

CAPÍTOL 4:

PLATAFORMA FOTOVOLTAICA

4.1 INTRODUCCIÓ

Partint, doncs, de la plataforma docent dissenyada específicament pel control de motors es faran tots els canvis necessaris per dissenyar una plataforma fotovoltaica que permeti injectar corrent a xarxa a partir d'uns panells fotovoltaics.

A la figura 13 es poden veure els diferents blocs que incorpora la bancada fotovoltaica. El primer bloc estaria format per les cel·les fotovoltaïques, el segon es basaria en tot el condicionament de potència per poder adaptar aquesta potència extreta de les cel·les a una potència apta per ser injectada a xarxa, un tercer bloc seria tot el procés de filtratge a la sortida dels convertidors per tal d'obtenir una ona sinusoidal de corrent sense molta distorsió harmònica i, finalment, ens trobaríem amb l'últim bloc, la xarxa, on hi haurà un transformador per adaptar la tensió i un contactor per connectar amb xarxa quan més interressi de cara al control.

Una vegada quedin clares les especificacions generals de la bancada fotovoltaica es passarà a descriure els diferents blocs de manera individual per mirar d'aprofundir en l'estructura i funcionament de cadascun.

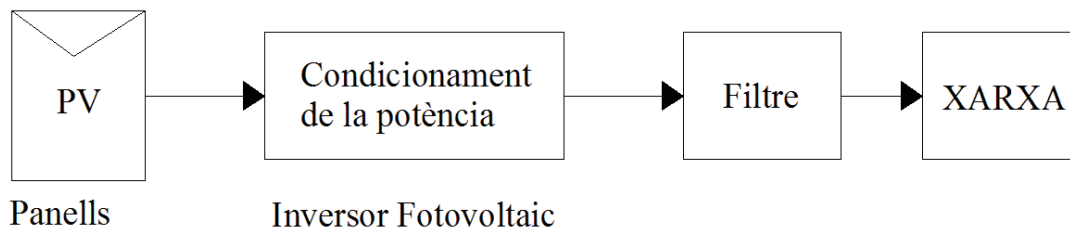


Figura 13. Diagrama de blocs de la plataforma fotovoltaica

4.2 ESPECIFICACIONS

Com qualsevol projecte, primer cal entendre i conèixer totes les especificacions que ha de tenir, i a partir d'això, començar a realitzar l'estudi o disseny pertinent. Per tant, tenint en compte que serà una plataforma de cara a la docència haurà de tenir una estructura clara i molt ben definida. Caldrà que, igual que la plataforma docent original, sigui una bancada compacte i manejable ja que constantment s'haurà d'accedir a les seves connexions per fer-hi mesures o per realitzar recanvis de components trencats.

La bancada haurà de permetre un fàcil intercanvi del bloc d'entrada, és a dir, que es pugui incorporar tant un panell fotovoltaic com una font de tensió tot tenint en compte les característiques a partir de les quals s'haurà dissenyat la plataforma. D'aquesta manera s'aconsegueix un ús independent de la font d'energia principal per la qual s'haurà dissenyat la plataforma, el Sol. Garantint així un aprenentatge dels estudiants encara que les pràctiques siguin dintre d'un laboratori tancat a la llum solar. D'igual manera es prepararà la plataforma per poder implementar un bloc d'il·luminació artificial sobre els panells.

Un altre factor important que cal tenir molt en compte és el factor econòmic. El preu final de la bancada fotovoltaica hauria de ser suficientment assequible per que qualsevol centre docent ho pugui adquirir. Per això mateix que s'intentarà escollir els blocs de la plataforma mantenint un equilibri entre funcionalitat, qualitat, preu i facilitat d'adquisició.

No només cal fer un disseny òptim, econòmic i estructuralment agradable si no que també s'haurà de fer un disseny a partir del qual es puguin obtenir uns alts rendiments i resultats.

Per últim, es mirarà de prendre les mesures adequades perquè les persones que hi treballin amb la bancada no tinguin cap risc físic possible. Per això mateix que a les zones de la plataforma on calgui fer mesures es treballaran amb tensions i corrents el suficientment reduïdes com per reduir els efectes d'algun possible accident durant la manipulació del sistema.

4.3 INVERSOR FOTOVOLTAIC

4.3.1 INTRODUCCIÓ

Com s'ha comentat a l'apartat 1.5 i podem veure a la figura 14, es poden distingir tres parts fonamentals en l'estructura física d'un sistema fotovoltaic: el mòdul fotovoltaic, el sistema de condicionament de la potència, l'adaptació i la xarxa elèctrica. El present projecte es centra sobretot en el sistema de condicionament que equivaldria a l'inversor fotovoltaic format pels diferents convertidors que faran possible l'adaptació d'un corrent continu extret de la cel·la a un corrent altern apta per ésser injectat a xarxa. Per altre banda es farà el disseny d'una placa de circuit imprès en la qual estarà implementat tot el sistema d'adquisició de dades orientat al posterior control de la plataforma mitjançant la placa ezDSP de la plataforma TestBed.



Figura 14. Tipologia d'un sistema fotovoltaic

Per tant, sabent que la potència subministrada pels panells fotovoltaics o per la font de tensió no es pot injectar directament amb una connexió directa a la xarxa, caldrà especificar una sèrie de consideracions o característiques a partir de les quals s'escolliran i es dissenyaran els diferents blocs de la bancada.

4.3.2 PRINCIPALS ELEMENTS DELS CONVERTIDORS

Els convertidors que s'utilitzaran en el present projecte, i la gran majoria, estan formats bàsicament per dos tipus d'elements semiconductors: Interruptors de potència i díodes. Cadascun d'ells té un paper molt important dins del sistema elèctric de la bancada i cal tenir molt clar el seu funcionament, abans de descriure l'inversor fotovoltaic, per poder entendre la funcionalitat del projecte.

4.3.2.1 INTERRUPTORS DE POTÈNCIA

Els interruptors són l'element principal dels convertidors perquè la freqüència de commutació a la que commuten determina la forma d'ona de la tensió de sortida d'aquests.

Aquests interruptors han d'ésser completament controlables, tant en la connexió com en la desconexió. Entre els principals semiconductors de potència controlables destaquen els GTO, els MOSFET's, els IGBT's i els MCT. Els semiconductors més utilitzats són els MOSFET's i IGBT's. És d'ús comú el MOSFET per a sistemes monofàsics de baixa potència i l'IGBT en els sistemes trifàsics que acostem a ésser de major potència.

L'elecció dels interruptors depèn de les especificacions de funcionament de cada convertidor, com per exemple les tensions i corrents nominals a les que treballarà i la freqüència de commutació. Normalment s'utilitzen interruptors controlats per tensió, ja que els Drivers acostumen a ésser més simples i econòmics. Els Drivers, com ja s'ha parlat en apartats anteriors, són circuits de condicionament de les senyals de control, provinents del DSP en l'estil TTL o CMOS, en senyals adaptades per fer commutar els interruptors.

4.3.2.2 DÍODES

El segon tipus d'element a considerar és el díode semiconductor situat en antiparal·lel amb els interruptors. La presència de components amb un cert grau inductiu en el sistema, com podria ésser el cablejat, ocasiona un cert desfasatge entre la ona de tensió i la de corrent, de manera que en un determinat moment la tensió pot ser positiva i la corrent negativa. L'objecte d'aquests díodes és permetre que la circulació de corrent sigui bidireccional. En el nostre cas no caldria implementar-los perquè els MOSFETS utilitzats ja els porten incorporats en antiparal·lel.

4.3.3 TIPUS I CLASSIFICACIÓ D'INVERSORS FOTOVOLTAICS

Els primers inversors comercialitzats per aplicacions solars fotovoltaïques de connexió a xarxa eren inversors commutats de línia. Posteriorment es van utilitzar els inversors auto commutats, que utilitzaven modulació per l'ample dels polsos (PWM) i incloïen transformadors de baixa o alta freqüència. Aquest tipus d'inversors poden controlar totalment la forma d'ona de la tensió i corrent en la part alterna, permeten ajustar el factor de potència i reduir considerablement la corrent harmònica, i són molt resistents a les distorsions procedents de la xarxa. Totes aquestes raons fan que la gran majoria d'inversors utilitzats actualment en aplicacions amb fonts d'energia solar siguin inversors auto commutats.

Aquests últims es divideixen en inversors de corrent (CSI) o de tensió (VSI). Els inversors de corrent disposen d'una font de corrent a l'entrada contínua, mentre que en els inversors de tensió la font d'entrada constant és de tensió. En el cas dels sistemes fotovoltaics, tot i que la cel·la actua com a font de corrent, es pot considerar que el condensador del bus de contínua és la font de tensió, per la qual cosa que els inversors utilitzats en aquest tipus d'aplicacions són VSI.

Per tal de dimensionar el condicionament cal, primerament, tenir clar les principals tipologies d'inversors fotovoltaics monofàsics més comuns en sistemes fotovoltaics d'injecció a xarxa. A la figura 15 s'observa un esquema que representa els diferents tipus d'inversors fotovoltaics tot tenint en compte els diferents tipus de sistemes d'entrada i sortida que es poden trobar al mercat.

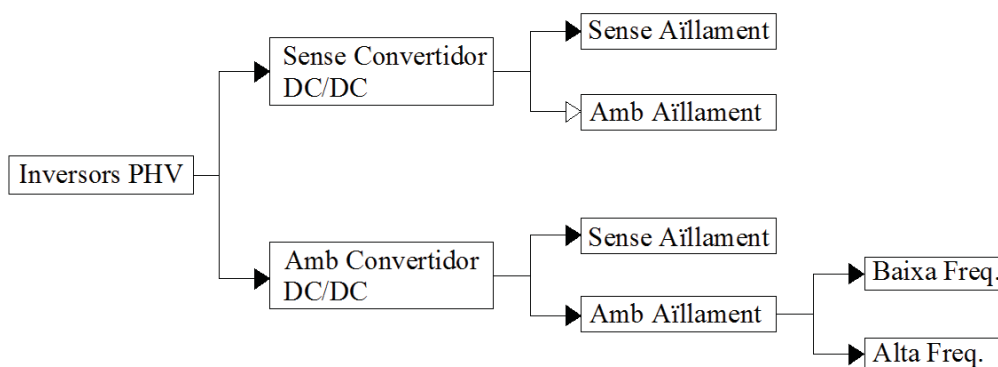


Figura 15. Diferents tipologies d'inversors fotovoltaics més comuns per implementar en la plataforma docent

Com que la placa CDM2480 ja incorpora un pont trifàsic i un pont en H, específicament dissenyats pel control de motors, s'intentarà aprofitar al màxim possible la varietat de components que ja incorpora aquesta, com podrien ésser els sensors de tensió o corrent per tal de realitzar mesures contínues en el bus de contínua i a la sortida del inversor pels diferents càlculs o realimentacions que puguin haver-hi.

S'escollirà l'opció que estructuralment sigui totalment viable tenint en compte la plataforma de la qual partim i tenint en compte les especificacions ja comentades en

l'apartat 4.2 per la bancada resultant. Però primer cal veure de quins elements disposem, o no, en cada tipologia.

4.3.3.1 INVERSOR FOTOVOLTAIC AMB CONVERTIDOR DC/DC DEL TIPUS BOOST I AMB AÏLLAMENT GALVÀNIC DE BAIXA FREQUÈNCIA

La tipologia de la figura 16 incorpora un convertidor de tensió contínua/contínua del tipus elevador a la sortida dels panells amb la finalitat d'augmentar la tensió de sortida dels panells per, posteriorment al filtratge, passar a l'inversor fotovoltaic el qual s'encarregarà d'alternar la tensió per generar una ona sinusoidal mitjançant mètodes PWM. Una vegada s'aconsegueix una tensió alterna a la sortida del inversor es passa per un filtre per tal d'eliminar els harmònics indesitjables generats per les commutacions a altes freqüències dels MOSFETS i aconseguir una ona de corrent més sinusoidal.

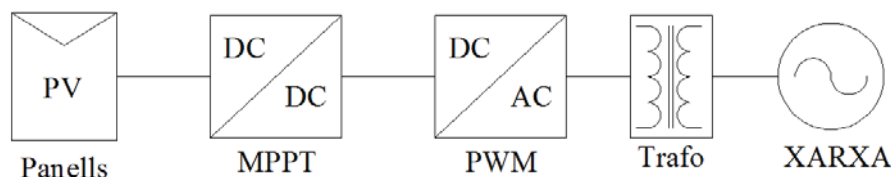


Figura 16. Diagrama de blocs de l'inversor fotovoltaic amb convertidor Boost i aïllament galvànic

Finalment, per adaptar la tensió obtinguda i realitzar un aïllament galvànic s'utilitza un transformador d'aïllament de baixa freqüència que s'encarrega d'eleva la tensió per adaptar-la a la xarxa de distribució. A més, un punt que caldrà tenir en compte en un futur projecte que englobi el control d'aquesta plataforma serà el desfasatge que puguin incorporar les bobines del filtre i del transformador entre l'ona de tensió i l'ona de corrent per tal de no injectar potència reactiva a xarxa.

Aquesta tipologia, llavors, és una opció bastant adequada considerant que disposem d'un pont en H que podria comportar-se com un convertidor DC/DC i d'un pont trifàsic que podria comportar-se com un inversor monofàsic, reduint

d'aquesta manera costos addicionals de disseny de nous convertidors per realitzar el control. També incorpora un transformador de baixa freqüència que s'encarrega d'eleva la tensió a la sortida del inversor a la de la xarxa i de subministrar l'aïllament galvànic entre la bancada i la xarxa necessari per normativa i per seguretat.

4.3.3.2 INVERSOR FOTOVOLTAIC AMB CONNEXIÓ DIRECTA

Una altre opció que es contempla com a topologia d'inversor tractaria de fer una connexió directa del panell fotovoltaic a l'inversor sense cap tipus de convertidor DC/DC entre mig. A la figura 17 s'observa el tipus de connexió en qüestió.

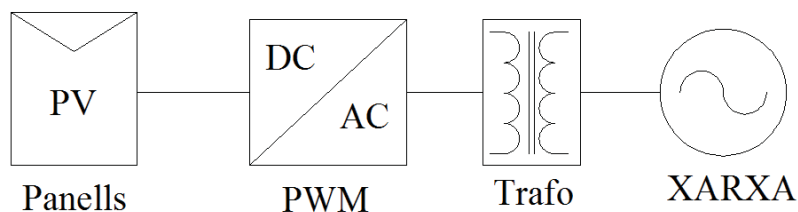


Figura 17. Diagrama de blocs de l'inversor fotovoltaic amb connexió directa

La tensió de sortida del panell fotovoltaic depèn de la radiació, temperatura i diversos factors que fan d'aquesta una variable inesperada. Tenint en compte que el transformador té una relació de transformació constant caldrà vigilar perquè aquestes variacions a la sortida del panell poden fer que a l'entrada del transformador no arribi la tensió necessària per poder elevar a 230V de sortida per injectar a la xarxa. Per aquesta raó es tractaria de fixar uns marges de funcionament de l'inversor perquè no hi hagués possibilitat d'arribar a aquest últim cas.

Així doncs caldria programar, via software, per tal que l'inversor fotovoltaic funcioni dins d'uns rangs fixos de funcionament per a que amb els mínims valors ja sigui capaç de funcionar correctament. En aquest cas, com es tracta d'una connexió directa entre panell i inversor caldria preveure que la tensió de sortida del panell sigui superior a la tensió mínima que el transformador pugui elevar a 230.

Per tant, és una opció a tenir en compte tot i que apareix una forta dependència de la tensió de sortida del panell solar superior a les altres tipologies.

4.3.3.3 INVERSOR FOTOVOLTAIC AMB TRANSFORMADOR D'ALTA FREQUÈNCIA

En aquesta tipologia, mostrada a la figura 18, el transformador és l'encarregat de proporcionar l'aïllament elèctric entre l'entrada i la sortida de l'inversor a més d'eleva la tensió. Al operar en alta freqüència presenta l'avantatge d'una mida reduïda i, per tant, més barat i menys voluminós i pesat que un transformador de baixa freqüència. Presenta una relació de transformació r_t definida com el quocient del nombre de voltes del secundari entre el nombre de voltes del primari.

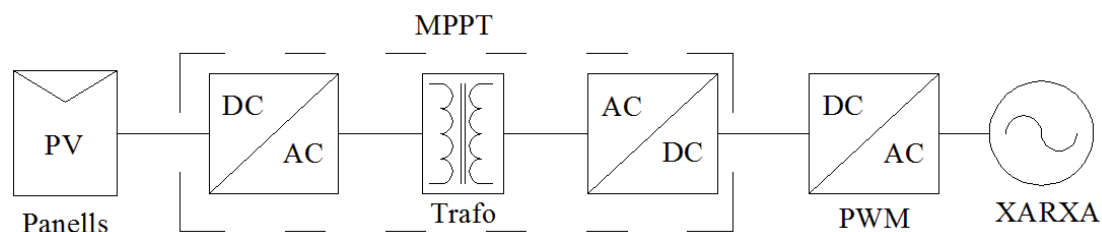


Figura 18. Diagrama de blocs de l'inversor fotovoltaic amb transformador d'alta freqüència

El funcionament del convertidor és el següent: el convertidor DC/AC entrega un senyal d'alta freqüència rectangular al primari del transformador. El transformador d'alta freqüència eleva la tensió i aporta l'aïllament elèctric entre la part de contínua i la part d'alterna. L'inversor AC/DC rep la tensió alterna del secundari del transformador i la passa a contínua per posteriorment passar a ser modulada en amplitud de pols per el convertidor DC/AC. La tensió que arriba al filtre és una tensió modulada. El filtre de sortida elimina els components d'alta freqüència d'aquesta tensió i entrega una tensió de mateixa amplitud i freqüència que la tensió de la xarxa.

És una opció molt adequada com a tipologia d'inversor fotovoltaic tot i que de cara al disseny del present projecte es busca aprofitar al màxim els convertidors que

ja incorpora el TestBed i en aquest cas caldria dissenyar un altre convertidor inversor i un convertidor rectificador. Per tant, es descarta aquesta opció.

4.3.3.4 INVERSOR FOTOVOLTAIC SENSE TRANSFORMADOR I AMB CONVERTIDOR DC/DC DEL TIPUS BOOST

Per últim, existeix un altre tipus de tipologia corresponent a la figura 19 que incorpora el convertidor Boost per elevar la tensió de sortida del panell i l'inversor per adaptar-la a la xarxa de distribució. Això vol dir que la tensió de sortida del convertidor Boost haurà de ser suficientment alta per poder adaptar-la a la xarxa directament sense que necessiti cap tipus de transformador elevador per adaptar-la a la xarxa. Es descarta aquesta opció per no disposar d'un aïllament galvànic adequat de protecció i perquè els MOSFETS de la CDM2480 no aguantarien la tensió necessària (aguanten com a màxim 50V).

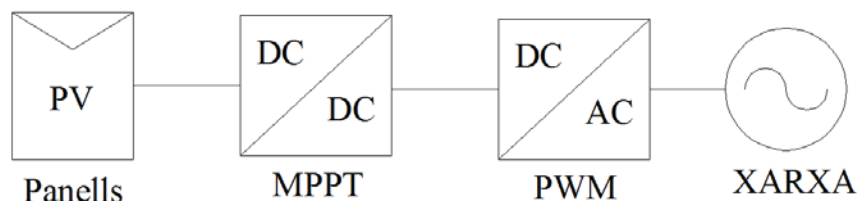


Figura 19. Diagrama de blocs de l'inversor fotovoltaic sense transformador i amb convertidor DC/DC del tipus Boost

4.4 INVERSOR FOTOVOLTAIC PROPOSAT

Per tant, considerant les especificacions indicades a l'apartat 4.2, que els panells subministraran com a màxim a circuit obert uns 18V i que tota plataforma connectada a xarxa ha de disposar d'un element que ofereixi aïllament galvànic, escollirem una tipologia que disposi com a blocs principals:

- Un convertidor DC/DC del tipus elevador Boost connectat a la sortida dels panells per tal d'eleva la tensió de sortida d'aquests a 24V, que és una tensió molt comuna en inversors d'aquesta mena.

- Un inversor monofàsic, com és evident, per alternar la tensió obtinguda del convertidor DC/DC i aconseguir una tensió alterna de la mateixa freqüència que la de la xarxa.
- Un filtre a la sortida de l'inversor monofàsic per tal d'aconseguir una ona sinusoidal al primari del transformador.
- I un transformador de baixa freqüència per tal d'eleva la tensió de sortida de l'inversor una mica per sobre a la de la xarxa i oferir un aïllament galvànic entre xarxa i sistema fotovoltaic.

Així doncs l'elecció més adequada per implementar en el present projecte serà la primera, corresponent a la figura 16: *Inversor fotovoltaic amb convertidor DC/DC i aïllament galvànic de baixa freqüència.*

Tenint clara aquesta nova tipologia d'inversor fotovoltaic i l'estructura que presenta un convertidor DC/DC del tipus elevador com el de la figura 20, que posteriorment s'escriurà, passem a fer les connexions corresponents per tal d'aconseguir implementar un Boost dins l'estructura elèctrica de la plataforma docent.

Deixant de banda el pont en H i considerant que la placa CDM2480 incorpora un pont trifàsic (figura 9), es connectarà una bobina, L_{Boost} , a la sortida del panell fotovoltaic de manera que, aprofitant el díode en antiparal·lel del MOSFET superior i el MOSFET inferior de la primera branca del pont trifàsic, formar un Boost. És a dir, connectarem una bobina en sèrie a la sortida del panell per posteriorment connectar-la a una fase del pont trifàsic del TestBed.

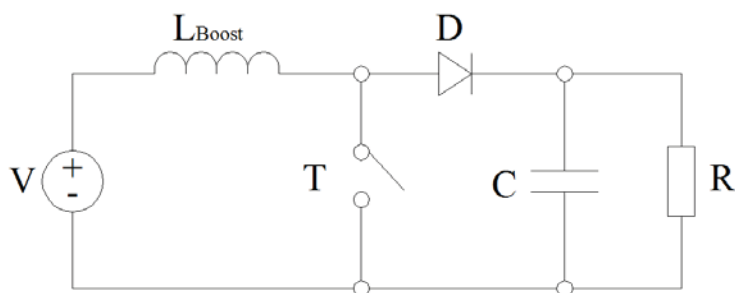


Figura 20. Esquema elèctric estàndard d'un convertidor Boost

D'aquesta manera es disposa de la segona i tercera branca del pont trifàsic per poder formar l'inversor monofàsic d'aquesta tipologia. L'esquema elèctric resultant es troba a la figura 21 on es veu clarament l'equivalència entre ambdós circuits.

Per tant, per tal d'entendre adequadament el funcionament principal de la bancada, en aquest apartat es tractarà cada bloc individualment. Tractarem d'explicar, llavors, tant l'estructura com el funcionament del convertidor DC/DC, del inversor monofàsic, del filtre i del transformador per posteriorment poder realitzar els càlculs per tal de dimensionar i implementar la plataforma final.

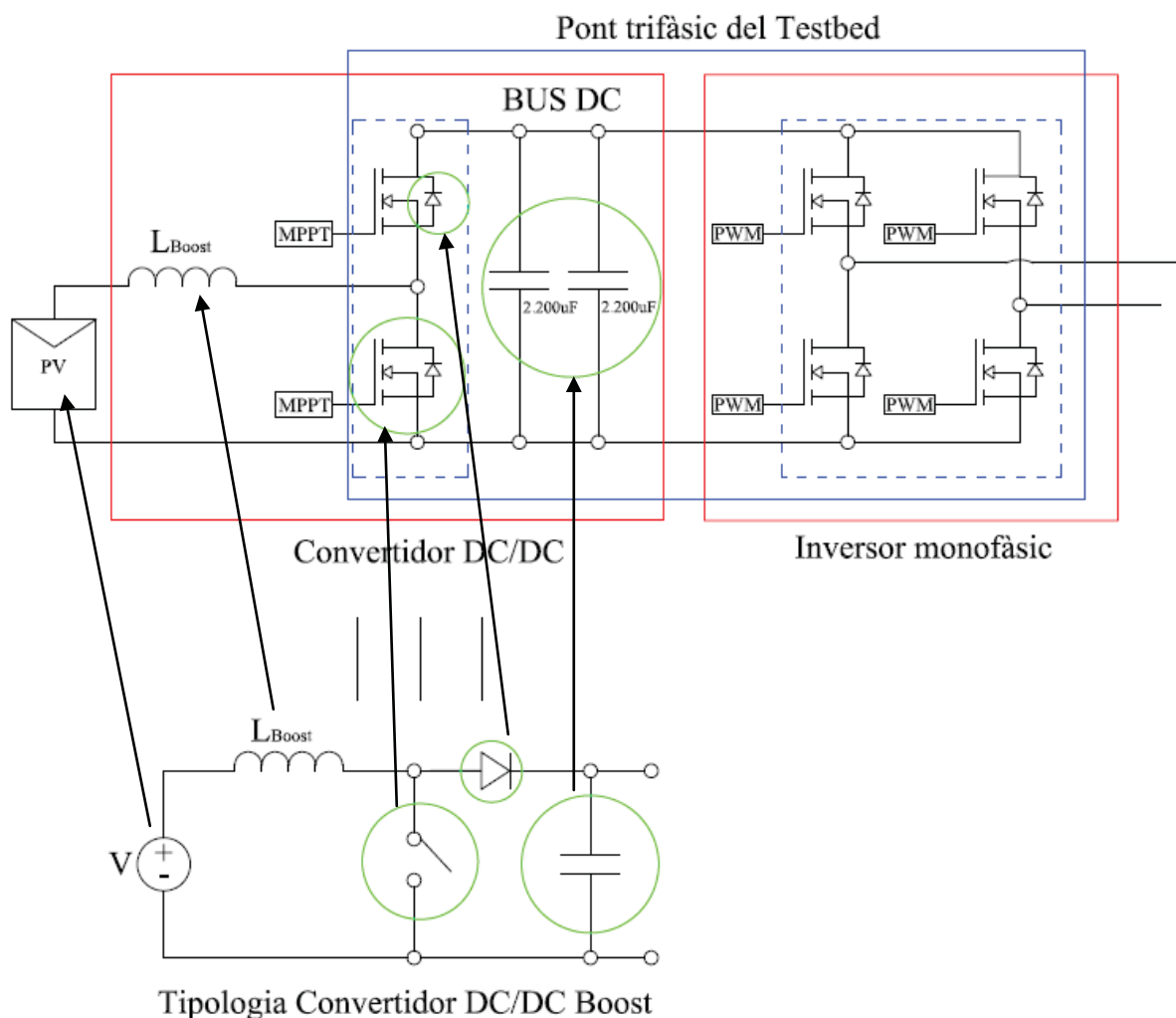


Figura 21. Estructura escollida per implementar a la plataforma docent

4.4.1 CONVERTIDOR DC/DC

L'anomenat convertidor DC/DC del tipus Boost o elevador com el de la figura 20 està format per una bobina, L_{Boost} , un interruptor semiconductor, T , un díode semiconductor, D i un condensador, C . Tal com el seu nom indica, proveeix una tensió contínua a la sortida, U , d'igual o major magnitud que la tensió contínua que tingui a l'entrada, E . Depenent de la bobina i del cicle de treball que treballi l'interruptor hi haurà un guany o un altre.

El seu funcionament intern es pot dividir en dos estats diferents segons l'estat de conducció de l'interruptor semiconductor T . Un primer estat és quan l'interruptor està en ON, és a dir, conduint. En aquest procés la corrent per la bobina augmenta i emmagatzema energia de la font d'alimentació que hi hagi a l'entrada. Mentrestant, el condensador s'encarrega d'alimentar a la càrrega que hi hagi connectada a la sortida.

Finalment, el segon estat tractaria quan l'interruptor estigués en OFF, no conduint. Llavors l'energia emmagatzemada en l'inductor es transfereix a la càrrega passant pel díode, D , a la vegada que disminueix la corrent en la bobina. Durant aquest estat el condensador es carregarà per posteriorment poder alimentar la càrrega quan la font estigués emmagatzemant energia sobre la bobina en el primer estat. A la figura 22 es visualitzen els dos estats de conducció del convertidor.

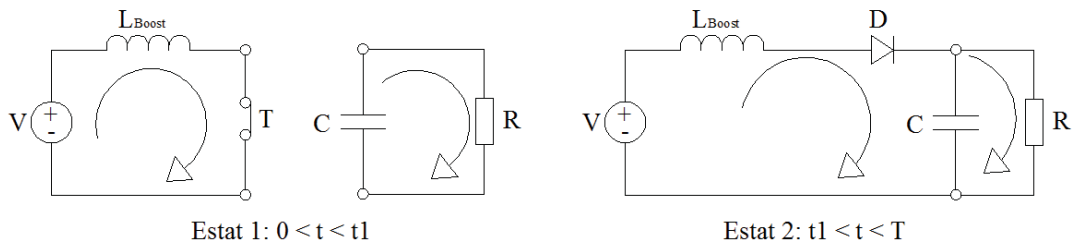


Figura 22. Diferents estats de conducció del convertidor Boost

Podem definir el voltatge promig de sortida del convertidor com:

$$U = E + L \cdot \frac{\Delta I_L}{(T-t_1)} = E \left(1 + \frac{t_1}{T-t_1} \right) = \frac{E}{1-d} \quad [Eq. 4. 1]$$

La corrent per l'inductor en el primer estat de conducció és:

$$E = L \cdot \frac{di(t)}{dt} \Bigg|_{\substack{t = 0 \\ i = I_{max}}} \quad [Eq. 4. 2]$$

I s'expressa com:

$$\int \frac{di(t)}{dt} \cdot dt = \int \frac{E}{L} \rightarrow i = \frac{E}{L}t + k = \frac{E}{L}t + I_{min} \quad [Eq. 4. 3]$$

On I_{min} és la corrent inicial d'aquest estat i l'única condició necessària perquè aquesta corrent augmenti és:

$$\frac{di(t)}{dt} > 1 ; E > 0 \quad [Eq. 4. 4]$$

I la corrent per la bobina en l'estat 2 es determina amb la següent equació:

$$E - U = V_L \quad [Eq. 4. 5]$$

$$E - U = L \cdot \frac{di(t)}{dt} \parallel \begin{cases} t = t_1 \\ i = I_{min} \end{cases} \quad [Eq. 4. 6]$$

I el resultat és:

$$\int \frac{di(t)}{dt} \cdot dt = \int \frac{E-U}{L} \rightarrow i = \frac{E-U}{L} t + k' \rightarrow \quad [Eq. 4. 7]$$

$$\rightarrow i = \frac{E - U}{L} (T - t_1) + I_{max}$$

On I_{max} és la corrent inicial de l'estat 2 i l'única condició perquè la corrent per la bobina vagi disminuint és:

$$\frac{di(t)}{dt} < 0 ; E < U \quad [Eq. 4. 8]$$

4.4.2 L'INVERSOR MONOFÀSIC

Un ondulator o inversor és un convertidor estàtic l'objectiu del qual és produir una sortida sinusoïdal d'amplitud i freqüència controlada a partir d'una font de tensió contínua. Aquest tipus de convertidors s'utilitzen en moltes aplicacions industrials com accionaments de motors de CA de velocitat ajustable, Sistemes de Alimentació Ininterrompuda (SAI), forns d'inducció, injecció a xarxa a partir de sistemes fotovoltaics, etc.

S'acostuma a distingir dos configuracions o topologies d'inversors: de mig pont i de pont complet. Corresponen a les dos formes més raonables de realitzar la funció

d'invertir la tensió subministrada per una font de tensió contínua amb l'electrònica de potència actual. Ara es farà una breu descripció de cadascuna tot i que la tipologia amb la qual es treballarà en aquest projecte serà l'inversor monofàsic de pont complet, implementada en la segona i tercera branca del pont trifàsic del TestBed.

4.4.2.1 L'INVERSOR MONOFÀSIC DE MIG PONT

En els ondulators monofàsics de mig pont com el de la figura 23 el bus de contínua està format per dos condensadors en sèrie de capacitats i amb el punt mig accessible, de manera que en borns de cada un d'ells hi ha una caiguda de tensió de $1/2V_{bus}$. D'aquesta manera s'aconsegueix que el punt de connexió entre els dos condensadors quedi a un potencial igual a la meitat del bus de contínua. El valor de la capacitat d'aquests condensadors ha de ser suficientment gran per a que el potencial del punt mig pugui mantenir-se constant durant el funcionament de l'ondulador.

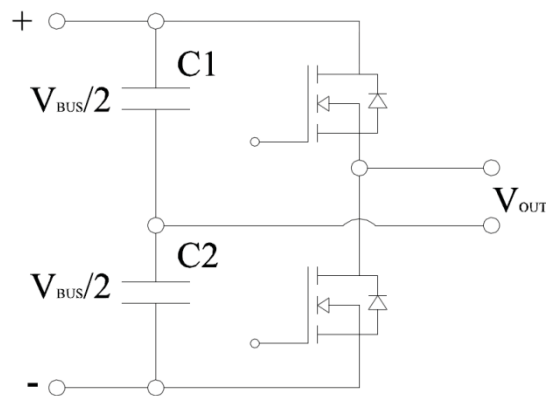


Figura 23. Esquema elèctric de l'inversor monofàsic de mig pont

La part que ondularà aquesta tensió contínua està formada per dos interruptors de potència, com podrien ser MOSFETS o IGBT's segons la potència i freqüència de commutació, i dos díodes en antiparal·lel. Aquests últims són els encarregats de conduir el flux negatiu d'energia que es produeix quan el convertidor treballa en els quadrants segon i quart.

Es pot veure que si els valors dels condensadors són iguals i de valors elevats, independentment de l'estat dels interruptors, el corrent es divideix exactament entre ells: quan l'interruptor T+ està tancat el corrent circula a través seu o del díode D+, segons la direcció del corrent de sortida, i aquest es divideix entre els dos condensadors; el mateix passa quan és la part negativa la que condueix i, d'aquesta manera, els condensadors es comporten com si estiguessin connectats en paral·lel en el camí del corrent de sortida. Això també explica el fet que el punt mig dels condensadors estigui a un potencial mig.

D'altra banda, degut a que el corrent de sortida circula a través dels dos condensadors "en paral·lel", no hi pot haver component contínua en el règim permanent. Per tant, aquests condensadors actuen com a filtres de contínua no deixant-la passar cap a l'entrada, i eliminen d'aquesta manera el problema de saturació del primari del transformador de la banda de sortida, en cas que se'n posi per aconseguir aïllament galvànic.

4.4.2.2 L'INVERSOR MONOFÀSIC EN PONT COMPLET

L'ondulador monofàsic de pont complet mostrat a la figura 24 es pot veure com dos ondulators monofàsics de mig pont en paral·lel. Aquesta tipologia és preferida en el cas que es busquin majors nivells de potència tenint la mateixa entrada de tensió contínua; la tensió de sortida màxima de l'ondulador de pont complet és el doble que un de mig pont. Això implica que per a la mateixa potència de sortida, el corrent de sortida i els corrents que circulen pels interruptors de potència són la meitat respecte al de mig pont. A altes potències aquesta característica és molt important ja que requerirà menys equips en paral·lel.

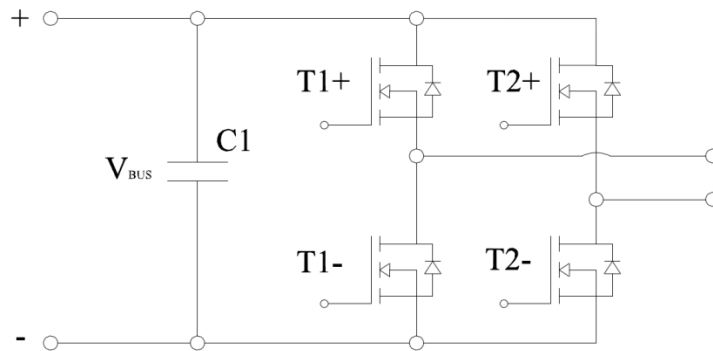


Figura 24. Esquema elèctric de l'ondular monofàsic de pont complet

Es pot fer un raonament invers, és a dir, per a la mateixa potència i corrent de sortida, es necessitarà un tensió de bus de contínua la meitat que amb l'ondulador de mig pont. Aquest disminuirà doncs els riscos potencials que implica treballar a altes tensions a més d'una reducció en el preu i sobretot en el volum dels condensadors per a un mateix valor de capacitat. Per contra, s'hauran d'afegir dos interruptors de potència amb el control corresponent, a més dels díodes en antiparal·lel corresponents.

D'altra banda, aquesta configuració en pont complet permet triar entre dos esquemes de commutació, bipolar i unipolar. En el primer cas els interruptors que commuten al mateix temps són els que es troben en diagonal. Al fer-ho així, la tensió aplicada sobre la càrrega varia cada vegada que es commuta d'una tensió positiva a una negativa, exactament igual com passava amb l'ondulador de mig pont.

És interessant veure què passa amb el corrent en la part de contínua. Si es considera que a la sortida de l'ondulador es posa un filtre LC per eliminar les altes freqüències, a la sortida hi haurà una ona perfectament sinusoidal apta per injectar o consumir. Si es descarta l'energia emmagatzemada en el filtre assumint una freqüència de commutació molt alta, i tenint en compte que l'ondulador mateix no té elements que emmagatzemin energia, llavors la potència instantània d'entrada ha de ser la mateixa que a la sortida. Així doncs si la tensió de sortida és sinusoidal i el corrent és també sinusoidal desfasat un angle ϕ , es tenen les equacions següents:

$$v_o = \sqrt{2} \cdot v_o \cdot \sin(\omega_1 \cdot t) \quad [Eq. 4. 9]$$

$$i_o = \sqrt{2} \cdot i_o \cdot \sin(\omega_1 \cdot t - \phi) \quad [Eq. 4. 10]$$

Assumint que les altes freqüències a l'entrada també són filtrades, el corrent en el bus de contínua estarà compost només dels components de baixa freqüència i els de contínua. Imposant la igualtat entre les potències instantànies s'obté:

$$\begin{aligned} V_{bus} \cdot I_e &= v_o \cdot i_o = & [Eq. 4. 11] \\ &= \sqrt{2} \cdot V_o \cdot \sin(\omega_1 \cdot t) \cdot \sqrt{2} \cdot I_o \cdot \sin(\omega_1 \cdot t - \phi) \rightarrow \\ \rightarrow i_e &= \frac{V_o \cdot I_o}{V_{bus}} \cdot \cos \phi - \frac{V_o \cdot I_o}{V_{bus}} \cdot \cos(2\omega_1 \cdot t - \phi) \end{aligned}$$

L'equació anterior mostra com el corrent en la part de contínua està format per una component contínua responsable de la potència reactiva que es desenvolupa en la part d'alterna, més una component sinusoidal a una freqüència doble de la fonamental de sortida. Aquesta component provocarà un arrissat en la tensió del bus de contínua que s'afegirà a l'arrixa't d'alta freqüència provocat per les commutacions dels interruptors de l'ondulador.

L'altre esquema de commutació que es pot utilitzar amb un ondulador de pont complet és l'unipolar. En aquest cas els interruptors de les dues branques no commuten alhora, sinó que depenent de la tensió de referència en cada instant la tensió de sortida passarà, quan hi hagi una commutació, de la tensió de bus positiva a zero, o de la tensió negativa a zero. Això s'aconsegueix utilitzant quatre combinacions amb els estats dels interruptors. A la següent taula s'han representat aquestes quatre combinacions, utilitzant la mateixa notació que a la figura (esquema de pont complet).

Taula 1. Commutació Unipolar

T1+ i T2- tancats	=	$V_o = (+V_{BUS})$
T1- i T2+ tancats	=	$V_o = (-V_{BUS})$
T1+ i T2+ tancats	=	$V_o = 0$
T1- i T2- tancats	=	$V_o = 0$

Aquest esquema presenta l'avantatge de doblar la freqüència de commutació vist des del punt de vista dels harmònics generats, és a dir, mentre que amb l'esquema bipolar els harmònics apareixen en bandes al voltant dels múltiples de la freqüència de commutació, si s'utilitza l'esquema unipolar aquests harmònics apareixen al voltant dels múltiples del doble de la freqüència de commutació. Un altre avantatge és el fet que en aquest cas les variacions de tensió que es produeixen quan hi ha una commutació són iguals a la tensió del bus de contínua, que és la meitat que amb l'esquema bipolar.

4.4.3 FILTRE A LA SORTIDA DE L'INVERSOR

Com ja s'ha comentat en apartats anteriors, la sortida de l'inversor ha d'incorporar un filtrat efectiu per tal de generar un ona sinusoidal de tensió amb molt baix contingut en harmònics. El filtre utilitzat ha de complir els requisits de ésser simple o passiu i dissipar la menor energia possible. Per la qual cosa que haurà de posseir una impedància sèrie equivalent petita.

Els filtres passius són els més simples i econòmics, però menys flexibles i efectius per filtrar harmònics. Els filtres antiharmònics acostumen a ésser del tipus LC. Aquest filtre disposa d'una bobina sèrie i, en paral·lel, un condensador. Són elements purament passius, utilitzats en equips on existeix un greu problema de generació harmònica, evitant d'aquesta manera que circulin en la pròpia instal·lació elèctrica on estigui connectat l'equip.

Aquests estan constituïts per dos elements bàsics:

- Elements inductius: Es modelen com una bobina d'inductància L juntament amb una resistència interna en sèrie.

$$u_L = L \cdot \frac{d(i)}{dt} + R \cdot i \quad [\text{Eq. 4. 12}]$$

- Elements capacitius: Es modelen com un condensador de capacitat C, o bé com un condensador amb una resistència en sèrie.

$$u_C = R \cdot i_C + \frac{1}{C} \int i_C \cdot dt \quad [\text{Eq. 4. 13}]$$

4.4.3.1 FILTRE LC

Com ja s'ha comentat, aquest filtre elimina harmònics de commutació. Per implementar-ho s'utilitzen bobines i condensadors. A l'hora d'escollir-ne uns o altres cal tenir en compte no sols la seva capacitat o inductància sinó també la resistència paràsita i l'estabilitat de tots els valors amb la freqüència, característiques que influeixen enormement en el preu dels components.

A la figura es pot veure l'esquema elèctric corresponent a aquesta tipologia. Aquest és el filtre passa baixos més senzill possible:

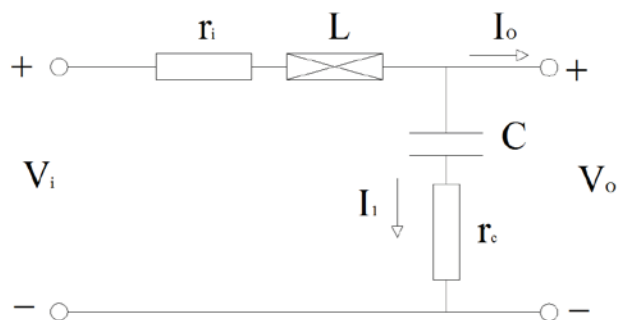


Figura 25. Esquema elèctric corresponent al filtre passa baixos LC

Les equacions que caracteritzen el seu funcionament són les següents:

$$V_i = (r_i + L \cdot s) \cdot I_i + V_o \quad [\text{Eq. 4. 14}]$$

$$I_1 = C \cdot V_o \cdot s \quad [\text{Eq. 4. 15}]$$

$$I_i = I_0 + I_1 \quad [\text{Eq. 4. 16}]$$

Aïllant-les s'obté la relació de tensions i la impedància de sortida:

$$V_0 = \frac{1}{LC \cdot s^2 + r_i C \cdot s + 1} \cdot V_i - \frac{(L \cdot s + r_i)}{LC \cdot s^2 + r_i C \cdot s + 1} \cdot I_0 \quad [\text{Eq. 4. 17}]$$

El primer terme del segon membre de l'equació anterior correspon a la relació de voltatges i el segon a la impedància de sortida. En aquesta expressió es pot observar que la tensió de sortida per un filtre dependrà, no sols de la tensió d'entrada, sinó també del corrent de sortida. Ara bé, sempre es pot establir una relació de l'estil $V_0 = f(I_0)$, que permeti substituir el valor de I_0 a l'expressió anterior i així aconseguir-ne una on la tensió de sortida depengui sols de la tensió d'entrada.

Deixar la sortida oberta, com mostra la figura 25, seria equivalent a substituir I_0 per zero. Aquest, doncs, no és més que un cas particular. Com ho seria col·locar-hi una càrrega resistiva que definís una relació $V_0 = R \cdot I_0$.

Per una altra banda, es pot observar que la resposta freqüencial del segon terme de la equació anterior correspon exactament a l'expressió de la impedància Thévenin equivalent del circuit. De fet, aquest terme no és més que la relació entre la tensió sortida i la intensitat, és a dir, a una resistència vista des de la sortida del filtre. Aquesta és justament la definició de la tensió de la font d'entrada, considerada una font ideal.

$$\begin{aligned} R_{Th} &= (r_i + jL\omega) // \left(-j \frac{1}{C\omega}\right) = \frac{\omega L - jr_i}{\omega r_i C + j(\omega^2 LC - 1)} = \quad [\text{Eq. 4. 18}] \\ &= \frac{r + j\omega L_i}{(1 - \omega^2 LC) + j\omega r_i C} \end{aligned}$$

$$U_{Th} = \frac{-j \frac{1}{C\omega}}{r_i + j\left(L\omega - \frac{1}{C\omega}\right)} \cdot V_i = \frac{1}{1 - \omega^2 LC + j\omega r_i C} \quad [\text{Eq. 4. 19}]$$

Aquesta relació es fa reiterativa en totes les configuracions, doncs, de fet, s'està parlant del mateix concepte però vist des de diferents punts de vista.

Si ara es modela el condensador amb una resistència sèrie interna, obtenim una nova funció de transferència:

$$V_O = \frac{(r_c C s + 1)}{L C s^2 + (r_i + r_c) C s + 1} V_i - \frac{(r_c C s + 1) \cdot (L s + r_i)}{L C s^2 + (r_i + r_c) C s + 1} \cdot I_O \quad [Eq. 4. 20]$$

Es pot observar com el fet de modelar el condensador amb una resistència sèrie, provoca l'aparició d'un zero al numerador de la funció de transferència V_O/V_i a altes freqüències.

Una manera d'explicar-ho és considerant el comportament del condensador a varies freqüències: a baixes freqüències la caiguda de tensió del condensador és molt més gran que la de la resistència, i per tant aquesta passa desapercibuda. A altes freqüències, però, el condensador es comporta com un curtcircuit i per això es manifesta la presència de la resistència. Si no hi és, la relació de tensions tendeix a zero ($0 -\infty$ dB); si hi és, fa elevar-se tènueament la relació de tensions.

Així doncs les característiques que es busquen amb el disseny del filtre en qüestió per a aquesta aplicació són les següents:

- Filtratge d'altres freqüències. L'inversor genera harmònics de tensió d'altres freqüències, per unes freqüències molt concretes. Aquestes han de ser eliminades per millorar la qualitat l'ona generada.
- El filtre és per a un inversor monofàsic que generarà una ona de tensió alterna monofàsica a 50Hz. Per tant el valor de contínua que pugui haver-hi no interessa i es pot filtrar.
- S'haurà d'intentar aconseguir un factor de distorsió el més petit possible.
- És important també aconseguir un desfasatge el més petit possible per facilitar el disseny dels controladors.
- Que els valors de L i C siguin petits no només té interès econòmic si no que un component petit acostuma a ser més lleuger i en aquest cas s'agraeix.

4.4.4 TRANSFORMADOR

En el nostre sistema farem ús d'un transformador d'aïllament per tal d'eleva la tensió de sortida del filtre a una tensió d'amplitud equivalent a la de la xarxa i, alhora, crear un aïllament galvànic entre la xarxa i el nostre sistema de generació fotovoltaica per tal de garantir la seguretat dels elements d'electrònica de potència que incorpora aquesta de les pertorbacions que puguin haver-hi a la xarxa.