



Departament d'Enginyeria Electrònica Elèctrica i Automàtica

Circuit adaptador per incorporar fonts d'energia renovable a una planta fotovoltaica connectada a la xarxa elèctrica.

TITULACIÓ: Enginyeria Tècnica Industrial especialitat Electrònica Industrial.

AUTOR: Antonio Leon Masich .
DIRECTOR: Hugo Valderrama Blavi .

DATA: Juny de 2009.

A la meva família, en especial als meus pares i germà per tota la confiança i suport que m'han ofert en tot moment.

A Ara, per aguantar-me sempre tant en el bons i en els mals moments durant aquests tres anys.

A tot el Grup d'Automàtica i Electrònica Industrial de la Universitat Rovira i Virgili, en especial a Hugo Valderrama i Josep María Bosqué per totes les ajudes rebudes al llarg de la realització del projecte.

Index General

1.	OBJECTIUS I PRELIMINARS.....	7
1.1	Resum.....	8
1.2	Objectius.....	8
2.	MEMÒRIA DESCRIPTIVA.....	10
2.1	Introducció.....	11
2.2	Fonaments teòrics.....	14
2.2.1	<i>Font de potència.....</i>	14
2.2.2	<i>Sistemes d'alimentació amb correcció del factor de potència.....</i>	18
2.2.3	<i>Característiques del aerogenerador.....</i>	21
2.2.4	<i>Model i Característiques de la pila NEXA.....</i>	23
2.2.5	<i>Convertidors elevadors.....</i>	24
2.2.6	<i>Funcionament del convertidor elevador Boost en mode de conducció contínu.....</i>	31
2.3	Descripció de la solució adoptada.....	34
2.3.1	<i>Etapa de potència.....</i>	36
2.3.2	<i>Driver.....</i>	45
2.3.3	<i>Etapa de sensat.....</i>	46
2.3.4	<i>Etapa de control.....</i>	47
2.3.5	<i>Etapa d'alimentació.....</i>	49
3.	MEMÒRIA DE CÀLCUL.....	50
3.1	Etapa de potència.....	51
3.1.1	<i>Introducció.....</i>	51
3.1.2	<i>Interruptor.....</i>	54
3.1.3	<i>Díodes.....</i>	55
3.1.4	<i>Bobines.....</i>	56
3.1.5	<i>Condensadors.....</i>	58
3.1.6	<i>Càrrega.....</i>	59
3.1.7	<i>Rectificació d'entrada.....</i>	60
3.2	Driver.....	60
3.2.1	<i>Circuit.....</i>	60
3.3	Etapa de sensat.....	61
3.3.1	<i>Sensat del corrent.....</i>	61
3.3.2	<i>Sensat de tensió.....</i>	63

3.4	Etapa de control.....	66
3.4.1	<i>Llei de control.</i>	66
3.4.2	<i>Realització de la superfície.</i>	76
3.4.3	<i>Comparador amb histèresi.</i>	78
4.	SIMULACIONS.	79
4.1	Introducció.	80
4.2	Simulació del sistema amb càrrega resistiva amb alimentació mitjançant un transformador.	80
4.2.1	<i>Resposta del sistema.</i>	80
4.3	Simulació del sistema amb aerogenerador WHISPER 200.....	82
4.3.1	<i>Resposta del sistema.</i>	83
4.3.2	<i>Transitoris de càrrega.</i>	87
4.3.3	<i>Transitoris de línia</i>	89
4.4	Simulació del sistema amb la pila de combustible BALLARD NEXA.	91
4.4.1	<i>Resposta del sistema</i>	92
4.4.2	<i>Transitoris de càrrega</i>	95
4.4.3	<i>Transitoris de línia.</i>	97
5.	RESULTATS EXPERIMENTALS.	100
5.1	Introducció.	101
5.2	Sistema amb càrrega resistiva i alimentació de la xarxa.	102
5.2.1	<i>Introducció.</i>	102
5.2.2	<i>Resultats en règim permanent.</i>	102
5.3	Sistema amb alimentació de l'aerogenerador WHISPER 200.	106
5.3.1	<i>Introducció.</i>	106
5.3.2	<i>Resultats en règim permanent.</i>	107
5.3.3	<i>Transitoris de línia.</i>	110
5.4	Sistema amb alimentació de la pila de combustible Ballard NEXA.	112
5.4.1	<i>Introducció.</i>	112
5.4.2	<i>Resultats experimentals.</i>	113
5.4.3	<i>Transitoris de línia.</i>	116
6.	CONCLUSIONS.	119
6.1	Conclusions finals.	120
7.	PLÀNOLS.....	122

7.1	Circuit real amb components calculats prèviament.....	123
7.2	Circuit real amb alimentació del aerogenerador WHISPER 200.....	124
7.3	Circuit real amb alimentació de la pila de combustible Ballard NEXA.....	125
7.4	Components de les plaques – LAYOUT.....	126
7.5	Pistes inferiors de les plaques - LAYOUT.....	127
7.6	Pistes superiors de les plaques - LAYOUT.....	128
8.	MEDICIONS I PRESSUPOST.....	129
8.1	Medicions.....	130
8.1.1	Capítol 1- ETAPA DE POTÈNCIA.....	130
8.1.2	Capítol 2 – ETAPA DE CONTROL.....	130
8.1.3	Capítol 3 –ALTRES PECES.....	133
8.1.4	Capítol 4 – MÀ D'OBRA.....	134
8.2	Preus unitaris.....	134
8.3	Pressupost.....	137
8.3.1	Capítol 1- ETAPA DE POTÈNCIA.....	137
8.3.2	Capítol 2 – ETAPA DE CONTROL.....	137
8.3.3	Capítol 3 – ALTRES PECES.....	140
8.3.4	Capítol 4 – MÀ D'OBRA.....	140
8.3.5	Total Pressupost.....	141
8.4	Resum Pressupost.....	141
9.	PLEC DE CONDICIONS.....	142
9.1	Condicions administratives.....	143
9.1.1	Condicions generals.....	143
9.1.2	Normes permisos i certificacions.....	143
9.1.3	Descripció general del muntatge.....	143
9.2	Condicions econòmiques.....	144
9.2.1	Preus.....	144
9.2.2	Responsabilitats.....	144
9.2.3	Clàusula del projecte.....	144
9.3	Condicions facultatives.....	145
9.3.1	Personal.....	145
9.3.2	Reconeixements i assaig previs.....	145
9.3.3	Materials.....	145

9.3.1.1	<i>Conductors.</i>	146
9.3.1.2	<i>Resistències.</i>	146
9.3.1.3	<i>Condensadors.</i>	147
9.3.1.4	<i>Inductors.</i>	147
9.3.1.5	<i>Circuits integrats i semiconductors.</i>	148
9.3.1.6	<i>Sòcols i tornejats tipus D.I.L.</i>	148
9.3.1.7	<i>Plaques de circuit imprès.</i>	148
9.3.1.8	<i>Interconnexió de les plaques de circuit imprès.</i>	148
9.3.4	<i>Condicions d'execució.</i>	149
9.3.4.1	<i>Encàrrec i compra del material.</i>	149
9.3.4.2	<i>Construcció dels inductors.</i>	149
9.3.4.3	<i>Fabricació de les plaques de circuit imprès.</i>	149
9.3.4.4	<i>Soldadura dels components.</i>	149
9.3.4.5	<i>Assaigs, verificacions i mesures.</i>	150
9.3.4.6	<i>Reglament electrotècnic de baixa tensió.</i>	150
10.	<i>Referències.</i>	151

1. OBJECTIUS I PRELIMINARS

1.1 Resum

Degut a que actualment són molt importants, tant en l'àmbit ambiental com en l'àmbit de la enginyeria, tot tipus d'energies renovables, en aquest projecte s'ha estudiat com extreure l'energia necessària de diferents energies alternatives.

S'ha realitzat l'estudi i els prototipus d'un sistema de tres convertidors elevadors per tal d'extreure aproximadament 1 kW de potència d'un aerogenerador WHISPER 200 i d'una pila de combustible Ballard NEXA de 1,2 kW.

En paral·lel, hi ha un sistema fotovoltaic connectat a la xarxa elèctrica. Es tracta d'un sistema trifàsic, implementat amb tres onduladors monofàsics comercials amb seguiment del punt de màxima potència que reben energia de tres grups de panells diferents, un grup per ondulador.

L'energia extreta de l'aerogenerador i de la pila de combustible, conjuntament amb l'energia dels panells fotovoltaics, s'ha d'injectar-la a la xarxa elèctrica. A més, cal evitar modificar el punt de treball dels panells fotovoltaics, que suposadament treballen al punt de màxima potència, gràcies al seguidor intern dels onduladors.

Aquest projecte s'integra en els treballs de construcció d'una plataforma de generació distribuïda, finançat pel projecte ministerial DPI2006-15627-CO3-03, que finalitza enguany i els resultats del qual han estat avaluats favorablement pel ministeri el passat 5 de juny.

S'ha comprovat el funcionament del sistema, tant per una alimentació amb una pila de combustible com d'un aerogenerador, realitzant tant sols petits canvis en els convertidors, com per exemple afegir o traure un condensador, una resistència, etc. Els canvis pretenen ajustar la conductància d'entrada dels convertidors als valors adequats per treballar bé amb la pila, o bé amb l'aerogenerador.

Finalment, el sistema ha estat provat en ambdós casos i s'ha injectat la potència a la xarxa elèctrica, que pot ésser venuda a la companyia elèctrica.

1.2 Objectius.

Els objectius d'aquest projecte son la realització de tres convertidors elevadors per tal d'extreure aproximadament 1 kW de dos tipus de fonts d'energia renovable basant-se en el comportament dels convertidors com a fonts de potència.

Per dur a terme aquest prototipus primer s'ha de conèixer els generador a utilitzar. En el cas de la pila de combustible, un manual d'instruccions del fabricant ens dona la corba I-V de la mateixa. En el cas de l'aerogenerador s'han hagut de prendre mesures per tal de conèixer el seu comportament.

Una vegada realitzades aquestes caracterització, es realitzaran els càlculs i simulacions pertinents per poder comprovar el funcionament del sistema que es vol dur a terme.

Posteriorment es dissenyarà el prototipus, es a dir les plaques Hardware encarregades d'implementar el sistema simulat.

Per a finalitzar es comprovaran els prototipus, i es connectaran a les fonts d'energia renovables, comprovant els resultats obtinguts.

2. MEMÒRIA DESCRIPTIVA.

2.1 Introducció.

A continuació es presenta una publicació, que tracta del concepte de resistor lliure de pèrdues [1] o “Loss Free Resistor” aplicat a xarxes de conversió de potència per a energies renovables: fotovoltaïques, eòliques, piles de combustible, i d'altres.

El concepte de Loss Free Resistor ja s'ha aplicat en diversos sistemes de conversió d'energia, com ara és el cas de [2] on es va proposar una modificació dels mateixos capacitors de treballar amb un corrent altern de sortida.

En aquell cas, el mòdul de conversió bàsic consistia en la connexió en cascada de uns convertidors Buck-Boost treballant en mode discontinu i uns convertidor Push-Pull. La potència contínua DC dels mòduls fotovoltaïcs era transmesa per l'etapa del Buck-Boost fins al convertidor Push-Pull, que transforma aquesta potència DC en una potència AC compatible amb la connexió de la xarxa elèctrica. El rastreig del punt de potència màxim (MPP) es troba jugant amb la impedància dels panells en el punt de màxima potència i amb la impedància d'entrada del convertidor Buck-Boost. En aquest article [2] es va utilitzar un convertidor Buck-Boost en règim discontinu, que implementa de forma natural les característiques d'un “Loss Free Resistor”.

En aquest projecte tornem a utilitzar el concepte de Loss Free Resistor per a processar l'energia produïda per fonts d'energia d'origen renovable, en aquest cas, una pila de combustible Ballard Nexa d'un kilowatt i un aerogenerador, concretament l'alternador síncron d'imants permanents del Whisper 200. L'energia de les fonts un cop adaptada i processada pels convertidors s'injecta a un sistema fotovoltaic connectat a la xarxa elèctrica, que ja existia prèviament. Aquest projecte es relaciona amb l'article [3] enviat a l'IECON'2009, i s'inscriu en el marc del projecte ministerial DPI2006-15627-CO3-03.

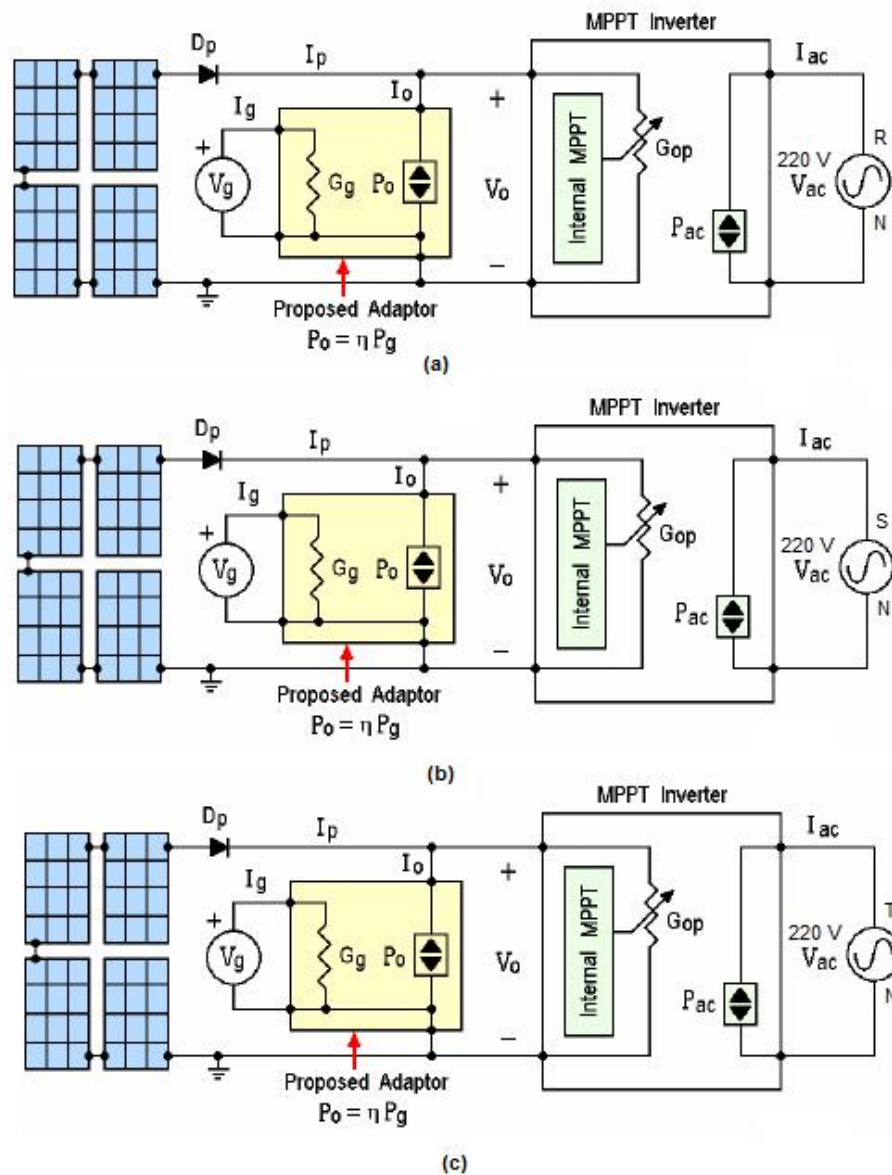


Figura 1. Diagrama de blocs del sistema fotovoltaic connectat a la xarxa.

A la figura 1 es mostra el diagrama de blocs del sistema global on s'aprecia un conjunt de panells fotovoltaics connectat a una xarxa elèctrica trifàsica mitjançant els onduladors. La caixa taronja correspon a un circuit adaptador que serveix d'interfase entre la planta fotovoltaica i les fonts d'energia a incorporar (pila i aerogenerador). La caixa taronja conté un convertidor DC-DC i un sistema de control que assegura el correcte funcionament dle sistema tant de dia com de nit. Aquest convertidor varia una mica en funció de si connectem l'alternador o la pila de combustible. La principal diferència és que una del les fonts ofereix una tensió alterna de freqüència variable, i l'altre una tensió contínua.

Donades les característiques del nostre sistema, tenim una tensió al bus de contínua entre $100 < V_o < 170V$. Le tensió d'entrada, en cas de la pila de combustible val $0 < V_g < 42V$, tot i que quan dóna 1kW, la tensió és de 26 V. En el cas de l'alternador de l'aerogenerador,

aquesta tensió depèn de la velocitat de gir del mateix, de la seva càrrega. La tensió entre fase i neutre val 60 Vrms, quan entrega 1 kW, però pot ser fins a un 40% més gran en circuit obert.

A diferència del convertidor Buck-Boost en règim discontinu que implementa de forma natural, les característiques d'in resistor lliure de pèrdues (LFR), el convertidor boost en règim continu utilitzat en aquest projecte no té característiques de LFR. Per tant ens cal una llei de control que FORCI aquest comportament en el convertidor. Aquesta llei de control s'implementa mitjançant una superfície del control en lliscament.

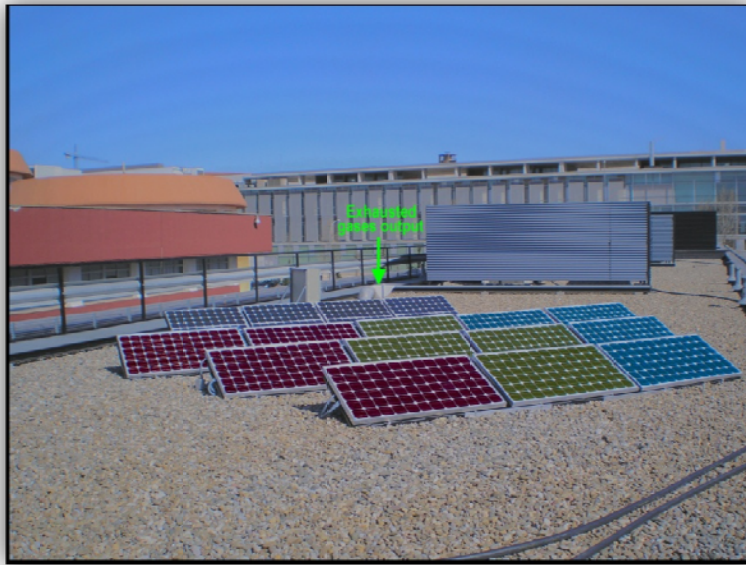


Figura 2. Panells solars del sistema.

Finalment, a la figura 2, podem apreciar els panells solars del sistema, que estan situats a la teulada corresponent al laboratori GAEL, a les Plantes Pilot. A la figura 3 s'aprecien la pila NEXA, l'aerogenerador Whisper 200 connectat en una bancada amb una màquina d'inducció i un variador de freqüència, i els punts de connexió del circuit adaptador desenvolupat al projecte Vo(1), Vo(2), Vo(3). El sistema de control que fa que l'adaptador pugui funcionar tant de nit, com de dia, ja ha estat desenvolupat per a l'article [3] i no és objecte del present projecte.



Figura 3. Pila Nexa, Aerogenerador Whisper 200 i un circuit adaptador per una altra font d'energia (pila H2-Economy de 4.2V i 100W).

2.2 Fonaments teòrics.

A continuació podem comprovar quines son les conceptes teòrics dels que es disposen per tal de realitzar el convertidor BOOST adequat, per tal d'injectar energia a la xarxa elèctrica mitjançant un ondulador comercial.

2.2.1 Font de potència.

2.2.1.1 Introducció.

La característica de sortida d'un resistor lliure de pèrdues es correspon amb una font de potència. En el següent paràgraf es veu el funcionament i el símbol circuital d'una font de potència.

2.2.1.2 Característiques i propietats de les fonts de potència.

Una font de potència es un element on la seva corba i - v segueix la següent equació:

$$v \cdot i = P = \text{constant on} \quad |v| < \infty \quad |i| < \infty \quad (1)$$

Podem veure a la figura 4 la representació de l'equació per a un valor positiu de P , i el símbol de la font de potència.

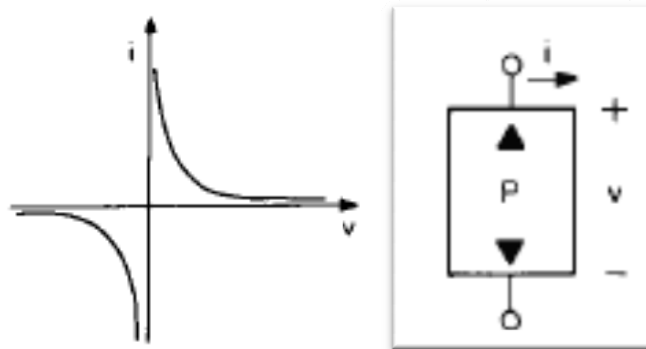


Figura 4. Representació gràfica de l'equació característica de la font de potència, i símbol de la font de potència.

L'equació implica que per una potència diferent de zero, la font de potència no pot suportar ni un curtcircuit, ni un circuit obert. Igualment que en les fonts de corrent o bé de tensió, la font de potència també pot ésser controlada per alguna altra variable com una tensió, una corrent, etc.

A les següents figures 5 i 6 podem comprovar quines son les possibles connexions de les fonts de potència:

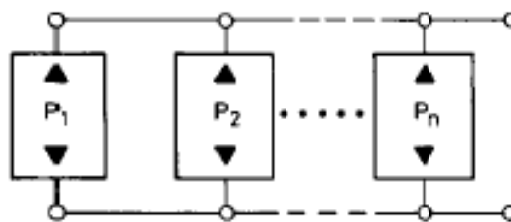


Figura 5. Connexió de les fonts de potència en paral·lel.

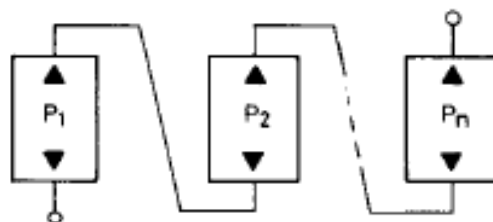


Figura 6. Connexió de les fonts de potència en sèrie.



Figura 7. Símbol equivalent.

S'ha comprovat, doncs, que les fonts de potència connectades en sèrie o paral·lel poden ser substituïdes per una sola font de valor igual a la suma de potències de les fonts amb el següent valor:

$$P = \sum_{j=1}^n P_j \quad (2)$$

Podem dir doncs que les fonts de potència son independents de la seva topologia de connexió, per exemple si tenim dos fonts de potència P_1, P_2 connectades en sèrie (definint la connexió sèrie com \boxplus), i també les tenim connectades en paral·lel (definint la seva connexió paral·lel com \parallel) tenim que:

$$P_1 \boxplus P_2 = P_1 \parallel P_2 \quad (3)$$

Com podem veure, l'equació (3) està afirmant una connexió en sèrie de dos fonts de potència P_1 i P_2 obtenim la mateixa potència total, que connectant-les en paral·lel. Aquesta es una propietat de les fonts de potència, que no tenen tots els elements electrònics.

Una altra de les característiques més importants de les fonts de potència, es que es la potència subministrada serà la mateixa tant si es connecta la font de potència al primari com al secundari, és a dir són invariants.

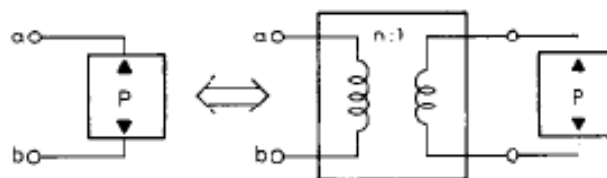


Figura 8. Connexió de la font de potència mitjançant un transformador.

Una altra de les característiques de les fonts de potència es que quan $P=0$ la font es pot comportar com un curtcircuit o bé com un circuit obert. Quan la font de potència es connecta amb una font de corrent, i la potència a entregar es 0 aquesta es comporta com

un curtcircuit. A l'inrevés succeeix quan a la sortida de la font de potència de valor 0 tenim una font de tensió, ja que aquesta aleshores es comporta com un circuit obert.

2.2.1.3 Us del convertidor Boost com un Resistor Lliure de Pèrdues.

El convertidor Boost realitzat en aquest projecte, gràcies a la llei de control implementada, té un comportament igual al d'un resistor lliure de pèrdues. Per tant el seu port de sortida es comporta com una font de potència.

Per altra banda, el convertidor Boost es un circuit commutat conservador d'energia, on la potència absorbida ha d'ésser igual a la potència de entregada (negligint les pèrdues que puguin haver al circuit). Així, el convertidor Boost, és també un POPI.

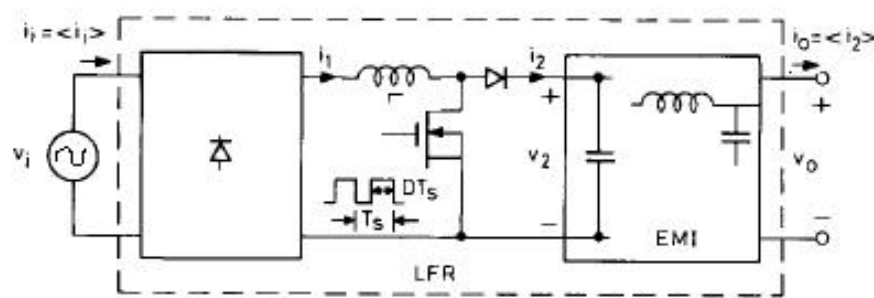


Figura 9. Esquema del comportament del convertidor Boost com un LFR.

La possibilitat d'usar un convertidor Boost com a resistor lliure de pèrdues, amb l'ajut d'una llei de control apropiada ja es va introduir en l'article [4].

Volem fer servir el resistor lliure de pèrdues per extraure potència d'un aerogenerador, basat en un alternador o màquina síncrona d'imants permanents, i al mateix temps elevar la tensió produïda per l'aerogenerador.

Donat que la màquina és trifàsica i que per tant té tres bobinats de sortida, on les tensions i corrents estan desfasats 120 graus, ens caldrà processar de forma independent cada fase si volem que el sistema funcioni correctament.

En les mesures experimentals del projecte de fi de carrera d'en Jordi Forcadell [2], es va descobrir que la càrrega d'una bateria amb l'alternador era molt ineficient si s'utilitzava un pont rectificador trifàsic per processar l'energia produïda. La bateria fixava la tensió, de forma que al augmentar les revolucions de l'aerogenerador, i per tant la seva tensió en circuit obert, l'efecte de la bateria era com curtcircuitar els debanats del generador, donada la baixa impedància de la bateria. Com més revolucions adquiria el generador, més corrent circulava, i es va arribar a comprovar que a la velocitat nominal corresponent a 1kW, el 90% de la potència es dissipava al generador escalfant-lo enormement.

En un segon experiment que es va fer per a la Setmana de la ciència, es va usar com a càrrega unes bombetes de 220V connectades al generador mitjançant un transformador elevador. Com que els debanats del transformador veien una impedància resistiva adaptada, el generador donava la potència nominal d'1kW sense escalfament.

Per tant, per extraure l'energia del generador cal que el convertidor que s'hi connecti tingui una impedància d'entrada resistiva, tan si es vol carregar una bateria com a qualsevol altra càrrega, com ara un ondulador.

Per aquest motiu usem un resistor lliures de pèrdues.

2.2.2 *Sistemes d'alimentació amb correcció del factor de potència.*

2.2.2.1 *Introducció.*

En les últimes dècades es va produint un augment de consum de potència dels equips electrònics, que ens porta a un deteriorament de la qualitat del corrent i de la tensió entregades per les línies de distribució, degut a que moltes d'aquestes càrregues, no són resistives, com ara les fonts d'alimentació commutades dels ordinadors.

En moltes ocasions, la font de tensió d'entrada de un equip electrònic es de tensió alterna (50 Hz) mentre que la tensió de sortida aplicada a les càrregues es continu. Càrregues típiques alimentades es contínua són els sistemes electrònics, els motors de CC i les bateries d'emmagatzemament d'energia elèctrica. També existeixen casos en que la càrrega s'alimenta d'alterna però es precisa una conversió intermitja a CC amb el propòsit d'obtenir una bona regulació de potència.

Per tant la conversió CA/CC es molt freqüent en els equips electrònics de potència. En la majoria d'aquests sistemes electrònics de potència, la tensió d'alterna es rectificada mitjançant díodes i filtrada amb un condensador per tal d'obtenir una tensió contínua de por rissat. Aquest circuit es utilitzat en la major part d'aplicacions de baixa potència, i es el culpable en gran mesura de la distorsió de la xarxa elèctrica.

A continuació d'aquesta primera etapa, en molts casos es procedeix a una adaptació i regulació de nivell de tensió CC mitjançant un convertidor CC/CC. Aquest tipus de convertidors, degut a les commutacions de corrent i tensió a freqüències que poden anar des de desenes de kHz a alguns MHz, i formes d'ona amb flancs de menys del microsegon, provoquen interferències d'alta freqüència (EMI) que es propaguen per la línia de distribució e irradien l'entorn.

2.2.2.2 *Norma EN-61000-3-2*

Aquesta norma tracta de la limitació dels corrents harmònics injectats en la xarxa de distribució, per aquells equips que tinguin que connectar-se a la xarxa de distribució de alterna de baixa tensió. Aquesta norma es d'aplicació a partir del 01-01-2001, però convivint amb altres normatives encara que son divergents. A partir del 01-01-2004 van quedar retirades totes les normatives divergents.

En la aplicació de la norma es divideixen els equips en quatre classes, i en funció d'aquestes s'apliquen límits diferents per cadascun dels harmònics com es pot veure a la taula 1.

Taula 1. Contingut d'harmònics de la norma EN-61000-32 []

Clase	A	B	C	D
Orden Armónico	Arms	Arms	% fundamental	ma/W (Arms)
Impares				
3	2.30	3.45	30xFP	3.4(2.3)
5	1.14	1.71	10	1.9(1.14)
7	0.77	1.155	7	1(0.77)
9	0.4	0.6	5	0.5(0.4)
11	0.33	0.495	3	0.35(0.33)
13	0.21	0.315	3	0.296(0.21)
15<n<39	2.25/n	3.375/n	3	3.85/n(2.25/n)
Pares				
2	1.08	1.62	2	
4	0.43	0.645		
6	0.3	0.45		
8<n<40	1.84/n	2.76/n		

S'observa que aquesta norma no limita la distorsió harmònica total sinó que es refereix al compliment de un límit individual per a cadascun dels harmònics [6].

2.2.2.3 Filtrat mitjançant Correctors del Factor de Potència.

Els problemes d'harmònics comentats abans no existirien si tots els equips electrònics connectats a la xarxa elèctrica fossin vistos per la mateixa com una càrrega resistiva. Com moltes vegades això no pot ser, existeixen filtres actius o correctors del factor de potència, que tracten de resoldre el problema.

Respecte del tema dels filtres actius, només es considerarà el cas en el que a la sortida del rectificador col·loquem un convertidor que ens entregui una tensió constant a la sortida y que a la seva entrada es comporti com una resistència. Normalment els convertidors utilitzats en aquest tipus de filtres actius són convertidors elevadors, per tal de poder mantindre a la sortida una tensió quan la tensió del rectificador sigui molt petita.

L'elecció de una topologia de convertidor o d'una altra, estarà imposada per els nivells de tensió de contínua desitjats, si hi ha d'haver aïllament galvànic i si es pretén tindre o no una preregulació, així com altres qüestions relacionades amb el tipus de control que es pretengui utilitzar. Resumint, les condicions d'ús dels diferents convertidors que es poden utilitzar en el filtrat són:

- El Boost disposa de un corrent poc polsant en la entrada, per lo tant serà una bona elecció per a la eliminació de harmònics de corrent.
- El Boost té facilitat per a la implementació de bucles de regulació de corrent, en l'entrada. Per lo tant aquesta topologia facilitarà la realització de prereguladors per a PFC (Power Factor Corrector)
- Boost i Fly-Back tenen facilitat per al control dels interruptors, ja que els interruptors són de cotat baix, i el circuit driver és més simple.

- Si cal aïllament galvànic, un flyback compleix amb tots els requisits per que a més a més del transformador té un comportament buck.boost. De fet, el Flyback en règim discontinu també exhibeix característiques de LFR.

No hem utilitzat Flyback perquè no requeríem aïllament galvànic. A més el transformador es comporta simultàniament com a inductor i transformador d'aïllament i ens va semblar complicat. Com a més ha treballar en règim discontinu [5], el corrent d'entrada no seria triangular i tindria molts harmònica.

2.2.2.4 Correcció activa del factor de potència mitjançant emulació de resistència.

Per a que el comportament del preregulador sigui l'adequat, el rectificador ha de presentar a la font de AC, una impedància resistiva, el que implicarà un factor de potència de unitat i un desfasament nul del corrent respecte de la tensió de la font, es a dir el nostre convertidor ha de tindre a la seva entrada, un comportament de resistor lliure de pèrdues, tal com s'ha vist anteriorment.

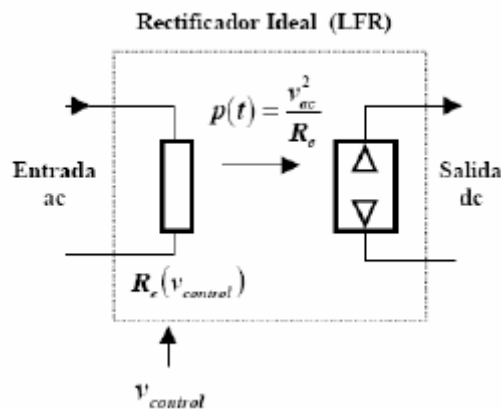


Figura 10. Model de rectificador ideal

La realització més senzilla d'una resistència lliure de pèrdues es la que utilitza un rectificador de ona completa i un convertidor de CC-CC que regula el seu cicle de treball amb un llaç de corrent, on la referència es l'ona de tensió d'entrada rectificada.

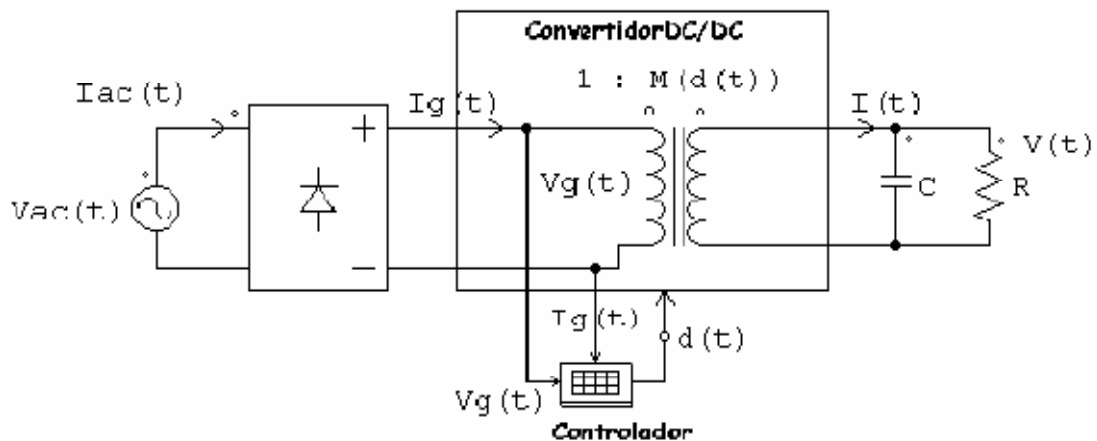


Figura 11. Circuit Equivalent de resistor lliure de pèrdues

Per tant podem observar que per tal de realitzar un convertidor que tingui un comportament de font potència a la seva sortida, un comportament de LFR a la seva entrada i compleixi amb la normativa vigent en tot moment, els casos convertidors més adequats i la estructura són les vistes anteriorment.

2.2.3 Característiques del aerogenerador.

2.2.3.1 Introducció a la màquina síncrona.

Com moltes màquines rotatives, la màquina síncrona, consta de una part fixa (estator) i una mòbil (rotor), constituint el circuit magnètic de la màquina. Igualment aquesta disposa de dos circuits elèctrics situats sobre el estator i rotor de la màquina, relacionats a través del circuit magnètic, essent la seva característica principal que el debarbat induït es troba allotjat en les ranures del estator.

Si la màquina no és d'imants permanents, com el nostre alternador, llavors al rotor hi ha un debarbat inductor alimentat per corrent continu, la regulació del qual permet controlar l'alternador. Normalment l'estator envolta el rotor, però en màquines de petita potència, com la nostra, el rotor envolta l'estator.

El nom de la màquina síncrona ve com a conseqüència del imperatiu de funcionar únicament, a la velocitat de sincronisme, que com es sap, ve definida per la freqüència dels corrents del estator f_1 i per el nombre de parells de pols de la màquina. Com que la màquina té 10 pols, l'expressió (4) dóna la relació entre la velocitat n_1 (rpm) i la freqüència del corrent sinusoidal.

$$n_1 = \frac{60 \cdot f_1}{p} = 12 \cdot f_1 \quad (4)$$

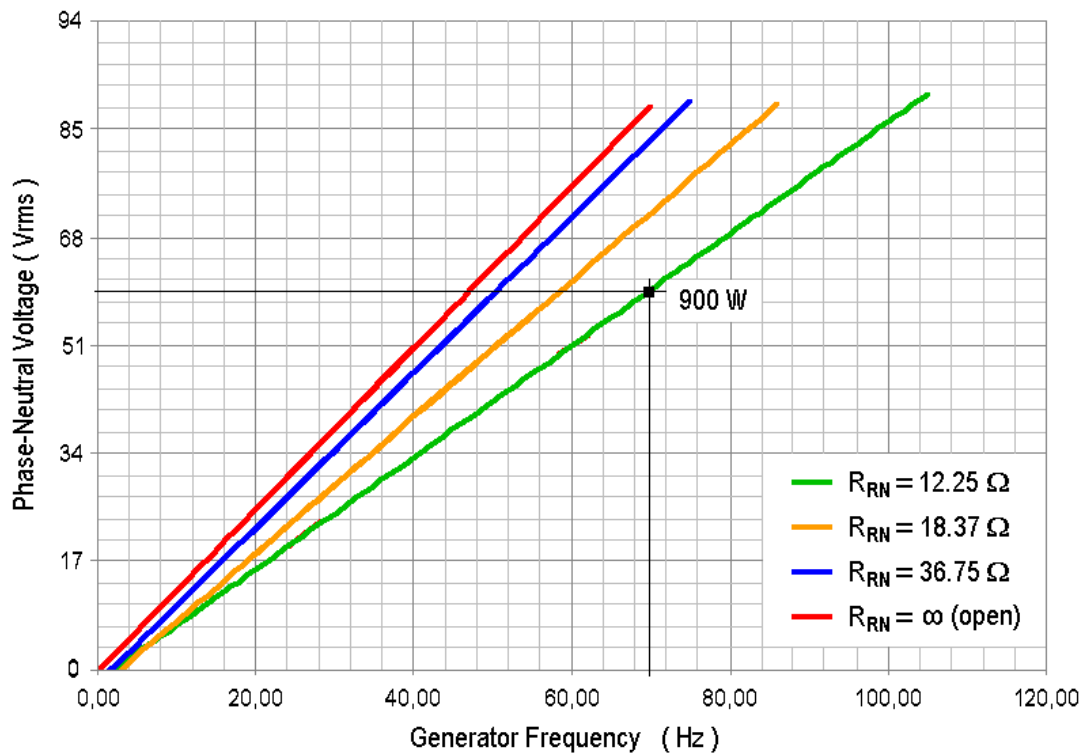


Figura 12. Gràfica de la tensió subministrada per el WHISPER 200 en funció de la velocitat de gir i càrrega.

Podem observar en la figura 12 quina es la característica tensió-freqüència de gir del aerogenerador en funció de la càrrega que tinguem a la sortida. Podem veure que la tensió del generador depèn dràsticament de la càrrega.

Per a fer aquesta gràfica com no teníem un grup de resistències capaç d'aguantar 1kW de potència vam optar per fer servir bombetes de 220V i 100W com a càrrega. Evidentment, vam intercalar tres transformadors elevadors 55/220 entre l'aerogenerador i les bombetes. Vam fer 3 proves, una amb 9 bombetes, la següent amb 6 bombetes, una tercera fent servir només 3 bombetes, i finalment una mesura en circuit obert.

Per obtenir la gràfica anterior vam mesurar la tensió al primari del transformador elevador. Els transformadors estaven connectats entre fase i fase, i les mesures de la gràfica ho són entre fase i neutre. Per tant els valors mesurats els vam dividir per $\sqrt{3}$.

La tensió que ens entregarà l'aerogenerador a l'hora de connectar-lo als convertidors, serà molt variable, i dependrà del que estiguin extraient els convertidors elevadors Boost del WHISPER 200.

La solució que hem adoptat ha sigut simular el convertidor en diferents punts de treball, corresponents a diferents tensions i conductàncies d'entrada. Per a un cert valor de potència entregada per l'aerogenerador no hi ha un conjunt únic de tensió i conductància de la càrrega, i per tant augmentar la velocitat de gir, i per tant la tensió de l'aerogenerador no implica necessàriament augmentar la potència.

$$g_1 \cdot V_1^2 = g_2 \cdot V_2^2 \quad (5)$$

Com que l'aerogenerador disposa de tres fases, per tal de convertir aquesta potència hem realitzat un convertidor Boost per cadascun dels debanats, de forma que a la sortida del aerogenerador disposem de tres convertidors elevadors, un per fase. Com que cadascun dels convertidors ens està subministrant entre 300-350 W per fase, obtindrem una potència total a subministrar a la xarxa elèctrica d'1 kW aproximadament.

A partir de les mesures de l'aerogenerador podem concloure que dona més o menys 1kW amb una tensió sinusoidal de 60 V rms, fase-neutre amb una freqüència, a plena càrrega de 70 Hz, i per tant el corrent eficaç absorbit per cadascun dels tres convertidors Boost tindrà un valor de 5.55A, i el valor de pic entorn dels 7.9A, i la conductància d'entrada de cadascun d'ells serà $g=0.1 \Omega^{-1}$ a plena potència

2.2.4 Model i Característiques de la pila NEXA.

A la següent figura 13 es veu la característica IV de la pila NEXA, on es pot veure que entrega 1.2 kW a una tensió d'uns 26-29V, o sigui entorn 39A. Cadascun dels Boost dissenyats per a connectar-se al sistema fotovoltaic haurà d'absorbir uns 13A. Si la tensió és de 26, això vol dir, si fem servir tres convertidors iguals, una conductància d'entrada d'us $g=0.5-0.4 \Omega^{-1}$ per a cadascun d'ells a plena potència, si la potència total subministrada per la pila Nexa és d'uns 1000.

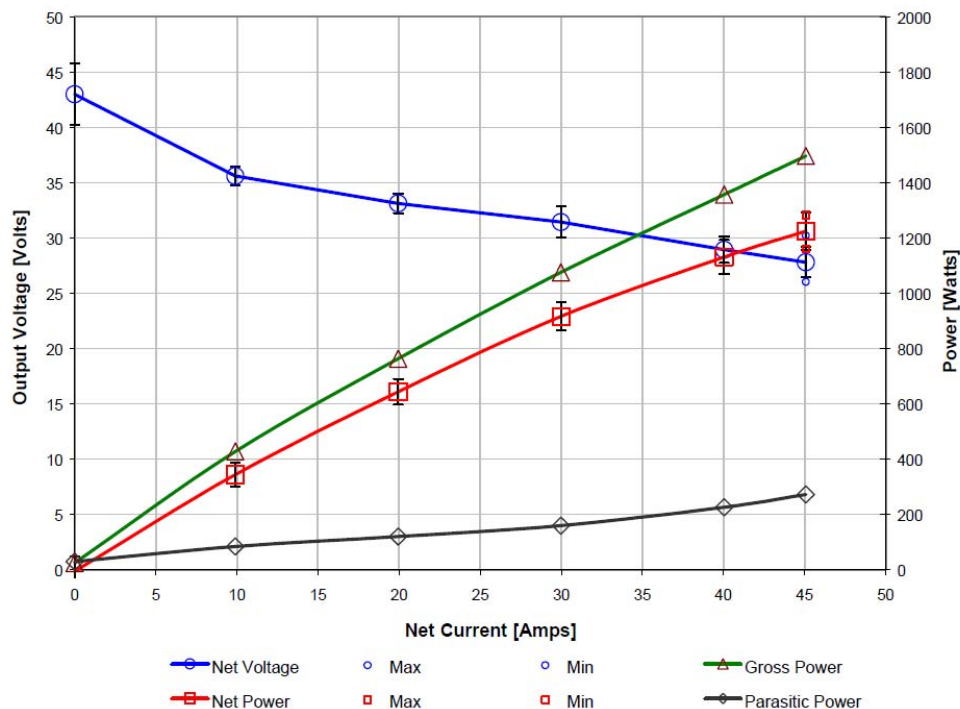


Figura 13. Característiques del comportament de la pila Ballard Nexa.

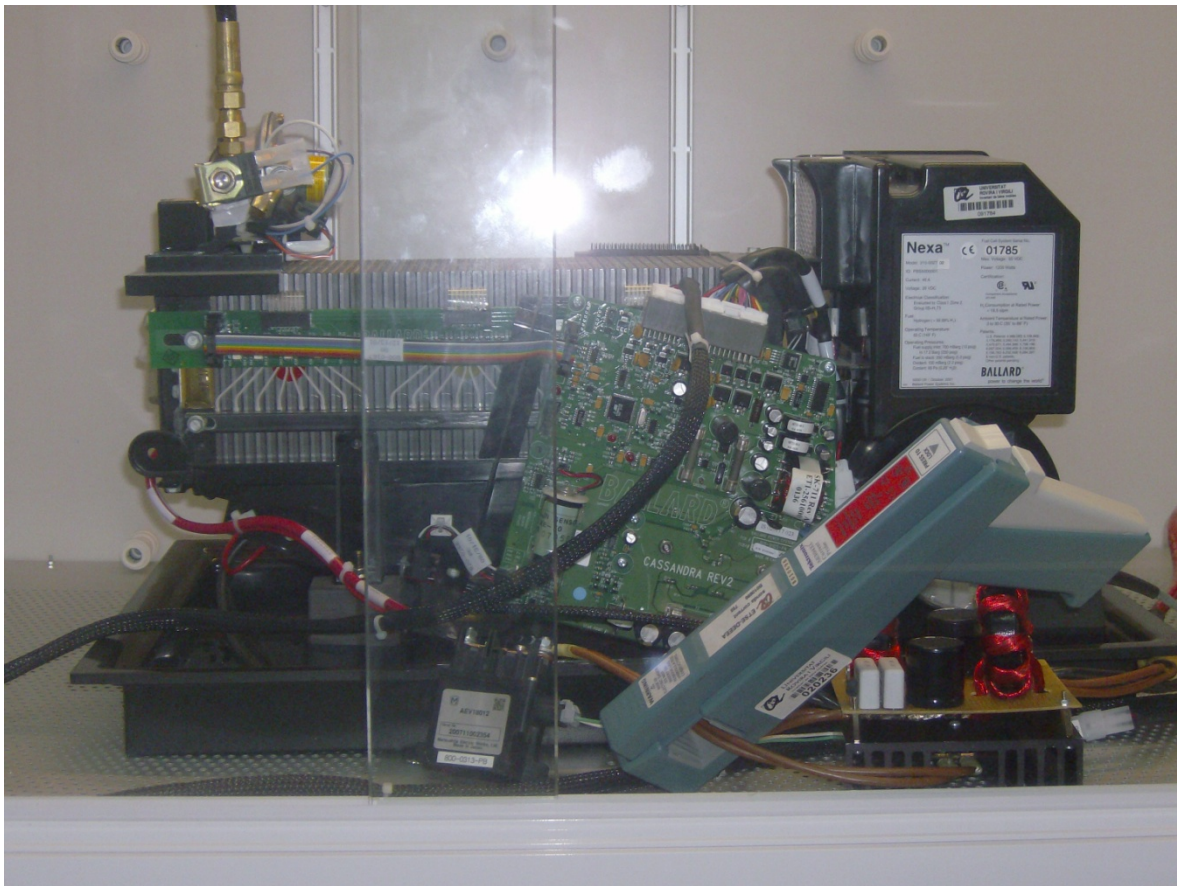


Figura 14. Foto de la pila de combustible Ballard NEXA.

2.2.5 *Convertidors elevadors.*

2.2.5.1 *Introducció.*

Actualment existeixen varies [7] topologies utilitzades normalment en fonts de potencia commutades. Cadascuna de les topologies te unes propietats úniques que els fan millors en algun tipus d'aplicacions.

En funció de la potència a processar i dels nivells de tensió d'entrada i de sortida, es recomanen uns o altres circuits, en funció del que es vulgui optimitzar, per exemple el rendiment.. Alguns es recomanen en aplicacions AC/DC amb poca potència de sortida (<200 W), altres tenen un comportament més correcte amb una elevada potència de sortida, d'altres les seves característiques milloren amb alts voltatges d'entrada de tensió alterna (≥ 220 V AC), etc.

En moltes aplicacions industrials es requereix obtenir un voltatge variable de subministrament de contínua a partir un voltatge fix inferior. En general, es pot considerar qualsevol convertidor contínua-contínua com l'equivalent de un transformador de corrent alterna, amb una relació de voltes concreta. Al igual que un transformador es pot utilitzar per pujar o be per baixar la tensió. Actualment els convertidors de contínua s'utilitzen molt en el control de tracció d'automòbils elèctrics, tramvies, ets. Ja que proporcionen un control uniforme d'acceleració , gran eficiència i gran resposta dinàmica.

De les múltiples topologies elevadores, només examinarem pel seu interès les més habituals: el boost, per una banda, i el push-pull, i el pont complet, tots dos, amb transformadors elevadors. Per brevetat no estudiem altres circuits incloent capacitats commutades, o d'altres convertidors com el flyback, i d'altres topologies reductores-elevadores, que es poden trobar a la bibliografia.

2.2.5.2 *Convertidor Boost.*

A la figura 15 es mostra un convertidor Boost. Mitjançant la commutació de interruptors, i sense transformador elevador, podem produir un alt voltatge de sortida a partir de un voltatge baix d'entrada. Normalment, el voltatge d'entrada no està regulat i el de sortida es regula.

El convertidor Boost treballa de la següent manera. El inductor L_1 està situat en sèrie amb la font de tensió d'entrada V_{DC} i un transistor de commutació Q_1 . A la sortida del inductor s'hi connecten, a través del diode D_1 , el condensador de sortida C_0 i el resistor de càrrega R .

El voltatge de sortida V_0 es més alt que el voltatge DC de l'entrada, i ho podem veure de forma qualitativa com: Quan Q_1 està en estat ON per al t_{on} , D_1 està en tall i el corrent circula per L_1 creix linealment fins al valor:

$$I_p = V_{DC} \cdot \frac{t_{ON}}{L_1} \quad (6)$$

L'energia emmagatzemada durant el període ON és:

$$E = \frac{1}{2 \cdot L_1 \cdot I_p^2} = 0,5 \cdot L_1 \cdot I_p^2 \quad (7)$$

on E esta en Joules, L_1 en Henris, i I_p en Amperes.

Durant el temps de conducció de Q_1 , el corrent de sortida es subministrat per el condensador C_0 , escollit suficientment gran com per poder subministrar el corrent a la càrrega durant el T_{on} .

Quan Q_1 està en OFF, el corrent en un inductor no pot variar instantàneament, i comença a decreixer des del valor que havia pres al final de l' instant ON. Durant aquest procés, L_1 entregarà energia a C_0 , carregant-se mitjançant D_1 recuperant-se la tensió de sortida que havia minvat una mica durant l' interval ON. Aquesta energia que rep el condensador, proveirà el corrent a la càrrega.

El voltatge de sortida es regula mitjançant el control de Q_1 . Si la tensió de sortida ha d' incrementar-se, cal augmentar el temps ON automàticament. En el cas de que V_{DC} disminueixi, i el t_{on} no canviï, el valor de pic del corrent i l'energia emmagatzemada en L_1 disminuiran i per tant, també decreixerà el voltatge de sortida.

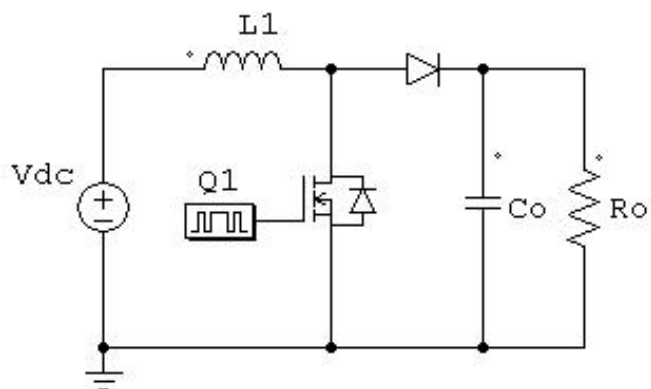


Figura 15. Convertidor Boost.

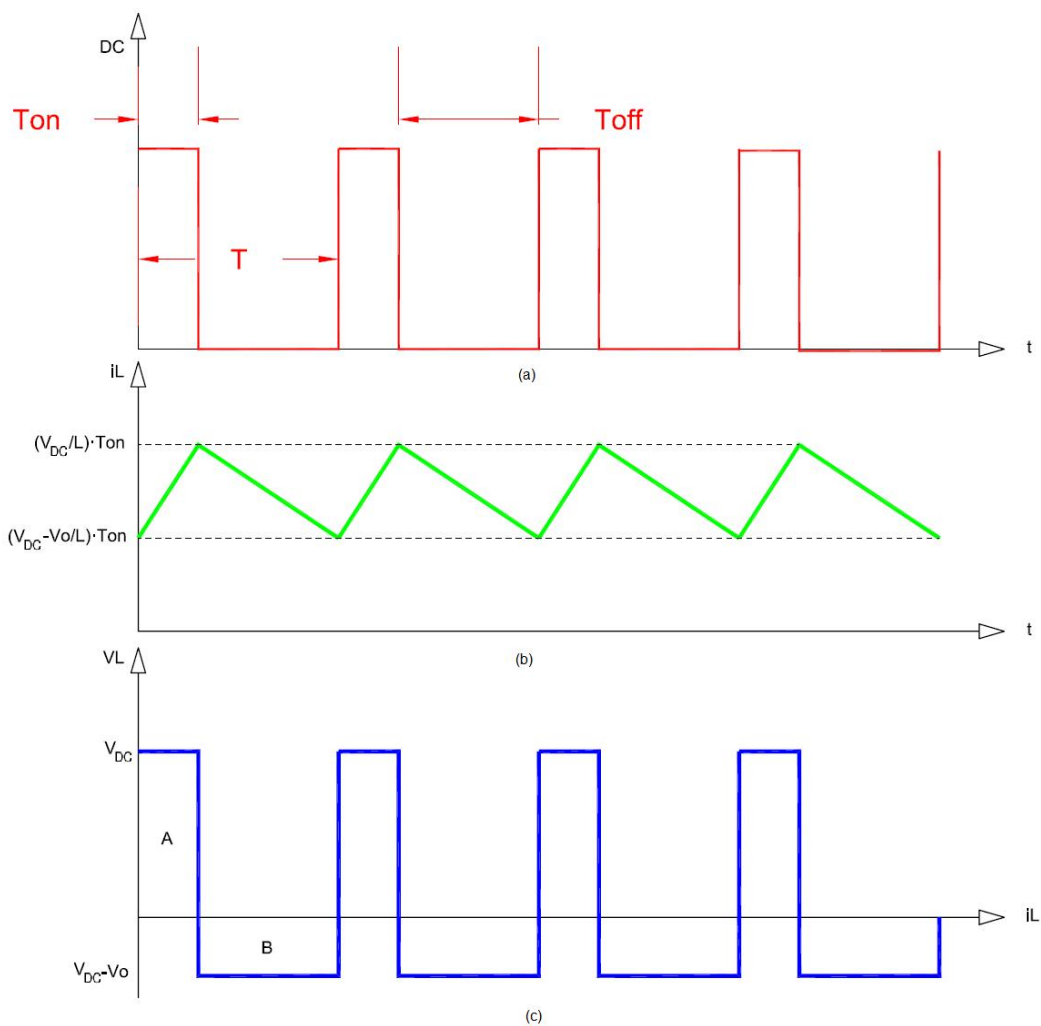


Figura 16. Formes de ona del convertidor Boost, a) Senyal de control del MOSFET Q1, b) Corrent del inductor L1, c) Tensió en el inductor L1.

2.2.5.3 *Convertidor Push Pull.*

El convertidor Boost té com desavantatge més significatiu, que no és possible donar diverses sortides a partir de una sola entrada. La topologia Push-pull, entrega la potència a la càrrega per mitjà de un transformador, i la característica més important es que mitjançant diversos secundaris, podem disposar de diverses sortides de contínua.

A la figura 17 es mostra la topologia del convertidor Push-Pull, que consisteix en un transformador T1 amb diversos secundaris, com s'ha comentat anteriorment. El caràcter elevador o reductor del mateix només depèn de la relació de transformació.

Els secundaris N_{s1} , N_{s2} d'aquest convertidors són anomenats esclaus, doncs no intervenen directament en el control del convertidor, i per tant es tracta de sortides poc regulades. Així doncs, tenim varies sortides, però únicament controlem una.

El mode de funcionament es el següent, quan Q_1 es activat a la meitat del primari ens apareix V_{dc} . Quan Q_2 s'activa, aplica V_{dc} a través de l'altra meitat del transformador. El voltatge de un debanat primari passa de $-V_{dc}$ fins a V_{dc} . El corrent promig del transformador hauria d'ésser zero en el cas ideal. El voltatge mig a la sortida es el següent:

$$V_{s2} = \frac{N_{s2}}{N_{p1}} \cdot V_{np1} = \frac{N_{s2}}{N_{p1}} \cdot V_{np1} = a \cdot V_{np1} \quad (8)$$

El circuit de control encarregat d'aquesta feina es molt semblant al circuit de control de les topologies Buck i Boost excepte que per tal de conduir els polsos de Q_1 i Q_2 calen dos polsos desfasats 180° i d'amplada idèntica.

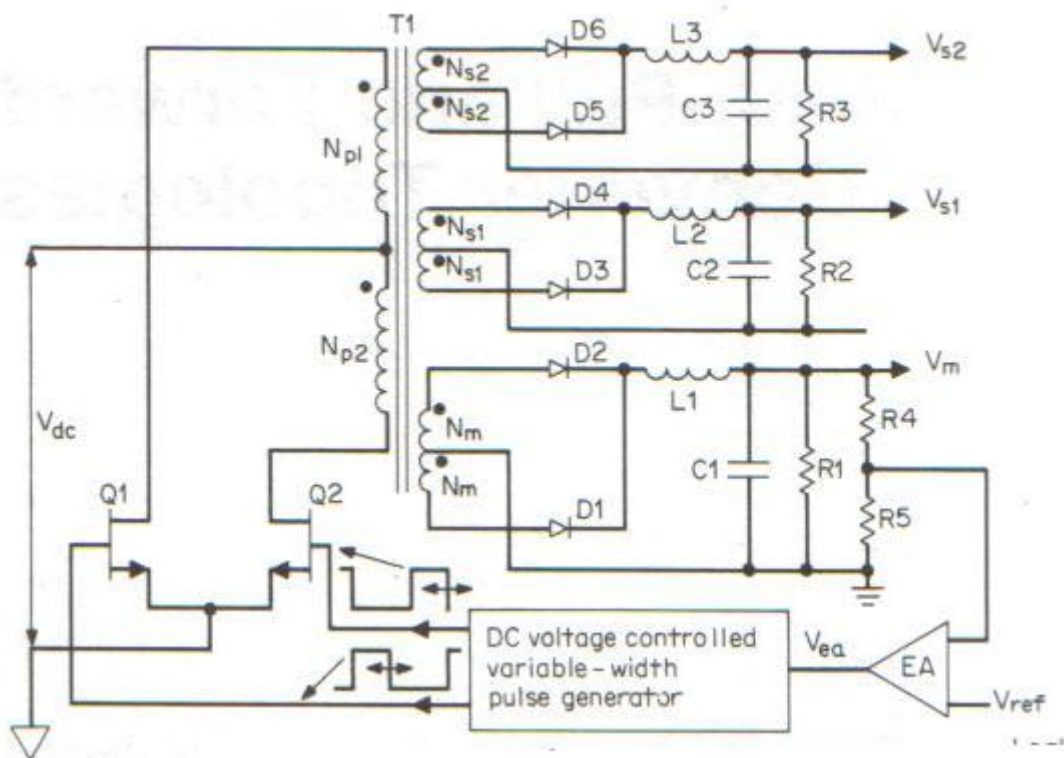


Figura 17. Topologia del convertidor Push-Pull [7].

Els transistors Q_1 i Q_2 funcionen amb un cicle de treball del 50%. El voltatge en circuit obert es $V_{oc} = 2 V_{dc}$, el corrent promig de un transistor es $I_a = I_{dc}/2$, i el corrent de pic en els transistors es $I_p = I_{dc}$. Com que el voltatge en circuit obert es el doble del voltatge de alimentació, aquesta configuració es apta per aplicacions de baix voltatge.

2.2.5.4 Convertidor en pont complet.

La figura 18.a) ens mostra la configuració bàsica de un convertidor en pont complet, amb quatre interruptors de potència. Es poden considerar dos tipus de modulacions: a) bipolar, b) unipolar. Hi ha tres possibles estats:

- Estat 1: Els interruptors Q_1 i Q_4 condueixen, Q_2 i Q_3 estan oberts. La tensió a la sortida del pont és " V_i ".
- Estat 2A: Els interruptors Q_2 i Q_4 condeixen, Q_1 i Q_3 estan oberts. La tensió a la sortida del pont és zero. Estat 2B: Els interruptors Q_1 i Q_3 condueixen, Q_2 i Q_4 estan oberts. La tensió de sortida del pont també és zero. Tots els interruptors est.
- Estat 3: Els interruptors Q_2 i Q_2 condueixen, mentre Q_1 i Q_4 estan oberts. La tensió de sortida del pont és " $-V_i$ ".

En el mode de funcionament de la figura 13, s'usen tots tres estats, i per tant estem davant una modulació unipolar o a “tres nivells de tensió”. En cas de prescindir dels estats 2A i 2B, la modulació és bipolar (dos nivells), i la sortida del pont només pren 2 valors, “ V_i ” i “ $-V_i$ ”

En el circuit de la figura 18 a), els interruptors s'activen i desactiven per tal de produir un corrent altern de ona quadrada en el primari del transformador. El voltatge de sortida s'eleva (o també es pot reduir), es rectifica i posteriorment es filtra per produir un voltatge de sortida de corrent continu. La figura 18 b) ens mostra les formes de ona en estat estacionari, per al mode d'operació continu.

Durant el **mode** de funcionament **1**, Q_1 i Q_4 estan activats. El voltatge a través del devanat secundari es:

$$V_s = \frac{N_s}{N_p} \cdot V_i \quad (9)$$

El voltatge a través del inductor de sortida L_1 es:

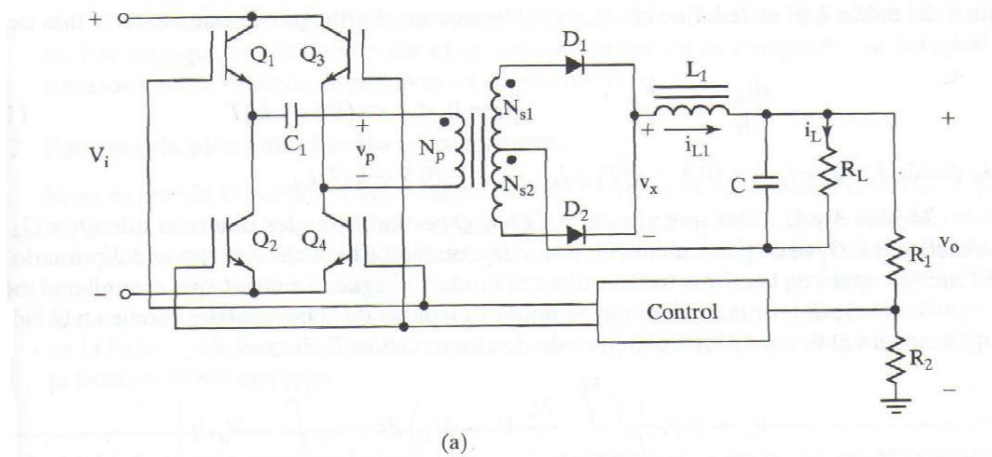
$$v_{L1} = V_s - V_o = \frac{N_s}{N_p} \cdot V_i - V_o \quad (10)$$

El corrent en el inductor L_1 augmenta en forma lineal amb el següent valor:

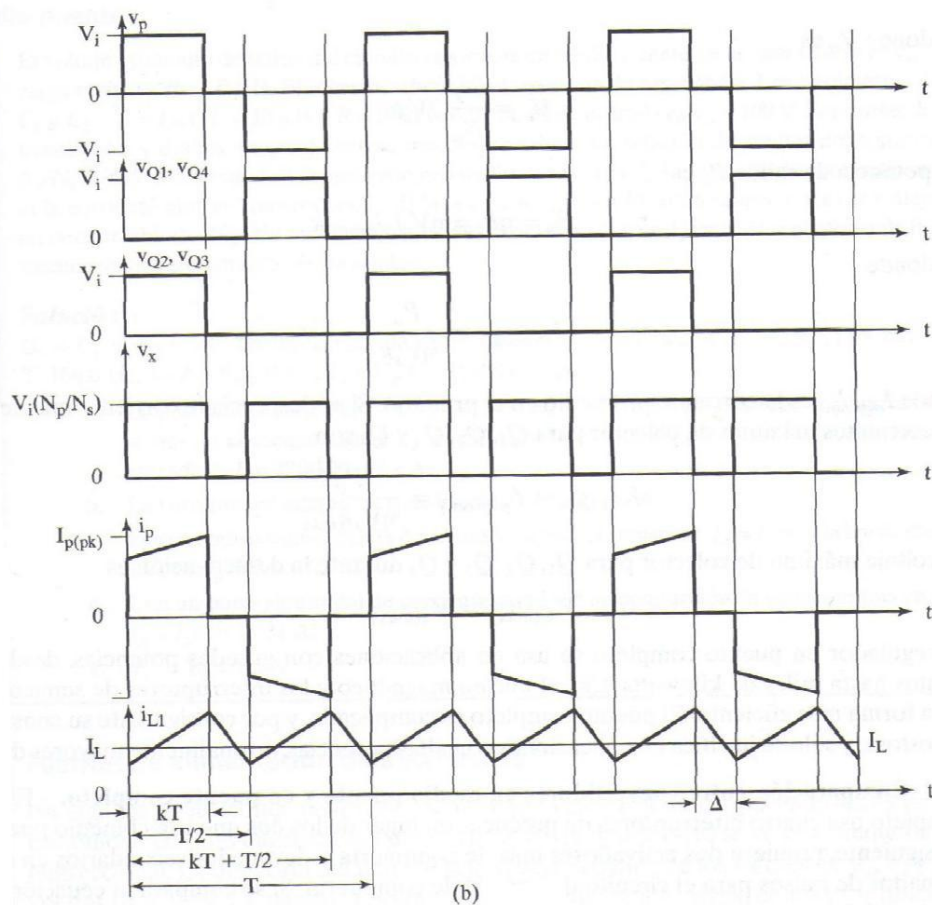
$$\frac{di_{L1}}{dt} = \frac{v_{L1}}{L_1} = \frac{1}{L_1} \left[\frac{N_s}{N_p} \cdot V_i - V_o \right] \quad (11)$$

D'on es pot extreure el corrent de pic en l'inductor, mitjançant la integració de l'equació anterior. Per tant, al final de l'estat 1, quan $t = kT$, el corrent val

$$I_{L1}(kT) = I_{L1}(0) + \frac{1}{L_1} \left[\frac{N_s}{N_p} \cdot V_i - V_o \right] \cdot kT \quad (12)$$



(a)



(b)

Figura 18. (a)Circuit del convertidor en pont complet[7].

Figura 18 (b). Formes de ona del convertidor.

L'estat 2A o 2B, es vàlid per a $kT < t \leq T/2$.

$$\frac{di_{L1}}{dt} = -\frac{V_0}{L_1} \text{ per a } kT < t \leq \frac{T}{2} \quad (13)$$

A l'estat 3, com s'ha dit anteriorment Q₂ i Q₃ estan activats mentre que Q₁ i Q₄ estan desactivats. El circuit opera de forma equivalent a l'estat 1, i després li segueix un altre cop els estats "2A o 2B".

Es pot determinar el voltatge de sortida V₀ utilitzant que el valor mig de la tensió de l'inductor ha de ser zero.

$$V_0 = \frac{N_s}{N_p} \cdot 2V_i \cdot k \quad (14)$$

La potència de sortida es

$$P_0 = \eta \cdot V_i = \eta \cdot V_s \cdot I_{p(prom)} \cdot k \quad (15)$$

Aquest convertidor en pont complet s'utilitza en aplicacions de mitjana i gran potència. Utilitza el nucli magnètic i els interruptors de semiconductor d'una forma més eficient. Té una complexitat de construcció similar al push-pull, tot i que en el push-pull els interruptors estan connectats a massa i es poden fer servir drivers de costat baix. A canvi però, el disseny del transformador és més crític.

2.2.6 Funcionament del convertidor elevador Boost en mode de conducció contínu .

Donades les característiques dels altres convertidors i les especificacions de la nostra aplicació, el convertidor més idoni per el nostre sistema és el convertidor Boost, per aquest motiu es realitza a continuació un anàlisi més exhaustiu. En primer lloc, el Boost és el convertidor més senzill, a més no necessitem aïllament galvànic entre l'entrada i la sortida, i els guanys de tensió no són molt elevats, i per tant no ens cal el guany de tensió que podria aportar el transformador.

Així doncs tal com s'ha vist anteriorment el convertidor Boost es un convertidor commutat que opera periòdicament obrint i tancant el seu interruptor electrònic.

2.2.6.1 Equacions del convertidor Boost amb càrrega resistiv-.

Com s'ha comentat anteriorment el convertidor elevador Boost disposa de dos modes de funcionament, el mode ON quan el mosfet està activat i condueix, i el mode OFF quan aquest interruptor està desactivat.

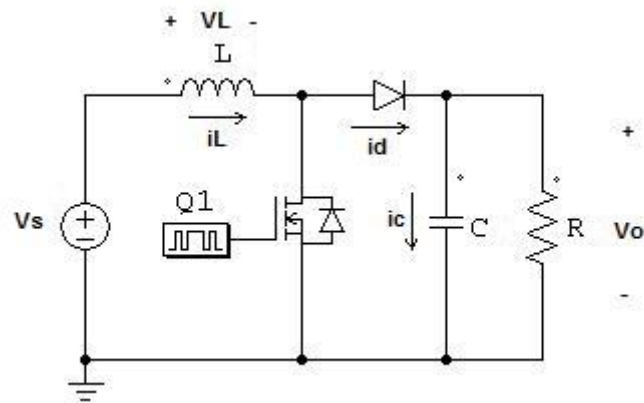


Figura 19. Circuit del Boost.

2.2.6.2 Anàlisi del estat ON

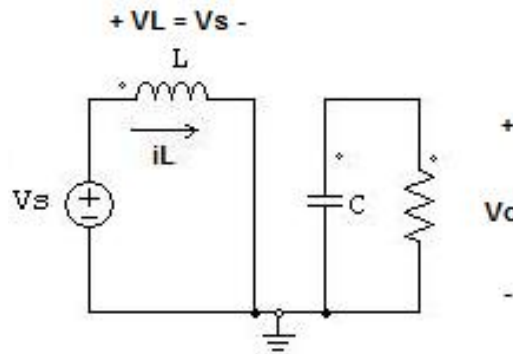


Figura 20. Circuit del Boost en mode de conducció ON.

Quan l'interruptor es tancat, el díode es troba en tall. La llei de Kirchhoff de la malla que conté la font, de tensió, inductor, i interruptor tancat es la següent:

$$v_L = V_S = L \frac{di_L}{dt} \text{ o be } \frac{di_L}{dt} = \frac{V_S}{L} \quad (16)$$

La derivada del corrent del inductor es una constant, per tant el corrent incrementa linealment mentre el interruptor electrònic (MOSFET) està tancat. El canvi de corrent en l'inductor es calculat com:

$$\frac{\Delta i_L}{\Delta t} = \frac{\Delta i_L}{DT} = \frac{V_S}{L} \quad (17)$$

Per tant la solució per a Δi_L al quan l'interruptor està tancat, al final del període ON és:

$$(\Delta i_L)_{TANCAT} = \frac{V_S \cdot D \cdot T}{L} \quad (18)$$

2.2.6.3 Anàlisi del Estat OFF

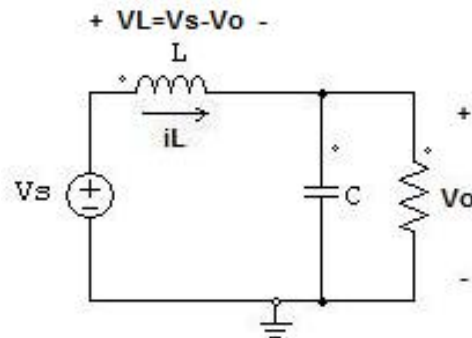


Figura 21. Circuit del Boost en mode de conducció OFF.

Quan l'interruptor electrònic es obert, la corrent del inductor no pot canviar instantàniament, per aquest motiu el díode proporciona un camí per al corrent de l'inductor. Assumint això, considerant el voltatge de sortida V_0 una constant, el voltatge a través de l'inductor es següent:

$$v_L = V_S - V_0 = L \frac{di_L}{dt} \quad (19)$$

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{V_S - V_0}{L} \quad (20)$$

Com que el canvi de corrent en l'inductor es una constant, el corrent canvia de forma lineal quan l'interruptor es obert. Aquest canvi de corrent en l'inductor quan l'interruptor es obert és en termes absolut igual i de signe contrari, de forma que en règim permanent el corrent de l'inductor és triangular.

2.3 Descripció de la solució adoptada.

Després d'haver estudiat les diferents topologies anteriors, optem per desenvolupar un convertidor Boost, amb rectificador a l'entrada, per a l'aerogenerador. Aquest utilitza un sol interruptor, té dos elements emmagatzemador d'energia (L i C) i permet millorar el factor de potència a l'entrada, sense haver de utilitzar cap transformador. En el cas de la pila Ballard NEXA, connectarem la tensió de sortida de la pila directament al convertidor, sense la rectificació, ja que aquesta ja es contínua. En aquest cas però, intercalem un filtre per evitar que el soroll de commutació i l'arriçament triangular del corrent arribi a la pila, doncs la pila treballa millor amb corrents de variació molt lenta. Tant la pila com l'aerogenerador desenvolupen al voltant d'un kilowatt a la sortida. Com el generador és trifàsic, cada fase donaria uns 300-350W, i caldran tres convertidors iguals, un per fase. En el cas de la pila el fet de tenir 3 convertidors permet augmentar la fiabilitat del sistema (si un convertidor s'espatlla només perdo 1/3 de la potència), facilita el disseny del sistema, i podria millorar el rendiment, si es connectessin o desconnectessin convertidors en funció de la potència demanada. De fet, un convertidor té un rendiment baix a baixa potència, un punt de treball òptim, i el rendiment també decreix poc a poc passat l'òptim.

La sortida del convertidor té les característiques d'una font de potència, doncs la potència entregada pel convertidor és independent de la tensió de sortida V_o , sempre i quan $V_o > V_{in}$, (és a dir el convertidor pugui funcionar com elevador).

Per al control utilitzem un control en mode lliscant "sliding". Utilitzem una superfície que considera que el corrent que circula per l'inductor d'entrada es proporcional i segueix la forma d'ona de la tensió rectificada de la tensió d'entrada del convertidor. En el cas de l'aerogenerador, com aquesta tensió és un senyal rectificat de doble ona i el corrent tindrà la mateixa forma. És a dir, estem corregint el factor de potència. En el cas d l'aerogenerador la potència que entreguem a la càrrega ve en funció de les revolucions a la que està girant el mateix. En el cas de la pila aquest corrent que circula per l'inductor també es proporcional a la tensió proporcionada per la Ballard NEXA.

Per activar el MOSFET utilitzarem dos transistors que formen un circuit driver, en aquest cas de costat baix. Els transistors aportaran el corrent necessari per carregar la porta del MOSFET. En aquest circuit els transistors tenen la configuració contrafase simètric complementari. Més endavant parlarem del disseny del driver.

El prototip incorpora terminals de mesura tant de la tensió rectificada del convertidor, com la tensió de sortida. També es pot mesurar el corrent que circula per la bobina. Totes aquestes mesures són útils per la posta a punt del convertidor, i per poder fer variacions de la llei de control.

La mesura del corrent de la bobina, la fem mitjançant una resistència de sensat, aquest corrent es tractat amb un amplificador operacional, per tal d'obtenir una senyal adequada amb les característiques del sistema de control.

Per al rectificat de la tensió alterna de l'entrada utilitzem un pont de díodes per a cada convertidor, de tal manera que obtenim un corrent monodireccional, proporcional a la tensió d'entrada del pont de díodes. Aquesta tensió, com s'ha explicat anteriorment, variarà en funció de les revolucions a les que giri l'aerogenerador. S'ha de tenir en compte que a la sortida del pont de díodes s'ha introduït una petita capacitat, suficient com per a fer un petit filtrat del soroll de commutació, però el suficientment petita com per no distorsionar el senyal d'ona rectificada, ja que es la senyal que ens interessa que segueixi el corrent de

la bobina. Tot i així, com el condensador és de 680n, quan el corrent és molt feble, desenes de miliampers, es pot apreciar l'efecte del mateix.

Tots els circuits auxiliars estan alimentats per una font construïda per aquesta finalitat. És una font de $\pm 15V$ regulada, la qual s'encarrega d'alimentar els drivers, i els elements utilitzats en la generació de la superfície de control.

Evidentment això no es gaire pràctic, però s'ha d'entendre que es tracta d'investigar el funcionament del Boost per aplicacions d'energia renovable, com ara la introducció d'energia elèctrica a la xarxa mitjançant un ondulador. Com es tracta de convertidors experimentals, i no la de desenvolupar una font d'alimentació comercial, ens podem permetre el luxe de tenir aquesta segona font per alimentar el circuit de control del convertidor principal, el Boost.

La figura 22 mostra el circuit d'un dels tres convertidors Boost connectat en paral·lel als panells fotovoltaic a l'entrada de l'ondulador.

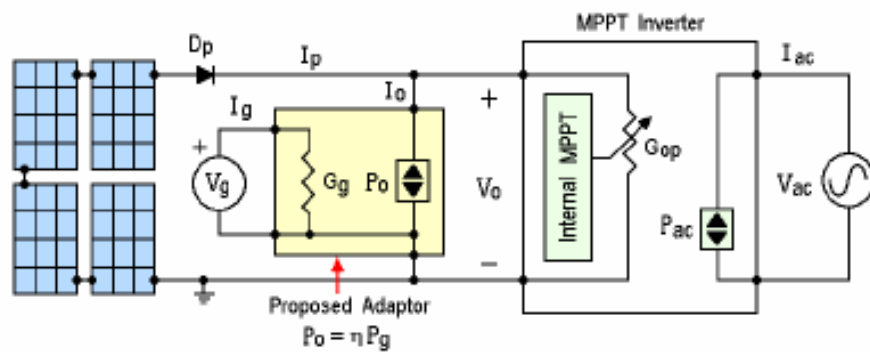


Figura 22. Panells i circuit adaptador per a la pila i l'aerogenerador connectats conjuntament en paral·lel a l'entrada (DC) d'un ondulador connectat a la xarxa elèctrica amb seguiment del punt de màxima potència.

En les figures següents 23 i 24, s'ha substituït el panell fotovoltaic pel seu model circuital. La resistència G_{op} modela la impedància d'entrada (DC) d'un ondulador connectat a la xarxa elèctrica. L'ondulador va canviant el seu punt de treball i per tant el valor de G_{op} per tal de seguir el punt de màxima potència dels panells fotovoltaics.

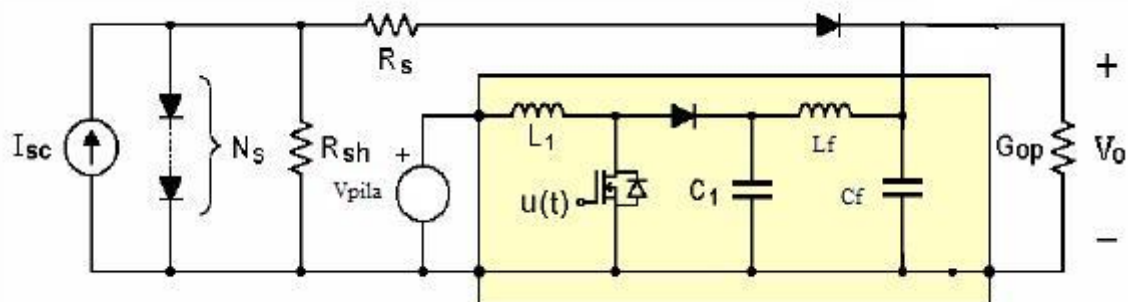


Figura 23. Diagrama de blocs de la connexió de la pila Ballard NEXA a la xarxa a través de l'ondulador.

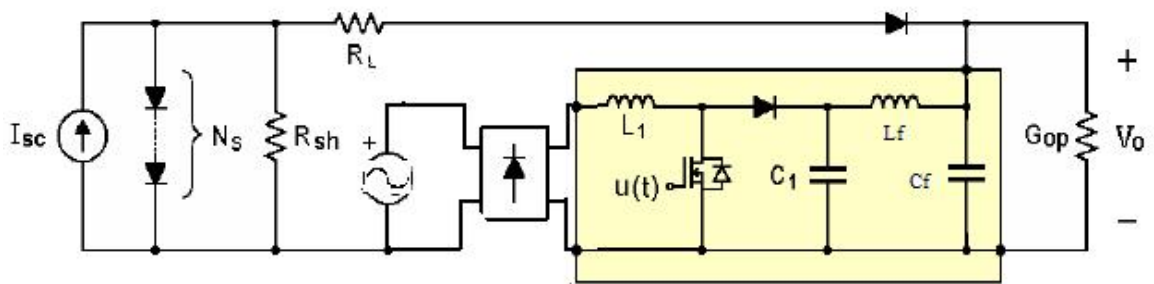


Figura 24. Diagrama de blocs de la connexió l'aerogenerador a la xarxa a través de l'ondulador.

Com s'observa i com ja s'ha introduït anteriorment, el convertidor es idèntic per qualsevol de les dos fonts d'energia. A més a més variant la conductància d'entrada del convertidor elevador Boost, el que farem es variar la potència entregada a la xarxa.

2.3.1 *Etapa de potència.*

2.3.1.1 *Introducció.*

L'etapa de potència de l'aerogenerador Whisper 200 està basada en tres convertidors Boost, connectats cadascun entre una fase i el seu respectiu neutre del aerogenerador. Els neutres estan aïllats els uns dels altres, és a dir no estan units en un sol punt. Les sortides de tots tres Boost's estan connectades a un ondulador.

Com es pot apreciar a la figura 26 el nostre sistema compta amb un Boost per a cada bobinat del aerogenerador de forma que hem elevat cadascuna de les tres fases per separat per tal de sumar-les a la sortida i obtenir una potència més gran.

Cadascuna de les fases es correspon a un sistema trifàsic convencional de forma que cadascuna d'elles està desfasada un respecte de l'altra 120° , de forma que nosaltres a la sortida fent la suma de les tres potències desfasades, obtindrem una potència plana igual a la suma de les tres potències per separat.

S'ha de tenir en compte que quan estem alimentant els convertidors amb l'aerogenerador WHISPER 200 cal connectar els tres convertidors en el mateix ondulador, això es degut a que els onduladors dels que es disposa al laboratori no suporten un corrent sinusoidal a la seva entrada ($\sin^2(\omega t)$). En el present cas com els corrents estan desfasats 120° , la suma dels tres dóna un únic corrent d'entrada pla i sense gaires arriçaments.

$$Pin_1 = V_g \cdot \sin(\omega_0 t) \cdot I_g \cdot \sin(\omega_0 t) = g \cdot V_g^2 \cdot \sin^2(\omega_0 t) \quad (21)$$

$$Pin_2 = g \cdot V_g^2 \cdot \sin^2(\omega_0 t - 120^\circ) \quad (22)$$

$$Pin_3 = g \cdot V_g^2 \cdot \sin^2(\omega_0 t - 240^\circ) \quad (23)$$

$$Pout_1 = \eta_1 \cdot Pin_1 = \eta_1 \cdot g \cdot V_g^2 \cdot \sin^2(\omega_0 t) = \eta_1 \cdot V_0 \cdot I_0 \cdot \sin^2(\omega_0 t) \quad (24)$$

$$Pout_2 = \eta_2 \cdot Pin_2 = \eta_2 \cdot V_0 \cdot I_0 \cdot \sin^2(\omega_0 t - 120^\circ) \quad (25)$$

$$Pout_3 = \eta_3 \cdot Pin_3 = \eta_3 \cdot V_0 \cdot I_0 \cdot \sin^2(\omega_0 t - 240^\circ) \quad (26)$$

Per tant el corrent total injectat a l'ondulador $I_0(t)$ serà la suma del corrent de sortida dels tres convertidors.

$$I_0(t) = I_{01}(t) + I_{02}(t) + I_{03}(t) \quad (27)$$

$$I_0(t) = I_0 \cdot [\eta_1 \cdot \sin^2(\omega_0 t) + \eta_2 \cdot \sin^2(\omega_0 t - 120^\circ) + \eta_3 \cdot \sin^2(\omega_0 t - 240^\circ)] \quad (28)$$

Assumint que tots tres rendiments són molt similars, $\eta_1 = \eta_2 = \eta_3 = \eta$, tenim que l'entrada de l'ondulador veurà un corrent totalment continu:

$$I_0(t) = I_0 \cdot \eta \cdot [\sin^2(\omega_0 t) + \sin^2(\omega_0 t - 120^\circ) + \sin^2(\omega_0 t - 240^\circ)] \quad (29)$$

$$I_0(t) = 1,5 \cdot \eta \cdot I_0 \quad (30)$$

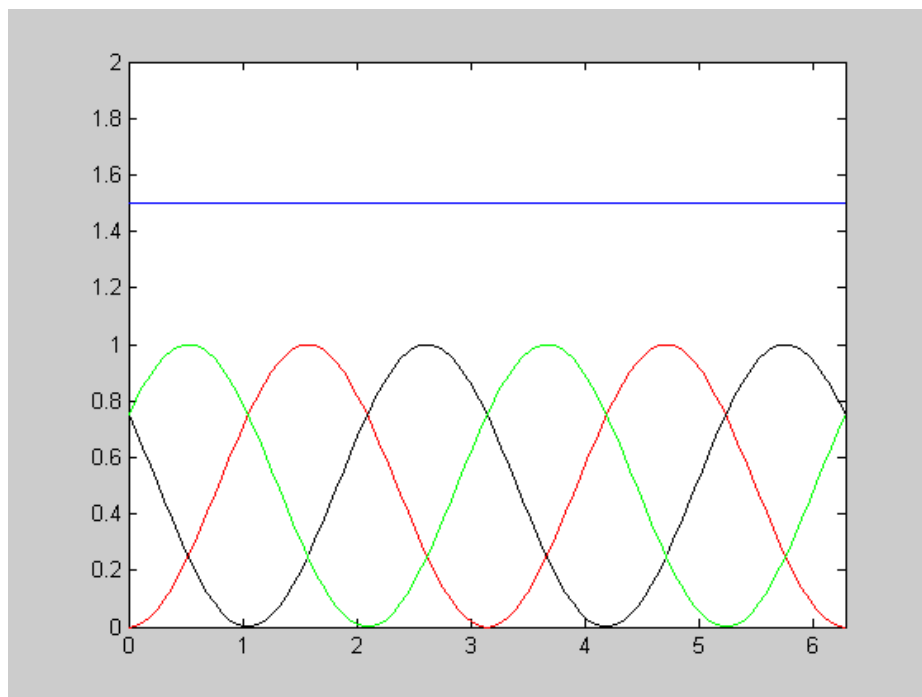


Figura 25. Suma dels corrents de sortida dels convertidors a l'entrada de l'ondulador.

Per a fer les simulacions del circuit, hem tingut en compte que l'ondulador està rebent simultàniament l'energia de les plaques solars i de la sortida del convertidor, per tant, les plaques solars i el seguidor del punt de màxima potència de l'ondulador determinen una tensió V_0 a la sortida del convertidor. Aquesta situació la modelarem amb una font de tensió i una resistència sèrie.

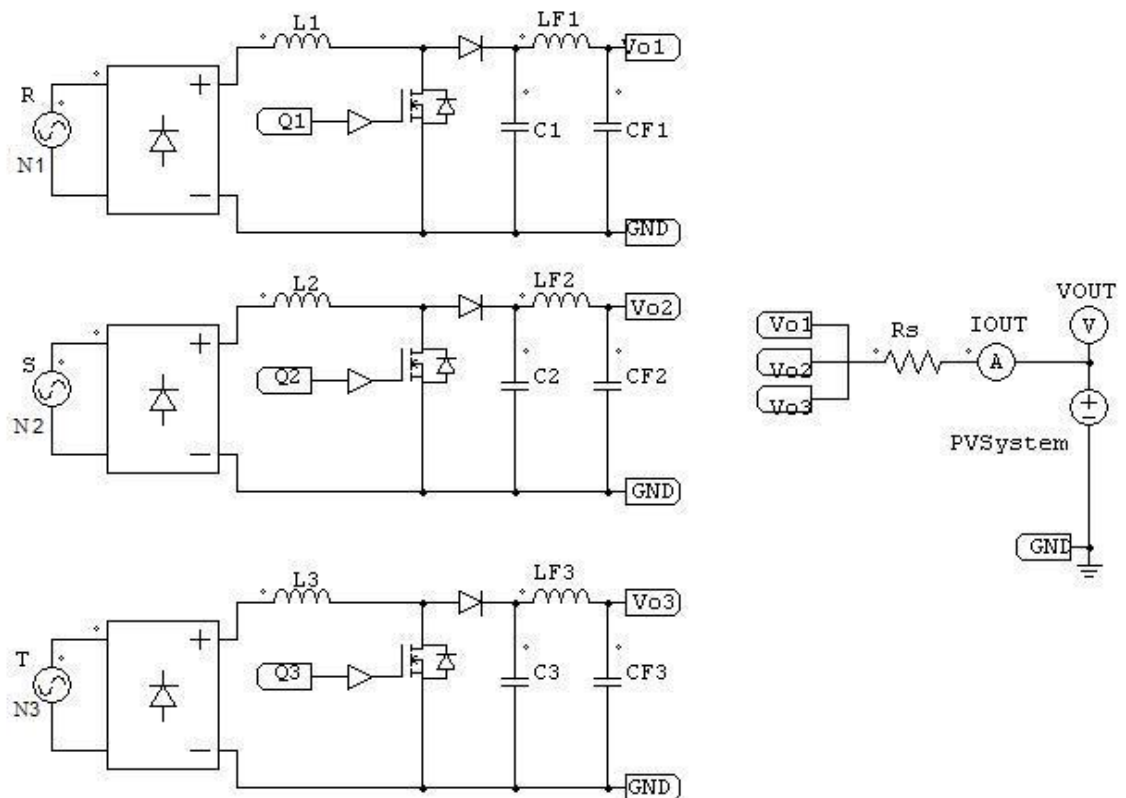


Figura 26. Etapa de potència del Boost amb aerogenerador a l'entrada.

A la figura 27 podem apreciar com és l'etapa de potència del convertidor de la Pila NEXA. En aquest cas elevem directament la tensió subministrada per la Pila sense necessitat de rectificació d'entrada, i hem connectat cadascun dels convertidors a un ondulador, per tal d'injectar una potència a la xarxa. Com la tensió de la NEXA és contínua, el corrent de sortida de cada convertidor és continu, i per tant podem decidir connectar totes tres sortides a un sol ondulador, una sortida a cada ondulador, o qualsevol altra combinació.

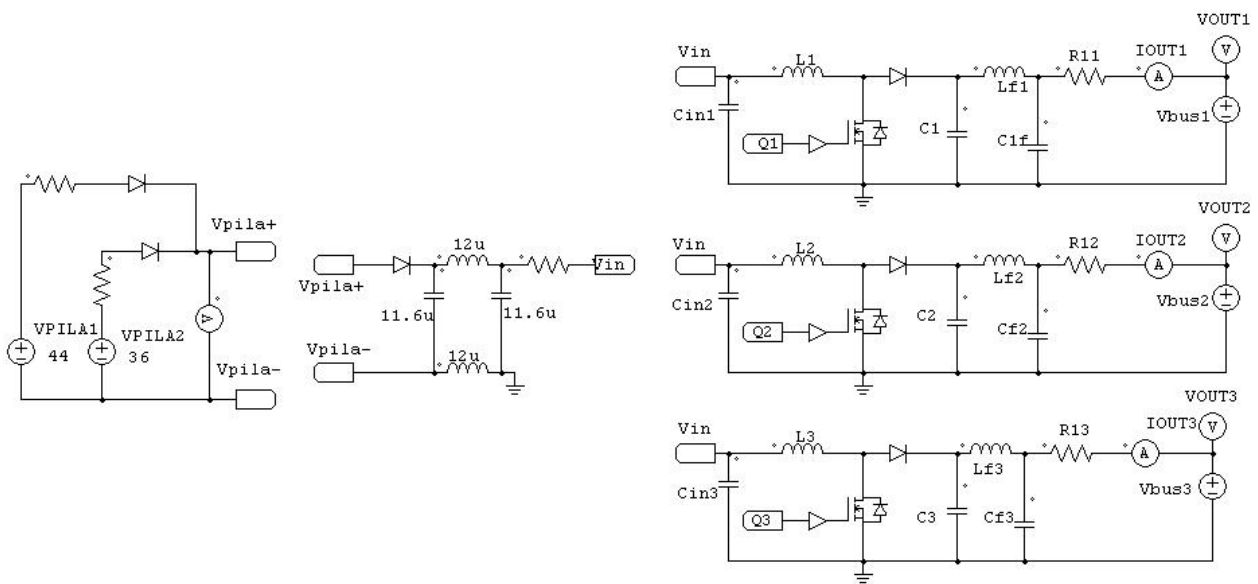


Figura 27. Etapa de potència del Boost amb pila NEXA a l'entrada.

Com es pot observar en la figura anterior, es disposa de tres mòduls diferenciats. El primer mòdul tracta de simular el comportament real de la tensió subministrada per la pila de combustible Ballard NEXA. La corba I-V de la pila es mostra a la figura 13.

Aquesta corba té dos trams lineals clarament diferenciats que modelem amb el subcircuit de l'esquerra.

El segon mòdul es tracta de un filtre que s'intercala entre la pila i els convertidors, i realitza una funció de protecció de la Ballard NEXA, ja que aquesta no treballa correctament si la càrrega a la que està alimentat té variacions i sorolls d'alta freqüència. Així doncs, aquest filtre el que fa és que les commutacions del convertidor no interfereixin a l'alimentació d'entrada.

També es pot veure que en l'entrada del convertidor Boost hi hem connectat un condensador. Aquest té també la mateixa funció, acabar amb el soroll. L'hem ficat a l'entrada de cada convertidor, en comptes de ficar-lo al mòdul del filtre, pel mateix motiu que un condensador de desacoblament es fica molt a prop de les potes d'un xip, com més a prop estigui de la font del soroll, més l'atenuarà.

2.3.1.2 Modes de funcionament

S'ha de tenir en compte que tant en el convertidor amb alimentació del aerogenerador Whisper 200, com per la pila de combustible Ballard Nexa, no s'han considerat els condensadors d'entrada, ja que aquests només tenen la funció de fer de filtre de la tensió.

Com que els tres convertidors són idèntics, l'estudi es realitzarà tenint en compte només un d'ells.

Quan es connecta la pila de combustible, en règim estacionari amb càrrega obtenim una tensió d'entrada contínua al convertidor Boost on el seu valor es entorn de 26-28 V. El filtre que s'utilitza amb la pila de combustible només pretén eliminar soroll d'alta

frequència. Per aquest motiu, no s'han tingut en compte a l'hora de l'anàlisi el filtre de protecció de la pila. Respecte del model de la pila, per a simplificar, s'ha substituït per una font ideal de tensió, corresponent al punt de treball de la pila.

Aquests elements que no s'han tingut en compte en aquest apartat, encara que si que es tindran en compte en apartats posteriors a l'hora de realitzar les simulacions, ja que el que es pretén es conèixer quin serà el comportament real de tot el sistema en el seu conjunt.

Així doncs aquest convertidor en mode de conducció contínua (CCM), disposa de dos modes de funcionament o topologies circuitals.

El mode ON carrega la bobina mitjançant la tensió d'entrada, i la sortida s'alimenta de l'energia emmagatzemada en la capacitat de sortida descarregant-la lentament. En el mode OFF, l'inductor es descarrega sobre el condensador de sortida i la càrrega (la font que simula els panells). Finalment, el circuit analitzat serà el següent:

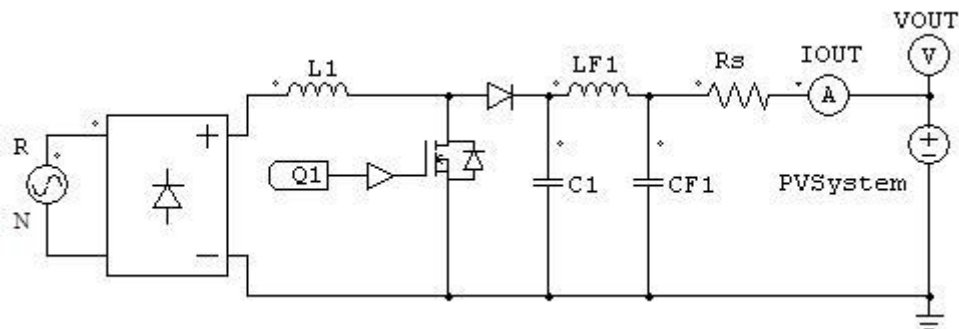


Figura 28. Simplificació del Boost amb alimentació del aerogenerador.

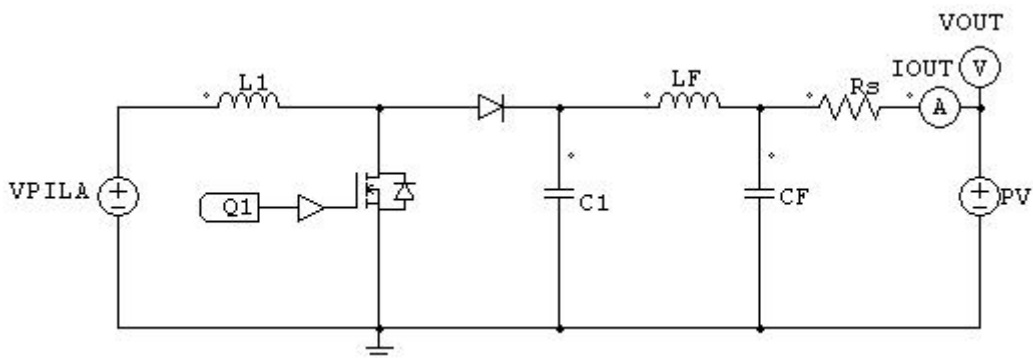


Figura 29. Simplificació del Boost amb alimentació de la pila de combustible.

2.3.1.3 Anàlisi del Convertidor.

Per tal de realitzar un anàlisi més simple del convertidor BOOST, s'han dut a terme unes simplificacions circuitals. La primera d'elles es la de substituir la font de tensió sinusoïdal a l'entrada amb el pont de díodes, per una bateria de CC. D'aquesta manera podem analitzar el circuit de forma idèntica tant per una entrada de tensió obtinguda de la Pila de Combustible, com de l'aerogenerador.

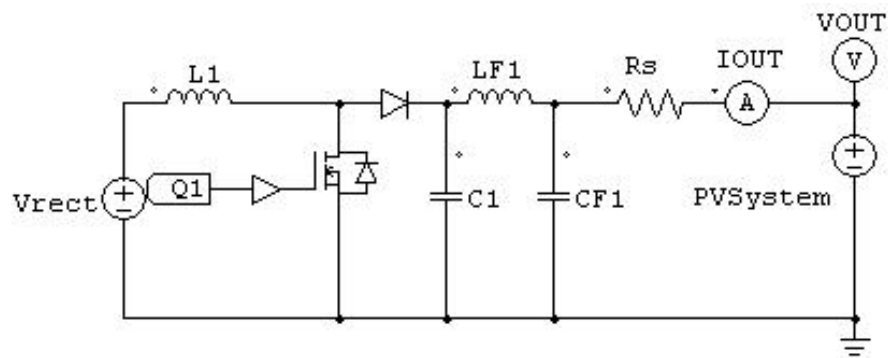


Figura 30. Convertidor Boost amb una simplificació.

Com que l'inductor i el condensador de la sortida són de petit valor i només els utilitzem com a filtre de la senyal de sortida, per tal d'eliminar rissat, i no per elevar tensió ni corrent, podem negligir aquest dos elements alhora de realitzar l'anàlisi.

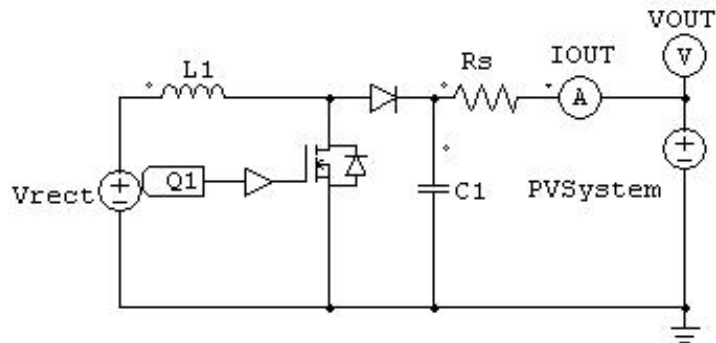


Figura 31. Convertidor Boost amb dos simplificacions.

Amb aquesta última simplificació podem estudiar el nostre sistema com un simple convertidor Boost on a la sortida disposa de una font de tensió amb la seva resistència sèrie.

Encara es podria realitzar una última simplificació, i es la de negligir la resistència sèrie de la font de tensió, aleshores tindríem una font de tensió en paral·lel amb un condensador, element que seria superflu. D'aquesta manera tindríem un circuit de ordre u (la bobina del boost), però com en el control fixem el valor del corrent de la bobina, aquesta perd la dinàmica, i finalment l'ordre seria zero.

Així doncs realitzant les dos simplificacions anteriors tenim un circuit amb dos elements emmagatzemadors d'energia, on gràcies a la superfície de control obtenim una restricció dinàmica que fa que tinguem un circuit de primer ordre.

$$g(x) = i_L - g \cdot V_{rect} = i_L - K = 0 \quad (31)$$

2.3.1.4 Mode ON.

En aquest mode el MOSFET està activat, de forma que el díode està en tall. El circuit equivalent i les seves característiques són:

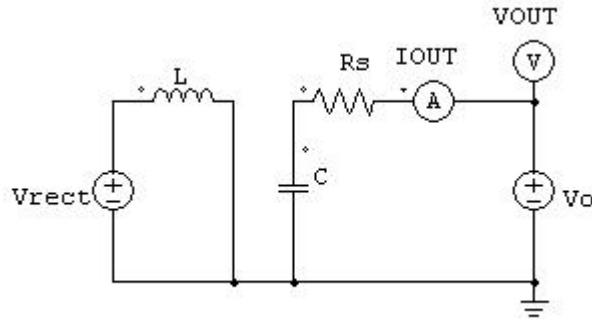


Figura 32. Mode ON

$$V_{rect} = L \frac{di_L}{dt} + 0 \rightarrow \int_0^{Ton} \frac{V_{rect}}{L} = \int_0^{Ton} \frac{di_L}{dt} \quad (32)$$

$$i_L(Ton) - i_L(0) = \frac{V_{rect}}{L} \cdot Ton \quad (33)$$

2.3.1.5 Mode OFF.

En aquest mode el MOSFET està desactivat, de forma que el díode està en conducció. El circuit equivalent i les seves característiques són les següents:

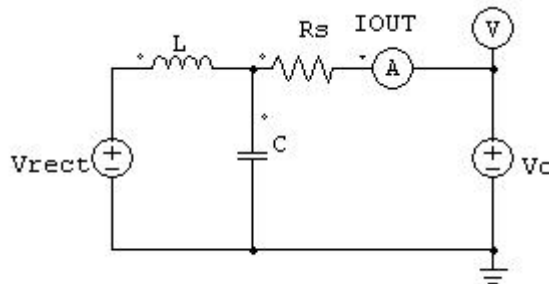


Figura 33. Mode OFF

$$V_{rect} = L \frac{di_L}{dt} + V_C \rightarrow \int_{Ton}^T \frac{V_{rect} - V_C}{L} = \int_{Ton}^T \frac{di_L}{dt} \quad (34)$$

$$i_L(T) - i_L(Ton) = \left(\frac{V_{rect} - V_C}{L} \right) \cdot (T - Ton) \quad (35)$$

En aquest cas, com que la resistència sèrie es de valor molt petit tenim que:

$$i_{(OUT)} = \frac{V_C - V_0}{R_S} \rightarrow V_C = i_{(OUT)} \cdot R_S + V_0 \quad (36)$$

Considerant, en el cas ideal que : $R_S \cong 0$

$$V_C = V_0 \text{ per tant:}$$

$$i_L(T) - i_L(T_{on}) = \left(\frac{V_{rect} - V_0}{L} \right) \cdot (T - T_{on}) \quad (37)$$

Així doncs, podem afirmar que el nostre convertidor commutat connectat a un generador de tensió V_C amb una impedància R_S , tindrà un comportament pràcticament idèntic al de un convertidor Boost amb càrrega resistiva a la sortida, sempre i quan aquest voltatge de sortida sigui superior al d'entrada.

2.3.1.6 Formes de ona teòriques

A continuació es mostren les formes d'ona teòriques més importants en el nostre convertidor Boost, que ens serveixen per comprovar posteriorment si els nostres resultats són correctes.

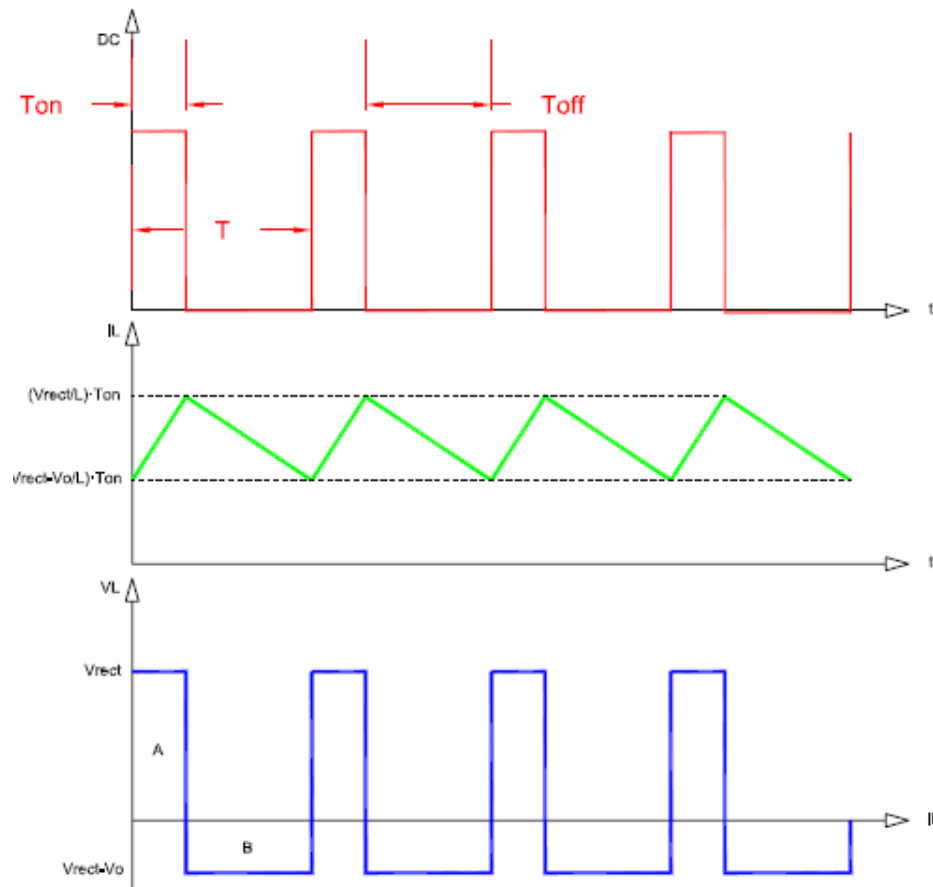


Figura 34. Formes d'ona teòriques.

Podem comprovar doncs, quina es la forma d'ona que tindrà el corrent que circula per la inductància, durant els temps de ON i de OFF. Aquestes gràfiques estan realitzades considerant que el circuit ja ha arribat a un estat estacionari.

A la gràfica blava podem comprovar que s'ha de complir en tot moment amb la llei de Faraday que diu que la tensió en bornes de un inductor durant un període complet serà zero. Això significa que els volts-segons aplicats = volts – segons entregats. De forma que arribem a la funció de transferència en condicions de règim estacionari que hem vist anteriorment. Per tant, considerant les equacions anteriors i la llei de Faraday arribem al següent:

$$\int_0^T V_L \cdot dt = 0 \quad (38)$$

$$V_{rect} \cdot D_1 = (V_0 - V_{rect}) \cdot D_2 \quad (39) \quad \text{on}$$

$$D_1 = \frac{T_{on}}{T} \text{ y } D_2 = \frac{T - T_{on}}{T}; D_1 + D_2 = 1 \quad (40) \quad \text{operant obtenim que:}$$

$$\frac{V_0}{V_{rect}} = \frac{1}{1 - D_1} \quad (41)$$

2.3.1.7 Interruptors

En el convertidor Boost realitzat, s'han utilitzat dos tipus de interruptors, de diferents característiques, ja que ha mesura que s'ha avançat en la realització del prototipus s'han canviat les característiques de funcionament del mateix. El primer interruptor que s'ha utilitzat es del tipus MOSFET de potència. En concret el FDPF51N25, que pot assolir una tensió entre drenador i sortidor de 250V, fet que el fa fiable en front dels pics de tensió generats per les commutacions, mentre que el corrent màxim que permet es de 28A, de manera que podem assolir còmodament potències superiors a 350 W que són les que tindrem a la sortida. A més a més aquest MOSFET te una resistència de conducció RDS(ON) de 0,06 Ω , aquesta es bastant petita el que ens fa tindre molt poques pèrdues en el interruptor.

Posteriorment, degut als corrents circulants, i que el convertidor havia de suportar tensions de sortida més altes (250V) del previst inicialment (150V) es va decidir canviar-lo per un altre, una mica més lent en les seves transicions de pujada i baixada, però més robust en front a tensions i corrents. Un dels motius que sigui més lent és que el segon mosfet té una capacitat de porta més gran i no es va modificar la resistència de porta de 10 ohms en canviar el mosfet. El model utilitzat en aquest cas es el IRFP4242PBF, que es capaç de suportar una corrent en circulació de 46 A i una tensió entre drenador i sortidor de 360 V. En aquest cas les potències que podem assolir són molt superiors a les anteriors, i la resistència de conducció actual es de 59 m Ω .

2.3.1.8 Díodes.

Igual que en el cas dels MOSFET, també s'han utilitzat dos tipus de díodes a mesura que s'ha avançat en la realització del prototipus. El díode inicial que es va utilitzar per al convertidor es schottky DSA 90 C 200H, el qual té una tensió de ruptura de 250V, mentre que el corrent que hi pot circular és de 80A, a més es un díode ràpid que ens permet assegurar una bona commutació. Posteriorment es va decidir canviar aquest per un díode, no tan ràpid, ja que no es un schottky, però com en el cas anterior, més robust, fet que ens permet treballar més tranquils amb tensions més altes. En aquest cas el díode escollit es el 60APU04PBF que es capaç de suportar 60A i 400V. Encara que no es tan ràpid com el schottky aquest díode es denominat ultrafast, ja que dins de la seva família és un dels més ràpids. El fet que el segon díode sigui més lent és que és un díode bipolar (unióPN), i per tant un dispositiu de portadors minoritaris i emmagatzema càrrega mentre està conduint que cal buidar al passar-lo al OFF . EL díode schottky és una unió metal-semiconductor, és un dispositiu de portadors majoritaris, i per tant no emmagatzema càrrega que s'hagi de buidar. Per altra banda, en un Schottky la caiguda de tensió ON és més petita, les pèrdues són menors. Sempre que es pugui cal utilitzar díodes Schottky.

2.3.1.9 Rectificació d'entrada.

Per adaptar la tensió alterna produïda per l'aerogenerador al convertidor boost, filtrar s'utilitza un pont de díodes. Hem ficat també un petit condensador per bloquejar el soroll de commutació. El pont de díodes ha de ser capaç de suportar les tensions màximes d'entrada, i els corrents que circularan per la bobina.

2.3.2 Driver.

2.3.2.1 Introducció.

Per l'activació del MOSFET de l'etapa de potència és necessari un circuit d'excitació que apliqui una tensió entre la porta i es sortidor del transistor(Figura 35). Aquest circuit encarregat de l'engegada dels interruptors és el driver.

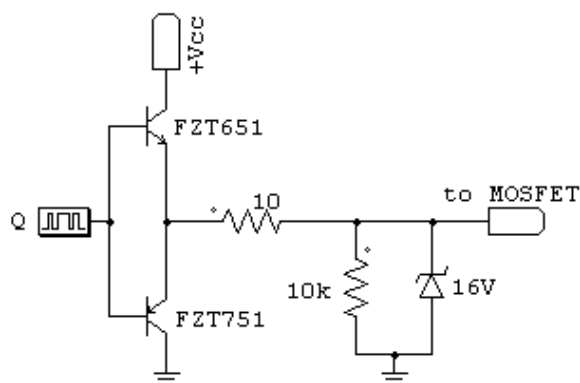


Figura 35. Driver

Per al Mosfet FDPF51N25

$$\tau = R \cdot C = 10 \cdot 3,4nF = 34ns \quad (42)$$

Per al Mosfet IRFP4242PBF

$$\tau = R \cdot C = 10 \cdot 7,3nF = 73ns \quad (43)$$

2.3.2.2 *Implementació pràctica.*

Per realitzar el driver solament ens faran falta dos transistors bipolars, un PNP i un NPN. Implementem aquest sistema ja que es un dels més senzills degut a que el MOSFET del convertidor es de costat baix.

Aquest tipus de drivers es caracteritza a més a més de la seva senzillesa, per la seva velocitat de commutació. A la figura anterior podem veure quina es la seva connexió i l'alimentació. Els transistors PNP i NPN s'han escollit de forma que pugin donar pic de corrent prou elevats i breus com per a poder carregar les capacitats de les portes del Mosfet en el temps més curt possible. Al circuit del driver també hi han uns díodes zenner de 16V, per protegir la porta del mosfet de sobretensions, una resistència de 100K en paral·lel per assegurar-se que el mosfet no s'activa de forma paràsita, i la resistència sèrie de 10 ohms que és la que controla la contant de temps d'activació del mosfet.

2.3.3 *Etapa de sensat.*

2.3.3.1 *Introducció.*

En aquesta etapa es mesura el corrent que circula per l'inductor i el valor i forma d'ona de la tensió rectificada de l'etapa de potència.

També es mesura la tensió d'entrada, que multiplicada per la consigna exterior de conductància, ens donarà el corrent de referència que hauria de tenir la bobina.

La llei de control compara le corrent real mesurat pel sensor resistiu amb la referència de corrent i obre i tanca l'interruptor segons convingui.

2.3.3.2 *Implementació pràctica.*

Per mesurar el corrent de l'inductor s'utilitza una resistència de sensat, i per al tractament d'aquest corrent, es a dir, per, per ajustar els guanys necessaris en el control s'utilitzen amplificadors operacionals.

La resistència de sensat l'hem instal·lat el més prop possible de la bobina, però també intentant allunyar-la de la porta del MOSFET, per tal de no tindre interferències degudes a la commutació d'aquest.

La resistència de sensat escollida inicialment és una resistència de 10 mΩ, d'una potència de 1 W. Aquesta resistència ens permet sensar correctament la corrent circulant per la bobina i sense dissipar gaire potència.

Aquesta resistència una vegada realitzat el prototipus va ésser canviada per unes altres. El motiu d'aquest canvi es que la resistència anterior al ser de tant petit valor, es veia molt afectada per les commutacions, fet que ens produïa molt de soroll a l'etapa de sensat i ens interferia en la mostra de corrent i no es realitzava correctament el control. A més la resistència anterior era de molt poca potència i havia moltes possibilitats de fer-la malbé. En aquest cas es va decidir de ficar dos resistències de sensat en paral·lel de 50 i 70 mΩ respectivament, de forma que tenim una resistència equivalent de uns 30 mΩ aproximadament. Aquests resistors de sensat a més són d'una potència de 5 W cadascun, que al estar en paral·lel aconseguim que siguin d'uns 10 W, factor que els fa més segurs en cas de tenir corrents més altes.

Els amplificadors operacionals encarregats de introduir el guany necessari de corrent són els LM324, que són uns amplificadors operacionals molt coneguts i econòmics. Encara el producte Guany-Ample de Banda GBP=1.3 MHz, com el guany de l'amplificador de sensat és 8,3 i la freqüència de commutació no passa de 150 kHz, es pot mesurar correctament el corrent, tot i que el tercer Harmònic està un pel atenuat, però com avantatge bloquegem soroll d'alta freqüència.

Vam assajar un TL084CN que té un GBP=3MHz, una mica més gran, però no vam aconseguir fer-lo funcionar correctament, suposo que serà perquè devia ser més sensible al soroll ambient de commutació.

Els amplificadors, s'alimenten amb una tensió simètrica de ± 15 V.

Per tal de sensar la tensió rectificadada d'entrada, usem un simple divisor de tensió de forma que tinguem a la sortida d'aquest un valor proporcional al de l'entrada. D'aquesta manera amb un parell de resistències aconseguim un sensor apte per a la nostra aplicació.

2.3.4 Etapa de control.

2.3.4.1 Introducció.

En aquesta etapa s'implementa la llei de control corresponent per portar a terme el control del sistema. Aquesta etapa la formen diferents amplificadors operacionals, multiplicador analògic, bàscula i comparador, els quals juntament amb els sensors, i una consigna externa de conductància, determinen la llei de control del convertidor.

2.3.4.2 Llei de control.

Per al control del sistema s'utilitza un control en mode lliscant. Aquest es un control especialment adequat per als sistemes d'estructura variable. Normalment aquests sistemes

consisteixen en la commutació entre dos o més sistemes lineals on cadascun d'aquests sistemes lineals funciona una part del temps. Quan només es treballa amb dos sistemes lineals, la descripció bilineal proporciona una equació diferencial única que descriu el sistema per tot el temps.

En el nostre cas, el convertidor pot treballar en dues topologies (ON i OFF), per tant tenim un sistema format per dos sistemes lineals, amb el qual la descripció bilineal s'ajustarà exactament al sistema.

La superfície escollida per al control del sistema es la següent(Fig.9):

$$g(x) = i_L - g \cdot V_{rect} \quad (44)$$

On g es una variable introduïda des de una circuiteria externa que ens permetrà modificar la potència de sortida del convertidor. i_L es la corrent que circula per l'inductor, i V_{rect} es la tensió que tenim a la sortida del pont de díodes, en el cas de l'aerogenerador, o be la tensió contínua subministrada per la pila de combustible.

Per aconseguir la potència màxima prevista, el valor de la g serà de 0,1 per cadascuna de les fases en el cas del l'aerogenerador Whisper 200 i en el cas de la Pila NEXA serà de 0,5 per cada convertidor. En els dos casos la consigna es subministra des de l'exterior.

$$g(x) = i_L - 0,1 \cdot V_{rect} \quad (\text{Aerogenerador WHISPER 200}) \quad (45)$$

$$g(x) = i_L - 0,5 \cdot V_{rect} \quad (\text{Pila NEXA}) \quad (46)$$

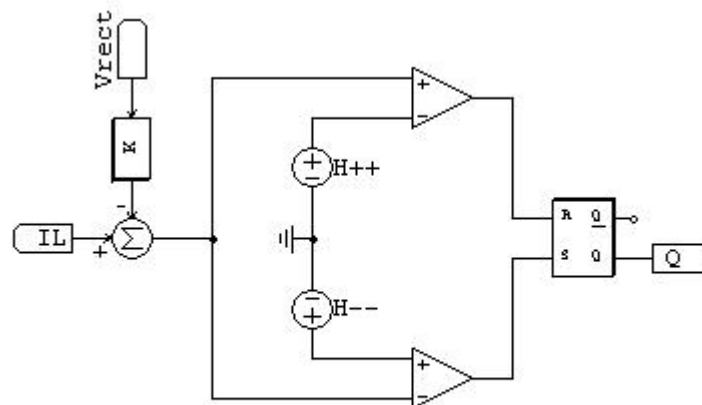


Figura 36. Esquema de la llei de control.

2.3.4.3 Implementació pràctica.

Per tal d'implementar la llei de control que s'observa a l'esquema de la figura 36, s'utilitzen el comparadors LM319, els multiplicadors analògics AD633, el amplificadors

operacionals LM324 i una bàscula J-K MC14027B. El valor del senyal de sortida del control Q, està comprès entre 0 i 15V, el qual es aplicat directament a l'entrada del driver. Aquest senyal es generat per dos comparadors amb histèresi i la bàscula J-K. Tots els components estan alimentats a una tensió simètrica de $\pm 15V$, excepte de la bàscula que està alimentada a 0 i 15V.

Tot el circuit real es pot apreciar al plànol 2-3 de la documentació gràfica adjunta al projecte.

2.3.5 Etapa d'alimentació.

2.3.5.1 Introducció.

L'alimentació dels diferents dispositius que formen el sistema de control, com ara els transistors dels drivers, amplificadors operacionals, comparadors, etc, es realitza amb una font regulada de $\pm 15V$. Per tal d'estalviar temps, i com es tracta d'un prototipus de recerca, en comptes de fer una font amb 2 reguladors lineals com s'aprecia a la figura 37, vam decidir utilitzar una de les fonts del laboratori.

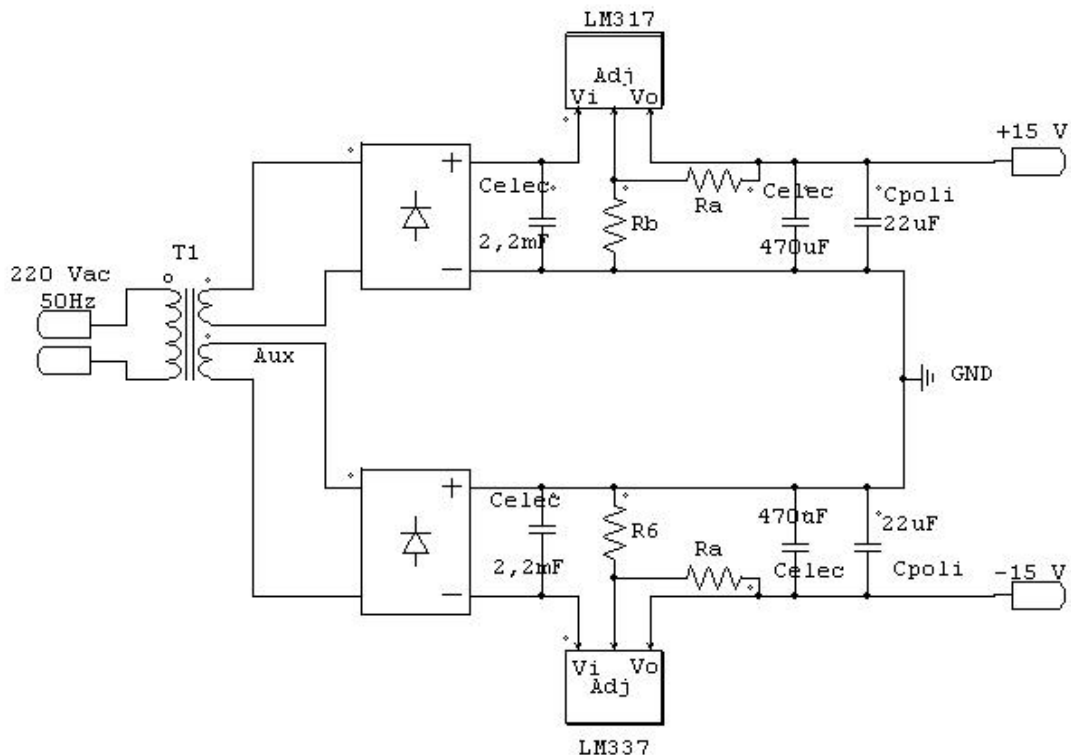


Figura 37. Etapa d'alimentació.

3. MEMÒRIA DE CÀLCUL

3.1 Etapa de potència.

3.1.1 Introducció.

El convertidor realitzat ha de ser capaç de augmentar la potència entregada a la xarxa, mitjançant l'ondulador, a partir d'una entrada de contínua (cas de la pila NEXA) o be una entrada rectificada (cas del aerogenerador WHISPER 200).

Podem veure en la taula 2 quin serà el cicle de treball del convertidor en funció de la font d'energia connectada a l'entrada, i en funció de la tensió que hi ha a la sortida dels convertidors degut a les plaques solars, de forma que en tot moment independentment de la tensió de sortida, el cadascun dels convertidors entreguin entre 300 i 350 W.

Taula 2. Cicle de treball dels convertidors en funció de la font d'energia connectada i de la tensió de les plaques solars.

Tensió entrada	Tensió Plaques solars			
	100 V	130 V	150 V	170 V
	Duty Cicle del convertidor en règim estacionari			
PILA → 26 V – 29 V	0,74 – 0,71	0,8 – 0,77	0,83 – 0,81	0,85 – 0,83
AEROGERADOR 0 V – 84 V	1 – 0,16	1 – 0,35	1 – 0,44	1 – 0,5

Per tal de realitzar correctament el convertidor, s'han estudiat i realitzat tres circuits similars amb petites diferències.

En la primera variació, s'alimenta el convertidor amb un transformador reductor des de la xarxa elèctrica, on a la sortida es disposa de uns jocs de bombetes de 300 W cadascun. Aquest circuit ens permetrà comprovar que el circuit Boost funciona i realitza el estudiat prèviament i es el que es mostra en la figura 38.

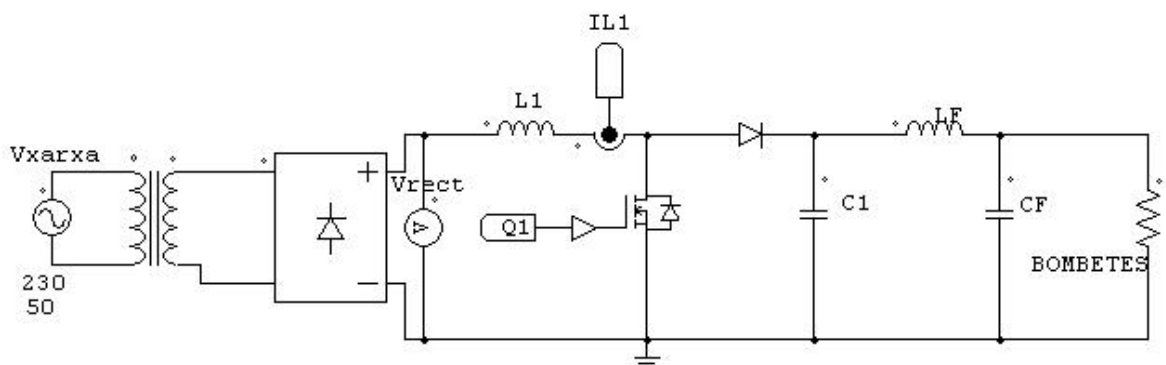


Figura 38. Etapa de potència del Convertidor Boost a la xarxa amb càrrega resistiva.

El segon cas, es pot apreciar a la figura 39. El circuit correspon al cas de l'aerogenerador. El circuit es pràcticament idèntic, excepte per la resistència de sensat de la tensió d'entrada, alguna capacitat de sortida, i el fet que en comptes d'elles bombetes s'hi connecta l'ondulador amb MPPT. A més, l'aerogenerador ens subministra un senyal sinusoidal de amplitud i freqüència variable.

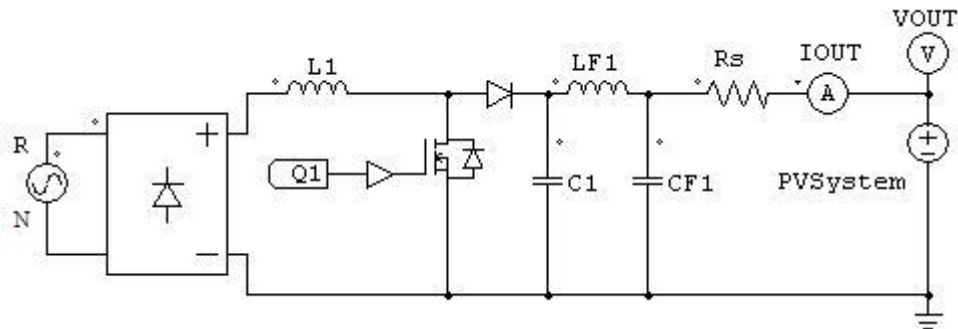


Figura 39. Etapa de potència del Convertidor Boost connectat a aerogenerador.

Seguidament podem veure a la figura 40, el tercer cas. En aquesta ocasió, es tracta del circuit utilitzat per tal d'incorporar al sistema la potència que ve de la pila de combustible. La diferència més important es que s'ha introduït un filtre a l'entrada del convertidor per tal de protegir la pila del soroll de commutació i de l'arriçament triangular en el corrent que provoca a la pila la connexió d'una càrrega commutada.

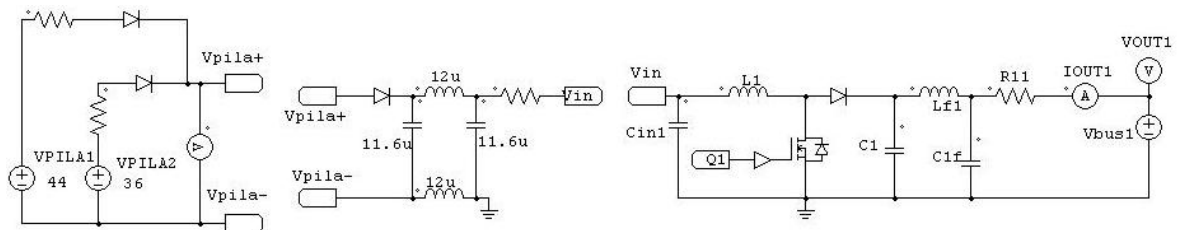


Figura 40. Etapa de potència del Convertidor Boost connectat a Pila de combustible.

Aquest mateix convertidor també servirà per incorporar al sistema l'energia emmagatzemada en unes bateries, sempre i quan la tensió de les mateixes estigui entre 24V i 72V nominals.

Considerant les pitjors condicions que es poden donar, es calcularan els components necessaris per tal de realitzar correctament el prototipus, així doncs d'acord amb els apunts d'electrònica de potència, tenim que L depèn de la tensió de sortida V_o , l'arriçament del corrent desitjat ΔI_L , la freqüència de commutació f , i el cicle de treball D :

$$L = \frac{V_o \cdot D(1 - D)}{\Delta I_L \cdot f} = \frac{V_{in} \cdot D(1 - D)}{(1 - D) \cdot \Delta I_L \cdot f} = \frac{V_{in} \cdot D}{\Delta I_L \cdot f} < \frac{V_{in}}{\Delta I_L \cdot f_{MAX}} \quad (47)$$

D'acord amb la fórmula (47), si assumim una L constant, la freqüència de commutació més gran f_{MAX} es donarà quan el cycle de treball $D=1$, per a qualsevol valor de la tensió d'entrada V_{in} i de l'arriçament desitjat ΔI_L . Agafar $D=1$ també permet escollir o trobar una cota superior per al condensador de sortida

- a) Bombetes 220V, 300W ($R=160\Omega$), transformador a l'entrada de $V_{in}=47,5$ Vrms, que considerant la caiguda 1'5 V al rectificador, dona una $V_{in(pic)}=65$ V. Volem un arriçament $\Delta I_L=3$ A, i una freqüència de commutació $f_{MAX}=150$ kHz.

$$L = \frac{V_{in}}{\Delta I_L \cdot f_{MAX}} = \frac{65}{6 \cdot 250 \cdot 10^3} = 43 \mu H. \quad (48)$$

$$C = \frac{V_0 \cdot D}{R \cdot \Delta V_0 \cdot f} < \frac{220}{160 \cdot 100 \cdot 10^{-3} \cdot 150 \cdot 10^3} = 91.6 \mu F \quad (49)$$

Els components s'han aproximat als valors comercials més propers, de forma que s'ha escollit un inductor de $30 \mu H$ i un condensador de $100 \mu F$. La bobina en buit donava $48 \mu H$ i a plena càrrega es va poder mesurar $30 \mu H$. Vam comprovar que la bobina s'escalfava. Creiem que es degut a el gran arriçat del corrent i a que l'inductor es saturava, com indica el fet de que hi ha molta diferència de valors entre el buit i plena càrrega.

- b) Pila de combustible amb $V_{in}=26-29$ V. Volem un arriçament $\Delta I_L=1.5$ A, menor que l'anterior per evitar un filtre d'entrada massa gran, i una freqüència de commutació $f_{MAX}=150$ kHz. El corrent entregat per la pila està entre $34 - 38$ A quan la pila dona 1000 W. Cada convertidor ha de tractar la tercera part de la potència i la tensió que veu a la sortida està entre $100 - 170$ V, això vol dir que el corrent de sortida està entre $2 - 3,4$ A.

$$L = \frac{V_{in}}{\Delta I_L \cdot f_{MAX}} = \frac{27.5}{1.5 \cdot 150 \cdot 10^3} = 122 \mu H. \quad (50)$$

$$C = \frac{I_{0(pic)} \cdot D}{\Delta V_0 \cdot f} < \frac{3,4}{100 \cdot 10^{-3} \cdot 150 \cdot 10^3} = 226 \mu F \quad (51)$$

Els components s'han aproximat als valors comercials més propers, de forma que s'ha escollit un inductor de $120 \mu H$.

- c) Aerogenerador WHISPER 200, $V_{in}=84$ Vpic, a la potència màxima, amb un arriçament $\Delta I_L = 3$ A, una freqüència de commutació $f_{MAX}=220$ kHz. Com volíem aprofitar la bobina dissenyada pel cas de la pila de combustible i la tensió es més elevada he preferit incrementar la freqüència de commutació.

$$L = \frac{V_{in}}{\Delta I_L \cdot f_{MAX}} = \frac{84}{3 \cdot 220 \cdot 10^3} = 127 \mu H. \quad (52)$$

$$C = \frac{I_{0(pic)} \cdot D}{\Delta V_0 \cdot f} < \frac{3,4}{100 \cdot 10^{-3} \cdot 220 \cdot 10^3} = 154 \mu F \quad (53)$$

Com resulta que l'ondulador StecaGrid 2000+ té una capacitat d'entrada que ha estat avaluada en $430 \mu F < C < 580 \mu F$, no necessitariem cap condensador. Per altra banda s'ha observat que si es fica una capacitat bastant elevada en paral·lel a l'entrada de l'ondulador, el seguidor del punt de màxima potència de l'ondulador es torna inestable.

Per tant, per filtrar el soroll de sortida dels nostres convertidors, a part del condensador del Boost, cal fer servir un filtre addicional de sortida LC. Tots dos condensadors, el del Boost i el del filtre són molt petits.

Així, el condensador del Boost es de $1 \mu F$. La inductància del filtre LC es de $1 \mu H$ i el condensador del filtre val $3.56 \mu F$. Aquestes petites capacitats no pertorben el funcionament del seguidor del punt de màxima potència.

3.1.2 Interruptor.

El MOSFET escollit ha de suportar un corrents i bloquejar unes tensions determinades. A la següent taula es mostren quins són els valors màxims de tensió i de corrent que ha de suportar el MOSFET tant en el cas de la pila de combustible com en el cas de l'aerogenerador.

Taula 3. Corrent a suportar (I_{DS}) i tensió a bloquejar (V_{DS}) pel MOSFET.

MOSFET	I_{DS}	$I_{DS RMS}$	V_{DS}
WHISPER 200	8,5 A(*)	5,5 A	150,5 V
BALLARD NEXA	11,50 A(*)	10,31 A	150,5 V

(*)Cal recordar que la potència de la pila i l'aerogenerador es divideix en tres convertidors.

En aquest cas el que més ens interessa per escollir un MOSFET o un altre es el corrent que és capaç de suportar, i la seva resistència $R_{DS(ON)}$ que té, ja que això ens farà tenir més pèrdues per conducció o menys. Pel que fa a la tensió que es capaç de bloquejar, simplement hem de guardar un marge de seguretat per tal de no posar en perill el dispositiu.

Com que el nostre convertidor no és un prototip comercial no optimitzarem al màxim en l'elecció de cada component, sinó que utilitzarem components que siguin capaços de suportar condicions extremes en moments puntuals.

En un principi es va optar per utilitzar un MOSFET suposant que el corrent que han de suportar es de 16 A i d'uns 250V. També ha de suportar els pics de corrent i/o tensió generats per les commutacions. A part, de com s'ha dit anteriorment, de tenir una

resistència en conducció el més baixa possible per reduir les pèrdues per conducció i una commutació ràpida per reduir les pèrdues de commutació.

Posteriorment, com s'ha comentat en els apartats anteriors, els MOSFET van ser substituïts per d'altres, degut a les característiques del sistema i per fer el sistema més robust per a possibles utilitzacions en un futur.

Per tant s'ha escollit finalment el MOSFET de canal N IRFP4242PBF, què té un temps de pujada de 40 ns i un temps de baixada de 78 ns. Pot assolir una tensió màxima entre drenador i sortidor de 360 V. Això el farà resistent als pics de tensió generats per les commutacions. També pot suportar un corrent màxim de 46 A, de manera que el límit queda bastant allunyat del corrent que hi passarà en condicions nominals.

La resistència de conducció $R_{DS(ON)}$ com a màxim de 0,049 Ω , aquesta resistència es bastant baixa, i això ens permet tindre molt poques pèrdues en conducció.

Per calcular la potència dissipada per conducció del MOSFET, tindrem en compte la següent expressió (54):

$$P_{CON} = (R_{DS(ON)} \cdot I_{DS_{RMS}}^2) \quad (54)$$

Amb els valors corresponents obtinguts en la simulació PSIM (Fig. 12), calculem la potència màxima dissipada per conducció en el pitjor dels cassos.

$$P_{CON} = (0,049 \cdot 10,31^2) = 5,2 \text{ W} \quad (55)$$

Pel que fa a la potència dissipada per el MOSFET, podem comprovar que aquesta té un valor bastant petit, ja que aquesta potència es calculada en els pitjors dels casos.

3.1.3 Díodes.

Els díodes també han de suportar unes corrents de circulació i bloquejar unes tensions. A les figures següents es mostren els valors màxims que ha de suportar en cadascun dels casos en el que estem alimentant al convertidor.

Taula 4. Tensió a bloquejar (V_{RRM}) i corrent a suportar (I_D) pel DÍODE.

DÍODE	I_D	$I_{D_{RMS}}$	V_{RRM}
WHISPER 200	8,5 A	6,2 A	150,5 V
BALLARD NEXA	11,50 A	5,03 A	150,5 V

En aquest cas en el que ens hem de fixar és en la tensió que és capaç de bloquejar el díode i la seva velocitat. Pel que fa al corrent que han de suportar hem escollit un díode que tingui un marge suficient respecte als corrents que hagin de suportar.

Mantenint-nos en les explicacions anteriors, suposarem que la tensió ha bloquejar es de 200V i una corrent en conducció de 16A. A més el díode ha de ser el més ràpid possible per tal d'assegurar una bona commutació.

Com en el cas del MOSFET, es va canviar el dispositiu, per un de més robust per tenir seguretat en front de futures aplicacions. Per tant finalment s'ha escollit el díode 60APU04PBF, el qual pot bloquejar una tensió màxima de 400 V i conduir fins a 60 A, fet que el fa fiable per la nostra aplicació. Aquest díode també es de recuperació ultra ràpida, així les pèrdues per commutació no augmentaran. Aquest no es de tipus Schotkky encara que te una recuperació ultra ràpida d'uns 50 ns i ve en un encapsulat T0247, especialment indicat per aquest tipus d'aplicacions. Com a contrapartida té una caiguda màxima de tensió en conducció del màxim corrent de 0,87 V.

Per calcular la potència dissipada per conducció pel díode tindrem en compte l'expressió següent:

$$P_{CON} = I_{DRMS} \cdot V_F \quad (56)$$

Amb els valors obtinguts en el PSIM, vistos anteriorment podem calcular la potència dissipada en el pitjor dels cassos.

$$P_{CON} = 6,2 \cdot 0,87 = 5,39 \text{ W} \quad (57)$$

3.1.4 **Bobines.**

El dimensionat de l'inductor del convertidor Boost i el del filtre de sortida han estat calculats amb el programa "*Magnetics Inductor Design Using Powder Cores*".

3.1.4.1 *Bobina del convertidor.*

La bobina del convertidor ha de tenir una inductància amb càrrega de 30 μH i de 120 μH , segons sigui el cas (bombetes i pila o aerogenerador). Reproduïm només ara, els càlculs per a la bobina de 120 μH . L'energia que s'emmagatzema, paràmetre crític a l'hora d'escollir el nucli, depèn del corrent al quadrat. La inductància és la mateixa, tant al convertidor de l'aerogenerador com de la pila. El corrent màxim que hi ha de circular és de 11,5 A, que correspon a la Ballard-Nexa, doncs amb la pila la tensió de treball és mes baixa i ha de donar la mateixa potència que l'aerogenerador.

Si treballem amb el corrent d'ela pila, haurem de treballar amb l'arriçament i freqüència de commutació de la pila, $\Delta i_l=1,5 \text{ A}$, i $f=150 \text{ kHz}$.. Per construir-la utilitzem el nucli 77438A7, en la taula 3 es mostra el resultat obtingut amb el programa Magnètics.

El programa dóna els següents resultats: gruix del fil 16 AWG $\rightarrow 2.086 \text{ mm}^2$, i donar 31 voltes. Considerant el gruix del fil disponible al laboratori, que té una secció de 0,07 mm^2 , haurem d'utilitzar 30 fils.

Quan es van fer els càlculs per a l'inductor de 30uH, el resultat va indicar el mateix nucli, 19 voltes, i 20 fils de secció.

The screenshot shows the 'Magnetics Inductor Design Using Powder Cores' software interface. It is divided into several sections:

- Design Inputs:** DC Current (A) = 11.5, Ripple Current (Amps peak-peak) = 1.5, Frequency (kHz) = 150, Current Density (A/sq cm) = 600, Full Load L (μH) = 120, No Load L (μH) = 150, Temperature Rise = 35.
- Core Information:** Part Number = 77438-A7, Permeability = 125, ID (inches, nominal) = 0.950, Effective Core Area (sq cm) = 1.977, OD (inches, nominal) = 1.840, Effective Path Length (cm) = 11.13, Height (inches, nominal) = 0.710, AL (mH/1000 turns) = 281. There is a 'Recommended Header' field and a 'Select Core From List' button.
- Material Type:** Radio buttons for Molypermalloy, High Flux, Kool Mu (selected), and Kool Mu E-Cores. There are 'Calculate', 'Print', and 'Exit' buttons.
- Design Outputs:** Inductance at Full Load (μH) = 123.88, Inductance at No Load (μH) = 270.04, Effective Permeability at Full DC = 57.3, Wound Core Dimensions (in) = 2.029 x 0.881, Number of Turns = 31, Wire Size (AWG) = 14, Winding Factor = 0.17, DC Resistance of Winding (Ohms) = 0.016, Core Loss (mW) = 749.3, Copper Loss (mW) = 2271.9, Total Losses (mW) = 3021.1, Temperature Rise (degrees C) = 21.1.

Figura 41. Resultats del càlcul del Inductor del Convertidor amb el programa Magnètics

3.1.4.2 Bobina del filtre de sortida.

La bobina del filtre de sortida ha de tenir una inductància amb càrrega de 1 μH hi ha de circular un corrent màxim aproximat entre 2 i 3.4 A, tal com ja s'ha dit abans, però per donar un marge de seguretat, escollim 5 A. En aquest cas, suposarem que el corrent té un arriçament negligible, Δil màxim de 0,05 A. Per construir-la utilitzem el nucli 77206A7, en la taula 4 es mostra el resultat obtingut amb el programa magnètics.

El programa dona els següents resultats: gruix del fil 18 AWG → 0,817 mm², i donar 4 voltes. Considerant el gruix del fil disponible al laboratori, que té una secció de 0,07 mm², haurem d'utilitzar 12 fils.

Design Inputs	Core Information	Material Type
DC Current (A): 4.8	Part Number: 77206-A7	<input type="radio"/> Molypermalloy
Ripple Current (Amps peak-peak): 0.05	Permeability: 125	<input type="radio"/> High Flux
Frequency (kHz): 150	ID (inches, nominal): 0.500	<input checked="" type="radio"/> Kool Mu
Current Density (A/sq cm): 600	Effective Core Area (sq cm): 0.235	<input type="radio"/> Kool Mu E-Cores
Full Load L (µH): 1	OD (inches, nominal): 0.800	
No Load L (µH): 150	Effective Path Length (cm): 5.18	
Temperature Rise: 35	Height (inches, nominal): 0.250	
	AL (mH/1000 turns): 68	
	Recommended Header: []	
	<input type="button" value="Select Core From List"/>	<input type="button" value="Calculate"/>
		<input type="button" value="Print"/>
		<input type="button" value="Exit"/>

Design Outputs		
Inductance at Full Load (µH): 1.04	Number of Turns: 4	Core Loss (mW): 0.0
Inductance at No Load (µH): 1.09	Wire Size (AWG): 18	Copper Loss (mW): 45.1
Effective Permeability at Full DC: 119.3	Winding Factor: 0.03	Total Losses (mW): 45.2
Wound Core Dimensions (in): 0.848 x 0.367	DC Resistance of Winding (Ohms): 0.002	Temperature Rise (degrees C): 2.7

Figura 42. Resultats del càlcul del Inductor del Convertidor amb el programa Magnètics

3.1.5 Condensadors.

En els següents punts podem observar les diferents característiques dels condensadors utilitzats en l'etapa de potència. Aquests condensadors seran els següents.

3.1.5.1 Condensador del Convertidor.

Aquest condensador que forma part de la potència del convertidor haurà de suportar tensions de valor similars, però sempre superiors a les de la sortida.

Per generar la capacitat necessària de 100 µF, utilitzem dos condensadors electrolítics de 47 µF i sis condensadors SMD en paral·lel de 6 µF. Aquests condensadors poden suportar unes tensions de 250 V, amb el que ens assegurem el correcte funcionament.

S'han introduït els condensadors SMD en paral·lel i els dos electrolítics, per tal de disminuir la impedància generada per els condensadors, a més a més de comportar-se d'una manera millor en front de les commutacions.

Els models escollits per als condensadors SMD són uns AVX 1825PC105KAT1A, i el model dels condensadors electrolítics es RUBYCON 250BXA47MEFG12.5X25.

Aquest model de convertidor, funciona correctament amb una càrrega resistiva, les bombetes. Una vegada connectat aquest convertidor a els ondulators, mitjançant l'aerogenerador o be la pila de combustible, es va observar que els ondulators disponibles al laboratori no responien correctament, ja que el seguidor dle punt de màxima potència intern sels ondulators es tornava inestable. El condensador final ha estat 1 μ F.

Això es degut a que els ondulators no són una càrrega resistiva sinó que tenen una impedància capacitiva bastant alta que juntament amb les altes capacitats del nostre convertidor ens desestabilitza el sistema. Aquesta impedància no es coneguda ja que els fabricants del ondulator no faciliten la informació necessària. Degut a que l'únic que es coneix dels ondulators es que presenten una impedància capacitiva bastant alta, que es va intentar mesurar, i tot que sense gaire precisió, es va avaluar, dins de l' interval $430 \mu\text{F} < C < 580 \mu\text{F}$, i per tant, es va decidir reduir dràsticament les capacitats de sortida del convertidor per tal de que el sistema trobés el punt de treball.

3.1.5.2 Condensador del filtre de sortida.

Aquest condensador, igual que l'anterior, haurà de suportar les tensions de sortida amb un cert marge de seguretat.

En el cas de les bombetes, calien 14,1 μ F que obteníem a partir de tres condensadors de pel·lícula de poliester en paral·lel. Aquests condensadors, igual que en l'anterior cas poden suportar unes tensions de 250 V, amb el que ens assegurem igual que en l'anterior cas, el correcte funcionament. Els model escollit per als condensadors del filtre es EVOX-RIFA PHE426HF7470J.

En l'aerogenerador i la pila, al connectar-se al bus, és a dir al punt de connexió entre el panell i l'ondulator, cal reduir les capacitats, com ja s'ha dit abans. Per aquest motiu la capacitat del filtre de sortida es de 3,56 μ F. Per realitzar aquesta capacitat s'han introduït en paral·lel dos condensadors de 680 nF i un de 2,2 μ F. Els models són un M905055291 en el cas dels condensadors de 680 nF i són capaços de suportar unes tensions de 630 V. En el cas del condensador de 2,2 μ F el model es un R0723 XR.

3.1.6 Càrrega.

Es disposa com s'ha comentat anteriorment de tres possibilitats.

La primera d'elles és el convertidor Boost amb càrrega resistiva, com són les bombetes, i una alimentació amb un transformador connectat a la xarxa elèctrica. Aquest sistema estarà construït amb els components inicials..

La segona disposa de una càrrega amb una impedància capacitiva, com són els onduladors, alimentant el convertidor elevador Boost amb l'aerogenerador WHISPER 200. En aquest cas les sortides dels tres convertidors estaran unides i connectades al mateix ondulador, i els valors dels elements són els calculats posteriorment, degut a les causes explicades en apartats anteriors.

La tercera també disposa de una càrrega amb una impedància capacitiva, com són els onduladors, alimentant el convertidor elevador Boost amb la pila de combustible BALLARD NEXA. En aquest cas cadascuna de les sortides dels tres convertidors poden connectar-se totes tres al mateix ondulador, o cada convertidor a un ondulador diferent. Els valors dels elements són els mateixos que en el cas de l'aerogenerador, tret de la resistència de sensat de tensió.

3.1.7 Rectificació d'entrada.

La rectificació de la tensió alterna d'entrada la realitzarem amb un pont de díodes i un petit condensador de polièster que filtra el soroll de commutació.

Considerant que la tensió de pic que dona l'aerogenerador a la potència nominal és de 84 V, el corrent que haurà de suportar el pont de díodes serà d'uns 8,5 A de pic com a màxim. D'aquesta manera s'assoleix per cada convertidor 1/3 de la potència nominal.

Per tant considerant uns marges de seguretat hem triat com a pont rectificador capaç de suportar 400 V i una corrent de 35A. Amb aquest component ens assegurem que el sistema funcionarà de forma correcta en tot moment.

El pont rectificador es fabricat per "*FAIRCHILD SEMICONDUCTOR*" i el seu model es el GBPC3504W .

El condensador utilitzat es un de molt petita capacitat per tal d'absorbir els pics de corrent, però que no ens ha de modificar la forma d'ona per que es el que ens interessa seguir com s'ha explicat anteriorment. D'aquesta manera, per aquest condensador hem escollit un model del fabricant EVOX-RIFA de 680 nF i capaç de suportar fins 630V, el model es el M905055291.

3.2 Driver.

3.2.1 Circuit.

Per a la generació del driver que ens governi els transistors, hem escollit dos transistors, els quals connectats a la sortida de la senyal generada per el control ens aplica el corrent necessari a la porta del MOSFET per l'activació del mateix.

3.3 Etapa de sensat.

3.3.1 Sensat del corrent.

El corrent que circula per la bobina és mesurat a partir de una resistència de sensat. Aquestes mesures són necessàries per a les aplicacions del control.

La resistència de sensat escollida es una resistència de 10 mΩ i de un 1W de potència. Aquesta resistència estarà connectada entre massa i la part baixa del circuit de forma que el que tindrem es una tensió proporcional al corrent que circula per el inductor i de signe negatiu. Aquesta mesura es realitza d'aquesta manera, ja que quan el MOSFET entra en conducció, fem que el corrent que circula per la bobina, circuli també per la resistència de sensat i així poder prendre una mesura correcta del mateix corrent.

Com s'ha comentat en punts anteriors aquesta resistència ha sigut canviada per dos resistències en paral·lel de 50 i 70 mΩ respectivament i de 5 W de potència cadascuna.

Un cop convertida la mesura en tensió, aquesta es aplicada a un amplificador operacional, per tal de canviar el seu signe, amplificar-la i ajustar-la per tal de poder ser aplicada a l'etapa de control.

Com a amplificador operacional utilitzarem el LM324 que es un AO típic que s'alimenta a una tensió simètrica de ±15 V.

Els guanys de les mesures han d'anar en relació amb el guany que li apliquem a la tensió rectificada com es pot veure en els següents punts.

3.3.1.1 Sensat del corrent I_{L1}

La resistència de sensat de I_{L1} , té un guany de $30 \cdot 10^{-3}$. A la sortida d'aquesta resistència mitjançant un LM324 hem introduït un guany i hem canviat de signe la senyal ja que com s'ha comentat anteriorment aquesta havia canviat de signe prèviament. Així doncs si nosaltres volíem realitzar el següent control:

$$g(x) = i_L - g \cdot V_{RECT} \quad (58)$$

On :

$0 < g < 0,1$ Quan a l'entrada tenim l'aerogenerador WHISPER 200.

$0 < g < 0,5$ Quan a l'entrada tenim la pila NEXA.

Per tant deduïm que per tal de transferir la màxima potència a la xarxa, en els dos casos tindrem que :

$$g(x) = i_L - 0,1 \cdot V_{RECT} \quad \text{WHISPER 200} \quad (59)$$

$$g(x) = i_L - 0,5 \cdot V_{RECT} \quad \text{NEXA} \quad (60)$$

Per tal de sensar el corrent que circula per la bobina i així realitzar el control adequat, introduïm les resistències de sensat entre massa i alimentació negativa, de forma que obtenim una tensió proporcional al corrent circulant per la bobina, però de signe contrari.

A més hem introduït un guany mitjançant un AO per tal d'obtenir una tensió proporcional coneguda i poder realitzar els càlculs més fàcilment. Un cop amplificat el guany total del sensor de corrent i el seu acondicionament, es de 0,25. De forma que tindrem el següent:

$$g(x) = 0,25 \cdot i_L - g \cdot V_{RECT} \quad (61)$$

Per tant posteriorment s'explicarà com es el control de tensió d'entrada per tal de poder arribar a les equacions 59 i 60 depenent si l'alimentació a l'entrada es subministrada per la pila de combustible o bé per l'aerogenerador.

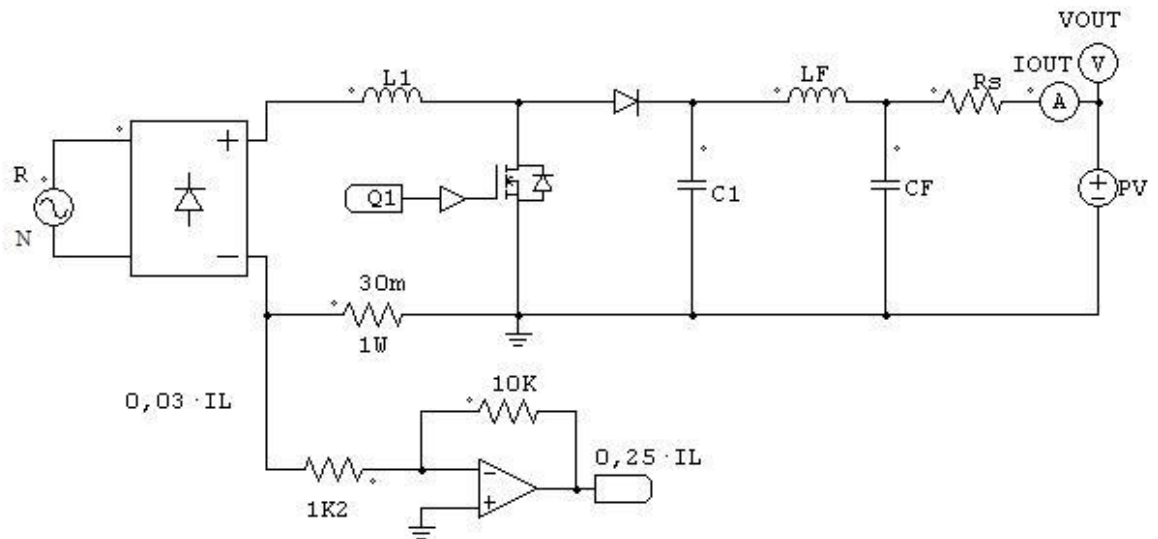


Figura 43. Sensat i guany del corrent de la bobina amb alimentació de WHISPER 200.

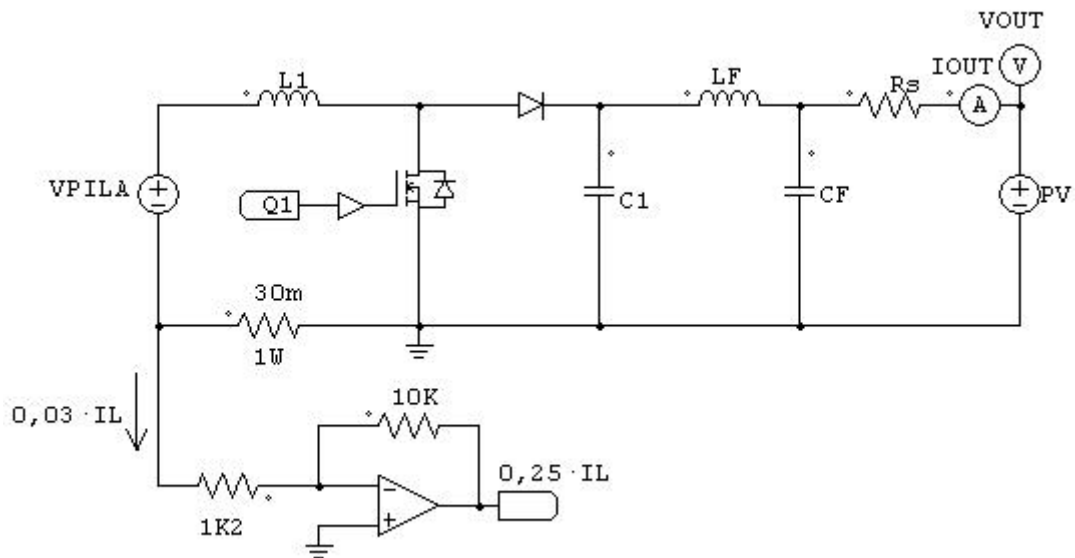


Figura 44. Sensat i guany del corrent de la bobina amb alimentació de NEXA.

3.3.2 Sensat de tensió.

En aquest apartat s'explica quina es la diferència més important en la realització del convertidor Boost ja que es on podem apreciar la diferència entre les conductàncies al aplicar una alimentació amb la pila de combustible o bé amb l'aerogenerador.

En el cas de l'aerogenerador la tensió a la sortida del pont de díodes és una ona rectificada. Per prendre una mesura de la mateixa, només ens fa falta un divisor de tensió per treure una part proporcional de la mateixa, encara que per tal de dur a terme una correcta transformació d'aquesta senyal i realitzar correctament el control necessitem utilitzar un multiplicador analògic.

En el cas de la pila de combustible, la tensió que haurem de sensar serà una contínua, amb la diferència que el guany serà diferent del utilitzat en el cas de l'aerogenerador, però realitzar de la mateixa forma, amb un divisor de tensió per tal de prendre una mostra i un multiplicador analògic.

El multiplicador analògic es un AD633 i està alimentat a una tensió d'alimentació simètrica de ± 15 V.

En cadascun dels casos es podran modificar aquestes conductàncies posant o treient unes resistències en paral·lel de la placa per utilitzar l'aerogenerador WHISPER 200 o bé la pila de combustible Ballard NEXA.

3.3.2.1 Sensat de la tensió amb alimentació del WHISPER 200.

Com s'ha explicat anteriorment per tal de realitzar el sensat de la tensió tindrem un divisor on traurem una tensió proporcional a la d'entrada que serà la següent.

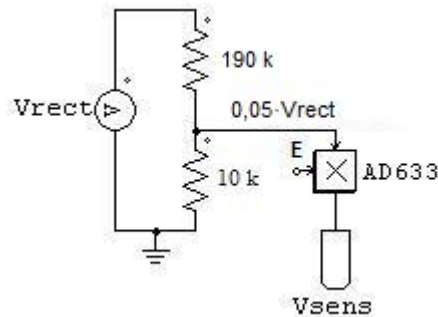


Figura 45. Sensat i guany de la tensió amb alimentació de WHISPER 200.

Com es pot veure a la figura 45 mitjançant el divisor de tensió hem aconseguit una tensió proporcional a la rectificada, encara que hem de multiplicar-la per tal de dur a terme el control correctament, ja que ara tenim:

$$g(x) = 0,25 \cdot i_L - 0,05 \cdot E \cdot V_{RECT} \quad (62)$$

Així doncs si nosaltres ajustem aquesta E entre 0 i 5 V el que estem realitzant és ajustar el guany g entre 0 i 0,1. Això es degut a que el nostre multiplicador, a part de realitzar una multiplicació de les dos entrades desitjades, realitza una divisió per deu al nostre valor.

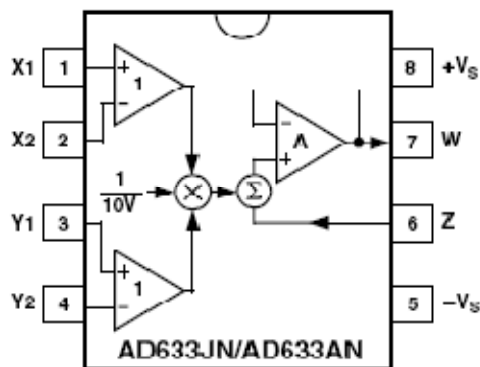


Figura 46. Pins del multiplicador analògic AD633.

L'operació realitzada per el component utilitzat es la següent:

$$w = \frac{(X_1 - X_2) \cdot (Y_1 - Y_2)}{10} + Z \quad (63)$$

De forma que connectant degudament, com es mostra més endavant en els esquemes del circuit tenim en el nostre cas:

$$X_1 = E ; Y_1 = 0,05 \cdot V_{RECT}$$

$$w = \frac{5 \cdot 0,05 \cdot V_{RECT}}{10} = 0,025 \cdot V_{RECT} \quad (64)$$

De forma que tenim el següent:

$$g(x) = 0,25 \cdot i_L - 0,025 \cdot V_{rect} \quad (65)$$

$$g(x) = i_L - 0,1 \cdot V_{RECT} \quad (66)$$

Així doncs observem que ajustant exteriorment aquesta E estarem variant la potència de sortida del convertidor, on introduint una E de 5 V aconseguim obtindre la màxima potència.

3.3.2.2 Sensat de la tensió amb alimentació de pila NEXA.

En aquest cas, com en l'anterior per tal de realitzar el sensat de la tensió tindrem un divisor on traurem una tensió proporcional a la d'entrada que serà la següent.

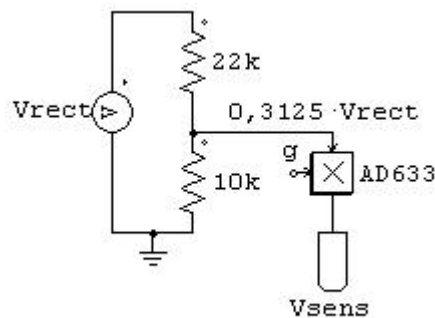


Figura 47. Sensat i guany de la tensió amb alimentació de pila NEXA.

En aquest cas obtenim una mostra de la tensió d'entrada proporcionada per la pila de combustible, de la forma següent:

$$g(x) = 0,25 \cdot i_L - 0,3125 \cdot E \cdot V_{RECT} \quad (67)$$

Així doncs si nosaltres ajustem aquesta E entre 0 i 4 V el que estem realitzant es ajustar el guany g entre 0 i 0,5. Això es degut a que el nostre multiplicador, a part de realitzar una multiplicació de les dos entrades desitjades, realitza una divisió per deu al nostre valor.

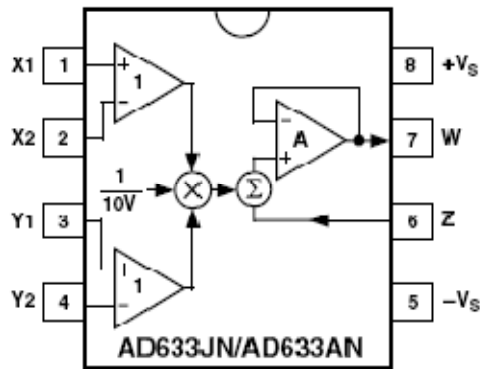


Figura 48. Pins del multiplicador analògic AD633.

L'operació realitzada per el component utilitzat es la següent:

$$w = \frac{(X_1 - X_2) \cdot (Y_1 - Y_2)}{10} + Z \quad (68)$$

De forma que connectant degudament, com es mostra més endavant en els esquemes del circuit tenim en el nostre cas:

$$X_1 = E ; Y_1 = 0,3125 \cdot V_{RECT}$$

$$w = \frac{4 \cdot 0,3125 \cdot V_{RECT}}{10} = 0,125 \cdot V_{RECT} \quad (69)$$

De forma que tenim el següent:

$$g(x) = 0,25 \cdot i_L - 0,125 \cdot V_{RECT} \quad (70)$$

$$g(x) = i_L - 0,5 \cdot V_{RECT} \quad (71)$$

Així doncs observem que ajustant exteriorment aquesta E estarem variant la potència de sortida del convertidor, on introduint una E de 4 V aconseguim obtenir la màxima potència.

3.4 Etapa de control

3.4.1 Llei de control.

Com s'ha explicat a la memòria descriptiva, utilitzarem el control en mode lliscant, què és un control especialment adequat pels sistemes d'estructura variable. Normalment aquests sistemes consisteixen en la commutació entre dos o mes sistemes lineals on cadascun d'aquests sistemes lineals funciona una part del temps. La descripció bilineal proporciona una equació diferencial única que descriu el sistema per tot el temps.

3.4.1.1 Equacions d'estat del convertidor Boost.

Com hem vist anteriorment aquest convertidor funcionant en mode continu (CCM), disposa de dos modes (Fig. 50 i 51)

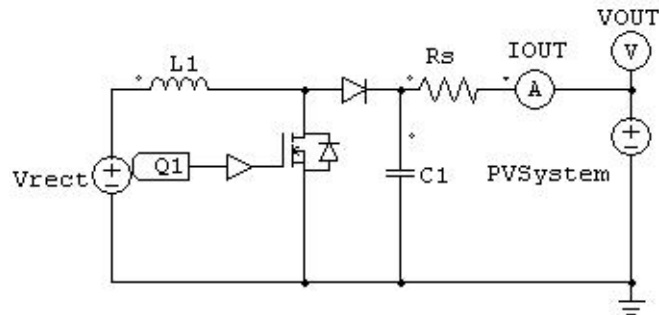
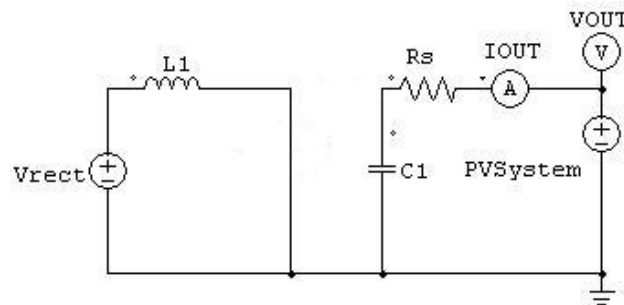


Figura 49. Convertidor Boost.

3.4.1.1.1 Mode ON



$$u = 1 \quad 0 < t \leq T_{ON} \quad (72)$$

Figura 50. Convertidor Boost en el mode ON.

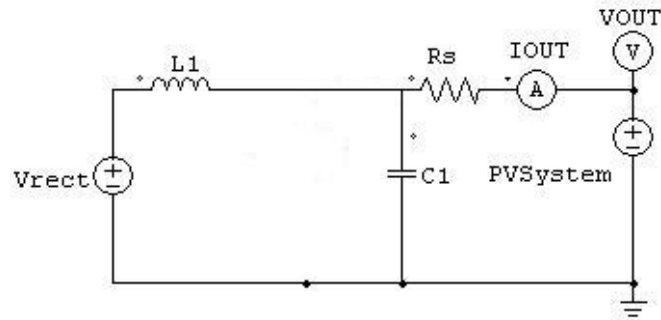
Assumim que V_{po} es la tensió de sortida del convertidor, que de fet és el punt de connexió dels panells amb l'entrada de contínua de l'ondulador. Aquesta tensió apareix a la figura 50 com "PVSystem". De forma similar la tensió V_{rect} de la mateixa figura es diu V_g en les fórmules següents.

$$L \frac{di_L}{dt} = V_g \rightarrow \frac{di_L}{dt} = \frac{V_g}{L} \quad (73)$$

$$C \frac{dv_c}{dt} = -\frac{v_c}{R} + \frac{PV}{R} \rightarrow \frac{dv_c}{dt} = -\frac{v_c}{RC} + \frac{V_{po}}{RC} \quad (74)$$

$$A_1 = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}; \quad B_1 = \begin{bmatrix} \frac{V_g}{L} \\ \frac{V_{po}}{RC} \end{bmatrix} \quad (75)$$

3.4.1.1.2 Mode OFF



$$u = 0 \quad T_{ON} < t \leq T \quad (76)$$

Figura 51. Convertidor Boost en el mode OFF.

$$L \frac{di_L}{dt} = V_g - v_c \rightarrow \frac{di_L}{dt} = \frac{V_g}{L} - \frac{v_c}{L} \quad (77)$$

$$C \frac{dv_c}{dt} = i - \frac{v_c}{R} + \frac{V_{po}}{R} \rightarrow \frac{dv_c}{dt} = \frac{i}{C} - \frac{v_c}{RC} + \frac{V_{po}}{RC} \quad (78)$$

$$A_2 = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}; \quad B_1 = \begin{bmatrix} \frac{V_g}{L} \\ \frac{V_{po}}{RC} \end{bmatrix} \quad (79)$$

3.4.1.2 Sistema equivalent (descripció única) per al convertidor elevador.

Com a resultat de les equacions d'estat anteriors, hem trobat dos expressions, una per al estat de conducció On i una altra per la Off. Volem una descripció única vàlida per tot el cicle.

$$\dot{x} = A_1 x + B_1 \quad \text{per a } u = 1 \quad (80)$$

$$\dot{x} = A_2 x + B_2 \quad \text{per a } u = 0 \quad (81)$$

Compactant tenim:

$$\dot{x} = (A_1 \cdot x + B_1) \cdot u + (A_2 \cdot x + B_2) \cdot (1 - u) \quad (82)$$

$$\dot{x} = [A_1 \cdot u + A_2(1 - u)] \cdot x + B_1 \cdot u + B_2 \cdot (1 - u) \quad (83)$$

Segons aquesta descripció compacta podem podriem pensar en una descripció única per a tot el subinterval, de forma que tindrem:

$$\dot{x} = A_u + B_u \quad (84)$$

$$A_u = A_1 \cdot \langle u \rangle + A_1 \cdot \langle 1 - u \rangle = A_1 \cdot \langle u \rangle + A_2 \cdot \langle u' \rangle \quad (85)$$

$$B_u = B_1 \cdot \langle u \rangle + B_1 \cdot \langle 1 - u \rangle = B_1 \cdot \langle u \rangle + B_2 \cdot \langle u' \rangle \quad (86)$$

$$0 < \langle u \rangle < 1 \quad (87)$$

$$\langle u' \rangle = 1 - \langle u \rangle \quad (88)$$

Per tant, seguint amb el nostre sistema tenim que:

$$A_u = A_1 \cdot \langle u \rangle + A_2 \cdot \langle u' \rangle = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{\langle u' \rangle}{L} \\ \frac{\langle u' \rangle}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad (89)$$

$$B_u = B_1 \cdot \langle u \rangle + B_2 \cdot \langle u' \rangle = \begin{bmatrix} \frac{V_g}{L} \\ \frac{V_{po}}{RC} \end{bmatrix} \quad (90)$$

Per tant podem concloure el nostre sistema equivalent com:

$$\begin{bmatrix} \frac{di}{dt} \\ \frac{dv}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{\langle u' \rangle}{L} \\ \frac{\langle u' \rangle}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i \\ v \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_g}{L} \\ \frac{V_{po}}{RC} \end{bmatrix} \quad (91)$$

3.4.1.3 Model del convertidor en règim estacionari.

Sabent que:

$$\dot{x} = \frac{x(T) - x(0)}{T} = A_u x + B_u \quad (92)$$

Quan arriba al règim estacionari, $x(T)$ es igual a $x(0)$, el que implica que \dot{x} sigui nul.

Per consegüent:

$$\dot{x} = A_{uSS} X_{SS} + B_{uSS} = \Theta \rightarrow X_{SS} = -A_{uSS}^{-1} \cdot B_{uSS} \quad (93)$$

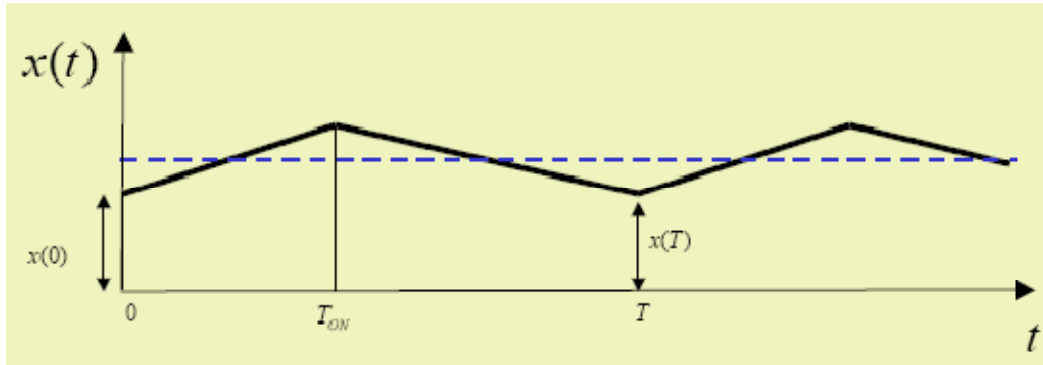


Figura 52. Promediació en règim estacionari.

Seguidament es procedeix al càlcul del vector en estat estacionari tenint en compte l'exposat, per tant:

$$A_u = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{\langle u' \rangle}{L} \\ \frac{\langle u' \rangle}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}; B_u = \begin{bmatrix} \frac{V_g}{L} \\ \frac{V_{po}}{RC} \end{bmatrix} \quad (94)$$

$$\text{En règim estacionari} \rightarrow A_{uss} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{D'}{L} \\ \frac{D'}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix}; B_{uss} = \begin{bmatrix} \frac{V_g}{L} \\ \frac{V_{po}}{RC} \end{bmatrix} \quad (95)$$

On, procedirem per tal d'arribar a A_{uss}^{-1} de la següent forma:

$$A_{uss}^T = \begin{bmatrix} 0 & \frac{D'}{C} \\ -\frac{D'}{L} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \text{ on el determinant de } A_{uss}^T = \frac{D'^2}{LC} \quad (96)$$

$$A_{uss}^{-1} = \frac{1}{|A|} (Adj(A))^T = \frac{LC}{D'^2} \begin{bmatrix} -\frac{1}{RC} & \frac{D'}{L} \\ -\frac{D'}{C} & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{RD'^2} & \frac{C}{D'} \\ -\frac{L}{D'} & 0 \end{bmatrix} \quad (97)$$

Per tant ara ja podem determinar X_{ss} :

$$X_{SS} = \begin{bmatrix} I \\ V \end{bmatrix} - A_{uss}^{-1} \cdot B_{uss} = - \begin{bmatrix} -\frac{L}{RD'^2} & \frac{C}{D'} \\ \frac{L}{D'} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{V_g}{L} \\ \frac{V_{po}}{RC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{V_g}{RD'^2} - \frac{V_{po}}{RD'} \\ -\frac{V_g}{D'} \end{bmatrix} \quad (98)$$

On podem verificar que:

$$I = \frac{V_g}{RD'^2} - \frac{V_{po}}{RD'} = \frac{V}{RD'} - \frac{V_{po}}{RD'} \quad (99)$$

$$V = \frac{V_g}{D'} \approx V_{po} \quad (100)$$

On es verifiquen els resultats obtinguts directament al circuit inicial.

3.4.1.4 Obtenció de la descripció bilineal.

Donades les matrius calculades anteriorment, tenim:

$$A_1 = A_{ON} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad B_1 = B_{ON} = \begin{bmatrix} \frac{V_g}{L} \\ \frac{V_{PO}}{RC} \end{bmatrix} \quad (101)$$

$$A_2 = A_{OFF} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad B_2 = B_{OFF} = \begin{bmatrix} \frac{V_g}{L} \\ \frac{V_{PO}}{RC} \end{bmatrix} \quad (102)$$

$$[\dot{x} = A_{ON} \cdot x + B_{ON}] \cdot u \quad (103)$$

$$[\dot{x} = A_{OFF} \cdot x + B_{OFF}] \cdot (1 - u) \quad (104)$$

Sumant aquestes dos equacions anteriors tenim que:

$$\dot{x}[u + 1 - u] = A_{ON} \cdot x \cdot u + B_{ON} \cdot u + A_{OFF} \cdot x + B_{OFF} - A_{OFF} \cdot x \cdot u - B_{OFF} \cdot u$$

$$\dot{x} = A_{OFF} \cdot x + B_{OFF} + [A_{ON} \cdot x \cdot u + B_{ON} \cdot u - A_{OFF} \cdot x \cdot u - B_{OFF} \cdot u]$$

$$\dot{x} = A_{OFF} \cdot x + B_{OFF} + (A_{ON} - A_{OFF}) \cdot x \cdot u + (B_{ON} - B_{OFF}) \cdot u$$

$$\dot{x} = A_{OFF} \cdot x + B_{OFF} + [(A_{ON} - A_{OFF}) \cdot x + (B_{ON} - B_{OFF})] \cdot u$$

Considerant que $A_{OFF} = A$, $B_{OFF} = \delta$, $A_{ON} - A_{OFF} = B$, $B_{ON} - B_{OFF} = \gamma$

$$\boxed{\dot{x} = A \cdot x + \delta + [B \cdot x + \gamma] \cdot u} \quad (105)$$

A continuació podem veure els valors de les matrius A, B, δ i γ On:

$$A = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \quad (106)$$

$$\delta = \begin{bmatrix} \frac{V_g}{L} \\ V_{PO} \\ RC \end{bmatrix} \quad (107)$$

$$B = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \quad (108)$$

$$\gamma = \begin{bmatrix} \frac{V_g}{L} \\ V_{PO} \\ RC \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{V_g}{L} \\ \frac{V_{PO}}{RC} \end{bmatrix} = 0 \quad (109)$$

3.4.1.5 Superfície de treball del convertidor.

En aquest punt es comprovarà que la superfície de treball escollida per al convertidor elevador Boost es possible i existeix, si es així es podrà implementar sense cap problema.

Com ja s'ha avançat anteriorment aquesta superfície es la següent:

$$s(x) = i_L - g \cdot V_{rect} \approx i_L - K \quad (110)$$

Per tal de que aquesta superfície sigui factible, el primer que s'ha de complir es la **condició de transversalitat**, que diu el següent:

$$\langle \nabla S, BX + \gamma \rangle \neq 0 \quad (111)$$

Si la condició no es complís, la superfície escollida no seria possible. Hi ha tres casos possibles, el primer d'ells es que el producte escalar fos zero, on la superfícies no és possible mai. El segon cas es l'oposat, es a dir, que aquest producte escalar mai sigui zero, aleshores aquesta superfície sempre es possible. L'últim cas es aquell en que el resultat del producte escalar no es zero, però en uns valors concrets si que ho són. En aquest últim cas la condició de transversalitat es compliria condicionalment, per exemple:

$$k_1 x_1 - k_2 x_2 = 0 \quad (112)$$

En aquest cas en concret en el moment en que :

$$k = \frac{x_1}{x_2} \quad (113)$$

aquesta superfície seria zero i no existiria.

Tornant al nostre cas, estudiarem si aquest compleix o no la condició de transversalitat:

$$B \cdot x + \gamma = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_L \\ V_c \end{bmatrix} + 0 = \begin{bmatrix} \frac{V_c}{L} \\ -\frac{I_L}{C} \end{bmatrix} \quad (114)$$

$$S(x) = a \cdot x_1 + b \cdot x_2 + c \cdot x_3 \quad \text{on } \nabla S = (a, b, c) \quad (115)$$

En el nostre cas, degut a que tenim:

$$S(x) = 1 \cdot i_{L1} + K \rightarrow \nabla S = (1, 0) \quad (116)$$

Per tant tenim:

$$\langle \nabla S, B \cdot X + \gamma \rangle = \langle (1, 0), \left(\frac{V_c}{L}, -\frac{I_L}{C} \right) \rangle = 1 \cdot \frac{V_c}{L} + 0 \cdot \left(-\frac{I_L}{C} \right) = \frac{V_c}{L} \neq 0 \quad (117)$$

Com podem veure la condició de transversalitat sempre es compleix en la superfície escollida.

Seguidament el que es realitza es l'estudi del **control equivalent**.

$$u_{eq} = -\frac{\langle \nabla S, A \cdot x + \delta \rangle}{\langle \nabla S, B \cdot x + \gamma \rangle} \quad (118)$$

El control equivalent té una relació directa al cicle de treball del convertidor, dona el valor de la $\langle u \rangle$ que es necessita per a que el convertidor treballi en la superfície desitjada.

Per al correcte funcionament tenim que : $0 < u_{eq} < 1$

$$A \cdot x + \delta = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L \\ v_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{V_g}{L} \\ \frac{V_{po}}{RC} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{v_c}{L} + \frac{V_g}{L} \\ \frac{i_L}{C} - \frac{v_c}{RC} + \frac{V_{po}}{RC} \end{bmatrix} \quad (119)$$

$$\langle \nabla S, A \cdot x + \delta \rangle = (1, 0) \cdot \left(-\frac{v_c}{L} + \frac{V_g}{L}; \frac{i_L}{C} - \frac{v_c}{RC} + \frac{V_{po}}{RC} \right) = -\frac{v_c}{L} + \frac{V_g}{L} \quad (120)$$

$$u_{eq} = -\frac{\langle \nabla S, A \cdot x + \delta \rangle}{\langle \nabla S, B \cdot x + \gamma \rangle} = \frac{-\frac{v_c}{L} + \frac{V_g}{L}}{\frac{v_c}{L}} = \frac{v_c - V_g}{v_c} = 1 - \frac{V_g}{v_c} \quad (121)$$

Com que convertidor realitzat es un convertidor Boost , la tensió de sortida sempre serà mes gran que la tensió d'entrada per tant tenim que : $0 < u_{eq} < 1$

Seguidament comprovarem quin es el domini de lliscament del sistema.

$$0 < u_{eq} < 1 \rightarrow u_{eq} = 1 - \frac{V_g}{v_c} \rightarrow v_c = \frac{V_g}{1 - u_{eq}} \quad (122)$$

Quan

$$u_{eq} = 0 \rightarrow v_c = V_g$$

$$u_{eq} = 1 \rightarrow v_c = \infty$$

Per tant el domini de lliscament es el següent:

$$V_g < v_c < \infty \quad (123)$$

Com era d'esperar al ser un convertidor elevador per tal de que la superfície funcioni correctament, la tensió de sortida ha de ser més gran que la tensió d'entrada. En el cas ideal el domini de lliscament va des de V_g fins a infinit, en canvi en realitat aquest valor infinit mai s'arribarà a complir degut a les pèrdues i les característiques dels components que formen el convertidor.

Seguidament el que calcularem serà la **dinàmica ideal de lliscament**:

$$\begin{cases} \dot{x} = A \cdot x + \delta + (B \cdot x + \gamma) \cdot u_{eq} \\ S(x) = i_L - K = 0 \end{cases} \quad (124)$$

$$\begin{cases} \begin{bmatrix} \dot{i}_L \\ \dot{v}_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{v_c}{L} + \frac{V_g}{L} \\ \frac{i_L}{C} - \frac{v_c}{RC} + \frac{V_{po}}{RC} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{v_c}{L} \\ -\frac{i_L}{C} \end{bmatrix} \cdot \left(1 - \frac{V_g}{v_c}\right) \\ S(x) = i_L - K = 0 \end{cases} \quad (125)$$

$$\begin{cases} i_L = \frac{di_L}{dt} = -\frac{v_c}{L} + \frac{V_g}{L} + \frac{v_c}{L} - \frac{v_c \cdot V_g}{v_c L} = 0 \quad \text{el corrent no te dinàmica} \\ \dot{v}_c = \frac{i_L}{C} - \frac{v_c}{RC} + \frac{V_{po}}{RC} - \frac{i_L}{C} + \frac{i_L \cdot V_g}{C \cdot v_c} \end{cases} \quad (126)$$

$$\dot{v}_c = \frac{V_{po} - v_c}{RC} - \frac{k V_g}{C v_c} \rightarrow \text{equació diferencial no lineal} \quad (127)$$

Hem de linealitzar l'equació anterior per tal de verificar el punt d'equilibri o treball del sistema, que aquest serà quan $\dot{x} = 0 \rightarrow \dot{v}_c = 0$

Per tant:

$$\dot{v}_c = 0 \rightarrow 0 = \frac{V_{po} - v_c^*}{RC} + \frac{K}{C} \cdot \frac{V_g}{v_c^*} \quad (128)$$

$$\frac{K}{C} \cdot \frac{V_g}{v_c^*} = \frac{V_{po} - v_c^*}{RC} \quad (129)$$

$$k \cdot V_g = \frac{V_{po} - v_c^* - v_c^{*2}}{R} \quad (130)$$

$$k \cdot V_g \cdot R = V_{po} - v_c^* - v_c^{*2} \quad (131)$$

$$v_c^* = \frac{V_{po} \pm \sqrt{V_{po}^2 - 4KV_gR}}{2} \rightarrow \text{tensió al punt d'equilibri} \quad (132)$$

$$X^* = \left[K, \frac{V_{po} \pm \sqrt{V_{po}^2 - 4KV_gR}}{2} \right] \rightarrow \text{punt d'equilibri, on } K = g \cdot V_g \quad (133)$$

A continuació, una vegada trobat el punt d'equilibri buscarem quina es la **estabilitat del punt d'equilibri**:

$$\dot{v}_c = 0 \rightarrow 0 = \frac{V_{po} - v_c^*}{RC} + \frac{K}{C} \cdot \frac{V_g}{v_c^*} \rightarrow \text{no lineal, hem de linealitzar l'expressió} \quad (134)$$

$$e_{vc} = v_c - v_c^* \quad (135)$$

$$e_{\dot{v}_c} = \dot{v}_c - \dot{v}_c^* \rightarrow \dot{v}_c^* = 0 \quad (136)$$

$$e_{\dot{v}_c} = \dot{v}_c \quad (137)$$

Aplicant Taylor obtenim que:

$$\dot{v}_c = f(v_c) \approx f(v_c^*) + f'(v_c^*)(v_c - v_c^*) \rightarrow f(v_c^*) = 0 \quad (138)$$

$$\dot{v}_c \approx f'(v_c^*)(v_c - v_c^*) = f'(v_c^*)e_{vc} \quad (139)$$

$$e_{\dot{v}_c} \approx f'(v_c^*)e_{vc} \quad (140)$$

$$f(v_c) = \frac{V_{po} - v_c^*}{RC} + \frac{K}{C} \cdot \frac{V_g}{v_c^*} \rightarrow f'(v_c) = -\frac{1}{RC} - \frac{K}{C} \cdot \frac{V_g}{v_c^2} \quad e_{vc} \approx f'(v_c^*)e_{vc} \quad (141)$$

$$\frac{f'(v_c)}{v_c=v_c^*} = f'(v_c^*) = -\frac{1}{RC} - \frac{K}{C} \cdot \frac{V_g}{\frac{V_{po} \pm \sqrt{V_{po}^2 - 4KV_gR}}{2}} \quad (142)$$

Considerant que R es molt petita, tal com s'ha demostrat en punts anteriors, $V_{po}=V_c$, per tant:

$$f'(v_c^*) = -\frac{1}{RC} - \frac{K}{C} \cdot \frac{V_g}{V_{po}} \quad (143)$$

$$\dot{e}_{vc} = -\left[\frac{1}{RC} + \frac{K}{C} \cdot \frac{V_g}{V_{po}}\right] e_{vc} \quad (144)$$

Per tant , com tenim una equació diferencial lineal, transformant en el domini de Laplace tenim que:

$$s \cdot e_{vc}(s) - e_{vc}(0) = -\left[\frac{1}{RC} + \frac{K}{C} \cdot \frac{V_g}{V_{po}}\right] e_{vc}(s) \quad (145)$$

$$e_{vc}(s) = \left[s + \left(\frac{1}{RC} + \frac{K}{C} \cdot \frac{V_g}{V_{po}} \right) \right]^{-1} e_{vc}(0) \quad (146)$$

$$e_{vc}(s) = \frac{e_{vc}(0)}{s + \left(\frac{1}{RC} + \frac{K}{C} \cdot \frac{V_g}{V_{po}} \right)} \quad (147)$$

$$s = -\left(\frac{1}{RC} + \frac{K}{C} \cdot \frac{V_g}{V_{po}} \right) < 0 \quad (148)$$

Com que tant R com C tindran valor positiu, i V_{po} sempre serà més gran que V_g , podem afirmar que aquest punt d'equilibri serà estable ja que tenim un pol al semiplà esquerra, i com a conseqüència la superfície es possible.

3.4.2 Realització de la superfície.

Després d'haver analitzat la superfície, observem que aquesta es estable per al correcte funcionament del sistema. Aquesta ens donarà una millor resposta. Així dons podem afirmar que la superfície serà la següent.

$$g(x) = i_L - g \cdot V_{RECT} \quad (149)$$

Per tal de realitzar la superfície de control explicada anteriorment, utilitzarem un amplificador operacional LM324 per tal de sensar el corrent com s'ha explicat anteriorment i per realitzar la resta pertinent de forma que realitzarem la següent expressió:

$$g(x) = i_L - g \cdot V_{RECT} \quad (150)$$

Aquesta resta dels dos valors la realitzarem amb el següent circuit (Figura 53):

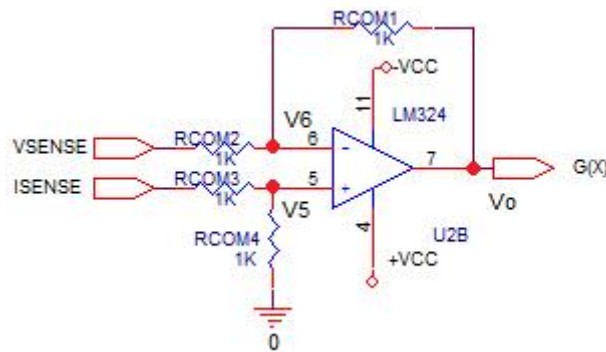


Figura 53. Generació de la superfície a partir de el sensat de corrent i tensió previs.

Analitzant el circuit de la figura 53 tenim que:

$$V_5 = i_{SENSE} \frac{R_{COM4}}{R_{COM4} + R_{COM3}} \text{ com que } R_{COM4} = R_{COM3} \text{ tenim que } V_5 = \frac{i_{SENSE}}{2} \quad (151)$$

$$\frac{V_{SENSE} - V_6}{R_{COM2}} = \frac{V_6 - V_0}{R_{COM1}} \text{ com que } R_{COM2} = R_{COM1} \text{ tenim que } V_{SENSE} - V_6 = V_6 - V_0 \quad (152)$$

$$V_6 = V_5 \rightarrow V_{SENSE} - \frac{i_{SENSE}}{2} = \frac{i_{SENSE}}{2} - V_0 \quad (153)$$

$$V_0 = i_{SENSE} - V_{SENSE} \quad (154)$$

Així doncs quan a l'entrada hi connectem l'aerogenerador WHISPER 200, considerant que la senyal de i_{SENSE} serà de $0,25 \cdot I_L$ i la senyal de V_{SENSE} serà de $0,05 \cdot V_{rect}$ finalment tindrem que la nostra superfície serà:

$$V_0 = g(x) = i_L - 0,1 \cdot V_{RECT} \text{ Aerogenerador WHISPER 200} \quad (155)$$

Per altra banda, quan a l'entrada tinguem la pila de combustible NEXA, l'entrada de i_{SENSE} serà de $0,25 \cdot I_L$ i la senyal de V_{SENSE} serà de $0,125 \cdot V_{rect}$ finalment tindrem que la nostra superfície serà:

$$V_0 = g(x) = i_L - 0,5 \cdot V_{RECT} \text{ Pila de combustible NEXA} \quad (156)$$

3.4.3 Comparador amb histèresi.

El comparador amb histèresi el construïrem amb dos comparadors i una bàscula J-K fent-la funcionar com una bàscula SET-RESET.

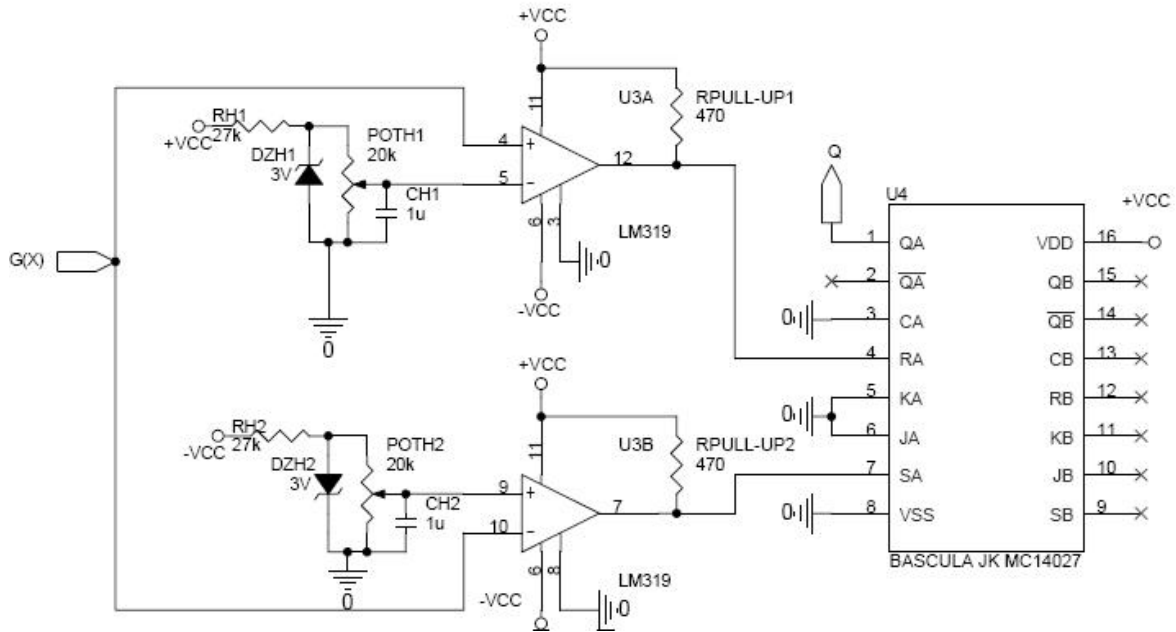


Figura 54. Generació de la finestra d'histèresi.

4. SIMULACIONES.

4.1 Introducció.

En aquest capítol revisarem les simulacions del sistema, on podrem veure el comportament del futur prototipus en la totalitat dels casos possibles.

4.2 Simulació del sistema amb càrrega resistiva amb alimentació mitjançant un transformador.

Com ja s'ha comentat en aquest primer apartat es simularà el funcionament del convertidor elevador Boost per tal d'alimentar una càrrega resistiva com són tres bombetes que entreguen 100 W cadascuna quan tenen una alimentació a 220 V. Aquestes bombetes estan alimentades amb un transformador que ens dona aproximadament un 15 V de pic d'alterna a 50 Hz i el seu circuit es el de la figura 55.

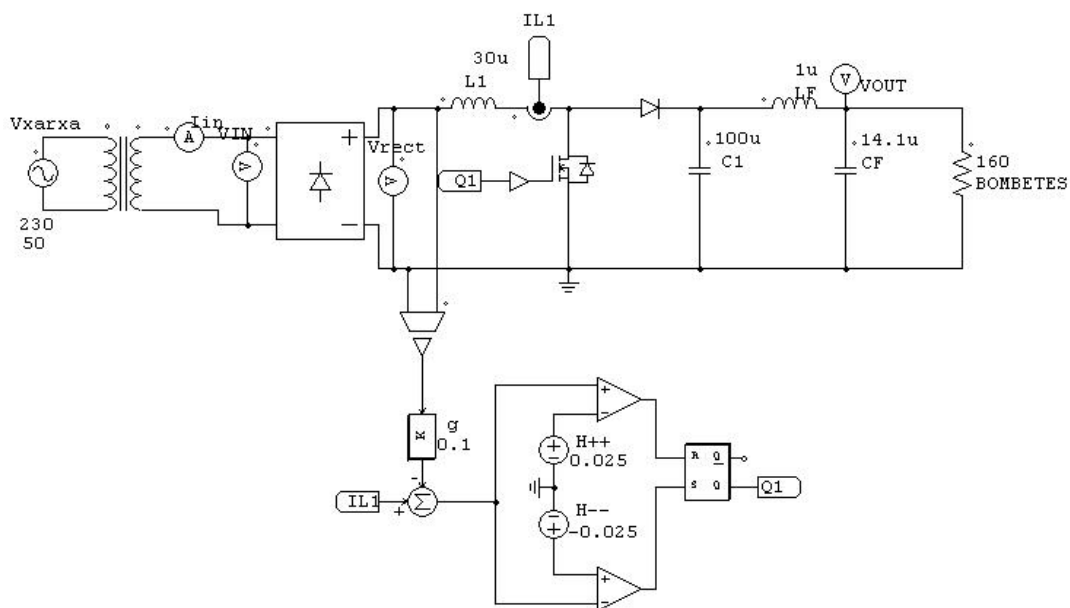


Figura 55. Convertidor elevador Boost amb càrrega resistiva.

Per calcular la resistència de les bombetes hem tingut en compte la seva potència i tensió d'alimentació proporcionades per el fabricant.

$$P = \frac{V^2}{R} \rightarrow R = \frac{V^2}{P} = \frac{220^2}{300} \approx 160 \Omega \quad (157)$$

4.2.1 Resposta del sistema.

Observarem quina es la forma de la tensió rectificadada d'entrada i la corrent d'entrada sense rectificar.

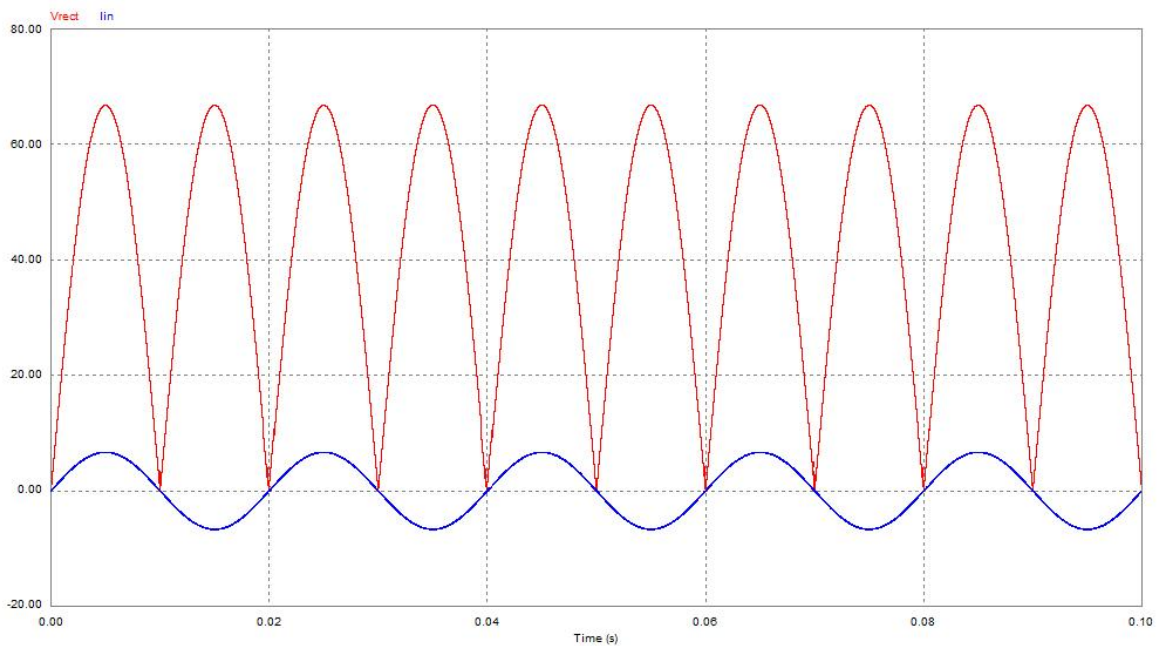


Figura 56. Tensió rectificadora i corrent d'entrada.

A la figura 56 observem com es la tensió rectificadora d'entrada al convertidor, aquesta té un valor de 47,7 Vrms tal com esperàvem. També podem observar com es el corrent d'entrada, on hem corregit el factor de potència, aquest té un valor en rms de 4,6 A.

Considerant els valors anteriors arribem a la conclusió que tenim una potència d'entrada de 219,42 W.

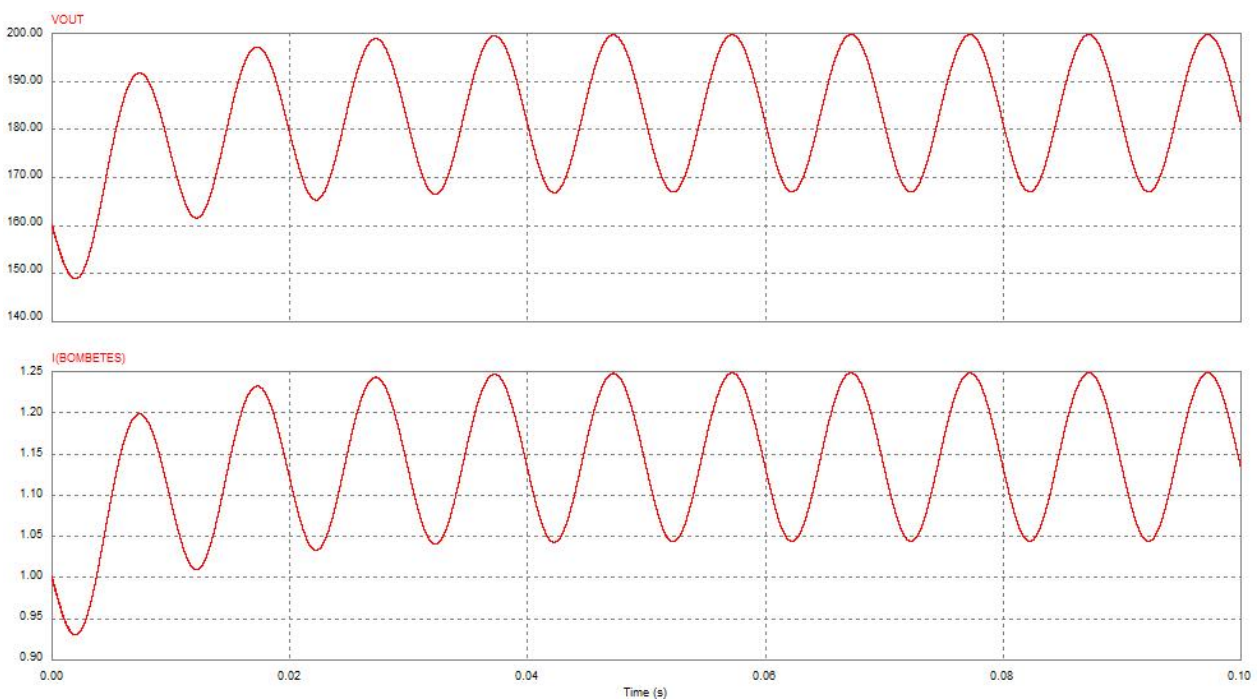


Figura 57. Tensió de sortida i corrent de sortida.

En la figura 57 observem quina es la tensió i el corrent de sortida del convertidor. Aquests tenen un valor de 1,11 A i 180 V per tant arribem a la conclusió de que les bombetes ens estan entregant una potència entorn dels 200,00 W.

Com s'ha comentat anteriorment les tres bombetes entregarien 300 W si fossin alimentades a 220 V, per tant ara comprovarem si aquests resultats són correctes.

En realitat al alimentar les bombetes a 182 V, li estem entregant un $182V/220V = 83\%$ de la tensió d'alimentació, per tant tenim que la potència que entreguen les bombetes amb una alimentació de 182 V es :

$$0,82^2 \cdot 300 \text{ W} = 202 \text{ W} \quad (158)$$

Degut a les pèrdues introduïdes al llarg del circuit, i la utilització de components no ideals en la simulació per tal de simular el circuit el més real possible, podem veure que la potència de la simulació no es realment tota la calculada teòricament.

Considerant els càlculs anteriors podem extreure quin serà el rendiment del convertidor realitzat.

$$\eta = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} = \frac{200,00 \text{ W}}{202,00 \text{ W}} = 0,99 \rightarrow 99\% \quad (159)$$

Aquest rendiment es molt elevat ja que es tracta de una simulació.

4.3 Simulació del sistema amb aerogenerador WHISPER 200.

Per tal d'observar el sistema treballant en condicions normals amb una càrrega amb l'aerogenerador WHISPER 200, utilitzarem el següent model del PSIM, on simularem el sistema per les tres fases del aerogenerador connectades a un ondulador.

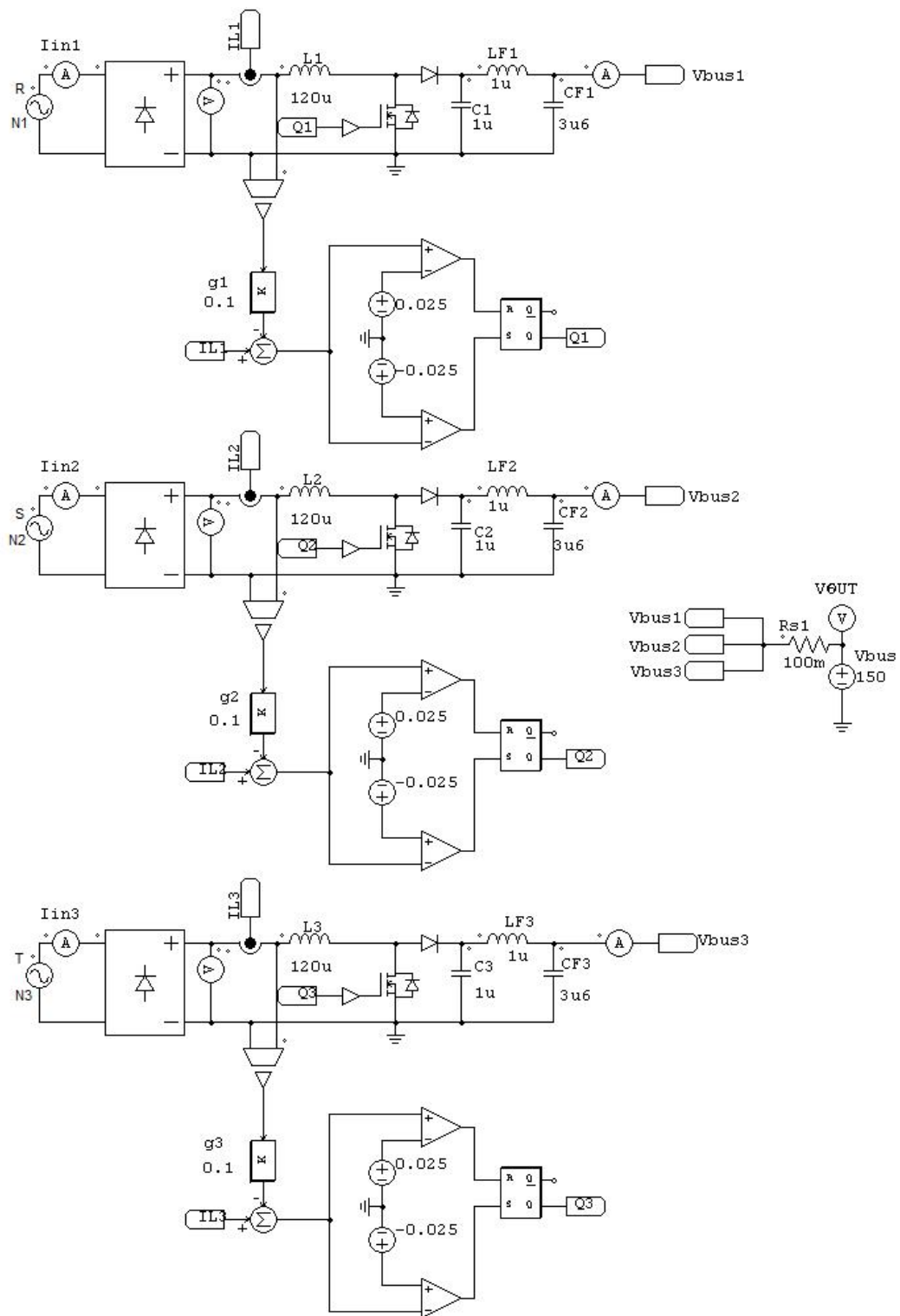


Figura 58. Circuit dels convertidors Boost amb alimentació de l'aerogenerador i connexió als onduladors.

4.3.1 Resposta del sistema.

En la figura 59 podem veure quines són les característiques d'entrada del convertidor, treballant en les condicions màximes del aerogeneradors.

S'han considerat unes condicions de treball màximes. Així doncs es simula el sistema que treballant a 62,5 rpm el WHISPER 200 està entregant 60 Vrms . Aquest cas, però ens donarà una idea de com poden funcionar els convertidors en situacions límit.

També ens servirà per saber quin serà per comprovar que el valor de conductància g es el correcte.

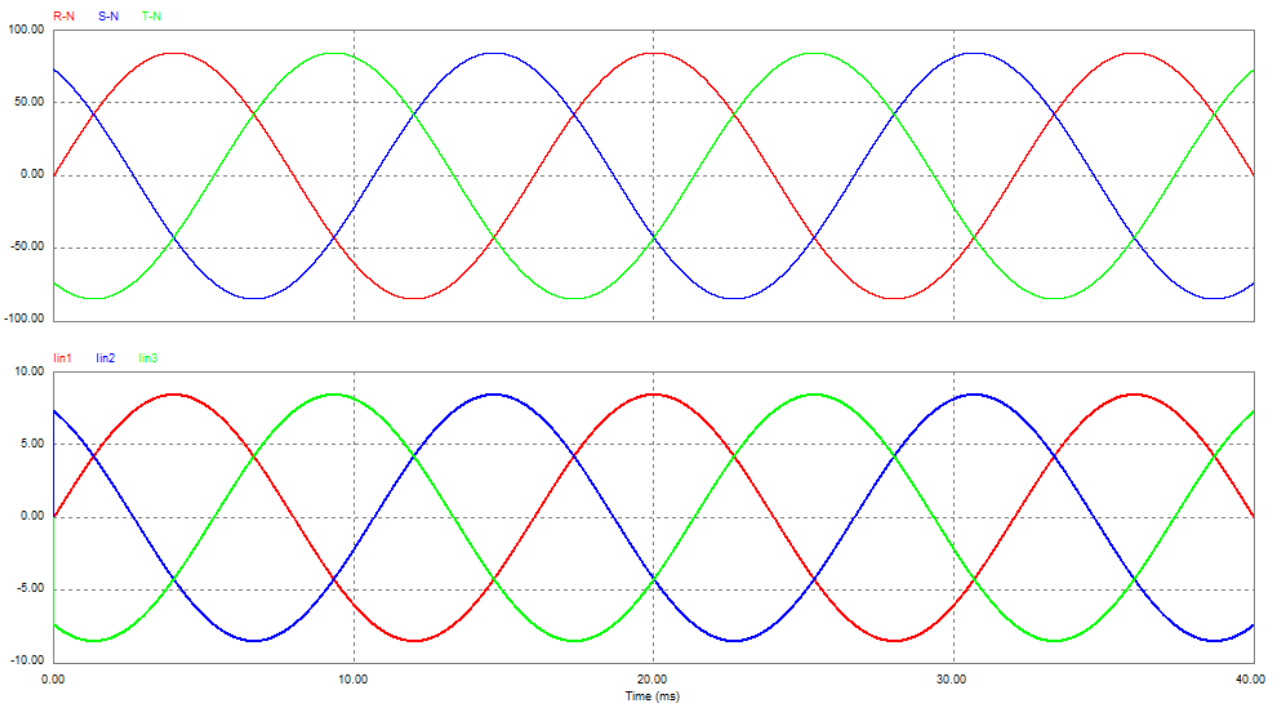


Figura 59. Tensió i Corrent d'entrada del aerogenerador.

Es pot observar les tres fases estan desfasades 120° cadascuna, formant un sistema trifàsic convencional. A més les corrents d'entrada tenen un rissat degut a la correcció del factor de potència d'entrada del sistema.

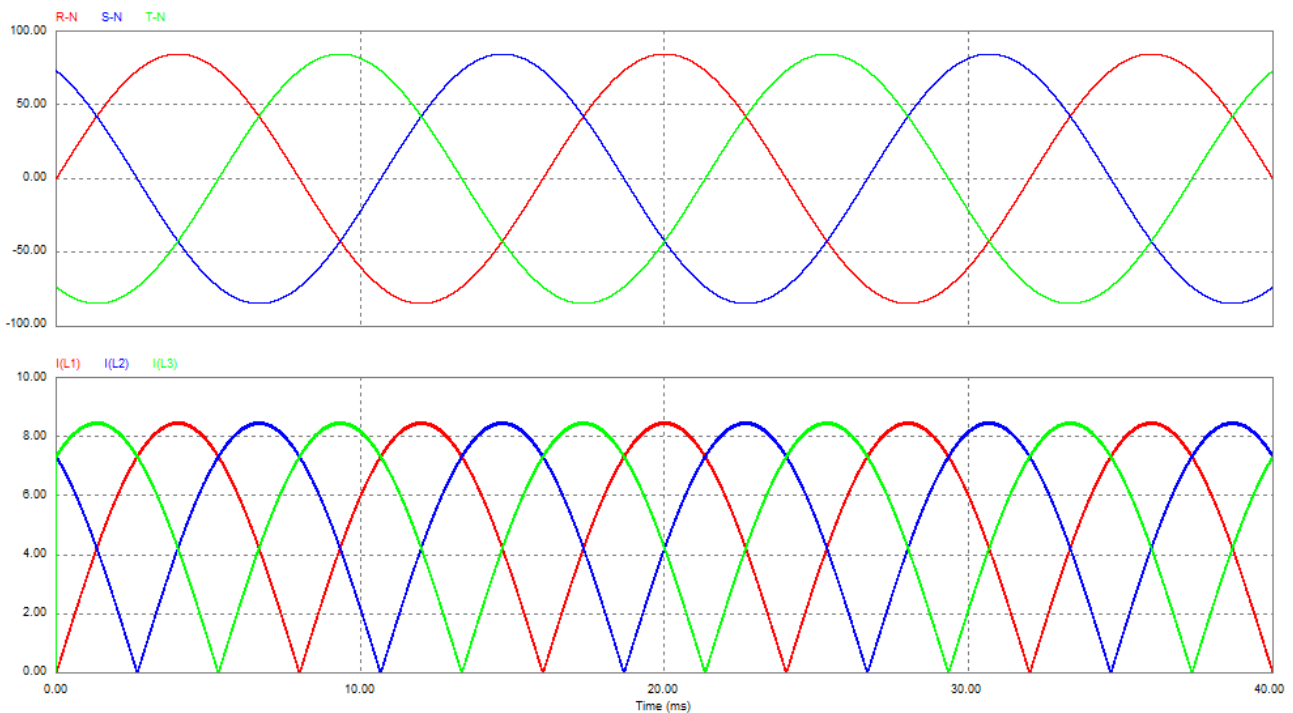


Figura 60. Corrent de la bobina i corrent d'entrada.

A la figura 69 podem veure quin es el corrent que circula per la bobina, com era d'esperar aquest corrent segueix la forma de la tensió rectificada. Com podem comprovar la llei de control està funcionant correctament ja que tenim els valors de corrent i tensió esperats:

$$V_{rect_{rms}} = \frac{84,8}{\sqrt{2}} = 60 \text{ Vrms} \quad (160)$$

$$g(x) = i_L - g \cdot V_{rect} \rightarrow i_L = g \cdot V_{rect} = 0,1 \cdot 60 = 6 \text{ A} = i_L \quad (161)$$

$$i_{L_{PIC}} = 6 \cdot \sqrt{2} = 8,48 \text{ A} \quad (162)$$

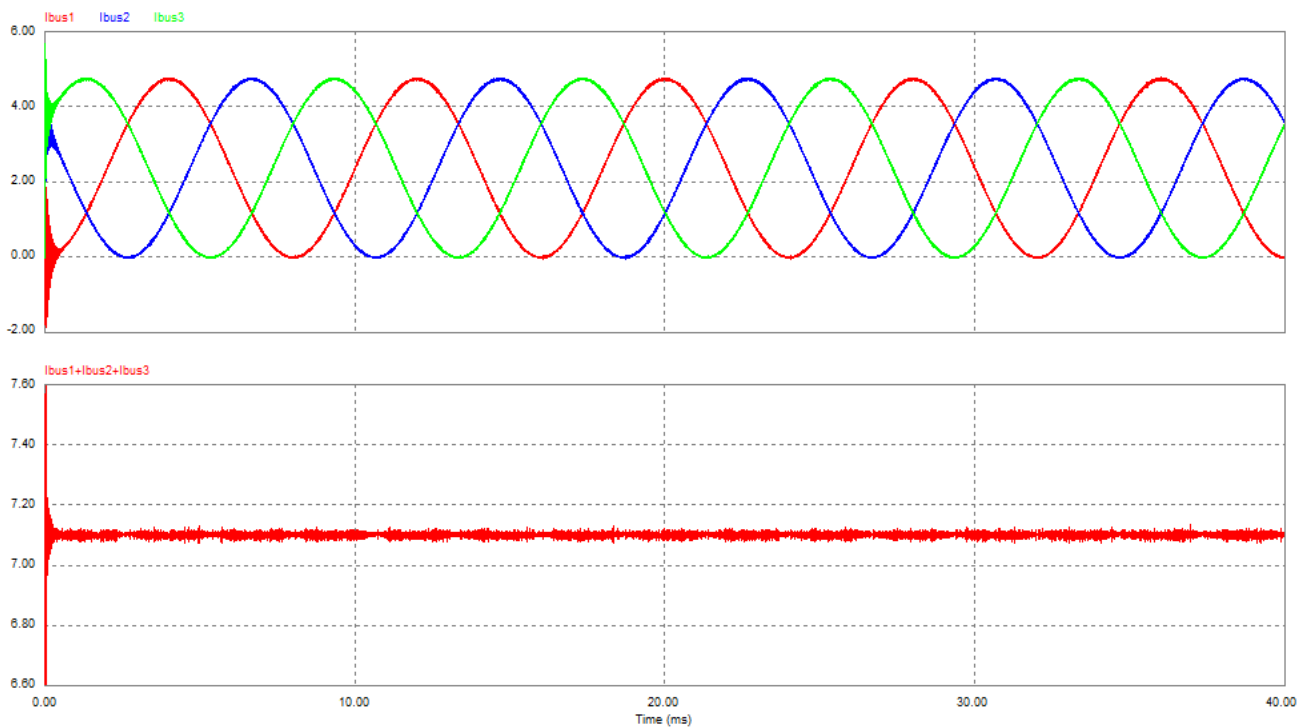


Figura 61. Corrents de sortida independents i corrents sumades.

Podem observar en la figura 61 com són els tres corrents de cadascun dels convertidors, com era d'esperar sinusoidals i desfasats 120° . Aquests sumats ens generen un corrent pla de valor igual a la suma d'elles, efecte que ens fa funcionar els onduladors de forma correcta.

Podem dir que la potència a la sortida teòrica dels convertidor serà, per tant :

$$P_{out} = V_{out} \cdot I_{out} = 7,1 \cdot 150 = 1065 \text{ W} \quad (163)$$

A més a més podem comprovar quin serà el rendiment teòric de cadascun dels convertidors en aquest cas tenint en compte la potència d'entrada.

$$P_{in} = V_{in} \cdot I_L = 60 \cdot 6 = 360 \text{ W} \quad (164)$$

Per tant la potència total es de $360 \cdot 3 = 1080 \text{ W}$

A més podem concloure que el rendiment teòric es de:

$$\eta = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} = \frac{1065}{1080} = 0,98 \rightarrow 98\% \quad (165)$$

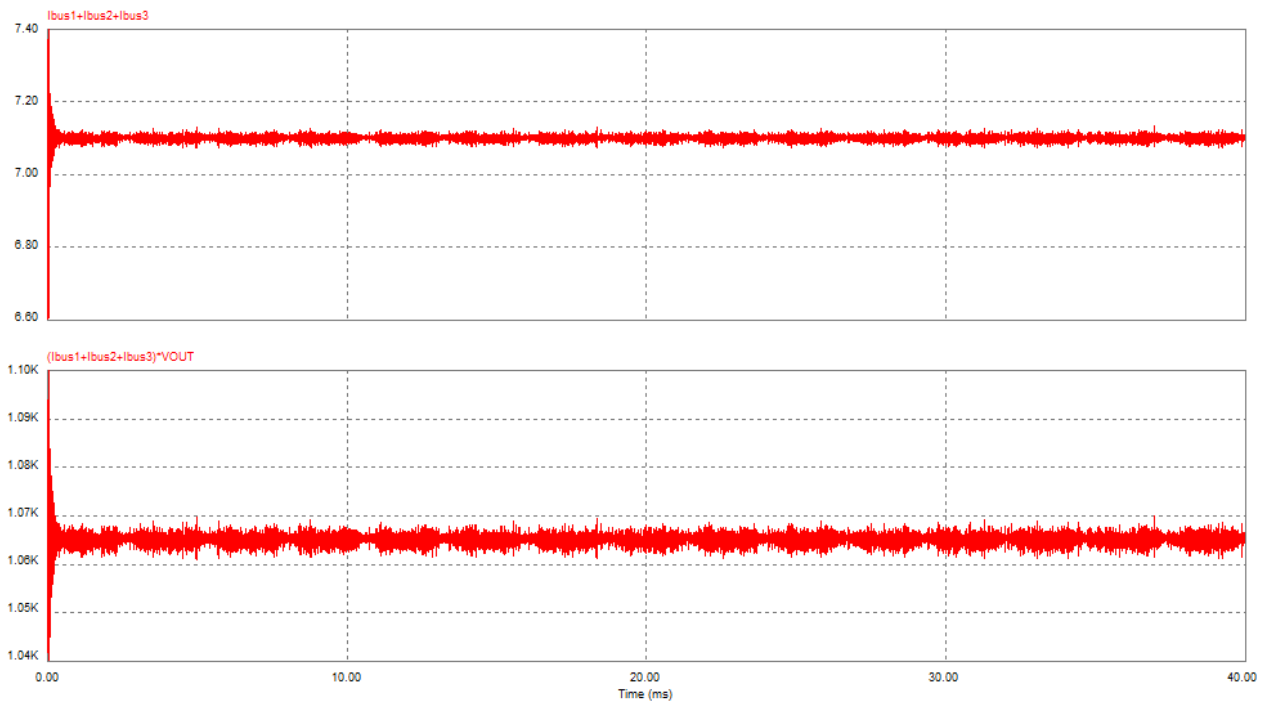


Figura 62. Potència de sortida total i corrent total dels convertidors.

Com es pot veure a la figura 62, la potència de la simulació es l'esperada en els càlculs teòrics. Així doncs es pot afirmar que necessitarem una conductància $g=0,1$ per tal de extreure aproximadament 1 kW de l'aerogenerador per injectar-lo a la xarxa elèctrica.

Com a conclusió podem dir que aquest rendiment a la pràctica no es molt probable d'aconseguir ja que els elements tenen diferents pèrdues que ens faran tindre un rendiment més baix.

4.3.2 *Transitoris de càrrega.*

En aquesta simulació introduïrem un transitori a la càrrega de sortida, simulant que a les plaques solars deixen de donar tensió en alguns moments puntuals. Aquests transitoris en la realitat els podem atribuir a núvols que impedeixen arribar la llum solar plenament al les plaques, encara que mai arribaran a ser tan pronunciats com en la simulació ens donaran una visió del correcte funcionament del sistema.

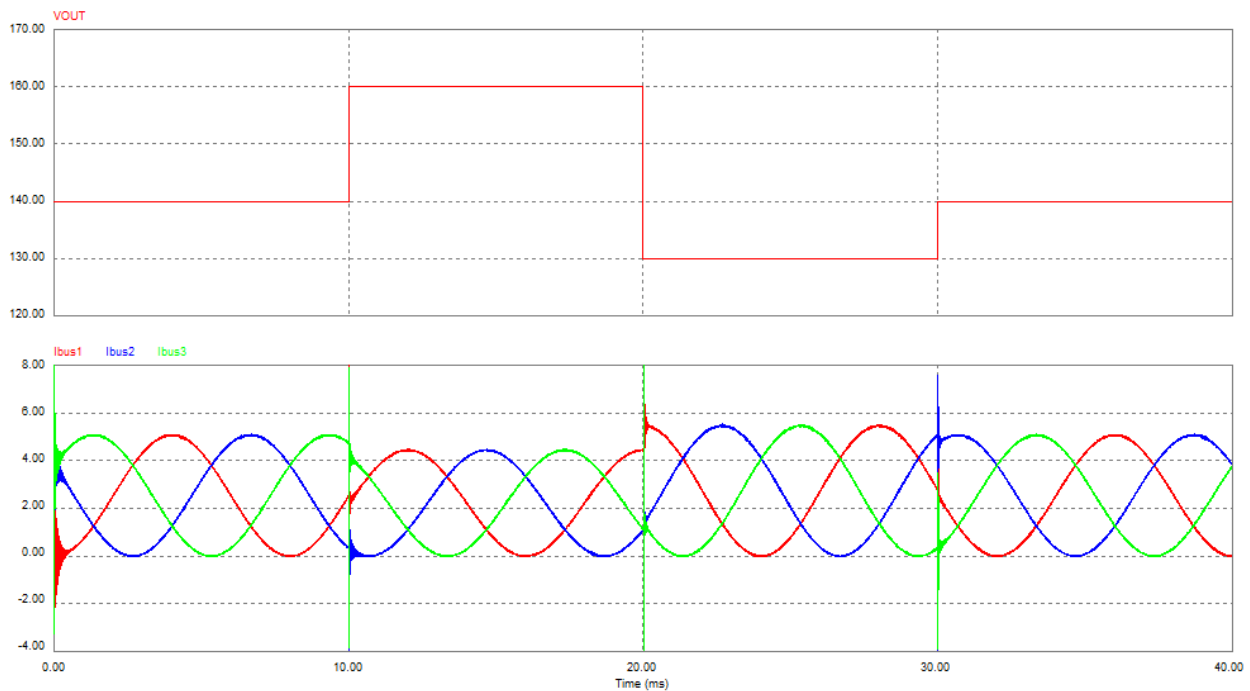


Figura 63. Variacions de tensió de les plaques solars, i corrents de sortida.

Podem veure a la figura 63 com al disminuir o bé augmentar la tensió de sortida de les plaques solars, el corrent de sortida augmenta o disminueix respectivament per tal d'injectar als ondulators la mateixa potència en tots els casos, independentment de l'energia solar disponible en aquell instant de temps.

En aquest cas hem augmentat la tensió de les plaques de 140 V a 160V, on observem que el corrent de sortida disminueix com havíem previst per mantenir la potència de la sortida constant. El mateix succeeix al disminuir aquesta tensió a 130 V, el corrent augmenta per seguir equilibrant el sistema. Finalment al tornar la tensió al seu valor inicial de 140 V observem que el corrent torna a disminuir per entregar la potència idèntica a la càrrega.

Podem observar en els moments dels esglaons de tensió, uns pics positius de corrent en el moment de baixada de tensió. Aquest efecte es degut a que en un instant de temps la derivada d'aquesta tensió és 0 per tant el nostre sistema intenta injectar un corrent infinit per tal d'equilibrar la potència del sistema. Aquest efecte en la pràctica no es veurà, ja que la tensió de sortida no variarà en forma d'esglaó ja que els ondulators disposen d'uns condensadors de gran capacitat que per el seu funcionament no ens deixen variar de cop aquesta tensió, per el que aquesta variació es produirà en forma de rampa.

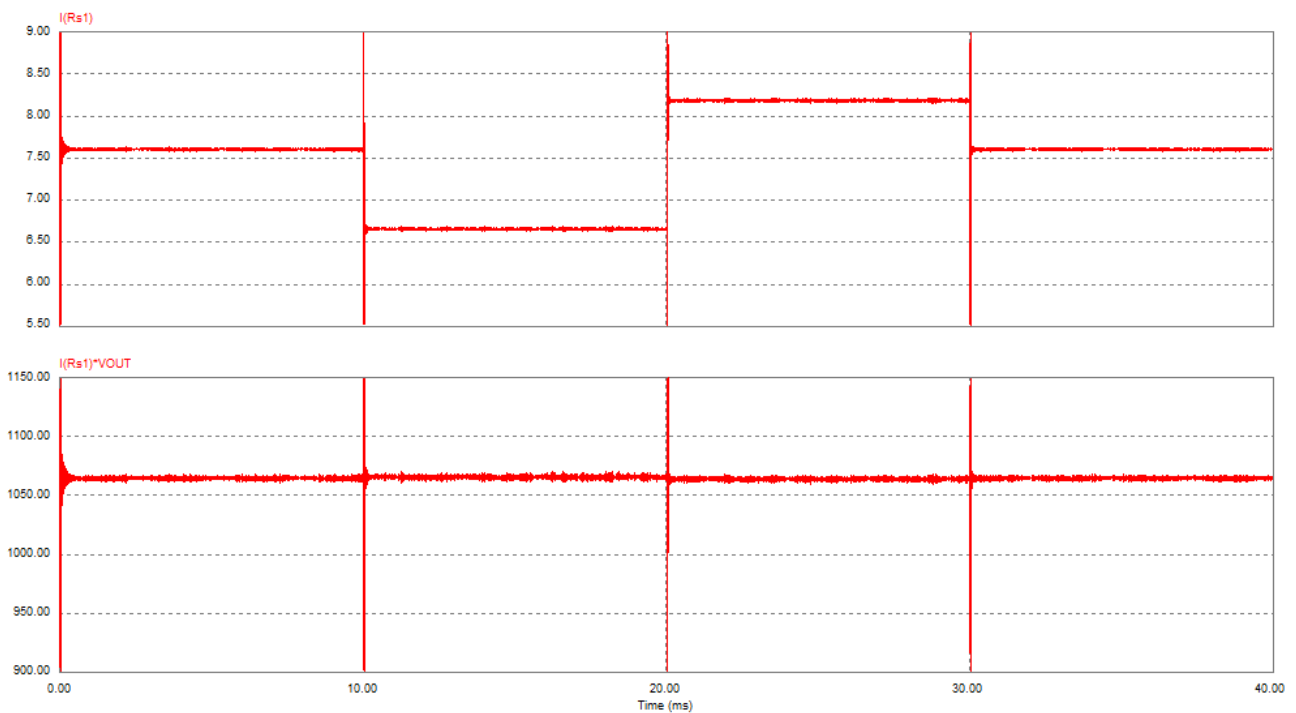


Figura 64. Variacions de corrent dels convertidors i potència entregada.

Com podem veure en la figura 64, la suma de les corrents es pla, i augmenta o disminueix en funció de la tensió de sortida, per arribar a entregar sempre la mateixa potència a la càrrega.

Arribem a la conclusió de que els convertidors, amb la superfície de control escollida tenen el comportament esperat, el de font de potència. Així doncs com ens mostres les simulacions, el sistema entregarà a la seva sortida, 1050 W com es mostra a la figura 73, independentment de la tensió generada per les plaques solars.

4.3.3 *Transitoris de línia*

En aquest apartat es procedeix a simular el comportament de una de les fases del aerogenerador, des de el moment en que comença a girar, fins el moment en que arriba a la seva velocitat màxima, per comprovar quin es el comportament dels convertidors.

En aquesta simulació s'ha considerat un punt de treball diferent que l'anterior, en el qual l'aerogenerador comença a girar des de que està parat fins quan arriba a 62,5 rpm on entrega uns 60 Vrms. D'aquesta forma podrem veure com el convertidor funcionarà de forma correcta on variant la conductància, obtindrem uns 350 W de un sol convertidor.

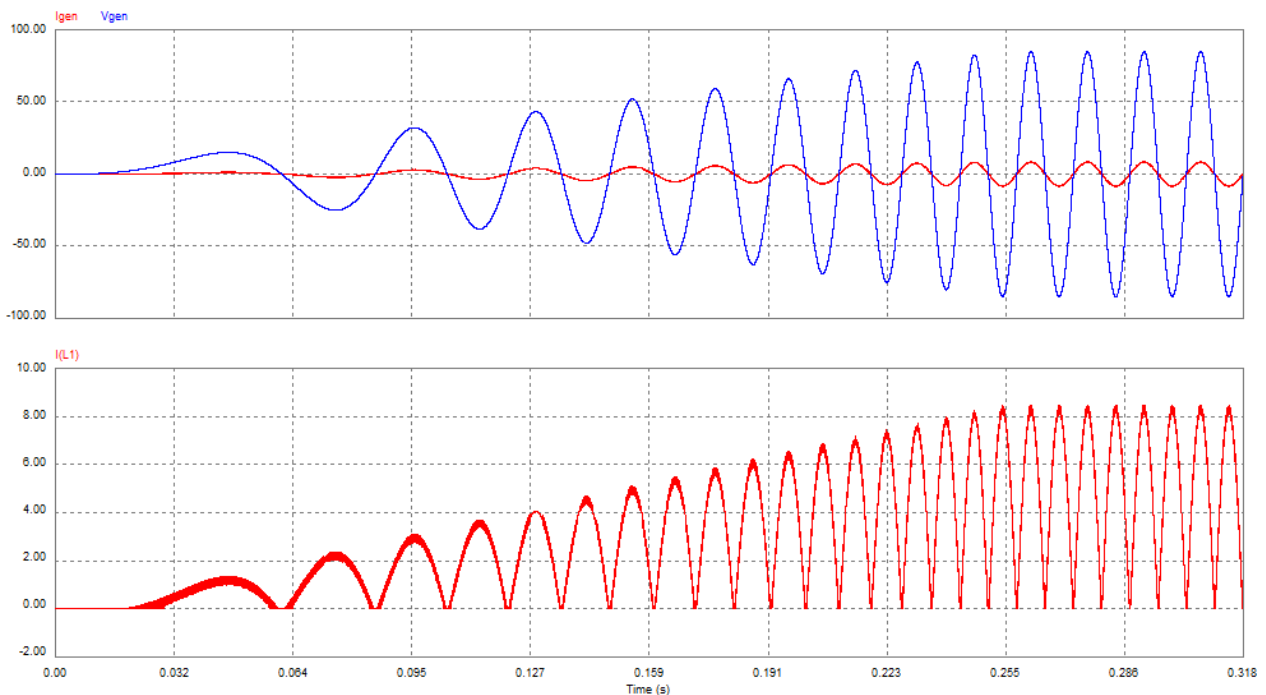


Figura 65. Tensió i corrent proporcionada per el aerogenerador WHISPER 200, i corrent de l'inductor.

A la figura 65 podem veure com augmenta la velocitat del aerogenerador, fins arribar a la velocitat màxima on ens entrega els 60Vrms. Observem com el corrent que entrega té un rissat, que es degut a la correcció del factor de potència introduït per el convertidor Boost. Podem veure a més a més que el corrent del inductor va seguint la forma d'ona de la tensió rectificadora, per tant funciona correctament a la part d'entrada.

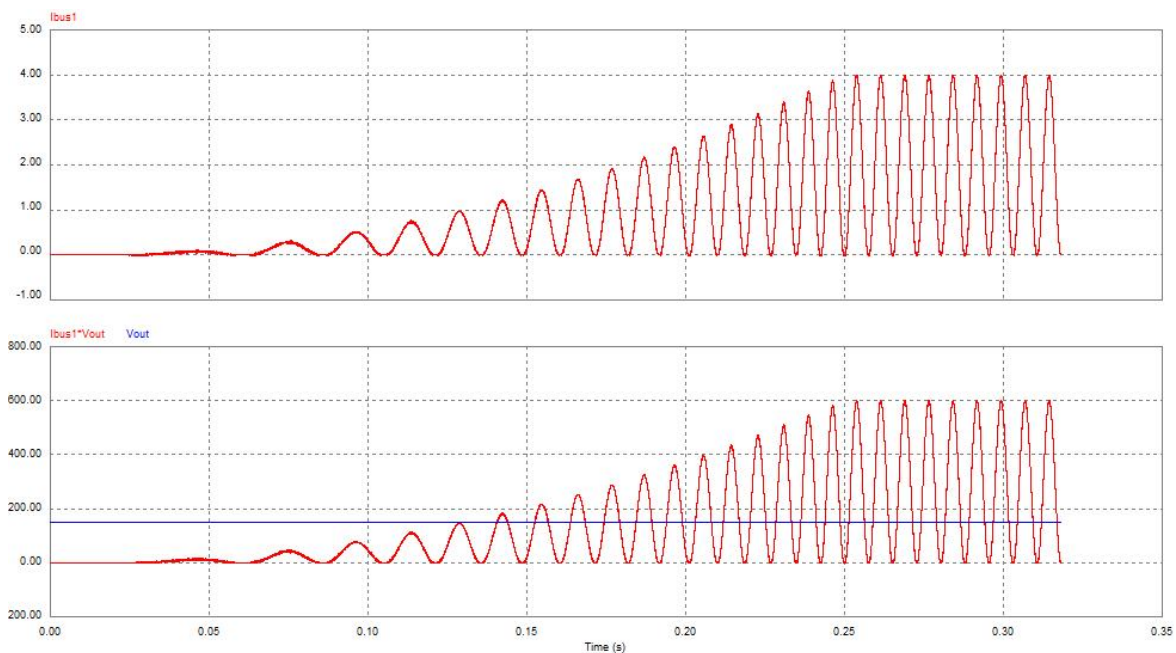


Figura 66. Corrent i potència de sortida.

Es pot apreciar ara a la figura 66 com ajustant la conductància en aquest cas a 0.1 arribem a obtenir una potència a la sortida de 356 W aproximadament. Això ens indica que el convertidor treballa de forma correcta, quan tenim transitoris de línia, i que a més a més podem ajustar la potència màxima del convertidor en funció de la tensió de subministrament del mateix.

4.4 Simulació del sistema amb la pila de combustible BALLARD NEXA.

Per simular el sistema alimentat amb la pila de combustible Ballard NEXA, utilitzem el següent model PSIM, on apareix la pila connectada a als tres convertidors Boost, mitjançant la simulació de la font real i el filtre de protecció de la pila de combustible. Posteriorment, a diferència de l'aerogenerador, connectem cadascun dels convertidors a un ondulador. En aquest cas els onduladors treballaran de forma correcta ja que com s'ha vist fins ara la tensió i corrent de la pila es plana.

La simulació del sistema s'ha realitzat tenint en compte que cadascun dels onduladors ens està donant una tensió diferent, així doncs podrem comprovar com el nostre sistema es regula i entrega per separat la mateixa potència, independentment de la tensió proporcionada per els panells solars.

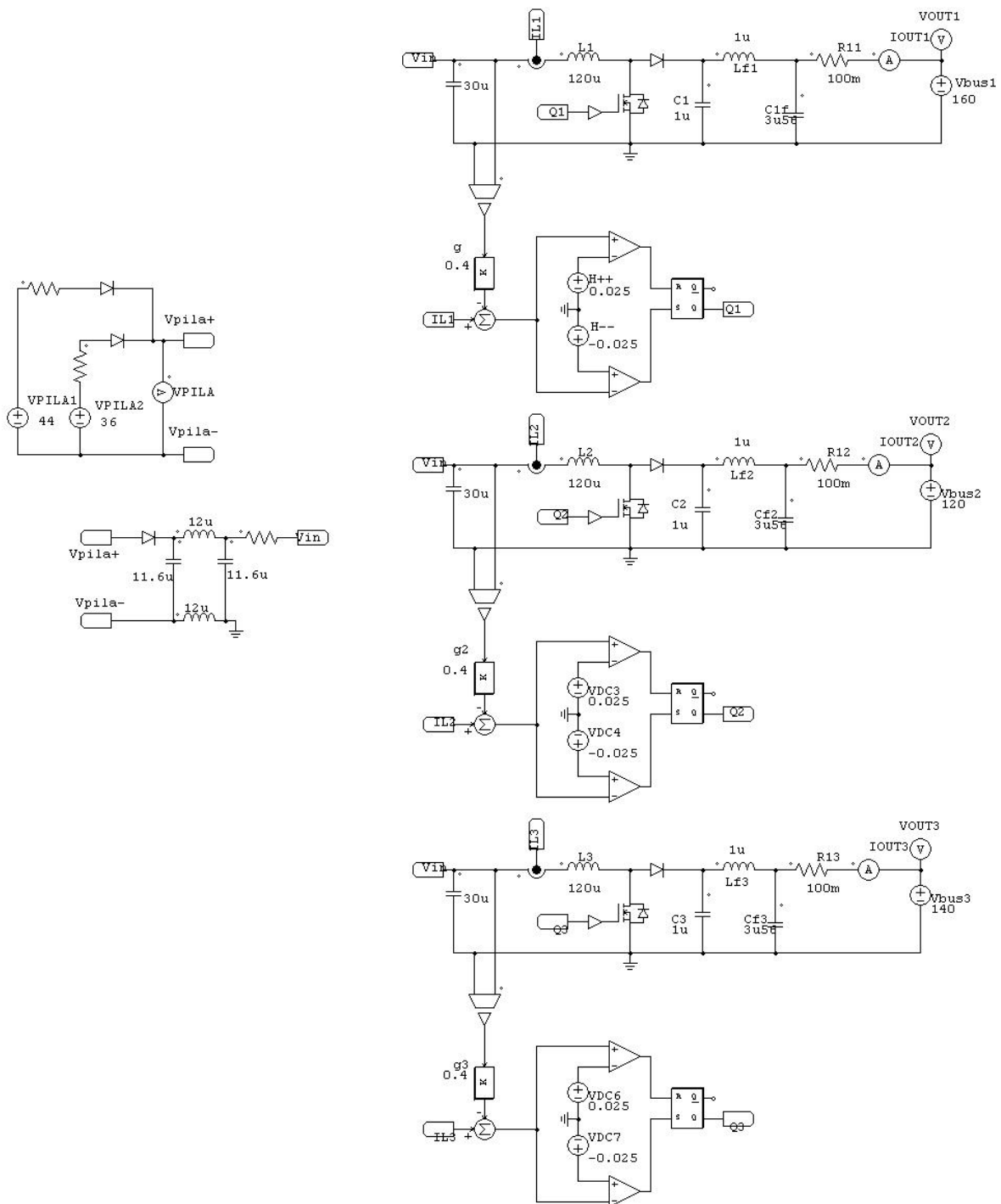


Figura 67. Circuit de planta dels convertidors Boost amb alimentació de la pila de combustible.

4.4.1 Resposta del sistema

Podem observar en la figura 68, quina es la resposta del nostre sistema a la màxima potència entregada per la pila. Simulant la gràfica real de la pila de combustible Ballard Nexa obtenim una tensió a plena càrrega de 30 V. Com que aquesta tensió és més gran que la esperada inicialment, per arribar a entregar la màxima potència, es a dir, per entregar

entre tots tres convertidors 1 kW a la xarxa elèctrica, haurem d'ajustar la conductància a un valor més baix per arribar a entregar la potència esperada.

S'ha tingut en compte a més a més que el filtre de protecció conté un díode que té una caiguda de tensió, per tant tota la tensió subministrada per la pila no es la que arriba als convertidors i també s'ha tingut en compte la caiguda de tensió que pot arribar a caure degut als cables de connexió entre la pila i el filtre.

Segons el fabricant de la pila, aquesta disposa de una bomba d'aire que consumeix una potència que extreu d'ella mateixa, per tant es potència que també deixa d'entregar a la càrrega. Aquesta dada l'haurem de tenir en compte alhora de comprovar els resultats experimentals.

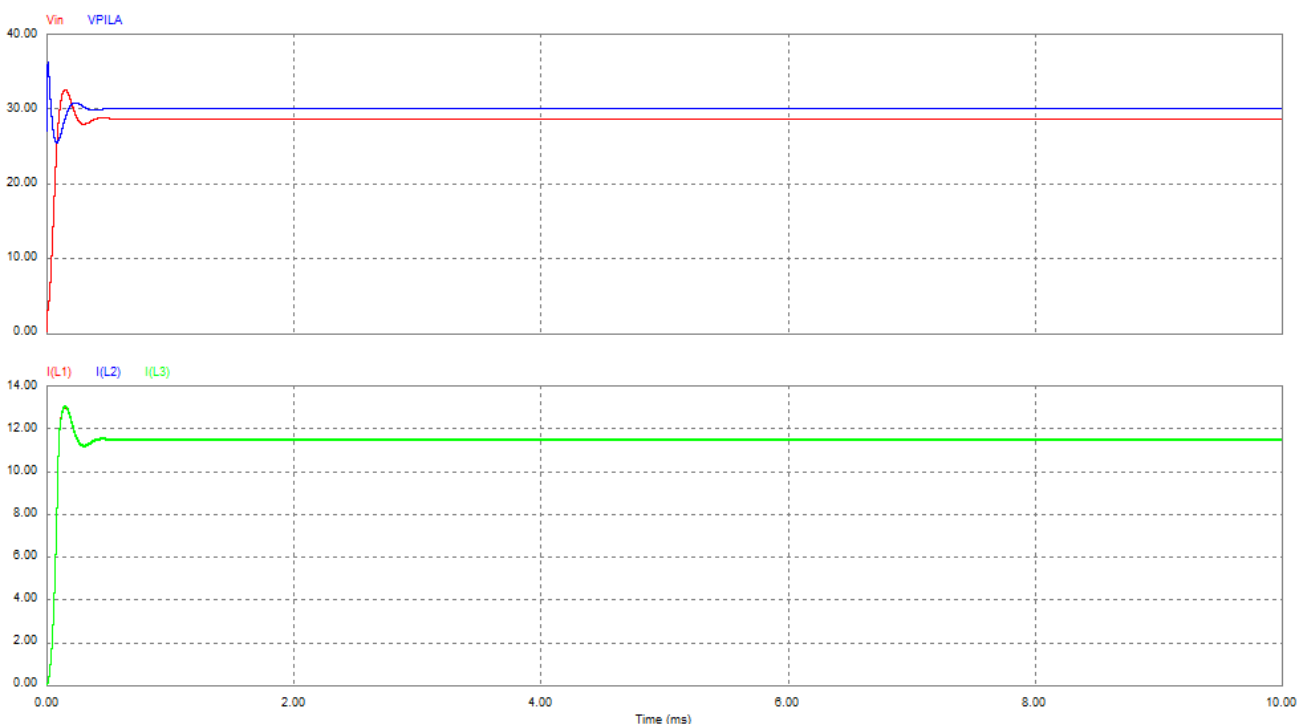


Figura 68. Tensió de la pila de combustible i corrents dels inductors dels convertidors.

Com era d'esperar hem obtinguts a la figura 68 els següents resultats: la tensió de subministrament a plena càrrega de la pila de combustible es de 30 V mentre que la tensió de subministrament d'entrada dels convertidors es 28,7 V degut a la caiguda de tensió dels díodes del filtre i les resistències del conductor. El corrent de tots els inductors es de 11,48 A. Podem comprovar com en el cas de la Ballard Nexa que s'està complint en tot moment amb la llei de control ja que tenim el següent:

$$V_{in} = 28,70 \text{ V}$$

$$g(x) = i_L - g \cdot V_{pila} \rightarrow i_L = g \cdot V_{pila} = 0,4 \cdot 28,70 = \mathbf{11,48 \text{ A}} = i_L \quad (166)$$

Podem deduir, per tant, a partir de la simulació quina serà la potència real entregada per la pila de combustible Ballard NEXA, tenint en compte que el corrent entregat per ella es la suma de les tres corrents dels inductors de cadascun dels convertidors.

$$P_{in} = V_{pila} \cdot (I_{L1} + I_{L2} + I_{L3}) = 30 \cdot 34,44 = 1033,2 \text{ W} \quad (167)$$

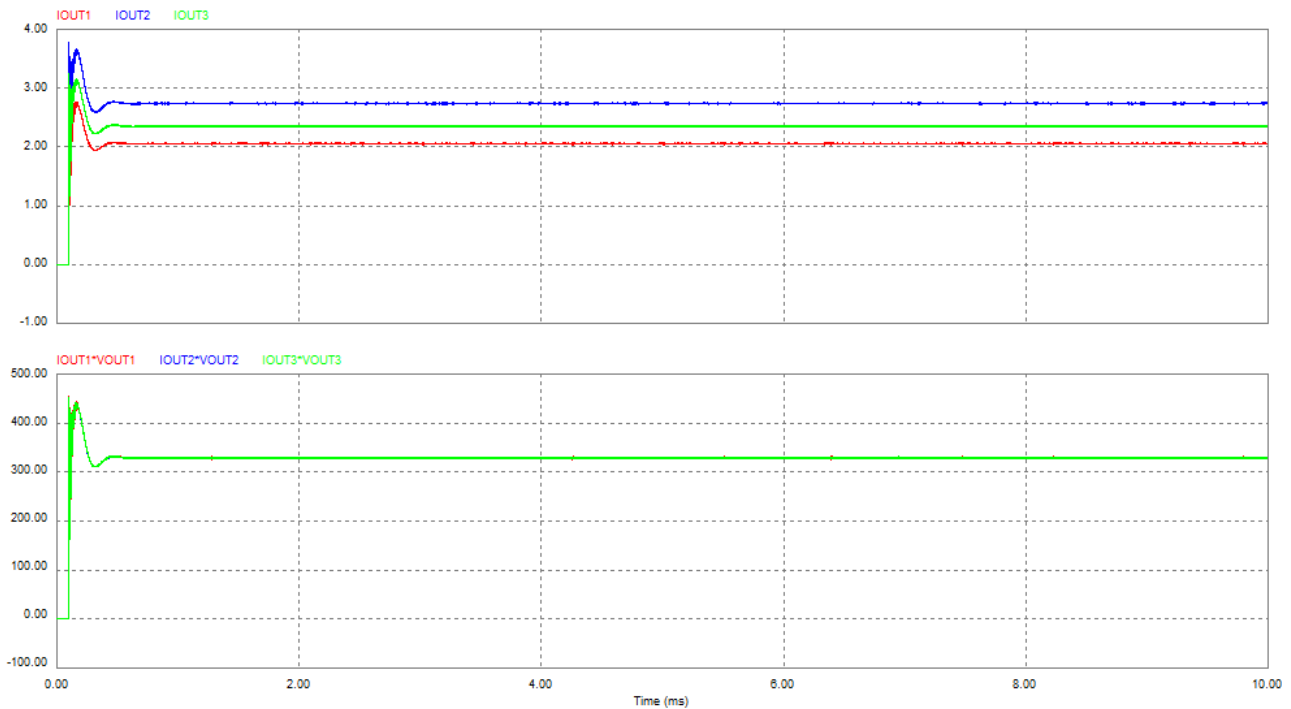


Figura 69. Corrents de sortida dels convertidors i potència entregada per cadascun dels convertidors.

Com es pot veure a la figura 69 cadascun dels convertidors ens està subministrant un corrent diferent degut a que cadascun d'ells té una tensió de sortida diferent, a més podem comprovar que tots tres ens estan entregant la mateixa potència independentment del nivell de tensió de les plaques, per tant, podem assegurar que els convertidors tindran un comportament de font de potència.

Cadascun dels convertidors ens està donant una potència de 330 W aproximadament, el que fa que tinguem una potència total entregada a la sortida de 990 W.

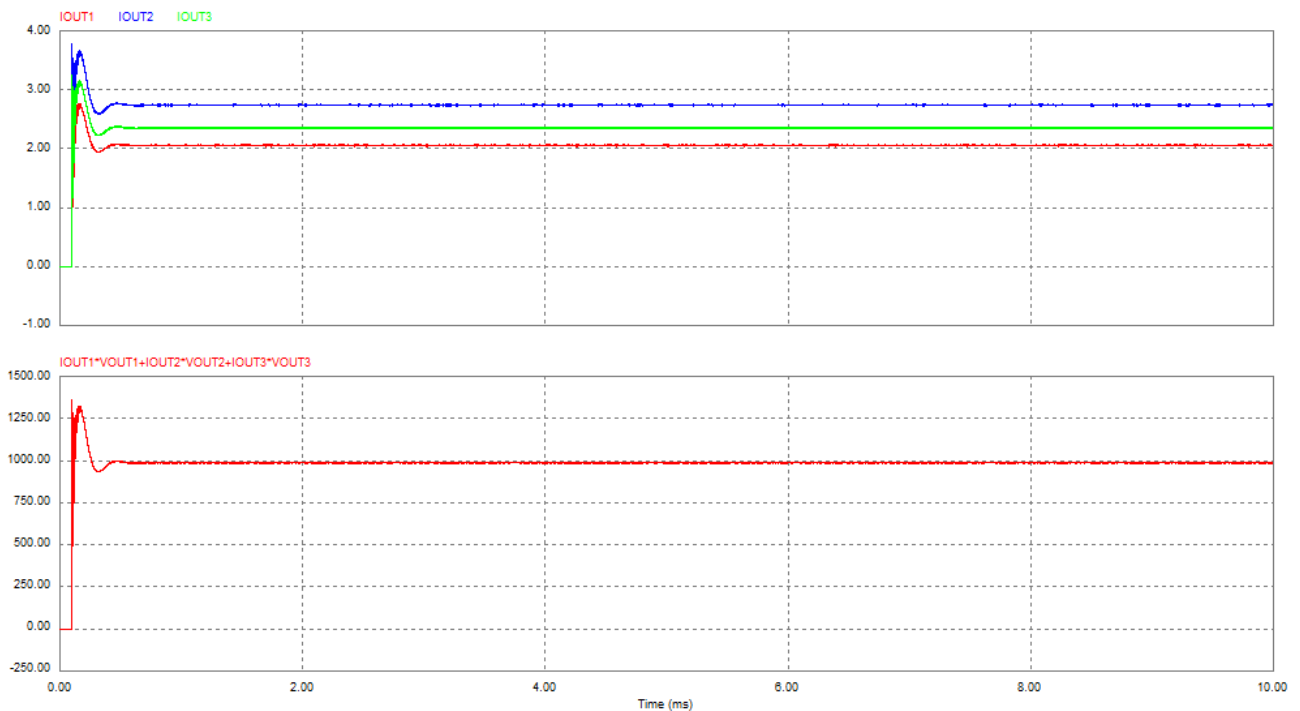


Figura 70. Corrents de sortida dels convertidors i potència total entregada per els tres convertidors elevadors Boost.

Observant la figura 70 podem concloure que estem entregant en total uns 990 W a la xarxa elèctrica, tal i com s'havia comentat anteriorment.

Comprovarem doncs quin serà el rendiment teòric dels convertidors en aquest cas tenint en compte la potència d'entrada i sortida calculades anteriorment.

$$\eta = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} = \frac{990}{1033,2} = 0,96 \rightarrow 96\% \quad (168)$$

Concloïem que els convertidors tindran el comportament esperat, funcionant com ja s'ha avançat anteriorment com fonts de potència. Podem afirmar també que el rendiment, degut als consums interns de la pila de combustible Ballard NEXA, tindrà un rendiment més baix que el calculat teòricament.

4.4.2 Transitoris de càrrega

En aquesta simulació introduïrem diferents transitoris de càrrega a cadascuna de les sortides, per tal de comprovar com el nostre sistema independentment de les variacions de tensió sempre entrega la mateixa potència a la xarxa elèctrica.

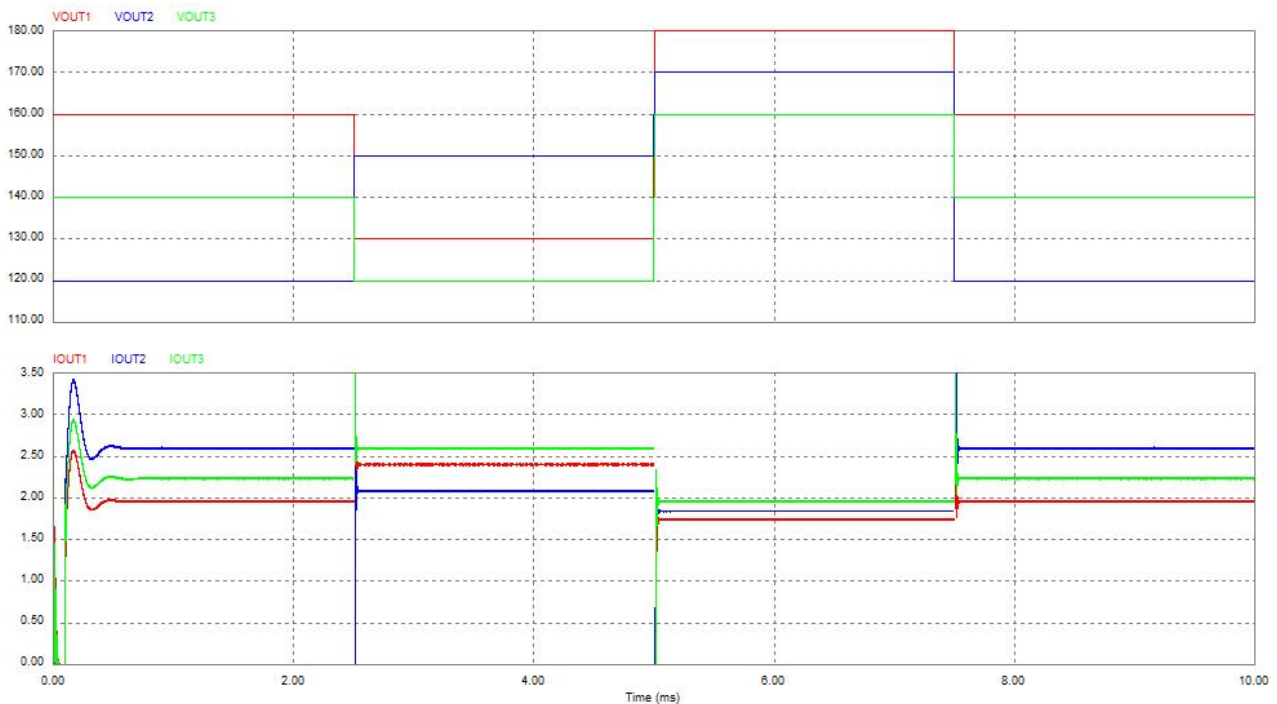


Figura 71. Transitoris de tensió a la sortida i corrents de sortida dels convertidors elevadors Boost.

Es veu com era d'esperar que encara que disposem de variacions a la tensió de sortida, entregada per les plaques solars, el sistema s'equilibra de forma que dona menys o més corrent, per tal de entregar la mateixa potència a l'ondulador, i aquest a la xarxa elèctrica.

Podem veure que en els moments de variació de tensió ens apareixen un pic positiu o negatiu en funció de si la variació es positiva o bé negativa. Aquests pics són deguts a que les variacions simulades injecten o treuen de cop aquest transitori, cosa que no succeirà mai a la realitat, a més a més tenim simulats els ondulators pràcticament com una font de tensió ideal i el circuit sense pèrdues. Aquest fet a la realitat no es produirà degut a les diverses pèrdues dels elements al llarg de tot el circuit i a que els ondulators no són ideals, per tant els pics desapareixeran.

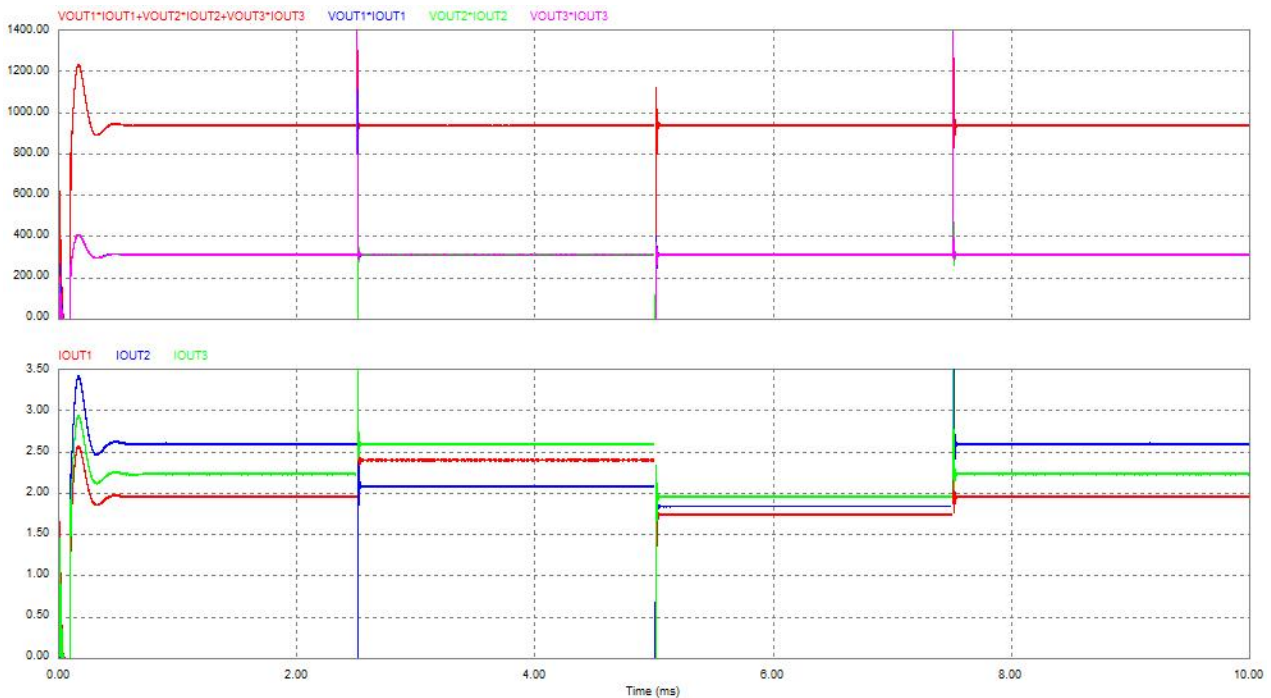


Figura 72. Potència dels convertidors Boost, potència total entregada a la xarxa i corrents dels convertidors.

Com era d'esperar les tres potències són idèntiques, independentment de la tensió de les plaques solars, i la potència total a subministrar a la xarxa elèctrica són 990 W aproximadament com ens indica la figura 72.

4.4.3 *Transitoris de línia.*

A continuació es mostren les simulacions per comprovar com reacciona el convertidor en cas de que la pila deixi de funcionar en un moment determinat.

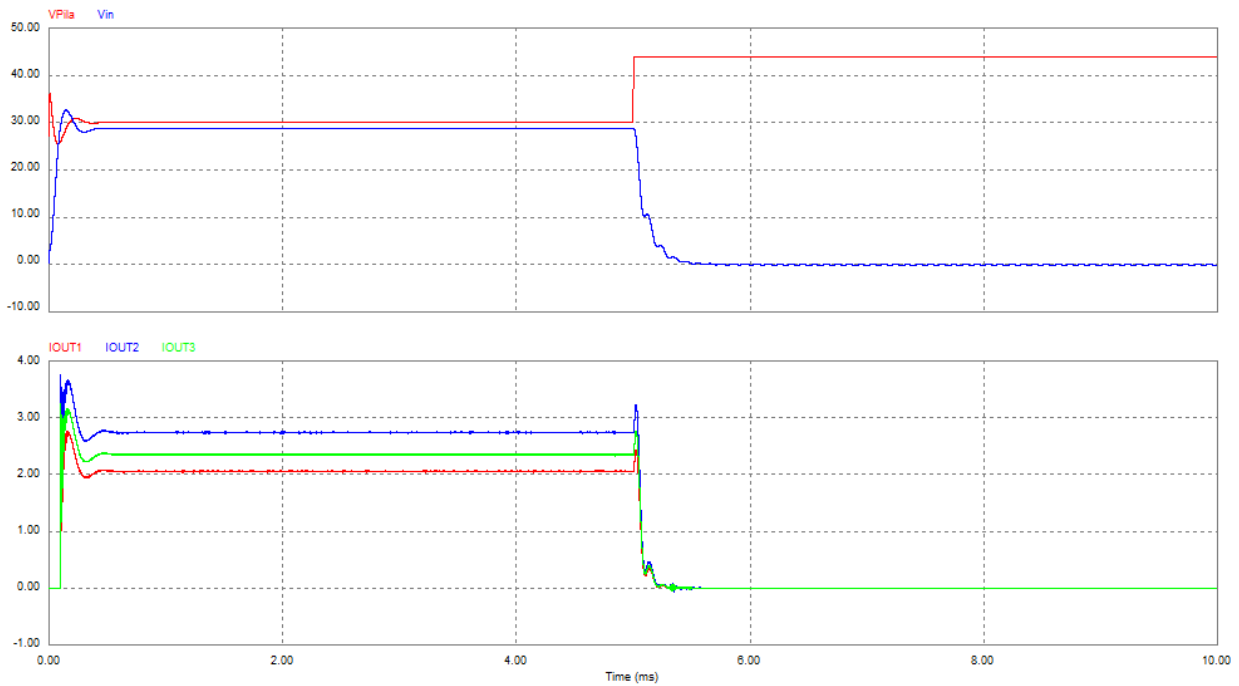


Figura 73. Tensió d'entrada dels convertidors i corrent de sortida de cadascun.

A la figura 73 podem veure com reacciona el convertidor en front a un transitori de línia degut a l'absència de subministrament per part de la pila. Veiem que el corrent de cadascun dels convertidors es el necessari per tal d'assolir els 300-350 W per cadascun dels convertidors, fins que la Ballard NEXA deixa d'alimentar, en aquest moment el corrent a la sortida disminueix automàticament fins arribar a zero com era d'esperar.

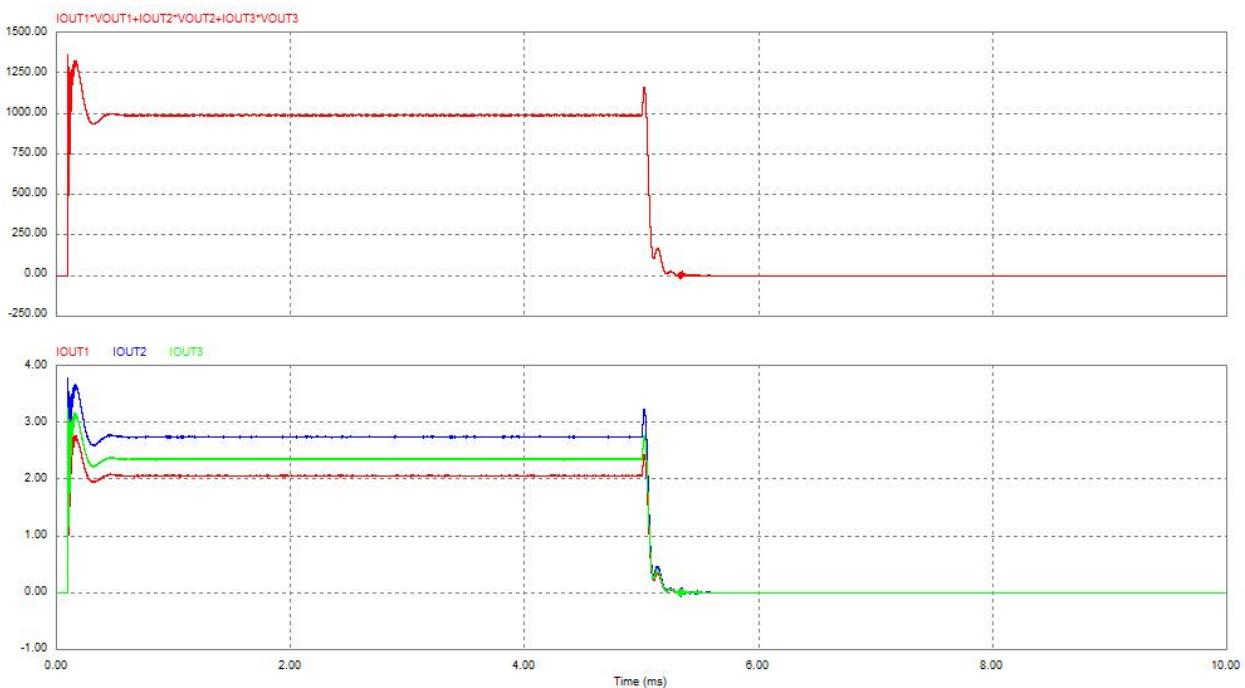


Figura 74. Corrents de sortida dels convertidors i potència de sortida.

A la figura 74 s'observa quina es la potència total subministrada per els convertidors, a més de les corrents subministrades per cadascun dels convertidors. Com en el cas anterior podem veure que els convertidors en quan deixen d'estar alimentats, deixen d'entregar corrent, independentment de la tensió de sortida, i que la potència passa en un curt període de temps de 1 kW a 0 W.

Com a conclusió extraïem que en el cas d'una averia de la pila, els convertidors deixaran d'alimentar i no hi haurà cap problema.

En aquest cas a més es pot afirmar que en cas de que un dels convertidors deixi de funcionar, els altres dos funcionaran igualment, ja que com s'ha vist són totalment independents, de forma que mentre soluciona el problema encara entreguem 2/3 de la potència a la xarxa elèctrica.

5. RESULTATS EXPERIMENTALS.

5.1 Introducció.

El prototip construït ha estat provat funcionant amb les tres topologies simulades anteriorment. Inicialment ha estat provat el convertidor elevador Boost mitjançant l'alimentació amb un transformador i amb rectificació a l'entrada per alimentar una càrrega purament resistiva com són les bombetes.

La segona prova ha estat realitzada amb l'alimentació de la pila de combustible, sense rectificació a l'entrada, i amb la càrrega amb impedància capacitiva com són els condensadors.

Per últim s'ha provat el convertidor elevador Boost, amb l'alimentació del aerogenerador, utilitzant la rectificació de l'entrada, i subministrant la potència a un ondulator.

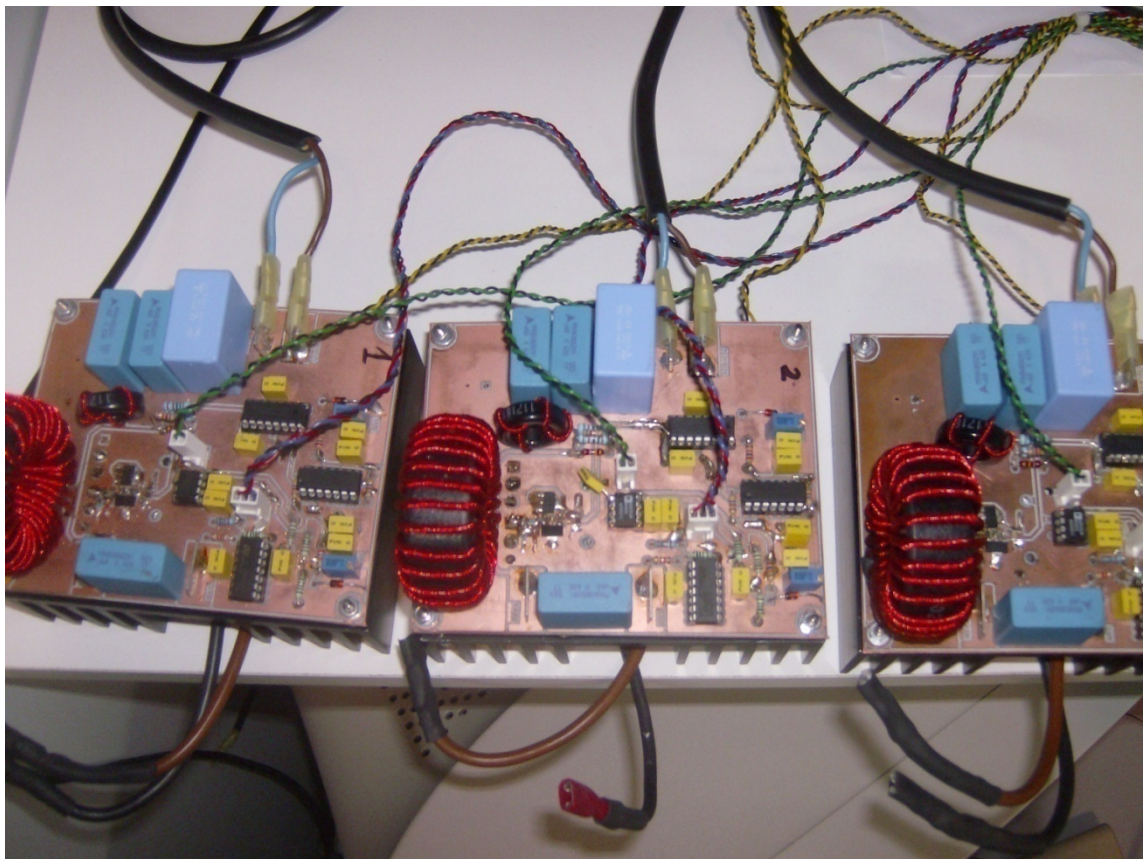


Figura 75. Prototipus dels tres convertidors elevadors.



Figura 76. Lloc de treball dels convertidors elevadors.

5.2 Sistema amb càrrega resistiva i alimentació de la xarxa.

5.2.1 *Introducció.*

Com s'ha vist i comentat anteriorment, per tal de comprovar el correcte funcionament del convertidor elevador Boost abans de connectar el sistema als ondulators, s'ha fet una primera prova, alimentant el sistema des de la xarxa elèctrica, però amb un transformador reductor per ajustar-nos el més possible a les característiques de una fase del aerogenerador.

A la sortida s'han connectat tres de bombetes de 300 W cadascun i de 220 V per tal de simular una càrrega purament resistiva.

5.2.2 *Resultats en règim permanent.*

Observarem quina es la resposta del sistema connectant a la sortida les corresponents bombetes, juntament amb el transformador.

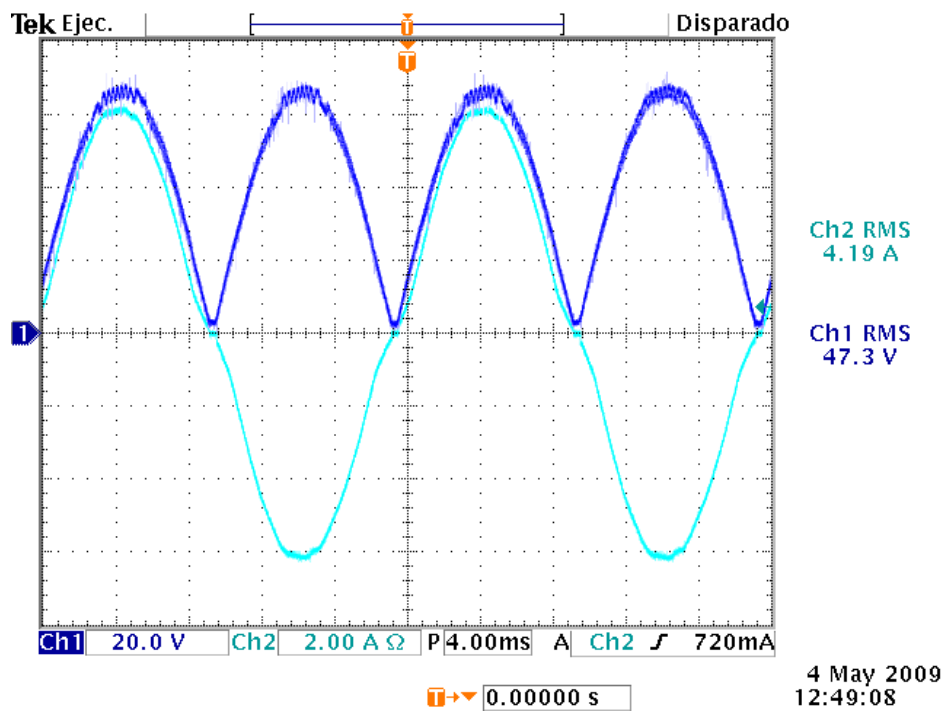


Figura 77. Tensió rectificada d'entrada del convertidor i corrent d'entrada del sistema.

Podem observar a la figura 77 com en un principi el rectificador rectifica correctament la tensió d'entrada proporcionada per el rectificador, a més a més podem observar com es el corrent d'entrada, en aquest cas amb el factor de potència de l'entrada millorat.

Els resultats són els que s'esperaven, molt semblants als obtinguts en la simulació, per tant obtenim una potència d'entrada de 198,2 W.

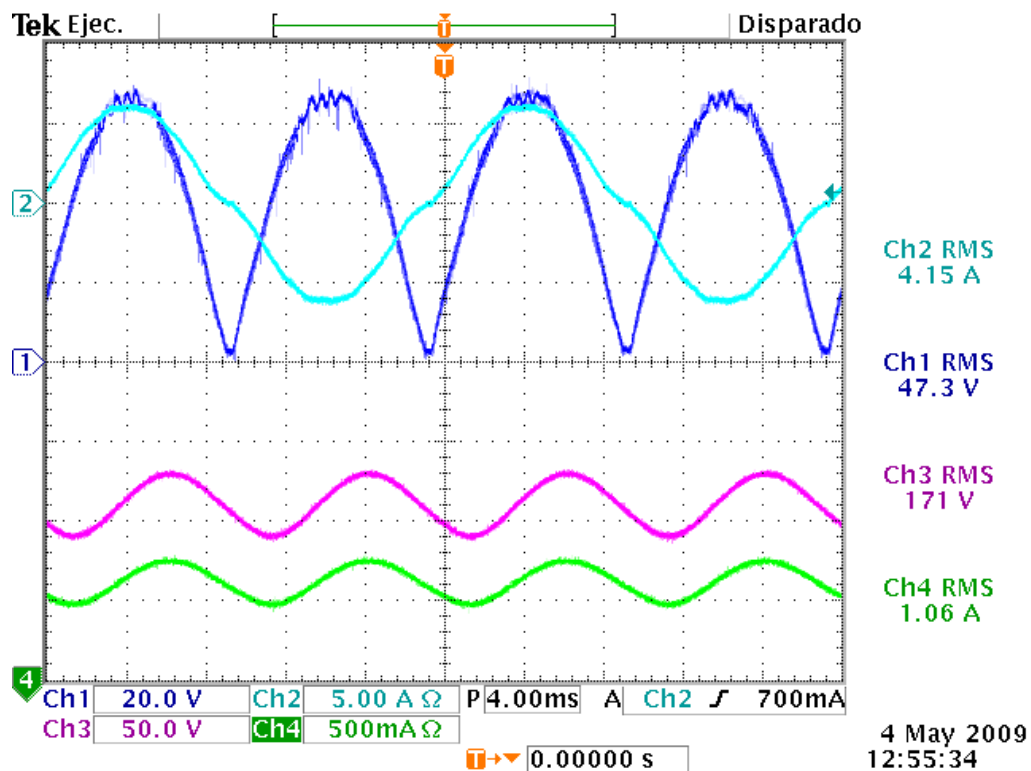


Figura 78. Tensió de sortida i corrent de les bombetes.

Podem veure en la figura 78 quina es la tensió de les bombetes i el corrent que circula a través d'elles.

La potència entregada en aquest cas es de 181,26 W, però podem veure que la resistència de les bombetes no es correspon amb la calculada prèviament. Això es degut a que la resistència de les bombetes es molt variable en funció de la temperatura, a més a més abans d'encendre's es comporten com un curtcircuit i posteriorment a mesura que circula corrent s'escalfen a unes temperatures molt elevades i de forma molt ràpida. Això últim i el fet que les bombetes tenen una certa tolerància causa que els resultats de les simulacions amb els experimentals poden tindre algunes variacions.

Tenim un rendiment del convertidor que es el següent:

$$\eta = \frac{P_{OUT}}{P_{IN}} = \frac{181,26 W}{198,2 W} = 0,91 \rightarrow 91\% \quad (169)$$

Si considerem que tenim una tensió de sortida de uns 171V obtenim que estem entregant en realitat a les bombetes un $171V/220V \rightarrow 77\%$ de la tensió. Per aquest motiu tenim que com a màxim a aquesta tensió podem tindre a la sortida $0,77^2 \cdot 300 W = 181,24 W$.

Seguidament s'observa el convertidor Boost amb càrrega resistiva en diferents punts de treball i histèresi, per tal de comprovar el correcte funcionament del convertidor.

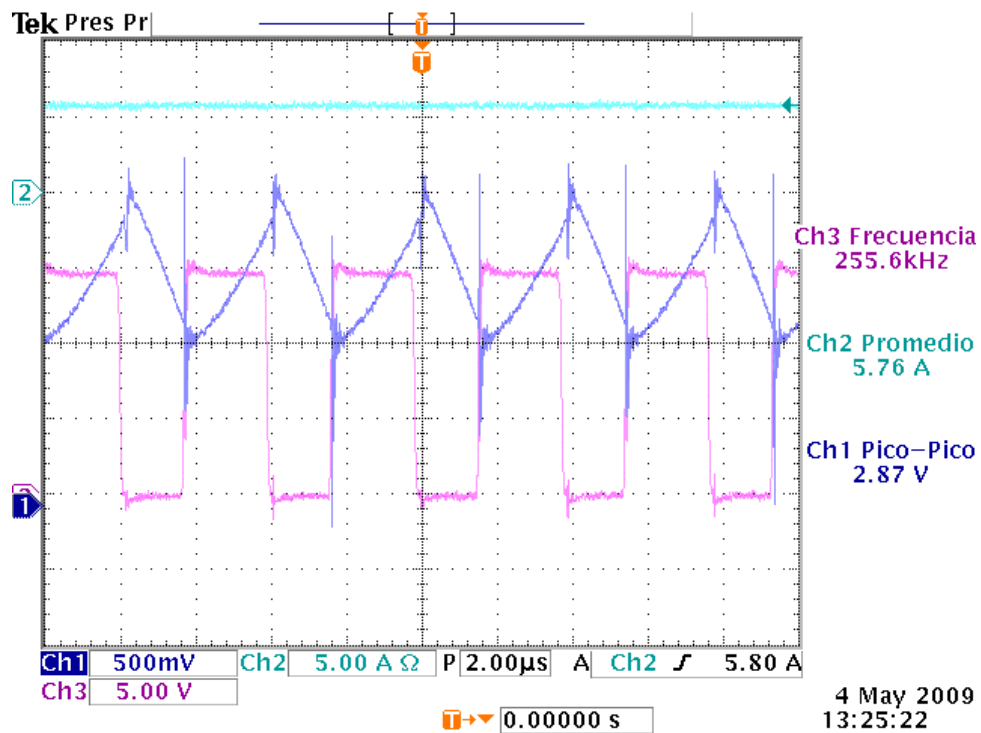


Figura 79. Característiques del control en un punt de treball determinat.

En la figura 79 amb una g determinada observem que el cicle de treball del convertidor es pràcticament 0,5.

Podem veure que el corrent que circula per el sensor de corrent es de 2,87 de pic a pic, o be 1,435 d'amplitud. Sabem que:

$$i_{sense} = 0,25 \cdot i_L \rightarrow i_L = \frac{i_{sense}}{0,25} \quad (170)$$

$$i_L = \frac{1,435}{0,25} = 5,74 \text{ A} \quad (171)$$

Podem observar que es correcte el funcionament del sistema, a més a més podem també veure quina es la g (conductivitat en aquest cas):

$$g(x) = i_L - g \cdot V_{rect} = 0 \rightarrow g = \frac{i_L}{V_{rect}} = \frac{5,74}{47,3} = 0,12 \quad (172)$$

Com podem veure aquest es un cas en que es va forçar les bombetes a un nivell de tensió elevat, però només en uns pocs segons. Va quedar demostrat que el sistema es capaç de treballar en difícils condicions però no en un llarg període de temps.

5.3 Sistema amb alimentació de l'aerogenerador WHISPER 200.

5.3.1 *Introducció.*

En els següents apartats podrem veure com treballen els convertidors amb alimentació de l'aerogenerador WHISPER 200. Tal com s'ha avançat anteriorment es començarà a rodar des de velocitat zero, fins arribar a velocitat màxima. En aquest moment es prendrà mesura de la tensió proporcionada per l'aerogenerador i s'anirà augmentant la conductància amb la finalitat d'arribar a extreure la màxima potència del aerogenerador.

En els resultats experimentals amb la connexió del aerogenerador WHISPER 200 no es poden introduir transitoris de càrrega, per que com ja s'ha comentat a la sortida dels convertidors es disposa de la tensió proporcionada per les plaques solars, encara que aquesta tensió mai es estable en un punt concret sinó que va variant, per tant existeixen transitoris de càrrega permanents durant el procés d'injecció de potència.

Posteriorment s'introduirà un transitori de línia en el que s'intentarà passar l'aerogenerador de velocitat zero a la seva velocitat màxima.

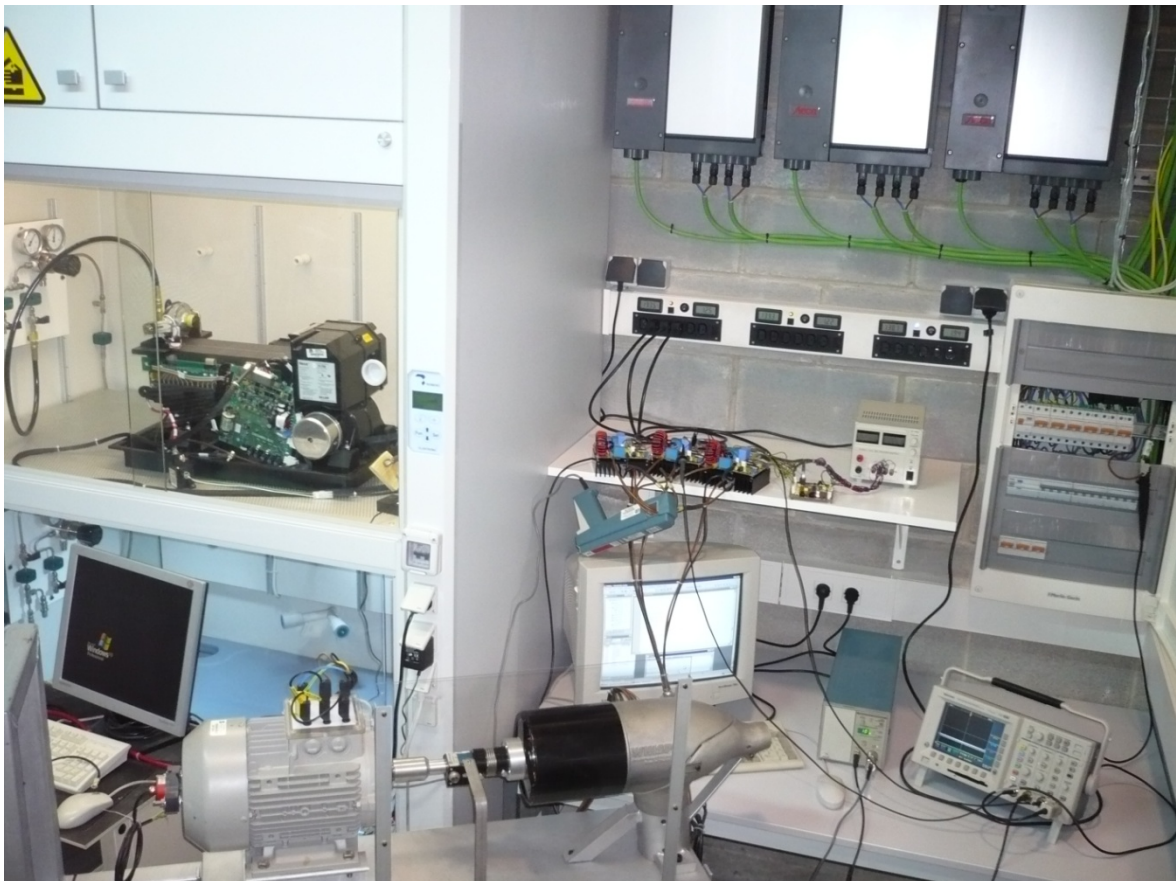


Figura 80. Connexió el aerogenerador als convertidors elevadors.

5.3.2 Resultats en règim permanent.

Com s'ha avançat anteriorment en aquestes gràfiques, s'augmentarà la velocitat del aerogenerador des de zero fins a les seves revolucions màximes, i també s'augmentarà la conductància fins arribar com a màxim a extreure 1 kW de l'aerogenerador, mitjançant els tres convertidors, connectats a la sortida al mateix ondulador.

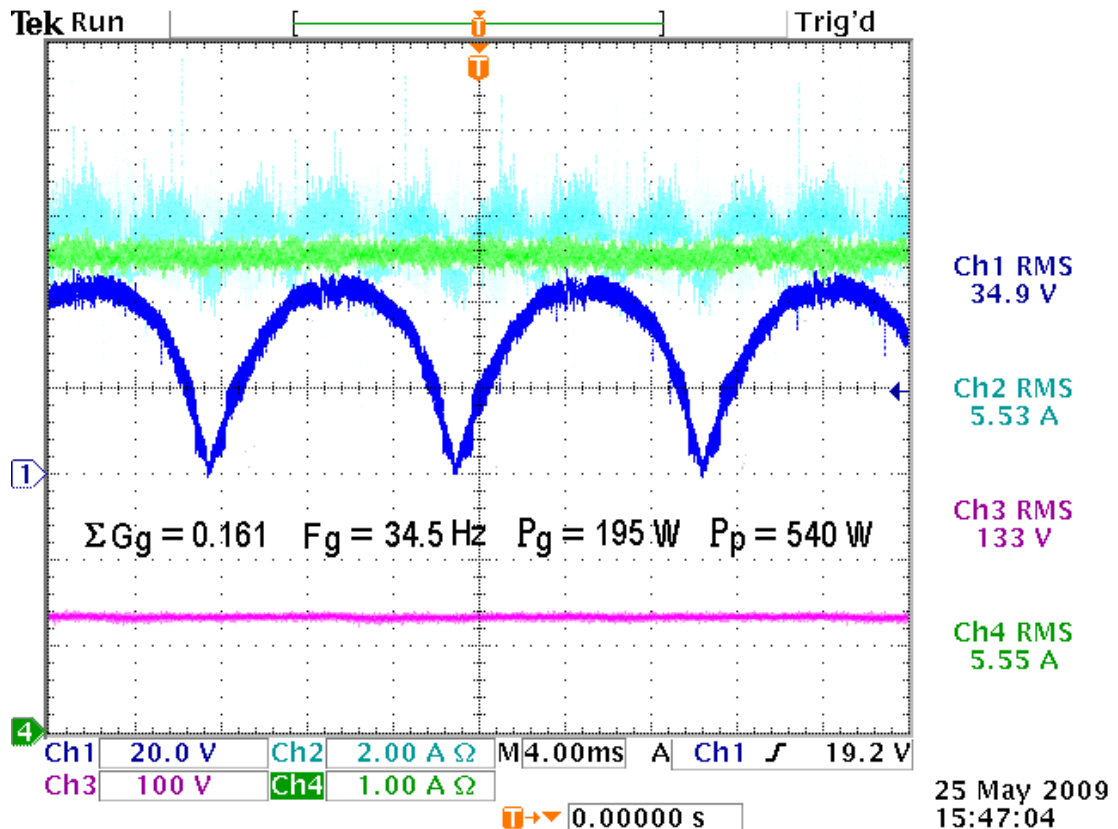


Figura 81. Característiques del aerogenerador a baixes rpm. Ch1.-Tensió rectificada de un convertidor, Ch2.-Corrent total entregada per l'aerogenerador, Ch3.- Tensió dels onduladors, Ch4.- Corrent total dels onduladors.

Podem veure en la figura 81 l'aerogenerador girant a poques revolucions per minut. En aquest cas s'extreuen del aerogenerador uns 193 W entre tots tres convertidors, a una conductància molt baixa.

Si observem la tensió i corrent de sortida es pot apreciar que en realitat s'estan injectant 738 W, deguts a la potència entregada per els panells i la del aerogenerador, així doncs podem afirmar que al canal 4 tenim el corrent proporcionat per les plaques i els convertidors elevadors.

Com s'ha comprovat que el sistema funciona correctament, es procedeix a augmentar la velocitat de gir de l'aerogenerador i posteriorment, la seva conductància.

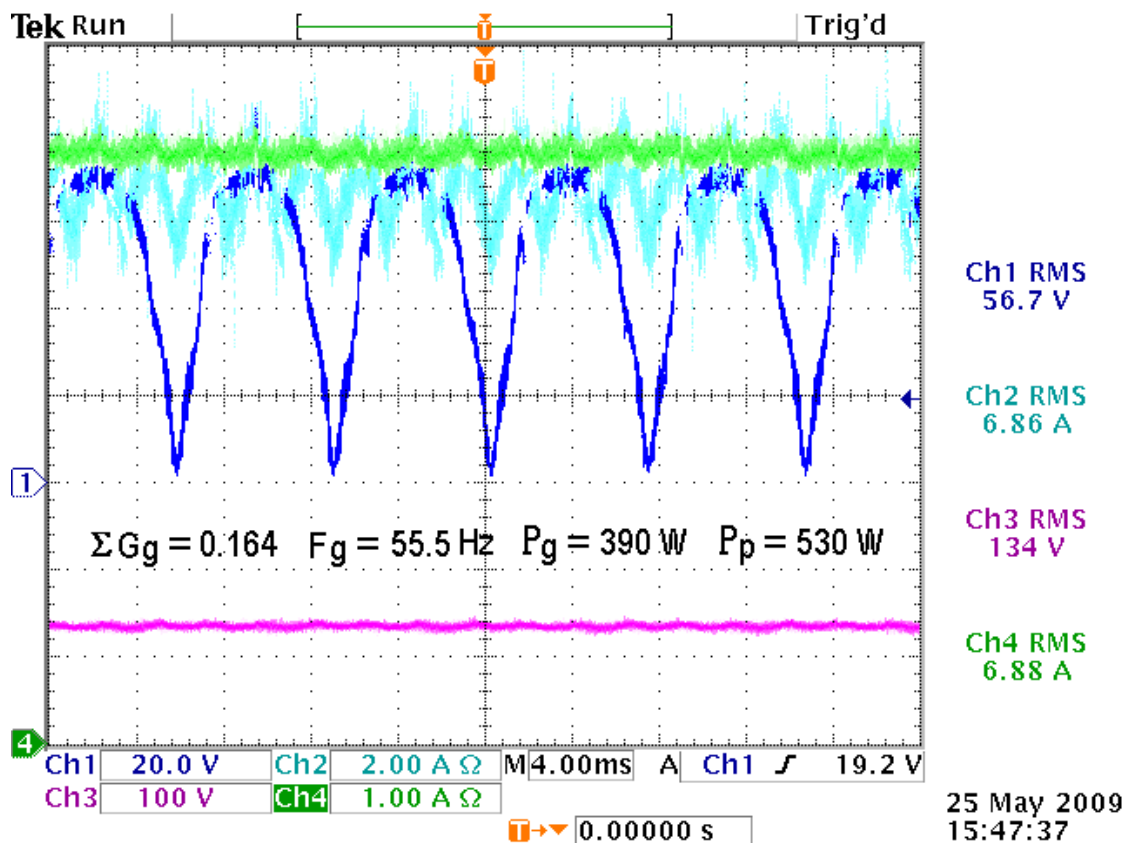


Figura 82. Característiques del aerogenerador a altes rpm. Ch1.-Tensió rectificada de un convertidor, Ch2.-Corrent total entregada per l'aerogenerador, Ch3.- Tensió dels ondulators, Ch4.- Corrent total dels ondulators.

En la figura 82 podem veure les característiques de l'aerogenerador girant a les revolucions per minut màximes. Podem veure que ens està entregant uns 80 V de pic. En aquest cas l'aerogenerador ens està entregant uns 400 W aproximadament. Així doncs encara es pot augmentar més la conductància g per intentar arribar al 1 kW. A més podem veure que la potència total subministrada al ondulator deguda a l'aerogenerador i als panells es de 921,92 W.

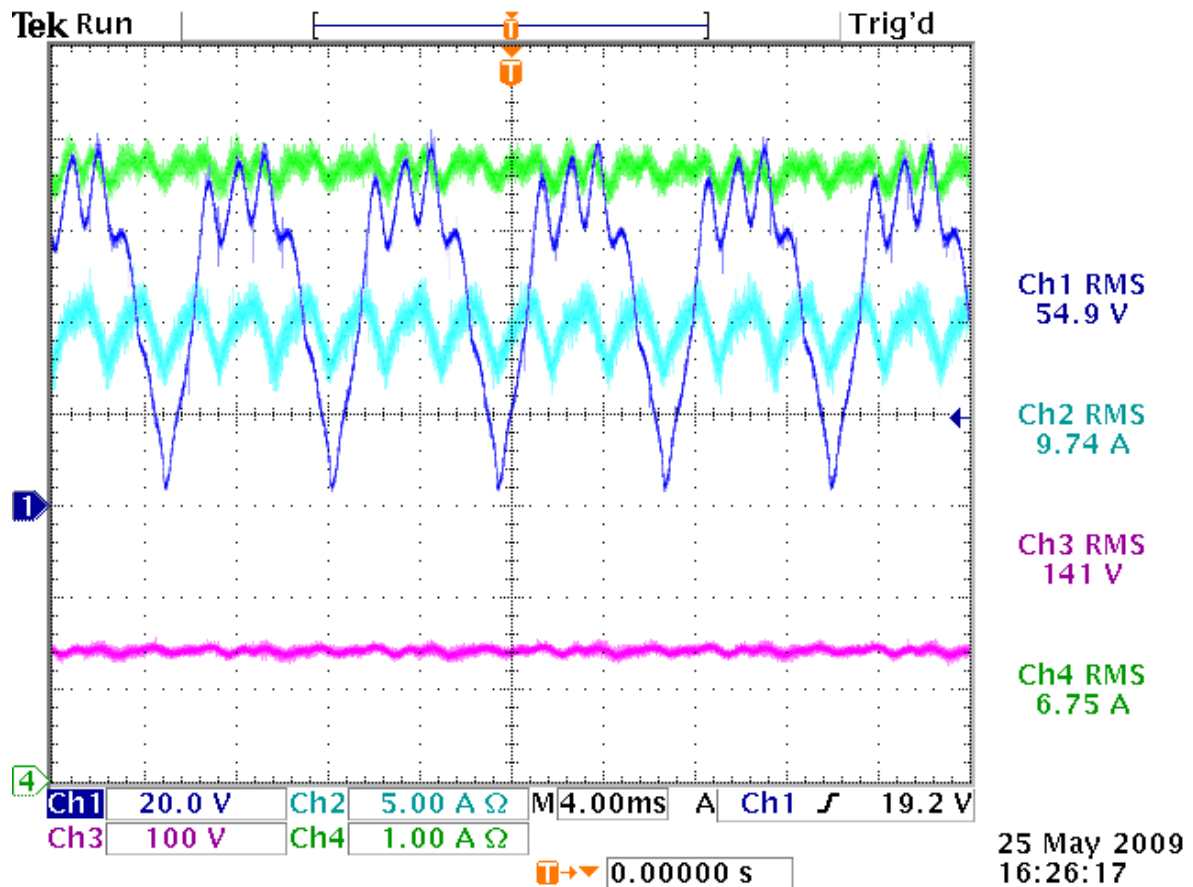


Figura 83. Característiques del aerogenerador a altes rpm. Ch1.-Tensió rectificada de un convertidor, Ch2.-Corrent total entregada per l'aerogenerador, Ch3.- Tensió dels onduladors, Ch4.- Corrent total dels onduladors.

En la figura 83 es pot observar treballar al aerogenerador quan hem augmentat encara més la conductància dels convertidors. En aquest cas podem començar a observar que la ona rectificada està distorsionada en el seu valor de pic de 80 V. A més a més l'aerogenerador va començar a vibrar i a fer sorolls, aquests fenòmens són deguts a que l'aerogenerador al treballar amb més potència, té una inestabilitat que pot ésser deguda a diferents factors.

Per tal de solucionar el problema, que es farà en un futur, s'hauria de realitzar un estudi més exhaustiu del WHISPER 200 per comprovar la seva impedància, estudiar els transformadors, i també els onduladors.

Així doncs en aquest cas només s'ha pogut extreure una potència de 535 W a causa de la inestabilitat que presenta el sistema a una conductància més elevada. Es va provar de elevar encara més aquesta conductància per les formes d'ona obtingudes estaven completament distorsionades i perillava el funcionament del aerogenerador.

5.3.3 Transitoris de línia.

En aquest apartat es procedirà a realitzar uns transitoris de línia en l'aerogenerador, es a dir, a partir del aerogenerador parat, es farà girar a les seves revolucions per minut màximes, i a la seva conductància màxima. A més a més posteriorment es realitzarà el procediment invers, a partir de les revolucions per minut màximes i conductància màxima, es parará l'aerogenerador per comprovar en tots dos casos quina es la resposta dels convertidors i sistema.

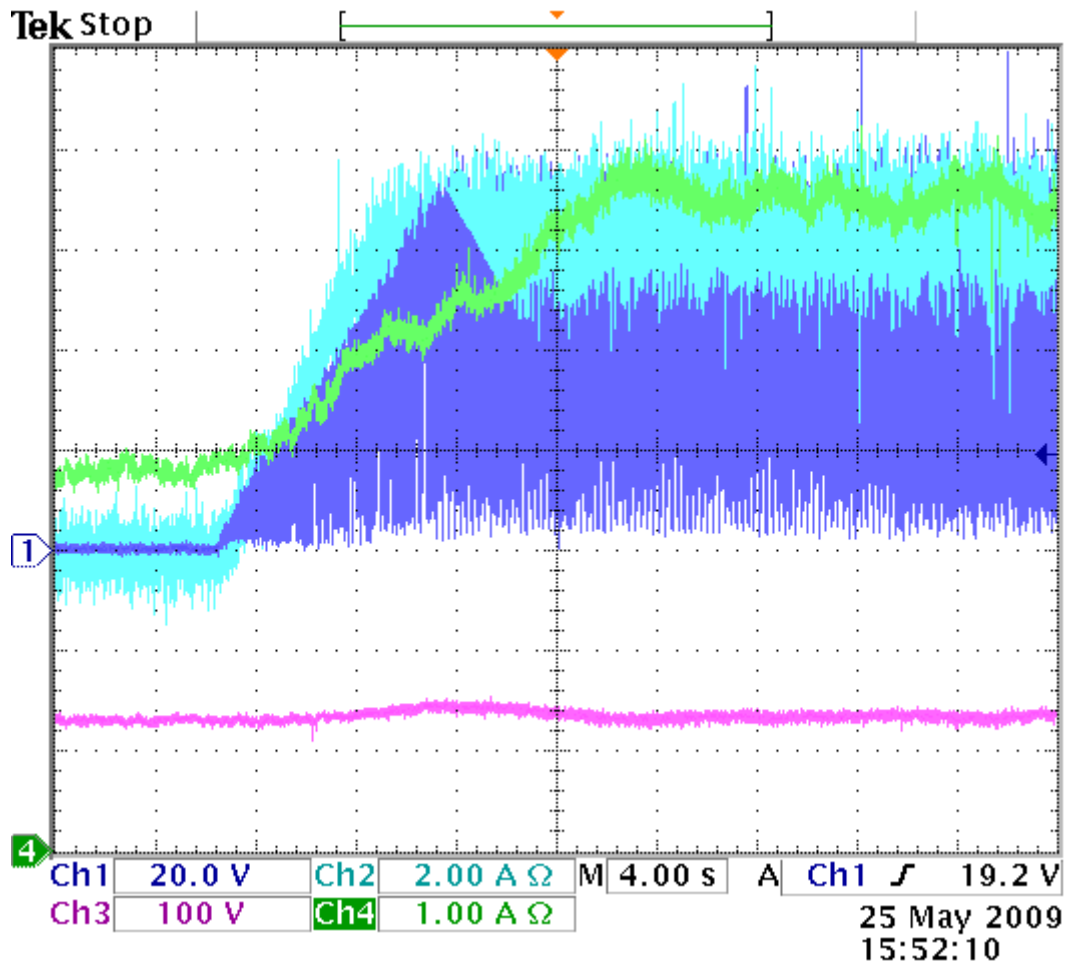


Figura 84. Transitori de línia ascendent del aerogenerador. Ch1.-Tensió rectificada de un convertidor, Ch2.-Corrent total entregada per l'aerogenerador, Ch3.- Tensió dels ondulators, Ch4.- Corrent total dels ondulators.

Com s'ha avançat anteriorment en la figura 84 es pot veure com s'eleva la velocitat de l'aerogenerador WHISPER 200 des de zero fins a la màxima, amb també la conductància màxima comprovada anteriorment.

Podem veure com la tensió del aerogenerador (rectificada) va augmentant fins arribar al seu valor màxim, que són aproximadament 80 V de pic. Igualment succeeix amb el

corrent entregat per l'aerogenerador, que aquest arriba al seu valor màxim comprovat anteriorment.

A la sortida també es pot veure la tensió dels ondulators i el corrent total, el de les plaques i l'aerogenerador, es veu com aquest té un valor inicial degut a les plaques solars, i com a funció que la velocitat de l'aerogenerador augmenta, aquest corrent també o fa.

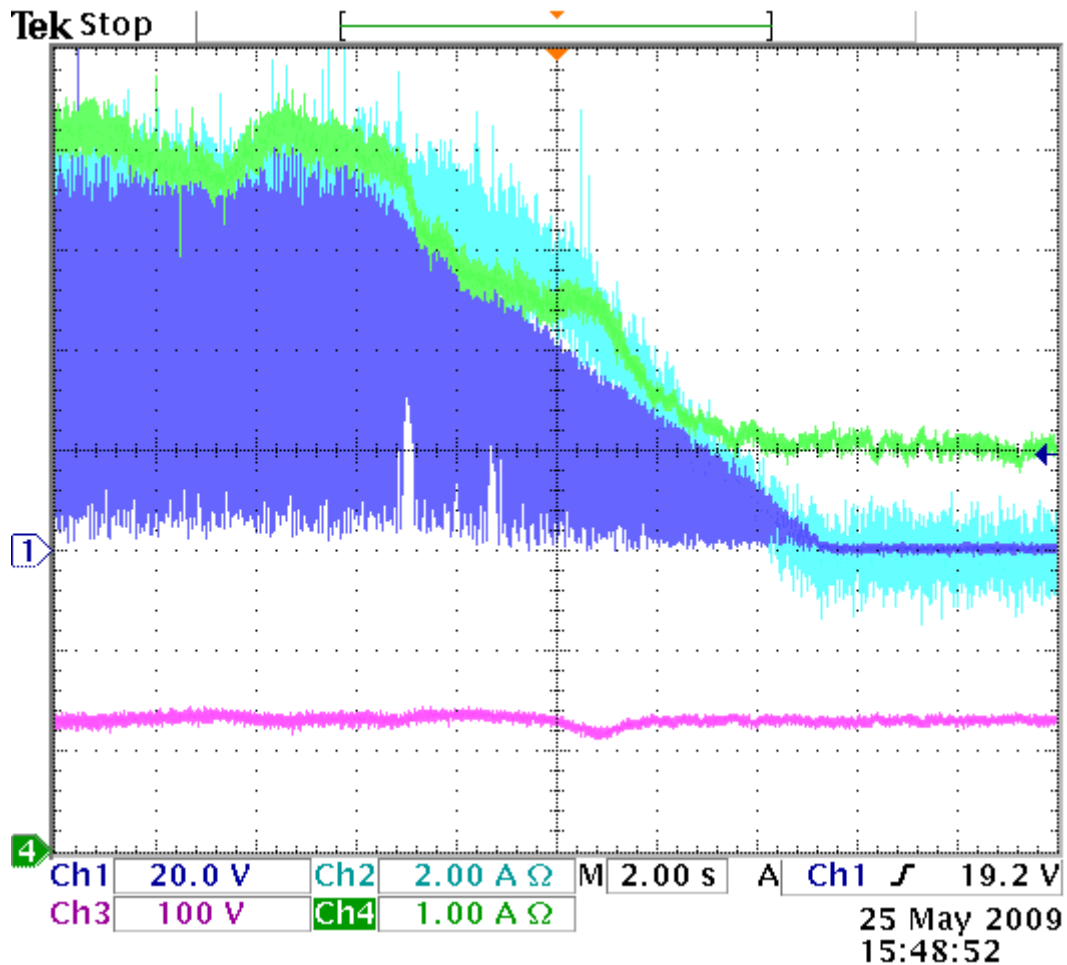


Figura 85. Transitori de línia descendent del aerogenerador. Ch1.-Tensió rectificada de un convertidor, Ch2.-Corrent total entregada per l'aerogenerador, Ch3.- Tensió dels ondulators, Ch4.- Corrent total dels ondulators.

A la figura 85 es pot veure el efecte contrari al anterior, es a dir des de la velocitat màxima es para el aerogenerador per veure la resposta del sistema.

Podem veure com la tensió del aerogenerador va disminuint fins arribar a zero igual que el corrent entregat per l'aerogenerador.

La tensió de les plaques solars es manté aproximadament constant, i el corrent de sortida a mesura que disminueix la velocitat de l'aerogenerador, va disminuint, fins arribar al valor que entreguen solament les plaques solars.

5.4 Sistema amb alimentació de la pila de combustible Ballard NEXA.

5.4.1 Introducció.

En els següents punts podrem observar com treballa el convertidor, alimentat amb la pila de combustible Ballard NEXA, i aquests convertidors connectats cadascun d'ells a un ondulador. A part de veure el funcionament en règim permanent, es realitzaran alguns transitoris per veure el correcte funcionament en tot moment.

Els transitoris comprovats seran els transitoris de línia, on s'alimentarà o deixarà d'alimentar als convertidors d'una manera ràpida en un curt període de temps. Els transitoris de càrrega no són possibles ja que la tensió que ens subministren les plaques solars no es pot variar manualment, encara que aquesta normalment ja té unes variacions, per tant els transitoris de càrrega es comprovaran treballant en règim permanent, ja que aquesta tensió de sortida dels convertidors no es sempre la mateixa.



Figura 86. Connexió de la pila de combustible als convertidors elevadors.

5.4.2 Resultats experimentals.

A continuació es mostra com treballa la pila de combustible en condicions normals.

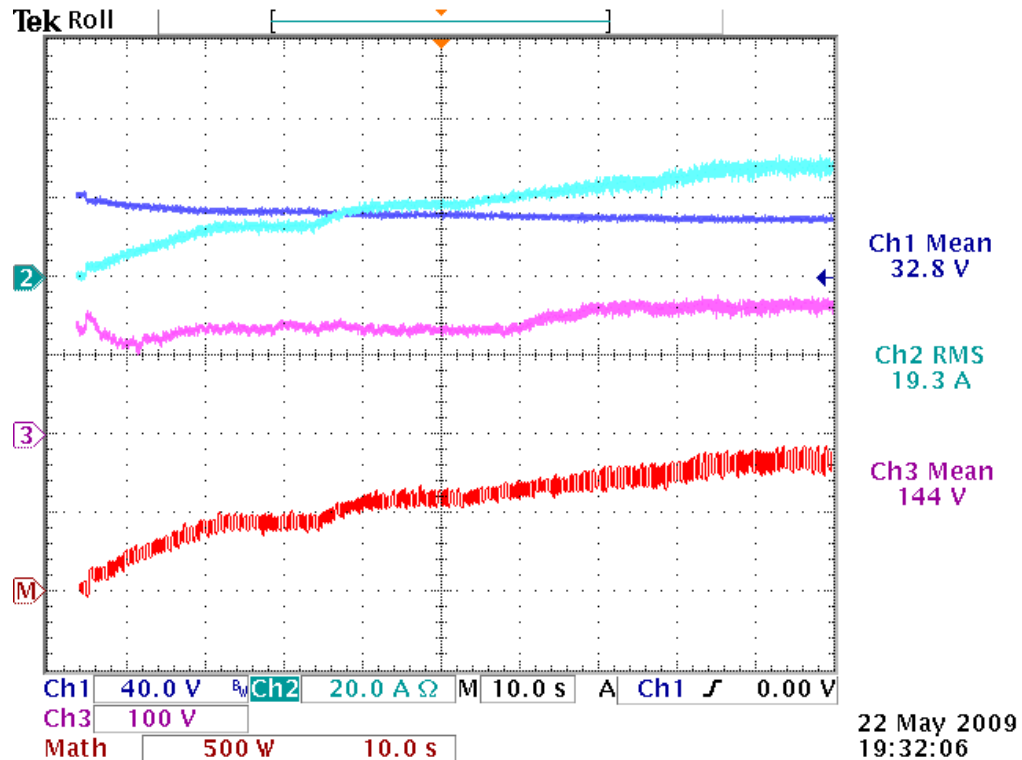


Figura 87. Augment de la conductància de la pila de combustible.

En la figura 87 podem veure com treballa la pila de combustible. En el canal 1 s'observa la tensió que ens està donant la pila de combustible i en el canal 2 el corrent que ens subministra. Al canal 3 es veu la tensió que hi ha a la sortida dels convertidors corresponent a les plaques solars finalment al canal Math observem la potència total extreta de la pila de combustible.

Podem observar com es comença la medició amb una conductància $g=0$, en aquest moment la pila ens entrega la tensió en circuit obert i una corrent nul·la.

A mesura que anem augmentant conductància observem com la tensió que ens entrega la pila va disminuint però el corrent augmenta. D'aquesta manera veiem que la potència que extraiem de la pila augmenta cada vegada més. A més veiem que la tensió de les plaques està al voltant de 140 V però va sofrint petites variacions, cosa que ens indica que el nostre convertidor funciona correctament per que la potència no sofreix variacions degut a els canvis de tensió.

Finalment amb una conductància $g=0,4$ arribem a una potència de 950 W com s'observa a la gràfica 87. Per tant podem concloure en un principi que els convertidors arranquen correctament fins extreure una potència de gairebé 905W en aquest cas.

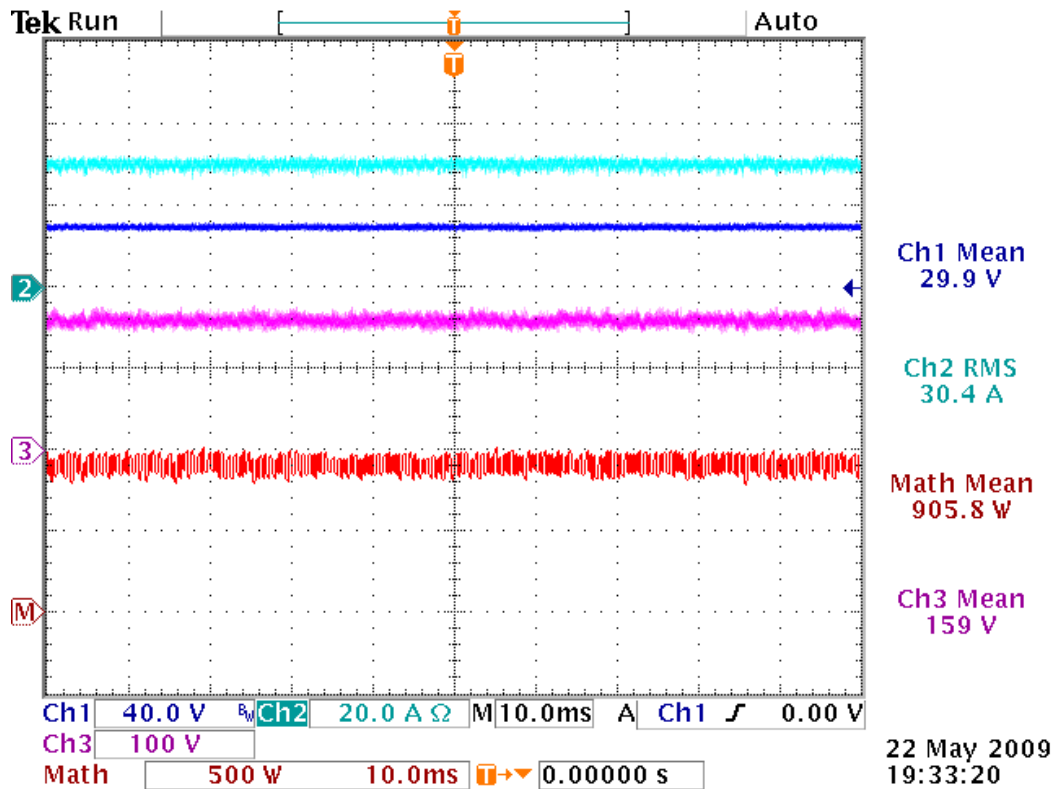


Figura 88. Potència extreta de la pila Ballard NEXA.

A la figura 88 podem veure quina es la potència extreta de la Ballard Nexa. Com anteriorment veiem quin es el corrent que ens està subministrant, la tensió i la potència, a més a més de veure quina es la tensió a la sortida dels convertidors. En aquest cas com en l'anterior podem extreure uns 905,8 W .

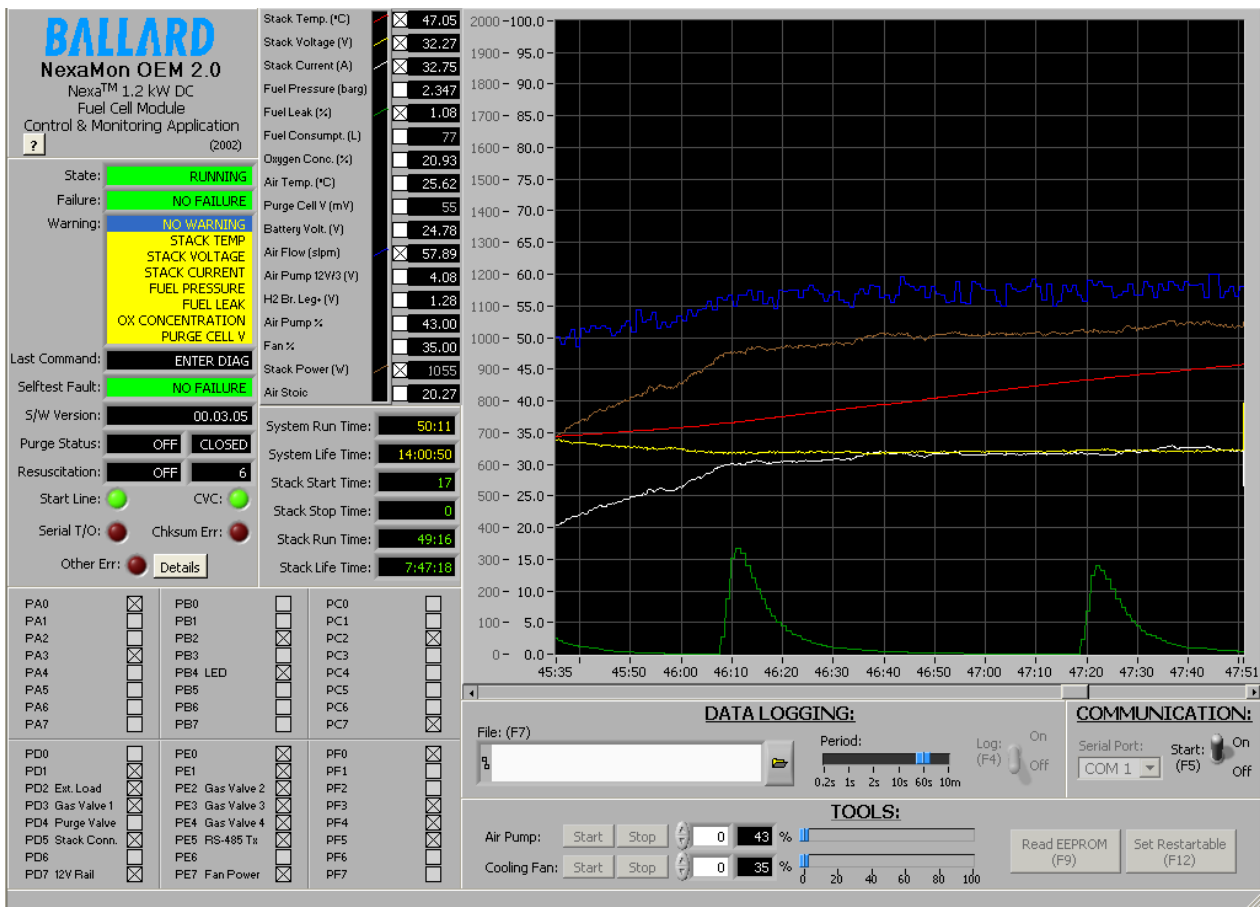


Figura 89. Característiques d'alimentació de la pila Ballard NEXA.

A la figura 89 podem observar les mesures generades per la pila de combustible Ballard NEXA, en el cas de pujar suaument la conductància dels convertidors, per tal d'augmentar la potència entregada per la pila. Com es pot veure, a mesura que aquesta "g" augmenta, la tensió de la pila va disminuint, i el corrent augmenta, d'aquesta forma el que estem obtenint es cada vegada una potència més elevada. Així doncs podem veure que la potència subministrada per la pila ha sigut de 1055 W.

La figura 88 y la figura 89 corresponen a la mateixa medicció. Es pot comprovar que la potència mesurada a l'entrada dels convertidors, es de 905,8 W, mentre que l'aplicació de la Ballard NEXA ens indica que està entregant 1055. Aquesta pèrdua de potència es deguda a dos factors. El primer d'ells es que la pila de combustible té una bomba d'aire que consumeix uns 80 W, que extreu directament del seu subministrament. El segon factor es el díode que hem instal·lat al filtre de protecció de la Ballard NEXA, aquest dissipa una potència de 22 W. A més a més podríem considerar que els conductors que connecten la pila amb el filtre de protecció i aquest amb els convertidors, també tenen una caiguda de tensió que ens fa dissipar potència.

Per tant podem calcular quin es la relació entre la potència total produïda per la pila i la potència útil entregada a la càrrega.

$$\eta = \frac{P_{\text{entrada_convertidors}}}{P_{\text{out_pila}}} = \frac{905,8 \text{ W}}{1055 \text{ W}} = 0,86 \rightarrow 86\% \quad (173)$$

5.4.3 Transitoris de línia.

En aquest apartat es procedirà a introduir un transitoris de línia als convertidors per veure quin es el seu funcionament, i la seva resposta.

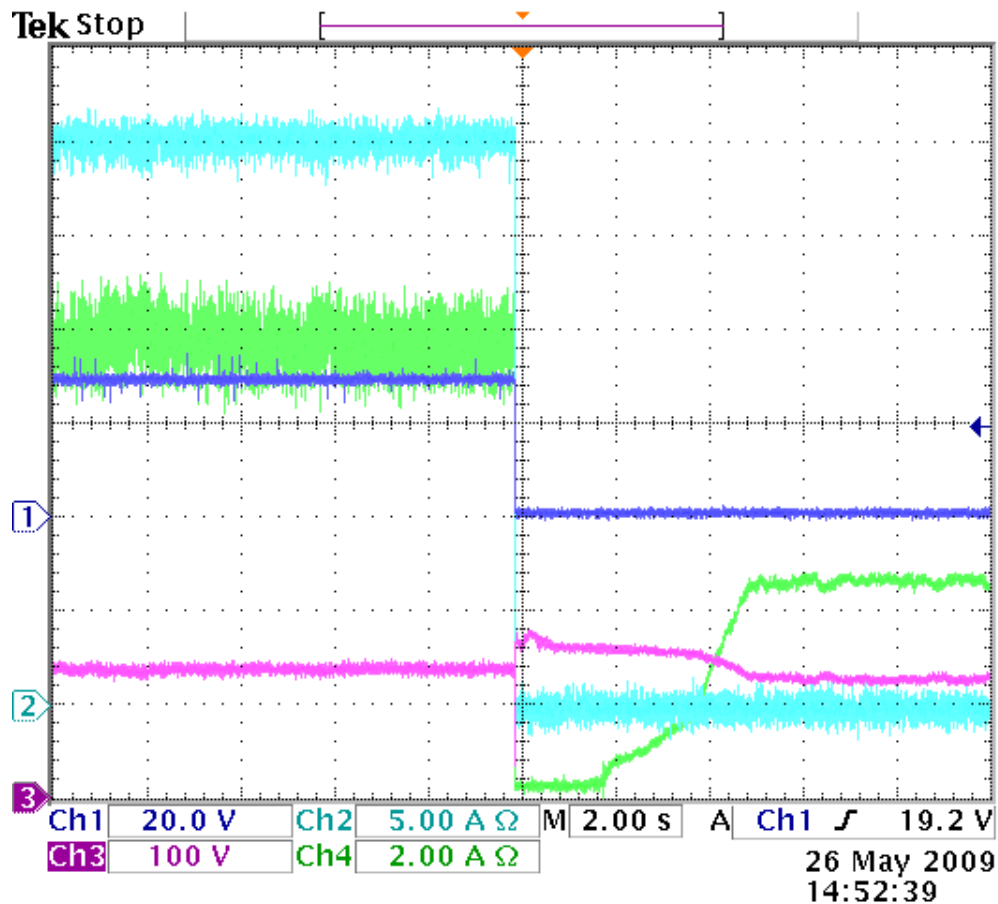


Figura 90. Ch1.-Tensió d'entrada dels convertidors, Ch2.-Corrent d'entrada dels convertidors, Ch3.- Tensió dels panells i onduladors, Ch4.- Corrent sortida convertidors i panells.

En la figura 90 podem apreciar un transitori de línia on succeeixen diverses coses. Principalment extraiem aproximadament 1k W de la pila de combustible Ballard Nexa i posteriorment es deixa d'enviar corrent al convertidor.

Com a conseqüència d'aquesta acció podem veure com la tensió d'entrada dels convertidors que era d'uns 29 V aproximadament passa a valdre zero, degut a que la pila a la sortida obre un relé que deixà d'alimentar els convertidors. A conseqüència d'obrir aquest relé observem que el corrent també passa a ésser zero.

Observem ara la tensió i corrent de sortida dels convertidors. Al deixar de funcionar els convertidors, deixem d'injectar corrent i la tensió dels panells intenta pujar per equilibrar el sistema, com no es possible aquesta corrent cau pràcticament fins a zero, però degut a que els panells ens estan injectant corrent els ondulators busquen el punt de màxima potència entre la tensió que entreguen els i la corrent, d'aquí aquesta pujada de corrent (corrent entregada per les plaques) i baixada de tensió dels ondulators.

Es perd el punt de màxima potencia temporalment durant 4 segons.

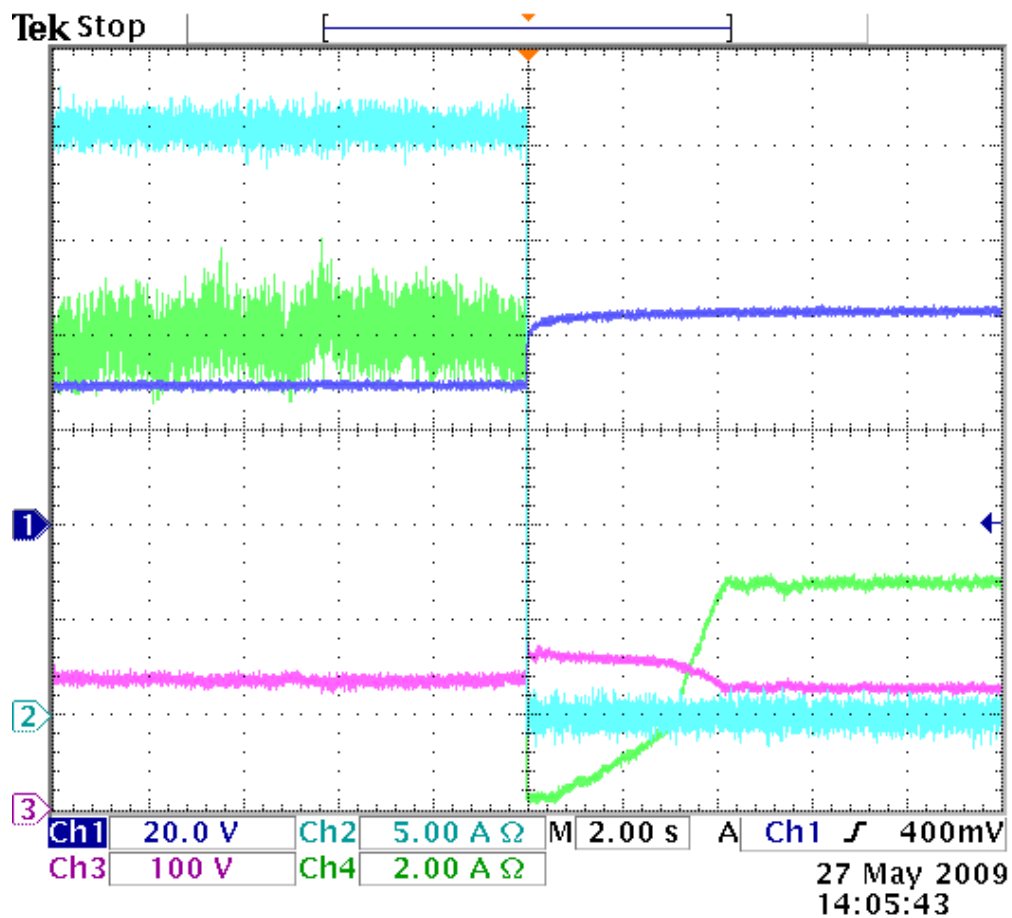


Figura 91. Ch1.-Tensió de la pila de combustible, Ch2.-Corrent d'entrada dels convertidors, Ch3.- Tensió dels panells i ondulators, Ch4.- Corrent sortida convertidors i panells.

A la figura 91 podem observar un altre cop una variació d'alimentació de la pila de combustible quan aquesta està subministrant 1 kW aproximadament. Podem veure com a diferència, la tensió de la pila de combustible Ballard Nexa, que en el moment de desconnexió està en circuit obert i passa de tindre 29 V a plena càrrega a tenir uns 43 V en circuit obert. Aquesta característica ens demostra com les dades del fabricant són correctes i quadren amb les de la figura 13 (gràfica teòrica de la pila de combustible Ballard NEXA). Igualment que en el punt anterior en el moment de la desconnexió els ondulators

perden el punt de màxima potència, però al cap de uns quatre segons aproximadament tornen a trobar aquest MPP.

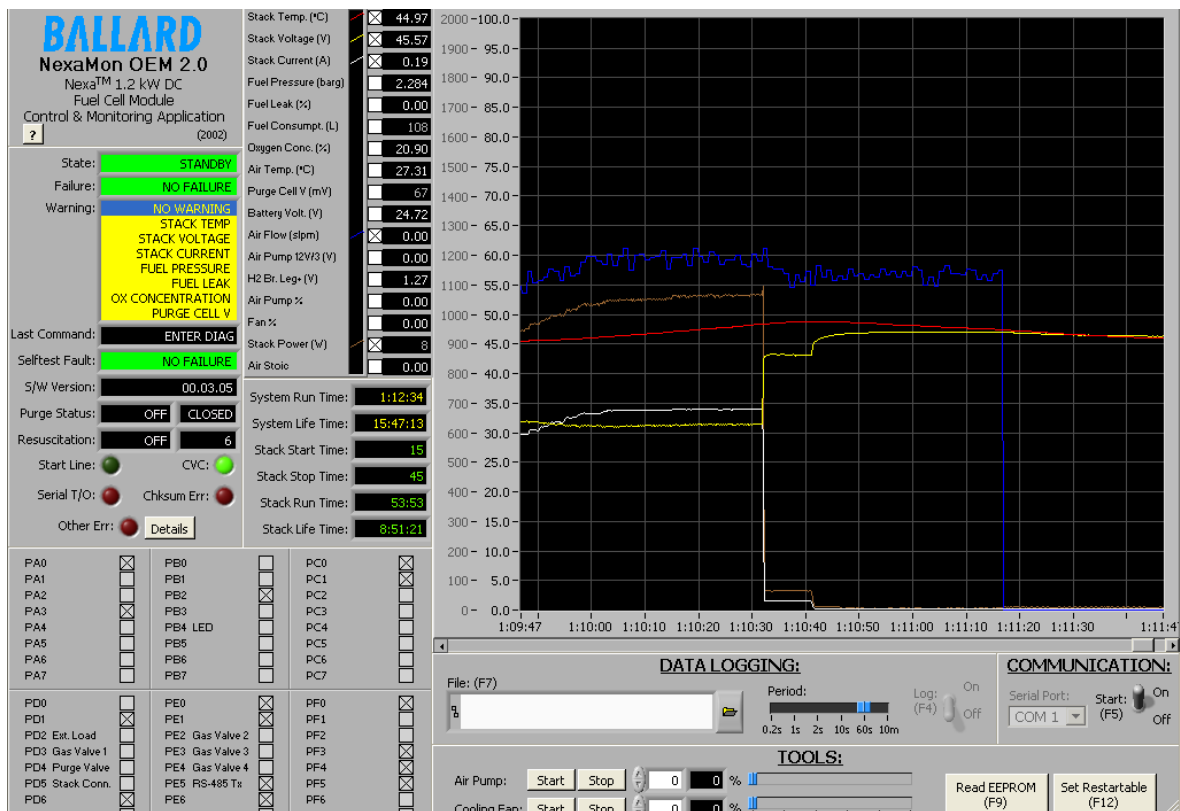


Figura 92. Característiques del transitori de línia de la Ballard NEXA

En la figura 92 podem observar el transitori de línia comentat anteriorment, però des de la pantalla gràfica proporcionada per els fabricant de la pila Ballard NEXA. En aquest cas podem veure que la potència total extreta de la pila era d'uns 1050 W a uns 31 V i 34 A. En el moment de la davallada de potència veiem com el corrent disminueix i la tensió augmenta, quan aquesta potència es fa zero, la pila passa a subministrar uns 46 V en circuit obert.

6. CONCLUSIONS.

6.1 Conclusions finals.

El present projecte ha estat dissenyat, construït i comprovat el correcte funcionament de tres convertidors Boost amb control en mode lliscant. El prototip està preparat per treballar amb qualsevol de les dos fonts d'energia, un aerogenerador WHISPER 200 i una pila de combustible Ballard NEXA.

La principal diferència entre les dos fonts d'energia, es que l'aerogenerador ens subministra una tensió alterna a cada fase, desfasada 120° cadascuna. Per aquest motiu els tres convertidors estan connectats en paral·lel a la sortida a un sol ondulador, per a que aquest rebi una potència plana. A més a més a l'entrada de cadascun dels convertidors Boost es disposa de un pont de díodes per obtindre una tensió rectificada.

Quan a l'entrada es disposa de la pila de combustible, no cal connectar el pont de díodes ja que aquesta tensió ja es contínua, a més es connecten tres convertidors a la sortida de la pila de combustible, per tal de millorar el rendiment dels convertidors. Al tindre a la sortida una potència plana podem connectar els convertidors elevadors en els onduladors que vulguem, realitzant qualsevol combinació possible.

A mesura que s'ha avançat en el projecte, s'han hagut de canviar diversos components, per tal de fer el prototipus més robust en front a possibles aplicacions futures, i degut a algunes de les característiques del sistema feien pujar la temperatura d'alguns dels components a nivells perillosos.

Per tal de canviar la font d'alimentació, en les plaques solament s'ha de realitzar un petit ajust, que es el de canviar una resistència en paral·lel del divisor de tensió corresponent al sensor de tensió. Aquest fet ens permetrà ajustar correctament el valor de la conductància d'entrada dels convertidors elevadors. Com que només es un prototipus aquesta resistència s'introdueix o s'extreu manualment, encara que per fer una aplicació més complerta en un futur es podria modificar el sistema introduint un interruptor on es pugui escollir entre una resistència o altra en funció de la font d'energia que connectem a l'entrada.

A més l'altra única diferència entre una font d'energia o l'altra serà que en el cas de la Ballard NEXA, es connectarà directament als convertidors, i en el cas del WHISPER 200 es connectarà en la regleta del pont de díodes.

En les simulacions s'ha comprovat el correcte funcionament de les diferents respostes dels convertidors, en front a diferents factors, i comprovat el funcionament correcte de la llei de control estudiada teòricament.

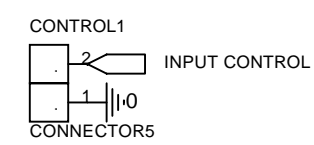
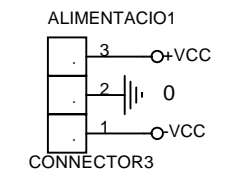
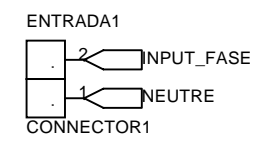
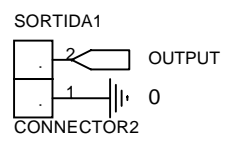
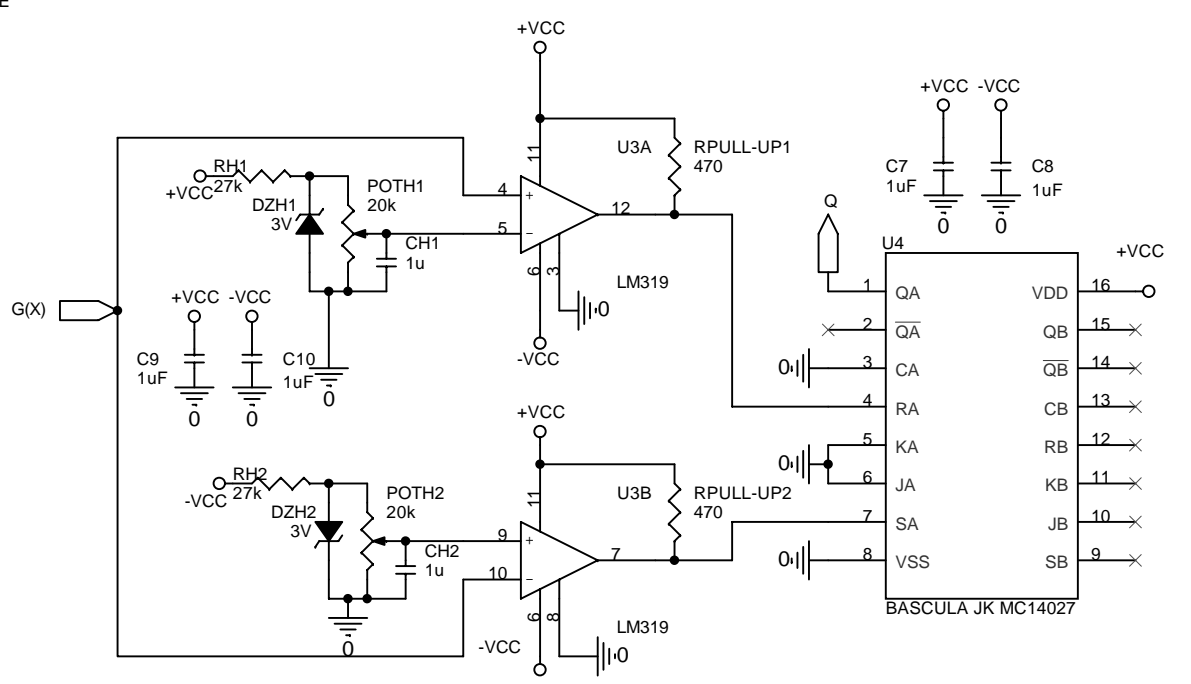
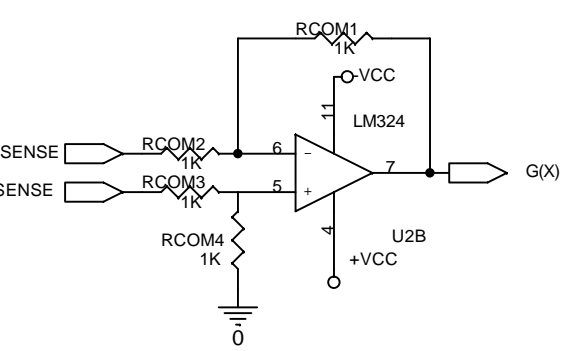
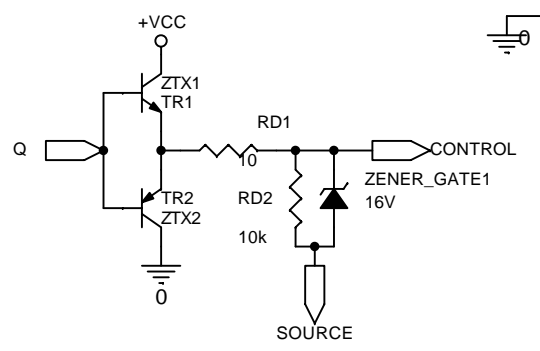
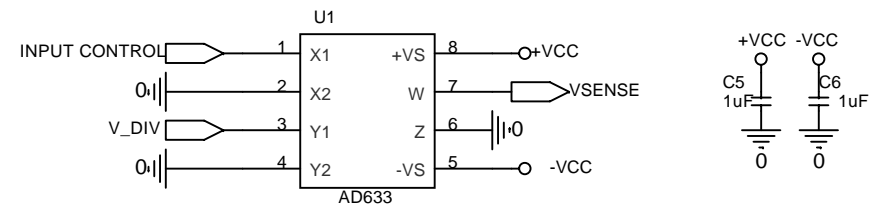
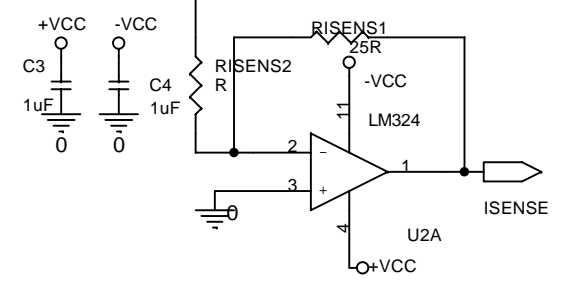
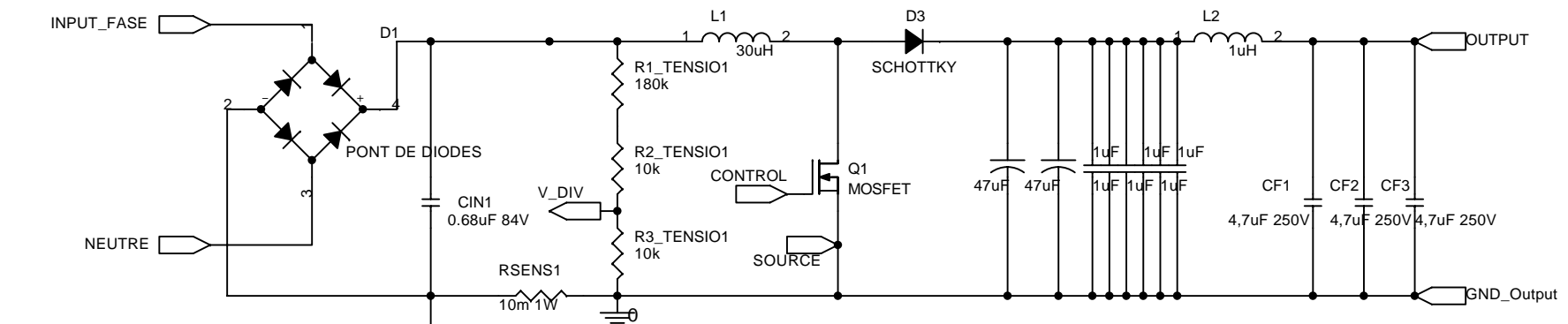
Posteriorment en els resultats experimentals s'ha comprovat el funcionament de tota la planta en el seu conjunt, tant amb l'alimentació de l'aerogenerador WHISPER 200 com amb la pila de combustible Ballard NEXA.

S'ha pogut comprovar com els convertidors, en el cas de la pila de combustible, funcionen correctament, i injectem aproximadament 1kW a la xarxa elèctrica, a més a més de respondre correctament en front dels possibles transitoris de línia. Per tant, els convertidors independentment de la tensió dels panells estaven injectant entre els tres 1 kW, així doncs es pot afirmar que tenen el comportament de una font de potència, que es el que es pretenia inicialment.

Experimentalment amb la connexió a l'entrada dels convertidors, de l'aerogenerador WHISPER 200, s'ha comprovat que aquestos funcionen correctament, injectant potència a la xarxa elèctrica, independentment de la tensió que tinguem a la sortida deguda als panells solars. En aquest cas l'únic inconvenient ha sigut el de no poder extreure 1 kW de potència degut a inestabilitats del sistema degudes al aerogenerador i als transformadors, injectant com a màxim 600 W entre tots tres convertidors. Aquestes incompatibilitats seran estudiades en el futur per tal de extreure 1 kW i poder injectar-lo a la xarxa sense cap tipus de problema. Els convertidors han funcionat de forma correcta en tot moment en front a transitoris de línia de qualsevol tipus.

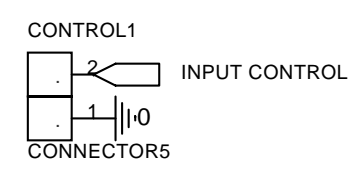
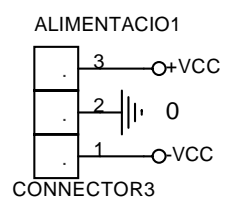
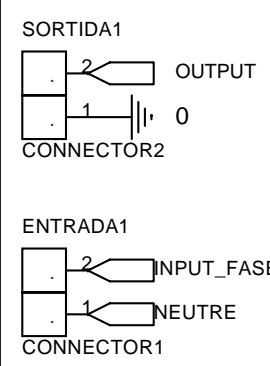
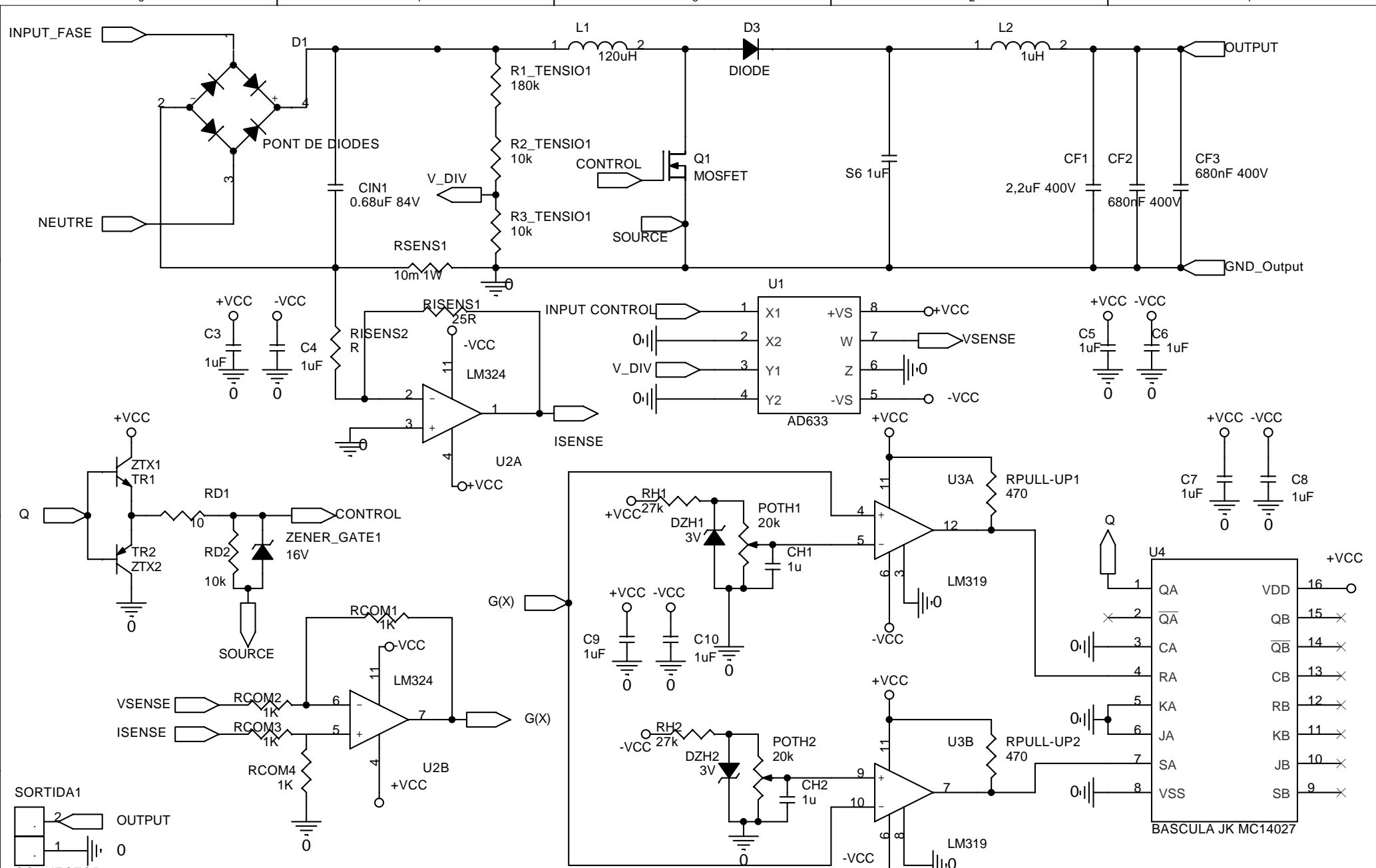
Com a conclusió final podem dir que el prototipus ha funcionat correctament injectant potència a la xarxa, a través de l'ondulador, amb un comportament de font de potència.

7. PLÀNOLS.

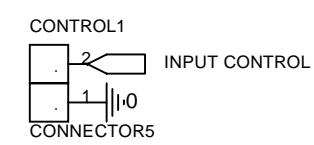
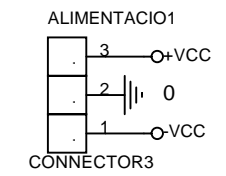
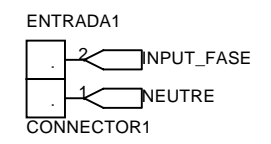
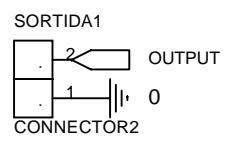
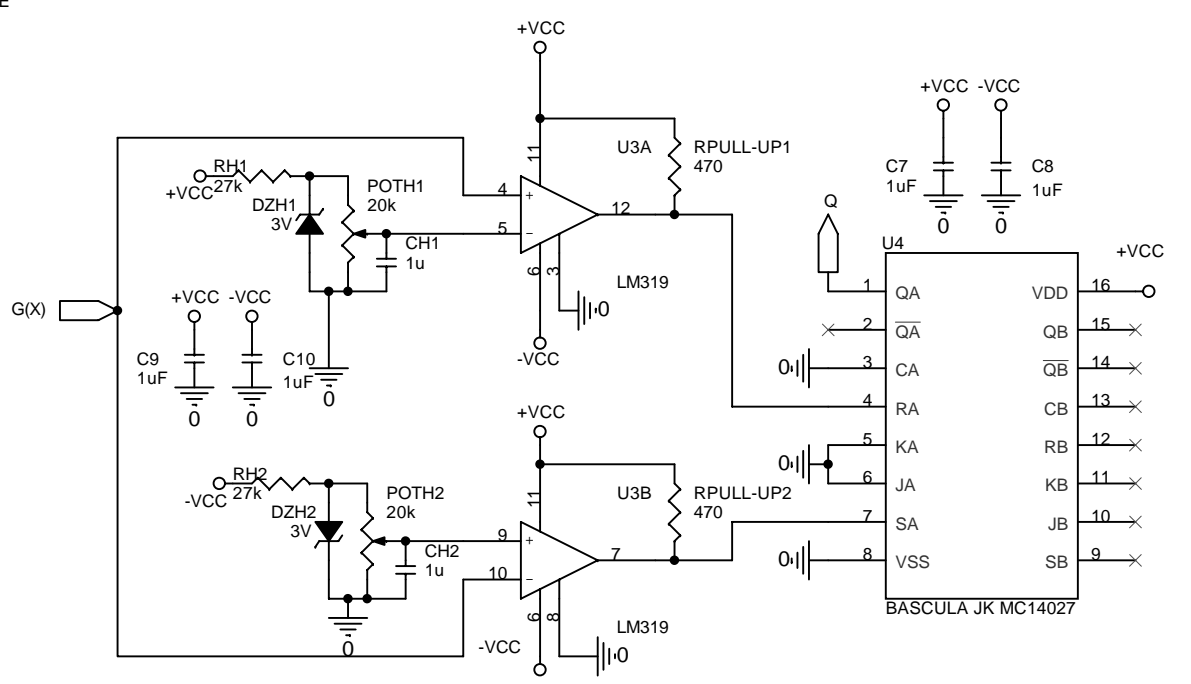
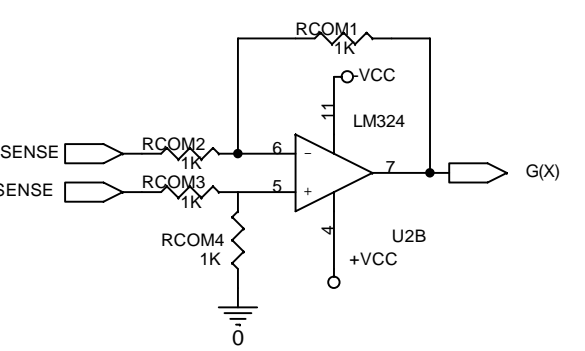
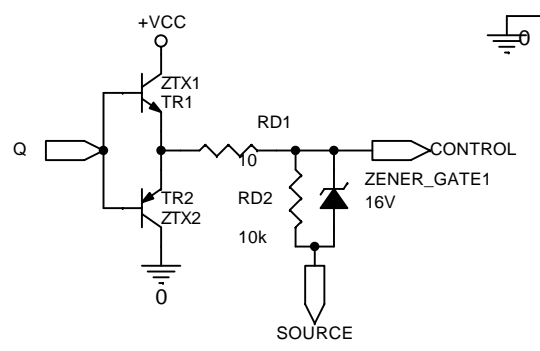
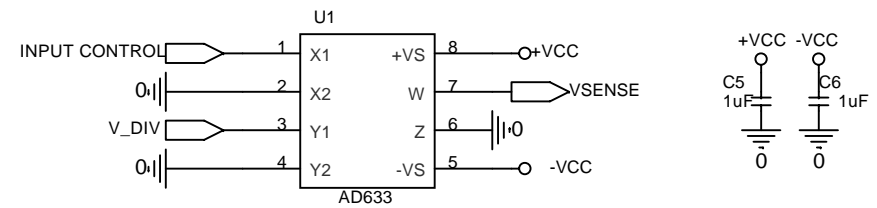
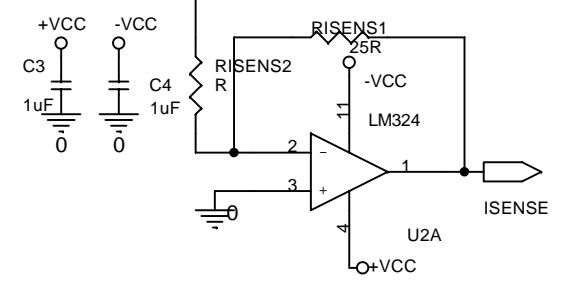
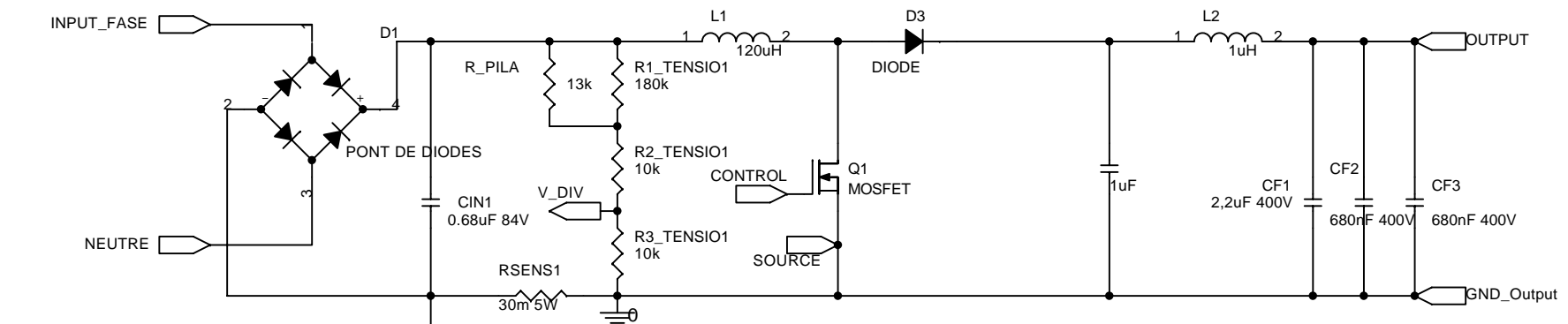


Customer		Universitat Rovira i Virgili	
Title		Boost amb correcció de factor de potència	
Document Number		Etapa de Potència components 1	
Size	Date	Wednesday, May 06, 2009	Ver
A4	Name	Signature	1.0
Drawn by	Toni Leon Masich		<RevCode>
Approved by	Hugo Valderrama		Sheet
			1 of 6

GAEI
Grup d'Automàtica i
Electrònica
Industrial

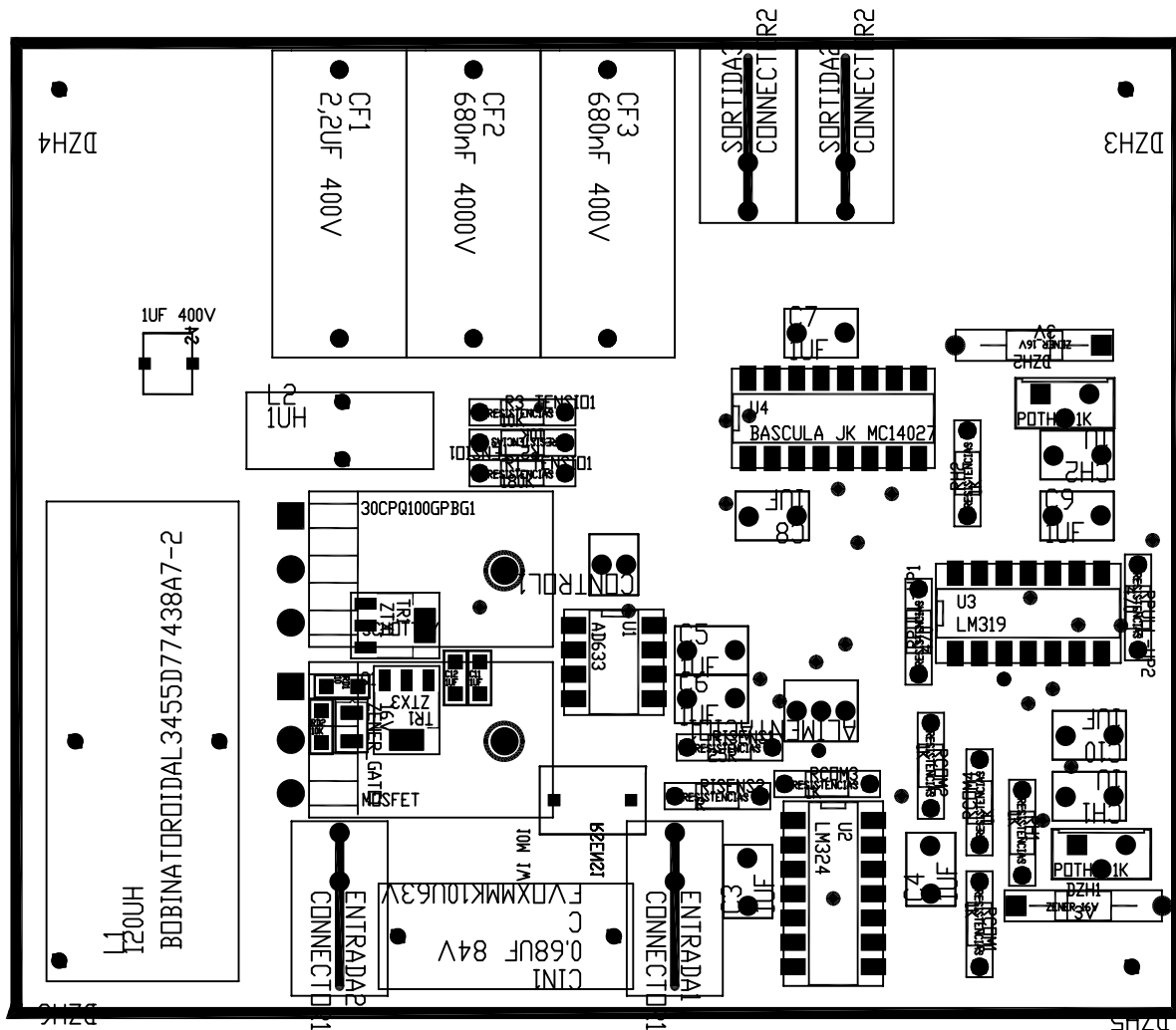


Customer		Universitat Rovira i Virgili		GAEI
Title		Boost amb correcció de factor de potència		
Document Number		Etapla de Potència aerogenerador		Grup d'Automàtica i Electrònica Industrial
Size		Date Wednesday, May 06, 2009		
A		Name		Signature
Drawn by		Toni Leon Masich		
Aprovat by		Hugo Valderrama		Ver 1.0
				Rev <RevCode>
				Sheet 2 of 6



Customer		Universitat Rovira i Virgili	
Title		Boost amb correcció de factor de potència	
Document Number		Etapa de Potència pila de combustible	
Size	Date	Wednesday, May 06, 2009	Ver
A4	Name	Signature	1.0
Drawn by	Toni Leon Masich		<RevCode>
Approved by	Hugo Valderrama		3 of 6

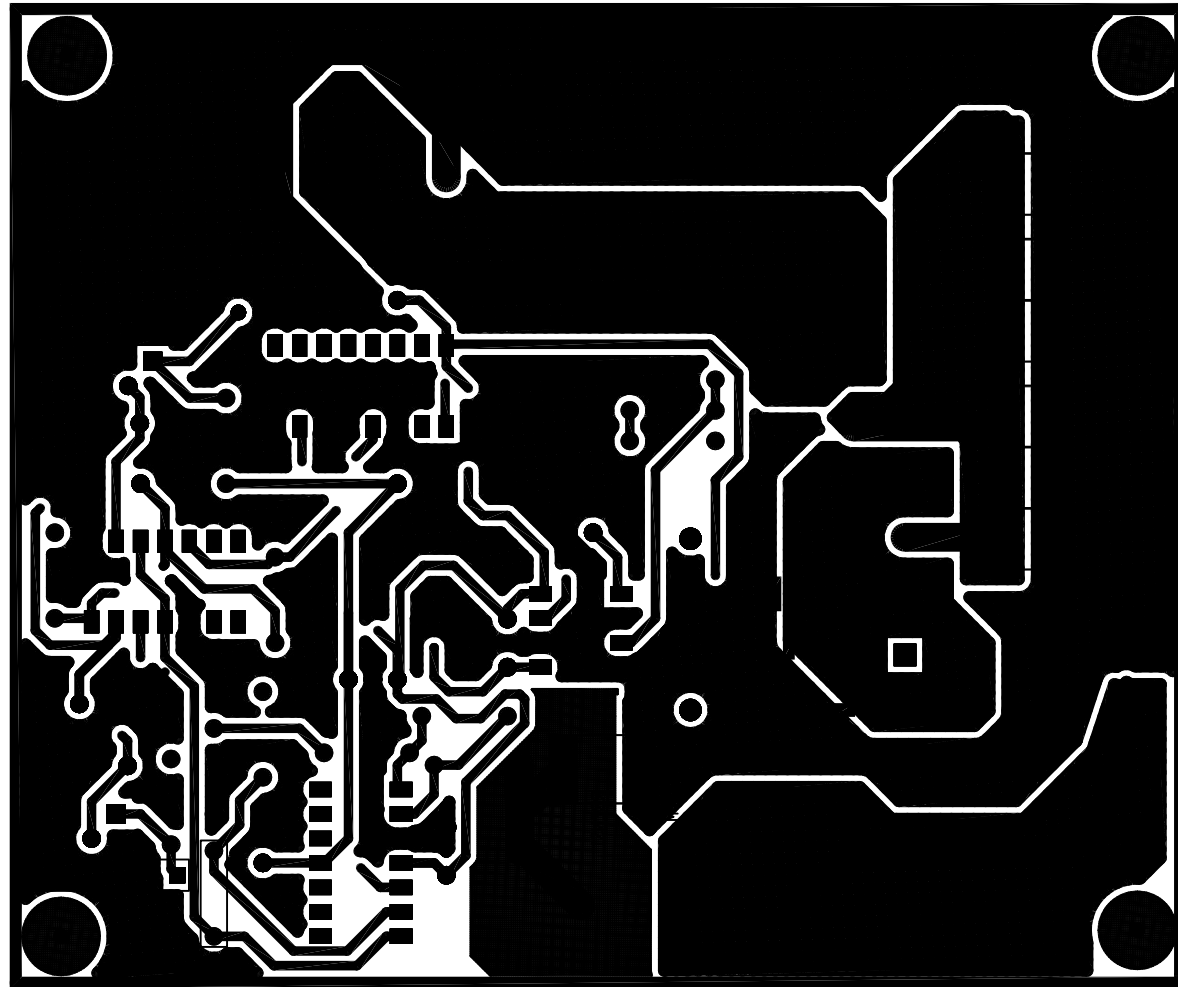
GAEI
 Grup d'Automàtica i
 Electrònica
 Industrial



BOBINA TOROIDAL 3455D77438A7-2
 120UH

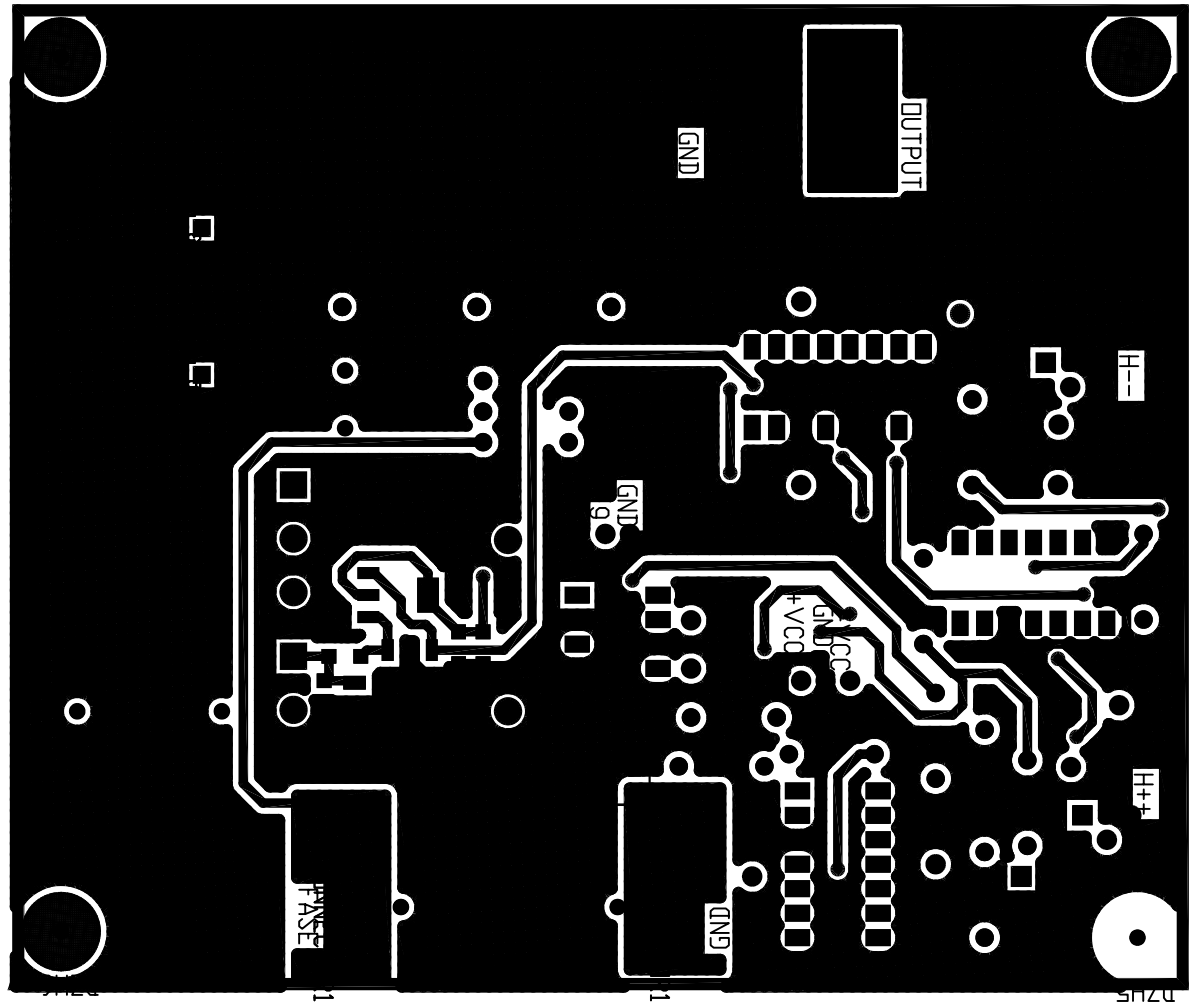
DRILL CHART				
SYM	DIAM	TOL	QTY	NOTE
+	0.800 mm		36	
◊	0.800 mm		80	
■	0.900 mm		30	
○	1.000 mm		5	
⊕	1.000 mm		10	
△	1.200 mm		4	
*	1.800 mm		2	
x	3.000 mm		6	
TOTAL			173	

Customer		Universitat Rovira i Virgili		GAEI	
Title		Boost amb correcció de factor de potència		Grup d'Automàtica i Electrònica Industrial	
Document Number		LAYOUT - Capa de components			
Size	Date	Monday, Jun 01, 2009		Ver	Rev
A4	Name	Signature		1.0	<RevCode>
Drawn by	Toni Leon Masich				
Approved by	Hugo Valderrama				
				Sheet	4 of 6



DRILL CHART				
SYM	DIAM	TOL	QTY	NOTE
+	0.800 mm		36	
◊	0.800 mm		80	
■	0.900 mm		30	
○	1.000 mm		5	
⊕	1.000 mm		10	
△	1.200 mm		4	
*	1.800 mm		2	
x	3.000 mm		6	
TOTAL			173	

Customer		Universitat Rovira i Virgili		GAEI Grup d'Automàtica i Electrònica Industrial	
Title		Boost amb correcció de factor de potència			
Document Number		LAYOUT - Capa INFERIOR			
Size	Date	Monday, Jun 01, 2009		Ver	Rev
A4	Name	Signature		1.0	<RevCode>
Drawn by	Toni Leon Masich				
Approved by	Hugo Valderrama				
				Sheet	5 of 6



DRILL CHART				
SYM	DIAM	TOL	QTY	NOTE
+	0.800 mm		36	
◇	0.800 mm		80	
■	0.900 mm		30	
○	1.000 mm		5	
⊕	1.000 mm		10	
△	1.200 mm		4	
*	1.800 mm		2	
x	3.000 mm		6	
TOTAL			173	

Customer		Universitat Rovira i Virgili		GAEI Grup d'Automàtica i Electrònica Industrial	
Title		Boost amb correcció de factor de potència			
Document Number		LAYOUT - Capa SUPERIOR			
Size	A4	Date	Monday, Jun 01, 2009	Ver	1.0
Drawn by	Toni Leon Masich	Signature		Rev	<RevCode>
Approved by	Hugo Valderrama			Sheet	6 of 6

8. MEDICIONS I PRESSUPOST.

8.1 Medicions.

8.1.1 Capítol 1- ETAPA DE POTÈNCIA.

Codi	Descripció	Uts	Longitud	Amplada	Alçada	Parcials	Quantitat	Preu	Import
CAPÍTOL 1 - ETAPA DE POTÈNCIA									
4215590	u Connectors Faston PCB Connectors Faston, Connexió entrada i sortida, TYCO Electronics-6,3x0,8mm	10				10,0000		10,00	
1467472	u Pont de díodes Pont rectificador 200A 2500V GPBC	4				4,0000		4,00	
1463208	u Díode ultraràpid Díode Ultraràpid International Rectifier 60 A 400 V - 60APU04PBF	10				10,0000		10,00	
1650718	u Condensador SMD Condensador SMD AVX 1 uF 250 V	25				25,0000		25,00	
1413876	u Condensador 2,2 uF Condensador VISHAY DALE 2,2 uF 400 V	10				10,0000		10,00	
1298480	u Interruptor MOSFET Interruptor Mosfet N-Channel 250 V 46 A Rds=0,059 Ohms International Rectifier IRFP4242PBF	10				10,0000		10,00	
3902572	u Condensador 680 nF Condensador 680 nF 630 V VISHAY BC COMPONENTS	10				10,0000		10,00	
1324808	u Dissipador de calor Dissipador ABL 1°C/W (100x120x77)mm	3				3,0000		3,00	

8.1.2 Capítol 2 – ETAPA DE CONTROL.

Codi	Descripció	Uts	Longitud	Amplada	Alçada	Parcials	Quantitat	Preu	Import
------	------------	-----	----------	---------	--------	----------	-----------	------	--------

CAPÍTOL 2 - ETAPA DE CONTROL

9604995	u Multiplicador Analògic Multiplicador Analògic Analog Devices AN633JNZ DIP-8	4	4,0000	4,00
5335749	u Comparador LM319 Comparador LM319 National Semiconductor DIP-14	7	7,0000	7,00
5190209	u Bàscula J-K Bàscula JK MC 14027 ON Semiconductor DIP-16	7	7,0000	7,00
426049	u Amplificador Operacional Amplificador Operacional LM324 ST DIP-14	10	10,0000	10,00
1107484	u Resistències de sensat 70 mOhms Resistències de sensat de 70mOhms 5W de potència Vishay Dale	10	10,0000	10,00
1107481	u Resistències de sensat 50 mOhms Resistències de sensat de 50mOhms 5W de potència Vishay Dale	10	10,0000	10,00
9525009RL	u Transistor SMD NPN Transistor NPN encapsulat SMD ZETEX per Driver de dispar	5	5,0000	5,00
9525025	u Transistor SMD PNP Transistor PNP encapsulat SMD ZETEX per Driver de dispar	5	5,0000	5,00
1023046	u Sòcal DIP8 Sòcal DIP 8 per insertar circuit integrat	10	10,0000	10,00
1023048	u Sòcal DIP16 Sòcal DIP16 per insertar circuit integrat	10	10,0000	10,00
1023047	u Sòcal DIP14			

	Sòcal DIP14 per insertar circuit integrat		
	10	10,0000	
			10,00
9773789	u Pins grimpar		
	Pins per grimpar els cables de connexió de les senyals		
	100	100,0000	
			100,00
9731148	u Connector KK 2 vies mascle		
	Connector mascle MOLEX de dos vies per insertar els cables de senyal		
	10	10,0000	
			10,00
1453123	u Connector KK 2 vies femella		
	Connector femella MOLEX per insertar els cables de senyal		
	10	10,0000	
			10,00
4838477	u Connector KK 3 vies mascle		
	Connector mascle MOLEX de tres vies per insertar els cables de senyal		
	10	10,0000	
			10,00
46705	u Connector KK 3 vies femella		
	Connector femella MOLEX de tres vies per insertar els cables de senyal		
	10	10,0000	
			10,00
5220350	u Potenciòmetre multivolta 20K		
	Potenciòmetre multivolta de 20K per realització de finestra d'histerèsis		
	10	10,0000	
			10,00
158-972	u Resistències 180k de 0,25 W		
	Resistències de 180k per realització del control		
	100	100,0000	
			100,00
477-8246	u Resistències 10k de 0,25 W		
	Resistències de 10k per realització del control		
	50	50,0000	
			50,00
135-976	u Resistències 47k de 0,25 W		
	Resistències de 47k per realització del control		
	10	10,0000	
			10,00
477-8280	u Resistències 13k de 0,25 W		
	Resistències de 13k per realització del control		
	50	50,0000	
			50,00
148-506A	u Resistències 1k de 0,25 W		

	Resistències de 1k per realització del control								
		100				100,0000			
							100,00		
224-0143	u Resistències 10 Ohms SMD								
	Resistències de 10 Ohms per realització del control								
		10				50,0000			
							50,00		
149-672A	u Resistències 470 Ohms de 0,25 W								
	Resistències de 470 Ohms per realització del control								
		100				100,0000			
							100,00		
214-1327	u Resistències 27k de 0,25 W								
	Resistències de 27k per realització del control								
		10				10,0000			
							10,00		
135-853A	u Resistències 1k2 de 0,25 W								
	Resistències de 1k2 per realització del control								
		100				100,0000			
							100,00		
148-843A	u Resistències 30k de 0,25 W								
	Resistències de 30k per realització del control								
		100				100,0000			
							100,00		
348-0730	u Resistències 10k SMD								
	Resistències de 10k per realització del control								
		50				50,0000			
							50,00		
812-342	u Díode Zener 3V								
	Diode Zener per la realització de la finestra d'histèresis								
		50				50,0000			
							50,00		
537-3274	u Condensadors 1uF AVX								
	Condensadors de 1uF per la realització del desacoplo								
		30				30,0000			
							30,00		

8.1.3 Capítol 3 –ALTRES PECES.

Codi	Descripció	Uts	Longitud	Amplada	Alçada	Parcials	Quantitat	Preu	Import
------	------------	-----	----------	---------	--------	----------	-----------	------	--------

CAPÍTOL 3 - ALTRES PEÇES

221-128	u Separador 6mm MM Separadors per ficar la placa sobre el dissipador	50	50,0000	50,00
560-776	u Bossa 100 tornillos M3x12mm Tornillos per placa i components	1	1,0000	1,00
221-128	u Bossa 250 femelles M3 Femelles per placa i components	1	1,0000	1,00
527-369	u Bossa 250 volanderes M3 Volanderes per placa i components	1	1,0000	1,00

8.1.4 Capítol 4 – MÀ D'OBRA.

Codi	Descripció	Uts	Longitud	Amplada	Alçada	Parcials	Quantitat	Preu	Import
------	------------	-----	----------	---------	--------	----------	-----------	------	--------

CAPÍTOL 4 - MÀ D'OBRA

A025126	Enginyer tècnic Industrial-Tècnic Recerca grup III	150 h				150,0000	150,00		
A025327	Enginyer tècnic Industrial.Tècnic Recerca grup II	20 h				20,0000	20,00		

8.2 Preus unitaris.

Codi	Uts	Descripció	Preu
A025126	h	Enginyer tècnic Industrial-Tècnic Recerca grup III	12,50 DOTZE EUROS amb CINCQUANTA CÉNTIMS
A025327	h	Enginyer tècnic Industrial.Tècnic Recerca grup II	17,50 DISSET EUROS amb CINCQUANTA CÉNTIMS
4215590	u	u Connectors Faston PCB	0,13 ZERO EUROS amb TRETZE CÉNTIMS

1467472	u	u Pont de díodes	2,98	DOS EUROS amb NORANTA VUIT CÉNTIMS
1463208	u	u Díode ultraràpid	3,77	TRES EUROS amb SETANTA SET CÉNTIMS UN EURO amb VINT-I-UN CÉNTIM
1650718	u	u Condensador SMD	1,21	UN EURO amb NORANTA CÉNTIMS
1413876	u	u Condensador 2,2 uF	1,90	SET EUROS amb NORANTA UN CÉNTIMS
1298480	u	u Interruptor MOSFET	7,91	UN EURO amb TRES CÉNTIMS
3902572	u	u Condensador 680 nF	1,03	DOTZE EUROS amb CINQUANTA VUIT CÉNTIMS
1324808	u	u Dissipador de calor	9,00	NOU EUROS
9604995	u	u Multiplicador Analògic	1,08	UN EURO amb VUIT CÉNTIMS
5335749	u	u Comparador LM319	0,47	ZERO EUROS amb QUARANTA SET CÉNTIMS
5190209	u	u Bàscula J-K	0,20	ZERO EUROS amb VINT CÉNTIMS
426049	u	u Amplificador Operacional	1,45	UN EURO amb QUARANTA CINC CÉNTIMS
1107484	u	u Resistències de sensat 70 mOhms	2,41	DOS EUROS amb QUARANTA UN CÈNTIMS
1107481	u	u Resistències de sensat 50 mOhms	1,24	UN EURO amb VINT-I-QUATRE CÈNTIMS
9525009RL	u	u Transistor SMD NPN	1,24	UN EURO amb VINT-I-QUATRE CÈNTIMS
9525025	u	u Transistor SMD PNP	0,87	ZERO EUROS amb VUITANTA SET CÈNTIMS
1023046	u	u Sòcal DIP8	2,38	DOS EUROS amb TRENTA VUIT UN CÈNTIMS
1023048	u	u Sòcal DIP16	1,73	UN EURO amb SETANTA TRES UN CÈNTIMS
1023047	u	u Sòcal DIP14	6,08	SIS EUROS amb VUIT CÈNTIMS
9773789	u	u Pins grimpar	0,81	ZERO EUROS amb VUITANTA UN CÈNTIMS
9731148	u	u Connector KK 2 vies mascle	0,84	ZERO EUROS amb VUITANTA QUATRE CÈNTIMS
1453123	u	u Connector KK 2 vies femella	0,92	ZERO EUROS amb
4838477	u	u Connector KK 3 vies mascle		

46705	u	u Connector KK 3 vies femella	0,94	NORANTA DOS CÈNTIMS ZERO EUROS amb NORANATA QUATRE CÈNTIMS
5220350	u	u Potenciòmetre multivolta 20K	0,94	ZERO EUROS amb NORANTA QUATRE CÈNTIMS
158-972	u	u Resistències 180k de 0,25 W	0,027	ZERO EUROS amb DOS CÈNTIMS AMB SET
477-8246	u	u Resistències 10k de 0,25 W	0,022	ZERO EUROS amb DOS CÈNTIMS AMB DOS
135-976	u	u Resistències 47k de 0,25 W	0,036	ZERO EUROS amb TRES CÈNTIMS AMB SIS
477-8280	u	u Resistències 13k de 0,25 W	0,022	ZERO EUROS amb DOS CÈNTIMS AMB DOS
148-506A	u	u Resistències 1k de 0,25 W	0,026	ZERO EUROS amb DOS CÈNTIMS amb SIS
224-0143	u	u Resistències 10 Ohms SMD	0,131	DOS EUROS amb QUARANTA UN CÈNTIMS
149-672A	u	u Resistències 470 Ohms de 0,25 W	0,058	ZERO EUROS amb CINC CÈNTIMS amb VUIT
214-1327	u	u Resistències 27k de 0,25 W	0,091	DOS EUROS amb QUARANTA UN CÈNTIMS
135-853A	u	u Resistències 1k2 de 0,25 W	0,015	ZERO EUROS amb UN CÈNTIM amb CINC
148-843A	u	u Resistències 30k de 0,25 W	0,026	ZERO EUROS amb DOS CÈNTIMS mb SIS
348-0730	u	u Resistències 10k SMD	0,050	ZERO EUROS amb QUARANTA UN CÈNTIMS
812-342	u	u Díode Zener 3V	0,266	DOS EUROS amb CINC CÈNTIMS
537-3274	u	u Condensadors 1uF AVX	0,385	ZERO EUROS amb TRENTA VUIT CÈNTIMS amb CINC
221-128	u	u Separador 6mm MM	0,11	ZEROS amb ONZE CÈNTIMS
560-776	u	u Bossa 100 tornillos M3x12mm	1,92	UN EURO amb NORANTA DOS CÈNTIMS
221-128	u	u Bossa 250 femelles M3	4,59	QUATRE EUROS amb CINQUANTA NOU CÈNTIMS
527-369	u	u Bossa 250 volanderes M3	4,42	QUATRE EUROS amb QUARANTA DOS CÈNTIMS

8.3 Pressupost.

8.3.1 Capítol 1- ETAPA DE POTÈNCIA.

Codi	Descripció	Uts	Quantitat	Preu	Import
CAPÍTOL 1 - ETAPA DE POTÈNCIA					
4215590	u Connectors Faston PCB				
	Connectors Faston, Connexió entrada i sortida, TYCO Electronics-6,3x0,8mm		10,00	0,13 €	1,30 €
1467472	u Pont de díodes				
	Pont rectificador 200A 2500V GPBC		4,00	2,98 €	233,00 €
1463208	u Díode ultraràpid				
	Díode Ultraràpid International Rectifier 60 A 400 V - 60APU04PBF		10,00	3,77 €	286,00 €
1650718	u Condensador SMD				
	Condensador SMD AVX 1 uF 250 V		25,00	1,21 €	97,48 €
1413876	u Condensador 2,2 uF				
	Condensador VISHAY DALE 2,2 uF 400 V		10,00	1,90 €	19,00 €
1298480	u Interruptor MOSFET				
	Interruptor Mosfet N-Channel 250 V 46 A Rds=0,059 Ohms International Rectifier IRFP4242PBF		10,00	7,91 €	79,10 €
3902572	u Condensador 680 nF				
	Condensador 680 nF 630 V VISHAY BC COMPONENTS		10,00	1,03 €	10,30 €
1324808	u Dissipador de calor				
	Dissipador ABL 1°C/W (100x120x77)mm		3,00	12,58 €	37,74 €
TOTAL CAPÍTOL 1 - ETAPA DE POTÈNCIA					763,92 €

8.3.2 Capítol 2 – ETAPA DE CONTROL.

Codi	Descripció	Quantitat	Preu	Import
CAPÍTOL 2 - ETAPA DE CONTROL				
9604995	u Multiplicador Analògic			

	Multiplicador Analògic Analog Devices AN633JNZ DIP-8	4,00	9,00 €	36,00 €
5335749	u Comparador LM319 Comparador LM319 National Semiconductor DIP-14	7,00	1,08 €	7,56 €
5190209	u Bàscula J-K Bàscula JK MC 14027 ON Semiconductor DIP-16	7,00	0,47 €	3,29 €
426049	u Amplificador Operacional Amplificador Operacional LM324 ST DIP-14	10,00	0,20 €	2,00 €
1107484	u Resistències de sensat 70 mOhms Resistències de sensat de 70mOhms 5W de potència Vishay Dale	10,00	1,45 €	14,50 €
1107481	u Resistències de sensat 50 mOhms Resistències de sensat de 50mOhms 5W de potència Vishay Dale	10,00	2,41 €	24,10 €
9525009RL	u Transistor SMD NPN Transistor NPN encapsulat SMD ZETEX per Driver de dispar	5,00	1,24 €	6,20 €
9525025	u Transistor SMD PNP Transistor PNP encapsulat SMD ZETEX per Driver de dispar	5,00	1,24 €	6,20 €
1023046	u Sòcal DIP8 Sòcal DIP 8 per insertar circuit integrat	10,00	0,87 €	8,70 €
1023048	u Sòcal DIP16 Sòcal DIP16 per insertar circuit integrat	10,00	2,38 €	23,80 €
1023047	u Sòcal DIP14 Sòcal DIP14 per insertar circuit integrat	10,00	1,73 €	17,30 €
9773789	u Pins grimpar Pins per grimpar els cables de connexió de les senyals	1,00	6,08 €	6,08 €
9731148	u Connector KK 2 vies mascle Connector mascle MOLEX de dos vies per insertar els cables de senyal	10,00	0,81 €	8,10 €
1453123	u Connector KK 2 vies femella			

	Connector femella MOLEX per insertar els cables de senyal	10,00	0,84 €	8,40 €
4838477	u Connector KK 3 vies mascle Connector mascle MOLEX de tres vies per insertar els cables de senyal	10,00	0,92 €	9,20 €
46705	u Connector KK 3 vies femella Connector femella MOLEX de tres vies per insertar els cables de senyal	10,00	0,94 €	9,40 €
5220350	u Potenciòmetre multivolta 20K Potenciòmetre multivolta de 20K per realització de finestra d'histerèsis	10,00	0,94 €	9,40 €
158-972	u Resistències 180k de 0,25 W Resistències de 180k per realització del control	100,00	0,027 €	2,70 €
477-8246	u Resistències 10k de 0,25 W Resistències de 10k per realització del control	50,00	0,022 €	1,10 €
135-976	u Resistències 47k de 0,25 W Resistències de 47k per realització del control	10,00	0,036 €	0,36 €
477-8280	u Resistències 13k de 0,25 W Resistències de 13k per realització del control	50,00	0,022 €	1,10 €
148-506A	u Resistències 1k de 0,25 W Resistències de 1k per realització del control	100,00	0,026 €	2,60 €
224-0143	u Resistències 10 Ohms SMD Resistències de 10 Ohms per realització del control	10,00	0,131 €	1,31 €
149-672A	u Resistències 470 Ohms de 0,25 W Resistències de 470 Ohms per realització del control	100,00	0,058 €	5,80 €
214-1327	u Resistències 27k de 0,25 W Resistències de 27k per realització del control	10,00	0,091 €	0,91 €
135-853A	u Resistències 1k2 de 0,25 W Resistències de 1k2 per realització del control	100,00	0,015 €	1,50 €
148-843A	u Resistències 30k de 0,25 W Resistències de 30k per realització del control	100,00	0,026 €	2,60 €

348-0730	u Resistències 10k SMD Resistències de 10k per realització del control	50,00	0,050 €	2,50 €
812-342	u Díode Zener 3V Diode Zener per la realització de la finestra d'histèresis	50,00	0,266 €	13,30 €
537-3274	u Condensadors 1uF AVX Condensadors de 1uF per la realització del desacoplo	30,00	0,385 €	11,55 €
TOTAL CAPÍTOL 2 - ETAPA DE CONTROL				247,56 €

8.3.3 Capítol 3 – ALTRES PECES.

Codi		Quantitat	Preu	Import
CAPÍTOL 3 - ALTRES PEÇES				
221-128	u Separador 6mm MM Separadors per ficar la placa sobre el dissipador	50,00	0,110 €	5,50 €
560-776	u Bossa 100 tornillos M3x12mm Tornillos per placa i components	1,00	1,920 €	1,92 €
221-128	u Bossa 250 femelles M3 Femelles per placa i components	1,00	4,590 €	4,59 €
527-369	u Bossa 250 volanderes M3 Volanderes per placa i components	1,00	4,420 €	4,42 €
TOTAL CAPÍTOL 3 -ALTRES PEÇES				16,43 €

8.3.4 Capítol 4 – MÀ D'OBRA.

Codi		Hores	Preu	Import
CAPÍTOL 4 - MÀ D'OBRA				
A025126	Enginyer tècnic Industrial-Tècnic Recerca grup III Enginyer tècnic industrial realitzador dels convertidors	150,00	12,500 €	1875
A025327	Enginyer tècnic Industrial.Tècnic Recerca grup II			

Enginyer tècnic Industrial supervisor	20,00	17,500 €	350,00 €
---------------------------------------	-------	----------	----------

TOTAL CAPÍTOL 4 - MÀ D'OBRA			2.225,00 €
------------------------------------	--	--	-------------------

8.3.5 Total Pressupost.

TOTAL PRESSUPOST			3.252,91 €
-------------------------	--	--	-------------------

8.4 Resum Pressupost.

Capítol	Resum	Import	%
C_01	CAPÍTOL 1 ETAPA DE POTÈNCIA	763,92	23,48
C_02	CAPÍTOL 2 ETAPA DE CONTROL	247,56	7,61
C_03	CAPÍTOL 3 ALTRES PEÇES	16,43	0,51
C_04	CAPÍTOL 4 MÀ D'OBRA	2225	68,40
	TOTAL EXECUCIÓ MATERIAL	3252,91	
	13% Despresses Generals	422,8783	
	6% Benefici Industrial	195,17	
	SUMA DE G.G I DE B.I	618,05	
	16% IVA DE	3252,91	520,4656
	TOTAL PRESSUPOST CONTRATA	4391,43	
	TOTAL PRESSUPOST GENERAL	4.391,43 €	

Puja el pressupost general a l'esmerada quantitat de QUATRE MIL TRES-CENTS NORANTA UN EUROS amb QUARANTA TRES cèntims

9. PLEC DE CONDICIONS.

9.1 Condicions administratives.

9.1.1 Condicions generals.

El present plec de condicions té per objecte definir a futurs investigadors que continuïn l'estudi d'energies renovables en la plataforma DIP. DPI2006-15627-CO3-03, ja sigui treballant sobre els prototips construïts o altres que se'n derivin.

Els convertidors fabricats són circuits que estan en fase de desenvolupament. Aquests prototips s'han elaborat per confirmar de forma experimental els estudis teòrics i les simulacions per ordinador, però no està preparat per a treballar a un nivell industrial. No obstant, es preveu que circuits derivats tinguin una aplicació industrial, adaptant els circuits a altres aspectes com proteccions, interferències, etc.

Cadascun dels convertidors te incorporat el seu control analògic en la mateixa placa de potència. A més a més els convertidors van acompanyats d'un control digital implementat en una placa de circuit imprès, on mitjançant un algoritme de control s'introdueix la conductància dels convertidors. Aquesta placa de control de la conductància està connectada amb les de potència mitjançant terminals ja establerts.

En cas de modificacions o mal us dels circuits dissenyats, el tècnic realitzador del projecte no es fa càrrec del mal funcionament, o averies que puguin succeir tant en els convertidors com en les fonts d'energies renovables connectades a ells.

9.1.2 Normes permisos i certificacions.

Totes les unitats d'obra s'executaran complint les prescripcions indicades en els Reglaments de Seguretat i Normes Tècniques d'obligat compliment per aquest tipus d'instal·lacions.

Tots els aparells i instruments usats hauran d'estar homologats. A més, els instruments de mesura hauran de tenir a disposició els seus corresponents certificats de calibració.

9.1.3 Descripció general del muntatge.

En l'elaboració del prototipus s'han definit una sèrie de passos a seguir amb rigorós ordre on no es possible el començament d'un fins la finalització de l'altre. A continuació es detallaran les activitats a realitzar per a fabricar els circuits. Aquests passos són els que s'han de seguir per construir plaques idèntiques dissenyades en el present projecte.

- 1.- Comanda i compra del material.
- 2.- Construcció dels inductors.
- 3.-Fabricació de les plaques de circuit imprès.
- 4.- Col·locació i soldadura dels diferents elements sobre les plaques.
- 5.- Col·locació dels elements de dissipació necessaris.

- 6.- Verificació i ajust de les plaques.
- 7.- Interconnexió dels mòduls.
- 8.- Verificació i ajust dels mòduls interconnectats.
- 9.- Manteniment dels equips.

9.2 Condicions econòmiques.

9.2.1 Preus.

L' import calculat en el pressupost del present projecte pot sofrir variacions degudes a canvis de preus dels components utilitzats. Aquests preus unitaris s'entén que comprenen l'execució total d'un prototip, incloent tots els treballs complementaris i els materials així com la part proporcional d'imposició fiscal, les càrregues laborals i altres despeses que se'n derivin.

El pressupost no inclou les despeses de tipus energètic ocasionades pel procés d'instal·lació ni per l'ús del prototip. Tampoc inclou les obres que fossin necessàries, les quals anirien a càrrec de l'empresa contractant.

9.2.2 Responsabilitats.

El cost que pugui provocar l' incompliment de les especificacions exposades en el present capítol en la manipulació dels circuits construïts recau sobre l'instal·lador o l'usuari.

L'instal·lador o usuari és l'únic responsable de totes les accions en contra de l'acordat, que ell o les persones que estiguin sota el seu càrrec cometin durant l'execució de les operacions relacionades amb les mateixes. També es responsable dels accidents o danys que per errors, inexperiència o aplicació de mètodes inadequats es produeixin a les persones alienes al desenvolupament del prototipus.

L'instal·lador o usuari es l'únic responsable de l' incompliment de les disposicions vigents en matèria laboral respecte del seu personal i per tant els accidents que puguin succeir i els drets que puguin derivar-se d'ells.

En el cas que s'implementi la totalitat o una part del contingut del projecte per l'elaboració de circuits per a usos industrials, la persona responsable de la execució (contractista) tindrà la obligació de fer-se càrrec de totes les despeses originades pel treball mal executat sense que serveixi d'excusa que el Tècnic Director hagi examinat i aprovat les obres.

9.2.3 Clàusula del projecte.

Els estudis i manufactures realitzades en el present projecte s'han efectuat exclusivament per finalitats acadèmiques i en cap cas se'n podrà treure un benefici

econòmic sense un acord previ amb el Dr. Hugo Valderrama Blavi, director de l' investigació realitzada mitjançant la plataforma del projecte ministerial DPI2006-15627-CO3-03

9.3 Condicions facultatives.

9.3.1 Personal.

Totes les accions que es desenvoluparan seran executades per personal qualificat amb coneixements d'electrònica de potència. També serà necessària experiència en software de simulació de circuits electrònics, disseny de plaques en circuit imprès i ús d'aparells i instruments de mesura com oscil·loscopis, multímetres, carregues actives...etc.

El personal es sotmetrà a les normes i regles previstes per la comunitat autonòmica, país o organismes internacionals sobre aquestes tasques. El tècnic realitzador del projecte així com el personal investigador no es fa responsable dels desperfectes provocats per el seu incompliment.

El contractista tindrà en l'obra, el nombre i classe d'operaris que faci falta pel volum i naturalesa dels treballs que es realitzin, els quals seran de reconeguda aptitud i experimentats en l'ofici. El contractista estarà obligat a separar de l'obra a aquell personal que ha judici del Director Tècnic no compleixi amb les seves obligacions, realitzi el treball defectuosament, ja sigui per falta de coneixements i be per obrar malament.

9.3.2 Reconeixements i assaig previs.

Quan el Director Tècnic ho consideri oportú, podrà encarregar l'anàlisi, assaig o comprovació dels materials, elements o instal·lacions, ja sigui a la fàbrica d'origen, laboratoris oficials o a la mateixa obra, segons el que cregui més convenient, encara que aquests no estiguin indicats en aquest plec.

En el cas de discrepància, els assaigs o proves s'efectuaran en el laboratori que el Tècnic Director d'obra designi.

Les despeses ocasionades per aquestes proves i comprovacions aniran a compte del contractista.

Abans de l'alimentació del prototipus seran necessaris uns reconeixements previs de les plaques del circuit imprès, que inclouran: verificació de connexions i comprovació del bon estat de tots els components. UN cop alimentat es comprovarà el funcionament de tots els components i es substituiran els elements defectuosos, en cas d'existir.

9.3.3 Materials.

Tots els materials compliran les especificacions i tindran les característiques indicades en el projecte. A més hauran de complir la qualitat indicada i especialment els elements de precisió. Tanmateix, en el cas de que no es trobi en el mercat algun producte, ja sigui

perquè s'ha esgotat o perquè ja no es fabrica, l'operari encarregat del muntatge haurà de quedar capacitada per a substituir-lo per un de similar.

Qualsevol altra especificació o característica dels materials que figuri en només un dels documents del projecte, encara que no aparegui en la resta, serà igualment obligatòria.

9.3.1.1 Conductors.

Els conductors d'unió entre mòduls (senyal) seran de cables de coure de secció 0,5mm², ja que aquests no treballaran amb potències elevades. Per evitar pèrdues en els cables, es recomana disminuir tot el possible la seva llargada i fins i tot es poden usar conductors amb una secció lleugerament superior.

9.3.1.2 Resistències.

Les resistències són els elements més usats en els circuits electrònics. Tenen unitats d'Ohm que es el quocient entre un Volt i un Ampere.

Una resistència no és exacta i es necessari establir els extrems màxims i mínims entre els quals estarà comprès el seu valor. La tolerància marca l' interval de valors admissible i s'expressa normalment en percentatge del valor exacte. Per obtenir els extrems s'haurà de multiplicar el valor nominal de la resistència per la seva tolerància, després sumar aquest resultat al valor nominal per saber el màxim que pot obtenir i restar al valor nominal per tal de saber el valor mínim.

En el projecte s'utilitzaran dos tipus de resistència, de sensat i d'ús general. Les resistències d'ús general són resistències que poden suportar com a màxim una potència de 0,25 W, normalment són utilitzades en la part de control. Les resistències de sensat són de tipus SMD col·locades en la part de potència, normalment són de valor molt petit i potència elevada, per tal de poder controlar el corrent que circula per un determinat punt sense introduir pèrdues en el circuit.

Pel que fa les resistències d'ús general, les toleràncies estandarditzades són 5%, 10% i 20% . Segons el valor òhmic i la tolerància, s'estableixen de forma estàndard una sèrie de valors, de forma que amb ella es pugui tenir tota una gamma de resistències, aquests valors són els que es mostren en la taula X. El conjunt total de valors de tota la gamma s'obté multiplicant per 0, 1, 10, 10², 10³, 10⁴, 10⁵, 10⁶ y 10⁷ .

Sèrie	Tolerància	Valors estandarditzats
E6	20%	1.0,1.5,2.2,3.3,4.7,6.8
E12	10%	1.0,1.2,1.5,1.8,2.2,2.7,3.3,3.9,4.7,5.6,6.8,8.2
E24	5%	1.0,1.2,1.3,1.5,.6,1.8,2.0,2.2,2.4,2.7,3.0,3.6,3.9,4.3,4.7,5.1,5.2,5.6,6.8,7.5,8.2,9.8

Figura 24. Valors estandarditzats i toleràncies de les resistències de les sèries E6, E12, i E24.

Per evitar la utilització d'un número elevat de zeros a la designació del valor d'una resistència s'utilitzen múltiples de l'ohm. Els més usats comercialment són:

- El kiloOhm ($k\Omega$), $1k\Omega=10^3\Omega$.
- El megaOhm ($M\Omega$), $1M\Omega=10^6\Omega$.

Per a identificar el valor d'una resistència s'utilitza un codi de colors que permet cobrir tota la Taula 10. Aquest sistema consisteix en pintar al voltant de la resistència quatre anells d'un color determinat. Els dos primers colors són els que identifiquen el valor de les resistències E6, E12 i E24, el tercer color el nombre de zeros que és necessari afegir i el quart color, la tolerància de la resistència.

9.3.1.3 Condensadors.

La capacitat dels condensadors es mesura en Farads (F), però com que la unitat és excessivament gran, s'utilitzen, a la pràctica, altres unitats fraccions de l'anterior. Les més usuals són:

- El microFarad (μF), $1\mu F=10^{-6} F$.
- El nanofarad (nF), $1nF=10^{-9} F$.
- El picofarad (pF), $1pF=10^{-12} F$.

Igual que les resistències, els condensadors també tenen una tolerància. Aquesta acostuma a ser del 5, 10 o 20%. Encara que en els electrolítics pot arribar a ser del 50 %.

Existeixen molts tipus de condensadors, però en aquest projecte només se n'han utilitzat de dos tipus, els de pel·lícula de polièster i els SMD.

9.3.1.4 Inductors.

Els inductors són components passius formats per un nucli magnètic i un fil de coure esmaltat enrotllat al seu voltant en forma d'espines, les quals generen un flux magnètic que majoritàriament circula pel nucli.

La magnitud física relacionada és la inductància, la qual s'expressa en Henris (H), tot i que, a la pràctica, es solen usar els dos submúltiples següents:

- El mil·lihenri (mH), $1mH=10^{-3}H$.
- El microhenri (μH), $1\mu H=10^{-6}H$.

Els inductors són els components amb menys exactitud, ja que els ha de fabricar l'instal·lador. Tanmateix existeixen aparells de mesura d'inductàncies que permeten obtenir bones aproximacions.

9.3.1.5 Circuits integrats i semiconductors.

Els circuits integrats s'hauran d'alimentar adequadament tenint en compte els fulls de característiques(datasheet). Tant els circuits integrats com els semiconductors mai s'hauran d'exposar a valors de tensió i corrent superior als indicats al datasheet.

Un altre aspecte a tenir en compte seran els danys que es poden produir en aquests elements a causa de l'electricitat estàtica. Per reduir les possibilitats d'aquest efecte serà necessari l'ús de guants de làtex. D'aquesta forma s'evitarà qualsevol descàrrega indesitjada als circuits integrats, ja que aquests són els més sensibles a aquests tipus de descàrregues.

9.3.1.6 Sòcols i tornejats tipus D.I.L.

Tots els circuits integrats usats es muntaran sobre un sòcol del tipus D.I.L. (Dual In Line) per la unió amb la placa de circuit imprès. Es tracta d'un suport de contacte mecanitzat de gran quantitat de perfil baix, format per contactes interns (potes) d'estany sobre una base de coure-beril·li niquelat i amb recobriment de carbó estanyat. Els sòcols estan emmotllats mitjançant un poliester negre amb fibra de vidre. Les seves característiques es mostren a la Taula 11.

Característiques	Valors
Marge de temperatures	55 °C a 125 °C
Resistència de contacte	10mΩ (màx)
Resistència d'aïllament	10 ¹⁰ Ω
Força d'inserció per contacte	120 g
Força d'extracció per contacte	80 g
Força de retenció per contacte	400 g (mín)

Figura 24. Característiques físiques dels sòcols tipus D.I.L..

L'ús de sòcols tornejats per a la inserció de circuits integrats redueix el temps de substitució per un altre circuit integrat i a més s'evita l'escalfament de les potes dels integrats en el procés de soldadura, que podria produir el seu deteriorament o, fins i tot, la destrucció del dispositiu.

9.3.1.7 Plaques de circuit imprès.

Totes les plaques de circuit imprès seran construïdes a partir d'una làmina d'estany, fresada. Les plaques es fabricaran a doble cara.

9.3.1.8 Interconnexió de les plaques de circuit imprès.

Totes les plaques disposaran de les seves connexions pertinents, tant per unir-les als ondulators a la sortida, com a la font d'alimentació a l'entrada. A més de les connexions de senyals de la placa de control. Cada terminal de connexió tindrà un forat pel qual s'hi introduirà un conductor i una pota que anirà soldada a una pista determinada de la placa.

9.3.4 Condicions d'execució.

En aquest apartat es descriuran els processos a realitzar en la fabricació d'un prototip.

9.3.4.1 Encàrrec i compra del material.

La compra dels materials, components i aparells necessaris haurà de realitzar-se amb suficient antelació de forma que estiguin en el moment que s'iniciï el muntatge de les plaques de circuit imprès.

9.3.4.2 Construcció dels inductors.

Per a la construcció dels inductors s'utilitzarà fil de coure esmaltat soldable de 0,07mm² de secció i es calcularà el nombre de fils necessaris per a aconseguir la secció desitjada. Després es trenaran els fils i s'enrotllaran al voltant d'un nucli de ferrita toroïdal fins arribar al nombre de voltes necessàries per obtenir la inductància desitjada. Seguidament, mitjançant un soldador o un bany d'estany es traurà l'esmalt aïllant dels extrems del fil i s'estanyaran les puntes per poder-les connectar a la placa de circuit imprès.

9.3.4.3 Fabricació de les plaques de circuit imprès.

Per tal de realitzar les plaques de circuit imprès s'ha utilitzat un innovador mètode, que consisteix en descarregar l'arxiu software on està generat l'esquema del circuit corresponent, en una màquina de control numèric.

Ella sola va fresant una capa d'alumini, delimitant les pistes, i realitzant els forats pertinents. Aquest mètode permet realitzar plaques més ràpidament i eficientment.

9.3.4.4 Soldadura dels components.

Existeixen diversos mètodes per posar en contacte permanent dos conductors elèctrics, però la que combina millor i ofereix una menor resistència de contacte, senzilla, segura i ràpida és la soldadura realitzada mitjançant la fusió d'estany.

El procés de soldadura consisteix en unir dos conductors (fils o terminals dels components) forma que mitjançant l'addició d'un tercer material conductor fos es creï un compost intermetàl·lic entre els tres conductors, de tal manera que en refredar-se i arribar a la temperatura ambient s'obtingui una unió rígida permanent.

Tant els materials a soldar com les eines de soldadures han de complir uns requisits previs de netedat, ja que la presència d'òxids, greixos o qualsevol altre tipus de brutícia impedeixen que la soldadura sigui de la qualitat necessària de manera que pugui mantenir-se sense cap tipus de degradació amb el temps.

9.3.4.5 Assaigs, verificacions i mesures.

Abans d'alimentar els mòduls es verificarà la continuïtat de totes les connexions internes. A continuació es comprovarà que totes les tensions siguin les adequades per a cada mòdul.

Es recomana que es verifiquin les formes d'ona obtingudes en els diferents punts del circuit mitjançant un oscil·loscopi d'alta sensibilitat.

El possible funcionament inadequat de l'equip pot ser degut a diverses causes que poden resumides en els dos punts següents:

- Connexions defectuoses.
- Components defectuosos.

9.3.4.6 Reglament electrotècnic de baixa tensió.

Tots els aspectes tècnics de la instal·lació que directa o indirectament estiguin inclosos en el Reglament Electrotècnic de Baixa Tensió, hauran de complir el que disposen les respectives normes. Les instruccions més importants en la realització del present projecte són les següents:

- 1.- M.I.B.T. 029 Instal·lacions a petites tensions.
- 2.- M.I.B.T. 030 Instal·lacions a tensions especials.

10. Referències.

- [1] S.Singer, and R. Ericson, “ Power Source element and its proprieties “ , *IEE., Circuits Devices Syst.*, June 1994, 141, (3), pp.220-226.
- [2] H.Valderrama-Blavi, C.Alonso, L. Martínez-Salamero, S.Singer, B.Estibals, J. Maixe-Altes, “*AC-LFR concept applied to modular photovoltaic power conversion chains*”, *Electric Power Applications, IEE Proceedings*, -Nov 2002, Volume: 149, Issue: 6, On page(s):441-448, ISSN: 1350-2352, DOI:10.1049/ip-epa:20020479.
- [3] H.Valderrama-Blavi, J.M. Bosque-Mocusí, L.Marroyo, F.Guinjoan, J.A. Barrado and L.Martínez-Salamero, “*Adapting a low voltage PEM Fuell-Cell to domestic grid connected PV Syststem*”, 2009.
- [4] S.singer, S. Ozeri and D. Shmilotitz, “A Pure Realization of Loss Free Resistor”. 16.October 2002 IEECON .
- [5] “Emulador del eje mecánico de un aerogenerador”, projecte final de carrera de Jordi Forcadell Rubio.
- [6] Angel Cid Pastor, “ Apunts electrònica de potència” . ETSE-URV 2009
- [7] Abrham I.Pressman, “Switching Power Suply Design” Mc-Graw Hill, cop. 1998
- [8] Hugo Valderrama Blavi, “ Apunts enginyeria de control I”. ETSE-URV 2009
- [9] Daniel W.Hart, Introduction to power electronics, Prentice Hall, 1996.
- [10] S.singer, R. Giral, J.Calvente, R.Leyva, L.Martínez-Salamero, and D. Naunin, “Maximum power point tracker based on a loss free resistor topology”. ESA SP-416, Proc. Fifth Eur. Space Power Conf., Tarragona, Spain, 21-25 September 1998, pp. 65-70.
- [11] Muhammad H. Rashid, *Electronica de potencia: Circuitos, dispositivos y aplicaciones*, Prentice Hall Hispanoamericana, cop. 1995.
- [12] Robert W.Erickson, *Fundamentals of power electronics*, Kluwer Academic Publishers, 1999.
- [13] Peter Mantovanelli Barbosa, *Three-Phase power correction Circuits for Low-Cost distributed Power System*” dissertation submitted at Faculty of Virginia Polytechnic Institute and state University.