV - Blau). Eix vertical: (CH I): 2 V/div, (CH III): 5 V/div, (CH IV): 2 V/div. Eix horitzontal: 20 μ s/div. (Font pròpia).

14.3.2. Llaç obert

Un cop s'ha pogut realitzar i veure que el convertidor elevador opera correctament a baixa tensió s'ha introduït una tensió d'entrada de 20 V per tal de veure si és capaç de seguir augmentant la tensió d'acord amb la relació de conducció que el defineix. En aquesta situació s'ha introduït primerament una consigna de treball baixa, per veure si ja es capaç d'augmentar el valor de tensió a la sortida respecte el d'entrada. Amb una relació de conducció del 20% el resultat obtingut és el que es mostra a continuació:

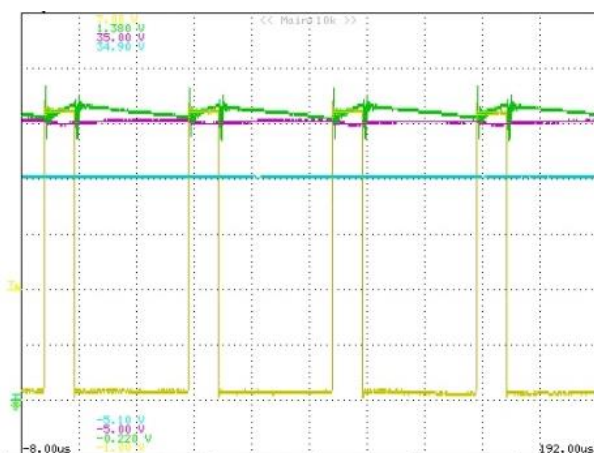


Fig 14.49: Convertidor elevador en llaç obert amb una relació de conducció del 20%. Senyal PWM (CH I - Groc), Corrent per l'inductor (CH II - Verd), tensió de sortida (CH III - Lila) i tensió al bus DC d'entrada (CH IV - Blau). Eix vertical: (CH I): 1 V/div, (CH II): 0,2 A/div, (CH III): 5 V/div, (CH IV): 5 V/div. Eix horitzontal: 20 μ s/div. (Font pròpia).

Amb la relació de conducció del 20% es pot veure com la tensió de sortida del convertidor elevador arriba a 25 V. Teòricament el valor es pot calcular com:

$$U = 20 \cdot \frac{1}{1 - 0,2} = 25 \text{ V} \quad (14.4)$$

Queda clar doncs, que el valor de tensió a la sortida és efectivament el que s'esperava teòricament. Per tal de tenir una corroboració més complerta que la teòrica s'ha simulat el sistema obtenint el resultat següent:

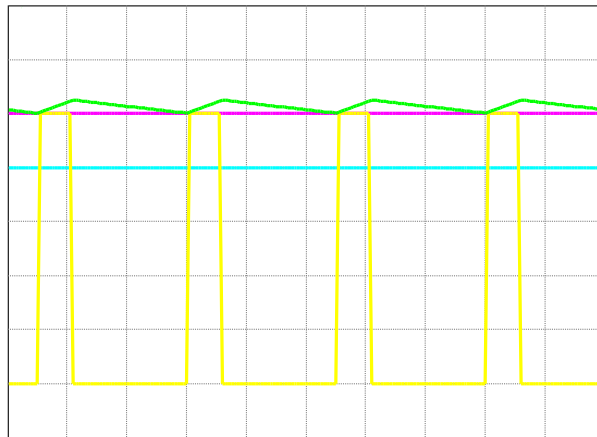


Fig 14.50: Simulació del convertidor elevador en laç obert amb una relació de conducció del 20%. Senyal PWM (CH I - Groc), Corrent per l'inductor (CH II - Verd), tensió de sortida (CH III - Lila) i tensió al bus DC d'entrada (CH IV - Blau). Eix vertical: (CH I): 1 V/div, (CH II): 0,2 A/div, (CH III): 5 V/div, (CH IV): 5 V/div. Eix horitzontal: 20 μs/div. (Font pròpia).

Com es pot veure, la resposta simulada coincideix pràcticament amb la que es té a la implementació física del convertidor. Seguidament s'ha introduït una relació de conducció del 45% obtenint a la sortida una tensió d'aproximadament 37 V d'amplitud. Tenint en compte que a l'entrada la tensió és de 20 V es pot considerar que segueix correctament la fórmula que defineix la tensió de sortida vers l'entrada i la relació de conducció.

A la següent figura es mostra el resultat capturat amb l'oscil·loscopi del laboratori.

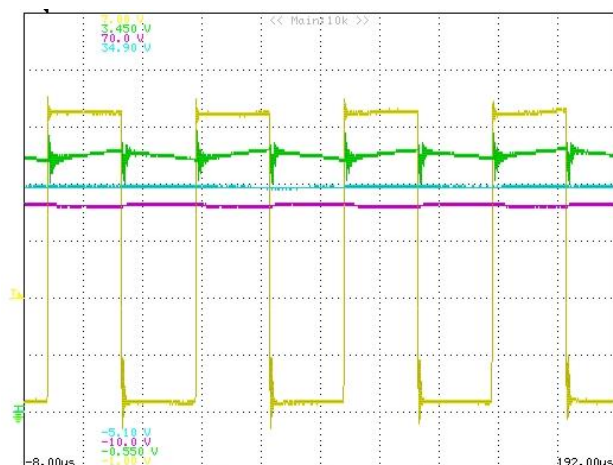


Fig 14.51: Convertidor elevador en llaç obert amb una relació de conducció del 45%. Senyal PWM (CH I - Groc), Corrent per l'inductor (CH II - Verd), tensió de sortida (CH III - Lila) i tensió al bus DC d'entrada (CH IV - Blau). Eix vertical: (CH I): 1 V/div, (CH II): 0,5 A/div, (CH III): 10 V/div, (CH IV): 5 V/div. Eix horitzontal: 20 μ s/div. (Font pròpia).

S'ha simulat el convertidor amb aquests paràmetres obtenint el resultat següent:

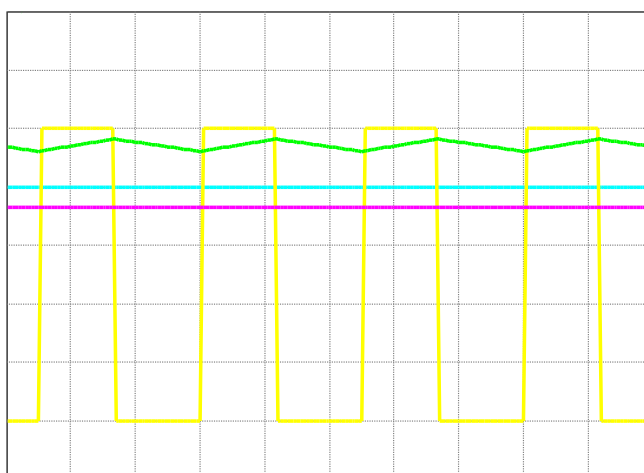


Fig 14.52: Resposta simulada del convertidor elevador en llaç obert amb una relació de conducció del 45%. Senyal PWM (CH I - Groc), Corrent per l'inductor (CH II - Verd), tensió de sortida (CH III - Lila) i tensió al bus DC d'entrada (CH IV - Blau). Eix vertical: (CH I): 1 V/div, (CH II): 0,5 A/div, (CH III): 10 V/div, (CH IV): 5 V/div. Eix horitzontal: 20 μ s/div. (Font pròpia).

Efectivament es pot comprovar com el convertidor elevador funciona correctament a la consigna marcada per la relació de conducció generada amb el senyal de pols del generador de funcions. El següent pas és implementar el control en llaç tancat per tal de veure si es pot governar correctament el convertidor fent-lo més robust i permetent assolir les consignes a les quals es vol la tensió de sortida des de *PSIM*.

14.3.3. Llaç tancat

Un cop s'ha comprovat el correcte funcionament del convertidor elevador en llaç obert s'ha disposat a realitzar el seu control. Com s'havia esmentat anteriorment el control per tensió no serveix per governar correctament aquest convertidor, en canvi, el control per corrent que emprava dos compensadors transcrits a *PSIM* amb dos blocs PI sí s'ha implementat ja que simuladament el seu comportament era molt bo.

14.3.3.1. Control per corrent

El control per corrent s'ha implementat sobre el convertidor elevador i s'ha determinat si el seu funcionament és bo a partir de diferents estudis. El primer dels estudis realitzats ha estat el de regulació de línia, de tal forma que s'ha variat la tensió d'entrada per veure si la sortida presentava variacions. Seguidament s'ha realitzat l'estudi per a diferents consignes de tensió de sortida i finalment s'ha realitzat la regulació de càrrega.

Per a realitzar l'estudi de la regulació de línia s'ha introduït com a consigna de tensió de sortida un valor de 20 V i s'ha variat la tensió d'entrada en un rang comprès entre 7 i 20 V d'amplitud. El resultat és el que es mostra a la següent figura:

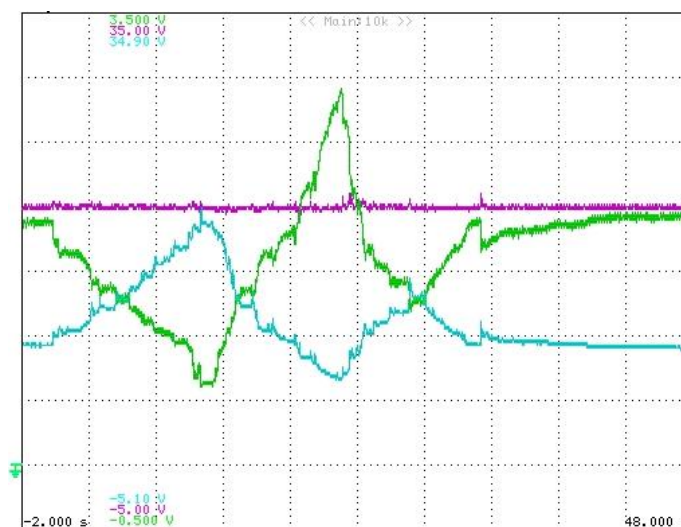


Fig 14.53: Resposta de la regulació de línia del convertidor elevador amb control per corrent. Corrent per l'inductor (*CH II - Verd*), tensió de sortida (*CH III - Lila*) i tensió al bus DC d'entrada (*CH IV - Blau*). Eix vertical: (*CH II*): 0,5 A/div, (*CH III*): 5 V/div, (*CH IV*): 5 V/div. Eix horitzontal: 5 s/div. (Font pròpia).

Com es pot observar, la regulació de línia és molt bona no presentant variacions la tensió de sortida del convertidor. El corrent per l'inductor, com és d'esperar en aquesta topologia, varia en funció de la tensió d'entrada.

Per a poder corroborar els resultats obtinguts s'ha realitzat la captura amb el *DSP Oscilloscope* obtenint el resultat següent:

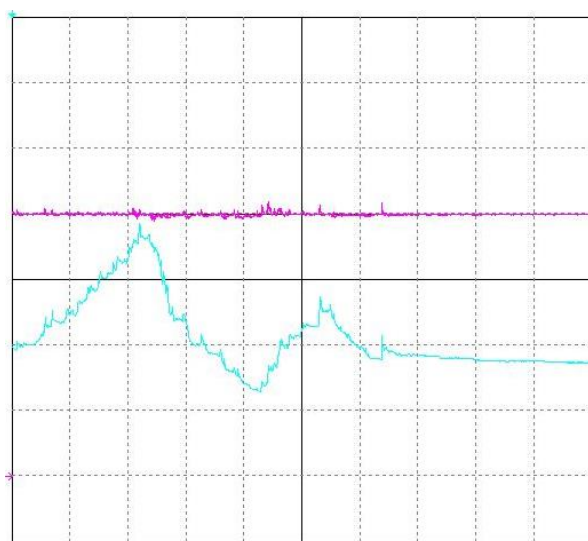


Fig 14.54: Resposta vista al *DSP Oscilloscope* de la regulació de línia del convertidor elevador amb control per corrent. Tensió de sortida (*CH III - Lila*) i tensió d'entrada (*CH IV - Blau*). Eix vertical: (*CH III*): 5 V/div, (*CH IV*): 5 V/div. Eix horitzontal: 5 s/div. (Font pròpia).

Efectivament es pot veure com la tensió de sortida no presenta canvis més enllà de petits pics que es poden considerar menyspreables. Amb això es pot veure que el convertidor opera correctament en la regulació de línia.

El següent punt és realitzar els canvis de la tensió de referència per veure si el sistema es capaç d'introduir-los a la sortida de forma ràpida i estable. En aquest cas la tensió d'entrada no varia i s'ha agafat un valor de 10 V. El resultat és el que es mostra a la següent figura:

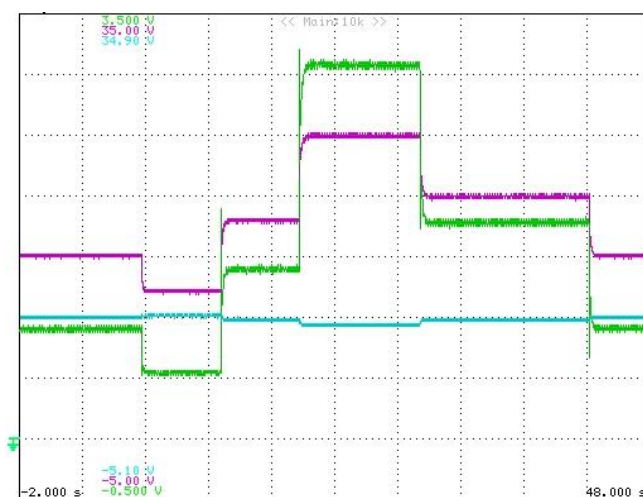


Fig 14.55: Resposta del convertidor elevador amb control per corrent a diferents consignes de referència. Corrent per l'inductor (*CH II - Verd*), tensió de sortida (*CH III - Lila*) i tensió al bus DC d'entrada (*CH IV - Blau*). Eix vertical: (*CH II*): 0,5 A/div, (*CH III*): 5 V/div, (*CH IV*): 5 V/div. Eix horitzontal: 5 s/div. (Font pròpia).

A partir de la Fig 14.55 es pot veure com el control per corrent permet obtenir a la sortida del sistema una resposta estable i del valor introduït sobre la plataforma de simulació. La tensió de sortida no presenta sobrepic per la qual cosa es pot deduir que els blocs PI estan ben sintonitzats. Pel que fa al corrent per l'inductor, aquest només presenta sobrepics en els canvis de referència, sense ser de valor molt elevat i de petita duració.

A continuació es mostra la resposta en temps real per el *DSP Oscilloscope* on efectivament es pot veure com la tensió de sortida s'ajusta a la referència marcada.

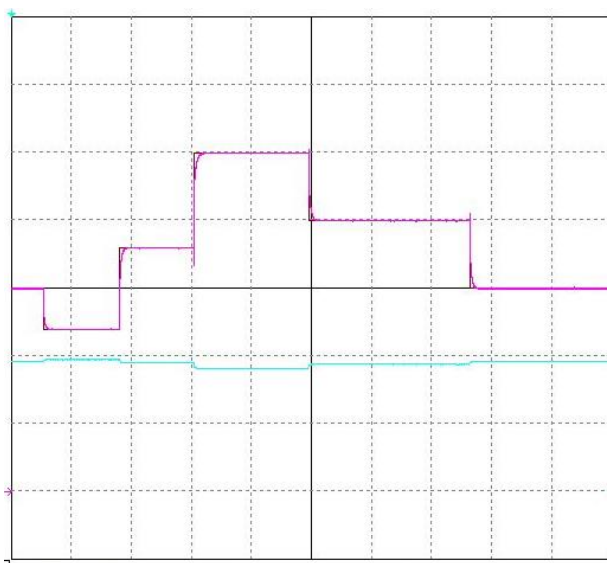


Fig 14.56: Resposta vista al *DSP Oscilloscope* del convertidor elevador amb control per corrent a diferents consignes de referència. Consigna de referència (CH II - Marró), tensió de sortida (CH III - Lila) i tensió al bus DC d'entrada (CH IV - Blau).
 Eix vertical: (CH II): 5 V/div, (CH III): 5 V/div, (CH IV): 5 V/div. Eix horitzontal: 5 s/div. (Font pròpia).

En efecte es pot veure com la resposta en temps real capturada amb l'oscil·loscopi virtual presenta el mateix valor que la sortida, de tal forma que es pot corroborar que el control per corrent emprat és molt bo obtenint a la sortida el valor desitjat.

Finalment s'ha realitzat la regulació de càrrega a una tensió d'entrada de 10 V i una de referència de 20 V. La resposta obtinguda és la que es mostra a la Fig 14.57.

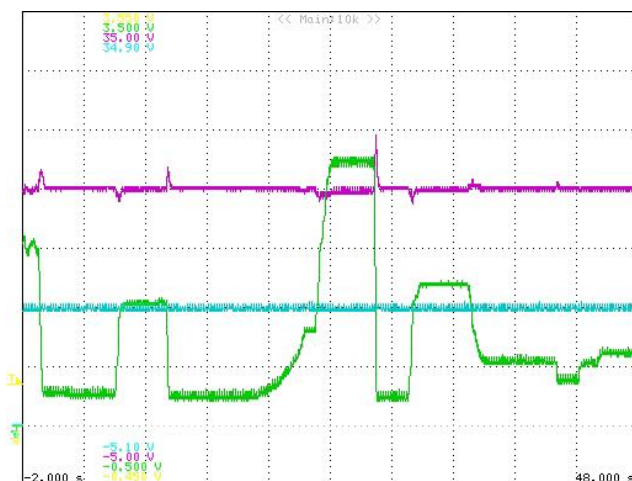


Fig 14.57: Resposta de la regulació de càrrega del convertidor elevador amb control per corrent. Corrent per l'inductor (CH II - Verd), tensió de sortida (CH III - Lila) i tensió al bus DC d'entrada (CH IV - Blau). Eix vertical: (CH II): 0,5 A/div, (CH III): 5 V/div, (CH IV): 5 V/div. Eix horitzontal: 5 s/div. (Font pròpia).

Tal i com es pot observar a l'anterior figura la regulació de càrrega és bona ja que la tensió de sortida pràcticament és manté en tot moment constant excepte alguns pics que es presenten en el moment de forts canvis de càrrega. Tot i així la resposta és molt positiva ja que per exemple en un canvi del valor de la càrrega del 400% la tensió de sortida només presenta un únic pic de 5 V d'amplitud respecte el seu valor nominal. La mateixa resposta es pot observar en el *DSP Oscilloscope*:

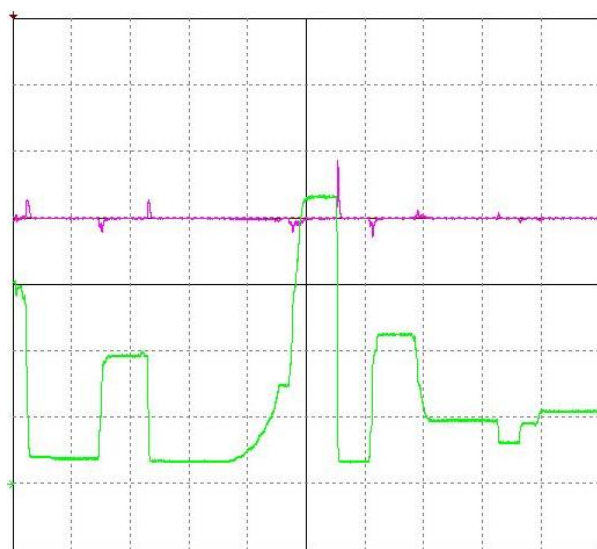


Fig 14.58: Resposta vista al *DSP Oscilloscope* de la regulació de càrrega del convertidor elevador amb control per corrent. Corrent per l'inductor (CH II - Verd) i tensió de sortida (CH III - Lila). Eix vertical: (CH II): 0,5 A/div, (CH III): 5 V/div, Eix horitzontal: 5 s/div. (Font pròpia).

Amb els resultats anteriors es pot determinar que el control per corrent presenta uns resultats molts positius en els tres estudis realitzats, fent del convertidor elevador un sistema molt robust davant possibles pertorbacions ocasionades a l'entrada o sortida del sistema. La metodologia *PIL* permet realitzar un molt bon control d'aquest convertidor.

14.4. Supercondensador

Un cop es tenen els dos convertidors dissenyats i controlats el següent i últim pas del treball ha estat emprar-los per a carregar el supercondensador disponible al laboratori E3PACS i del qual s'ha realitzat un estudi del seu funcionament i comportament, així com de les seves característiques.

A partir de les dades aportades pel fabricant es sap que el valor de la capacitat del supercondensador ronda els 7 F. L'estudi realitzat a partir de la càrrega i la descàrrega del supercondensador permet verificar quin és el valor de la capacitat real. En primer lloc i a partir del convertidor elevador dissenyat s'ha realitzat la càrrega del supercondensador. Per a realitzar-la s'ha introduït una consigna de tensió a la qual el supercondensador ha estat capaç d'arribar en un temps relativament curt. El corrent que s'ha fet circular per carregar-lo ha estat d'1 A de tal forma que si s'hagués augmentat la càrrega hauria estat més ràpida, però per termes de seguretat s'ha cregut convenient no excedir aquest valor.

A la següent figura es mostra la càrrega del supercondensador:

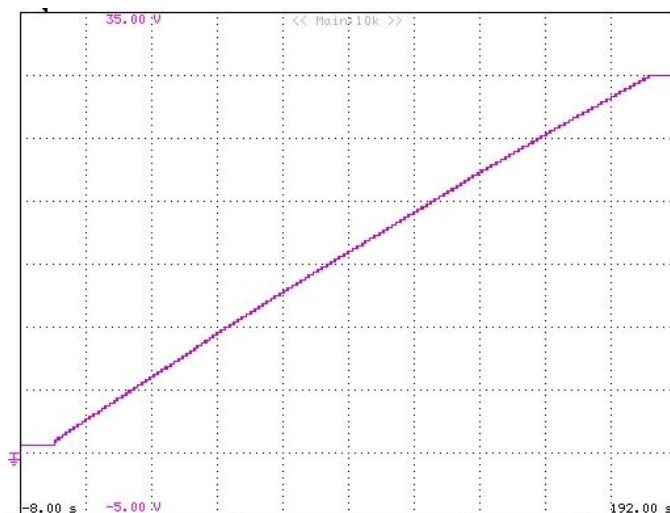


Fig 14.59: Càrrega del supercondensador. Eix vertical: 5 V/div. Eix horitzontal: 20 s/div. (Font pròpia).

Com es pot observar la càrrega del supercondensador és totalment lineal de forma que la tensió va augmentant a mesura que li entra un corrent constant.

A partir de la figura anterior i del cicle intensostàtic es pot determinar el valor de la capacitat coneixent el corrent de càrrega, i el temps que triga en assolir una determinada tensió. En aquest cas la tensió a la qual es vol carregar el supercondensador són 30 V arribant-hi en 180 segons. El valor de la capacitat real del supercondensador, es pot determinar segons la expressió següent:

$$C = I_d \frac{t_2 - t_1}{U_1 - U_2} \quad (14.5)$$

De tal forma que introduint els valors obtinguts amb la captura realitzada amb l'oscil·loscopi el valor de la capacitat real és:

$$C = 1 \cdot \frac{180 - 0}{30 - 1} = \frac{180}{29} = 6,2 \text{ F} \quad (14.6)$$

A partir de l'estudi del cicle intensostàtic el valor de la capacitat real del supercondensador és de 6,2 F el qual és semblant al valor donat al *Datasheet* del fabricant. De totes formes, es pot realitzar l'anàlisi partint e la descàrrega del supercondensador i coneixent la seva constant de descàrrega.

La descàrrega del supercondensador realitzada amb una càrrega de valor de 5 Ω en paral·lel al supercondensador es mostra a continuació:

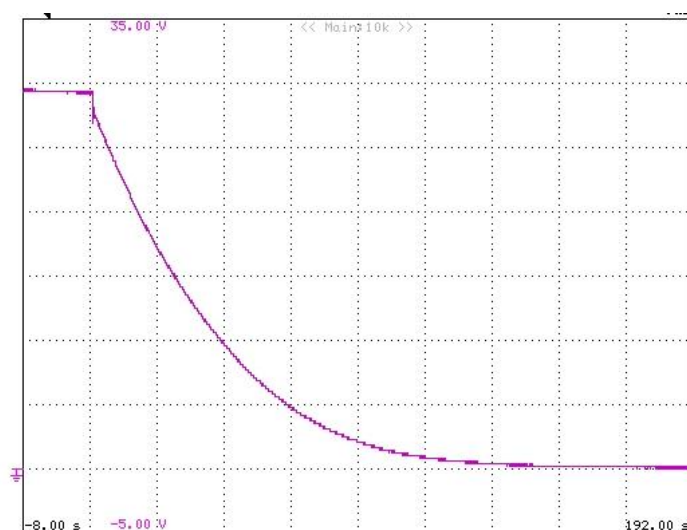


Fig 14.60: Descàrrega del supercondensador. Eix vertical: 5 V/div. Eix horitzontal: 20 s/div. (Font pròpia).

La descàrrega en canvi segueix una forma exponencial degut a que la càrrega introduïda és de valor molt petit. De no ser així es tindria una descàrrega lineal que duraria molt de temps fins a que el supercondensador es quedés sense energia emmagatzemada. Com bé s'ha esmentat, aquest dispositiu és útil en sistemes que requereixen de pics d'energia d'alt valor i poca duració o bé també per a transferir energia a càrregues de valor elevat de forma que poden durar dies o fins i tot setmanes fins a descarregar-se completament depenent del valor al qual ha estat carregat.

En aquest treball, com el que es vol es veure el seu comportament i funcionament el que s'ha realitzat és una descàrrega ràpida sobre la placa de càrregues de potència. A partir de la figura anterior i podent coneixent la constant de descàrrega es pot calcular el valor de la capacitat, i d'aquesta forma tenir dos formes d'estudi diferents per a poder decidir si el valor de la capacitat real del supercondensador està ben calculada.

La constant de descàrrega té un valor en segons i es pot calcular ràpidament a través de la recta tangent dibuixada sobre l'anterior captura tal i com es mostra a continuació:

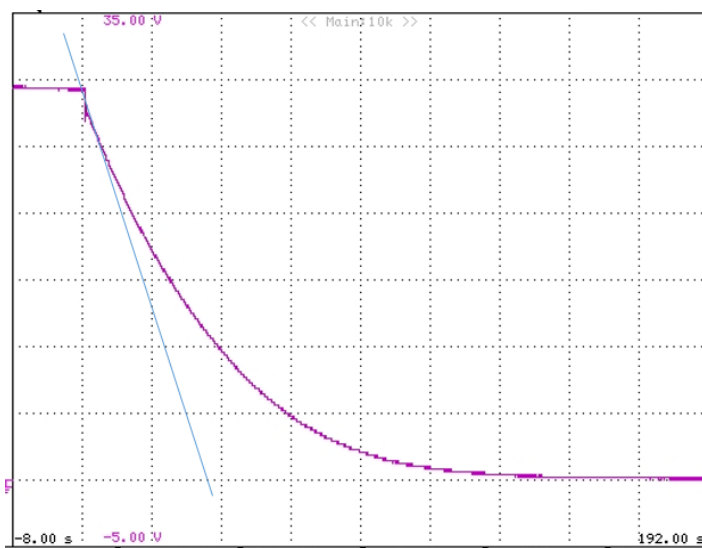


Fig 14.61: Recta que determina la constant de descàrrega del supercondensador. Eix vertical: 5 V/div. Eix horitzontal: 20 s/div. (Font pròpia).

Com es pot veure a partir de la recta de la figura anterior, el valor de la constant de descàrrega és de 38 segons. A partir d'aquest valor i sabent que la càrrega òhmica introduïda és de 5 Ω es pot trobar un altre càlcul aproximat de la capacitat del supercondensador:

$$\tau = R \cdot C \rightarrow C = \frac{\tau}{R} = \frac{36}{5} = 7,2 F \quad (14.7)$$

Segons el fabricant, el valor de la capacitat és d'uns 7,4 F de tal forma que es pot afirmar que tant aquest valor calculat a partir de la recta de descàrrega, com el calculat a partir de la recta de càrrega s'ajusten bastant bé al valor real.

Finalment, un cop s'ha pogut veure com funciona el supercondensador i els avantatges que presenta dins una microxarxa, per poder-lo emprar com a element d'emmagatzematge, s'ha procedit a realitzar una captura on es pogués contemplar la càrrega i la descàrrega així com el petit temps en el qual no s'introdueix energia i el supercondensador no requereix ser descarregat.

Aquesta captura és la que es mostra a la Fig 14.62.

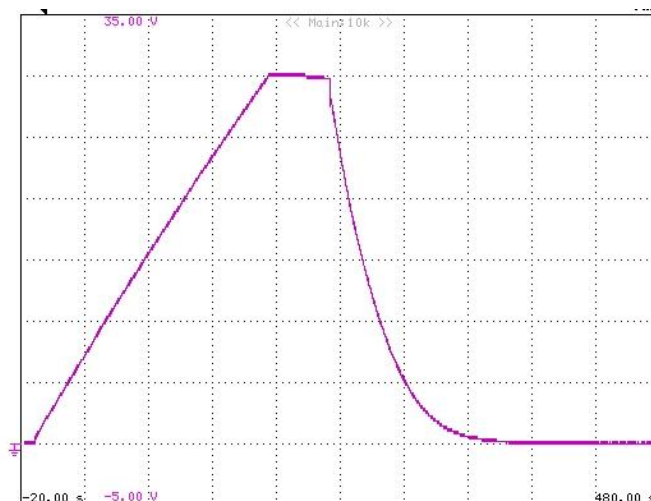


Fig 14.62: Càrrega i descàrrega del supercondensador amb temps transitori. Eix vertical: 5 V/div.
Eix horitzontal: 50 s/div. (Font pròpia).

Com es pot observar a partir de la figura, durant el temps en que el supercondensador no se li aporta energia ni tampoc se li reclama, el valor de tensió es manté constant. En realitat el supercondensador té una descàrrega automàtica deguda a la seva resistència interna paràsita, però es tan petita que és imperceptible veure com disminueix la tensió en tan poc temps. El que si es veu perfectament es com just en el moment en que s'introdueix una càrrega al mateix que li reclama energia, el supercondensador es comença a descarregar ràpidament i de forma no constant, sent aquesta una de les principals característiques i diferències vers les bateries, ja que la tensió no és constant i va disminuint amb el temps fins que és nul·la i es queda sense energia emmagatzemada.

14.5. Fotografies tèrmiques

Finalment per tal de veure d'una forma pràctica el rang al qual s'ha fet treballar alguns components en el disseny del convertidor, s'han agafat captures tèrmiques. En el cas dels convertidors s'ha posat atenció en els transistors *MOSFET* ja que són els encarregats de commutar a altes freqüències i per ells passa el corrent que alimenta el circuit. També s'ha capturat la imatge tèrmica de les càrregues ajustables que s'han emprat per a descarregar el supercondensador.

Tant per els transistors com per les càrregues s'han realitzat dos captures tèrmiques a diferents valors de potència.

En primer lloc es mostra la captura tèrmica de les càrregues a diferents potències. Per variar la potència s'ha disminuït la càrrega a una tensió de sortida fixa de 60 V. La primera captura ha estat realitzada amb les dues càrregues a alt valor òhmic. El resultat es mostra a continuació:

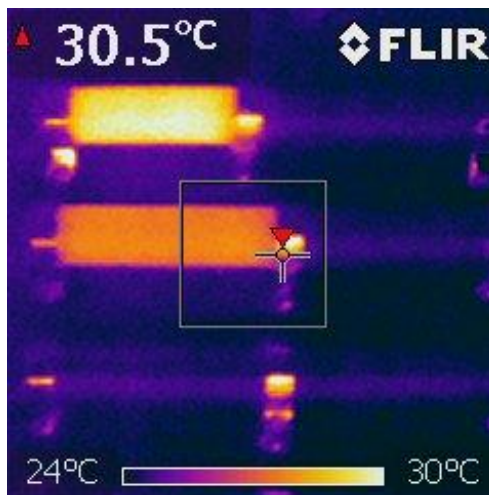


Fig 14.63: Captura tèrmica realitzada a la placa de càrregues amb una tensió a la sortida de 60 V i baixa potència (Font pròpia).

Es pot observar com la càrrega superior es troba a més temperatura degut a que el seu valor òhmic és menor i per tant, el corrent que hi circula per la mateixa és més elevat, de tal forma que la potència que veu també és més elevada que l'altre càrrega.

A continuació es mostra la captura tèrmica disminuint les resistències:

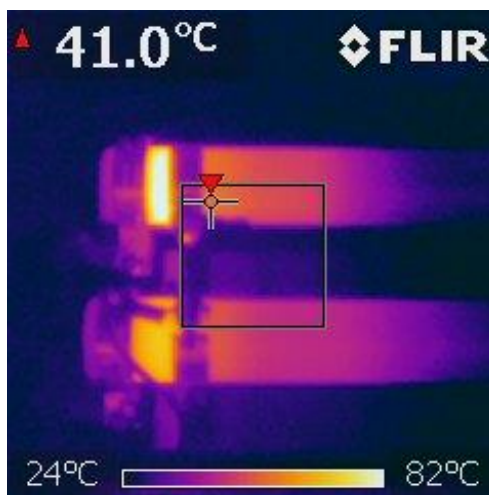


Fig 14.64: Captura tèrmica realitzada a la placa de càrregues amb una tensió a la sortida de 60 V i alta potència (Font pròpia).

A partir de la figura anterior es pot observar com al disminuir la càrrega la temperatura augmenta degut a que la potència que reben és més elevada.

En les mateixes condicions que per les captures realitzades a la placa de càrregues regulables s'han agafat captures sobre els transistors observant els resultats següents:

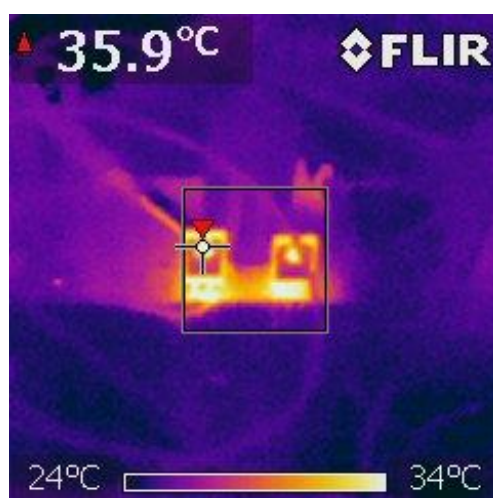


Fig 14.65: Captura tèrmica dels transistors amb una tensió a la sortida del convertidor de 30 V. (Font pròpia).

Es pot observar com els transistors es troben a temperatura elevada per la qual cosa és necessari l'ús de dissipadors de calor per no danyar-los. Augmentant la tensió de sortida fins a 60 V els transistors s'escalfen més arribant a una temperatura de 73,6 °C.

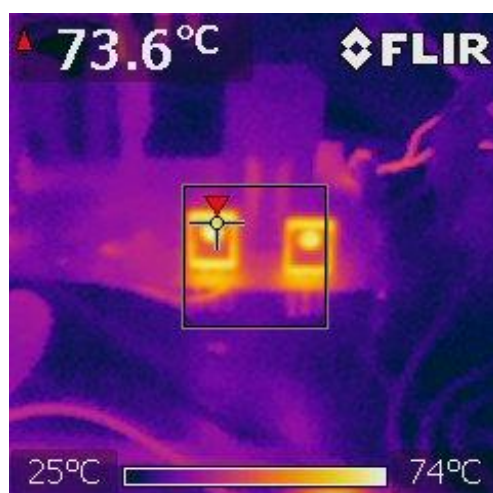


Fig 14.66: Captura tèrmica realitzada als transistors amb una tensió a la sortida de 60 V. (Font pròpia).



Conclusions

Amb la realització d'aquest treball s'han complert de forma satisfactòria els objectius marcats des d'un principi. Les diferents tasques marcades inicialment han permès seguir una ruta cap a l'objectiu final de poder dissenyar un convertidor estàtic per a emprar-lo dintre d'una microxarxa.

La modelització de convertidors basada en el model del balanç energètic així com el de variables d'estat és una manera senzilla i efectiva d'estudiar el funcionament dels diferents convertidors i les relacions entre els components que el formen. Amb aquests models es poden determinar els components necessaris per al disseny físic del convertidor.

Pel que fa a la part de control, hi ha una gran diversitat de tècniques que permeten controlar un convertidor i dotar-lo d'una robustesa i eficiència superior als mateixos en llaç obert. Cal, per tant, analitzar les característiques que es desitgen per a cada convertidor i escollir el control més adient per a l'aplicació determinada.

El control per inversió es mostra una tècnica excel·lent per controlar el convertidor reductor però no és capaç d'assolir un control tan bo com el de corrent per el cas del convertidor elevador. La senzilla i efectiva implementació del control per inversió prové de l'estudi sistemàtic mitjançant la *REM*. La *REM* és una brillant eina per a representar sistemes energètics de forma senzilla i efectiva emprant diagrames que mostren els camins que segueix el flux energètic i el control del sistema.

L'eina de simulació *PSIM* és gràcies a la qual s'ha pogut realitzar aquest projecte. Amb totes les llibreries i funcionalitats que porta permet realitzar les simulacions dels convertidors dissenyats, així com també de possibilitar la programació directa de la targeta *DSP* i emprar el mètode de control *PIL*. Algunes de les utilitats que té és la calculadora de canvi de domini i el *DSP Oscilloscope* permetent interactuar en temps real amb la *DSP* des de la mateixa interfície de simulació.

El mètode de control *PIL* permet realitzar la càrrega de control sobre un convertidor físic i veure si el control que realitza és correcte, d'aquesta forma permet controlar els dispositius que actuen com a interruptors, com és el cas dels convertidors estàtics dissenyats que empen dos transistors de commutació complementària. Amb el mètode *PIL* es pot veure si el sistema està governat correctament amb una topologia de control determinada, o bé cal redissenyar el mateix o fins i tot eliminar-lo del seu ús al sistema real.

El supercondensador resulta un element de gran utilitat com a sistema d'emmagatzematge energètic segur i net, a diferència de les bateries que contenen elements químics que les fan nocives per al medi ambient. El principal avantatge d'aquests elements és servir com a eina de suport energètica en casos

de necessitar una alta producció d'energia en un període curt. El seu ús s'està estenent cada cop més i es preveu que un futur pròxim acabin substituïnt a les actuals bateries.

Dintre de les microxarxes que conformen la nova concepció de generació distribuïda d'energia, l'ús d'elements de conversió d'energia, com són els convertidors estàtics, i d'elements d'emmagatzematge com els supercondensadors és fonamental.

Com a apèndix i mode de resum de les conclusions, es mostren els coneixements i les habilitats adquirides durant la realització del projecte:

- Coneixement de la diversitat de topologies de convertidors per a sistemes energètics.
- Aprenentatge en la modelització de convertidors incloent l'anàlisi i dimensionat dels components.
- Utilització de la *REM* com a eina alternativa en la modelització de sistemes energètics.
- Coneixement de les diferents topologies de control que existeixen i s'utilitzen en els convertidors, destacant el control per inversió resultant de la *REM*.
- Experiència en emprar l'eina de simulació *PSIM* amb totes les utilitats de les quals disposa.
- Coneixement i realització del control d'un convertidor emprant la *DSP* mitjançant l'ús de la tècnica *PIL*.
- Experiència en el control digital amb la targeta *DSP TMS320F28335* de Texas Instruments.
- Metodologia en la preparació de diferents assajos al laboratori, validant els dissenys i capturant els resultats obtinguts.
- Coneixement i implementació funcional d'un supercondensador que podria ser emprat dins una microxarxa.
- Evolució en l'aprenentatge autònom i recerca d'informació discernint entre documents útils i innecessaris.



Treball futur

La principal tasca a realitzar consistiria en la implementació dels convertidors i el supercondensador dintre de la microxarxa del laboratori E3PACS. D'aquesta forma, sent aquesta una microxarxa pensada per fer servir la generació fotovoltaica, seria necessari implementar un algoritme de gestió d'aquests mòduls FV per maximitzar la generació de la mateixa (MPPT).

D'aquesta forma a partir de les tècniques de control dissenyades per als convertidors seria necessari crear un nivell de control que governés tot el sistema a partir de les necessitats de l'usuari i la previsió de les condicions meteorològiques dies abans. Amb això es podria organitzar l'estratègia de control de cada subsistema dins la microxarxa. D'aquesta forma s'aconseguiria tenir un sistema autònom preparat per treballar sense la necessitat d'un usuari que el controli.

Aquesta etapa de gestió de la microxarxa com a un únic sistema és complexa i seria necessari invertir molt de temps per l'assaig i validació de la mateixa.

Pel que fa a l'estudi dels convertidors, es podrien dissenyar controls més robustos com ara el de lliscament o per histèresi, sobretot en el disseny del convertidor elevador. A més, es podria realitzar tota la part de control dels convertidors sobre una placa PCB que permeti's de forma ràpida el canvi d'un control a un altre depenent de les característiques a les que es troba el sistema.



Bibliografia

- [1] Martínez, S., Veganzones, C. *La generación eléctrica con energía eólica*. Escuela Técnica Superior de Ingenieros Industriales, Universidad Politécnica de Madrid. Juliol de 2016.
- [2] Sevarghebi, M., Diaz, N. *Advanced control architectures for ac and dc microgrids*. Microgrid Technology research and demonstration, 2016.
- [3] Piqué, R. *Modelització i Control de Convertidors Estàtics*, 2003.
- [4] Januay, S., Brown, J. *DC-to-DC Design Guid*. Vishay Siliconix, Octubre de 2002.
- [5] Moyaho, I. *Cargador de batería inalámbrico en aplicaciones de baja potencia*. Dept. Computación, Electrónica y Mecatrónica. Escuela de Ingeniería y Ciencias, Universidad de las Américas Puebla. Cholula, Puebla, México, Maig de 2008.
- [6] López, S., Sarmiento, R. *Convertidores de potencia*. Escuela Técnica Superior de Ingenieros, Universidad de las Palmas de Gran Canaria.
- [7] Mohan, N., Undeland, T., Robbins, W. *Power electronics: converters, applications and design*. Wiley, New York (1989).
- [8] Sebastián, J., Fernández-Miaja, P., Rodríguez, A., Rodríguez, M. *Estudio de la frontera entre modos de conducción en el convertidor reductor con filtros de orden superior al segundo cuando es usado como amplificador de envolvente*. Universidad de Oviedo, 2016.
- [9] INFINEON Technologies North America. *Buck Converter Design. Design Note DN 2013-01. V1.0 Gener 2013*.
- [10] Hauke, B. *Basic Calculation of a Buck Converter's Power Stage*. Application report de TEXAS INSTRUMENTS, Agost 2015.
- [11] Murguizur, N. *Disseny d'un Convertidor Estàtic d'Energia Elèctrica, per al Processament Energètic en una Microxarxa, emprant IPM (Intelligent Power Module)*. Juny 2017.
- [12] Eduardo-Vargas, I. *Control de un convertidor DC-DC tipo buck por medio del microcontrolador ATMEGA328*. Universidad Autónoma de Ciudad Juárez. Junio 2016.
- [13] Yang, S. *Modelling and control of a Buck converter*. Bachelor thesis, Dept. Elect. Eng., Blekinge Institute of Technology, Blekinge, Sweden, 2011.
- [14] Biswal, M. *Control Techniques for DC-DC buck Converter with improved performance*. Master thesis, Departament Electrycal Energy, National Institute of Technology. A: IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers. 2016, Vol. 63, núm. 9, p. 1531-1542. ISSN 15498328. DOI 10.1109/TCSI.2016.2571218. Rourkela, India. 2011.
- [15] Ocampo, CA. *Control de un conversor de potencia con modulador de ancho de pulso centrada usando modos deslizantes*. Tesis de Maestria, Universidad Nacional de Colombia. Colombia, 2003.
- [16] Guldemir, H. *Study of Sliding Mode Control of Dc-Dc Buck Converter*. Scientific Research, 2011.

- [17] Piqué, R., Velasco, G., Conesa, A. *Control en modo de deslizamiento para reguladores de tensión basados en el convertidor reductor-elevador no inversor*. A: . núm. 4, p. 1-6.
- [18] Wai, S. *Design of voltage tracking control for DC-DC boost converter via total sliding-mode technique*. A: IEEE Transactions on Industrial Electronics [en línia]. 2011, Vol. 58, núm. 6, p. 2502-2511. ISSN 02780046. DOI 10.1109/TIE.2010.2066539.
- [19] Biswas, S. et al. *Universal Current-Mode Control Schemes to Charge Li-Ion Batteries under DC/PV Source*. A: IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers. 2016, Vol. 63, núm. 9, p. 1531-1542. ISSN 15498328. DOI 10.1109/TCSI.2016.2571218.
- [20] Piqué, R. *Apunts de REM sobre convertidors estàtics*.
- [21] Lhomme, W., Delarue, P., Bouscayrol, A., Barrade, P. *La REM, formalisme multiphysique de commande de systèmes énergétiques*. A: 15th International Power Electronics and Motion Control Conference and Exposition, EPE-PEMC 2012 ECCE Europe. 2012, p. 1-6. DOI 10.1109/EPEPEMC.2012.6397361.
- [22] Gualous, H., Gallay, R. *Applications des supercondensateurs*. Article de la Conversió de l'energia elèctrica. Octubre de 2007.
- [23] Pinard, M. *Supercondensateurs et convertisseurs de puissance*. Article de la Conversió de l'energia elèctrica. Novembre de 2012.
- [24] *Practical Feedback Loop Analysis for Voltage-Mode Boost Converter*. Application Report, Texas Instruments, Gener de 2014.
- [25] Datasheet Supercapacitor NESSCAP EMHSR-0006C9-130ROC.
- [26] Sánchez, A. *Estudio de Sistemas de Control Discreto para Dispositivos Electrónicos en Plataformas de Simulación con Capacidad de Generación de Código*. Treball fi de master, Escola Superior d'enginyeries Industrial, Aeroespacial i Audiovisual de Terrassa, Universitat Politècnica de Catalunya. Juny de 2016.
- [27] INFINEON Technologies North America. *Boost Converter Design*. Design Note DN 2013-01. V1.0 Gener 2013.
- [28] TEXAS INSTRUMENTS. *Basic Calculation of a Boost Converter's Power Stage*. SLVA372C–November 2009–Revised January 2014.
- [29] TEXAS INSTRUMENTS. *Basic Calculation of a Buck Converter's Power Stage*. SLVA375C–November 2009–Revised February 2014.
- [30] Castilla, M., García de Vicuña, L., Guerrero, J.M., Matas, J., and Miret, J.: *Design of voltage-mode hysteretic controllers for synchronous buckconverters supplying microprocessor loads*, Proc. IEE, Electr. PowerAppl., 2005, 152, (5), pp. 1171–1178.
- [31] Piqué, R. *Introducció al control geomètric de convertidors estàtics*. Capítol 6 dels apunts de l'assignatura Modelització i Control de Convertidors estàtics. 2003.
- [32] Martin, A., Davis–Marsh, M., Pinto, G., Jorio, I. *Capacitor selection for DC/DC converters: What you need to know to prevent early failures, and reduce switching noise*, Texas Instruments, Santa Clara, California, USA. Power Forum 2012.

- [33]** Datasheet IXYS. *Power MOSFET IXFT60N50P3*.
- [34]** Piqué, R. *Modelització de Convertidors Estàtics*. Capítol 2 dels apunts de l'assignatura Modelització i Control de Convertidors estàtics. 2003.
- [35]** Rahimi, A., Parto, P., Asadi, P. *Compensator Design Procedure for Buck Converter with Voltage-Mode Error-Amplifier*, Application Note AN-1162, International Rectifier.
- [36]** Gaurav, K. *Compensator Design for DC-DC Buck Converter using Frequency Domain Specifications*. Tesis de màster. Department of Electrical Engineering National Institute of Technology, Rourkela, 2014.
- [37]** Falin, J., Allag, T. *Compensating the Current-Mode-Controlled Boost Converter*. Application Report from Texas Instruments. Juliol de 2012.

