

# Disseny d'una font commutada amb correcció del factor de potència

Enginyeria Superior de Telecomunicacions

*Projecte de final de carrera de*

Albert Guardiola Escrihuela

*Tutor: Francesc Masana Nadal*

Octubre 2010



## Índex de continguts

<b>1. Motivació</b>	8
<b>2. Objectius</b>	10
<b>3. Context tecnològic</b>	12
3.1. Introducció sobre les fonts d'alimentació	12
3.1.1. Convertidors lineals	12
3.1.2. Convertidors commutats	13
3.2. Convertidor Boost	16
3.2.1. Comportament freqüencial	18
3.3. Tècniques de control	19
3.3.1. Control lineal	19
3.3.2. Control per corrent	20
3.3.3. Control de finestres lliscants	20
3.3.4. "One Cycle Control"	20
3.4. Correcció del factor de potencia	22
3.4.1. Càrregues no lineals	23
<b>4. Disseny</b>	25
4.1. Especificacions de la font commutada	25
4.1.1. Especificacions d'entrada	25
4.1.2. Especificacions de sortida	26
4.1.3. Especificacions de sistema	27
4.1.4. Especificacions mecàniques	29
4.2. Mòdul de potència	30
4.2.1. Presentació	30
4.2.2. Circuit de potència	31
4.2.3. Xip de control	31
4.2.4. Empaquetatge	32
4.3. Esquema circuital	33
4.3.1. Entrada	33
4.3.2. Conversor AC-DC	34
4.3.3. Font de potència	34

4.3.4.	Lògica de control .....	35
4.3.5.	Etapa de sortida.....	40
4.3.6.	Font secundària .....	41
4.4.	Càlculs de disseny i dimensionat dels components.....	42
4.4.1.	Entrada .....	43
4.4.2.	Conversor AC-DC .....	44
4.4.3.	Font de potència.....	45
4.4.4.	Etapa de sortida.....	47
4.4.5.	Lògica de control .....	48
4.4.6.	Font secundària .....	56
4.5.	Simulador d'IR .....	57
4.6.	Consideracions tèrmiques i mecàniques .....	59
4.7.	Realització del circuit imprès.....	61
4.7.1.	Esquema circuital.....	61
4.7.2.	Circuit imprès.....	62
4.7.3.	Guies de <i>layout</i> .....	63
4.7.4.	Llistat de components .....	64
4.7.5.	Tecnologia de fabricació .....	65
<b>5.</b>	<b>Muntatge i testeig</b> .....	<b>66</b>
5.1.	Correccions del muntatge.....	68
5.2.	Banc de proves .....	69
5.2.1.	Càrrega .....	70
5.2.2.	Connexió a la xarxa elèctrica .....	71
5.2.3.	Presa de mesures.....	71
5.2.4.	Pràctiques de seguretat.....	72
5.3.	Posada en marxa .....	72
<b>6.</b>	<b>Mesures</b> .....	<b>74</b>
6.1.	Tensió i corrent d'entrada .....	74
6.1.1.	Observacions .....	76
6.2.	Regulació de la tensió de sortida.....	77
6.2.1.	Observacions .....	79
6.3.	Arrissat de la sortida.....	79

6.3.1.	Observacions .....	81
6.4.	Eficiències .....	82
6.4.1.	Observacions .....	82
<b>7.</b>	<b>Conclusions</b> .....	<b>83</b>
<b>8.</b>	<b>Bibliografia</b> .....	<b>87</b>
<b>9.</b>	<b>Annexos</b> .....	<b>88</b>
	Annex I: Esquema elèctric complet .....	88
	Annex II: Plànols del circuit imprès.....	90
	Annex III: Simulació d'IR completa .....	96



## Índex de figures

Figura 1: Possible esquema de classificació dels convertidors commutats .....	14
Figura 2: Exemple de convertidor funcionant en mode continu (esquerra) i discontinu (dreta).....	15
Figura 3: Esquema circuital del convertidor Boost.....	16
Figura 4: Relació de tensions entrada-sortida com a funció del cicle de treball.....	17
Figura 5: Eficiència com a funció del cicle de treball.....	17
Figura 6: Aspecte i esquema intern del mòdul de potència.....	30
Figura 7: Esquema circuital del subsistema d'entrada.....	33
Figura 8: Esquema circuital del subsistema conversor AC-DC.....	34
Figura 9: Esquema circuital del subsistema font de potència .....	35
Figura 10: Esquema circuital del subsistema de control .....	36
Figura 11: Esquema circuital del subsistema de selecció de freqüència.....	36
Figura 12: Esquema circuital del subsistema de sensat de corrent.....	37
Figura 13: Esquema circuital del subsistema de divisors de tensió.....	38
Figura 14: Esquema circuital del subsistema de compensació de llaç .....	39
Figura 15: Esquema circuital del subsistema de sortida .....	40
Figura 16: Esquema circuital del subsistema de la font secundària.....	41
Figura 17: Taula d'especificacions.....	42
Figura 18: Esquema de les sobretensions provocades per la commutació del transistor ..	46
Figura 19: Esquema circuital de l'snubber RC .....	46
Figura 20: Resultats de la simulació en línia.....	57
Figura 21: Llistat per a la compra de components .....	64
Figura 22: Components muntats sobre la placa de circuit imprès.....	66
Figura 23: Detall del muntatge circuit-mòdul-radiador .....	67
Figura 24: Detall de la soldadura del mòdul de potència.....	67
Figura 25: Vista del muntatge final .....	68
Figura 26: Correcció del muntatge dels resistors de sensat de corrent.....	69
Figura 27: Aspecte del banc de proves.....	69

Figura 28: Vista de les càrregues modulars.....	70
Figura 29: Taula de configuracions de càrrega.....	71
Figura 30: Vista de l'interruptor magnetotèrmic .....	71
Figura 31: 50 W de càrrega. Tensió i corrent d'entrada.....	74
Figura 32: 150 W i 200 W de càrrega. Tensió i corrent d'entrada.....	75
Figura 33: 300 W de càrrega. Tensió i corrent d'entrada.....	76
Figura 34: 50 W i 100 W de càrrega. Tensió de sortida i corrent d'entrada .....	77
Figura 35: 200 W i 300 W de càrrega. Tensió de sortida i corrent d'entrada .....	78
Figura 36: 50 W de càrrega. Arrissat de la tensió de sortida.....	79
Figura 37: 150 W i 200 W de càrrega. Arrissat de la tensió de sortida .....	80
Figura 38: 300 W de càrrega. Arrissat de la tensió de sortida.....	81
Figura 39: Taula d'eficiències mesurades.....	82
Figura 40: Gràfica d'eficiències mesurades.....	82



## 1. Motivació

Aquest projecte de final de carrera neix de la doble necessitat del Departament d'Electrònica de Potència de l'ETSETB de, en primer lloc,

-testejar el mòdul proporcionat pel mateix departament en un entorn de font commutada elevadora de tensió, d'alta potència i amb factor de correcció de potència,

i d'altra banda,

-disposar d'una font d'alimentació d'alta potència per a l'alimentació de sintetitzadors de senyal d'alta potència per a aplicacions industrials.

La primera necessitat és satisfeta amb el present treball, ja que permet fer un testeig significatiu del mòdul de potència, donat l'exigència de la font desenvolupada, en termes de potència i de freqüència de treball. El funcionament de la font demana als components de potència integrats al mòdul, no només manegar corrents elèctrics de gran intensitat, si no a més fer-ho a alta freqüència de commutació, exigint un comportament molt bo en termes d'eficiència, estabilitat i compatibilitat electromagnètica.

Dels resultats que desprenguin els tests als que es sotmeti el circuit dissenyat que integrarà l'esmentat mòdul de potència, es podran treure conclusions sobre la seva utilitat en entorns d'aquesta naturalesa.

La segona necessitat es veu satisfeta pel resultat mateix del projecte, que no només inclou un estudi del context tecnològic i un disseny de la font d'alimentació, sinó també una implementació física del circuit i les consegüents mesures i refinaments. Es vol que el Departament disposi, doncs, d'una font d'alta potència amb la que treballar d'ara endavant, totalment provada i validada.

A més, es tindrà una font d'alimentació que, com veurem, té característiques similars a les emprades en el món industrial, i més concretament en el de les telecomunicacions. No és rar trobar sistemes d'aquesta naturalesa en, per exemple, grups electrògens de suport a estacions de telecomunicacions. D'aquesta manera s'encabeix el present projecte en un àmbit tant ampli com és el de les TIC i totes les tecnologies relacionades.

Quant a l'alumne, aquest projecte representa una bona oportunitat d'endinsar-se en el món de l'electrònica de potència i del disseny de fonts d'alimentació, àmbit que considera molt interessant, i que aporta coneixements difícilment assolibles en altres àmbits de l'electrònica.

## 2. Objectius

A continuació es detallen els objectius concrets del present treball.

-Explicar breument els antecedents històrics de la font commutada i el concepte de correcció del factor de potència. Intentar comprendre perquè a l'actualitat es fa servir la tipologia Boost per a aquest tipus de fonts, així com perquè s'utilitza l'estratègia de control OCC (control en un cicle) enlloc d'altres, i quin camí s'ha anat seguint al llarg de la història tecnològica fins a arribar a l'estat de l'art actual.

-Fixar unes especificacions concretes per a la font a dissenyar, dins dels mínims que exigeix el Departament, personalitzat en aquest cas en el tutor del projecte. Aquestes especificacions han de ser realistes amb la tecnologia emprada, i podran estar sotmeses a actualitzacions durant la fase de disseny, atenent a les disponibilitats de components al mercat.

En aquest punt val a ressaltar el fet que, donada la naturalesa del projecte que ens ocupa, un dels objectius del qual és posar a prova el mòdul que proporciona el Departament, i del qual no es coneix el comportament que tindrà en un sistema complet complex, l'enumeració d'especificacions tindrà un fort component enumeratiu i de màxims. Es reitera, doncs, que es serà molt flexible quant a aquestes al llarg de l'elaboració del projecte.

-Realitzar un càlcul detallat dels valors nominals per als components dels diferents subcircuitos que integren la font, entorn del mòdul de potència aportat pel Departament. Els resultats d'aquest disseny es comparen amb els proporcionats per les eines de disseny i simulació que proporciona el fabricant del circuit de control que ve integrat al mòdul, International Rectifier.

No només es calcularan valors elèctrics nominals; l'estudi previ també servirà per decidir altres paràmetres, com toleràncies i aspectes tèrmics i mecànics.

-Dissenyar el circuit imprès que implementi la font d'alimentació calculada, recolzant-nos en eines de CAD electrònic. Generar a partir d'aquest la

documentació necessària per a la fabricació de la placa, que anirà a càrrec del Departament.

-Coordinar la fabricació de la placa de circuit imprès i la compra dels components necessaris als proveïdors escollits.

-Realitzar el muntatge de components al circuit imprès prototipus, així com l'assemblatge mecànic de la mateixa amb el radiador i els components mecànics necessaris.

-Posar en marxa el circuit prototipus, validar el seu funcionament, fent-hi els ajustaments que siguin necessaris i, si es dóna el cas, modificar-ne el disseny per a complir les especificacions fixades.

-Prendre mesures del comportament elèctric i funcional del prototipus, que documentin el funcionament de la font i el compliment de les especificacions.

-Realitzar la documentació tècnica que reflexi el disseny, muntatge i validació de la font commutada, i que serà la base del text d'aquest projecte de final de carrera.

-Extreure de l'estudi sobre el circuit dissenyat, conclusions raonades i documentades sobre el mòdul de potència que integra.

## 3. Context tecnològic

### 3.1. Introducció sobre les fonts d'alimentació

Des que existeix l'electrònica, especialment la de consum, ha existit la necessitat de disposar de diferents valors de tensió a partir d'una sola font d'energia. Amb la creixent complexitat dels circuits electrònics, no és estrany trobar en el mateix dispositiu diferents subcircuitos alimentats a tensions diferents. A més, les fonts d'energia no sempre poden mantenir tensions constants; pensar per exemple en el cas de les bateries o el de les cèl·lules fotovoltaïques.

Heus aquí la gran importància del convertidor DC-DC, aquell circuit electrònic capaç de convertir un nivell de tensió continu en un altre, independentment dels requeriments de la càrrega.

Amb un convertidor DC-DC es poden obtenir tensions inferiors o superiors a les originals, fins i tot negatives.

#### 3.1.1. Convertidors lineals

Els primers convertidors de tensió contínua a tensió contínua en aparèixer, i encara abundantment utilitzats, van ser els lineals.

Els convertidors lineals, que només poden convertir una tensió a una inferior a l'original, basen el seu funcionament en la dissipació de la potència sobrant, i per tant són intrínsecament ineficients. Una significativa part de la potència entrant és perduda en forma de calor, que cal extreure del circuit per a evitar el mal funcionament del convertidor. Això resulta en molts casos en l'augment de la mida dels components.

Aquesta ineficiència energètica fa a aquest tipus de convertidors totalment inadequat per a fonts d'alta potència, quedant el seu ús reduït a aplicacions de baix corrent. Entre elles la més típica és la alimentació de circuits integrats de baix consum.

En aquest àmbit, s'han desenvolupat ja xips amb caigudes de tensió (dropouts) extremadament baixos, i molt poc sorollosos, que els fan ideals per a l'esmentat propòsit.

### 3.1.2. Convertidors commutats

La filosofia dels convertidors commutats és l'emmagatzematge temporal de l'energia entrant i la posterior entrega d'aquesta energia (total o parcialment) a la càrrega. L'emmagatzematge pot ser de naturalesa magnètica o elèctrica, com es detallarà més endavant.

Teòricament, aquesta família de convertidors, que comprèn moltes i diverses topologies, té una eficiència del 100%. Tot i que, a la pràctica, la no idealitat dels components reals fa baixar aquesta eficiència a valors entre el 75% i el 98%, aquesta millora comparativa en l'efectivitat energètica ha fet a aquest tipus de fonts guanyar la partida a les lineals diversos casos d'ús, especialment quan es manegen corrents importants. Val a dir que, com a qualssevol cas, existeix la contrapartida, i en aquest cas és en forma de més complexitat de disseny, més radiacions electromagnètiques i, tot i que cada cop en menor mesura, més cost.

#### 3.1.2.1. Elèctrics

L'emmagatzematge elèctric serveix únicament per a casos de reducció de corrent, i sense entrar gaire en detall, es basa en la connexió de capacitors a l'entrada i la sortida de la font, alternadament, en diferents topologies. Els convertidors que incorporen aquesta tècnica són popularment coneguts com a "bombes de càrrega", ja que operen amb càrregues discretes. Precisament aquest fet és el que limita la seva utilitat, juntament amb la seva baixa eficiència, si es comparen amb la resta de la família. Actualment, es pot veure aquest tipus de dispositius en aplicacions de molt alta tensió, on els components magnètics es trenquen.

#### 3.1.2.2. Magnètics

Aquest tipus d'emmagatzematge és el més usual a la família dels convertidors commutats. Molts cops es fa servir aquest terme per a referir-se únicament a aquest subgrup de fonts. És més, quan es parla de convertidors DC-DC, habitualment s'està parlant d'aquest cas particular, que al seu torn, agrupa diferents topologies, tècniques i implementacions.

En aquest cas, l'energia entrant s'emmagatzema temporalment en un element magnètic (transformador o inductor), per a ser lliurada tot seguit a la càrrega, total

o parcialment. Aquest procés es produeix repetidament a una freqüència de entre 100 KHz i 10 MHz, i és el cicle de treball (relació entre el temps en que es connecta l'element magnètic a l'entrada o a la sortida) el que determina quina fracció de la potència és transferida.

Existeixen diverses propostes de classificació d'aquest tipus de fonts, com per exemple la que es recull a la següent taula:

	<b><u>Forward</u></b> (L'energia circula simultàniament de l'entrada als components magnètics i d'aquests a la càrrega)	<b><u>Flyback</u></b> (L'energia circula de l'entrada als components magnètics en una primera etapa, i s'hi emmagatzema. En una segona etapa, aquests lliuren l'energia a la càrrega)
No aïllats (sense transformador)	<ul style="list-style-type: none"> <li>• <i>Step-down (Buck)</i>: La tensió de sortida és inferior a la d'entrada, i té la mateixa polaritat.</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• <u>No inversor</u>: La tensió de sortida té la mateixa polaritat que la d'entrada: <ul style="list-style-type: none"> <li>-<i>Boost</i>: la tensió de sortida és més alta que la d'entrada.</li> <li>-<i>SEPIC</i>: La tensió de sortida pot ser més superior o inferior a la d'entrada.</li> </ul> </li> <li>• <u>Inversor</u>: la tensió de sortida té la polaritat contrària a la d'entrada. <ul style="list-style-type: none"> <li>-<i>Buck-Boost</i></li> <li>-<i>Cuk</i>: el corrent de sortida és continu)</li> </ul> </li> </ul>
	<ul style="list-style-type: none"> <li>• <i>True Buck-Boost</i>: la tensió de sortida té la mateixa polaritat que la d'entrada, i pot ser inferior o superior.</li> </ul>	
	<ul style="list-style-type: none"> <li>• <i>Split-Pi</i>: permet conversió de tensió bidireccional, respectant la polaritat, cap a tensions superiors o inferiors a la d'entrada.</li> <li>•</li> </ul>	
Aïllats (amb transformador)	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Mig pont</li> <li>• Pont complet</li> </ul>	<ul style="list-style-type: none"> <li>• Flyback</li> </ul>

Figura 1: Possible esquema de classificació dels convertidors commutats

A més, cada topologia pot ser:

-Hard-switched: els transistors poden commutar ràpidament amb independència de la tensió o el corrent als que estiguin exposats.

-Ressonants: el voltatge i el corrent que suporta el transistor es conformen segons un circuit LC, de manera que només es pot produir la commutació en el pas per zero.

Els convertidors DC-DC magnètics poden operar en dos modes, d'acord amb la forma que prengui el corrent en el seu component principal (inductor o transformador):

-Continu: el valor del corrent fluctua durant el cicle, però mai arriba a zero.

-Discontinu: el corrent pot arribar a ser zero abans o al final de cada cicle.

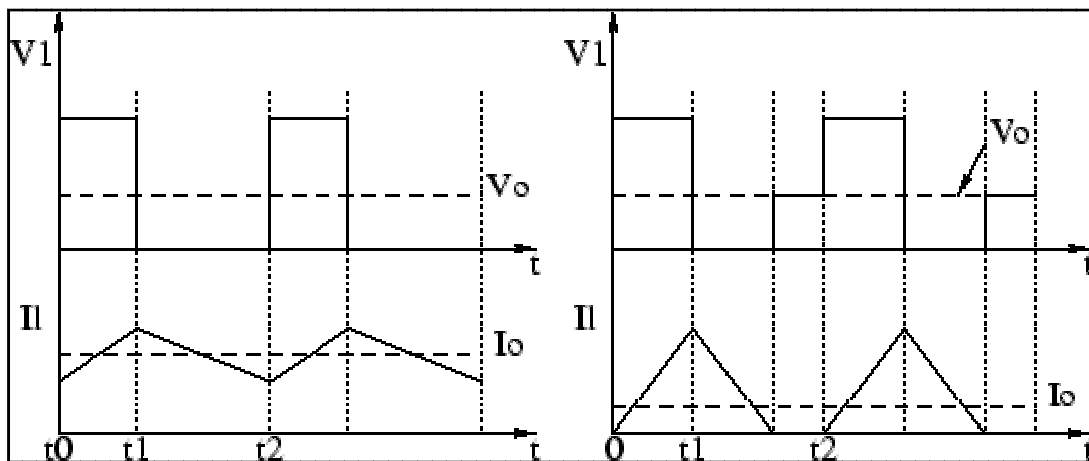


Figura 2: Exemple de convertidor funcionant en mode continu (esquerra) i discontinu (dreta)



### 3.2. Convertidor Boost

Aquesta secció es centrarà en la topologia concreta que s'emprarà per al projecte que ens ocupa, la Boost.

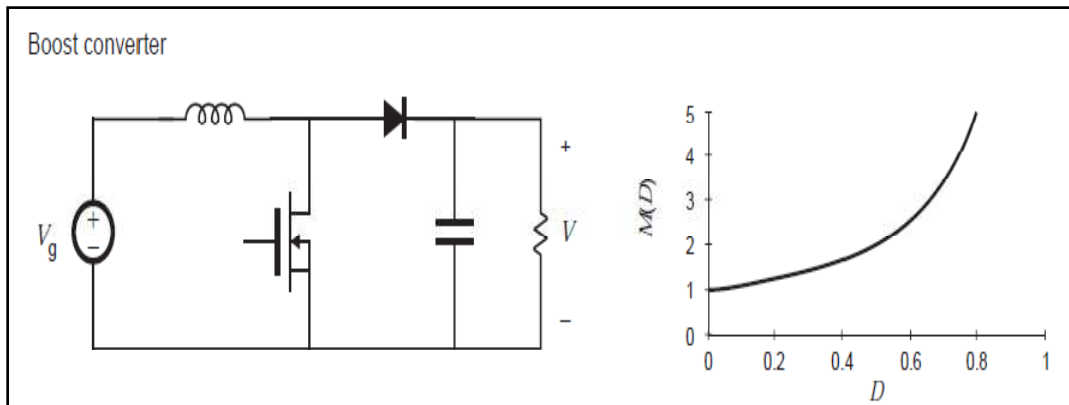


Figura 3: Esquema circuital del convertidor Boost

Una primera inspecció de l'esquema circuital porta a veure que aquesta topologia pot encabir-se en la família de les Flyback, ja que l'energia entrant s'emmagatzema a l'element magnètic en una primera fase d'operació (MOSFET conduint, díode tallat), per a després ser lliurada a la càrrega en una segona (MOSFET tallat, díode conduint), en la mesura definida pel cicle de treball del sistema, per a cada període d'operació.

Entrant a l'anàlisi matemàtica, es demostra que aquest tipus de convertidor genera una tensió contínua de sortida regulada i de valor superior a la d'entrada, contínua i no regulada, idealment segons la relació

$$M(D) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{1}{1 - D}$$

, on  $D$  és el cicle de treball de l'interruptor actiu, el transistor de potència. D'aquesta relació es dedueix directament que la topologia Boost és sempre elevadora de tensió.

Si s'analitza el circuit atenent a les no idealitats que presenta, es demostra que la relació entre les tensions d'entrada i de sortida no només depèn del cicle de treball, sinó també de la resistència que ofereixi el bobinat de l'inductor, que introdueix error per a cicles de treballs alts. El desviament respecte l'ideal pot ser molt important per a bobines amb resistència elevada (Veure Figura 4).

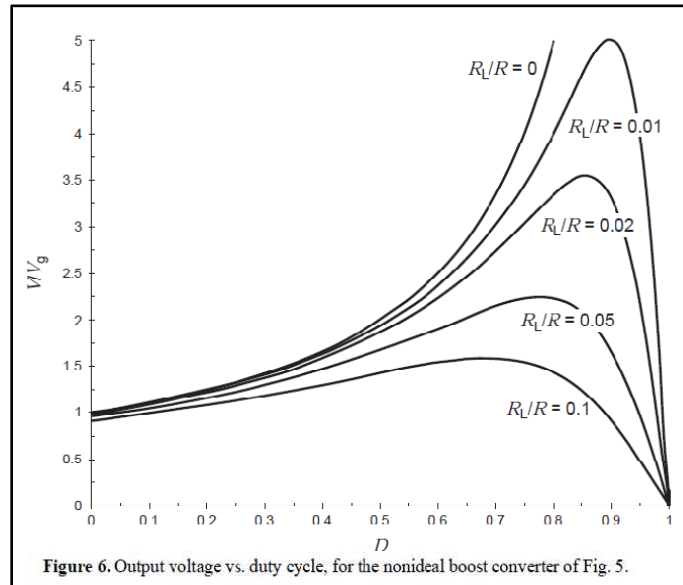


Figura 4: Relació de tensions entrada-sortida com a funció del cicle de treball

Quant a l'eficiència d'aquesta topologia, lògicament depèn també de la qualitat del bobinat de l'inductor, podent decaure dràsticament si aquest introdueix massa resistència en sèrie (veure Figura 5).

$$\eta = \frac{1}{\left(1 + \frac{Rl}{(1-D)^2 * D}\right)}$$

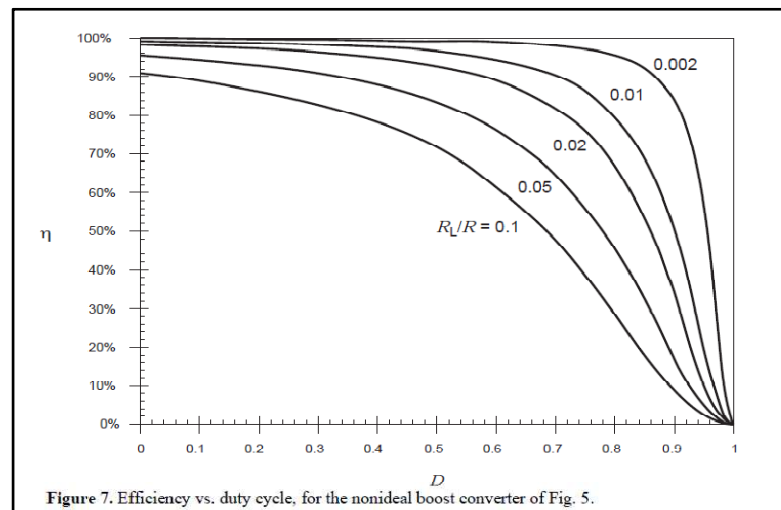


Figura 5: Eficiència com a funció del cicle de treball

### 3.2.1. Comportament freqüencial

L'anàlisi circuital del model en petit senyal porta a extreure les funcions de transferència del convertidor Boost, que resultaran útils a l'hora de dissenyar la lògica de control del sistema.

Com es demostra a [2], les principals funcions de transferència del convertidor Boost són les següents:

Funció de transferència control – sortida:

$$G_{vd}(s) = G_{d0} * \frac{\left(1 - \frac{s}{\omega_z}\right)}{\left(1 + \frac{s}{Q * \omega_0} + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2\right)}$$

Funció de transferència entrada – sortida:

$$G_{vg}(s) = G_{g0} * \frac{1}{1 + \frac{s}{Q * \omega_0} + \left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2}$$

, on

$$G_{g0} = \frac{1}{(1-D)} , \quad G_{d0} = \frac{V}{(1-D)} , \quad \omega_0 = \frac{(1-D)}{\sqrt{L * C}} ,$$

$$Q = (1-D) * R * \sqrt{\frac{C}{L}} , \quad \omega_0 = \frac{(1-D)^2 * R}{L}$$

, essent D el factor de treball del sistema, V la tensió nominal de sortida, L i C els valors d'inductància i capacitat de sortida, respectivament, i R la resistència de càrrega.

### 3.3. Tècniques de control

Després de parlar de les diferents famílies i topologies circuitals de fonts de tensió i d'alta potència, es repassaran a continuació les estratègies de control de les mateixes, introduint primer les més clàssiques, fins a arribar a la més nova tècnica de control en un sol cicle, One Cycle Control (OCC), que és la que s'emprarà en el sistema que ens ocupa, com es veurà al final del capítol.

Com s'ha anat veient en capítols previs, en la majoria de topologies, el valor de la tensió de sortida de la font depèn del cicle de treball que s'apliqui sobre l'interruptor actiu. Si es pren, per exemple, l'esquema Boost, es demostra que la relació entre les tensions de sortida i d'entrada s'estableix mitjançant la relació

$$M(D) = \frac{V_{out}}{V_g} = \frac{1}{(1 - D)}$$

, on  $D$  és, precisament, la relació percentual entre el temps en què l'interruptor condueix i el temps total que dura el cicle de commutació.

La modulació d'aquest cicle de treball per a mantenir una determinada tensió contínua de sortida, responent a possibles canvis en la càrrega, la tensió d'entrada o, fins i tot, el corrent d'entrada, és el que justifica la necessitat del control de la font d'alimentació. Les diferents estratègies amb les que s'encara el problema donen lloc a diverses tècniques de control, de les quals en posarem les meves esteses com a exemple.

#### 3.3.1. Control lineal

En una primera aproximació al problema, el cicle de treball es modula linealment en la direcció que redueix l'error. Una mostra presa de la sortida es compara amb un senyal de referència, la magnitud del qual determina el cicle de treball, que varia proporcionalment.

La principal limitació d'aquesta tècnica és la lentitud del sistema, ja que una pertorbació de la tensió d'entrada no es corregeix fins que aquesta es transmet a la sortida, el senyal d'error canvia conseqüentment, i es rectifica el cicle de treball. Sempre s'observen, per tant, pertorbacions transitòries a la sortida abans que

aquesta recuperi el seu valor nominal, d'una durada depenent de l'ample de banda del llaç.

### 3.3.2. Control per corrent

En aquest cas, es fa servir una mostra del corrent que travessa l'inductor per a determinar el cicle de treball del sistema. Al començament de cada cicle, es força l'interruptor principal a conduir, fins que el valor de la mostra de corrent iguala a una determinada referència. Es demostra a [4] que, idealment, si com a senyal de referència es pren una rampa creada artificialment amb el mateix pendent que el corrent sobre l'inductor, el sistema és capaç de corregir les pertorbacions de l'entrada en un cicle, sense que la sortida se'n vegi afectada.

A la pràctica, però, aquestes condicions només es donen en casos molt concrets, ja que les rampes de corrent sobre l'inductor depenen de diverses variables dinàmiques i no sempre compartides entre topologies. Es pot dir, per tant, que aquesta tècnica tampoc és capaç de rebutjar les pertorbacions de la tensió d'entrada en un sol cicle.

### 3.3.3. Control de finestres lliscants

Fins i tot tècniques de control més elaborades, com aquesta, de caràcter no lineal i amb una base teòrica més complexa, no són capaces de rectificar les pertorbacions del senyal d'entrada en un sol cicle, tot i que la teoria preveu variar la freqüència de commutació i d'histèresi dels interruptors.

### 3.3.4. "One Cycle Control"

La tècnica "One Cycle Control" és la més nova de les presentades en aquesta secció. Aquesta estratègia fonamenta la seva matemàtica en el caràcter polsant i no lineal dels convertidors commutats, i es demostra que es capaç d'assolir un control dinàmic instantani d'una variable commutada (representi aquesta tensió o corrent). És a dir, que a diferència de les anteriors, i amb caràcter general, aquesta tècnica de control és capaç de rebutjar les pertorbacions del senyal d'entrada en un sol cicle de commutació. No té, per tant, error estàtic ni error dinàmic.

S'intentarà a continuació presentar una idea general de la teoria que hi ha darrera d'aquesta tècnica. Per a un estudi més detallat de la mateixa, es recomana la lectura de [4].

És compartit per totes les topologies de font commutada el fet que existeix una variable commutada, és a dir, una variable que s'expressa en dos trams per a cada cicle, conseqüència de la naturalesa commutada de l'interruptor actiu del circuit. A més, és també propi de tots els esquemes circuitals de la família el fet que la tensió de sortida és el resultat de promitjar aquesta variable commutada.

Aquesta observació és la base de la tècnica de control OCC. A cada cicle, i a una freqüència constant i molt superior a la del senyal d'entrada, l'interruptor és posa a conduir. Una mostra de la tensió de sortida es va integrant, fins que assoleix el llindar marcat per un senyal de referència, moment en què es desconnecta l'interruptor fins el començament del següent cicle, i el sistema reseteja l'integrador i inicia una nova iteració de la comparació. D'aquesta manera, la tensió de sortida és la desitjada (excepte un petit arrissat superposat) en cada cicle, eliminant-se doncs, l'error dinàmic.

Intuïtivament, es pot veure que la tensió de sortida apareix com una funció lineal de la referència de control, i és independent de la tensió d'entrada. Aquesta determina directament, però, el cicle de treball del sistema. Per exemple, com més potència tingui el senyal d'entrada, més pendent tindrà la corba d'integració, més ràpid s'assolirà el valor de referència, i menor serà el cicle de treball.

Feta la introducció conceptual d'aquesta tècnica, per a una anàlisi matemàtica, es torna a adreçar el lector a [4]. Aquestes lectures demostren la validesa de la teoria de l'OCC per a totes les topologies de la família, tant en mode de treball continu com en discontinu.

### 3.4. Correcció del factor de potencia

Un cop establerta la topologia de la font de potència que s'emprarà, així com la tècnica de control que regirà el sistema, cal recordar que la font a dissenyar ha d'acomplir un objectiu fonamental, que és la de tenir un factor de potència proper a la unitat.

Per factor de potència s'entén la relació entre la potència real ( $P$ ) de la que disposa un circuit i la potència aparent consumida ( $S$ ).

$$PF = \frac{P}{S}$$

Val a recordar que la potència real és la capacitat de produir un cert treball en un determinat temps, mentre que l'aparent és defineix com el producte de tensió i corrent en el circuit. Aquestes dos magnituds tenen el mateix valor en un circuit resistiu, ja que per a cada cicle, l'energia que la xarxa entrega al circuit és transformada totalment en treball i, per tant, el factor de potència és 1. L'energia, doncs, flueix únicament en el sentit de la xarxa a la càrrega. Un altre manera d'expressar la mateixa idea és que, per a circuits amb factor de potència unitari, les formes d'ona de tensió i de corrent d'entrada estan en fase, és a dir, canvien de polaritat en els mateixos instants de temps. El producte sempre serà positiu, reforçant la idea que el signe (i per tant el sentit) de l'energia entregada és sempre el mateix.

En circuits reactius, que es com s'anomena als circuits amb una potència aparent superior a la potència real, i per tant amb factors de potència inferiors a 1, durant cada cicle, la fracció d'energia entregada que no s'aprofita per a produir un treball (potència real), és emmagatzemada temporalment en elements elèctrics o magnètics per ser retornada a la xarxa en un instant posterior del cicle. Aquest fet implica una ineficiència del sistema que es pot expressar de diferents maneres. La més evident és que el dispositiu amb un baix factor de potència consumirà un corrent més elevat per a una mateixa potència real transferida, és a dir, per a un mateix treball produït. Això no només té conseqüències negatives pel que fa al cost total de l'energia consumida (ja que les companyies elèctriques cobren per potència aparent consumida, no per la real), sinó que es tradueix també en un major cost en components, doncs aquests hauran d'estar dimensionats per a corrents majors.

En circuits amb factor de potència no unitari, per tant, la tensió i el corrent d'entrada apareixen desfasats en el temps. Aquest fet no és desitjable, ja no només pels motius econòmics ja comentats, sinó també perquè la presència d'una

forta component reactiva en un circuit podria portar a ressonàncies no volgudes i que podrien fins i tot interferir en el correcte funcionament del sistema.

En circuits amb càrregues lineals, la correcció del factor de potència es fa amb unitats automàtiques consistents en xarxes dinàmiques de capacitors i inductors que compensen la reactivitat del circuit al que precedeixen, aproximant a la unitat el factor de potència del sistema equivalent global.

### 3.4.1. Càrregues no lineals

En el cas que la càrrega a alimentar no sigui lineal, el problema de no tenir un factor de potència unitari s'agreuja amb el fet que el corrent queda distorsionat per la presència d'harmònics per sobre del senyal sinusoidal principal.

Aquests harmònics, d'una banda dificulten la mesura dels valors de corrent amb els aparells de mesura convencionals. Un multímetre basat en valors eficaços, per exemple, donaria mesures errònies de la potència consumida pel circuit.

D'una altra banda, aquests harmònics “embruten” la xarxa, ja que distorsionen fortament la forma del corrent drenat. Això ha fet que moltes jurisdiccions comencin a exigir legalment que els proveïdors de fonts d'alimentació incorporin la correcció del factor de potència en els seus dispositius.

La manera passiva d'atacar el problema en aquests casos és incorporar un filtre que rebutgi aquests harmònics a l'entrada del circuit, en combinació amb les tècniques de compensació dels components reactius que s'han comentat en la secció anterior. Aquests filtres acostumen a estar implementats amb condensadors i inductors voluminosos i cars, fet que ha fet que es tendeixi cap a les tècniques actives de correcció, si més no en la majoria d'aplicacions per a l'electrònica de consum, on el tamany i el cost són factors determinants.

La correcció activa del factor de potència s'aconsegueix tot incorporant al sistema més lògica de control. Els xips de control de nova generació incorporen la capacitat de controlar a cada instant que el corrent d'entrada no queda distorsionat per les estrebades dels interruptors de la font commutada, de manera que la forma d'ona del corrent es manté proporcional a la de tensió en tot moment. D'aquesta manera, s'aconsegueix que la càrrega aparegui com a purament resistiva, corregint-se així a la vegada el problema del desplaçament temporal de la forma d'ona del corrent, i la seva distorsió harmònica.



Aquest darrer paradigma és precisament el que ocupa aquest treball i, com es veurà més endavant, el xip de control en el que es basarà el disseny posterior incorpora la correcció del factor de potència en el seu funcionament.

## 4. Disseny

### 4.1. Especificacions de la font commutada

En aquest apartat es detallen les especificacions que regiran els posterior càlculs de disseny.

Aquestes especificacions bé poden venir exigides per les necessitats del Departament, o bé poden haver sigut triades per l'alumne com a punt de partida del procés disseny.

En qualsevol cas, aquestes especificacions podran ésser ajustades amb flexibilitat durant el transcurs de l'elaboració del projecte, principalment per dos motius:

-Primerament, per la mateixa naturalesa del projecte. Donat que es pretén estudiar el comportament d'un mòdul de potència del qual no coneixem el comportament en sistemes reals, en alguns casos no podem sinó establir especificacions hipotètiques motivades pel que es desitjaria poder assolir.

-D'altra banda, donat que el pressupost per al projecte no és il·limitat, i que fabricarem un únic prototip – amb el que això implica quant a despeses - , el posterior disseny i dimensionat dels components podrà veure's afectat per la disponibilitat de components al mercat. Si es donés el fet que un determinat component no es pogués trobar disponible, o no es pogués aconseguir a un preu raonable, podria donar-se el cas que no fos possible assolir les especificacions inicials, o almenys, no en el context d'aquest projecte.

Fets aquests comentaris, es passa a detallar, doncs, quins valors inicials prendrem com a guia del nostre disseny posterior.

#### 4.1.1. Especificacions d'entrada

##### \*Especificació ENT1: Alimentació a baixa tensió

La font haurà d'anar connectada a la línia elèctrica de baixa tensió. Això significa que haurà de treballar amb una entrada sinusoidal amb un valor nominal de tensió de 240 V eficaços.

Les companyies elèctriques estan obligades a mantenir la tensió que proveeixen dins d'un marge del 10% del valor nominal. Així docs, especifiquem la tensió d'entrada entre els 218 V i els 264 V eficaços.

\*Especificació ENT2: Immunitat al soroll i les sobretensions i sobrecorrents de la xarxa de baixa

No podem garantir que la línia elèctrica ens proporcioni sempre una senyal sense pics de tensió fóra dels límits especificats, i neta de soroll, per la qual cosa l'etapa d'entrada de la font ha de ser capaç de rebutjar sobretensions i sobrecorrents puntuals, així com de filtrar el soroll present a la xarxa fins on sigui possible.

\*Especificació ENT3: Factor de potència unitari

L'etapa d'entrada haurà d'aparèixer com una impedància purament resistiva, o dit d'una altra manera, el factor de potència del sistema haurà de poder aproximar-se per 1. Això es traduirà automàticament en una demanda de corrent aproximadament sinusoidal, que és precisament el que es buscava tenir.

Aquesta exigència és demanda de l'actual estat de l'art de l'electrònica de potència. A Europa, les recomanacions de l'IEC exigeixen que els dispositius per a electrònica de consum incorporin correcció del factor de potència. A més, la majoria de directives i certificacions en fonts d'alimentació estableixen uns factors de potència mínims propers a la unitat.

#### 4.1.2. Especificacions de sortida

\*Especificació SOR1: Sortida nominal de tensió contínua de 400 V, servint 300 W.

La font ha de ser capaç de servir una senyal contínua nominal de 400 V, essent aquesta sortida regulable en tensió. No voldrem que aquesta tensió caigui en cap cas per sota del 80% d'aquest valor nominal. Això representa una tensió de sortida mínima de 320 V.

#### \*Especificació SOR2: Protecció de sobretensió de la sortida

Per raons de protecció dels components físics emprats en la implementació pràctica del circuit, que seran explicades més endavant, establirem com a tensió màxima de sortida un valor que no superi en entre un 5% i un 10% de la tensió nominal de sortida.

Aquest tant per cent de sobretensió haurà de ser ajustable per mitjà d'un potenciòmetre.

#### \*Especificació SOR3: Sortida d'alta impedància i amb regulació de càrrega

L'etapa de sortida ha de ser d'alta impedància per poder connectar qualsevol càrrega sense importar-ne la naturalesa.

Així mateix, el sistema ha de ser capaç de mantenir la seva tensió de sortida dins dels límits acceptables tot i presentar-s'hi canvis, progressius o sobtats, en la càrrega que suporti. Es desitjaria que aquesta tensió no variï més d'un 5% respecte el seu valor nominal.

#### \*Especificació SOR4: Descàrrega de seguretat de la sortida

El circuit dissenyat haurà de ser capaç de poder gestionar la descàrrega dels condensadors de sortida en desconnectar la font, per evitar que la sortida mantingui massa temps tensions elevades, que podrien ser perilloses per a la integritat física de l'operari de la font. El dimensionat dels valors que determinin aquesta descàrrega es fixarà a partir del temps de *hold up* (veure especificació SIS3).

### **4.1.3. Especificacions de sistema**

#### \*Especificació SIS1: Eficiència

Exigirem una eficiència energètica del 92%. És a dir, que el 92% de la potència extreta de la xarxa elèctrica estigui disponible a la sortida.

Donat que la font tindrà una impedància d'entrada purament resistiva, el 8% restant haurà dissipada per la mateixa font, concretament pel(s) dissipador(s) col·locats per a aquest fi.

\*Especificació SIS2: Temps de start up

Exigirem inicialment que el temps de *start up* de la font, és a dir, el temps que aquesta trigui a servir la tensió demanada després d'haver-la posat en marxa, sigui de 50 ms.

Es tria aquest valor a la llum dels fulls d'aplicació proporcionats pel fabricant del xip de control.

\*Especificació SIS3: Temps de hold up:

En desconnectar la font, en cap cas es voldrà que la sortida aguantí la tensió més de 30 ms, atenent a les recomanacions del fabricant del xip de control. Més concretament, es voldrà que la sortida caigui com a mínim a una tercera part del seu valor nominal en aquest temps.

\*Especificació SIS4: Arrissat màxim del corrent a la bobina

Novament prenent com a guia les recomanacions d'International Rectifier, fabricant del xip de control en què es basa el disseny, es tria un valor del 30% per al màxim arrissat del corrent a la bobina.

\*Especificació SIS5: Freqüència de commutació del sistema

La font treballarà a una freqüència de commutació de 100 KHz. En aquest cas, l'especificació tampoc no ve donada per un requeriment d'ús del departament, ni per un desig de l'estudiant, sinó per una recomanació del fabricant, que proposa aquest valor com a punt de partida, basant-se en experiència empírica. Com el posterior disseny dependrà fortament d'aquesta variable, la fixarem ja ara en aquest punt, entenent-la com a especificació i, per tant, estalviant-nos un grau de llibertat.

#### 4.1.4. Especificacions mecàniques

##### \*Especificació MEC1: Portabilitat

La font haurà de formar un bloc únic i autocontingut que pugui ser portat arreu. Així doncs, el mòdul de potència, així com les etapes d'entrada i sortida, la resta de subsistemes (com el de control, per citar-ne un) i els necessaris dissipadors tèrmics, hauran de constituir un sol dispositiu assemblet.

##### \*Especificació MEC2: Accessibilitat de l'operari

La composició d'espai de la font s'haurà de fer amb la idea el cap que el seu ús ha de ser pràctic i intuïtiu. Tot i tractar-se d'un prototipus, una bona situació d'entrades, sortides, elements d'ajust i punts de mesura, facilitarà enormement el treball, i per tant els resultats que se n'obtinguin.

##### \*Especificació MEC3: Dissipació autosuficient

El dispositiu haurà d'incloure els elements de dissipació tèrmica suficients per al bon funcionament de la font. No es volen elements de ventilació externs, ja que entrarien clarament en conflicte amb l'especificació MEC2.

Val a dir, respecte aquest punt, que donada la naturalesa de prototipus del dispositiu, es preferirà sempre un sobredimensionat dels elements de dissipació que garanteixi el compliment d'aquesta especificació, i no pas una política massa estalviadora respecte a aquest punt.

La dissipació de la càrrega de la font està, lògicament, exclosa d'aquesta especificació, ja que es dona per suposat que és ella qui la incorpora, en cas que fóra necessari.

## 4.2. Mòdul de potència

El disseny de la font d'alimentació que haurà de complir les especificacions enumerades a l'apartat anterior estarà basat en el mòdul de potència que ens proporciona el Departament d'Electrònica de Potència de l'ETSETB.

No oblidar pas que un dels objectius del present treball és avaluar-ne el comportament.

Aquest capítol es centrarà en presentar aquest mòdul.

### 4.2.1. Presentació

El mòdul proporcionat incorpora dos subcircuits, relacionats, però amb funcions i naturalesa clarament diferenciades. D'una banda, el circuit de potència; de l'altra, el xip de control.

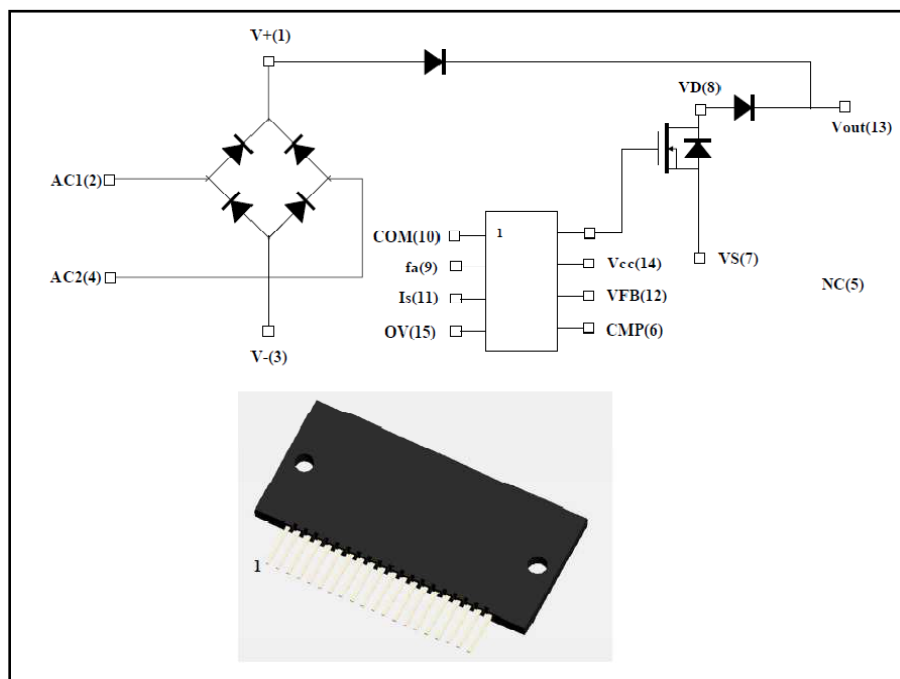


Figura 6: Aspecte i esquema intern del mòdul de potència

#### 4.2.2. Circuit de potència

Incorpora aquells components de la font que suporten altes potències: el transistor MOSFET, les seves proteccions, el díode en directa, així com a el pont de díodes d'ona completa necessari per a fer la conversió AC-DC. El connexionat respon a la topologia Boost, fet que encaixa perfectament amb les pretensions d'aquest projecte.

#### 4.2.3. Xip de control

El mòdul integra també el xip IR1150, fabricat per International Rectifier. L'IR1150 és un xip de control que incorpora la correcció del factor de potència per a fonts d'alimentació, dissenyat per a operar en mode de conducció continu (CCM) en un ampli rang de tensions.

Basa el seu funcionament en la tècnica "One Cycle Control", proposada per IR. A l'apartat 3.3.4 es pot trobar una breu explicació sobre la filosofia d'aquesta tècnica i sobre els seus avantatges. Entre aquestes, destaca, això cal recordar-ho, la important reducció en número de components emprats, àrea de circuit imprès i temps de disseny.

De l'IR1150, del qual es pot trobar el datasheet als annexos amb el de la resta de components, destacarem les següents característiques:

-Segons la filosofia OCC, el xip fa servir dos llaços (un de corrent i un de tensió) que controlen l'amplitud, la forma i la fase del corrent d'entrada, per a una tensió contínua de sortida determinada, i aconseguint un factor de potència a l'entrada gairebé unitari.

La mostra de tensió de sortida es pren mitjançant un divisor resistiu connectat al pin VFB, que és l'entrada inversora de l'amplificador d'error.

La mostra de corrent es pren al pin  $I_s$ , mesurant la caiguda de tensió en borns de la resistència de sensat, i representa el corrent que travessa l'inductor. Aquest pin alimenta també un comparador que dispara la protecció per sobrecorrent quan la mostra de corrent excedeix el valor d'1V.



-El xip retroactúa sobre el circuit de potència variant el cicle de treball del senyal de govern de la porta del transistor, disponible al pin GATE. Aquesta sortida pot manegar fins a 1.5 A.

-La freqüència de commutació és programable per mitjà d'un resistor extern, i pot prendre valors entre 50 i 200 KHz. El pin corresponent és el FREQ.

-Es pot programar també una protecció per sobretensió a la sortida, mitjançant un segon divisor resistiu, que fixi una tensió de sortida (un determinat tant per cent per sobre de la nominal) per sobre de la qual es desconnecti el senyal de govern de la porta. El pin per a aquest efecte és el OVP.

-Incorpora la possibilitat d'afegir una xarxa de compensació que modifiqui la dinàmica de la sortida de l'amplificador d'error, i amb ella la del sistema complet. L'usuari pot configurar els components de compensació d'aquest senyal per obtenir la resposta freqüencial desitjada. Pin COMP.

-Finalment, esmentar que el xip compleix amb els requeriments de baix consum en repòs (Energy Star, 1W Standby, Blue Angel, etc) Per entrar en sleep mode, amb un consum total per sota de 200 uA, s'ha de portar el pin OVP per sota de 0.62 V.

#### 4.2.4. Empaquetatge

El mòdul de potència ve integrat en un empaquetatge DIL plàstic de 70 x 35 cm. Té 14 pins disposats en una filera, separats entre ells 4 mm. La carcassa té dos forats M3 per a la subjecció del mòdul. Una cara del mòdul és alumini conductor tèrmic i n'hem d'assegurar un bon contacte amb l'element de dissipació per al bon funcionament dels components que integra. Aquesta cara està aïllada elèctricament.

### 4.3. Esquema circuital

En aquest apartat es detalla l'esquema circuital del disseny de la font d'alimentació que ens ocupa.

El sistema global es pot dividir en cinc subcircuits, que podem prendre de manera independent per a la seva explicació i posterior dimensionat. Aquests cinc blocs són la font de potència, la lògica de control, l'etapa d'entrada, l'etapa de sortida i la font d'alimentació de baixa tensió.

Es passa ara a comentar cadascun d'ells per separat. Es recomana veure l'esquema complet als annexos per a un enteniment més acurat de l'explicació que segueix. Val a dir que en aquesta secció no s'entrarà a dimensionar cap component del circuit, cosa que es deixa per al següent apartat.

#### 4.3.1. Entrada

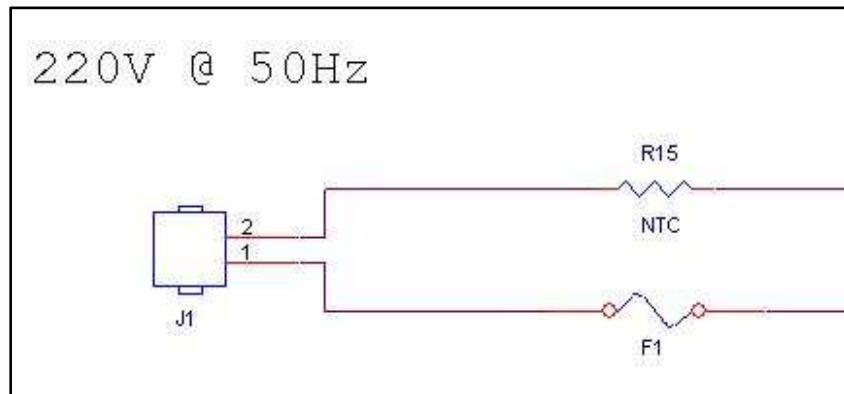


Figura 7: Esquema circuital del subsistema d'entrada

L'entrada consta en primer terme d'un connector (J1) pel qual entrarà la tensió alterna de 240 VAC que subministri la xarxa. Aquest component, doncs, s'haurà de dimensionar per tal que suporti aquest voltatge i el corrent màxim d'entrada que pugui demanar el dispositiu.

Com a primera protecció del circuit s'afegeix un termistor (R15), component que desconnectarà l'entrada temporalment si detecta sobtats augments en la potència d'entrada.

Per a més seguretat, s'hi incorpora un fusible (F1), pensat especialment per a protegir el dispositiu, i l'operari, en cas de curtcircuit de la càrrega o algun altre motiu que dispari el consum.

#### 4.3.2. Conversor AC-DC

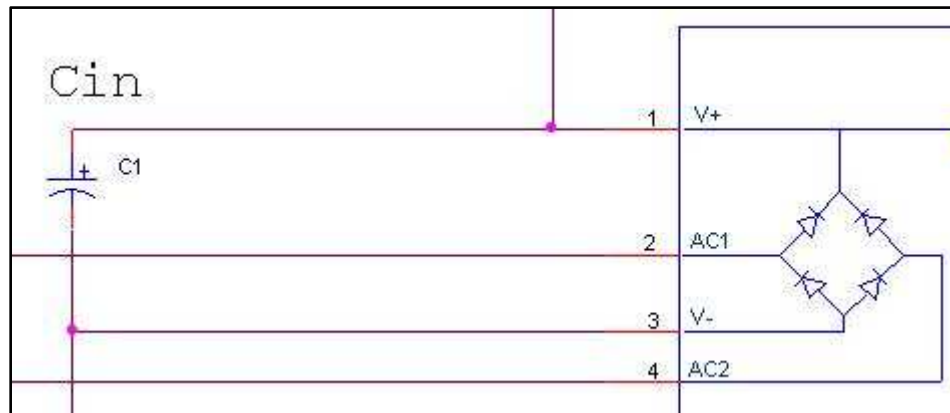


Figura 8: Esquema circuital del subsistema conversor AC-DC

El conversor Boost necessita un bus de contínua per a partir del qual elevar la tensió. Per tant, el senyal altern s'ha de rectificar. Per fer-ho, s'utilitza el pont de díodes integrat al mòdul de potència, acompanyat per un condensador extern ( $C1$ ) que estabilitzi aquesta contínua.

El condensador  $C1$  haurà de ser capaç de treballar a altes tensions i d'absorbir els màxims pics de corrents previstos a la freqüència de commutació triada. Complirà a més, la funció de rebuig d'altres freqüències, formant així un filtre d'entrada que minimitzi les radiacions electromagnètiques de l'etapa. El triarem, doncs, de pel·lícula (de la família MKT, per exemple) i de bona qualitat.

#### 4.3.3. Font de potència

La font de potència pren la configuració Boost o elevadora de tensió. Aquesta topologia és, precisament, la que incorpora el mòdul de potència amb el que es treballa.

Tant els dos interruptors semiconductors (transistor MOSFET i díode en directa) estan integrats al mòdul. Resta com a component extern, doncs, la bobina (L1). Al següent apartat es dimensionarà i detallarà l'inductor en qüestió.

Afegirem també, com a bloc extern al mòdul, un senzill *snubber* per a absorbir els pics de tensió resultants de la commutació del transistor, i per tant, reduir la potència dissipada en aquests transistors. Es tracta d'un conjunt RC sèrie, que dimensionarem en el següent apartat.

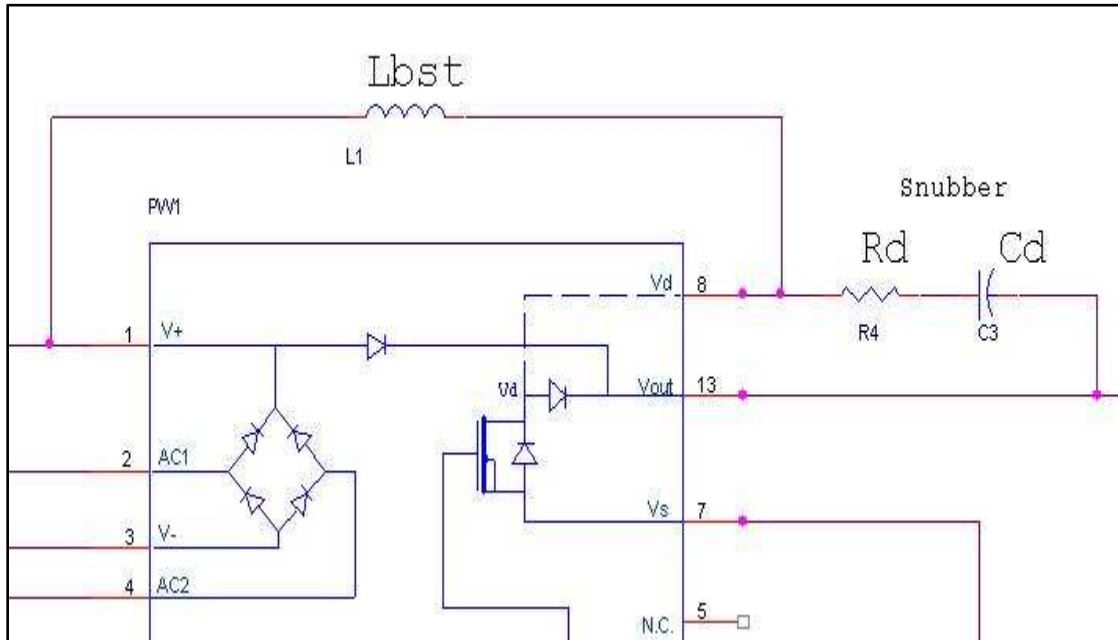


Figura 9: Esquema circuital del subsistema font de potència

#### 4.3.4. Lògica de control

Com ja s'ha comentat, el control de la font de potència es basa en la tècnica OCC, que implementa en aquest cas el xip IR1150, integrat en el mòdul proporcionat pel Departament.

Aquest xip integra l'amplificador d'error i l'electrònica que genera el senyal de porta, així com proteccions de diferents tipus. Per a més informació, veure l'apartat 4.2.3.

Al voltant de l'IR1150 s'ha de muntar l'electrònica que fixarà els paràmetres principals de treball de la font, i compensarà la funció de llaç del sistema per

garantir-ne l'estabilitat. Així doncs, a continuació es detallen els diferents blocs electrònics de la perifèria del xip de control.

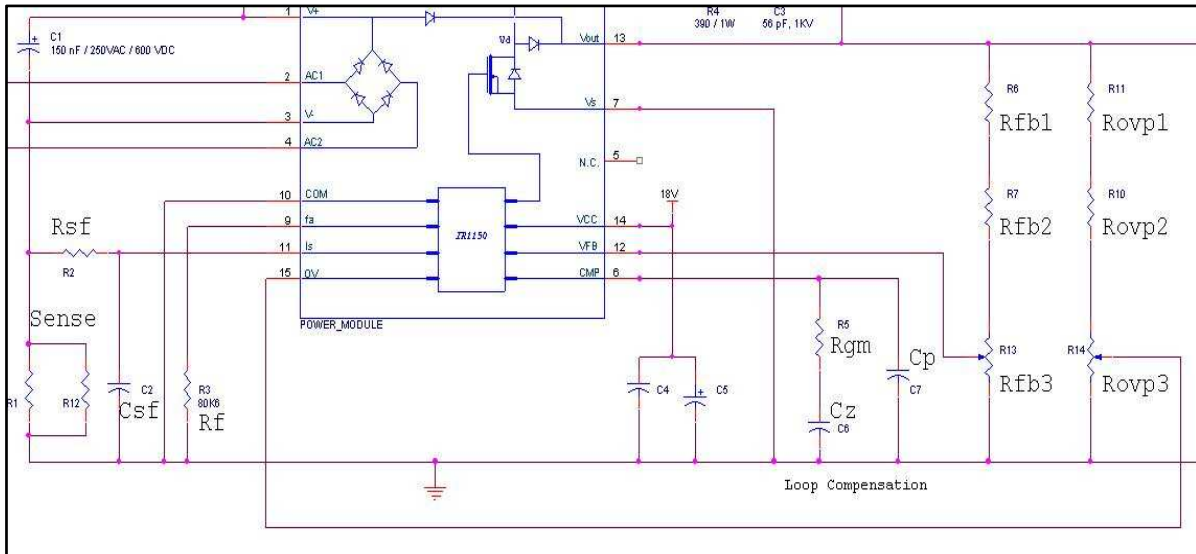


Figura 10: Esquema circuital del subsistema de control

#### 4.3.4.1. Selecció de freqüència

El resistor R3, connectat entre el pin *fa* i massa, selecciona la freqüència de commutació de la font, segons la taula de selecció que apareix a les especificacions del xip. En funció de la resistència que triem, prendrà un valor entre 50 i 200 KHz.

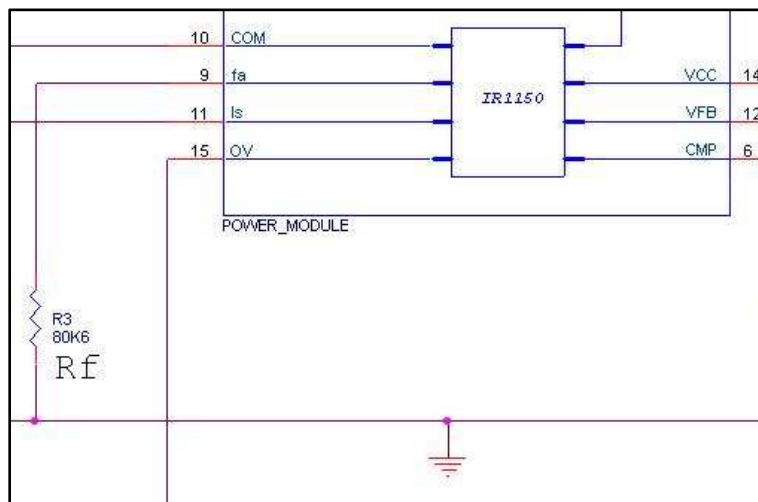


Figura 11: Esquema circuital del subsistema de selecció de freqüència

#### 4.3.4.2. *Sensat de corrent*

El paral·lel dels resistors R1 i R12 determina la resistència de sensat de corrent. El xip de control mesura la caiguda tensió en borns d'aquesta resistència, que representa el corrent que travessa l'inductor.

Aquest senyal es neteja de soroll amb un senzill filtre passa-baixes, compost pel resistor  $R_{sf}$  (R2) i el condensador  $C_{sf}$  (C2). Es decidirà la freqüència de tall d'aquest filtre RC en el següent capítol.

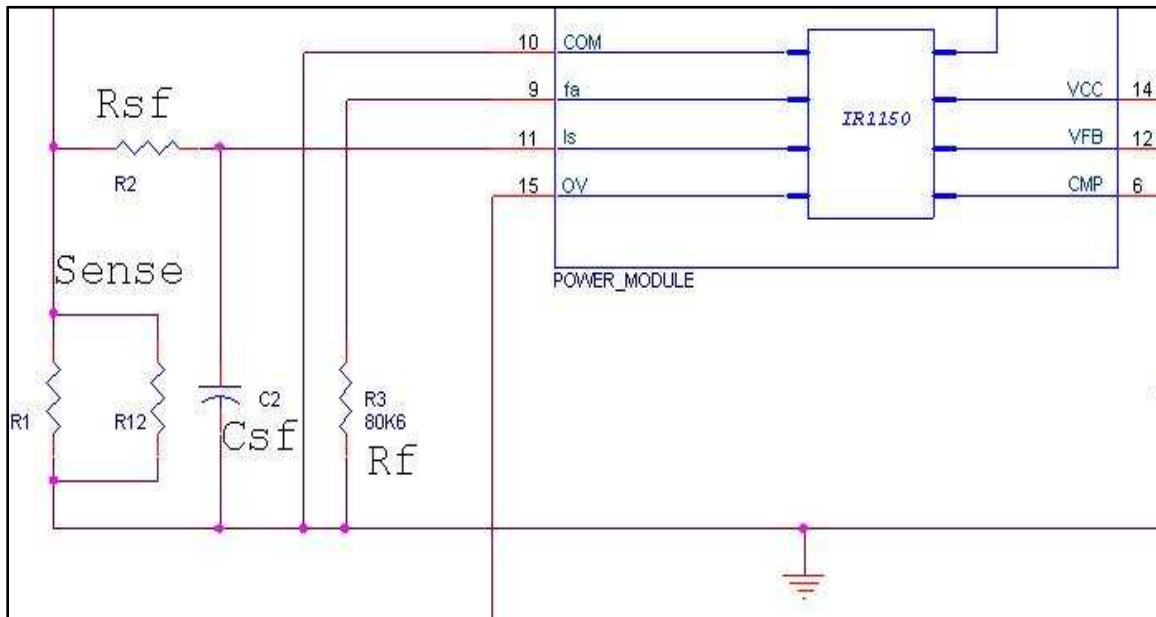


Figura 12: Esquema circuital del subsistema de sensat de corrent

#### 4.3.4.3. *Sensat de tensió de sortida*

Com ja s'ha comentat, la lògica de control OCC necessita també una mostra de la tensió de sortida. Es pren mitjançant un divisor de tensió clàssic que penja del bus de contínua de sortida i que alimenta el pin VFB, internament connectat a un comparador amb un llindar  $V_{ref}$ , típicament 7 V.

La impedància de la branca ha de ser prou baixa per no introduir un error significatiu a la mesura, però prou alta per no disparar el consum. Un valor típic per a aquesta és 1M $\Omega$ .

#### 4.3.4.4. Protecció de sobretensió de la sortida

Per a evitar que la sortida prengui valors massa elevats en moments puntuals, i pensant sobretot en la protecció dels components de l'etapa de sortida de la font de potència, es programa una tensió  $V_{ovp}$  a partir de la qual el xip desconnecta la porta del transistor MOSFET fins que la sortida torna a prendre valors segurs.

Aquesta tensió  $V_{ovp}$  es fixa amb un segon divisor de tensió que penja de la tensió de sortida, connectat al pin OVP del xip.

Tenir en compte que el comparador al qual internament està connectat aquest pin, té com a líndar el 105,5% de  $V_{ref}$ .

Quant a temes d'impedància, tenir en compte la mateixa idea que en el primer divisor.

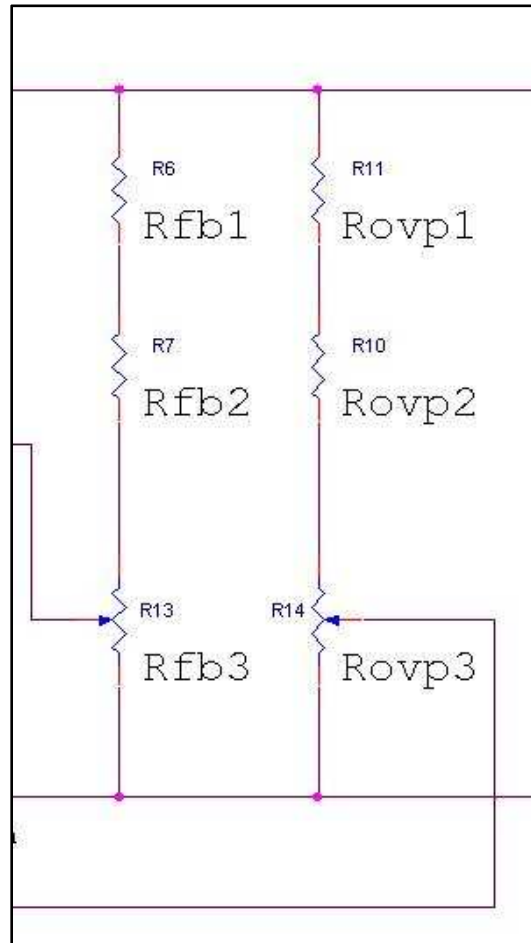


Figura 13: Esquema circuital del subsistema de divisors de tensió

#### 4.3.4.5. Compensació del llaç

Aquesta circuiteria, connectada entre el pin COMP i massa, ha de servir per a compensar el llaç de tensió del sistema, tot fixant el temps de *set up* en arrencada amb *soft start*.

El temps de *set up* és, atenent a les notes d'aplicació del fabricant del control, funció dels capacitors de compensació  $C_p$  i  $C_z$ , i de la màxima corrent que pot donar l'amplificador d'error a la seva sortida ( $i_{O\overline{V}EA}$ ). Generalment  $C_p$  és molt més petit que  $C_z$ , i per tant pot ésser negligit. El temps de *set up*, per tant, determinarà directament el valor de  $C_z$ .

La resta dels valors de la xarxa es determinen segons la compensació de llaç que necessitem introduir al sistema. Aquesta compensació té dos objectius:

-D'una banda, reduir l'ample de banda del guany en llaç obert a menys de la meitat de la freqüència de la xarxa elèctrica, de manera que el sistema pugui regular la sortida tot i la presència de l'arissat de 100 Hz provinent de la sinusoide d'entrada rectificada.

-De l'altra, limitar el nivell d'aquest segon harmònic (arissat a 100 Hz) reinjectat a la lògica del sistema pel sensat de la tensió de sortida. Generalment es busca que aquest nivell sigui inferior a l'1% del rang de l'amplificador d'error.

Aquestes consideracions porten a les equacions que dimensionen la xarxa de compensació, i que podem trobar per al xip IR1150 a [3].

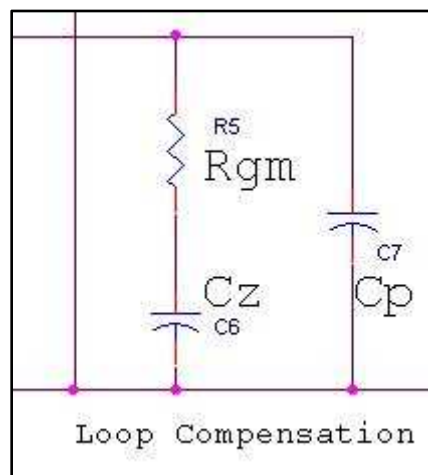


Figura 14: Esquema circuital del subsistema de compensació de llaç



#### 4.3.5. Etapa de sortida

Aquesta etapa consta de tres elements: una gran capacitat (C8, C11, en aquest cas) que agunti la tensió de sortida, servint el corrent a la càrrega en funció de la seva demanda; una resistència que forci la descàrrega dels condensadors (R16) en desconectar la font d'alimentació; i un connector (J2) expressament dimensionat, on s'hi connectarà la càrrega.

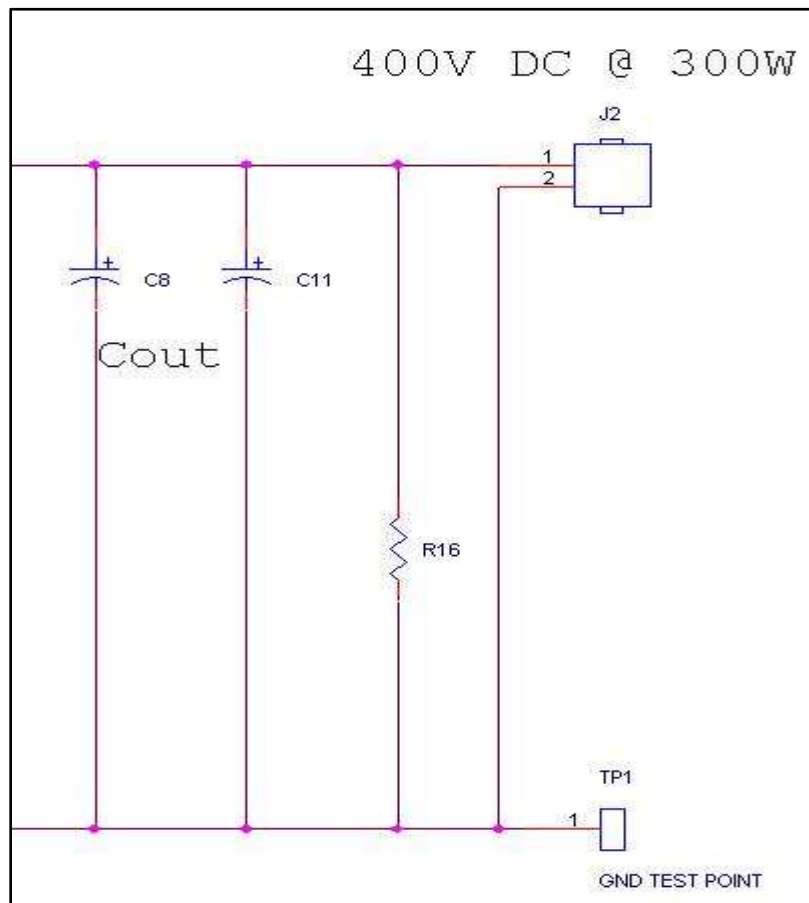


Figura 15: Esquema circuital del subsistema de sortida

#### 4.3.6. Font secundària

Aquest bloc s'encarrega d'obtenir una tensió contínua prou baixa per a l'alimentació del mòdul de potència (i per tant del xip de control), a partir de la tensió alterna de la xarxa elèctrica.

Com que no haurà de servir corrents alts, aquesta font serà lineal, ja que les pèrdues per dissipació no seran significatives.

En primer terme, un petit transformador (T1) baixarà la tensió fins a uns manejables 18 VAC, que rectificarem amb un pont de díodes (D1), estabilitzarem (C12, C9) i regularem fins els 18 V en contínua, mitjançant un regulador lineal de baixa caiguda de tensió (U1).

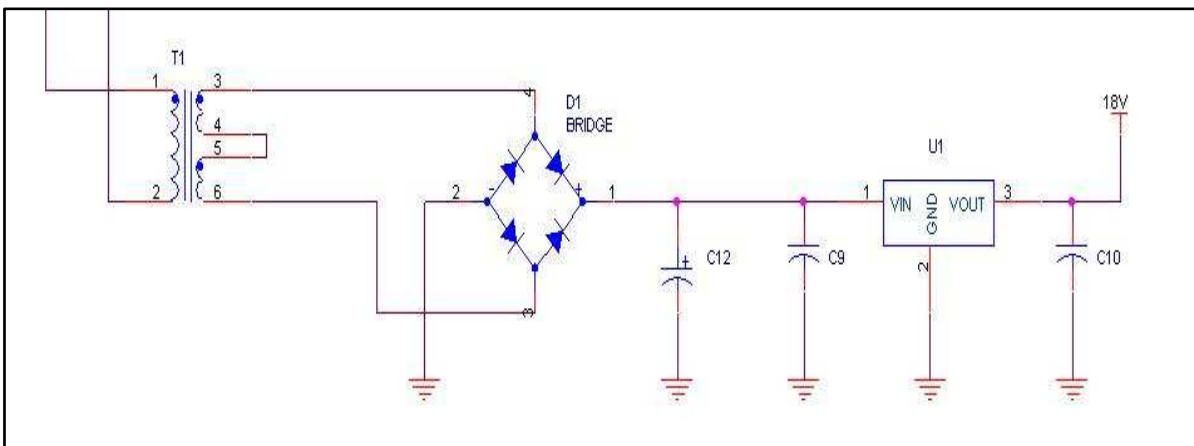


Figura 16: Esquema circuital del subsistema de la font secundària

#### 4.4. Càlculs de disseny i dimensionat dels components

En aquesta secció es recullen els càlculs i les consideracions que porten al dimensionat dels components que integren el disseny. Com a guia principal d'aquest procés s'ha pres la nota d'aplicació del fabricant del xip de control [3], International Rectifier, per versar sobre un disseny molt similar al que ocupa aquest projecte.

Els càlculs fets en a aquesta secció es recolzaran per les simulacions obtingudes amb l'eina en línia proporcionada per la mateixa International Rectifier, i que exposem en el següent capítol.

A la Figura 16 es recuperen les principals especificacions llistades en capítols anteriors, com a punt de partida dels càlculs posteriors.

Especificació	Magnitud	Notació	Valor
ENT1	Tensió eficaç mínima d'entrada	$V_{in(RMS)min}$	216 Vrms
ENT1	Tensió eficaç màxima d'entrada	$V_{in(RMS)max}$	264 Vrms
ENT1	Freqüència de la xarxa	$f_{in}$	50 Hz
ENT3	Factor de potència desitjat	<b>PF</b>	0,99
SOR1	Tensió nominal de sortida	$V_{out}$	400 VDC
SOR1	Potència màxima de sortida	$P_{out(max)}$	300 W
SOR2	Tensió mínima de sortida	$V_{out(min)}$	320 VDC
SOR2	Tensió llinar de sobretensió (nominal)	$V_{ovp}$	425 VDC
SIS1	Eficiència mínima	$\eta_{min}$	92 %
SIS2	Temps de <i>set up</i>	$t_{su}$	50 ms
SIS3	Temps de <i>hold up</i>	$t_{hu}$	30 ms
SIS4	Arrissat màxim del corrent a la bobina	$\Delta i_L$	30 %
SIS5	Freqüència de commutació de sistema	$f_{sw}$	100 KHz

Figura 17: Taula d'especificacions

Es defineixen també una sèrie de variables d'entrada i sortida que s'aniran emprant, per a una total comprensió del procés de disseny:

\* $P_{out(max)}$  = Màxima potència de sortida, és a dir, màxima potència que la font ha de servir a la càrrega.

\* $P_{in(max)}$  = Màxima potència d'entrada, és a dir, màxima potència que el sistema extraurà de la xarxa elèctrica. Valor aparent.

\* $\eta_{min}$  = Eficiència mínima que se li exigeix a la font.

\* $I_{in(rms)max}$  = Valor eficaç del corrent màxim extret de la xarxa elèctrica per la font.

\* $I_{in(pk)max}$  = Valor de pic del corrent màxim que la font demanarà a la xarxa elèctrica.

\* $I_{in(avg)max}$  = Valor promig del corrent màxim extret de la xarxa elèctrica per la font.

\* $V_{in(rms)min}$  = Valor eficaç de la tensió mínima proporcionada per la xarxa elèctrica.

\* $V_{in(pk)min}$  = Valor de pic de la tensió mínima proporcionada per la xarxa elèctrica.

#### 4.4.1. Entrada

Les condicions més exigents de treball de la font es donaran per a línia baixa. És a dir, quan la tensió d'entrada estigui en el seu mínim nivell dintre de les especificacions, i per tant, el corrent que s'extregui de la xarxa elèctrica per a una determinada potència de sortida, sigui màxim.

És, per tant, en aquest corrent màxim en el que es basarà bona part del disseny:

#### Potència i corrent d'entrada màxims:

S'assumeix el valor mínim que s'havia especificat per a l'eficiència de la font:

$$P_{in(max)} = \frac{P_{out(max)}}{\eta_{min}} = \frac{300 \text{ W}}{0.92} = 326 \text{ W} \quad (1)$$

El valor eficaç del corrent màxim que s'extraurà de la xarxa d'alterna es calcula a partir de (1) i de la mínima tensió d'entrada (valor eficaç):

$$I_{in(rms)max} = \frac{P_{out(max)}}{\eta_{min} * V_{in(rms)min} * PF} = \frac{300 \text{ W}}{0.92 * 216 \text{ V} * 0.998} = 1.51 \text{ A} \quad (2)$$

Suposant corrent sinusoidal, objectiu de les tècniques de correcció del factor de potència que apliquem, es pot calcular directament el valor de pic d'aquest corrent d'entrada màxim, així com el seu valor promig:

$$I_{in(pk)max} = \sqrt{2} * I_{in(rms)max} = \sqrt{2} * 1.51 A = 2.13 A \quad (3)$$

$$I_{in(avg)max} = \frac{2 * I_{in(pk)max}}{\pi} = 1.36 A \quad (4)$$

A la llum d'aquests primers resultats, podem dimensionar ja els components de l'etapa d'entrada:

-Quant al connector d'entrada, J1, haurà d'estar especificat per a un mínim de 270 V entre borns, cosa que ja sabíem, i per a un corrent superior a 2.13 A.

-El fusible haurà d'estar especificat per a un corrent superior a aquests 2.13 A, deixant-ne un marge del 25 %. Un valor estàndard de 5 A acompliria sobradament la seva funció.

#### 4.4.2. Conversor AC-DC

El pont de díodes està integrat en el mòdul de potència. Queda, doncs, dimensionar el condensador que es col·loca per estabilitzar l'ona rectificada i filtrar-ne el soroll d'alta freqüència.

Es defineix  $r$  com el màxim factor d'arissat a alta freqüència ( $\Delta V_{in}/V_{in}$ ); típicament entre el 3 i el 9%. Es tria un valor del 6% per a aquest disseny.

Es defineix  $K_{\Delta IL}$  com el factor d'arissat del corrent a l'inductor. S'especifica aquest valor al 30%, en primera instància. Si es considera que l'excursió del corrent resultant a la bobina és excessiu, es revisarà aquest valor.

$$C_{in} = K_{\Delta IL} * \frac{I_{in(rms)max}}{2 * \pi * f_{sw} * r * V_{in(rms)min}} = 0.3 * \frac{1.51 A}{2 * \pi * 100 \text{ KHz} * 0.06 * 216 V}$$

$$C_{in} = 56 \text{ nF} \quad (5)$$

Per tant, el condensador de filtre d'altres freqüències haurà de tenir una capacitat superior a 56 nF, i haurà de poder suportar la tensió alterna rectificada.

Típicament, per a aquest ús es fa servir un capacitor de pel·lícula d'alta qualitat, amb bon comportament en el filtratge de les components d'alta freqüència. La sèrie MKT és una tria adequada per a aquest propòsit.

#### 4.4.3. Font de potència

El transistor i el díode en directa del subsistema de la font estan integrats al mòdul de potència, i per tant, no queda lloc per al seu càlcul. Sí que cal dimensionar l'inductor i l'*snubber* que els acompanyaran.

A l'hora de fer el càlcul de la inductància de la bobina, un pas previ indispensable és el de trobar el cicle de treball màxim del transistor MOSFET. Aquesta situació es donarà per a  $V_{in(pk)min}$ , ja que en aquest moment el corrent entrant a la font, i per tant el que haurà de manegar la bobina, serà màxim.

$$V_{in(pk)min} = \sqrt{2} * V_{in(rms)min} = \sqrt{2} * 216 V = 305 V \quad (6)$$

$$D = \frac{V_{out} - V_{in(rms)min}}{V_{out}} = \frac{400 V - 305 V}{400 V} = 0.24 \quad (7)$$

$$\Delta I_L = 0.3 * I_{in(pk)max} = 0.3 * 2.13 A = 0.64 A \quad (8)$$

$$I_{L(pk)max} = I_{in(pk)max} + \frac{\Delta I_L}{2} = 2.13 A + \frac{0.64 A}{2} = 2.46 A \quad (9)$$

Amb (6), (7) i (9), calculem la inductància mínima de la bobina:

$$L_{bst} = \frac{V_{in(pk)min} * D}{f_{sw} * \Delta I_L} = \frac{305 V * 0.24}{100 KHz * 0.64 A} = 1.144 mH \quad (10)$$

Respecte a l'*snubber*, que es dissenyarà segons un esquema RC, l'objectiu és minimitzar les sobretensions provocades en commutar el transistor, degudes a la seva no idealitat (veure Figura 17).

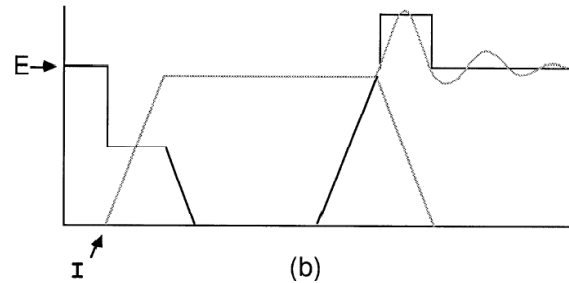


Figura 18: Esquema de les sobretensions provocades per la commutació del transistor

L'esquema circuital s'il·lustra a la Figura 18 sobre el model simplificat d'un Boost.

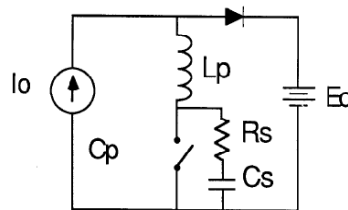


Figura 19: Esquema circuital de l'snubber RC

Es pren com a valors per a  $R_s$  i  $C_s$ ,  $390 \Omega$  i  $47 \text{ pF}$  respectivament, valors observats en fonts de naturalesa i magnitud semblant. Amb aquests components, la potència dissipada en commutació, tal i com s'indica a [7], serà:

$$P_{diss} \approx C_s * f_{sw} * (V_{sw})^2 = 47 \text{ pF} * 100 \text{ KHz} * 400 \text{ V}^2 = 0.75 \text{ W} \quad (11)$$

, on  $f_{sw}$  és la freqüència de commutació del transistor i  $V_{sw}$  la tensió que ha de suportar entre els seus borns quan no condueix. Es pot aproximar tranquil·lament aquesta tensió per la nominal de sortida, ja que l'arribat és en aquest cas despreciable. Tenint en compte que es parla d'una mera estimació, es pot

concloure pel moment que el dimensionat proposat per l'*snubber* és suficient per que l'eficiència del sistema no decaigui, ja que les pèrdues per dissipació són menyspreables en front dels 300W de sortida de la font.

#### 4.4.4. Etapa de sortida

El component més crític en aquesta etapa és el condensador de sortida, que haurà de ser prou gran per a poder mantenir la tensió sobre la càrrega desviant-se el mínim possible del seu valor nominal, i haurà de poder suportar una tensió permanent de 400 V entre els seus borns.

Els paràmetres que intervenen en el càlcul de la capacitat de sortida són la potència a servir a la càrrega, les tensions implicades i el temps de *hold up*, que està especificat en 30 ms.

$$C_{out(min)} = \frac{2 * P_{out} * \Delta t}{(V_{out})^2 - (V_{out(min)})^2} = \frac{2 * 300 W * 30 ms}{400 V^2 - 320 V^2} = 391 \mu F \quad (11)$$

El valor normalitzat més proper que compleix aquesta condició és 470 nF. Un bon condensador electrolític d'alumini amb un *rating* de tensió de 450 V serà adequat per a aquest propòsit.

Per motius de seguretat, independentment del temps de *hold up* desitjat, es preveurà una resistència que forci la descàrrega del condensador al interrompre l'alimentació de la font en un temps raonable, després del qual serà totalment segur manipular el dispositiu.

Es considera que un temps de descàrrega ( $t_{bleed}$ ) adequat ha d'estar entorn d'1 segon, entenent com a temps de descàrrega l'equivalent a 4 vegades la constant de temps RC. Així doncs:

$$R_{bleed} = \frac{1}{4 * t_{bleed} * C_{out}} = \frac{1}{4 * 1 seg * 470 \mu F} = 2200 \Omega \quad (12)$$



#### 4.4.5. Lògica de control

##### 4.4.5.1. Selecció de freqüència

El xip IR1150 selecciona la seva freqüència de treball en funció de la resistència que se li connecta entre el pin **FREQ** i massa, segons el seu full d'especificacions. S'estima que, per la desitjada freqüència de commutació de 100 KHz, la resistència adequada haurà de ser de l'entorn de 80 K $\Omega$ . El valor normalitzat més proper és el de 80.6 K $\Omega$ . Es triarà un resistor amb una tolerància del 0.1% per a una bona exactitud.

S'entén que aquest pin podrà servir un corrent molt baix i que, per tant, un resistor de 0.25 W serà prou adequat.

##### 4.4.5.2. Sensat de tensió de sortida

La tensió de sortida del convertidor està fixada per tres resistències, que formen un divisor de tensió que penja del bus de contínua de sortida i que realimenta la lògica de control per mitjà del pin  $V_{fb}$ , entrada no inversora de l'amplificador d'error.

El fabricant del xip recomana una impedància total equivalent de la branca de 1 M $\Omega$ , ja que aquest és un valor prou petit per no introduir errors en la mostra de tensió, sobrevingut pels corrents de polarització. Altrament, aquest valor d'impedància és prou gran com per tenir que el divisor tingui un consum de potència raonable.

Així doncs, i prenent el valor nominal de la tensió de sortida,  $V_{out} = 400$  V, es procedeix al càlcul del divisor:

$$R_{fb1} = R_{fb2} = 499 \text{ K}\Omega \quad (\text{per recomanació del fabricant})$$

$$R_{fb3} = \frac{V_{ref} * (R_{fb1} + R_{fb2})}{(V_{out} - V_{ref})} = \frac{7 \text{ V} * (499 \text{ K}\Omega + 499 \text{ K}\Omega)}{(400 \text{ V} - 7 \text{ V})} = 17.8 \text{ K}\Omega \quad (13)$$

Per a la implementació real del circuit, la resistència  $R_{fb3}$  es substituirà per un potenciòmetre que compregui un conjunt de valors més ampli, fet que permetrà tenir un ajust fi de la tensió de sortida. Per a les resistències  $R_{fb1}$ ,  $R_{fb2}$  es trien resistors de 0.1 % per a una màxima exactitud.

Quant al consum de la branca, es calcula:

$$P_{fb(nom)} = \frac{(V_{out} - V_{ref})^2}{2 * (R_{fb1} + R_{fb2})} = \frac{(400 V - 7 V)^2}{2 * (499 K\Omega + 499 K\Omega)} = 77.4 mW \quad (14)$$

Així doncs, serà suficient amb emprar resistors de 0.25 W en aquesta branca.

#### 4.4.5.3. Protecció per sobretensió de la sortida

Es procedeix anàlogament al primer divisor, ara tenint en compte que el valor màxim de la tensió de referència del pin OVP és  $V_{ref(ovp)} = 1.07 * V_{ref}$ , i que es treballarà per a aquest dimensionat amb la tensió màxima que en cap cas volem que superi la sortida,  $V_{ovp} = 425 V$ .

$$R_{ovp1} = R_{ovp2} = 499 K\Omega \quad (\text{per recomanació del fabricant})$$

$$R_{ovp3} = \frac{V_{ref} * (R_{ovp1} + R_{ovp2})}{(V_{out} - V_{ref(ovp)})} = \frac{1.07 * 7 V * (499 K\Omega + 499 K\Omega)}{(425 V - 1.07 * 7 V)}$$

$$R_{ovp3} = 17.9 K\Omega \quad (15)$$

Com en el cas anterior, la resistència  $R_{ovp3}$  es substituirà per un potenciòmetre que compregui un conjunt de valors més ampli, fet que permetrà tenir un ajust fi de la tensió de sortida. Per a les resistències  $R_{ovp1}$ ,  $R_{ovp2}$  es trien resistors de 0.1 % per a una màxima exactitud.

Quant al consum de la branca, es calcula:

$$P_{ovp(nom)} = \frac{(V_{out} - V_{ref(ovp)})^2}{2 * (R_{ovp1} + R_{ovp2})} = \frac{(400 V - 1.07 * 7 V)^2}{2 * (499 K\Omega + 499 K\Omega)} = 77.2 mW \quad (16)$$

Així doncs, també serà suficient amb emprar resistors de 0.25 W en aquesta branca.

#### 4.4.5.4. *Sensat de corrent*

Es tracta ara de dimensionar la resistència de la qual es pren la mostra de corrent que necessita el segon llaç del sistema.

Amb aquest segon llaç, l'IR1150 és capaç d'anar ajustant el cicle de treball de la porta del MOSFET per tal de garantir en la mesura del possible la forma sinusoidal del corrent d'entrada al sistema.

Aquesta mostra es pren entre el pin SNS i massa. Aquest pin també serveix per activar la protecció de sobrecorrent si el mòdul de la tensió en borns de la resistència de sensat supera el valor d' 1 V.

Així doncs, aquesta resistència és dimensionarà pel pitjor cas de corrent, el de potència màxima de sortida i mínima tensió d'entrada.

Abans d'entrar en el càlcul, val a fer un breu comentari sobre com funciona l'ajust del cicle de treball en funció de la mostra de corrent

L'amplificador de la mostra de corrent té un guany en contínua  $G_{dc} = 2.5$ , està internament compensat i el seu ample de banda està limitat per sobre de 280 KHz. Per la naturalesa de la tècnica OCC, es pot prendre una mostra del corrent que circula pel transistor com a entrada del pin  $I_{SNS}$ , tal i com ho faríem amb el corrent de la bobina.

El rang per a la tensió en borns de la resistència de sensat,  $V_{SNS}$ , és (-1 V, 0 V).

En el pitjor cas recentment exposat, el cicle de treball al pic de la sinusoide per a la mínima tensió d'entrada és 0.24, segons el que havíem vist a (7). Aquesta situació es dona per a una tensió mínima d'entrada,  $V_{in(pk)min}$ . Quan la tensió instantània

d'entrada disminueix, el llaç de tensió respon augmentant la tensió de modulació  $V_m$ , i per tant augmentant el cicle de treball.

Però quan  $V_m$  es satura al seu màxim (que segons el datasheet del xip IR1150 és  $V_{m(sat)} = 6.05 \text{ V}$ ), un augment addicional de corrent limitarà el cicle de treball, i per tant farà caure el corrent de sortida.

Segons [3], la relació que determina el cicle de treball en cada moment pot veure's com la següent fracció:

$$\frac{V_m - G_{dc} * V_{sns}}{V_m} = \frac{T_{on}}{T_s} = D \quad (17)$$

$$V_{sns(max)} = \frac{V_{m(sat)} * (1 - D)}{G_{dc}} = \frac{6.05 \text{ V} * (1 - 0.24)}{2.5} = 1.8 \text{ V}$$

S'observa que les condicions de treball de la font que ens ocupa mai arribaran a saturar la tensió de modulació, ja que el mòdul de la tensió de sensat  $V_{sns}$  no pot superar mai el valor d'1 V. És a dir, es podrà disposar de tota la excursió de tensions del pin de sensat de tensió.

$$V_{sns(max)real} = 1 \text{ V} \quad (18)$$

Aplicant un factor de sobrecàrrega  $K_{ovl} = 110\%$ , es calcula el valor de la resistència de sensat:

$$I_{in(pk)ovl} = \left[ I_{in(pk)max} + \frac{\Delta I_L}{2} \right] * K_{ovl} = \left[ 2.13 \text{ A} + \frac{0.64}{2} \right] * 1.1 = 2.77 \text{ A} \quad (19)$$

$$R_{sns} = \frac{V_{sns}}{I_{in(pk)ovl}} = \frac{1 \text{ V}}{2.77 \text{ A}} = 0.36 \Omega \quad (20)$$

Cal calcular també la potència que haurà de dissipar aquesta resistència:

$$P_{RS} = I_{in(rms)max}^2 * R_{sns} = 1.52^2 * 0.36 \Omega = 820 \text{ mW} \quad (21)$$

Com s'ha comentat, l'amplificador de corrent està internament compensat amb un pol entorn dels 280 KHz amb la idea d'atenuar el soroll provinent de la commutació d'alta freqüència.

A més, l'esmentat amplificador està dissenyat per tenir una histèresi que eviti disparaments no desitjats de la protecció de sobrecorrent, provocats pels espuris deguts als pics inversos del díode Boost. De totes maneres, típicament s'afegeix filtratge extern en el pin  $I_{sns}$ , per a més garanties. Un simple filtre RC serveix per a aquest propòsit.

Es recomana que la freqüència de tall del filtre estigui entorn a 1-1.5 MHz. Seguint les recomanacions del fabricant del xip de control, es fixen els valors dels components del filtre en

$$R_{sf} = 100 \Omega ; \quad C_{sf} = 1 \text{ nF}$$

La freqüència de tall resultant és, doncs,

$$f_{sf} = \frac{1}{2 * \pi * R_{sf} * C_{sf}} = \frac{1}{2 * \pi * 100 \Omega * 1 \text{ nF}} = 1.6 \text{ MHz} \quad (22)$$

#### 4.4.5.5. Disseny de la xarxa de soft start

La xarxa de soft start determina el temps de *set up*, és a dir, el temps en què la sortida assoleix el seu valor nominal a partir del moment de l'arrencada del sistema.

Segons la informació que proporciona el fabricant del xip de control, aquest temps està determinat per la següent funció, on  $V_{comp(eff)}$  i  $I_{ea\_out(max)}$  són valors presos del mateix full d'especificacions:

$$t_{su} = \frac{C_z * V_{comp(eff)}}{I_{ea\_out(max)}} \quad (23)$$

$$C_z = \frac{t_{su} * I_{ea\_out(max)}}{V_{comp(eff)}} = \frac{50 \text{ ms} * 40 \mu\text{A}}{6.05 \text{ V}} = 330 \text{ nF} \quad (24)$$

De manera que el component  $C_z$  queda dimensionat.

#### 4.4.5.6. Compensació del llaç de tensió

Per a un millor enteniment d'aquest apartat, es recomana la lectura de l'apartat 4.3.4.5 sobre el comportament freqüencial del convertidor Boost.

El sistema que ens ocupa, la lògica del qual resideix en el xip IR1150, preveu la compensació del llaç de tensió, incorporant una xarxa capaç d'introduir un pol i/o un zero en la funció de transferència de l'amplificador d'error i, per tant, del conjunt del sistema.

Es demostra a [3] que la funció de transferència de l'esmentat amplificador d'error és la següent:

$$H_2(s) = \frac{gm * (1 * s * R_{gm} * C_z)}{s * (C_z + C_p + s * R_{gm} * C_z * C_p)} \quad (25)$$

, i que les freqüències on hom instal·la el zero i el pol, respectivament, són:

$$f_{z0} = \frac{1}{2 * \pi * R_{gm} * C_z} ; \quad f_{p0} = \frac{1}{2 * \pi * R_{gm} * \frac{C_z * C_p}{C_z + C_p}} \quad (26)$$

Recordar que l'objectiu d'aquesta compensació és doble. D'una banda, evitar la presència de l'arrissat de 100 Hz (provinent de rectificar la tensió alterna de la xarxa) a la sortida del convertidor. Per aconseguir-ho, cal limitar l'ample de banda del llaç obert del sistema a menys de la meitat dels 50 Hz, freqüència de línia.

D'altra banda, s'intenta limitar també la quantitat de segon harmònic injectat en el pin COMP des de l'amplificador d'error. Es pot demostrar [3] que el valor absolut d'aquesta component en aquest punt respon a l'equació:

$$V_{opk} = \frac{P_{in}}{2 * \pi * f_{2nd} * C_{out} * V_{out}} = \frac{300 W}{2 * \pi * 100 Hz * 470 \mu F * 400 V} = 2.5 V \quad (27)$$

Volem que aquest valor sigui significativament petit respecte l'excursió de valors de tensió a la sortida de l'amplificador d'error ( $V_{comp(eff)}$ ). Típicament, s'agafa un percentatge de l'1%, que es un bon compromís entre mínima presència de 2n harmònic i mínima distorsió del sistema. Així doncs,

$$G_{va} = \frac{V_{comp(eff)} * 0.01}{2 * V_{opk}} = \frac{6.05 V * 0.01}{2 * 2.5 V} = 0.0121 = -76 dB \quad (28)$$

Segons [3], l'atenuació que introdueix el divisor de tensió respon a l'expressió:

$$H_1 = \frac{V_{ref}}{V_{out}} = \frac{7 V}{400 V} = 0.0175 = -70.1 dB \quad (29)$$

El guany de l'amplificador de tensió als 100 Hz ha de ser, doncs,

$$G_{va} - H_1 = -5.9 dB \quad (30)$$

Com es veurà després, el segon pol es situa a una freqüència molt superior a 10 Hz, el que permet aproximar l'expressió (24) per

$$H_2(s) \cong \frac{gm * (1 + s * R_{gm} * C_z)}{s * C_z} \quad (31)$$

Tenint en compte que ja s'ha fixat el valor de  $C_z$  en el càlcul de la xarxa de *soft start*, per a trobar el valor de  $R_{gm}$  que compleix les condicions imposades serà únicament necessari forçar

$$|H_2(j2\pi f_{2nd})| = -5.9 \text{ dB} \quad (32)$$

Es pot aïllar  $R_{gm}$  de l'equació (30),

$$R_{gm} = \sqrt{\left(\frac{G_{va} - H_1}{gm}\right)^2 - \left(\frac{1}{2 * \pi * f_{2nd} * C_z}\right)^2} \quad (33)$$

$$R_{gm} = \sqrt{\left(\frac{-5.9 \text{ dB}}{40 \mu S}\right)^2 - \left(\frac{1}{2 * \pi * 100 \text{ Hz} * 330 \text{ nF}}\right)^2} = 9.23 \text{ K}\Omega$$

El valor normalitzat més proper és 9.31 K $\Omega$ , que és el que es tria i el que es farà servir en el càlcul que segueix.

D'aquesta manera el zero introduït queda perfectament definit, i els seus components, dimensionats.

Pel que fa al segon pol, la seva freqüència s'ha de triar superior a la freqüència del zero i significativament inferior a la de commutació del sistema. Es tria, de nou seguint les recomanacions del fabricant del xip, que el colze del pol es situï en 1/16 de la de commutació del MOSFET ( $f_{p0} = 1/16 * 100 \text{ KHz} \approx 17 \text{ KHz}$ ).

$$f_{p0} = \frac{1}{2 * \pi * R_{gm} * \frac{C_z * C_p}{C_z + C_p}} \cong \frac{1}{2 * \pi * R_{gm} * C_p} \quad (34)$$

$$C_p = \frac{1}{2 * \pi * R_{gm} * C_p} = \frac{1}{2 * \pi * R_{gm} * 330 \text{ nF}} = 1.03 \text{ nF} \quad (35)$$



Amb aquests darrers càlculs, tenim ja definida tota la xarxa de compensació.

#### 4.4.6. Font secundària

El xip de control de la font, i per tant el mòdul de potència, demanen una alimentació contínua superior a 15 V, però mai per sobre de 20 V. Quant al consum de corrent, segons les especificacions del xip IR1150, en règim permanent aquest consumirà uns 40 mA, amb pics de fins a 1A.

Per a reduir la tensió alterna de línia, es farà servir un transformador amb una relació de 220 VAC : 2 x 9 VAC. És a dir, en el primer bobinat es tindrà la tensió alterna de la xarxa, darrere del fusible i del termistor, i a cadascun dels dos secundaris es tindrà una senyal alterna d'ona completa reduïda a 9 VAC. Els dos bobinats secundaris es connecten en sèrie per a aconseguir una tensió de 18 VAC ( $\approx 25$  V de pic).

A continuació del transformador, es penja un pont rectificador d'ona completa, integrat en un xip, seguit d'un bon condensador electrolític que establitzarà l'ona. Segons les fulles d'especificacions del pont rectificador emprat, el valor promig de la tensió de l'ona rectificada no caurà mai més de 1.5 V respecte de l'ona sense rectificar. Així doncs, i tenint en compte que parlem sempre de valors eficaços, i per tant de valors "en contínua", podem dir que el valor mínim de tensió que tindrem a l'entrada del regulador de tensió serà, un cop establitzada l'ona rectificada, de  $V_{ac(sec)} - V_{fw(max)} \approx 25 \text{ V} - 1.5 \text{ V} = 23.5 \text{ V}$ .

Es farà servir un regulador estàndard MC7818 per regular aquesta tensió als 18 V que finalment alimentaran la lògica integrada al mòdul de potència. El fabricant recomana penjar un capacitor de 100 nF a la seva sortida per filtrar el soroll d'alta freqüència. Aquest regulador, segons especificacions, serà perfectament capaç de servir al mòdul de potència els corrents esmentats anteriorment. La potència que haurà de dissipar serà, doncs, assumible pel mateix xip amb l'ajuda d'un mínim radiador.

## 4.5. Simulador d'IR

International Rectifier, fabricant del xip de control que governa el sistema que ens ocupa, ofereix al seu lloc web una pràctica eina de disseny de fonts de potència amb correcció del factor de potència basades, precisament, en el xip IR1150.

L'eina té com a inputs els paràmetres que es mostren a la Figura 20, especificacions del disseny, a partir dels quals calcula els valors dels components de l'esquema del circuit, i ofereix una sèrie de gràfiques que recullen previsions matemàtiques de diferents senyals implicats en el sistema.

A continuació, es mostren els resultats d'aquesta eina, que serviran per a recolzar els càlculs que s'han realitzat fins ara.

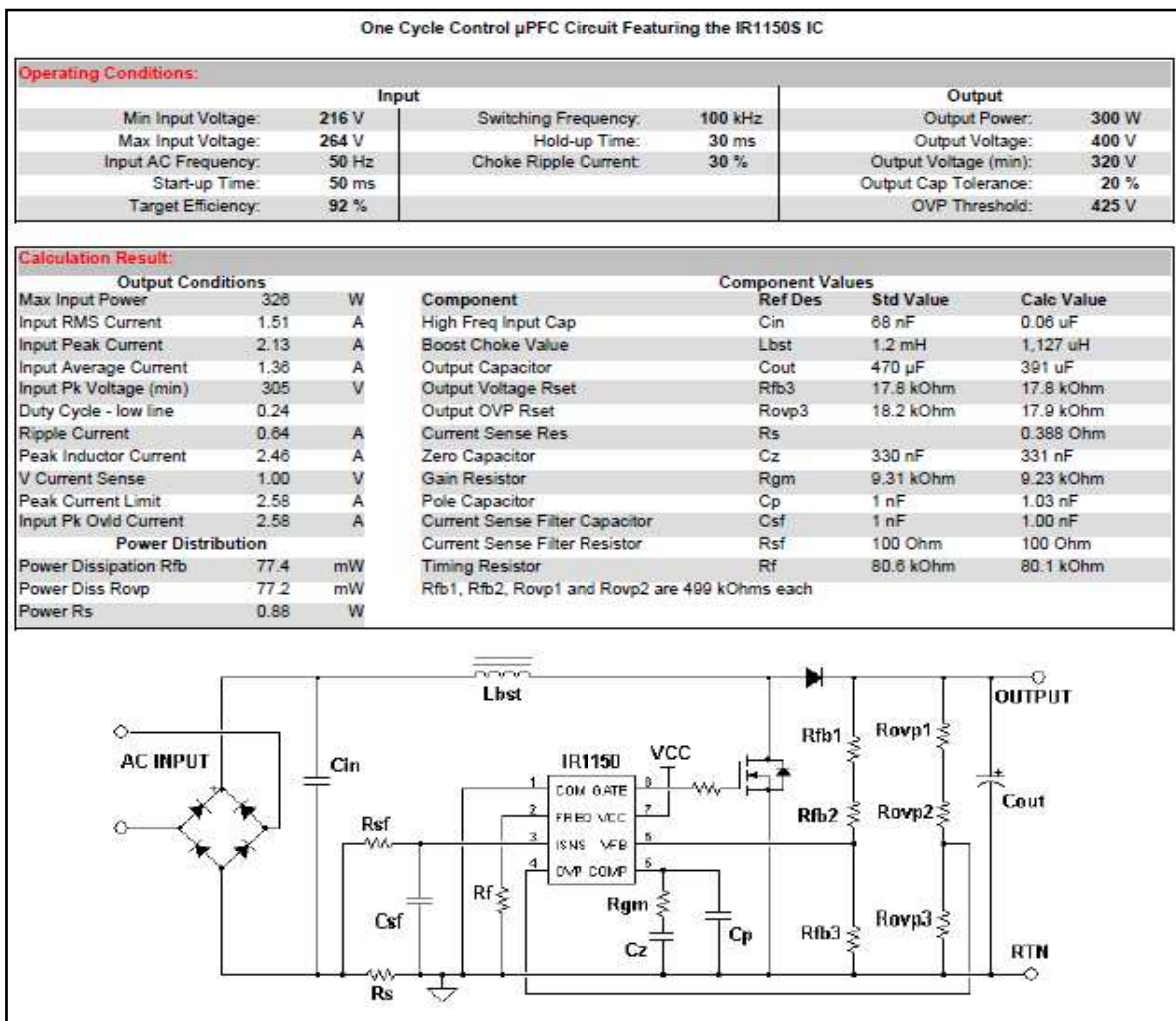


Figura 20: Resultats de la simulació en línia

Es validen, doncs, els càlculs de disseny realitzats fins ara, ja que com es pot comprovar, coincideixen totalment amb els resultats de la simulació.

Es partirà d'aquests valors calculats per a fer la compra del material a muntar, tenint en compte però, que a la pràctica s'hauran d'assumir les limitacions del mercat, en el que poden existir problemes de proveïment, de preu o fins i tot d'existència de components reals que s'ajustin exactament als resultats del disseny. De totes maneres, recordar que els càlculs són orientatius, i que indiquen a la majoria de casos valors màxims o mínims que fixen els límits de garantia de funcionament del circuit.

## 4.6. Consideracions tèrmiques i mecàniques

Aquesta secció no pretén entrar en cap estudi tèrmic del sistema, doncs no està dins del focus del projecte. Els objectius del mateix han estat prèviament definits, i l'estudi tèrmic del circuit electrònic no ha estat previst. Les raons són, d'una banda, que no es busca productitzar el dispositiu, sinó fer-ne un estudi qualitatiu del seu comportament en l'entorn especificat, i de l'altra, la falta de recursos físics per a fer una anàlisi tèrmic fidel, des d'un laboratori adequat fins a l'equipament necessari (termòmetre làser, càmeres tèrmiques, etcètera).

Tot i això, el disseny mecànic del dispositiu ha de garantir que els diferents components de potència seran capaços de dissipar l'excés de calor que generin, i que per tant podran treballar dins de les recomanacions fetes pel fabricant, permetent així el seu correcte funcionament.

En el capítol anterior ja s'ha anat calculant la potència que hauran de dissipar aquells components sobre els que cauran potències significatives. Aquestes consideracions s'hauran de respectar fidelment a l'hora de realitzar la compra.

Existeixen alguns casos, però, que cal estudiar a part: el mòdul de potència i el regulador de tensió de la font de baixa tensió.

Quant al regulador de tensió, donat que la potència que haurà de dissipar és relativament baixa, hi haurà prou amb un dissipador petit per a TO220 per a mantenir-lo a una temperatura de treball adequada.

Pel que fa al mòdul de potència, s'ha de recordar que aquest xip integra diversos components de la font de potència, entre ells el pont rectificador, el transistor i el díode Boost, i per tant la potència que haurà de dissipar serà considerable, ja que, tot i tractar-se d'una font commutada, l'eficiència no serà pas unitària. S'estima que aquesta potència pot arribar a pics de 60 W. De totes maneres, a la fase de prototipatge no es pot controlar bé en quina mesura el comportament de la font s'ajustarà a l'esperat, així que s'opta per fer servir un radiador molt sobredimensionat. La idea de fons és protegir el mòdul de qualssevol sobreescalfament no esperat, que el podria fer malbé, fet que hem d'evitar fins on sigui possible, donat que el número de xips dels que disposa el Departament és molt limitat.

Així doncs, la tria recau sobre el component 1326 de la gama de Sherade. Aquesta decisió respon a motius merament pràctics, ja que per circumstàncies que segurament no venen al cas, es pot disposar de mostres gratuïtes directament proporcionades per un proveïdor oficial.

El conjunt circuit-imprès-radiador es muntarà de manera que el mateix radiador serveixi de suport del dispositiu. Aquesta disposició donarà robustesa i estabilitat al conjunt. Aquest comentari porta a parlar de la resta de consideracions mecàniques sobre el disseny, que seran bàsiques per al disseny de la placa de circuit imprès i per al muntatge final de la font.

Un cop establerta la línia general de la composició mecànica del conjunt, hom es troba amb el circuit imprès a la part superior, unit al dissipador (que fa de base) en sis punts, amb separadors M3 de 15 mm de llargada, deixant entre ambdós prou espai per a poder introduir-hi el mòdul de potència, que es munta soldat al circuit imprès per la part superior, i encolat amb pasta tèrmica al dissipador per la part inferior.

No cal dir que l'avantatge que suposa tenir el circuit imprès muntat a la part superior del conjunt, per motius d'accés als diferents components que hi hauran muntats. Aprofitant aquest fet, s'haurà de tenir en compte que els components als que convindrà tenir accés per al testeig i la mesura del sistema hauran de venir situats a la part superior de la placa, és a dir, la que queda a la vista. Aquests són, els connectors, els potenciòmetres d'ajust i el fusible, obligatòriament. De fet, idealment tots els components hauran de ser muntats a la part superior del circuit, per simplificar la soldadura, com s'explicarà més endavant.

Val a dir també que molts components no podrien ser soldats a la part inferior de la placa per motius d'espai, ja que com s'ha comentat, la separació entre placa i dissipador no serà superior a 15 mm.

Una altra consideració a fer és la de la col·locació dels components respecte a la totalitat de l'espai disponible en la part superior del coure disponible. Per motius pràctics, es voldrà tenir els elements amb els que l'usuari interaccionarà el més a prop possible dels límits de la placa. Això afecta als potenciòmetres i als connectors, especialment.

## 4.7. Realització del circuit imprès

Un cop acabat el dimensionat dels diferents components que componen el disseny, i repassades les principals consideracions a tenir en compte, es passa a realitzar el circuit imprès del sistema.

Per a fer-ho, s'empra l'eina de CAD electrònic ORCAD 15.7, complet paquet de disseny de circuits impresos. Es pren com a referència la llibreria de components estàndard que proveeix el fabricant del software, tot i que els components més específics s'hi hauran d'afegir (per exemple, l'inductor). E paquet d'ORCAD inclou, fonamentalment, tres eines:

- L'eina d'esquema circuital (*Schematic*)
- L'eina de CAD del circuit imprès (*PCB*)
- El gestor de llibreries (*Library Manager*)

Als annexos es recullen els *outputs* del procés de disseny del circuit imprès, a saber:

- Esquema circuital
- Plànols de circuit imprès:
  - Plànol de components a la cara superior (*top*)
  - Plànol de components a la cara inferior (*bottom*)
  - Layout* de pistes a la cara superior
  - Layout* de pistes a la cara inferior

### 4.7.1. Esquema circuital

Els diferents sub-circuits que componen l'esquema circuital ja han estat introduïts i comentats amb anterioritat, de manera que poc cal afegir en relació a aquest punt.

De la llista de components, alguns s'adeqüen a un component present a la llibreria nativa proporcionada, i per a d'altres s'ha hagut de crear la corresponent parella símbol circuital i empremta per al circuit imprès.

Només aclarir que s'han introduït com a components a l'esquema els forats de fixació mecànica i els que es preveuen per a muntar-hi punts de test, és a dir, punts de mesura. Aquesta tècnica és habitual i es fa servir per a facilitar el posterior procés de layout del circuit imprès.

Un cop l'esquema s'ha traçat, i ha donat lloc a un informe d'integritat elèctrica satisfactori, la mateixa eina Schematic genera un *netlist*. Aquest fitxer és una relació de components i correspondències entre nodes que defineix unívocament el circuit electrònic. El programa de *layout* es basarà en aquesta informació per a assistir l'usuari en el traçat de les pistes del circuit imprès.

#### 4.7.2. Circuit imprès

Es pren com a entrada de l'eina PCB el netlist generat per l'eina Schematic, que defineix completament per a cada component una empremta de circuit imprès. L'empremta o *footprint* d'un component és el conjunt de taladres, àrees de coure, màscares i serigrafies que defineixen totalment la seva mecànica i els seus punts de contacte elèctric.

Amb aquesta informació ja fixada, el procés de disseny del layout del circuit imprès es limita a prendre decisions sobre la col·locació dels components a l'àrea disponible i sobre el traç de les pistes de coure que els interconnecten.

Quant a la situació dels components, s'observa un compromís entre les especificacions mecàniques definides inicialment i la resta de consideracions fetes a l'apartat 4.6, d'una banda, i els criteris pràctics que facilitin el traçar les diferents pistes de coure.

Respecte el *layout* de les pistes elèctriques, han de respectar una sèrie de normes que garanteixin que la placa podrà ser fabricable segons la tecnologia emprada, i que s'introduiran en el següent apartat.

A més a més, s'intenten respectar una sèrie de guies que garanteixin el bon funcionament elèctric del sistema. Algunes d'elles responen a recomanacions dels diferents fabricants dels components emprats en el disseny, i d'altres responen a conceptes més amplis de disseny de circuits impresos. A continuació, es fa un recull de les més importants.

#### 4.7.3. Guies de layout

-S'ha intentat minimitzar la llargada del bucle que descriu el corrent de porta, minimitzant l'àrea descrita pel MOSFET integrat al mòdul de potència, la resistència de sensat i la massa. Aquesta precaució es pren per a minimitzar els pics de tensió provocats en el tall del transistor.

-Els capacitors de desacoblament d'altres freqüències s'han intentat col·locar el més a prop possible dels pins d'alimentació als quals van connectats, per a un filtratge més eficient.

-S'ha intentat separar, dins el que és possible, les pistes que porten senyal de potència de les de control, per a evitar que el soroll present en unes pugui ser induït sobre les altres.

-Les pistes de potència s'han traçat intentant minimitzar la seva llargada tot el possible, ja que una longitud excessiva introduiria inductàncies paràsites que afavoririen la formació de pics de corrent deguts a les commutacions del transistor de potència.

-S'han col·locat el regulador de baixa tensió el més a prop del mòdul de potència, i per tant del xip de control, per a proporcionar-li una tensió el més estable possible.

-S'ha col·locat un pla de massa sota i al voltant de les pistes de la lògica de control, per al seu millor aïllament respecte el soroll present a la part de potència.

-Ja per motius més pràctics de muntatge, s'ha intentat col·locar el màxim número de pistes a la cara inferior de la placa de circuit imprès, ja que com es veurà en el capítol 5, això facilitarà la soldadura dels components, tots ells menys el mòdul situats a la cara superior.



#### 4.7.4. Llistat de components

Un cop completat el disseny circuital i del circuit imprès, heus aquí el llistat de components que es passa al Departament per a la seva compra:

QTY	REFS	COMP	PREVEIDOR
2	J1, J2	REGLETA GMKDS 1,5/ 2-7,62 PHOENIX	FARNELL: 3040999
1	R15	TERMISTOR NTC AMETHERM SL32	FARNELL: 1653459
1	F1	3AG PC FUSE HOLDER KEYELCO	FARNELL: 1608219
1		.35x32MM 8A FUSE LITTLEFUSE	FARNELL: 4104079
1	C1	CAP MKP 220nF 630VAC 200VDC PITCH15MM	FARNELL: 1413839
1	L1	HIGH CURRENT CHOKE 820uH 7.2A	DIGIKEY: M8381-ND
1	PW1	POWER MODULE	NO
2	C8, C11	OUTPUT CAPS 560uF ELECTROLITIC	FARNELL: 1198690
1	R16	RESISTENCIA OXIDO METAL 47K 5W	FARNELL: 1306260
2	R13, R14	POTENCIOMETRO 22K T7YB VISHAY	FARNELL: 1141651
2	C5, C12	CAP ELECTR 22uF 35V PITCH2.5MM	FARNELL: 1236670
1	R4	RES 390R 1W 5%	FARNELL: 1565383
1	C3	CAP 56pF 1000V	NEWARK: 9744436
1	R1	RESISTENCIA BOBINADA R010 3W 5%	FARNELL: 9497072
1	R12	RESISTENCIA BOBINADA R150 3W 5%	FARNELL: 9497226
1	T1	TRANSFORMADOR PCB 230V/2x9V 1.6VA CLAIRTRONIC	FARNELL: 1504298
1	D1	PUENTE RECTIFICADOR 1A 50V TAIWANSC	FARNELL: 9565302
1	U1	REGULADOR TENSION MC7818 T0220 1A	FARNELL: 9666249
1	C4	CAP MULTILAYER CERAMIC 1u PITCH5.08	FARNELL: 1216447
2	C2, C7	CAP CERAMIC 1n PITCH2.54	FARNELL: 1138877
3	C6, C9	CAP CERAMIC 330n PITCH2.54	FARNELL: 1100395
1	C10	CAP CERAMIC 100n PITCH2.54	FARNELL: 1100538
1	R2	RES CARBON 1/4W 100R 0.1% AXIAL	FARNELL: 1083143
4	R6, R7, R10, R11	RES CARBON 1/4W 100R 0.1% AXIAL	FARNELL: 1083547
1	R3	RES CARBON 1/4W 80K6 0.1% AXIAL	FARNELL: 1083459
1	R5	RES CARBON 1/4W 9K31 0.1% AXIAL	FARNELL: 1083359
9	H1-H9	TORNILLO M3	
1		DISIPADOR TO-220 (U1) WAKEFIELD 274-2AB	FARNELL: 1703177
1		DISIPADOR SERADHE 1326 200x150x32MM	ONDA RADIO

Figura 21: Llistat per a la compra de components

#### 4.7.5. Tecnologia de fabricació

Cal explicar també la tecnologia de fabricació del circuit imprès emprada, ja que aquesta té algunes implicacions en el disseny i el muntatge del mateix.

El circuit imprès s'ha realitzat mitjançant el fresatge d'una placa de coure sobre baquelita de doble cara, amb una fresadora amb control numèric.

Per no disposar d'una metal·litzadora, els taladres de la placa no han quedat banyats de coure, per la qual cosa a priori no existeix conductivitat entre les corones d'ambdós costats del forat. La principal implicació d'aquesta mancança té a veure amb com es tracen les pistes respecte a en quina cara estan situats els components. Idealment, les pistes hauran d'estar traçades a la cara contrària als components a on vagin connectades. Això no ha estat sempre possible, i per tant s'ha optat per fer els taladres lleugerament més grans del que seria necessari, per tal que a l'hora de soldar l'estany líquid pugui escolar-se pels forats i arribar a totes dues cares amb facilitat.

## 5. Muntatge i testeig

Un cop fabricat el circuit imprès i feta la compra del material, es procedeix a la soldadura dels components que hi van muntats, i a l'assemblatge del conjunt.

Com ja s'ha comentat, tots els components, exceptuant el mòdul de potència, van col·locats a la cara superior de la placa, i per tant les soldadures es fan a la cara inferior.

1. En un primera operació, doncs, es solden aquests components sobre el circuit imprès. Es verifiquen les soldadures, comprovant continuïtat amb l'ajuda d'un multímetre digital.



Figura 22: Components muntats sobre la placa de circuit imprès

2. D'una altra banda, es mecanitza el dissipador: s'hi fan sis orificis de mètrica 3 mm, a on s'hi collarà la placa sobre separadors aïllants. S'hi practiquen també dos orificis més, del mateix diàmetre, a on es subjectarà el mòdul de potència. És important en aquest punt netejar tot residu de ferradura d'alumini present.
3. Les potes del mòdul de potència es dobleguen 90°, de manera que el mòdul pugui quedar recolzat sobre la seva cara conductora tèrmica, les potes apuntant amunt.

- Es subjecta el mòdul de potència al dissipador, aprofitant els dos forats mecanitzats a tal efecte. És molt important estendre una fina capa de la pasta conductora entre la cara conductora del mòdul i el cos del radiador. Seguidament, es fa encaixar el circuit imprès en la filera de potes, que deixem encara sense soldar.

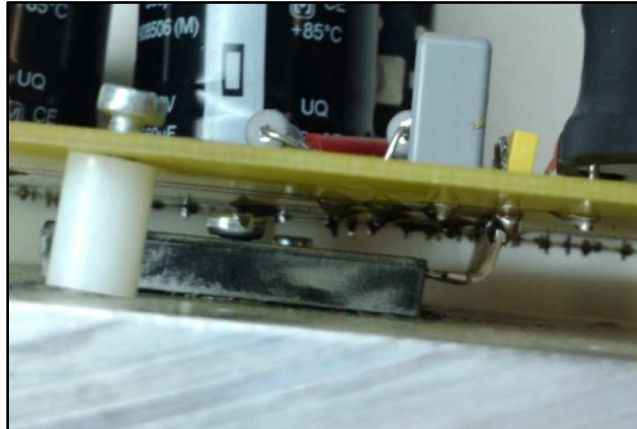


Figura 23: Detall del muntatge circuit-mòdul-radiador

- Es fixa el conjunt circuit imprès–dissipador amb sis cargols a les posicions mecanitzades a tal efecte. La distància entre un element i l'altre queda fixada pels separadors plàstics emprats, de 15 mm cada un.
- Ara sí, es solden les potes del mòdul de potència al circuit imprès. És important fer servir decapant per netejar bé els punts de contacte i fer servir estany amb generositat, de manera que assegurem que aquest s'escola pel forat taladrat, fent contacte a banda i banda de la baquelita.

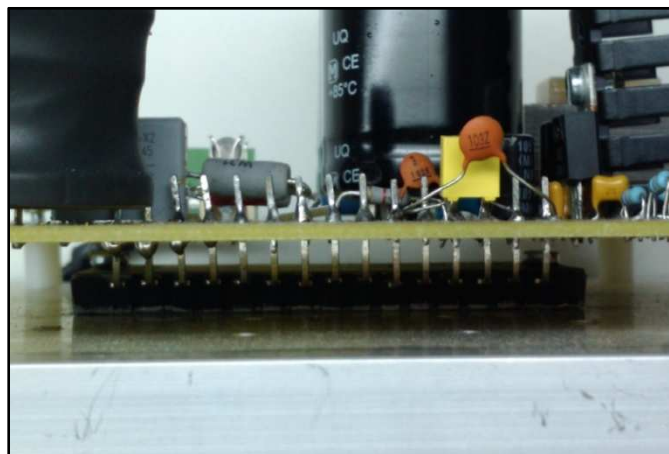


Figura 24: Detall de la soldadura del mòdul de potència

7. Es col·loca el dissipador del regulador de la font secundària: es cargola al cos del xip i es fixa a la placa amb una gota de cola instantània.
8. Abans de donar per bo el muntatge i passar a testejar el conjunt, cal repassar de nou la continuïtat entre components, amb l'ajuda de l'esquema elèctric i d'un multímetre. Val la pena aprofitar la repassada general per a netejar el conjunt, sobretot de restes metàl·liques del procés, així com d'excessos de resines a les potes dels components, provinents dels rotllos d'estany o dels productes decapants.

Aquest és l'aspecte final del dispositiu muntat:

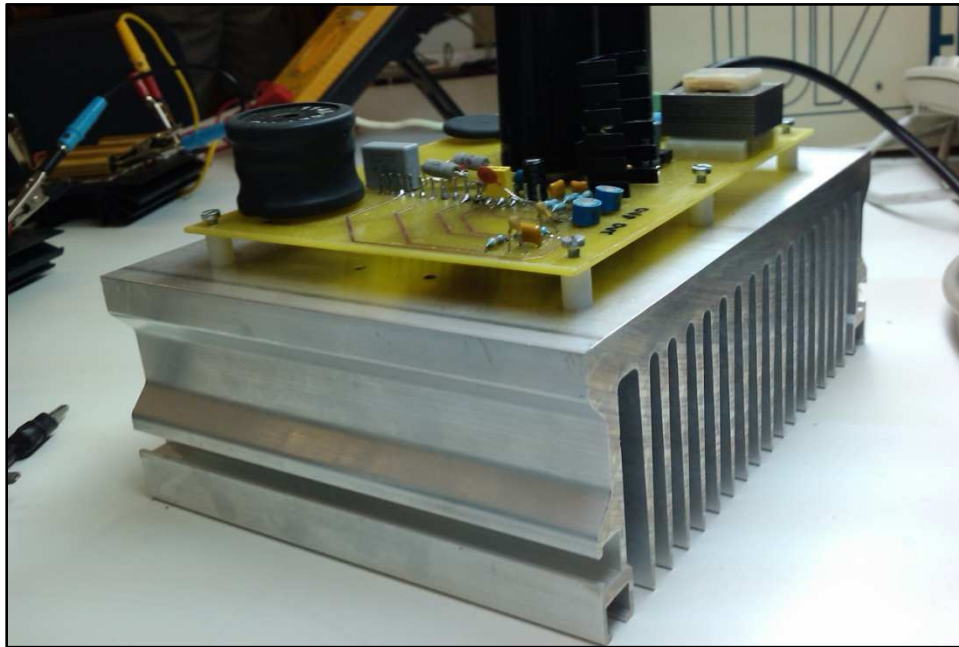


Figura 25: Vista del muntatge final

### 5.1. Correccions del muntatge

Durant el muntatge es va observar un error de disseny del layout del circuit imprès, provocat per un mal dibuix de l'esquema circuital: els resistors R1 i R12, corresponents al sensat de corrent del xip de control, estaven muntades en paral·lel, havent d'estar muntades en sèrie per tal que els seus valors sumessin el valor calculat durant l'etapa de disseny. Per a solucionar aquesta falla, es van

tallar les potes oposades de cada un dels resistors i s'hi van connectar amb una porció de cable, com s'il·lustra a la següent fotografia.



Figura 26: Correcció del muntatge dels resistors de sensat de corrent

## 5.2. Banc de proves

Després d'assegurar que el dispositiu s'ha muntat respectant les guies de disseny, plasmades als plànols de components, i s'ha comprovat la integritat elèctrica del circuit, queda muntar un banc de proves que permeti mesurar el funcionament del sistema en unes condicions que garanteixin la comoditat i la seguretat personal durant les posteriors proves.

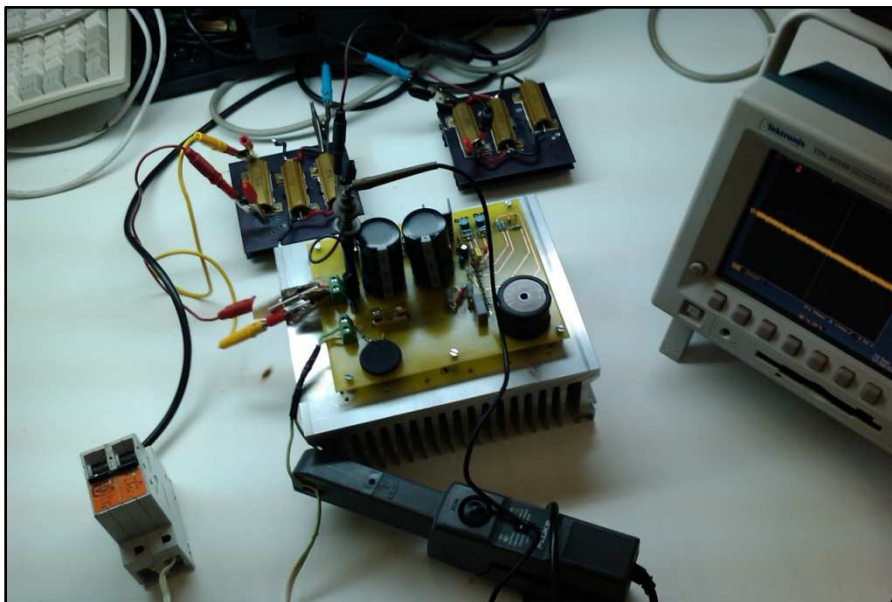


Figura 27: Aspecte del banc de proves

### 5.2.1. Càrrega

Una de les variables del sistema que ens ocupa és la càrrega que penja del circuit. Interessarà poder estudiar el seu comportament per a un rang de càrregues prou significatiu. A falta d'una càrrega electrònica de prou potència, s'adquireix un joc de sis resistors de potència de  $3300\ \Omega$  i  $50\ W$  cada un. Es munten sobre dos radiadors tal i com es mostra a la següent fotografia, de manera que permetin interconexionar-los de diferents maneres, obtenint diferents càrregues equivalents.



Figura 28: Vista de les càrregues modulars

El principal avantatge d'aquest tipus de càrrega és que permetrà alternar entre diferents valors de potència amb versatilitat, tot canviant alguna connexió cablejada o algun punt de soldadura.

La Figura 29 recull els valors de càrrega que farem servir durant el testeig del sistema.

Configuració de càrrega	Resistència equivalent	Potència @ 400VDC
3K3 + 3K3	6K6 $\Omega$	25 W
3K3	3K3 $\Omega$	50 W
3K3    3K3	1K65 $\Omega$	100 W
3K3    3K3    3K3	1K1 $\Omega$	150 W
3K3    3K3    3K3    3K3	825 $\Omega$	200 W
3K3    3K3    3K3    3K3    3K3	660 $\Omega$	250 W
3K3    3K3    3K3    3K3    3K3    3K3	550 $\Omega$	300 W

Figura 29: Taula de configuracions de càrrega

### 5.2.2. Connexió a la xarxa elèctrica

La connexió de la font a la xarxa es realitzarà a través d'un interruptor magnetotèrmic que tallarà l'alimentació en cas de curtcircuit. Aquesta protecció es suma al fusible que hi ha a l'entrada del circuit.

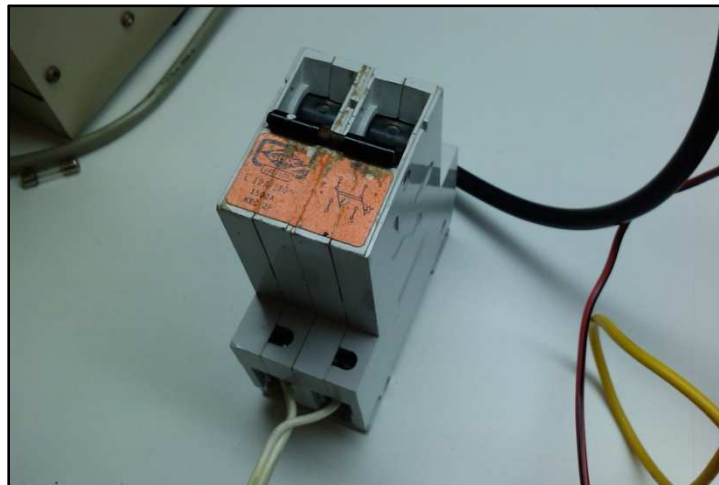


Figura 30: Vista de l'interruptor magnetotèrmic

### 5.2.3. Presa de mesures

Les mesures es realitzaran amb l'ajuda d'un multímetre (continuitat, resistències equivalents...) i d'un oscil·loscopi digital de quatre canals, un Tektronik TDS3034B.



Per a mesures de tensió s'empraran sondes amb factor de multiplicació 10. Per a mesures de corrent, una sonda de corrent amb una sensibilitat de 100 mV/A.

#### 5.2.4. Pràctiques de seguretat

En aquest banc de proves es treballarà amb potències altes, i per tant, amb valors de corrent que poden resultar perillosos per a la salut en cas d'una manipulació incorrecta del dispositiu.

Per minimitzar les probabilitats d'accident, s'observaran sempre les següents pràctiques:

- No manipular mai el circuit amb l'alimentació donada.
- Esperar sempre un segons a manipular el circuit després de tallar l'alimentació, ja que els condensadors de sortida poden trigar alguns segons a descarregar-se fins a valors de tensió no perillosos.
- Estar atent a les parts més susceptibles d'escalfar-se, ja que poden assolir temperatures capaces de provocar cremades: dissipadors, resistors de càrrega, bobina, transformador de la font secundària, condensadors de sortida...
- Evitar sempre que les parts metàl·liques de les pinces de cocodrill que s'empraran per interconnectar la càrrega toquin els cossos dels resistors de potència, ja que no estan aïllats elèctricament.
- Després de qualsevol canvi en la configuració del banc, revisar sempre que no hi ha cap mala connexió o curtcircuit al dispositiu.
- Connectar l'oscil·loscopi a la xarxa elèctrica amb un cable sense massa. Això permetrà fer mesures flotants, no interferir en el sistema al fer la mesura, i mantenir segur l'aparell electrònic.

### 5.3. Posada en marxa

La primera posada en marxa del sistema no va complir amb les expectatives. Després d'alimentar el sistema i ajustar els potenciòmetres de nivell de tensió de sortida i de protecció de sobretensió, es va veure que el corrent d'entrada estava molt lluny de ser sinusoidal.

Es va repassar el muntatge, es van resseguir les diferents senyals intermèdies del circuit, i finalment es va aïllar el problema: els senyals de *feedback* de tensió i de llinar de protecció de sobrecorrent estaven molt bruts, així com la d'alimentació del mòdul de potència. Es parlarà més endavant de l'origen d'aquest soroll d'alta freqüència que embrutava aquests senyals, només dir en aquest punt que es va corregir aquest problema filtrant aquestes línies amb condensadors ceràmics. Després de provar diferents valors per a aquests condensadors, finalment es van triar 1 nF per a la línia de *feedback* de tensió i 10 nF per a la de protecció de sobretensió.

El problema no es va poder eliminar totalment, ja que la seva gènesi està lligada al disseny del mòdul integrat de potència, com s'explicarà. De totes maneres, el filtratge afegit va millorar substancialment el comportament del sistema, com es veurà a les diferents mesures realitzades. D'aquesta manera, es va poder validar funcionalment el sistema.

## 6. Mesures

En aquesta secció es presenten els resultats empírics dels testos realitzats sobre el dispositiu dissenyat i muntat.

Les diferents mesures s'han realitzat per a una tensió nominal de sortida de 375 V, i amb càrregues de 50 W, 150 W, 200 W i 300 W. Aquestes càrregues estan calculades per una tensió nominal de 400 V, així que a la pràctica seran una mica inferiors. La raó de reduir la tensió nominal per fer les mesures és l'intent de reduir l'estrès per temperatura a que sotmetíem els components més crítics, entre ells els capacitors de sortida i els resistors de la càrrega.

### 6.1. Tensió i corrent d'entrada

A continuació es mostren les formes d'ona de tensió i corrent d'entrada, juntament amb la lectura dels seus valors eficaços. Recordar que el corrent s'ha mesurat amb una sonda de corrent amb una sensibilitat de 100 mV/A.

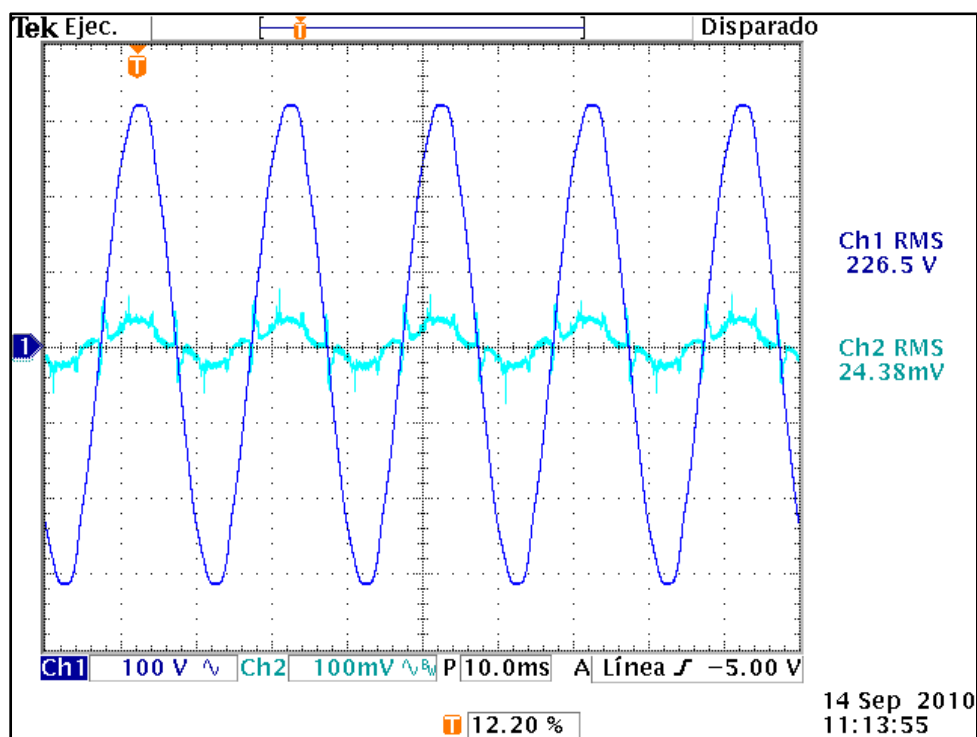


Figura 31: 50 W de càrrega. Tensió i corrent d'entrada

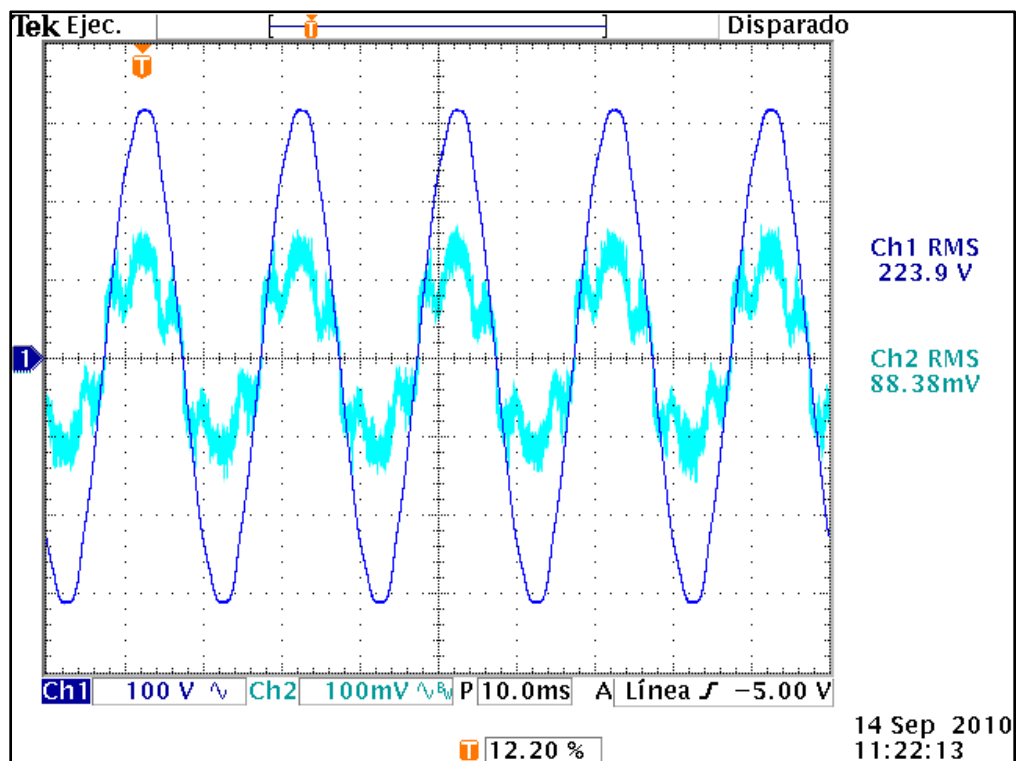
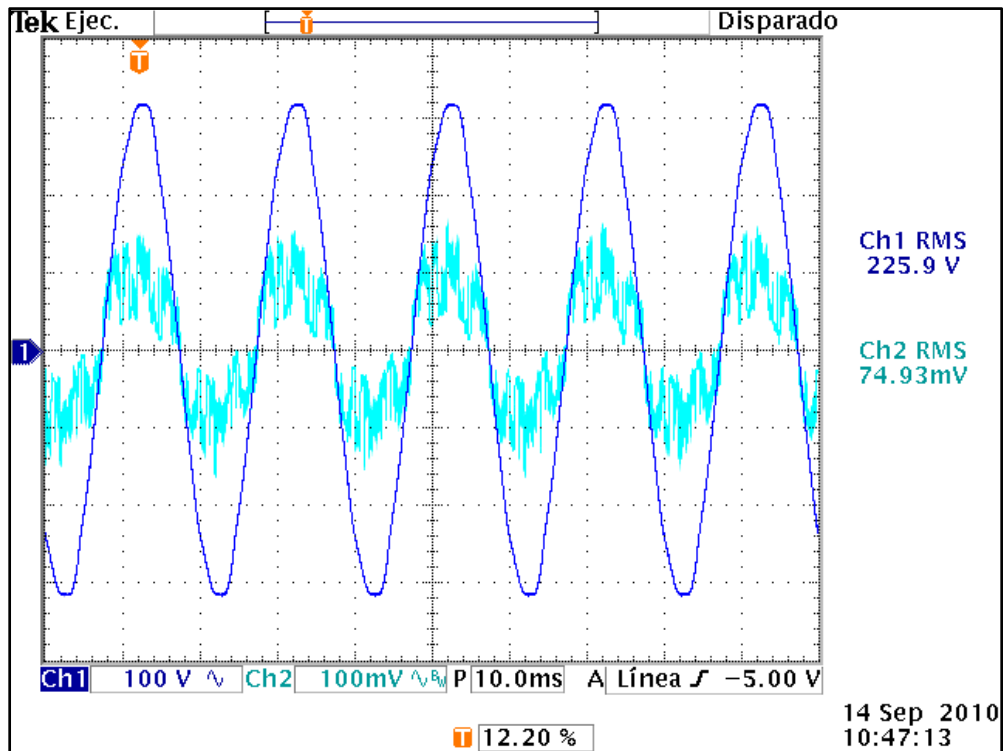


Figura 32: 150 W i 200 W de càrrega. Tensió i corrent d'entrada

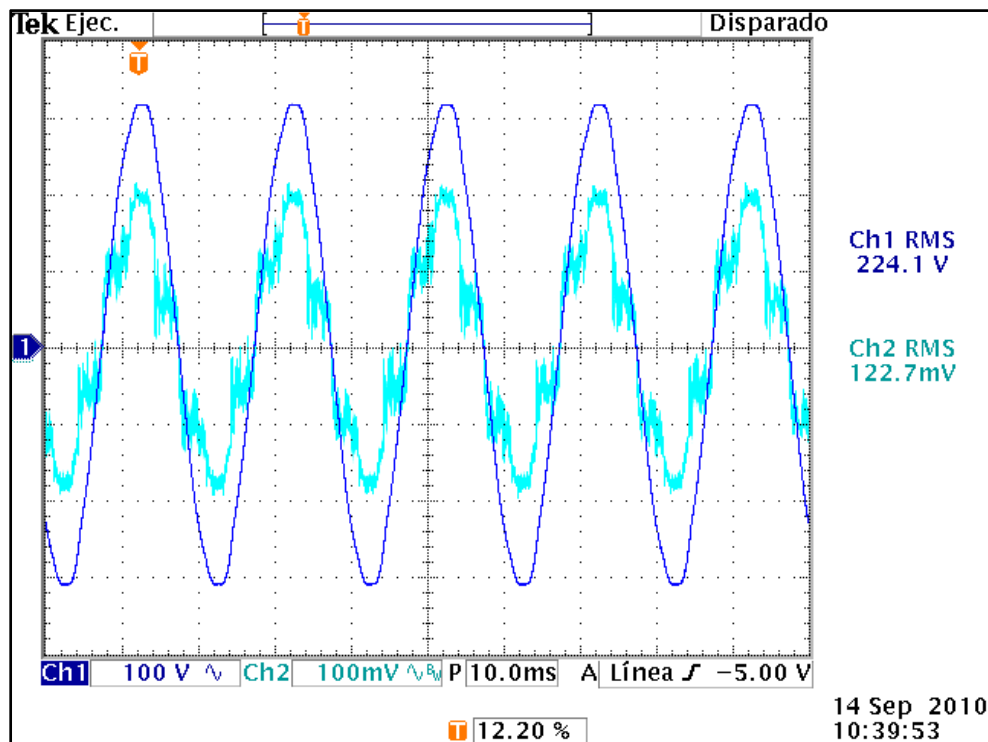


Figura 33: 300 W de càrrega. Tensió i corrent d'entrada

### 6.1.1. Observacions

Es pot veure com la correcció de factor de potència és més efectiva com més ens apropem als 300W, ja que s'està més a prop del paradigma de disseny.

També s'observa clarament el problema de soroll esmentat anteriorment. Aquest soroll és provinent d'una mala commutació del MOSFET integrat al mòdul. Es pensa que aquest mòdul té una resistència de porta massa baixa i, per tant, per a corrents elevades com la que li toca manejar en aquest dispositiu, el soroll és prou significatiu. El filtratge addicional que es va afegir al circuit, comentat a l'apartat anterior, ha alleujat el problema, i com es pot veure, el sistema arriba a ser funcional.

De totes maneres, sortosament al créixer la potència de sortida, aquest soroll resulta menys apreciable comparativament amb el senyal útil, i el resultat es veu menys afectat.

## 6.2. Regulació de la tensió de sortida

En les següents fotografies veiem com el sistema és capaç de regular la tensió de sortida independentment de la càrrega de suport, si més no en mantenint-se dins d'un marge percentual entorn el seu valor nominal. Les mesures venen acompanyades del corrent d'entrada, que ja s'havia mostrat a la secció anterior.

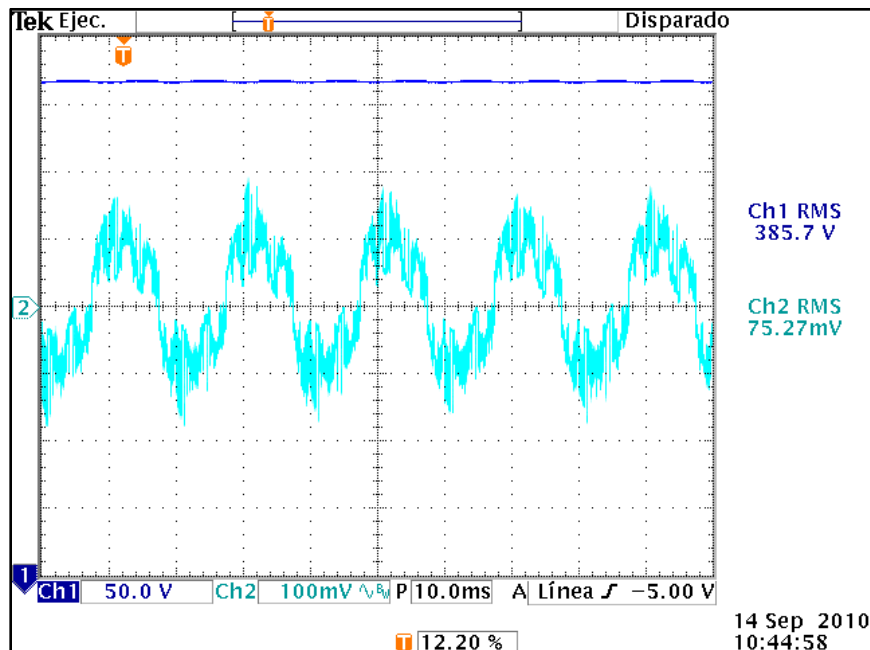
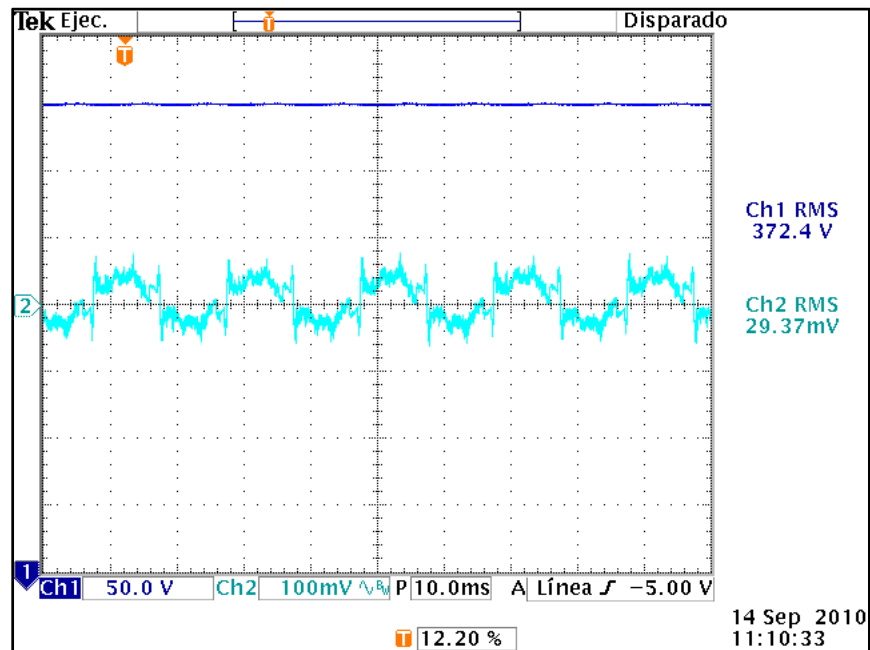


Figura 34: 50 W i 100 W de càrrega. Tensió de sortida i corrent d'entrada

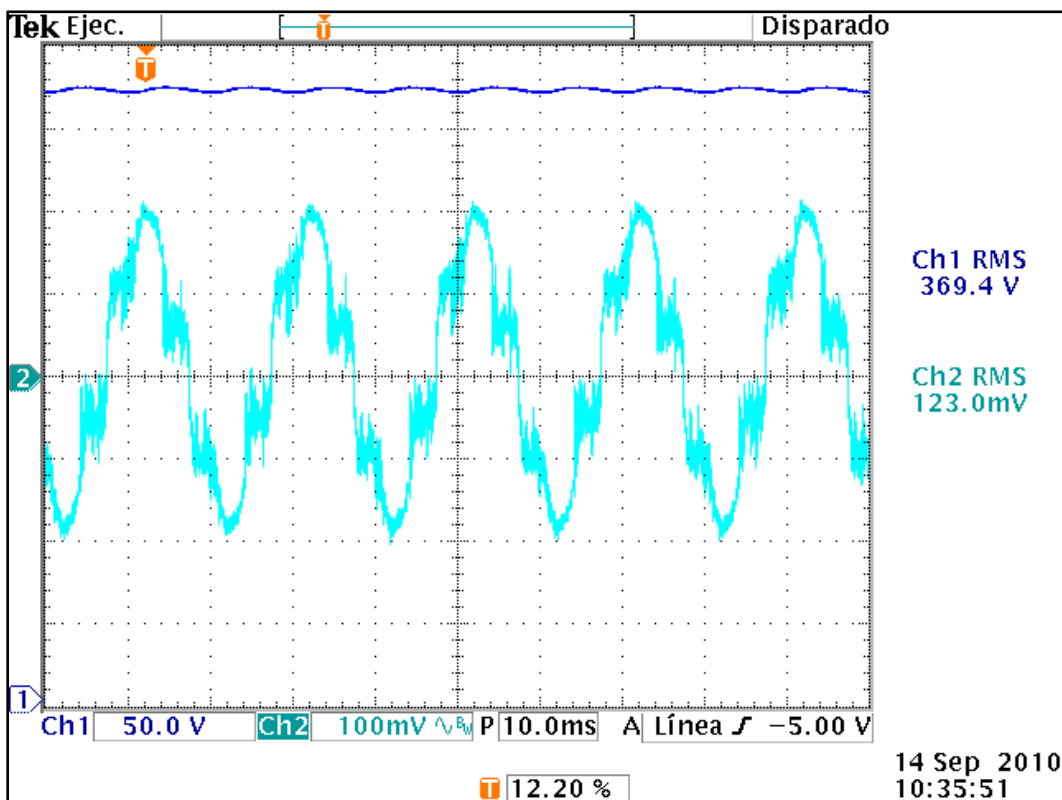
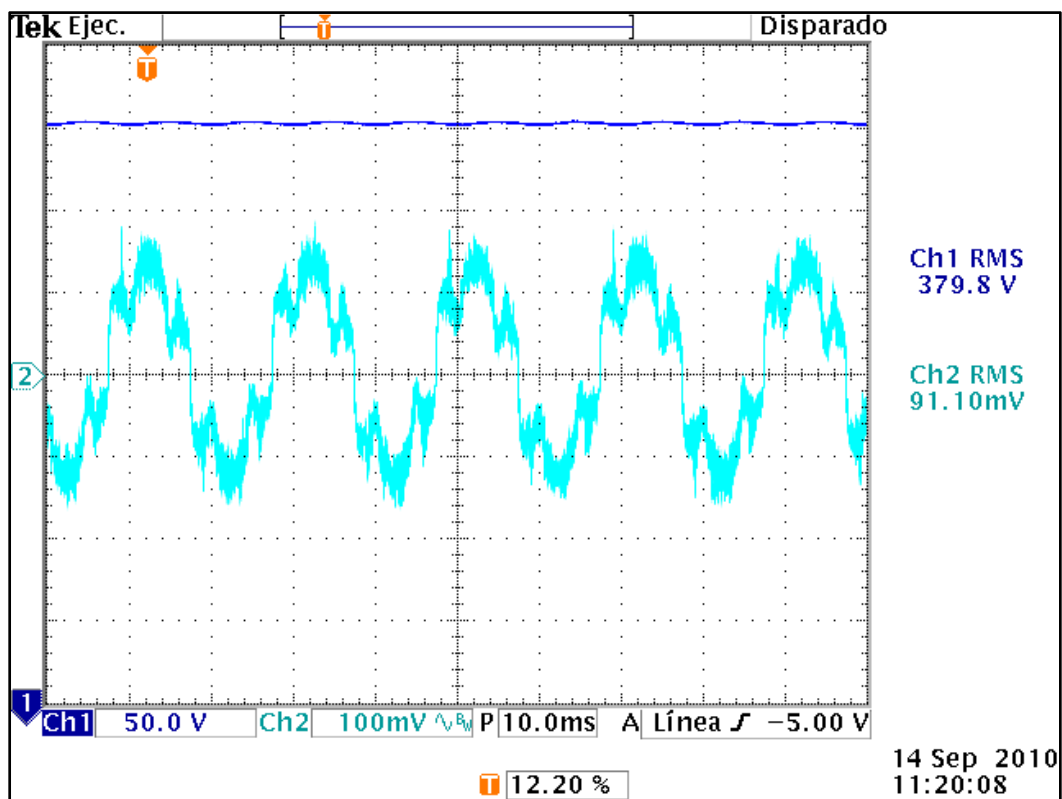


Figura 35: 200 W i 300 W de càrrega. Tensió de sortida i corrent d'entrada

### 6.2.1. Observacions

Es comprova com efectivament, el sistema pot regular la seva sortida, mantenint-se en el seu règim permanent dins d'un marge de  $\pm 3\%$  del seu valor nominal (375 V, en aquest cas), per a un marge dels 0 als 300 W de potència servida.

Això es refereix només al seu valor promig, l'arissat de la sortida es comenta a la següent secció.

### 6.3. Arrissat de la sortida

Tot i que el sistema ha demostrat poder regular la sortida en valor promig, és important comprovar que l'arissat residual que s'hi superposa no assoleix pics excessius que pogueren fer malbé els components de sortida o bé la càrrega. Les següents captures il·lustren aquest arissat per a diferents potències a servir.

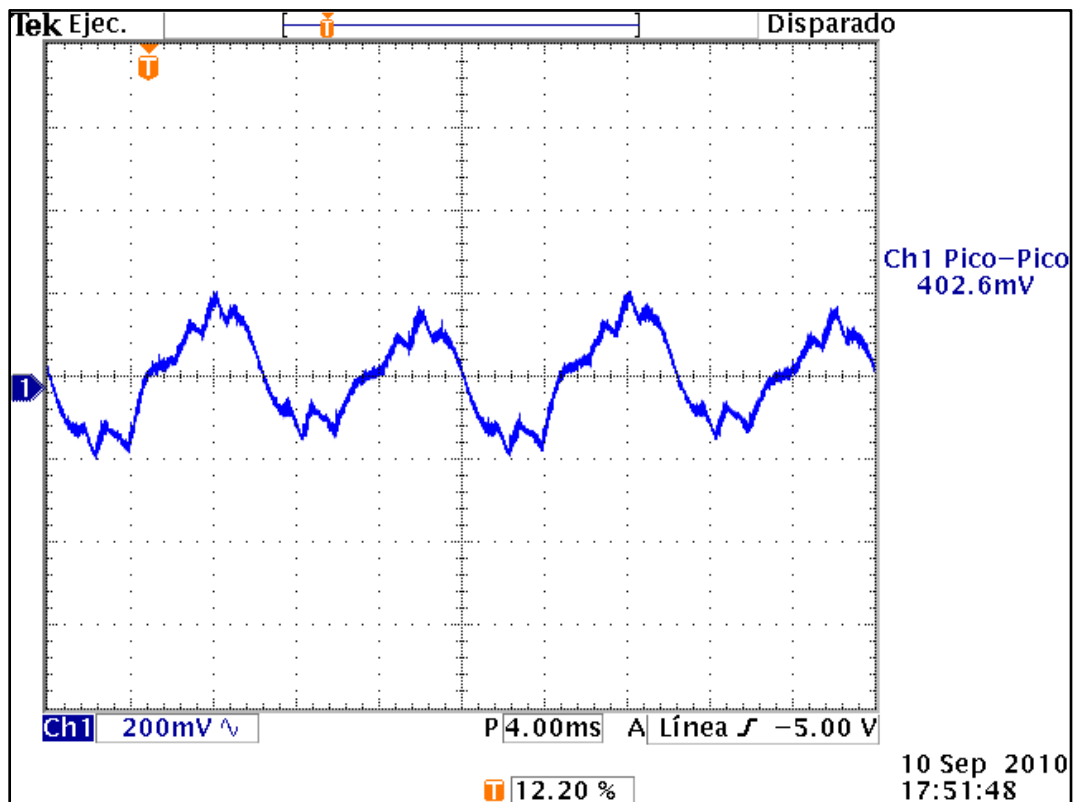


Figura 36: 50 W de càrrega. Arrissat de la tensió de sortida



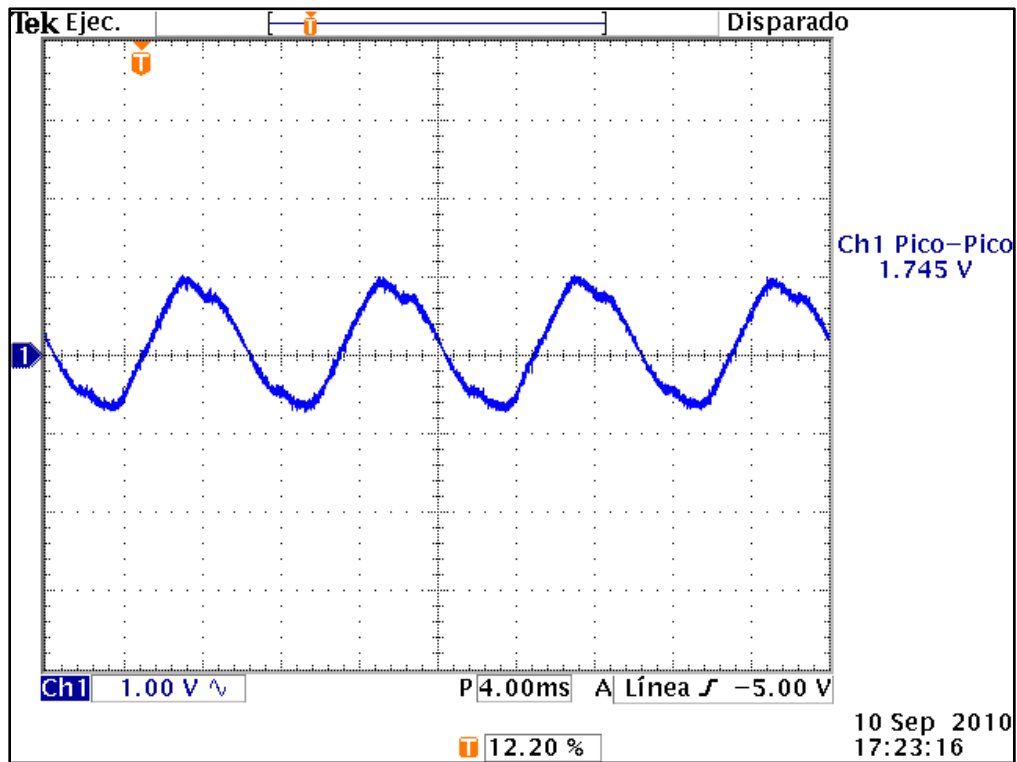
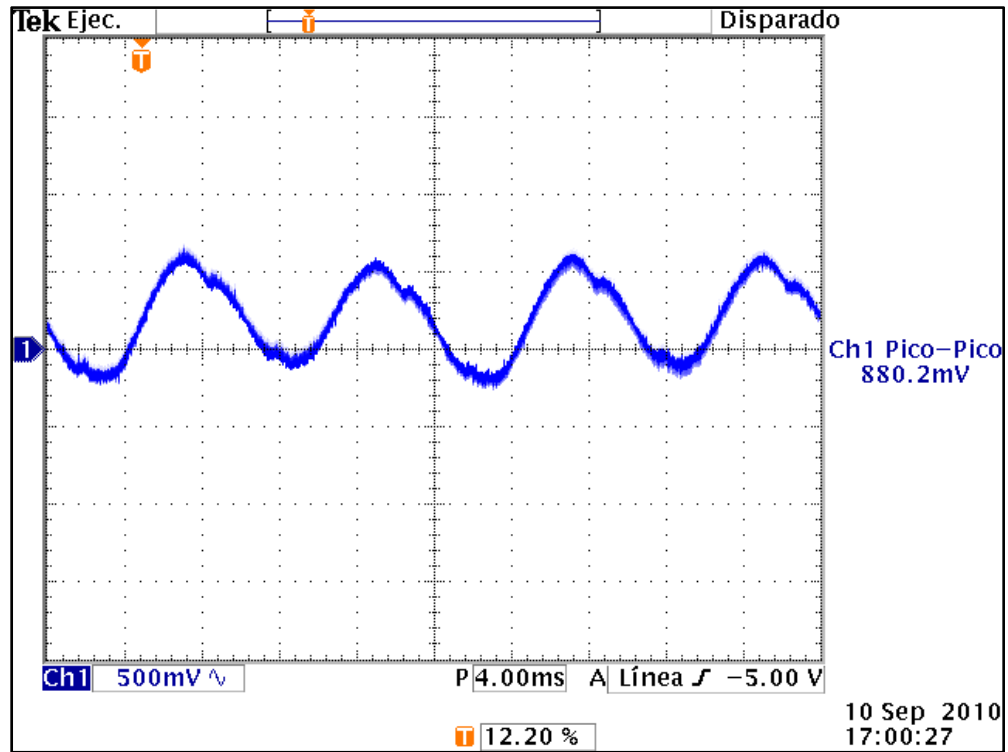


Figura 37: 150 W i 200 W de càrrega. Arrissat de la tensió de sortida

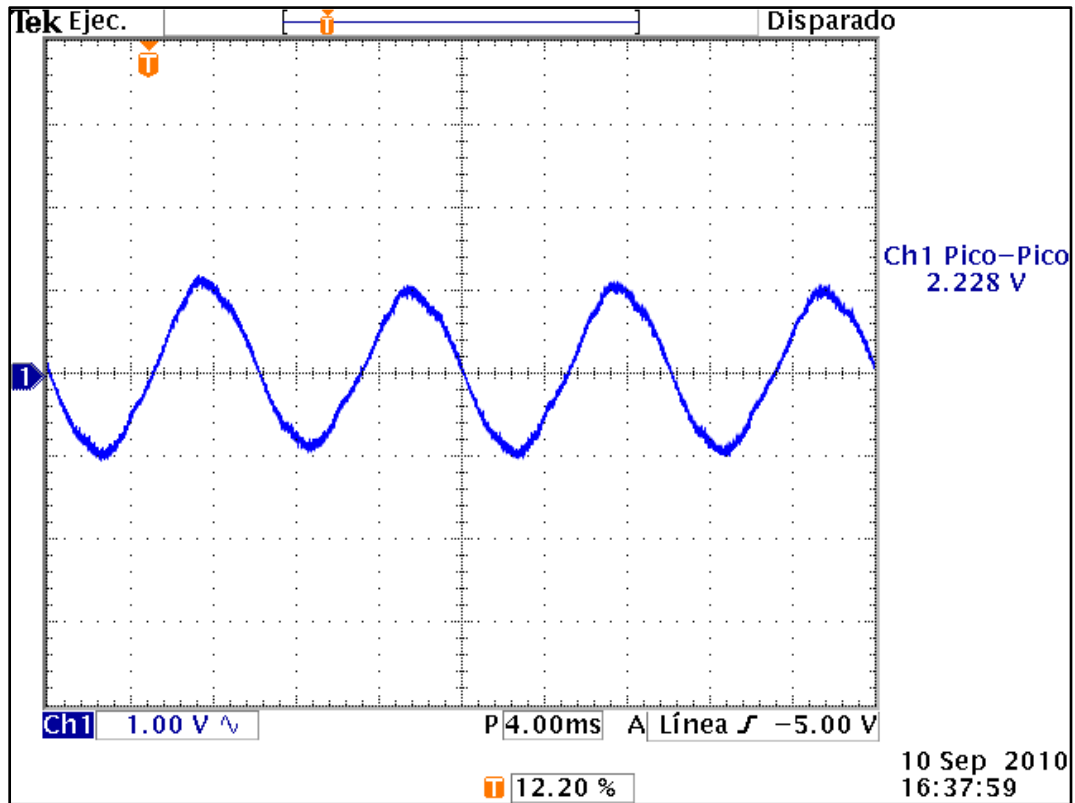


Figura 38: 300 W de càrrega. Arrissat de la tensió de sortida

### 6.3.1. Observacions

S'aprecia com l'arrissat de la tensió de sortida creix amb la potència de sortida, com era d'esperar, ja que els condensadors triguen més a descarregar-se degut a que han de servir més corrent, i no poden garantir una estabilització tan acurada. De totes maneres, les tensions de sortida en cap cas supera el 20% de desviació respecte la nominal, tal i com s'havia especificat.

## 6.4. Eficiències

Aquest seguit de mesures han permès poder calcular l'eficiència de la font per a cada càrrega aplicada. Els resultats es recullen a la següent taula:

	Vin (V <sub>rms</sub> )	Iin (A <sub>rms</sub> )	Pin	Vout (V <sub>rms</sub> )	RL (Ω)	Pout (W)	$\eta = P_{out}/P_{in}$ (%)
50 W	226,5	0,244	55,266	372,4	3250	42,67	77,21
150 W	225,9	0,749	169,1991	385,7	1085	137,11	81,035
200 W	223,9	0,884	197,9276	379,8	814	177,21	89,53
300 W	224,1	1,23	275,643	369,4	540	252,69	91,67

Figura 39: Taula d'eficiències mesurades

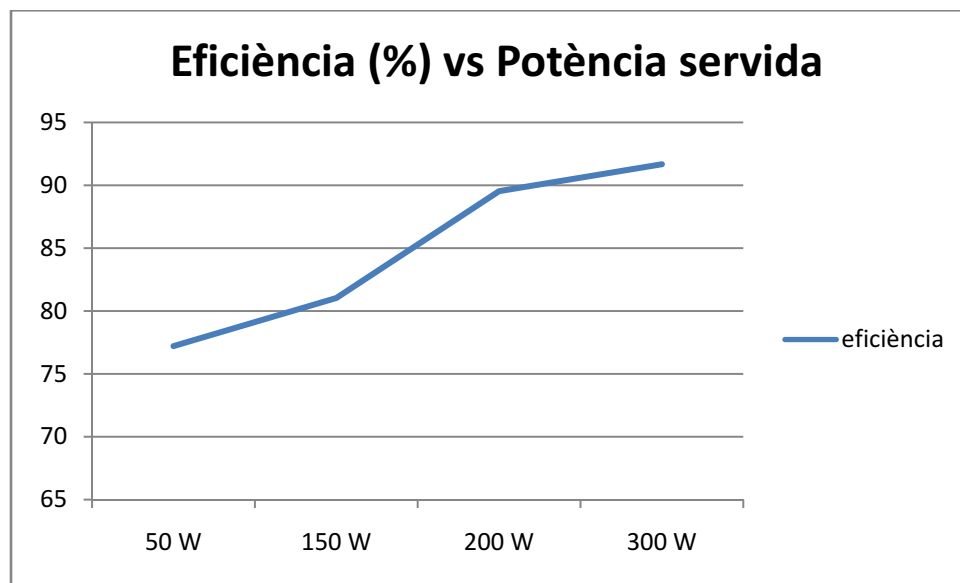


Figura 40: Gràfica d'eficiències mesurades

### 6.4.1. Observacions

També com era d'esperar, l'eficiència creix quan creix la potència de sortida, ja que, novament, s'està més a prop del paradigma de disseny. S'observa que, precisament per a una sortida de 300 W, l'eficiència està a l'entorn del 92%, valor inicialment especificat.

## 7. Conclusions

A la llum de les mesures facilitades a l'apartat anterior, aquest capítol presenta les conclusions extretes del present treball.

Inicialment, s'havien fixat dos motivacions principals a l'hora d'encarar aquest projecte:

- testejar el mòdul de potència proporcionat pel mateix departament en un entorn de font commutada elevadora de tensió, d'alta potència i amb factor de correcció de potència,

i d'altra banda,

- disposar d'una font d'alimentació d'alta potència per a l'alimentació de sintetitzadors de senyal d'alta potència per a aplicacions industrials.

Pel que fa a la primera motivació, la conclusió principal és que el mòdul de potència sota estudi ha resultat ser considerablement sorollós. Les commutacions de la porta del transistor provoquen un soroll d'alta freqüència que es presenta superposat a la tensió de sortida de la font, i tot i que la seva magnitud no és apreciable en front dels 400 V nominals d'aquesta, sí que presenta problemes quan apareix sobre els senyals de control del sistema, restant estabilitat al conjunt.

Tot i que el problema de l'estabilitat s'ha aconseguit solucionar afegint filtratge addicional a les senyals de control més brutes, el soroll conduït per tot el sistema fa que la lògica de control no sigui capaç d'aconseguir una correcció total del factor de potència, i que l'eficiència del sistema no sigui òptima.

I quant a la segona motivació, el sistema dissenyat i mesurat és funcionalment vàlid en el banc de proves en el qual s'ha testejat, ja que és capaç de regular la càrrega i modular el corrent d'entrada per tal que aquest prengui forma sinusoidal amb independència de la demanda puntual de corrent de la font. No obstant, la gran sorollositat del sistema no ens permet validar el seu ús en un context més ampli. S'hauria d'estudiar en més profunditat si el sistema manté la seva funcionalitat amb necessitats de càrrega més exigents i temps d'utilització més perllongats.

A més, si sumem el fet que la correcció del factor de potència no pugui ser total, fa que el dispositiu sigui incompatible amb un ús industrial intensiu, ja que en tot cas entraria en conflicte amb les diferents normatives sobre eficiència i compatibilitat electromagnètica.





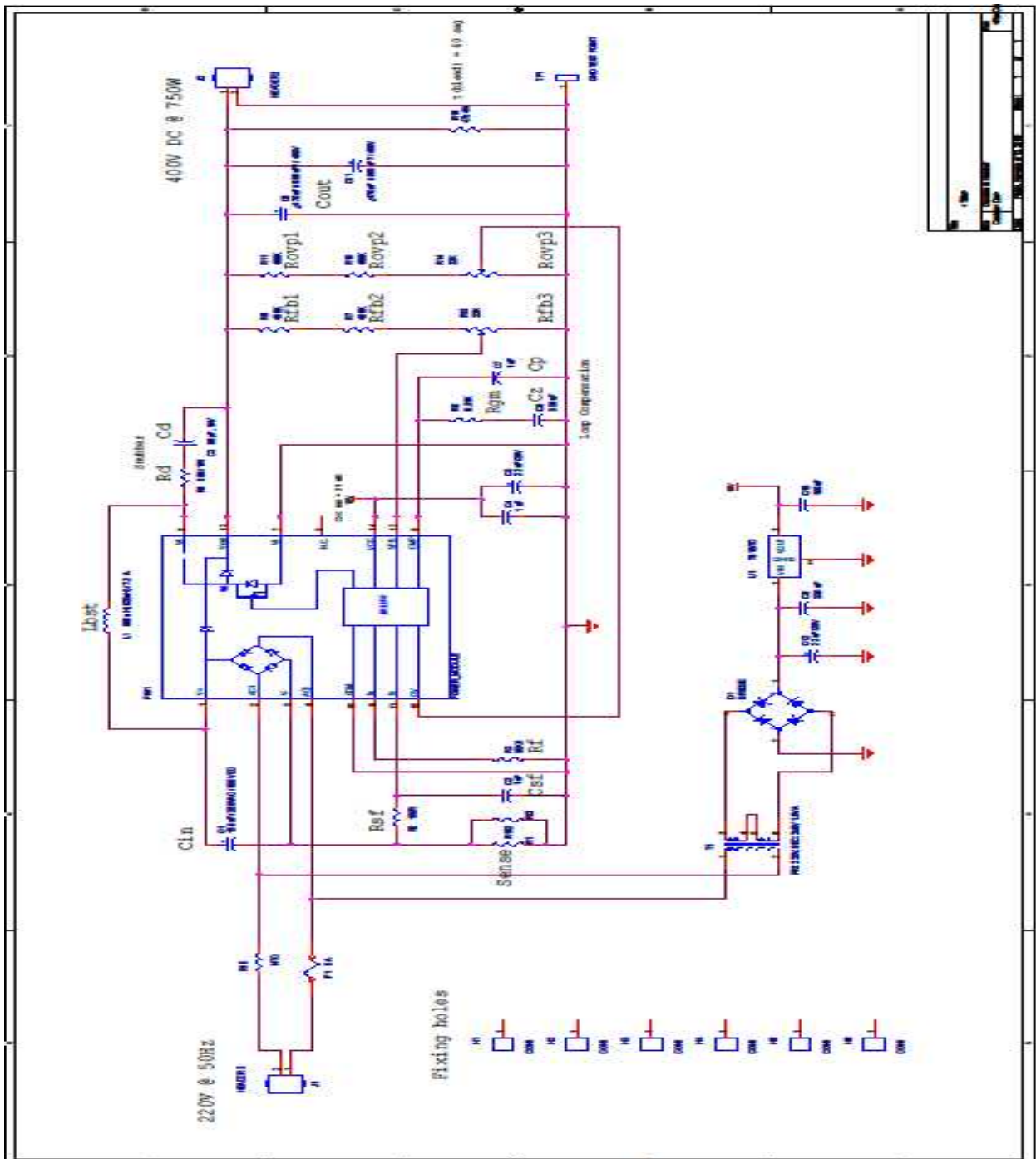
## 8. Bibliografia

- Lluís Prat Viñas, Josep Calderer Cardona. *Dispositius electrònics i fotònics*. Fonaments. Edicions UPC, 2001. [1]
  - Robert W. Erickson, Dragan Maksinović. *Fundamentals of Power Electronics*. Springer Science, 2001. [2]
  - R. Brown, M. Soldano. *PFC Converter Design with IR1150 One Cycle Control IC*. International Rectifier, 2005. [3]
  - Keyue M. Smedley, Slobodan Čuk. *One-Cycle Control of Switching Converters*. IEEE Transactions on Power Electronics, vol 10, no. 6, 1995. [4]
  - Ron Brown, Marco Soldano. *One Cycle Control IC Simplifies PFC Designs*. International Rectifier, 2005. [5]
  - Robert W. Erickson. *DC-DC Power Converters*. Article in Wiley Encyclopedia of Electrical and Electronics Engineering, 2000. [6]
- Rudy Severns. *Design of Snubbers for Power Circuits*. [7]



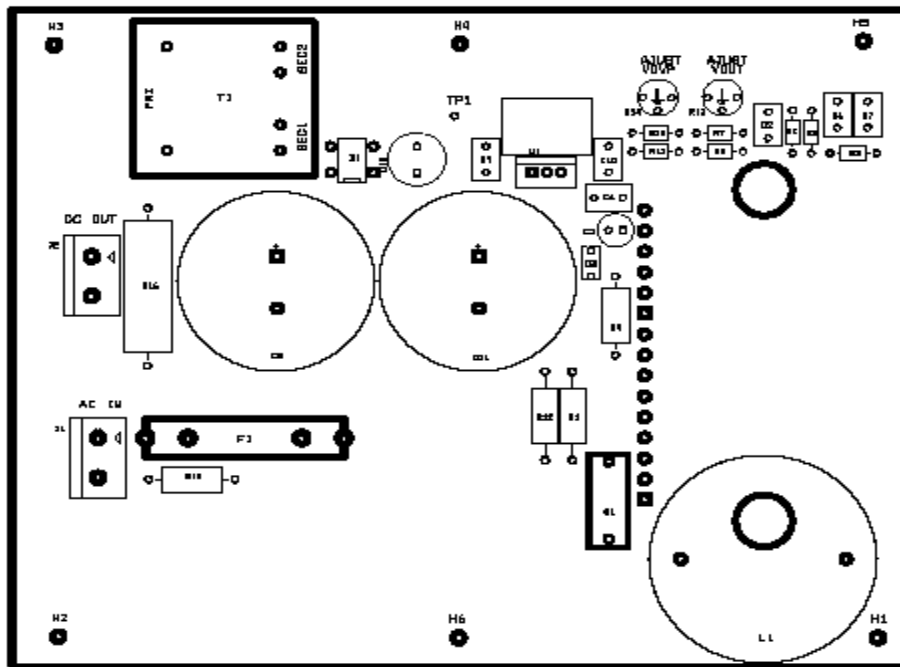
## 9. Annexos

### Annex I: Esquema elèctric complet

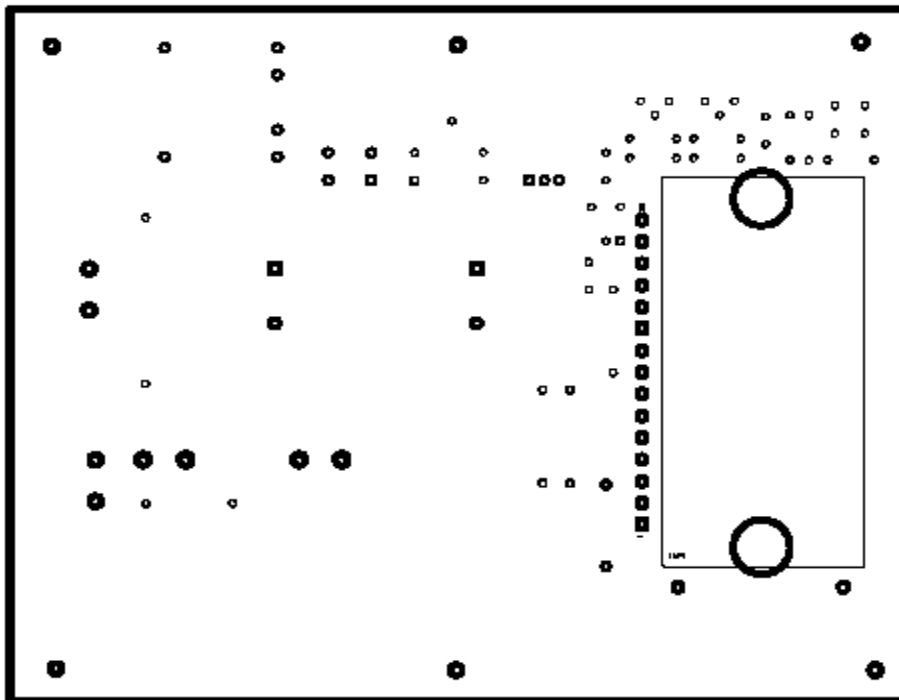


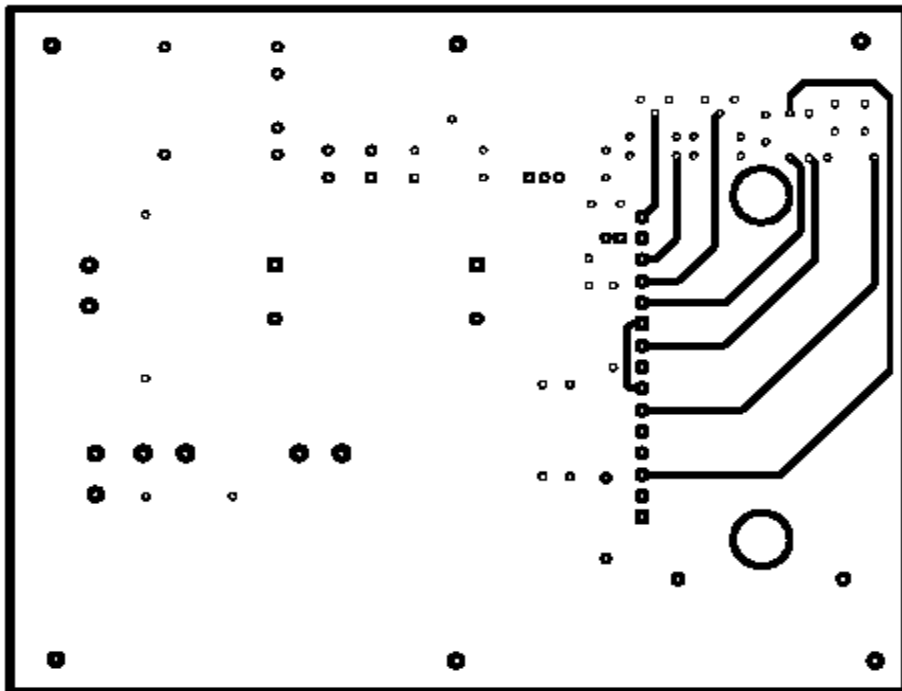
## Annex II: Plànols del circuit imprès

Plànol de components de la cara superior

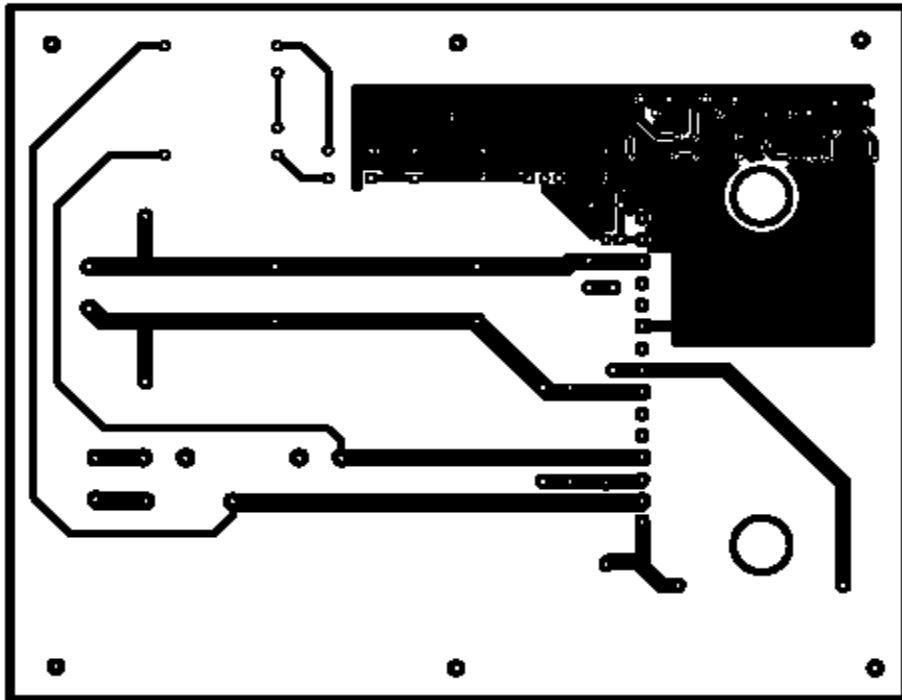


Plànol de components de la cara inferior



Layout de les pistes de la cara superior

Layout de les pistes de la cara inferior







## Annex III: Simulació d'IR completa

Mon Aug 02 05:44:57 PDT 2010



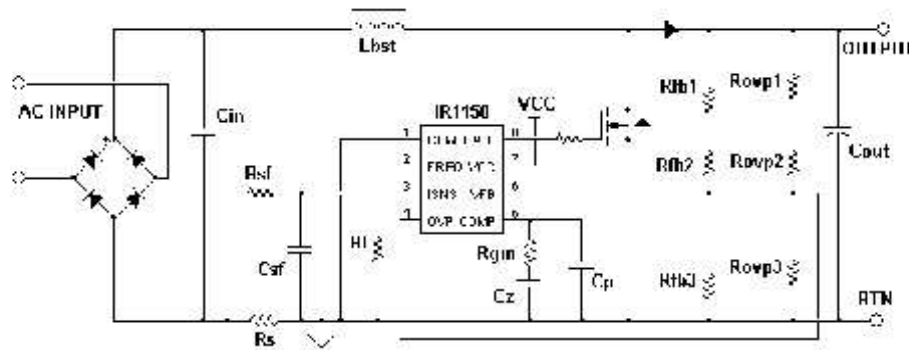
One Cycle Control  $\mu$ PFC Circuit Featuring the IR1150S IC

**Operating Conditions:**

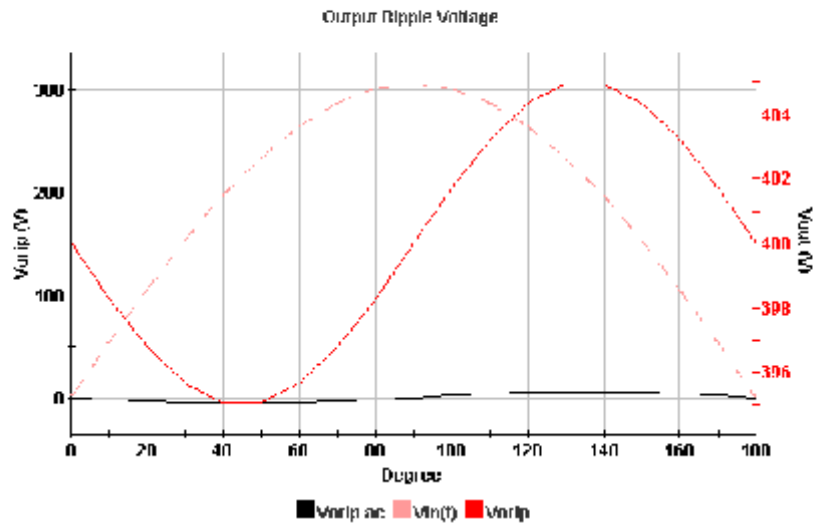
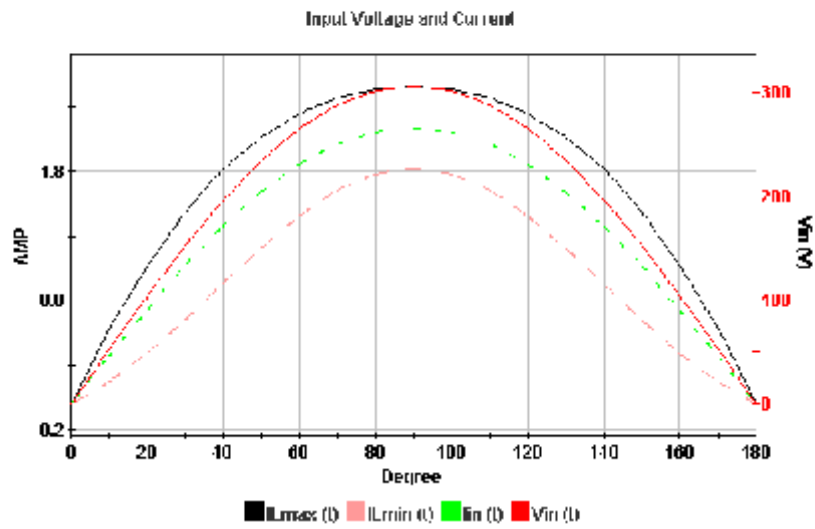
Input		Output	
Min Input Voltage:	216 V	Switching Frequency:	100 kHz
Max Input Voltage:	264 V	Hold-up Time:	30 ms
Input AC Frequency:	50 Hz	Choke Ripple Current:	30 %
Start-up Time:	50 ms	Output Power:	300 W
Target Efficiency:	92 %	Output Voltage:	400 V
		Output Voltage (min):	320 V
		Output Cap Tolerance:	20 %
		OVP Threshold:	425 V

**Calculation Result:**

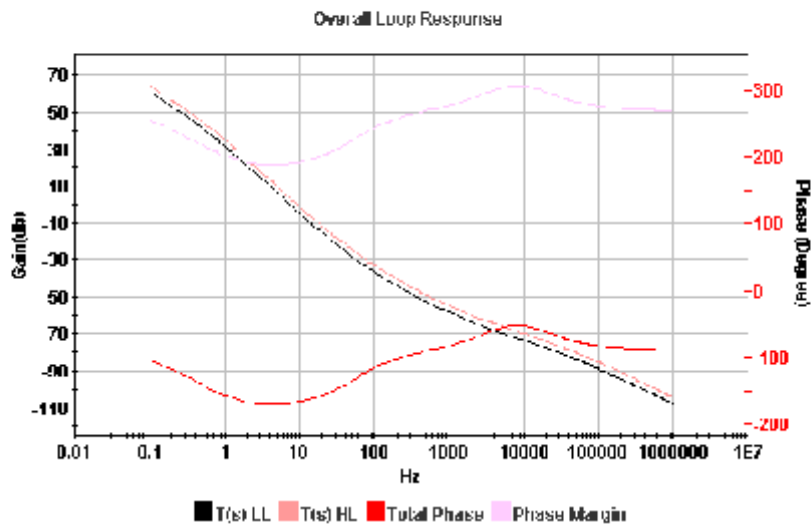
Output Conditions			Component Values			
Parameter	Value	Unit	Component	Ref Des	Std Value	Calc Value
Max Input Power	326	W	High Freq Input Cap	Cin	68 nF	0.06 $\mu$ F
Input RMS Current	1.51	A	Boost Choke Value	Lbst	1.2 mH	1,127 $\mu$ H
Input Peak Current	2.13	A	Output Capacitor	Cout	470 $\mu$ F	391 $\mu$ F
Input Average Current	1.36	A	Output Voltage Rset	Rfb3	17.8 kOhm	17.8 kOhm
Input Pk Voltage (min)	305	V	Output OVP Rset	Rovp3	18.2 kOhm	17.9 kOhm
Duty Cycle - low line	0.24		Current Sense Res	Rs		0.388 Ohm
Ripple Current	0.64	A	Zero Capacitor	Cz	330 nF	331 nF
Peak inductor Current	2.46	A	Gain Resistor	Rgm	9.31 kOhm	9.23 kOhm
V Current Sense	1.00	V	Pole Capacitor	Cp	1 nF	1.03 nF
Peak Current Limit	2.58	A	Current Sense Filter Capacitor	Csf	1 nF	1.00 nF
Input Pk Ovid Current	2.58	A	Current Sense Filter Resistor	Rsf	100 Ohm	100 Ohm
Power Distribution			Timing Resistor	Rf	80.6 kOhm	80.1 kOhm
Power Dissipation Rfb	77.4	mW	Rfb1, Rfb2, Rovp1 and Rovp2 are 499 kOhms each			
Power Diss Rovp	77.2	mW				
Power Rs	0.88	W				



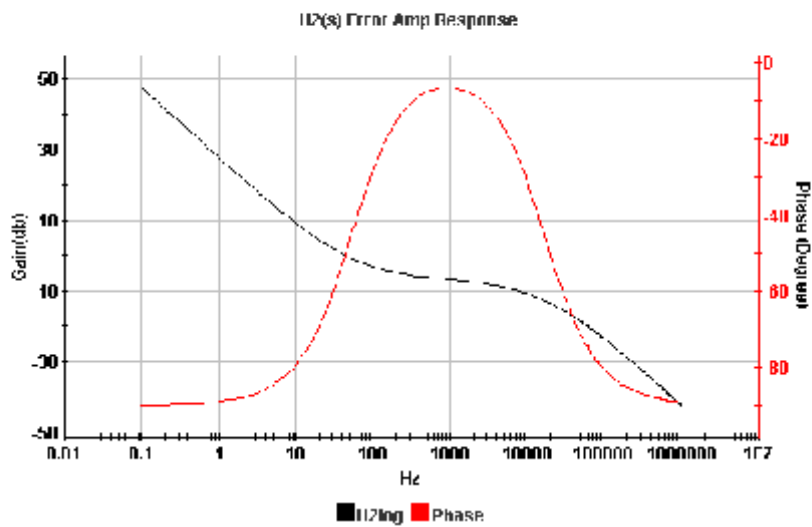
Mon Aug 02 05:44:57 PDT 2010



Mon Aug 02 05:44:57 PDT 2010

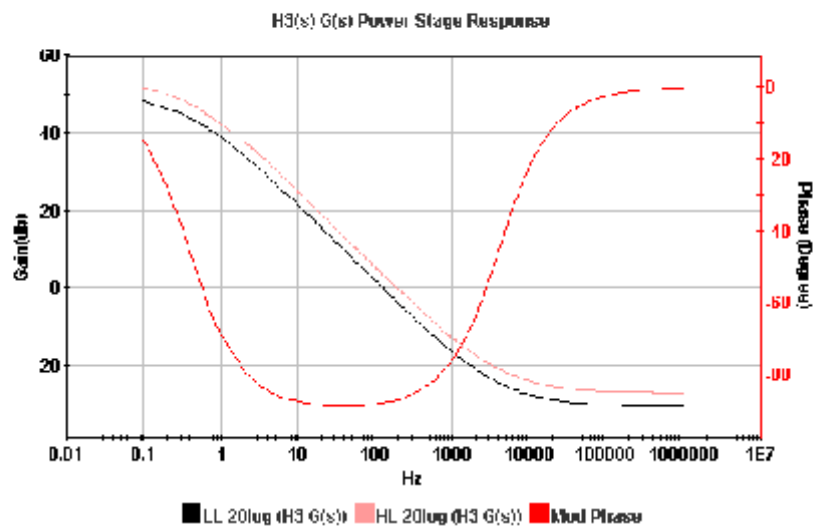


Graph 3: This is the overall feedback loop response of the power factor correction circuit showing phase and gain.



Graph 4: This is the error amplifier response of the power factor correction circuit showing phase and gain.

Mon Aug 02 05:44:57 PDT 2010



Graph 5: This is the power stage response of the power factor correction circuit showing phase and gain.

Please click [here](#) to send us your comments or suggestions.  
[myPowerHome](#)

