

TREBALL FI DE GRAU
Grau en Enginyeria de les Energies

ANÀLISI DE L'EFICIÈNCIA D'UNA MICROXARXA



Memòria i Annexos

Autor: Jordi Garcia I Ferrer
Director: Àngel Cuadras Tomas
Convocatòria: Juliol de 2022

Resum

En aquest projecte es presenta la modelització d'una microxarxa elèctrica amb l'objectiu d'analitzar la seva eficiència energètica. El model proposat realitza la simulació del comportament elèctric dels components i calcula les pèrdues que se'n deriven. A partir d'aquestes, es determina l'evolució de la temperatura durant el seu funcionament. S'utilitza el programari Simulink de Matlab per a la creació i simulació del model. El sistema dissenyat consisteix en un conjunt de panells fotovoltaics, bateria, càrrega de consum els convertidors de potència emprats per a la seva interconnexió. Els resultats que s'obtenen per cadascun d'aquests elements es fan servir per a la determinació de la seva eficiència energètica. Addicionalment, es du a terme el càlcul de la generació d'entropia del sistema per observar la seva relació amb l'eficiència d'aquest.

Resumen

En este proyecto se presenta la modelización de una microrred eléctrica con el objetivo de analizar su eficiencia energética. El modelo propuesto realiza la simulación del comportamiento eléctrico de los componentes y calcula las pérdidas relacionadas. A partir de éstas, se determina la evolución de la temperatura durante su funcionamiento. Se utiliza el programa Simulink de Matlab para la creación y simulación del modelo. El sistema diseñado consiste en un conjunto de paneles solares, batería, carga de consumo y los convertidores de potencia usados para su interconexión. Los resultados obtenidos en cada uno de estos elementos se utilizan para la determinación de su eficiencia energética. Se realiza adicionalmente el cálculo de la generación de entropía del sistema para observar su relación con la eficiencia de éste.

Abstract

This project presents the modeling of an electrical microgrid with the objective of analyzing its energy efficiency. The proposed model simulates the electrical behavior of the components and calculates the related losses. From these, the temperature during its operation is determined. The Matlab software Simulink is used for the creation and simulation of the model. The designed system consists of a set of solar panels, a battery, a load and the power converters used for their interconnection. The results obtained for each of these elements are used to determine their energy efficiency. Additionally, the entropy generation of the system is calculated in order to observe its relation with its efficiency.

Agraïments

Primer de tot, agrair al meu tutor Àngel Cuadras per l'ajuda i guiatge durant la realització d'aquest treball. Per altra banda, agraeixo també a la família i amics pel suport donat.

Glossari

Sigles i acrònims

AC	Corrent Altern (Alternating Current)
CHP	Cogeneració (Combined Heat and Power)
DC	Corrent Continu (Direct Current)
ESR	Resistència Equivalent en Sèrie (Equivalent Series Resistance)
IC	Conductància Incremental (Incremental Conductance)
MOSFET	Transistor d'Efecte de Camp Metall-Semiconductor (Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor)
MPP	Punt de Potència Màxima (Maximum Power Point)
MPPT	Seguidor del Màxim Punt de Potència (Maximum Power Point Tracking)
NBDC	Convertidor Bidireccional Sense Aïllament (Non-Isolated Bidirectional Converter)
NOC	Condicions d'Operació Nominals (Nominal Operation Conditions)
NOCT	Temperatura de la Cel·la en Condicions Normals (Normal Operating Cell Temperature)
P&O	Pertorbar i Observar (Perturb and Observe)
PV	Fotovoltaic (Photovoltaic)
PWM	Modulació per Amplada de Polsos (Pulse Width Modulation)
SOC	Estat de Càrrega (State of Charge)
SOH	Estat de Salut (State of Health)
STC	Condicions de Test Estàndard (Standard Test Conditions)

Índex

RESUM	I
RESUMEN	II
ABSTRACT	III
AGRAÏMENTS	V
GLOSSARI	VII
1. INTRODUCCIÓ	1
1.1. Objectius i abast del treball	1
2. FONAMENTS TEÒRICS	2
2.1. Microxarxes	2
2.1.1. Classificació d'una microxarxa	3
2.1.2. Topologies d'una microxarxa	3
2.2. Semiconductors i elements passius	6
2.2.1. Díodes de potència	6
2.2.2. MOSFETs de potència	9
2.2.3. Inductors	13
2.2.4. Condensadors	14
2.3. Panells solars	16
2.3.1. Anàlisi tèrmica	18
2.4. Bateries	20
2.4.1. Anàlisi tèrmica	23
2.5. Convertidors de potència	24
2.5.1. Convertidor reductor (<i>Buck</i>)	27
2.5.2. Convertidor elevador (<i>Boost</i>)	32
2.5.3. Convertidor bidireccional sense aïllament (NBDC)	34
2.5.4. Seguidor del punt de màxima potència (MPPT)	35
2.6. Transferència tèrmica	38
2.6.1. Conducció	39
2.6.2. Convecció	39
2.6.3. Radiació	40
2.6.4. Circuits tèrmics	41
3. MODEL TEÒRIC	44
3.1. Descripció de sistema	45

3.2.	Model elèctric	47
3.2.1.	Panell fotovoltaic	47
3.2.2.	Bateria.....	51
3.2.3.	Convertidor reductor.....	54
3.2.4.	Convertidor bidireccional sense aïllament	58
3.2.5.	Control	60
3.2.6.	Microxarxa.....	66
3.3.	Model de pèrdues	67
3.3.1.	Bateria.....	67
3.3.2.	MOSFET	67
3.3.3.	Díode.....	76
3.3.4.	Inductor	81
3.3.5.	Condensador	84
3.4.	Model tèrmic	85
3.4.1.	Panell fotovoltaic	85
3.4.2.	Bateria.....	85
3.4.3.	Semiconductors	86
3.4.4.	Inductor.....	91
3.4.5.	Condensador	93
3.4.6.	Convertidor reductor.....	95
3.4.7.	Convertidor bidireccional.....	96
4.	RESULTATS	97
4.1.	Comportament elèctric.....	97
4.2.	Comportament tèrmic	104
4.2.1.	Panells fotovoltaics	104
4.2.2.	Bateria.....	106
4.2.3.	Convertidors	108
4.3.	Eficiència i entropia	114
4.3.1.	Panells fotovoltaics	114
4.3.2.	Bateria.....	115
4.3.3.	Convertidors	116
4.3.4.	Microxarxa.....	119
5.	DISCUSSIÓ	121
	CONCLUSIONS	124
	BIBLIOGRAFIA	127

ANNEX A	133
A1. Índex de figures.....	133
A2. Índex de taules	136
A3. Índex d'equacions	136
ANNEX B	140
B1. Codi MATLAB de l'algoritme P&O.....	140
B2. Fitxes tècniques dels components escollits.....	141

1. Introducció

Amb l'augment de l'ús distribuït de recursos renovables causat per la necessitat d'una transició energètica, el concepte de microxarxa ha començat a guanyar importància preveient-se la seva àmplia implantació en el futur. Tenint aquest fet en compte, és important fer recerca i estudiar mètodes per millorar la seva eficiència.

En aquest treball, s'elabora l'anàlisi energètica d'una microxarxa fent ús d'un model teòric. A partir d'un disseny de microxarxa, se simula el seu comportament elèctric en funció de diferents paràmetres de funcionament. Utilitzant els resultats obtinguts es determinen les pèrdues produïdes al sistema i es calcula l'eficiència energètica d'aquest.

El model no només té en compte la part elèctrica i de pèrdues, sinó que també es modelitza el comportament tèrmic dels elements, ja que aquest influeix en l'eficiència. Addicionalment, a partir dels resultats del model es determina la producció d'entropia del sistema amb la intenció de relacionar aquest concepte amb l'eficiència energètica.

1.1. Objectius i abast del treball

Es pot identificar dos principals objectius d'aquest treball. El primer és la creació d'un model corresponent a una microxarxa que simuli el seu comportament a nivell elèctric, de pèrdues i tèrmic. El segon objectiu consisteix en l'anàlisi energètica del sistema dissenyat a partir de la seva generació d'entropia.

A partir dels principals, es poden derivar els següents objectius parcials necessaris per a la realització del treball:

- Disseny de la microxarxa especificant els seus components i paràmetres
- Creació del model elèctric basat en el disseny de microxarxa
- Creació del model que determini les pèrdues dels components de la microxarxa dissenyada
- Creació del model tèrmic que simuli l'evolució de les temperatures dels components
- Simulació i obtenció dels resultats per a diferents paràmetres de funcionament del sistema
- Càlcul i comparació de l'eficiència i generació d'entropia del sistema

2. Fonaments teòrics

En aquest apartat s'exposa la informació necessària per a la correcta comprensió dels diferents elements presentats al llarg d'aquest estudi. En tractar-se de continguts extensos, es presenten els principis fonamentals generals i es profunditza en aquells específics a aquest treball. En concret, es discuteix el concepte de microxarxes i els elements d'aquesta que apareixen a la part pràctica d'aquest treball. Aquests són els panells fotovoltaics, les bateries i diferents tipus de convertidors. Addicionalment, també es detallen components bàsics en l'electrònica com són els semiconductors, l'inductor o condensador. Ja que està directament relacionat amb l'objectiu d'aquest treball, als apartats dels diferents elements també s'inclou anàlisis sobre les pèrdues tèrmiques degudes al seu funcionament. Finalment, s'incorpora un apartat relacionat amb el fenomen de la transmissió tèrmica i com es pot modelitzar.

2.1. Microxarxes

Fruit de l'emergència climàtica actual i la necessitat d'un canvi respecte al model elèctric tradicional, es preveu un augment considerable en l'ús de les energies renovables com són la solar o l'eòlica. Aquestes, a diferència de la xarxa elèctrica convencional que es basa en centrals de gran potència i centralitzades, poden ser implementades de manera distribuïda i a petita escala. Això implica la necessitat d'un nou sistema que s'adapti a aquest canvi, les anomenades microxarxes.

Es considera microxarxa a la interconnexió de recursos energètics distribuïts i càrregues de consum, sent possible el control d'aquest conjunt [1]. Pot funcionar de manera aïllada –en l'anomenat mode insular– o connectada a la xarxa elèctrica, sent més estable i viable econòmicament. Entre els elements típics d'una microxarxa s'hi troben els consumidors (càrregues), generadors, la xarxa de distribució i l'emmagatzematge. Per a generadors s'entén els recursos elèctrics distribuïts compresos principalment per mòduls fotovoltaics, aerogeneradors, unitats de cogeneració (CHP) i generadors basats en combustibles fòssils. A la xarxa de distribució s'inclou els busos i components que fan possible la interconnexió i el control correcte dels elements de la microxarxa. Això és possible gràcies als convertidors de potència, els quals són fonamentals en aquest tipus de sistemes i tenen gran importància en l'estudi de l'eficiència d'aquests. Finalment, s'utilitza sistemes d'emmagatzematge per contrarestar la naturalesa intermitent de les renovables, augmentant així l'estabilitat del sistema. Aquests són de gran importància en aplicacions aïllades per tal de garantir el

subministrament del sistema. En canvi, si es preveu el funcionament amb connexió a la xarxa el seu ús no és tan convenient a causa de l'augment dels costos que comporta.

La xarxa elèctrica, anàlogament als sistemes d'emmagatzematge, pot desenvolupar tant el rol de generador com el de consumidor depenent de si aquests injecten energia o la consumeixen.

2.1.1. Classificació d'una microxarxa

Existeixen diverses classificacions que es poden aplicar a una microxarxa en funció de diferents aspectes d'aquesta. Aquests poden ser el tipus de microxarxa, la capacitat, l'aplicació, el mode d'operació o la configuració [2].

- **Tipus:** Principalment, es divideixen en residencial, comercial o industrial.
- **Mida:** Segons la capacitat de la microxarxa pot ser de petita escala (<10 kW), mitjana escala (10 kW a 1 MW) o gran escala (>1 MW).
- **Aplicació:** Segons el servei que la microxarxa ha d'oferir, aquesta es pot orientar en el subministrament d'energia de qualitat o en la resiliència del sistema. Com a energia de qualitat s'entén a electricitat amb tensió constant i sense distorsions, mentre que resiliència es refereix a la capacitat d'afrontar i recuperar-se de possibles fallades o inestabilitats.
- **Mode d'operació:** Es pot operar en mode de connexió a la xarxa o insular.
- **Configuració:** Aquesta es basa en la manera en què es distribueix l'electricitat als diferents elements del sistema. Es divideix en microxarxes de corrent altern (AC), de continu (DC) i híbrides (AC-DC). Aquest tipus de classificació es correspon directament a la topologia de la microxarxa.

2.1.2. Topologies d'una microxarxa

Per aquest cas d'estudi, considerem topologia com la manera en què tots els elements de la xarxa són interconnectats entre si. En el disseny d'una microxarxa és de gran importància determinar la topologia més adient a l'ús esperat i característiques d'aquesta, doncs influirà en el correcte funcionament del sistema.

Generalment, la topologia d'una microxarxa ve definida per la manera en que es realitza la distribució d'electricitat. En aquest sentit, s'hi poden destacar tres variants més importants: Les microxarxes de corrent continu (DC), les de corrent altern (AC) i les híbrides (AC-DC) [3]. Addicionalment, també té certa rellevància la topologia de xarxa 3-NET, la qual ofereix una major flexibilitat [4].

- **Microxarxa de corrent continu (DC):** La distribució es realitza a partir d'un bus DC al qual tots els elements es connecten. Si aquests són de corrent altern, serà necessari l'ús d'inversors. En tractar amb corrent continu, es té l'avantatge de tenir un control del sistema més senzill.

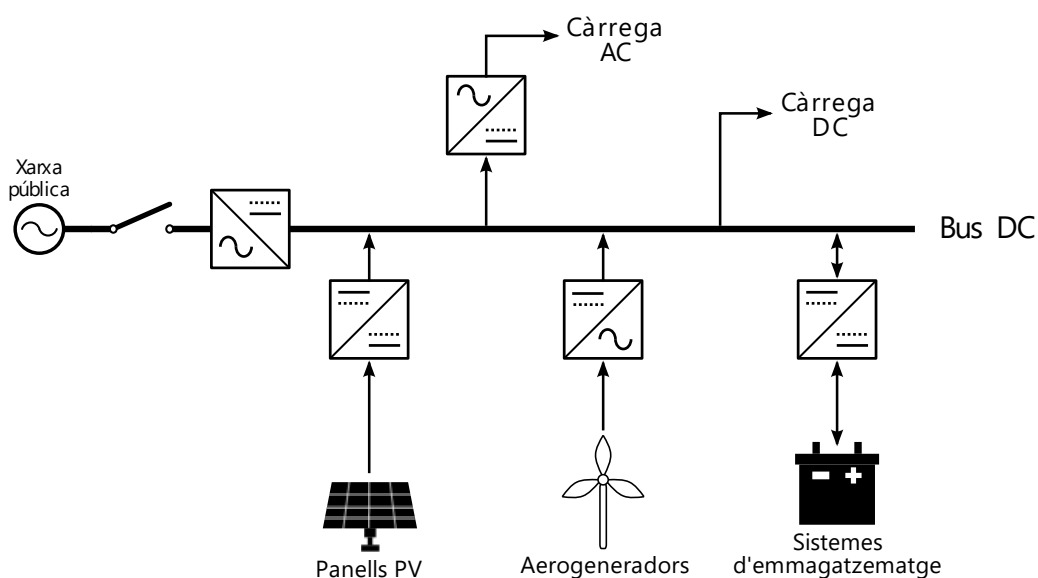


Figura 2.1.1.- Esquema d'un exemple de microxarxa DC

- **Microxarxa de corrent altern (AC):** La distribució es realitza a partir d'un bus AC. Si la microxarxa està connectada a la xarxa pública, la connexió entre aquesta i el bus es duu a terme directament amb un commutador. Els components AC es connecten directament al bus, però aquells DC han d'utilitzar convertidor inversors o rectificadors.

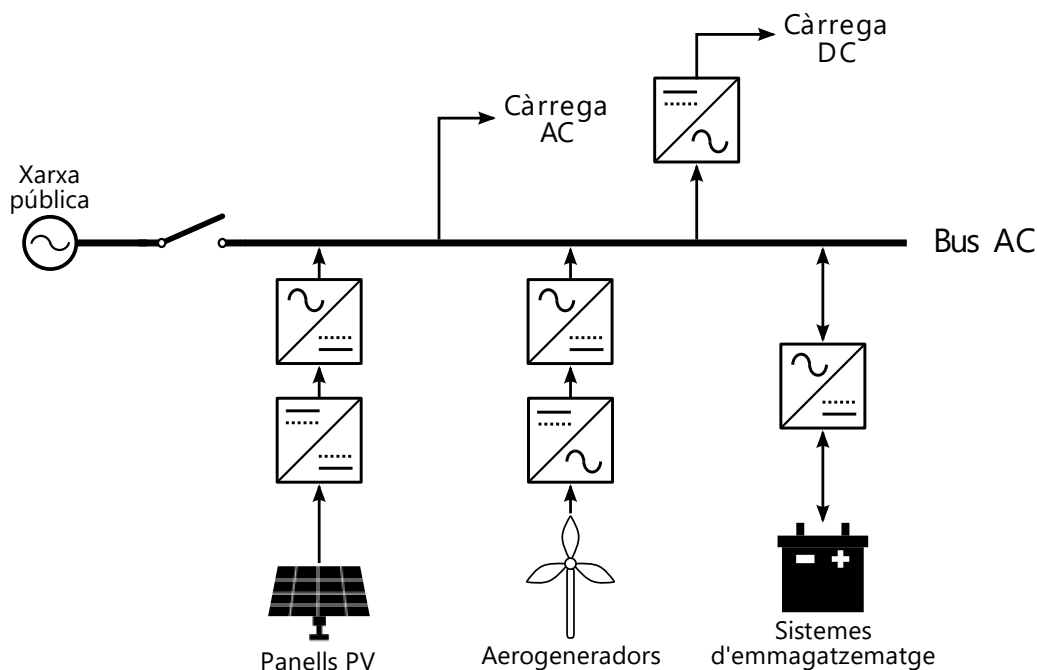


Figura 2.1.2.- Esquema d'un exemple de microxarxa AC

- **Microxarxa híbrida (AC/DC):** Aquesta compta amb dos busos, AC i DC, els quals estan interconnectats amb un inversor bidireccional. Cada tipus de component es col·loca al seu bus corresponent, reduint així el nombre de convertidors i inversors necessaris.

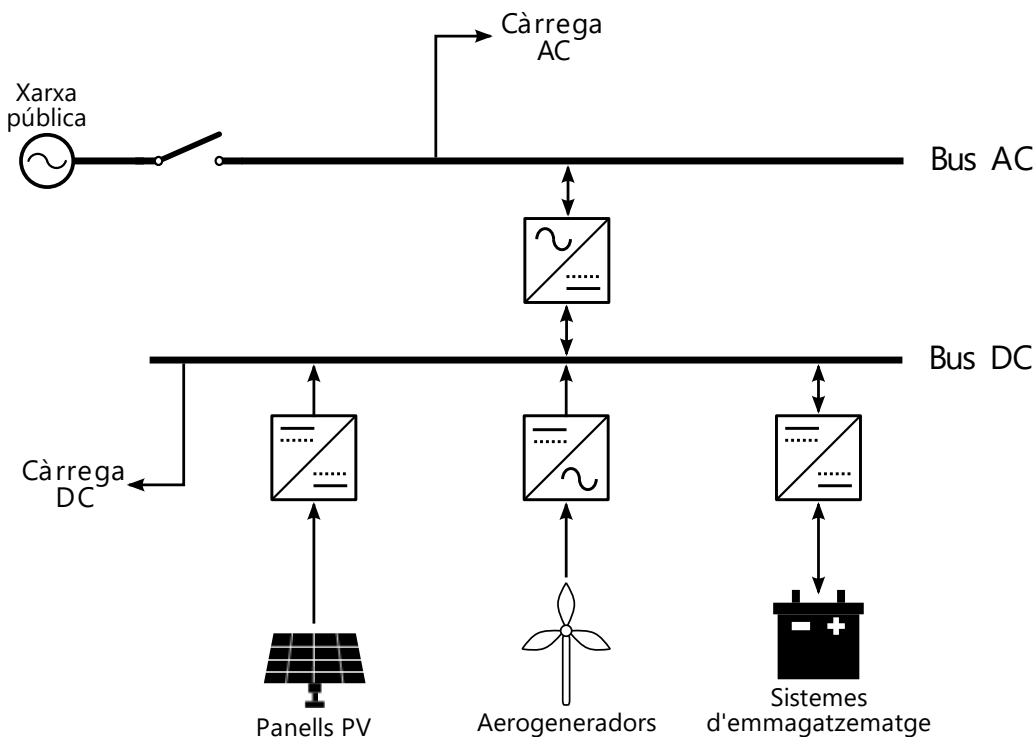


Figura 2.1.3.- Esquema d'un exemple de microxarxa híbrida

2.2. Semiconductors i elements passius

Per tal d'entendre completament el funcionament d'un convertidor és necessari conèixer els seus components interiors. A la part elèctrica dels convertidors utilitzats en aquest treball hi trobem per una banda semiconductors com el díode de potència i el MOSFET, i elements passius com són el condensador i inductor. En els següents apartats es detallen el seu funcionament bàsic i les seves pèrdues.

2.2.1. Díodes de potència

El díode és un dispositiu electrònic de dos terminals que permet la conducció de corrent en un sentit però la bloqueja en l'invers. En aquest treball s'utilitzen díodes del tipus p-n, els quals es formen a partir de la unió de dos materials semiconductors. La part dreta de la junció, formada per un semiconductor del tipus n, està dopada amb àtoms anomenats donadors els quals introdueixen electrons de més. Això provoca un increment d'electrons amb energia suficient per moure's per la part n del semiconductor. La part esquerra en canvi, està dopada amb àtoms anomenats acceptors als quals els manca un electró. Aquesta manca s'anomena forat i es considera mòbil pel fet que es va movent per la xarxa. Com que aquest últim semiconductor té portadors amb càrrega positiva com a majoritaris, s'anomena del tipus p. A la junció dels dos materials es produeix un procés de difusió, on els portadors lliures són atrets a la zona on són minoritaris. És a dir, els electrons són arrossegats a la zona p mentre que els forats a la n. A conseqüència d'aquest procés, àtoms ionitzats es formen entorn de la junció creant un camp elèctric i a la vegada un voltatge que actua com a barrera al fenomen de difusió. Aquesta zona intermèdia s'anomena d'esgotament al no haver-hi portadors lliures. Un cop aquest voltatge és prou gran per aturar la difusió, el dispositiu entra en equilibri.

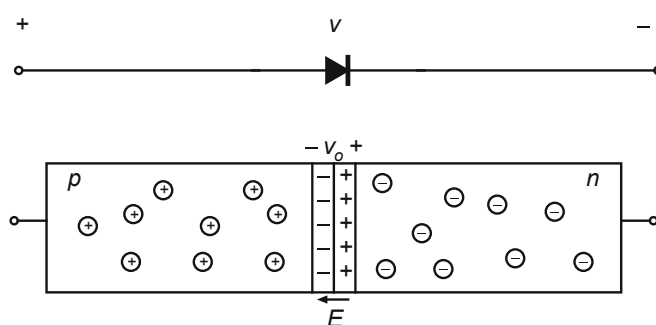


Figura 2.2.1.- Representació d'un díode [5]

Quan s'aplica una tensió que incrementa el nombre d'àtoms ionitzats augmentant la zona d'esgotament, s'anomena que el díode està polaritzat de manera inversa. L'increment del voltatge a la zona d'esgotament significa que s'afegeix càrrega addicional provinent del circuit extern, el que provoca la formació d'una capacitància a la junció (Figura 2.2.2 (a)). En aquest mode de funcionament, teòricament no hi haurà conducció d'electrons. A nivell pràctic però, existeix un petit corrent de fuga.

Quan la tensió inversa s'aplica, el voltatge a la zona d'esgotament es redueix fins al punt que el camp elèctric no pot contrarestar el fenomen de difusió. En aquest cas, el díode està polaritzat de forma directa i permet la circulació d'electrons (Figura 2.2.2 (b)).

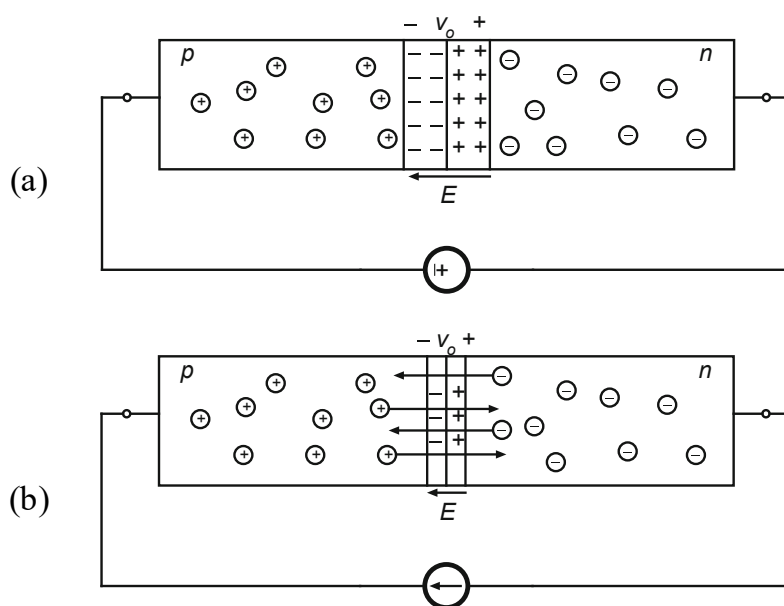


Figura 2.2.2.- Representació d'un díode polaritzat (a) indirectament i (b) directament [5]

Durant l'operació d'un díode és important el seu comportament quan es passa d'una polarització directa a indirecta, és a dir, quan passa de conduir a bloquejar el corrent degut a una tensió externa inversa. Aquesta transició no és instantània, sinó que el corrent disminuirà amb un pendent determinat pel circuit extern fins a que sigui nul. Ara bé, en aquest punt és necessari un canvi en la distribució de la càrrega del díode per tal d'entrar en el mode de no conducció, el que es tradueix en un corrent invers durant un breu període de temps. Aquest fenomen es coneix com recuperació inversa i pot ser causa de pèrdues significants en aplicacions d'alta freqüència. El temps que transcorre des de l'inici del decreixement de corrent fins que aquest és zero es defineix com a temps de recuperació inversa (t_r).

Adicionalment, la quantitat de càrrega que és moguda per aquest corrent invers s'anomena càrrega inversa (Q_r). Aquest es correspon a l'àrea sota la corba del corrent quan aquest és negatiu. Ambdós valors són especificats en funció del pendent de disminució del corrent a la fitxa tècnica del fabricant de cada model de díode [6].

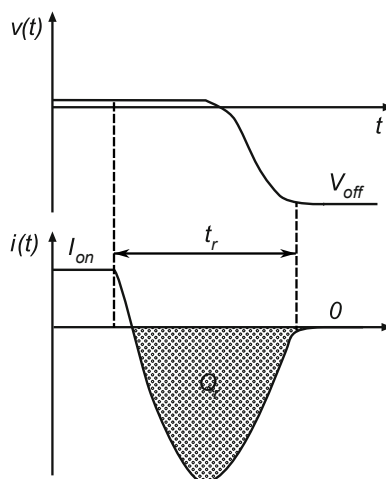


Figura 2.2.3.- Representació del fenomen de recuperació inversa d'un díode [5]

2.2.1.1. Pèrdues

Les pèrdues d'un díode són ocasionades principalment per dues causes, la conducció i la commutació. Com s'ha esmentat anteriorment, a la zona d'esgotament existeix un voltatge que els electrons han de superar per a la seva circulació. A aquesta caiguda de tensió se li ha de sumar una resistència dinàmica (R_d) que apareix en el mode conducció, sent la caiguda de tensió al díode [7]:

$$v_{d,cond}(i, T) = V_d(T) + i \cdot R_d(T) \quad (2.2.1)$$

Tant la tensió com resistència del díode són valors que varien en funció de la temperatura de funcionament i són caracteritzats pel fabricant a la fitxa tècnica. La potència de pèrdues per conducció del díode serà llavors:

$$P_{d,cond}(i, T) = i \cdot V_d(T) + i^2 \cdot R_d(T) \quad (2.2.2)$$

Quant a les pèrdues per commutació, aquestes es corresponen principalment a les produïdes a l'interval d'apagada mentre que les d'encesa s'ignoren degut a la seu baix impacte.

Aquestes pèrdues són causades pel fenomen de càrrega inversa i són calculades a partir de la tensió de polarització inversa i la freqüència de commutació:

$$P_{d,sw} = V_R \cdot f_{sw} \cdot Q_R \quad (2.2.3)$$

2.2.2. MOSFETs de potència

Un transistor d'efecte de camp metall-òxid-semiconductor (*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*, MOSFET) és un dispositiu electrònic que té la propietat de determinar la seva conductivitat a partir d'un senyal de tensió. Està format per tres terminals: Font (*source*), drenador (*drain*) i porta (*gate*) [5][8].

La seva construcció consisteix en estructures verticals formades per quatre capes de semiconductors del tipus p i n. La unió d'aquestes capes forma una estructura n^+pn^+ – significat els símbols un gran o petit dopatge– considerats com a una cel·la. El MOSFET consisteix en la unió d'una gran quantitat d'aquestes cel·les en paral·lel. Les dues capes n^+ corresponen al drenador i font, i tenen un nivell de dopatge similar. La capa intermèdia p sol ser referida com el cos i és per la qual es produirà la conducció d'electrons. Finalment, la capa n^- s'anomena zona de deriva i és la que determina la tensió de ruptura del dispositiu. Aquesta construcció es correspon a l'anomenat MOSFET de canal n, però existeix també el de canal p el qual té aquestes capes invertides.

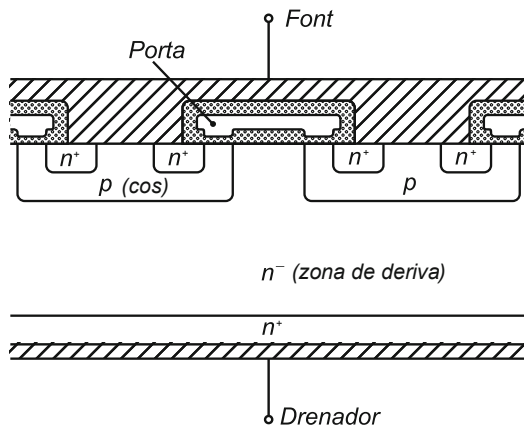


Figura 2.2.4.- Esquema d'un MOSFET [5]

Quan s'aplica una diferència de potencial positiva entre drenador i font, es pot observar que la junció pn^- es polaritzarà inversament creant una zona d'esgotament que impedirà la circulació (Figura 2.2.5 (a)). Si per el contrari, la diferència de potencial és negativa, llavors aquesta mateixa junció es polaritza directament permetent el pas d'electrons (Figura 2.2.5

(c)). Per tant, a la pràctica existeix un díode connectat entre drenador i font que bloqueja el corrent provinent del drenador però permet el flux contrari.

La regió de la porta està totalment aïllada respecte a les capes dels semiconductors, el que forma l'equivalent a un condensador. Quan s'aplica una tensió porta-font positiva, les càrregues positives de la porta atreuen les negatives de la capa p. Degut al camp elèctric que s'hi forma, els forats són repel·lits i es crea una zona d'esgotament al semiconductor p en les proximitats de la porta. Al augmentar la diferència de potencial, electrons lliures comencen a ser atrets a aquesta zona fins al punt en que la conducció és possible. Aquesta zona crea un "canal" que connecta les capes n del drenador i de la font permetent la lliure circulació entre els dos terminals. En aquesta situació, el dispositiu està en mode d'encesa i condueix (Figura 2.2.5 (b)).

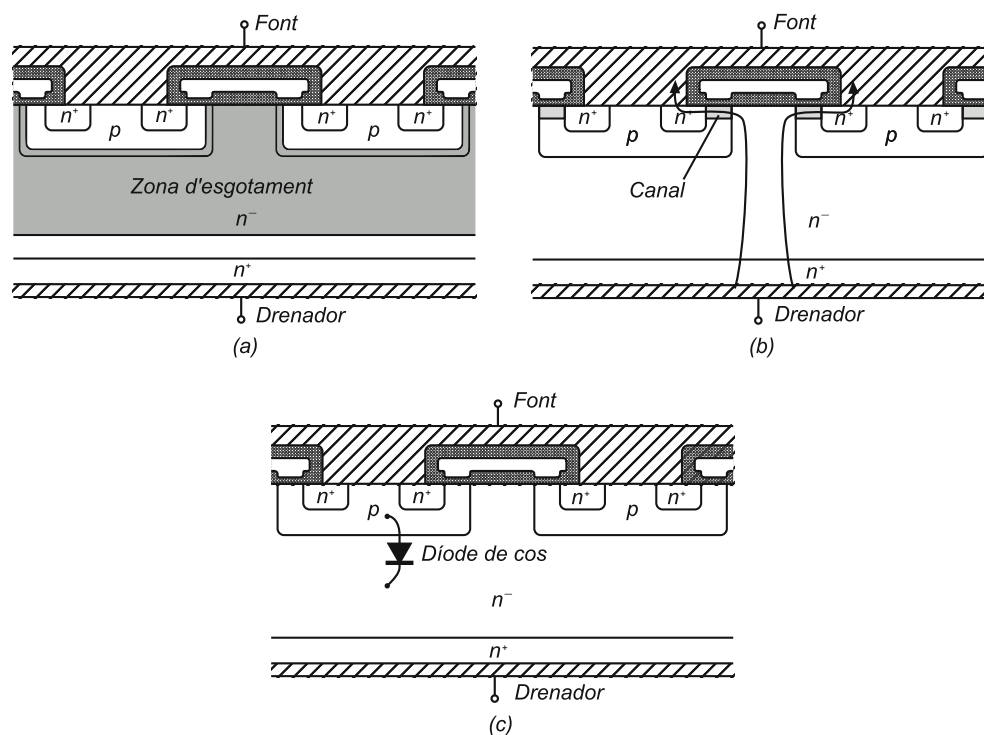


Figura 2.2.5.- Modes de funcionament d'un MOSFET: (a) Polarització inversa impedit la conducció, (b) Conducció del dispositiu a través del canal de la zona p, (c) Polarització directa del díode del cos permetent la circulació [5]

Degut als materials i naturalesa del MOSFET, existeixen en aquest un seguit de capacitàncies que afecten al seu funcionament. Les més importants es corresponen a la capacitància porta-drenador, porta-font i drenador-font. Aquestes són importants perquè afecten al comportament del dispositiu quan commuta. Idealment els canvis haurien de ser instantanis però a la pràctica transcorre una quantitat de temps per passar d'un estat d'encesa

a apagat o a l'inrevés. Aquest retard s'explica per l'existència de les capacitàncies, doncs la commutació no finalitzarà fins que aquestes no s'hagin carregat o descarregat.

2.2.2.1. Pèrdues

Anàlogament al díode, les pèrdues en un dispositiu MOSFET es troben principalment en els períodes de conducció i commutació [9].

Quan el MOSFET està conduint existeix un conjunt de resistències òhmiques corresponents a les diferents capes del semiconductor per on hi ha la circulació. Aquest conjunt s'engloba en una única resistència drenador-font (*drain-source*), $R_{ds,on}$, la qual és dependent de la temperatura de funcionament. Les pèrdues per conducció per tant, són calculades a partir d'aquesta resistència i el corrent del dispositiu:

$$P_{M,cond}(i, T) = i \cdot R_{ds,on}(T) \quad (2.2.4)$$

Per a l'anàlisi de pèrdues per commutació s'utilitza una aproximació lineal del comportament del MOSFET durant els intervals d'encesa i apagada.

L'interval d'encesa s'inicia amb el controlador (*driver*), el qual és el circuit responsable d'aplicar tensió a la porta del MOSFET, fixant la seva tensió d'operació. La tensió porta-font (v_{gs}) augmentarà linealment en funció de la capacitància d'entrada. Quan v_{gs} sobrepassa una tensió llindar ($V_{g,thr}$), el corrent comença a augmentar fins a arribar al seu valor nominal (I_{ds}). És en aquest moment on la diferència de tensió entre el drenador i font comença a disminuir fins al seu valor de conducció ($V_{ds,c}$). Aquests canvis en la tensió i corrent no són instantanis, sinó que transcorre un temps fins que finalitzen a causa de les capacitàncies. Això provoca que durant uns instants entre el drenador i font hi hagi simultàniament una caiguda de tensió i un corrent, el que es tradueix en potència perduda. A l'interval d'encesa ocorre la mateixa situació però a la inversa.

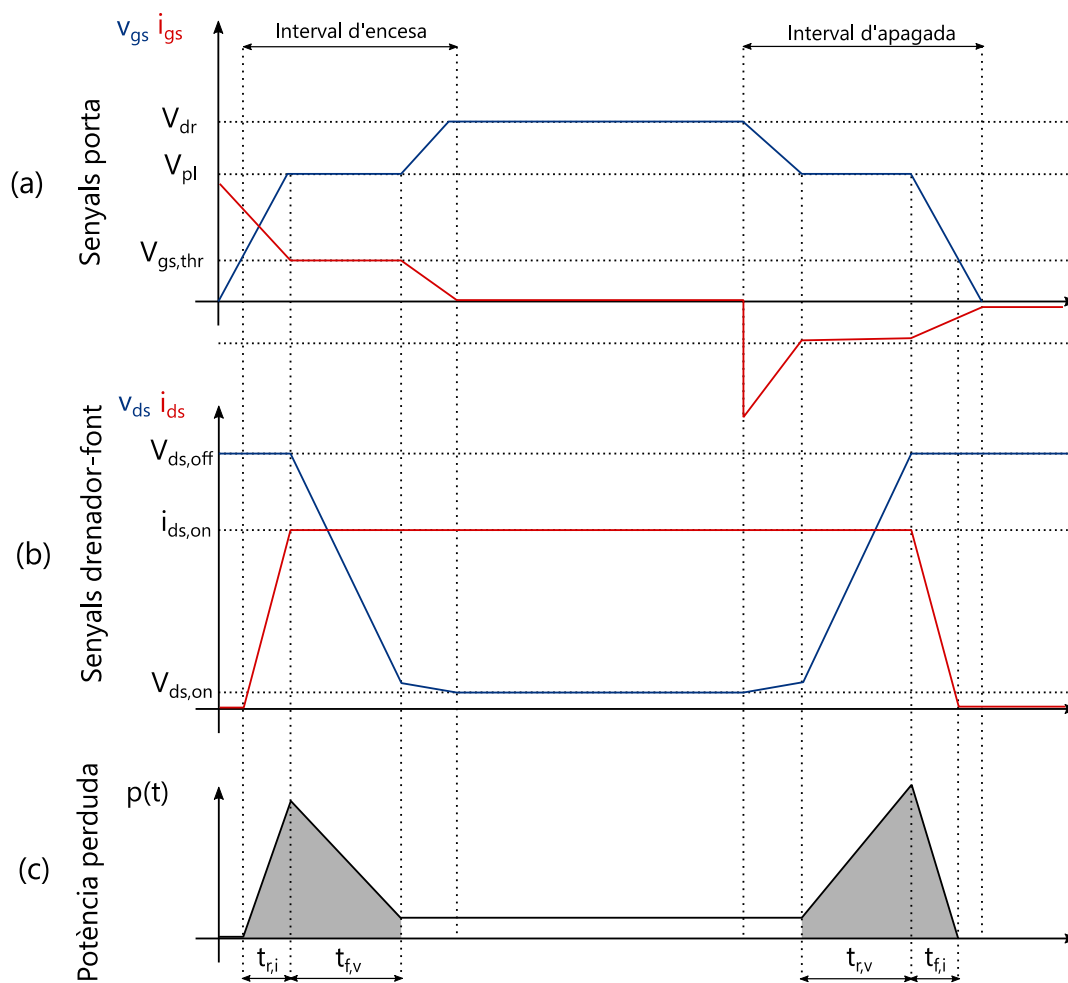


Figura 2.2.6.- Senyals típics d'un MOSFET en els intervals de commutació

A partir dels temps de pujada (t_r) i baixada (t_f) del corrent i tensió podem determinar l'energia perduda tant a l'encesa com a l'apagada:

$$E_{M,on} = \int_0^{t_{r,i}+t_{f,v}} v_{ds}(t) \cdot i_{ds}(t) dt = V_{ds,off} \cdot I_{ds,on} \frac{t_{r,i} + t_{f,v}}{2} \quad (2.2.5)$$

$$E_{M,off} = \int_0^{t_{r,v}+t_{f,i}} v_{ds}(t) \cdot i_{ds}(t) dt = V_{ds,off} \cdot I_{ds,off} \frac{t_{r,v} + t_{f,i}}{2} \quad (2.2.6)$$

Finalment, la potència perduda mitjana dependrà de la freqüència:

$$P_{M,on} = E_{M,on} \cdot f_{sw} \quad (2.2.7)$$

$$P_{M,off} = E_{M,off} \cdot f_{sw} \quad (2.2.8)$$

Els temps de pujada i baixada són marcats pel fabricant del dispositiu a la seva fitxa tècnica.

2.2.3. Inductors

Un inductor és un element passiu amb la capacitat d'emmagatzemar energia en el seu camp magnètic [10]. Tot conductor pel qual circula un corrent elèctric genera un camp magnètic que l'envolta. La relació entre el corrent circulat i la magnitud del flux magnètic generat es denomina inductància. Addicionalment, aquesta propietat també es pot definir com l'oposició que ofereix un conductor a la variació del corrent que circula per aquest.

A major inductància, més gran és el valor del flux magnètic generat per la mateixa quantitat de corrent, per tant, en un inductor és desitjat un alt valor de la inductància. La geometria del conductor i la permeabilitat magnètica influeixen en el valor d'aquesta propietat, sent típic l'enrotllament de filament en conjunts d'espines i l'ús de nuclis ferromagnètics en l'interior d'aquestes.

Una característica important dels inductors és la seva resposta als canvis de corrent. Una variació del corrent es tradueix en una modificació del flux magnètic. A la vegada, segons les lleis de Faraday-Lenz, aquest canvi del flux induïx un voltatge a l'inductor de polaritat contrària al corrent que hi circula, provocant aquesta resistència al seu canvi [11].

Quan un corrent circula per un inductor, la tensió d'aquest és proporcional a la variació del corrent respecte al temps:

$$v_L = L \frac{di}{dt} \quad (2.2.9)$$

Sent L la inductància de l'inductor expressada en henrys (H). Podem determinar l'energia emmagatzemada en el seu camp magnètic integrant la potència consumida en el temps:

$$E_L = \int_0^t v(t) \cdot i(t) dt = \int_0^t L \frac{di}{dt} \cdot i(t) dt = L \int_0^t i(t) di = \frac{1}{2} L [i^2(t) - i^2(0)] \quad (2.2.10)$$

Suposant que partim d'un instant inicial on el corrent és nul:

$$E_L = \frac{1}{2} \cdot L \cdot i^2 \quad (2.2.11)$$

2.2.3.1. Pèrdues

Durant l'operació d'un inductor s'hi ocasionen dos tipus de pèrdues: Resistives del conductor i magnètiques del nucli.

D'aquestes la més fàcil de determinar són les resistives. El filament de la bobina té associada una resistència elèctrica, el valor de la qual és proveït pel fabricant. Per fer el model d'aquest tipus de pèrdues simplement s'inclou una resistència amb aquest valor en sèrie a l'inductor [5]. Per tant:

$$P_{L,r} = i_L^2 R_{DCR} \quad (2.2.12)$$

L'energia emprada per la magnetització del nucli no serà totalment recuperada en forma d'electricitat, sinó que una part es perd en forma de calor. Aquesta porció es correspon a les pèrdues al nucli. Aquestes poden ser determinades utilitzant una expressió empírica anomenada equació de Steinmetz [12]:

$$P_{L,n} = k \cdot f^\alpha \cdot B_{pic}^\beta \quad (2.2.13)$$

On f i B representen respectivament la freqüència i la densitat de flux pic produït pel senyal altern. α , β i k corresponen a constants determinades empíricament.

2.2.4. Condensadors

Un condensador és un element passiu amb la capacitat d'emmagatzemar energia a partir d'un camp elèctric. La seva construcció consisteix en dues plaques de material conductor aïllades per un aïllant, sent aquest típicament un material dielèctric. A l'aplicar una voltatge a les plaques, en aquestes es concentren càrregues contràries creant un camp elèctric. La proporció entre la quantitat de càrrega als panells i la tensió aplicada en aquests es denomina com a capacítància, sent aquesta determinada per les dimensions i materials del condensador [10]. Aquesta relació s'expressa amb la següent equació:

$$q = C \cdot v \quad (2.2.14)$$

On la càrrega q s'expressa en coulombs (C) i la capacítància C en farads (F).

Com que es pot obtenir la funció del corrent a partir de la derivació respecte el temps de la càrrega, derivant a ambdós costats de l'anterior expressió s'obté la relació entre corrent i tensió al condensador:

$$i = C \frac{dv}{dt} \tag{2.2.15}$$

Integrant la potència respecte al temps tal i com s'ha mostrat anteriorment amb l'inductor, s'obté l'energia que el condensador es capaç d'emmagatzemar:

$$E_C = \frac{1}{2} \cdot C \cdot v^2 \tag{2.2.16}$$

2.2.4.1. Pèrdues

Les pèrdues d'un condensador es produeixen a partir de tres causes diferents. La primera es deguda a una resistència en sèrie real provocada pels materials conductors del component, la qual normalment és baixa. La segona causa està relacionada amb el corrent de fuga que té el condensador durant la seva operació, representat com a una resistència de valor elevat en paral·lel a aquest. Finalment, la major contribució es a causa de les pèrdues produïdes al dielèctric per fenòmens de polarització. Aquestes són determinades per la part alterna de la tensió i poden ser representades introduint en paral·lel una resistència variable en funció de la freqüència i un condensador suficientment gros per bloquejar la part en continua del senyal [13].

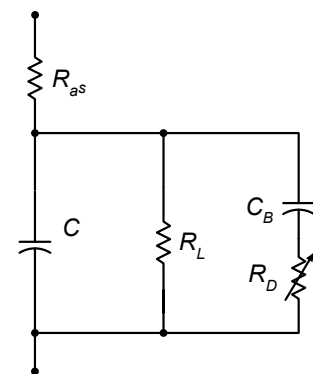


Figura 2.2.7.- Model d'un condensador i les seves pèrdues

Freqüentment aquestes tres pèrdues s'agrupen en una única resistència equivalent en sèrie (*Equivalent Series Resistance*, ESR) proveïda pel fabricant. Per tant, podem determinar de manera senzilla les seves pèrdues amb el valor de l'ESR:

$$P_C = i_C^2 \cdot R_{ESR} \tag{2.2.17}$$

2.3. Panells solars

Un panell solar fotovoltaic (PV) genera electricitat a partir de l'energia lluminosa incident utilitzant cel·les fotovoltaïques. El principi de funcionament bàsic d'aquest consisteix en l'ús de semiconductors els quals al ser exposats a la llum generen parells electró-forat. Tant el forat com electró són separats per l'estructura de panells obligant el seu moviment per un circuit extern i generant així potència elèctrica [14].

Un panell ideal pot ser representat simplement per una font de corrent connectada en paral·lel a un díode. Per a un model més fidedigne que tingui en compte les pèrdues s'inclou una resistència en sèrie i una en paral·lel. Un model típic del panell fotovoltaic és el descrit a la Figura 2.3.1, format a partir d'una font de corrent, díode intrínsec i resistències de pèrdues.

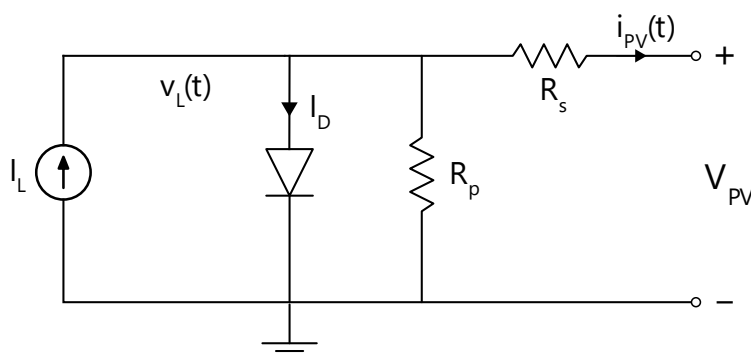


Figura 2.3.1.- Circuit equivalent d'un panell fotovoltaic

El corrent de sortida que s'obté es determina amb la següent expressió [15]:

$$I_{PV} = N_{PP} \left\{ I_L - I_{o,d} \left[\exp \left(\frac{(V_{PV} + I_{PV} \cdot R_S)q}{N_{SS} \cdot a \cdot k \cdot T} \right) - 1 \right] \right\} - \left(\frac{V_{PV} + I_{PV} \cdot R_S}{R_P} \right) \quad (2.3.1)$$

On:

I_{PV}	Corrent de sortida del panell (A)
I_L	Corrent fotovoltaic generat per l'energia lluminosa (A)
$I_{o,d}$	Corrent de saturació revers del díode (A)
V_{PV}	Tensió de sortida del panell (V)
R_p	Resistència en paral·lel (Ω)
R_s	Resistència en sèrie (Ω)
N_{PP}	Nombre de cel·les connectades en paral·lel
N_{SS}	Nombre de cel·les connectades en sèrie

- a Factor d'idealitat
- k Constant de Boltzmann ($1,380649 \cdot 10^{-23}$ J/K)
- q Càrrega d'un electró ($1,6 \cdot 10^{-19}$ C)
- T Temperatura de funcionament de la cel·la (K)

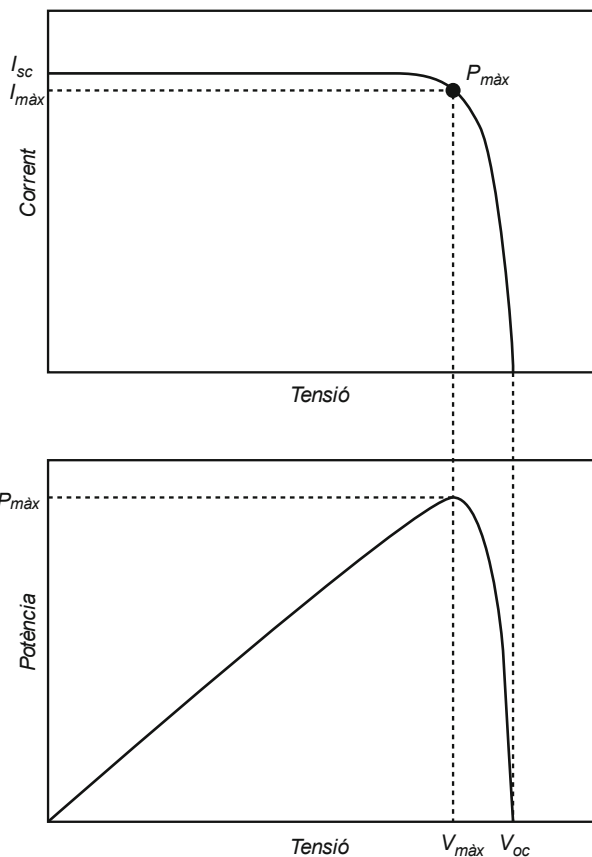


Figura 2.3.2.- Corbes típiques d'un panell fotovoltaic solar [14]

A la Figura 2.3.2 es mostra la corba característica I-V d'un panell PV i la seva potència de generació per a una irradiància fixa. Com es pot observar, les característiques elèctriques dels panells no són lineals. En una primera zona, el panell es comporta com una font de corrent generant un valor constant però dependent de la irradiància. A partir d'un cert valor de la tensió, aquest comportament constant del corrent desapareix disminuint ràpidament fins a ser zero, moment en que el panell genera la seva tensió de circuit obert (V_{oc}). A partir de la corba P-V s'observa que només existeix un únic punt on la potència generada serà màxima, trobant-se aquest en aquesta última zona de funcionament. És obvi per tant, que per tal de maximitzar la generació i millorar així l'eficiència del panell aquest ha de funcionar constantment en aquest punt. Ara bé, per cada valor d'irradiància diferent les corbes també varien, modificant a la vegada el punt de màxima potència. Per tal de

solucionar aquest problema existeixen varies solucions, una de les quals es basa en l'ús de convertidors i s'explica en detall a l'apartat 2.5.4.

2.3.1. Anàlisi tèrmica

Com s'observa a l'eq. (2.3.1), la temperatura d'una cel·la del panell influeix en la determinació del seu corrent generat. De fet, és ben sabut que existeix una relació directa entre la temperatura de funcionament i la potència generada d'aquest. Per tant, és important poder determinar aquesta temperatura per tal de predir amb relativa certesa el funcionament del panell i les pèrdues que s'hi puguin ocasionar. Aquesta importància es fa palesa en la literatura, on actualment s'hi pot trobar nombrosos mètodes i models per a la seva determinació. Per exemple, a [16] es presenten fins a vint models diferents amb diferents graus de complexitat i precisió. La necessitat de models rau en la impossibilitat de mesurar directament la temperatura de les cel·les en sistemes en operació. Per això, a partir de variables meteorològiques (irradiància, temperatura ambiental i velocitat del vent), paràmetres físics del panell (propietats tèrmiques i òptiques) o tipus d'instal·lació (amb estructura pròpia o acoblat a un edifici) es fa la determinació d'aquesta temperatura. Amb l'omissió o suposició d'alguns d'aquests paràmetres es pot obtenir models més simples i amb menor càrrega computacional, però a la vegada amb una menor precisió. L'elecció del model doncs, dependrà de la naturalesa de la instal·lació i dels objectius de l'estudi d'aquesta.

En el funcionament d'un panell fotovoltaic, el seu balanç energètic consisteix en que l'energia solar absorbida per aquest és igual a la suma d'energia elèctrica que produeix i l'energia tèrmica que dissipa. L'energia rebuda es correspon a la irradiació provinent del sol, de la qual la major part en comptes de ser convertida en electricitat acaba sent calor que incrementa la temperatura dels materials del panell. Aquest increment està determinat pel fenomen de transmissió tèrmica, la qual es divideix en tres tipus: Conducció, convecció i radiació, definits a l'apartat 2.6.

Dels diferents models existents, la majoria són estacionaris on les variacions de temperatura es consideren instantànies. A la pràctica aquest comportament no s'ajusta al real, doncs els materials del panell tenen masses tèrmiques que provoquen un retard en les variacions de temperatures, el que s'anomena inèrcia tèrmica. És a dir, per a un canvi bruscat en el valor d'irradiància, la temperatura del panell no variarà en el mateix temps sinó que ho farà a un ritme menor, arribant al seu valor estacionari transcorregut un cert temps. Els models dinàmics tenen en compte aquest fet i tenen la capacitat de simular aquest comportament.

Per a l'estudi d'aquest treball però, s'ha decidit l'ús d'un model estacionari per a l'anàlisi tèrmica del panell. Els panells tenen un valor de massa tèrmica molt elevat, el que provoca que aquests estats transitoris tinguin una llarga durada. Com es demostra a [17], la constant de temps tèrmica d'un panell pot oscil·lar entre els 4 i 7 min per a un vent de 0,77 i 5,76 m/s respectivament, mentre que la duració total de l'estat transitori pot durar aproximadament entre 10 i 20 min. En aquest treball, l'anàlisi del funcionament del sistema es fa per simulacions de curta durada, d'una desena de segons com a màxim. Per tant, tenint en compte la gran diferència entre els dos temps, podem negligir el comportament dinàmic del panell.

A partir d'aquest raonament el model escollit és el basat en el valor de la temperatura de la cel·la en condicions normals (*Normal Operating Cell Temperature*, NOCT). A més de ser relativament simple, és un dels models més utilitzats a la literatura per determinar la temperatura d'operació [16]. El valor de NOCT és determinat pel fabricant del panell a partir d'anàlisis al laboratori i utilitzant les condicions nominals d'operació (*Nominal Operation Conditions*, NOC). Aquestes són:

Condicions d'operació nominals (NOC)		
Irradiància solar	800	W/m ²
Temperatura ambiental	20	°C
Velocitat del vent	1	m/s

Taula 2.3.1.- Valors de les condicions d'operació nominals

Per a les proves, addicionalment a aquestes condicions el panell és col·locat perpendicularment a la irradiància incident, hi ha lliure circulació d'aire a les seves dues cares i està en circuit obert.

La temperatura de les cel·les d'un panell es pot determinar a partir d'una regressió lineal utilitzant els valors oferts pel fabricant:

$$T_c = T_{amb} + \frac{G}{800} (T_{NOCT} - 20) \quad (2.3.2)$$

Sent T_{amb} la temperatura ambiental i G la irradiància incident al panell. Amb aquesta expressió s'obté resultats satisfactoris quan la velocitat mitjana del vent és menor a 2 m/s i els panells compten amb ventilació natural [16][18], és a dir, aquells que són instal·lats en estructures pròpies i no estan integrats directament a les superfícies d'edificis.

2.4. Bateries

Una bateria és un dispositiu que emmagatzema energia, la qual pot convertir en electricitat a partir de reaccions químiques quan es necessiti. Una bateria recarregable està formada per una o més cel·les electroquímiques que converteixen l'energia química emmagatzemada en electricitat durant el procés de descàrrega o converteixen energia elèctrica en química durant el procés de càrrega [19]. Aquestes reaccions tenen lloc als elèctrodes de la bateria i provoquen una transferència d'electrons quan es connecta un circuit extern, creant així un corrent elèctric. Si no existeix aquest corrent, la diferència de potencial entre ambdós elèctrodes crea una tensió de circuit obert (E_0). Aquesta tensió però, variarà quan hi hagi un flux de corrent augmentant o disminuint segons les condicions d'operació. La màxima quantitat d'energia que la bateria pot emmagatzemar es defineix com a capacitat (Q) i està determinada per la massa de material actiu que conté. El corrent de descàrrega influeix en la capacitat, disminuint l'energia que es pot extreure a l'augmentar el valor del corrent. S'utilitzen també termes útils com l'estat de càrrega (*State of Charge*, SOC) –percentatge de la capacitat màxim disponible en cert moment per a la descarrega– o l'estat de salut (*State of Health*, SOH) –condicions de la bateria en un temps determinat respecte a les ideals–. Tots aquests paràmetres juntament a la temperatura d'operació i edat de la bateria influeixen directament en l'operació d'aquesta [20].

Un altre fenomen que pot ocórrer i afecta al funcionament de la bateria és la polarització, la qual es dona a l'interior de la bateria durant l'operació d'aquesta. Existeixen diferents tipus de polaritzacions que es poden donar a varies localitzacions de la bateria. A la pràctica, aquest fenomen comporta una disminució en l'eficiència energètica i rendiment [21].

Existeixen diferents models que simulen el comportament d'una bateria amb diferents complexitats i usos. Principalment, aquests poden ser basats en dades experimentals, en principis electroquímics o circuits elèctrics. Aquest treball, al ser d'interès les característiques elèctriques de la bateria s'utilitzarà un model basat en circuits elèctrics. El més simple consisteix d'una font de tensió en sèrie a una resistència interna, però aquest no té en compte el SOC. Un altre model simple que té en compte el comportament dinàmic de la bateria consisteix a afegir-hi a l'anterior un circuit RC en paral·lel, tot i que també té limitacions a l'hora de representar el comportament real. En aquest treball es presenta el model realitzat per [22], el qual es basa en el model simple però utilitza una font de tensió controlada on s'aplica un senyal calculat segons les condicions d'operació de la bateria i que simula el comportament dinàmic d'aquesta.

El model de descàrrega té en compte les diferències de tensió causades per la variació del corrent i representa la tensió en circuit obert en funció del SOC . La tensió generada per la font controlada del model durant l'estat de descàrrega es determina amb la següent expressió:

$$E_{bat,d} = E_0 - K \frac{Q}{Q - it} (it + i^*) + A \cdot \exp(-B \cdot it) \quad (2.4.1)$$

On:

E_{bat}	Tensió de la bateria (V)
E_0	Tensió constant de la bateria (V)
K	Constant de polarització [V/(Ah)]
Q	Capacitat de la bateria (Ah)
it	Càrrega de la bateria en el moment t (Ah). Equivalent a $\int_0^t i dt$
A	Amplitud de la zona exponencial (V)
B	Constant de temps de la zona exponencial inversa (Ah) ⁻¹
i	Corrent de la bateria (A)
i^*	Corrent filtrat (A)

El terme $K \frac{Q}{Q - it}$ representa la resistència de polarització (R_{pol}), per tant, al multiplicar-ho pel corrent s'entén com a la pèrdua de tensió degut a la polarització de la bateria. El terme $A \cdot \exp(-B \cdot it)$ s'inclou per representar més detalladament el funcionament a la zona exponencial (Figura 2.4.1). Addicionalment, de forma experimental s'observa que quan a la bateria existeix una variació del corrent amb forma d'esglaó, la seva tensió té una resposta dinàmica lenta. Aquest fet es modelitza afegint un paràmetre addicional consistent del corrent filtrat (i^*).

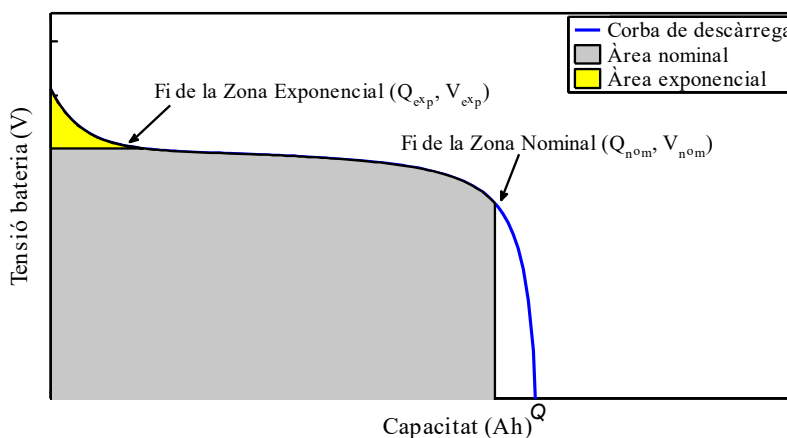


Figura 2.4.1.- Corba característica de descàrrega d'una bateria [20]

Quant al comportament en la càrrega, aquest difereix al de descàrrega en arribar a la seva zona final. Per a bateries de Li-Ion, en aquesta zona final la tensió augmenta ràpidament al arribar a la càrrega completa, fet que es modelitza a partir del terme de la resistència de polarització. Per al mode de càrrega, aquesta es defineix amb la següent expressió:

$$R_{pol} = K \frac{Q}{it - 0,1Q} \quad (2.4.2)$$

El canvi de la resistència no s'aplica al terme del corrent filtrat. Així, la tensió de la font controlada en mode de càrrega queda:

$$E_{bat,c} = E_0 - K \frac{Q}{it + 0,1Q} i^* - K \frac{Q}{Q - it} it + A \cdot \exp(-B \cdot it) \quad (2.4.3)$$

Finalment, la tensió de la bateria queda determinada per la font controlada i una resistència en sèrie corresponent a la interna:

$$V_{bat} = E_{bat} - I_{bat} \cdot R_s \quad (2.4.4)$$

L'esquema del model es mostra a continuació:

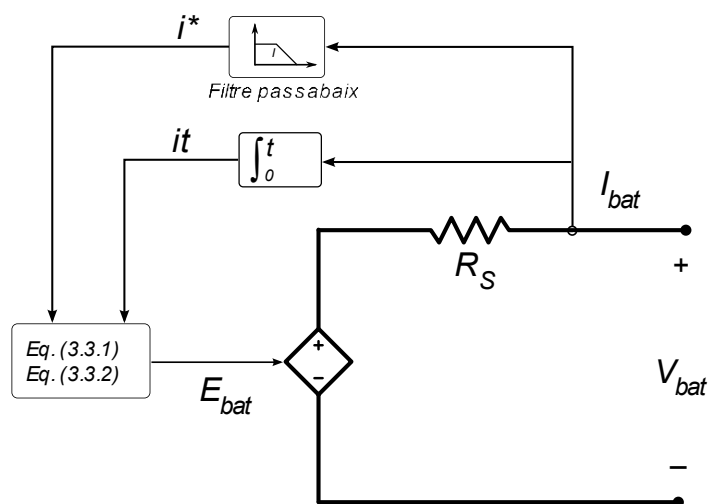


Figura 2.4.2.- Esquema del model de càrrega i descàrrega d'una bateria

Els termes necessaris per a la definició d'aquest model poden ser extrets de les característiques típiques de descàrrega trobades a la fitxa tècnica d'un model de bateria.

2.4.1. Anàlisi tèrmica

El funcionament de la bateria es veu alterat per la temperatura d'aquesta. En el model anterior aquesta alteració no es té en compte, però ja que en aquest treball és necessari realitzar la seva anàlisi es presenta una modificació del model incloent el comportament tèrmic.

La modificació del model té en compte que la tensió constant de la bateria (E_0), la constant de polarització (K) i la capacitat (Q) són dependents de la temperatura. També inclou un paràmetre addicional corresponent al pendent de descàrrega nominal [23][24]:

$$E_{bat,d} = E_0(T) - K(T) \frac{Q(T_a)}{Q(T_a) - it} (it + i^*) + A \cdot \exp(-B \cdot it) - C \cdot it \quad (2.4.5)$$

$$E_{bat,c} = E_0(T) - K(T) \frac{Q(T_a)}{it + 0,1Q(T_a)} i^* - K(T) \frac{Q(T_a)}{Q(T_a) - it} it + A \cdot \exp(-B \cdot it) - C \cdot it \quad (2.4.6)$$

Adicionalment, la resistència en sèrie del model també és funció de la temperatura. Aquesta i els altres paràmetres dependents de la temperatura es determinen amb les següents expressions:

$$E_0(T) = E_{0,T_{ref}} + \frac{\partial E}{\partial T} (T - T_{ref}) \quad (2.4.7)$$

$$K(T) = K_{T_{ref}} \cdot \exp \left[\alpha \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_{ref}} \right) \right] \quad (2.4.8)$$

$$Q(T_a) = Q_{T_a} + \frac{\Delta Q}{\Delta T} (T_a - T_{ref}) \quad (2.4.9)$$

$$R_s(T) = R_{T_{ref}} \cdot \exp \left[\beta \left(\frac{1}{T} - \frac{1}{T_{ref}} \right) \right] \quad (2.4.10)$$

On:

T_{ref}	Temperatura nominal de l'ambient (K)
T_a	Temperatura de l'ambient (K)
T	Temperatura interna (K)

α	Constant de velocitat d'Arrhenius de la resistència de polarització
β	Constant de velocitat d'Arrhenius de la resistència interna
C	Pendent de la corba de descàrrega nominal (V/Ah)
$\frac{E}{T}$	Coefficient de temperatura del voltatge reversible (V/K)
$\frac{\Delta Q}{\Delta T}$	Coefficient de temperatura de la capacitat màxima (Ah/K)

La potència de pèrdues corresponent a l'energia tèrmica generada durant la càrrega o descàrrega s'expressa:

$$P_p = (E_0(T) - V_{bat}(T)) \cdot i + \frac{\partial E}{\partial T} \cdot i \cdot T \quad (2.4.11)$$

Finalment, la temperatura interna de la bateria en un instant determinat es calcula amb la següent funció de transferència:

$$T(t) = L^{-1} \frac{P_p \cdot R_{th} + T_a}{1 + s \cdot t_c} \quad (2.4.12)$$

On R_{th} és la resistència tèrmica entre la cel·la i l'ambient en K/W i t_c la constant de temps tèrmica en s. Ambdós paràmetres es desenvolupen a l'apartat 2.6.4 d'aquest document.

2.5. Convertidors de potència

El camp de l'electrònica de potència es basa en el processament i control de l'energia elèctrica per tal de subministrar-la en una forma que sigui adequada pels usos i necessitats del sistema. Per a la realització d'aquesta tasca es fa ús d'elements d'electrònica de potència, on s'inclou els convertidors.

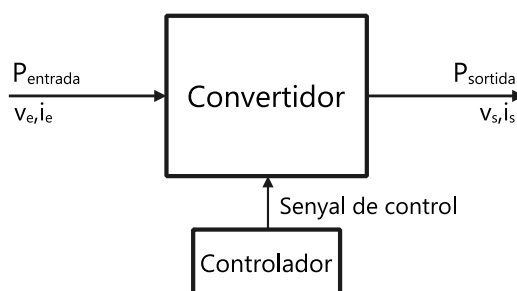


Figura 2.5.1.- Esquema de funcionament d'un convertidor

S'utilitza convertidor com a terme genèric per a referir-se a aquell component que realitza una conversió de potència. Segons les formes del senyal elèctric a l'entrada i sortida del convertidor, aquesta conversió es divideix en els següents tipus:

- AC a DC
- DC a AC
- DC a DC
- AC a AC

Un convertidor realitzarà una d'aquestes etapes de conversió utilitzant elements semiconductors de potència que poden ser controlats per senyals electròniques i possiblement elements d'emmagatzematge d'energia com inductors o condensadors.

El convertidor AC a DC, també anomenat rectificador, ofereix una tensió continua a la seva sortida a partir d'un senyal altern. Aquest tipus de convertidor utilitza díodes o tiristors per tal de fer aquesta rectificació i freqüentment s'inclou un filtre a la sortida per reduir el seu arriestat.

El convertidor DC a AC, el qual es pot anomenar inversor, realitza la funció contrària a l'anterior, és a dir, a partir d'un senyal continu genera un d'altern a la seva sortida. Aquests es basen principalment en l'ús d'interruptors, tot i que en alguns s'inclou inductors o condensadors. Generalment, és possible el control de la magnitud i freqüència d'ona del senyal de sortida. Addicionalment, pot fixar la forma d'aquesta ona passant des de més simples, com quadrada o triangular, a la sinusoidal, la qual requereix un control més complex. S'utilitza filtres a la seva sortida per reduir els harmònics produïts i millorar la qualitat del senyal elèctric, sent aquests imprescindibles per aplicacions en connexió a la xarxa pública.

El convertidor DC a DC permet la modificació de la magnitud del senyal d'entrada, sent el valor de sortida proporcional a l'entrada –convertidor sense regulació– o fixat per un valor de consigna –convertidor amb regulació–. És a dir, per a una tensió d'entrada obtenim a la sortida un senyal amb diferent magnitud, i en el cas que l'entrada pateixi variacions, es pot incloure al control una regulació que fixi el valor de sortida independentment d'aquestes pertorbacions. Aquest tipus de convertidor s'estudia en més detall en apartats següents.

El convertidor AC a AC permet la modificació de la magnitud i freqüència d'ona del senyal d'entrada. Típicament s'utilitzava el tiristor per al seu funcionament, tot i que models més recents opten per l'ús d'interruptors, díodes i inductor o condensadors.

En funció de l'aplicació, pot haver-hi la necessitat de realitzar diverses conversions de potència per a complir amb els requisits de la càrrega. En aquest cas es poden utilitzar diferents convertidors connectats entre si de forma desacoblada utilitzant un element d'emmagatzematge – condensador o inductor–, formant el que s'anomena sistema multi-etapa (*multi-stage*).

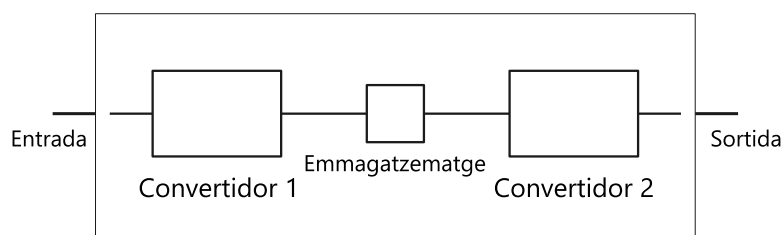


Figura 2.5.2.- Esquema d'un sistema multi-etapa

A l'àmbit de les microxarxes, els convertidors de potència tenen gran importància, doncs són claus en la correcta interconnexió i control dels diferents components. Per una banda, fan possible l'ús d'elements de corrent altern i continu a la vegada en un mateix sistema, permetent per exemple la connexió de panells fotovoltaics o sistemes d'emmagatzematge a la xarxa en alterna d'una habitatge. Per l'altra, tenen la capacitat de modificar les característiques del senyal elèctric per garantir l'estabilitat i correcte funcionament del sistema. Són importants doncs per garantir una tensió constant al bus de distribució, especialment tenint en compte les variacions en les fonts renovables. També garanteixen que el senyal altern consumit a les carregues i injectat al xarxa sigui de qualitat, alhora que controla la quantitat de potència activa i reactiva que s'injecta a la xarxa pública segons les consignes de l'operador d'aquesta.

El model d'aquest treball contempla una microxarxa en continua i per tant, únicament es fa ús dels convertidors de tipus DC-DC. De manera més específica, s'utilitzen el convertidor reductor (*buck converter*) i el convertidor bidireccional sense aïllament (*non-isolated bidireccional converter*, NBDC). Ara bé, per tal de comprendre completament aquest últim, és d'interès conèixer també el convertidor elevador. Per aquest motiu, tot i que no se'n faci ús a la part pràctica del projecte també es detalla en els següents apartats.

Finalment es presenta una aplicació dels convertidors molt utilitzada amb panells fotovoltaics o aerogeneradors, els anomenats seguidors del punt de màxima potència. En aquest cas s'implementa per als panells del model de la microxarxa, per tant, es defineix el seu funcionament bàsic i es detalla el mètode escollit.

2.5.1. Convertidor reductor (Buck)

Tal i com el seu nom indica, un convertidor reductor produeix una tensió de sortida de menor magnitud respecte a una d'entrada.

Part fonamental d'aquest tipus de convertidors és el transistor en commutació, amb el qual és possible el canvi de relació entre la tensió d'entrada i sortida. Això es realitza a partir de la variació dels temps d'encesa i apagat d'aquest. Un mètode típic de control és el de modulació per amplada de polsos (*pulse-width modulation, PWM*) consistent en establir una freqüència de commutació constant, i per tant, un període de commutació que equival a la suma dels temps d'encesa (t_{on}) i apagament (t_{off}):

$$T_s = t_{on} + t_{off} \tag{2.5.1}$$

El rati del temps d'encesa respecte al període total rep el nom de cicle de treball (*duty cycle, D*) i amb la seva variació es realitza el control del convertidor.

$$D = \frac{t_{on}}{T_s} \tag{2.5.2}$$

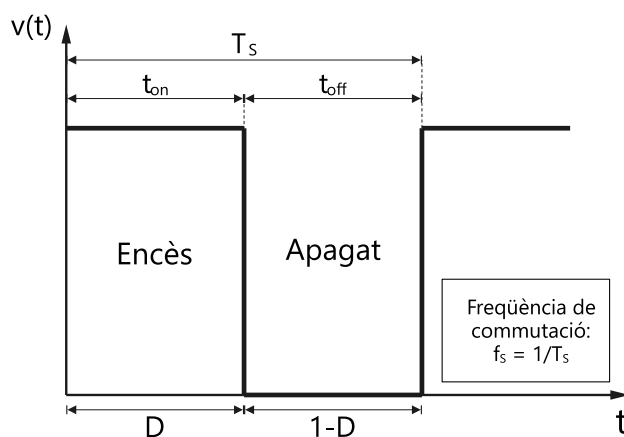


Figura 2.5.3.- Exemple de tensió d'un interruptor controlar per un senyal PWM

Si suposem una commutació de l'interruptor ideal, una tensió d'entrada constant i que s'està alimentant una càrrega purament resistiva, obtenim una tensió de sortida com la mostrada a la Figura 2.5.3. La relació entre la tensió d'entrada (V_{in}) i la tensió mitjana de sortida (V_o) instantànies pot ser determinada de la següent forma:

$$V_o = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} v_o(t) dt = \frac{1}{T_S} \left(\int_0^{t_{on}} V_{in} dt + \int_{t_{on}}^{T_S} 0 dt \right) = \frac{t_{on}}{T_S} V_{in} = V_{in} D$$

$$V_o = V_{in} D \quad (2.5.3)$$

Per tant, existeix una relació proporcional entre el cicle de treball i la tensió de sortida mitjana amb la qual realitzar el control del convertidor. Ara bé, utilitzar únicament un interruptor comporta dos problemes: El primer és que a la pràctica, tot i tenir una càrrega resistiva, sempre existirà una component inductiva el que anul·la la suposició abans realitzada. El segon problema és el canvi de tensió de sortida, que varia entre el d'entrada i zero. Aquest és un comportament no compatible amb la majoria d'aplicacions. Com a solució, l'energia inductiva s'elimina amb la connexió d'un díode, mentre que la tensió de sortida s'estabilitza amb un filtre passa-baixos format per un inductor i condensador. El seu circuit es mostra a la figura Figura 2.5.4:

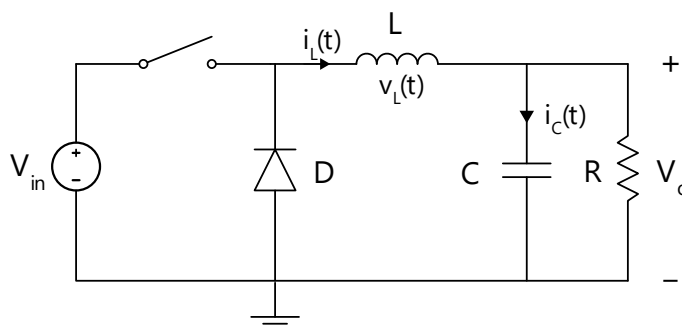


Figura 2.5.4.- Circuit del convertidor reductor (*Buck*)

Ara bé, tot i que pot reduir en gran mesura, un filtre no pot eliminar totalment les oscil·lacions a la tensió de sortida, pel que no tindrem una única component constant a la sortida sinó que també s'inclou un arrissat, el qual es pot determinar amb l'estudi del comportament de l'inductor i condensador. Per tal de simplificar l'anàlisi d'aquests elements, es suposa que la tensió de sortida és de valor constant i igual al seu valor mig.

Quan l'interruptor està encès, l'entrada alimenta la càrrega i proveeix energia a l'inductor. El díode no conduirà i per tant la tensió d'entrada es reparteix entre l'inductor i la sortida:

$$v_{L,on} = V_{in} - v_o(t) \approx V_{in} - V_o \quad (2.5.4)$$

A l'apagar-se l'interruptor, l'inductor alimentarà la sortida a partir de l'energia emmagatzemada generant un corrent que passa pel díode, ara conduint.

$$v_{L,off} = -V_o \quad (2.5.5)$$

Podem determinar la variació del corrent que circula per l'inductor en cada període de funcionament a partir de les equacions d'aquest:

$$\frac{di_L(t)}{dt} = \frac{v_L(t)}{L} \quad (2.5.6)$$

$$\frac{di_{L,on}(t)}{dt} = \frac{V_{in} - V_o}{L} \quad (2.5.7)$$

$$\frac{di_{L,off}(t)}{dt} = \frac{-V_o}{L} \quad (2.5.8)$$

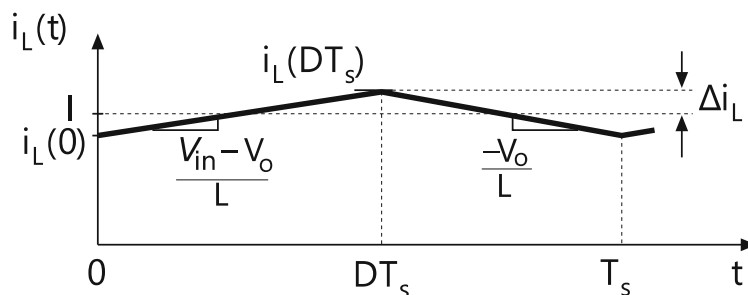


Figura 2.5.5.- Representació d' $i_L(t)$ en un convertidor reductor [5]

Durant l'interval d'encesa de l'interruptor tindrem un augment del corrent de l'inductor amb el pendent especificat a l'equació (2.5.7). En canvi, a l'interval d'apagat, aquest corrent disminuirà segons el pendent negatiu de l'equació (2.5.8).

Partint de l'estat inicial, on les tensions i corrents són de valor nul, el corrent de l'inductor augmenta a l'interval d'encesa. Com que a l'estar en l'estat inicial la tensió de sortida és nul·la, en aquest primer període l'augment de corrent serà màxim. D'igual manera, com que

el decreixement depèn únicament de la tensió de sortida, durant el primer interval d'apagat no hi ha variació. Per tant, a cada període s'observa un augment net del corrent a l'inductor i a la vegada, de la tensió de sortida. Finalment, al créixer la tensió de sortida també ho fa el pendent del corrent de l'interval d'apagada i disminueix el d'encesa. Arriba un punt on els increments en valor absolut dels dos intervals tenen igual valor. És en aquest moment on s'entra a l'estat transitori del convertidor.

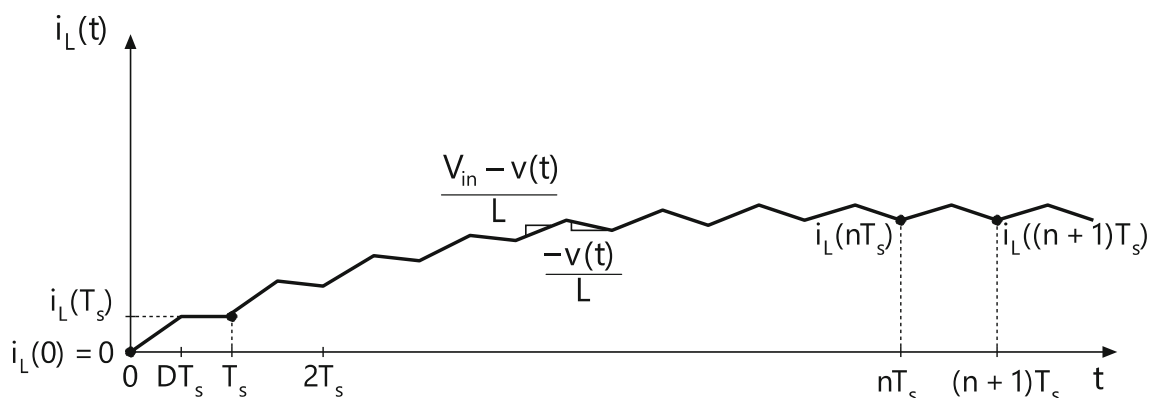


Figura 2.5.6.- Evolució del corrent de l'inductor partint de l'estat inicial en convertidor reductor [5]

Es pot observar que l'interval d'encesa de l'interruptor, és a dir, el cicle de treball, té un impacte directe en l'establiment d'aquest estat transitori. El que indica que també ho fa per la tensió de sortida.

A l'estar en estat transitori, la tensió neta de l'inductor per cada període és nul·la. El que significa que el seu valor mig és zero:

$$V_L = \int_0^{T_s} v_L(t) dt = \int_0^{t_{on}} V_{in} - V_o dt + \int_{t_{on}}^{T_s} -V_o dt \quad (2.5.9)$$

$$= (V_{in} - V_o)T_s D - V_o(1 - D)T_s$$

$$(V_{in} - V_o)T_s D - V_o(1 - D)T_s = 0 \quad (2.5.10)$$

El que ens dóna la mateixa relació ja observada a l'equació (2.5.3):

$$V_o = V_{in} D \quad (2.5.11)$$

A l'hora de realitzar el disseny d'un convertidor, és essencial determinar el valor d'arissat de la tensió subministrat a la càrrega, doncs un valor massa gran podria perjudicar-la. Per a la seva determinació, primer s'ha de calcular l'arissat del corrent de l'inductor a partir de les equacions ja esmentades. Sabem el pendent per a cada interval així com les seves duracions, per consegüent el càlcul de l'arissat és simple:

$$\Delta i_L = \frac{V_{in} - V_o}{2L} T_s D \quad (2.5.12)$$

Per determinar l'arissat de la tensió hem d'analitzar el funcionament del condensador a l'estat transitori. Com ja s'ha comentat, a cada període el corrent de l'inductor pateix variacions, però aquestes no afecten a la càrrega sinó que són absorbides pel condensador. Per tant, la càrrega serà subministrada per la component DC del corrent de l'inductor. Quan el corrent de l'inductor, que es descarrega linealment, disminueix per sota del valor de la component DC el condensador proveeix la quantitat faltant. En canvi, quan ho sobrepassa llavors absorbeix l'excedent. Com a conseqüència el corrent del condensador serà igual a l'arissat del de l'inductor, determinat per l'equació (2.5.12).

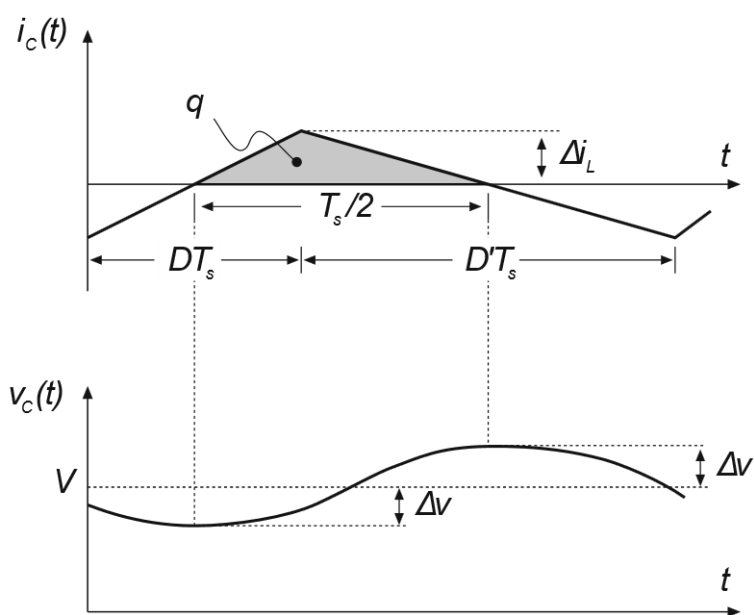


Figura 2.5.7.- Tensió i corrent al condensador d'un convertidor reductor en estat estacionari [5]

Quan el corrent del condensador és positiu aquest veu augmentada la seva càrrega des d'un punt mínim de tensió fins al seu màxim, moment en que el sentit del seu corrent s'inverteix i comença la seva descàrrega. La distància entre aquest dos punts es correspon a l'arissat de la tensió del condensador i per tant, de la sortida. Com s'ha comentat a l'apartat de

condensadors, podem determinar la càrrega d'un condensador segons el valor de la seva capacitància i la diferència de potencial. En aquest cas, aquesta diferència de potencial es correspon a l'arissat de la tensió (Figura 2.5.7):

$$q_c = C(2\Delta v_c) \quad (2.5.13)$$

Una altra manera de determinar la càrrega és amb la integració del corrent durant un instant de temps determinat. Observant la forma característica del corrent del condensador es pot realitzar aquest càlcul simplement determinant l'àrea del triangle que forma (Figura 2.5.7):

$$q_c = \frac{1}{2} \Delta i_L \frac{T_s}{2} \quad (2.5.14)$$

Igualant ambdues expressions s'obté:

$$\Delta v = \frac{\Delta i_L T_s}{8C} \quad (2.5.15)$$

2.5.2. Convertidor elevador (Boost)

Aquest tipus de convertidor realitza l'acció contrària al reductor, és a dir, a partir d'una tensió d'entrada n'ofereix a la seva sortida una de major magnitud. Com s'observa al seu circuit elèctric, s'utilitzen exactament els mateixos components que amb al convertidor anterior, la diferència estant en la interconnexió d'aquests.

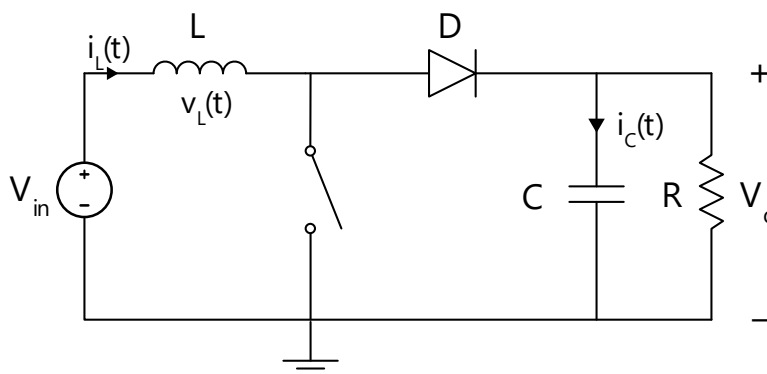


Figura 2.5.8.- Circuit d'un convertidor elevador (*Boost converter*)

Al primer interval de cada període, on l'interruptor està encès, l'inductor és carregat íntegrament per la tensió d'entrada, mentre que la càrrega es alimentada pel condensador:

$$v_{L,on} = V_{in} \quad (2.5.16)$$

$$i_{C,on} = -\frac{V_o}{R} \quad (2.5.17)$$

Quan l'interruptor s'apaga i passem al segon interval, la polaritat de la tensió de l'inductor s'invertirà a causa de la disminució del seu corrent, ja que aquest s'adapta a la càrrega. Això provoca que de manera transitòria la càrrega estigui sent alimentada simultàniament per la tensió d'entrada i l'inductor. És a dir, l'energia que l'inductor ha emmagatzemat en el primer interval és ara sent subministrada a la càrrega:

$$v_{L,off} = V_{in} - V_o \quad (2.5.18)$$

$$i_{C,off} = i_L - \frac{V_o}{R} \quad (2.5.19)$$

Com ja s'ha esmentat amb el convertidor reductor, si estem en estat estacionari la tensió mitjana de l'inductor a cada període ha de ser nul·la:

$$\int_0^{T_S} v_L(t) dt = V_{in} T_S D + (V_{in} - V_o)(1 - D) T_S = 0 \quad (2.5.20)$$

Per tant:

$$V_o = \frac{V_{in}}{D} \quad (2.5.21)$$

Els valors d'arribat de tant el corrent de l'inductor com la tensió del condensador poden ser determinats a partir de les formes característiques dels seus senyals en estat transitori mostrats a la Figura 2.5.9.

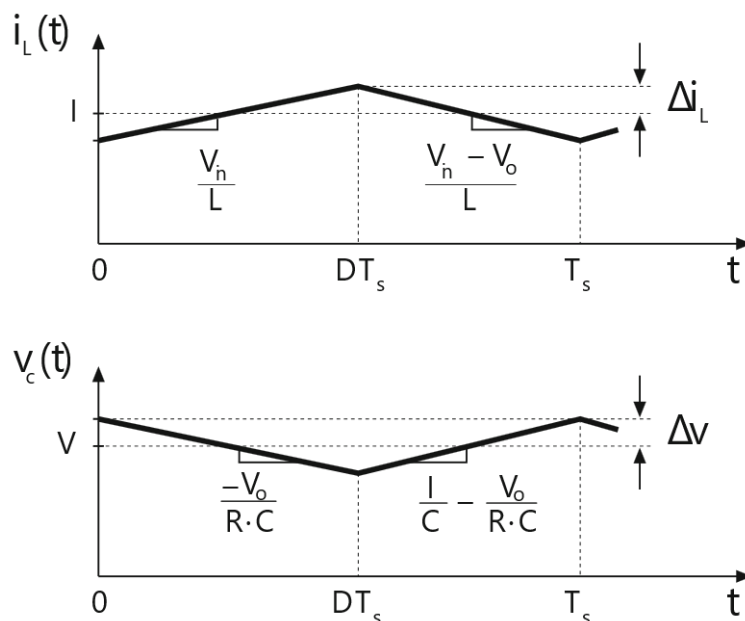


Figura 2.5.9.- Corrent a l'inductor i tensió al condensador d'un convertidor elevador en estat estacionari

A partir del pendent del corrent de l'inductor es determina el seu arriusat:

$$\Delta i_L = \frac{V_{in}}{2L} T_s D \quad (2.5.22)$$

Per al condensador se segueix el mateix mètode:

$$\Delta v_C = \frac{V_o}{2RC} T_s D \quad (2.5.23)$$

2.5.3. Convertidor bidireccional sense aïllament (NBDC)

Les topologies bàsiques de convertidors com el reductor o l'elevador tenen el desavantatge de no ser compatibles amb fluxos de potència bidireccionals. Això és degut a l'ús de díodes en el seu circuit que impossibilita la circulació del corrent en sentit contrari. De manera general, aquest problema es pot solucionar intercanviant els díodes per interruptors amb díodes en antiparal·lel. Aplicant aquest canvi als circuits del convertidor reductor o elevador s'obté un mateix circuit capaç de funcionar de manera bidireccional, el qual es correspon al NBDC. El fet que ambdós convertidors derivin en el mateix circuit ens indica que el NBDC realitza el dos tipus de conversions, reduir o elevar. Això dependrà del sentit del flux, és a dir, al fluir d'un primer costat a l'altre reduirà mentre que al fluir de forma inversa elevarà [25].

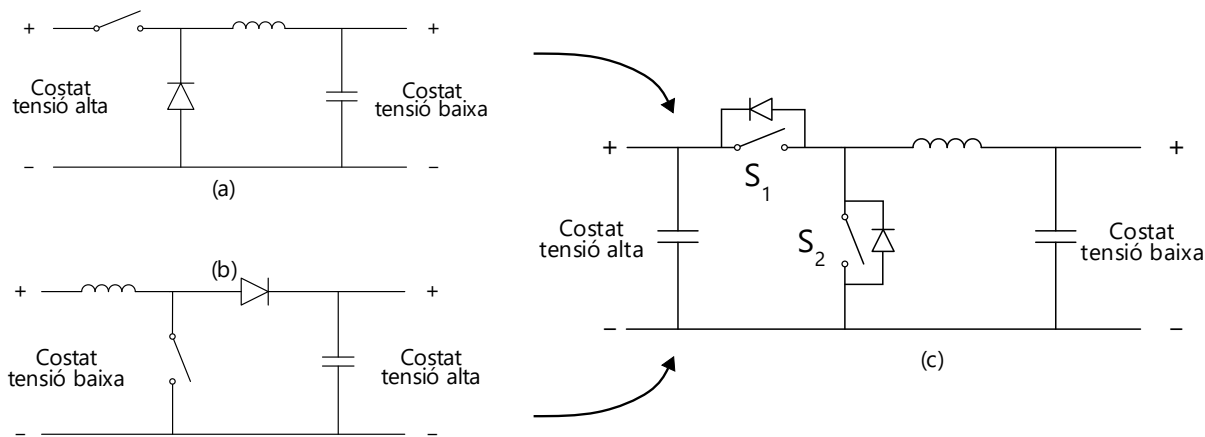


Figura 2.5.10.- Circuits dels convertidors (a) reductor, (b) elevador i (c) bidireccional sense aïllament

En un NBDC es poden distingir dos modes de funcionament diferents: (a) Mode de reducció, on el flux de potència va del costat de major tensió al de menor. L'interruptor S_1 serà commutat a partir d'un control PWM mentre que S_2 romandrà apagat. En aquest mode el circuit és equivalent a un convertidor reductor, així que el funcionament és anàleg a l'explicat a l'apartat 2.5.1.

(b) Mode d'elevació, on el flux de potència va del costat de menor tensió al de major. En aquest cas és l'interruptor S_2 el que serà commutat mentre que s'apaga l' S_1 i el circuit és equivalent a un convertidor elevador, explicat a l'apartat 2.5.2.

2.5.4. Seguidor del punt de màxima potència (MPPT)

Degut a les corbes característiques de corrent i tensió del panell fotovoltaic, aquest té un únic punt d'operació on la potència generada és màxima anomenat Punt de Màxima Potència (*Maximum Power Point*, MPP). No funcionar en aquest punt significa la disminució de l'eficiència del panell, fet no desitjable si es vol aprofitar la major quantitat d'energia. És per aquest motiu que existeix el concepte de Seguidor del Punt Màxima Potència (*Maximum Power Point Tracker*, MPPT), consistent en algoritmes dissenyats per extreure la màxima potència dels panells fotovoltaics. Més específicament, aquest tipus d'algoritmes realitzen el control de convertidors connectats als panells. Així doncs, és el convertidor l'encarregat de mantenir les condicions òptimes per aquesta màxima generació. [26]

El principi de funcionament és basa en el teorema de la màxima transferència de potència, el qual diu que per a obtenir la màxima potència d'una font amb resistència interna, la

resistència vista des de els terminals d'aquesta font ha de ser igual a la interna [27]. Si es connecta la càrrega directament és probable que la seva resistència tingui un valor diferent a la interna del panell, així doncs aquest no estarà funcionant en MPP. Col·locar un convertidor permet variar la resistència vista des de els borns del panell per tal de maximitzar la seva producció.

Per a un convertidor reductor sabem la relació entre la tensió d'entrada i sortida (equació (2.5.3)). Si suposem que no hi ha pèrdues al convertidor, es compleix que la potència d'entrada és igual a la de sortida, el que ens permet determinar la relació entre el corrent d'entrada i sortida:

$$V_{in}I_{in} = V_oI_o \quad (2.5.24)$$

$$I_o = \frac{I_{in}}{D} \quad (2.5.25)$$

A la vegada, a partir de les relacions dels corrents i tensions podem calcular la de les resistències utilitzant la llei d'Ohm:

$$R_{in} = \frac{R_o}{D^2} \quad (2.5.26)$$

Per tant, variant el cicle de treball del convertidor reductor és possible la variació de la resistència vista des del panell en un rang que va de l'infinit –circuit obert– al mateix valor que la resistència de sortida.

El problema és que la variació de la irradiància i temperatura del panell ocasionarà també el canvi del valor de la seva resistència interna, fent necessari el canvi freqüent del cicle de treball de convertidor. Aquí és on actuen els algoritmes MPPT, els quals formen part del control i s'encarreguen de determinar i aplicar el cicle de treball òptim.

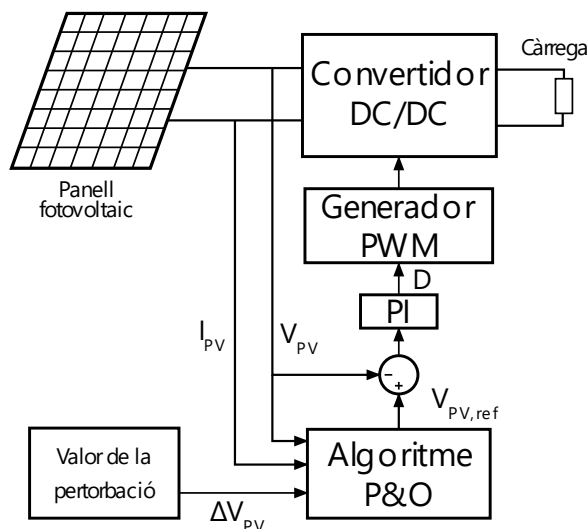


Figura 2.5.11.- Esquema de PV i convertidor amb control MPPT basat en P&O

Existeixen una gran quantitat d'aquest tipus d'algoritme amb diferents metodologies i nivells de complexitat. Típicament, a la literatura els més freqüents són l'algoritme de la Conductància Incremental (*Incremental Conductance*, IC) i el de Pertorbar i Observar (*Perturb and Observe*, P&O). És aquest últim el més utilitzat a la pràctica i el que s'implementa en aquest treball [28].

L'algoritme P&O es basa en el mètode de l'assaig i error per determinar el MPP. A cada cicle, el corrent i tensió del panell són mesurats per determinar la potència generada i seguidament, es realitza un canvi en la tensió del panell "pertorbant" així el punt d'operació del sistema. Si degut a aquesta pertorbació s'ha detectat un augment en la potència, el canvi de tensió al següent cicle es realitza en la mateixa direcció. Si es dona el cas contrari, la direcció de la pertorbació s'inverteix. Aquest procés continua constantment fins que s'assoleix el MPP.

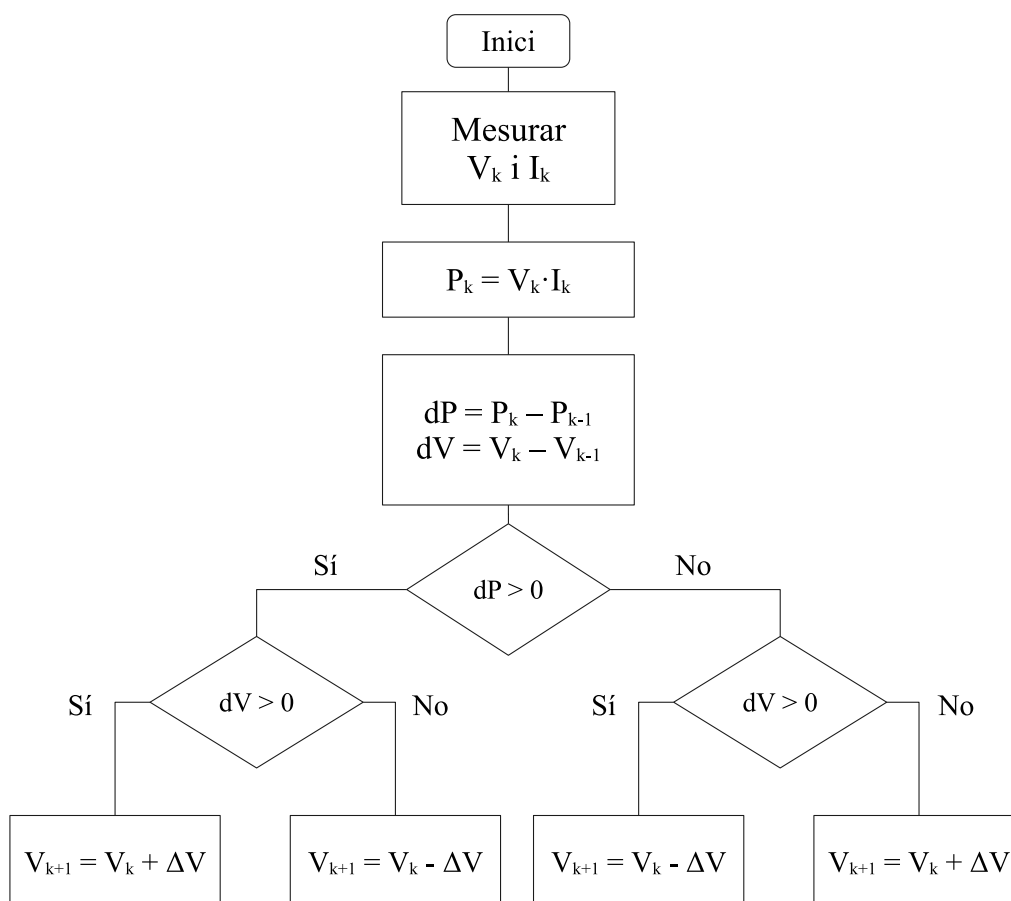


Figura 2.5.12.- Diagrama de flux de l'algoritme P&O

Aquest és un mètode simple i eficaç, tenint com a principal avantatge que no és necessari saber les característiques del panell ni les condicions ambientals. Ara bé, tenint en compte que a cada cicle es realitza una variació de la tensió, encara que s'arribi a l'estat estacionari existirà una oscil·lació constant. Una disminució del pas de la pertorbació reduirà aquesta oscil·lació, però a la vegada el sistema tindrà una resposta més lenta. Així doncs, apareix el problema on una resposta ràpida significa un elevada oscil·lació en l'estat transitori i el mateix a la inversa, sent aquest el principal desavantatge d'aquest mètode. En funció de l'aplicació i naturalesa del sistema dissenyat s'haurà de triar la relació més convenient.

2.6. Transferència tèrmica

Tot dispositiu elèctric en funcionament té una part de la seva potència consumida dissipada en forma de pèrdues. Aquesta energia no desapareix, sinó que es transforma en energia tèrmica i provoca un augment de la temperatura del dispositiu. A la vegada, aquest increment

de la temperatura provoca un intercanvi tèrmic amb el seu entorn. Aquest intercanvi d'energia es coneix com la transferència tèrmica i el seu estudi és important per determinar la temperatura de funcionament dels dispositius elèctrics. Si existeix en un medi una diferència de temperatures, existirà també una transferència tèrmica. Depenen del tipus medi, aquest procés es pot dividir en tres tipus: Conducció, convecció i radiació [29].

2.6.1. Conducció

Si la transferència ocorre a través d'un medi estacionari sòlid, aquesta rep el nom de conducció. La temperatura ve definida per l'energia interna de les partícules, per tant, si existeix un gradient de temperatura significa que un conjunt d'aquestes tenen major energia que les altres. Degut al seu moviment constatat i erràtic, partícules de diferents nivells d'energia col·lisionen entre sí produint-se una transferència energètica. Aquest intercanvi sempre es produeix de la partícula amb major energia a la menor, fet que provoca que transcorregut el suficient temps hi hagi una distribució energètica al medi equilibrada. En aquest moment el gradient ha desaparegut i tot el medi té la mateixa temperatura.

El flux tèrmic a través d'un medi per conducció pot ser calculat segons el gradient, la longitud d'aquest i les seves propietats físiques:

$$q_{cond} = k \frac{\Delta T}{l} \quad (2.6.1)$$

On:

q_{cond}	Flux tèrmic per conducció (W)
k	Conductivitat tèrmica (W/[m·K])
ΔT	Gradient de temperatures
l	Longitud (m)

2.6.2. Convecció

Aquest procés consisteix en la transferència d'energia tèrmica entre dos regions amb diferents temperatures a partir del desplaçament d'un fluid. En aquesta situació apareixen dos mecanismes de transferència. El primer està relacionat amb el moviment de partícules i el fenomen descrit a l'anterior apartat. El segon però, succeeix a un nivell macroscòpic amb el moviment dels fluids degut als gradients de temperatura. La suma dels dos tipus de transferència reben el nom de convecció. Un escenari molt típic en el procés de convecció

és el que apareix entre una superfície i un fluid en contacte amb aquesta a diferents temperatures.

La convecció pot ser classificada segons el tipus de flux que té. Si aquest és causat per motius externs es defineix com a convecció forçada. L'ús de ventiladors, bombes o el mateix vent atmosfèric podrien ser exemples d'aquests motius externs. En canvi, es té convecció natural quan el flux és causat per la diferència de densitats dins del mateix fluid degut a les variacions de temperatura. A la pràctica però, en moltes transferències per convecció es tindrà els dos tipus en major o menor mesura.

Podem determinar la transferència per convecció a partir de l'anomenada Llei de refredament de Newton :

$$q_{conv} = h \cdot A_s (T_s - T_\infty) \quad (2.6.2)$$

On:

q_{conv}	Flux tèrmic per convecció (W)
h	Coefficient de transferència tèrmica per convecció (W/[m ² ·K])
A_s	Àrea de la superfície de contacte amb el fluid (m ²)
T_s	Temperatura de la superfície
T_∞	Temperatura del fluid

2.6.3. Radiació

Tota matèria amb temperatura superior al zero absolut emet energia en forma de radiació. Aquesta energia s'atribueix al moviment tèrmic de les càrregues d'àtoms o molècules. Aquesta es transporta a partir d'ones electromagnètiques, el que permet la transferència tèrmica sense la necessitat d'un medi material a diferència de la conducció i convecció.

L'energia d'una matèria és emesa per la seva superfície i s'utilitza el concepte de potència emissiva (E) per quantificar la seva magnitud:

$$E = \varepsilon \cdot \sigma \cdot T_s^4 \quad (2.6.3)$$

On:

E	Potència emissiva
ε	Emissivitat
σ	Constant de Stefan Boltzann ($5,67 \cdot 10^{-8}$ W/[m ² ·K ⁴])

T_s Temperatura absoluta de la superfície (K)

La propietat d'emissivitat consisteix en un coeficient que defineix l'eficiència d'una matèria per emetre radiació respecte a un cos negre, el qual té un comportament ideal. El valor es defineix entre el 0 i l'1 segons el material de la superfície i el seu acabat.

Per altra banda, un cos pot també tenir radiació incident a la seva superfície produïda per un altre. La quantitat de radiació incident en una unitat d'àrea es defineix com a irradiació (G). La magnitud d'irradiació que un cos absorbirà dependrà del terme d'absortivitat (α):

$$G_{abs} = \alpha \cdot G \quad (2.6.4)$$

L'absortivitat dependrà tant com de la naturalesa de la radiació com de les propietats de la superfície.

2.6.4. Circuits tèrmics

A l'hora de determinar el comportament tèrmic d'un sistema, un model típic utilitzat és el del circuit tèrmic. Aquest s'aprofita del comportament anàleg que existeix entre un circuit elèctric i un sistema tèrmic [30].

2.6.4.1. *Resistència tèrmica*

Podem definir la transmissió tèrmica entre dos punts de diferents temperatura segons la resistència tèrmica entre aquests:

$$q = \frac{T_1 - T_2}{R_{th}} \quad (2.6.5)$$

El concepte de resistència tèrmica es refereix a la capacitat d'un medi a oposar-se a la transmissió tèrmica. Observant l'eq. (2.6.5), el símil amb un circuit elèctric és aparent. La transferència tèrmica equival al corrent i la temperatura a la tensió. Es possible per tant, modelitzar un sistema tèrmic a partir d'un circuit amb elements elèctrics.

Per les transmissions de conducció, convecció i radiació es pot calcular la seva resistència tèrmica corresponent per a una superfície plana:

$$R_{th,cond} = \frac{L}{k \cdot A_s} \quad (2.6.6)$$

$$R_{th,conv} = \frac{1}{h \cdot A_s} \quad (2.6.7)$$

$$R_{th,r} = \frac{1}{h_r \cdot A_s} \quad (2.6.8)$$

On:

L	Longitud del medi (m)
A_s	Àrea de la superfície (m^2)
k	Conductivitat tèrmica ($W/[m \cdot K]$)
h	Coefficient de transferència tèrmica per convecció ($W/[m^2 \cdot K]$)
h_r	Coefficient de transferència tèrmica per radiació ($W/[m^2 \cdot K]$)

2.6.4.2. Capacitància tèrmica

Si és necessari observar l'evolució de les temperatures d'un sistema respecte al temps en el seu estat transitori, és pot simplificar l'anàlisi mitjançant el mètode de capacitància concentrada (*lumped capacitance method*). En aquest, es negligeix els gradients de temperatura interns d'un cos, és a dir, es suposa una temperatura constant a tota la seva massa. D'aquesta manera es pot utilitzar el concepte de capacitància tèrmica, també anomenada massa tèrmica. La capacitància d'un cos determina la capacitat d'aquest per emmagatzemar energia tèrmica. Aquesta propietat provoca que quan es produeix una transferència tèrmica en un cos, la variació de la seva temperatura no serà instantània, sinó que tindrà un comportament exponencial i en funció del temps transcorregut. Aquesta evolució és la mateixa que un condensador elèctric, el qual pot ser utilitzat per representar la variació de la temperatura d'un cos en el model.

La capacitància tèrmica d'una cos pot ser determinada a partir de la seva massa i capacitat calorífica:

$$C_{th} = \rho \cdot V \cdot c_p = m \cdot c_p \quad (2.6.9)$$

On:

C_{th}	Capacitància tèrmica (J/K)
ρ	Densitat del cos (kg/m^3)

V	Volum de cos (m^3)
m	Massa del cos (kg)
c_p	Capacitat tèrmica específica del cos (J/K)

La temperatura assolida per un cos en un instant t determinat pot ser determinat amb la següent expressió:

$$T(t) = T_i \left(1 - e^{-\frac{t}{R_{th} \cdot C_{th}}} \right) \tag{2.6.10}$$

Sent T_i la temperatura inicial del cos. Amb l'equació anterior s'observa que la resistència i capacítància tèrmica formen una constant de temps tèrmica:


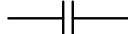


$$\tau_{th} = R_{th} \cdot C_{th} \tag{2.6.11}$$

Per tant, l'augment d'algun d'aquests dos paràmetres significarà un resposta més lenta d'un cos respecte a variacions tèrmiques.

2.6.4.3. Fonts tèrmiques

Com s'ha comentat anteriorment, el corrent és l'equivalent elèctric d'un flux tèrmic, mentre que la tensió ho és per la temperatura. Seguint aquesta lògica, es pot fer ús d'una font de corrent per modelitzar la producció d'energia tèrmica en un sistema. Paral·lelament, la introducció d'una font de tensió fixarà la temperatura del nus on estigui connectada. Aquesta es pot utilitzar per establir temperatures de referència, com la ambiental per exemple.

A continuació es mostra un resum de la relació dels components del circuit elèctric i tèrmic:

Símbol	Camp elèctric		Camp tèrmic	
	Element	Unitats	Element	Unitats
	Resistor	Ω	Resistència tèrmica	$\frac{K}{W}$
	Condensador	F	Capacítància tèrmica	$\frac{J}{K}$
	Font de tensió	A	Font de calor	W
	Font de corrent	V	Temperatura	K

Taula 2.6.1.- Relacions entre elements d'un circuit tèrmic i elèctric

3. Model teòric

En aquesta segona part del document es desenvolupa la part pràctica d'aquest treball, la qual consisteix en el disseny i modelització d'una microxarxa elèctrica amb el propòsit d'analitzar el seu comportament tèrmic. A partir d'aquest, s'estudia l'entropia generada al sistema i com aquesta està relacionada amb l'eficiència.

L'estructura d'aquesta part pràctica es divideix en dues seccions. La primera es correspon a una descripció del sistema dissenyat. S'enumeren i s'expliquen els diferents elements de la microxarxa i el seu funcionament esperat. També s'especifiquen els paràmetres elèctrics de funcionament.

La segona secció consisteix en el model del sistema. En aquest cas d'estudi, en l'anàlisi del sistema hi intervenen dos dominis, l'elèctric i el tèrmic. Per tal de fer aquest model multidomini, aquest s'ha dividit en tres, un per la part elèctrica, el segon per la tèrmica i un tercer que fa d'enllaç entre els dos, el model de pèrdues. Aquest últim model determina les potències de pèrdues ocasionades pels elements elèctrics, les quals són utilitzades pel model tèrmic per calcular l'evolució de les temperatures. Per altra banda, aquestes temperatures són necessàries per determinar aquestes mateixes pèrdues, les quals a la vegada influeixen en el comportament del sistema elèctric.

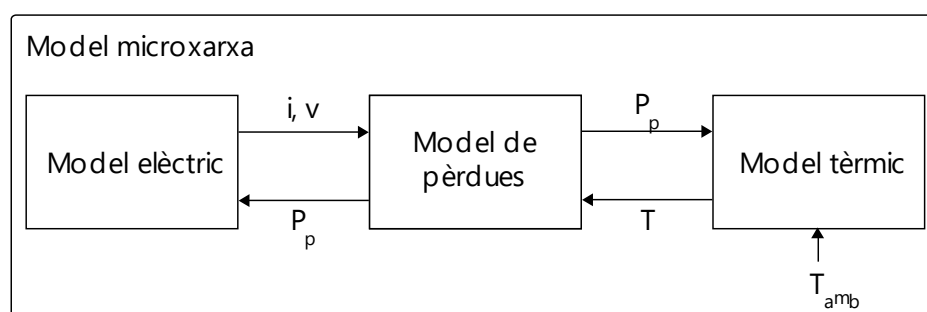


Figura 2.6.1.- Esquema dels diferents models de la microxarxa

S'utilitza el programari MATLAB [31] i la seva eina Simulink [32] per a la modelització i simulació de la microxarxa. MATLAB, acrònim de *Matrix Laboratory*, és un entorn de computació numèrica i llenguatge de programació que permet l'anàlisi de dades, desenvolupament d'algoritmes o creació de models, entre altres aplicacions. Simulink és un entorn de programació gràfic basat en MATLAB i utilitzat per la creació, simulació i implementació de models. Aquesta programació es realitza principalment a partir de

diagrames de blocs. S'inclou diferents llibreries amb blocs predefinits personalitzables, sent també possible la creació de blocs nous des zero.

En aquest treball, addicionalment a la llibreria de blocs bàsics de Simulink s'utilitza també la de Simscape Electrical Specialized Power Systems, on s'inclouen modelitzats diferents elements elèctrics. Amb aquests blocs com a base es construeix els diferents models del sistema a partir de les expressions i conceptes presentats als fonaments teòrics. La modelització i simulació es realitza amb Simulink però els resultats s'exporten a MATLAB per a la realització de la seva anàlisi i tractament.

3.1. Descripció de sistema

El sistema consisteix en una microxarxa simple composta per un element generador, un de consumidor i un sistema d'emmagatzematge. La generació és realitzada per un conjunt de panells fotovoltaics mentre que el consum es considera una càrrega DC genèrica purament resistiva. L'emmagatzematge es realitza amb l'ús d'una bateria d'ió liti i no es considera la connexió a la xarxa elèctrica, és a dir, funciona en mode insular. Com que tots els elements utilitzats són en continua, és convenient l'ús d'una topologia de microxarxa DC.

Per a la generació s'utilitza dos conjunts en paral·lel de dos panells en sèrie sumant una potència pic de 1,12 kW. La tensió del bus DC es fixa a 48 V i la bateria compta amb un voltatge nominal de 12 V.

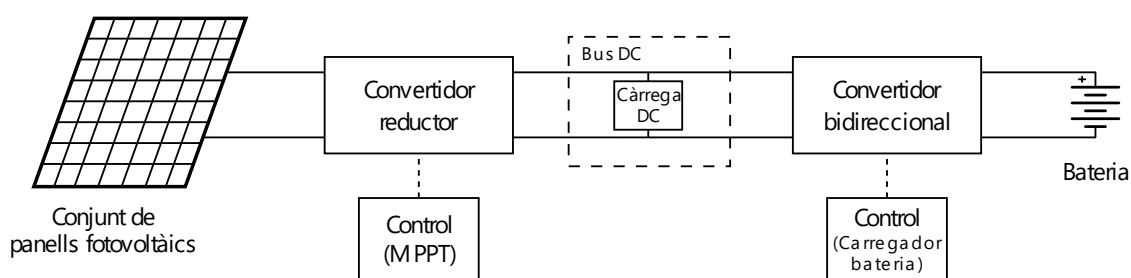


Figura 3.1.1.- Esquema dels components de la microxarxa

La interconnexió dels elements i control del sistema es realitza a partir de convertidors de potència. Per als panells PV, és necessari un convertidor que realitzi MPPT i així extreure la màxima potència. Com que la tensió nominal del conjunt fotovoltaic és superior a la del bus DC, aquesta funció és realitzada per un convertidor reductor. Per altra banda, fa falta un

segon convertidor que reguli la càrrega o descàrrega de la bateria. Ja que aquest ha de permetre el flux d'energia en ambdós sentits, s'utilitza un convertidor bidireccional sense aïllament. Ambdós convertidors s'utilitzen per regular i mantenir la tensió constant al bus DC. Es fixa la seva freqüència de funcionament en 100 kHz.

– Estratègia de control

Per tal de realitzar un correcte control del sistema, s'ha de tenir en compte els diferents estats de funcionament que es poden donar en aquest. Aquests estats estan determinats pels fluxos de potència que hi ha entre els diferents elements de la microxarxa, podent distingir quatre situacions diferents:

- a) $P_{pv} = P_{load} + P_{bat}$: La primera es dona quan la potència generada pels panells és igual a la consumida per les càrregues i bateria. En aquest cas la generació supeix amb escreix el consum de la càrrega i la bateria és capaç d'absorbir aquest excedent. El convertidor reductor funciona en mode MPPT extraient la màxima potència possible, mentre que el bidireccional a banda de controlar la càrrega de la bateria també regula la tensió del bus DC per mantenir-la constant.
- b) $P_{pv} > P_{load} + P_{bat}$: La segona es produeix quan la potència generada és superior a la consumida per càrregues i bateria. En aquest cas, la bateria no pot absorbir completament l'excedent d'energia, bé perquè aquesta està carregada o perquè està funcionant en els seus valors màxims. Amb la finalitat de mantenir l'estabilitat del sistema, és necessari que el valor de generació i consum sigui igual en tot moment. Per aquest motiu, en aquesta situació s'ha de reduir la potència generada. En aquest mode de funcionament el convertidor reductor realitzarà la regulació de la tensió del bus DC, abandonant així el punt de màxima potència. Quant a la bateria, s'hi poden trobar dues situacions. Si aquesta està completament carregada, el convertidor s'interromp i atura el flux de potència per evitar una sobrecàrrega. En cas contrari, el convertidor funcionarà en mode de càrrega regulant el corrent adient a l'estat de la bateria.
- c) $P_{pv} + P_{bat} = P_{load}$: La tercera ocorre quan la càrrega és subministrada pels panells i la bateria. Aquí, la generació fotovoltaica no és suficient per suplir completament el consum i la bateria cobrirà la mancança. Anàlogament a la primera situació, el convertidor reductor realitzarà MPPT mentre que el bidireccional regularà la tensió

del bus. En aquest cas però, la bateria està subministrant i per tant el seu convertidor funciona en mode de descàrrega.

- d) $P_{pv} + P_{bat} < P_{load}$: Finalment, la quarta situació s'esdevé quan tant la bateria com el panell no són capaços d'abastir el consum total. Com que en aquest cas no és possible mantenir el funcionament nominal del sistema i a fi d'evitar possibles danys en aquest, els dos convertidors es desconnecten aïllant-se del bus.

	Mode de funcionament	
	Reductor	Bidireccional
$P_{pv} = P_{load} + P_{bat}$	MPPT	Regulació
$P_{pv} > P_{load} + P_{bat}$	SOC = 100	Desconnexió
	SOC < 100	Càrrega
$P_{pv} + P_{bat} = P_{load}$	MPPT	Regulació
$P_{pv} + P_{bat} < P_{load}$	Desconnexió	Desconnexió

Taula 3.1.1.- Modes de funcionament dels convertidors segons els fluxos de potència del sistema

3.2. Model elèctric

Aquest model inclou els circuits elèctrics corresponents als elements de la microxarxa juntament amb la seva interconnexió i control.

3.2.1. Panell fotovoltaic

Per al model del panell s'utilitza directament un bloc ja construït de la llibreria Specialized Power Systems. Aquest es pot configurar introduint els paràmetres característics d'un panell real o utilitzar perfils ja inclosos. Addicionalment, inclou l'opció de modelitzar conjunts de panells especificant el seu nombre en sèrie i en paral·lel. A partir d'aquests paràmetres, el propi programa determina les corbes de funcionament del conjunt de panells. Compta amb dues senyals d'entrada i tres de sortida. En introduir les variables d'irradiància i temperatura de la cel·la, s'obté dues senyals elèctriques corresponents als terminals del conjunt. El port m es correspon a una sortida d'informació amb diferents mesures com per exemple els valors del corrent i tensió del panell.

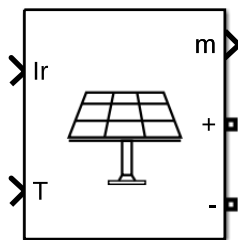


Figura 3.2.1.- Bloc del panell fotovoltaic

El circuit a l'interior del bloc es correspon al model presentat a l'apartat 2.3 (Figura 2.3.1) i per tant, s'aplica la mateixa expressió.

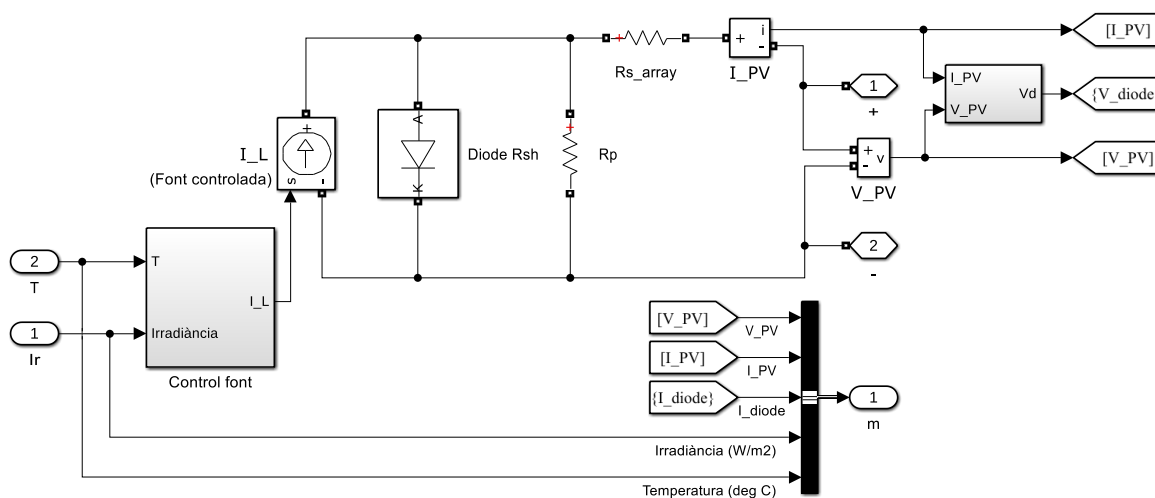


Figura 3.2.2.- Model del panell fotovoltaic

La determinació del corrent generat per les cel·les fotovoltaïques (I_L) es realitza interpolant la temperatura i irradiància del panell amb valors de referència. Aquests provenen de les corbes generades a partir dels paràmetres del panell. L'expressió utilitzada és la següent:

$$I_L = \frac{G}{G_{ref}} [I_{L,ref} + \alpha_{I,sc} (T_c - T_{c,ref})] \tag{3.2.1}$$

On G és la irràdiància incident en W/m^2 i $\alpha_{I,sc}$ es correspon al coeficient de temperatura del corrent en circuit obert amb les unitats de $\%/C^\circ$. Aquest coeficient el proveeix el fabricant del panell i indica la variació del corrent segons la temperatura de la cel·la.

El circuit de control de la font es troba a l'interior del subsistema "Control font" i es mostra a continuació. Es pot observar que en cas d'haver-hi conjunts de panells en paral·lel, el corrent es multiplicarà pel nombre d'aquests (N_{par}).

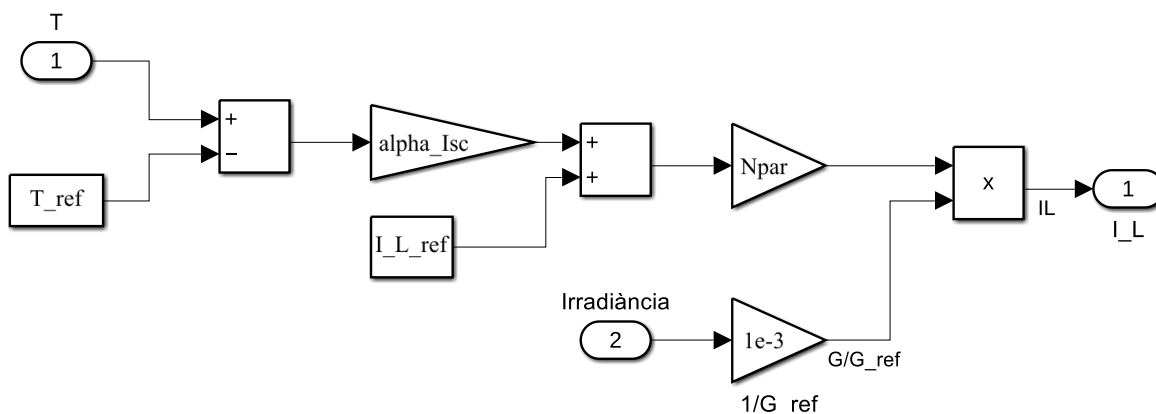


Figura 3.2.3.- Circuit de càlcul del corrent generat per les cel·les fotovoltaïques (I_L)

Per a la microxarxa dissenyada s’ha escollit el panell policristalí del fabricant Era Solar model ESPMC280 [33], dels quals s’utilitzaran quatre unitats col·locades en dos conjunts en paral·lel formats per dos panells en sèrie cadascun. S’ha utilitzat els seus paràmetres inclosos a la fitxa tècnica (disponible als annexos) per a configurar el bloc del model.

Potència pic	$P_{m\grave{a}x}$	280,14	W
Cel·les per mòdul	n_c	60	
Voltatge a circuit obert	V_{oc}	37,8	V
Corrent en curtcircuit	I_{sc}	9,36	A
Voltatge en el punt de màxim potència	V_{mpp}	32,2	V
Corrent en el punt de màxim potència	I_{mpp}	8,7	A
Coefficient de temperatura del corrent en curtcircuit	$\alpha_{I_{sc}}$	0,08558	%/C°
Coefficient de temperatura de la tensió en circuit obert	$\beta_{V_{oc}}$	-0,29506	%/C°

Taula 3.2.1.- Paràmetres del panell utilitzat al model

Aquestes dades són determinades pel fabricant en un laboratori i en condicions de test estàndard (*Standard Test Conditions, STC*), que es corresponen a una irradiància incident de 1000 W/m^2 i una temperatura de les cel·les de $25 \text{ }^\circ\text{C}$. Per a aquestes condicions, el bloc construeix les corbes característiques de funcionament del panell a partir de les dades reals introduïdes a la seva configuració. S’utilitza aquestes corbes per fer la interpolació i així obtenir el corrent generat per les cel·les (I_L). A continuació es mostra les corbes generades a partir dels valors reals (en vermell) i dues interpolacions d’exemple (en blau) per a diferents valors de temperatura i irradiància:

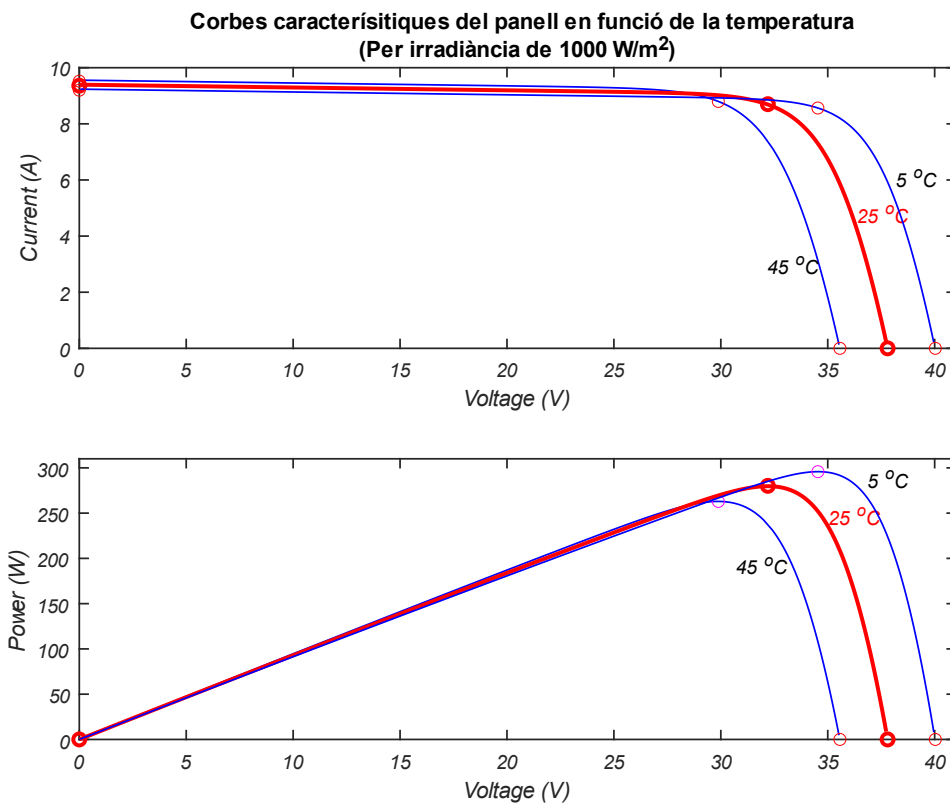


Figura 3.2.4.- Corbes del panell per a diferents temperatures i irradiància de 1000 W/m²

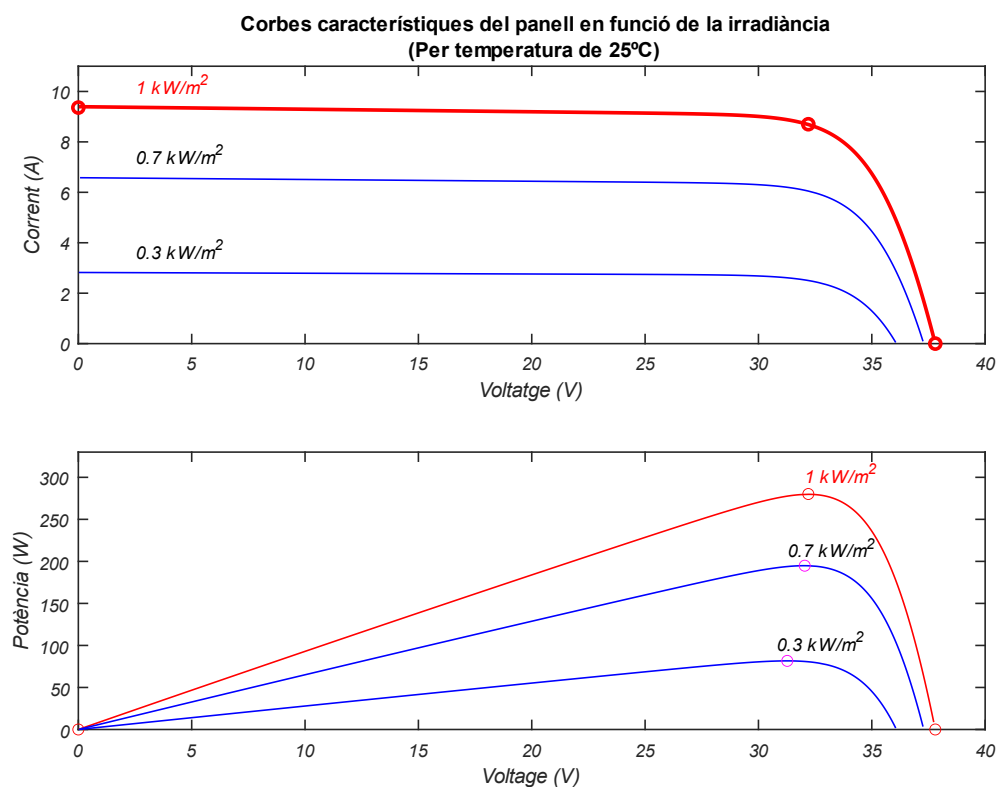


Figura 3.2.5.- Corbes del panell per a diferents irradiàncies i temperatura de 25 °C

S'observa que una major temperatura incrementa lleugerament el corrent però disminueix en gran mesura la tensió màxima. Aquestes variacions estan determinades per $\alpha_{I,sc}$ i $\beta_{V,oc}$ respectivament. Aquest fet es tradueix en una reducció del valor de potència màxima a major temperatura i per tant de l'eficiència del panell.

3.2.2. Bateria

Com a l'apartat anterior, també s'utilitza un bloc ja construït per a la modelització de la bateria. Aquest també es troba dins de la llibreria *Specialized Power Systems* i modelitza diferents tipus de bateria, entre ells, la d'ió liti. Per defecte mostra un port de sortida d'informació i dos d'elèctrics corresponents als terminals de la bateria. Es pot seleccionar diferents variacions del model, tenint l'opció d'afegir els efectes d'envelliment o el comportament tèrmic. Amb aquesta última apareix un port d'entrada addicional corresponent a la temperatura ambiental. La configuració del bloc permet la introducció manual de tots els paràmetres o es pot seleccionar perfils ja creats. En aquest cas es fa ús d'un perfil predefinit corresponent a una bateria de tipus LiFeMgPO4. Addicionalment, s'utilitza el model que simula també el comportament tèrmic.

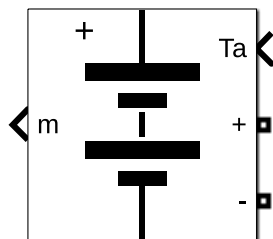


Figura 3.2.6.- Bloc de la bateria

El circuit es correspon al model bàsic d'una bateria presentat a l'apartat 2.4, on el subsistema "Model bateria" inclou les expressions presentades en aquest.

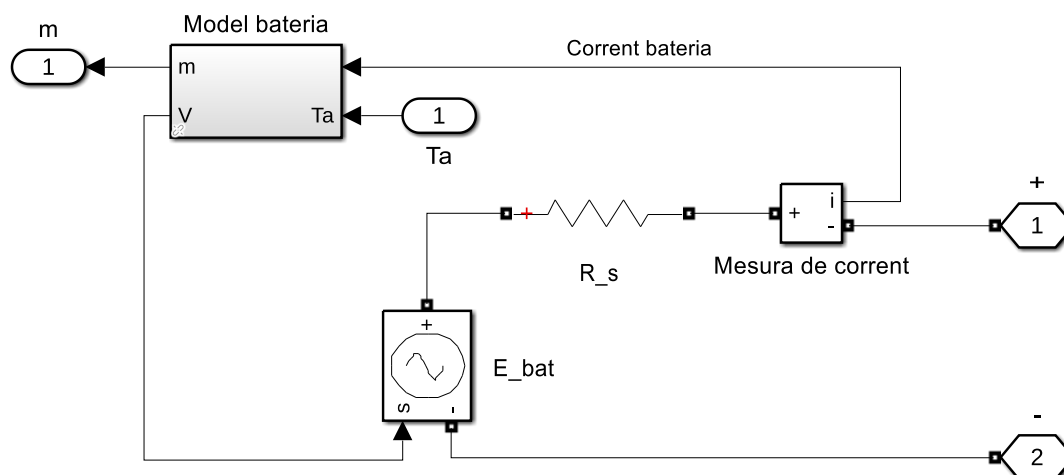


Figura 3.2.7.- Circuit del model de la bateria

Els paràmetres de la bateria modelitzada es mostren a la Taula 3.2.2.

Paràmetres bàsics			
Tipus	LiFeMgPO4		
Tensió nominal	12,6	V	
Capacitat màxima	40	Ah	
Temps de resposta	30	s	
Paràmetres de descàrrega			
Tensió de tall	9,45	V	
Tensió de càrrega completa	13,8	V	
Corrent nominal de descàrrega	20	A	
Resistència interna	0,015	Ω	
Capacitat a la tensió nominal	30,14	Ah	
Paràmetres tèrmics			
Temperatura ambiental nominal	T_1	20	$^{\circ}\text{C}$
Segona temperatura ambiental	T_2	0	$^{\circ}\text{C}$
Capacitat màxima a T_2		36	Ah
Tensió de descàrrega inicial a T_2		13	V
Tensió al 90 % de capacitat a T_2		11,7	V
Resistència tèrmica cel·la-ambient		0,6411	K/W
Constant de temps tèrmica		4880	S

Taula 3.2.2.- Paràmetres de la bateria modelitzada

De manera similar al bloc del panell PV, a partir dels valors nominals reals introduïts es determina la corba de descàrrega de la bateria i amb aquesta s'interpolava per calcular el comportament amb altres valors del corrent.

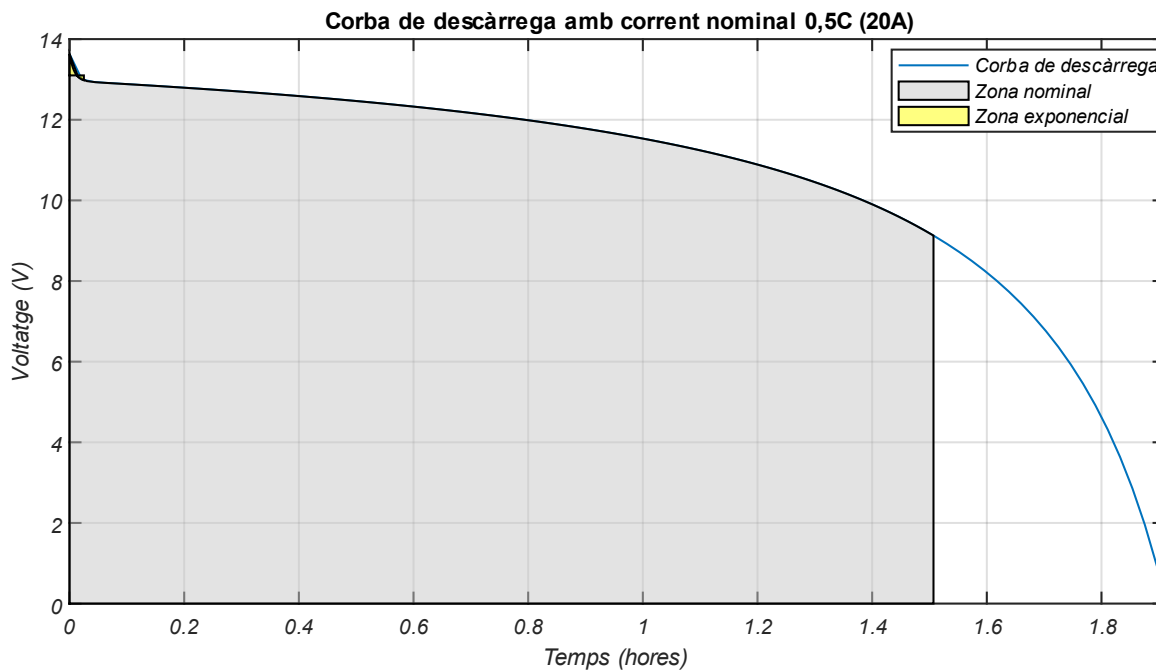


Figura 3.2.8.- Corba de descàrrega de la bateria modelitzada per al seu corrent nominal ($T_{bat} = 20$ °C)

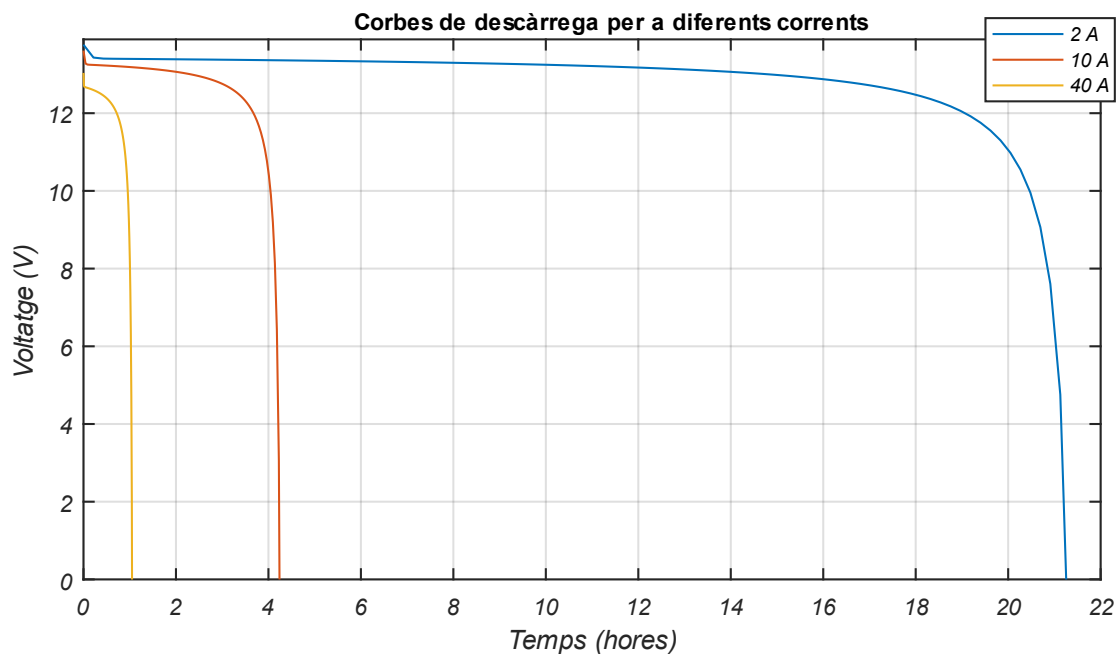


Figura 3.2.9.- Corbes de descàrrega de la bateria modelitzada per a diferents corrents ($T_{bat} = 20$ °C)

3.2.3. Convertidor reductor

La construcció del model d'aquest convertidor es realitza a partir dels blocs *Series RLC Branch* (a), *Diode* (b) i MOSFET (c) mostrats a la Figura 3.2.10.

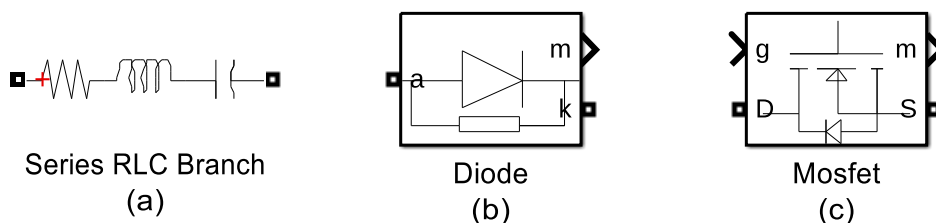


Figura 3.2.10.- Blocs utilitzats pel model del convertidor reductor

El bloc (a) permet escollir els elements de la branca i el seu valor podent escollir per exemple que aquesta només estigui constituïda per un resistor. El bloc (b) modelitza el díode a partir d'un resistor, un inductor, una font de tensió DC i un interruptor. El control de l'interruptor es determina a partir de la seva tensió i corrent.

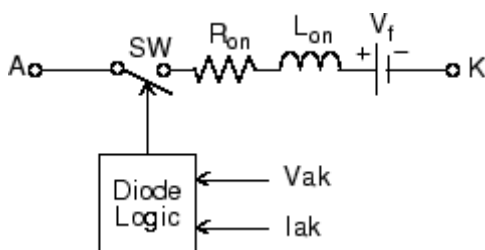


Figura 3.2.11.- Circuit interior del bloc *Diode* [34]

Pel que fa al bloc (c), s'utilitza un interruptor i resistència en sèrie per representar el funcionament del MOSFET quan està engegat. S'afegeix també una branca en paral·lel amb un díode, una resistència i un inductor per tenir en compte la propietat de conducció inversa que té el dispositiu.

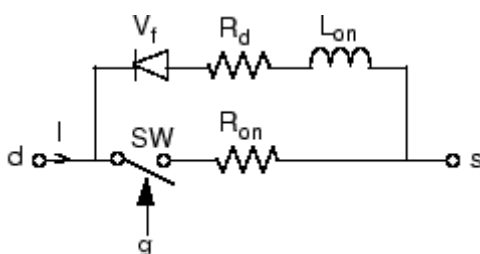


Figura 3.2.12.- Circuit interior del bloc MOSFET [35]

Ambdós blocs es poden configurar per tal de modificar els valors dels seus components interiors. Addicionalment, compten amb un port de sortida m corresponent a les mesures elèctriques dels dispositius.

A partir dels anteriors blocs es construeix el circuit del convertidor reductor (Figura 3.2.13) basant-se en l'esquema de la Figura 2.5.4 de l'apartat 2.5.1.

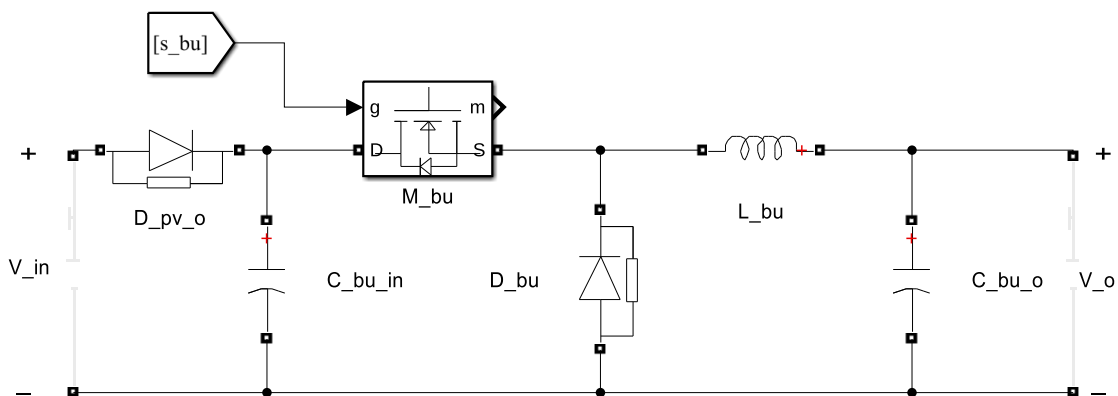


Figura 3.2.13.- Circuit del model del convertidor reductor

Per evitar possibles corrents inversos que puguin malmetre els panells s'introdueix un díode a l'entrada del convertidor. També s'inclou un condensador addicional que desenvolupa dues funcions. La primera és mantenir la tensió d'entrada relativament constant reduint les seves oscil·lacions. La segona és deguda a l'ús del MOSFET directament a la sortida dels panells. Sense condensador, a cada desconexió del MOSFET els terminals del conjunt de panells estarien en circuit obert, sent el seu corrent nul. En les freqüències de commutació tant elevades en que funciona el convertidor, aquestes variacions tant dràstiques entre valor nominal i nul no són acceptables, així, és necessari l'ús d'un condensador que el mantingui relativament constant.

3.2.3.1. Paràmetres dels components

A partir de les expressions d'arissat del corrent a l'inductor i la tensió del condensador –equacions (2.5.12) i (2.5.15)– descrites a l'apartat 2.5.1, es determina els valors de la inductància L_{bu} i capacitància de sortida $C_{bu,o}$:

$$L_{bu} = \frac{V_{in} - V_o}{2\Delta i_L} T_s D \quad (3.2.2)$$

$$C_{bu,o} = \frac{\Delta i_L \cdot T_s}{8\Delta v_{C,o}} \quad (3.2.3)$$

Per determinar el valor del condensador a l'entrada, podem utilitzar la mateixa expressió però tenint en compte que l'arissat del corrent es correspon al del conjunt de panells. Podem suposar el seu valor proporcional a l'arissat de l'inductor segons el valor del cicle de treball:

$$C_{bu,in} = \frac{D \cdot \Delta i_L \cdot T_s}{8\Delta v_{C,in}} \quad (3.2.4)$$

La tensió de sortida es correspon a la del bus DC i tant aquest valor com el del període són paràmetres seleccionats a criteri propi. La tensió d'entrada es correspon a la generada pel conjunt de panells. Aquesta tensió i el cicle de treball són valors variables i per aquest motiu, del seu rang possible seleccionarem els valors que produeixin una inductància més elevada. D'aquesta manera, sota les condicions més desfavorables, és a dir, les que produeixin un major arissat, aquest no serà superior al límit establert. Seguint aquesta lògica, la tensió d'entrada és la màxima del conjunt de panells i el cicle de treball és unitari. S'ha fixat els límits dels arissats en un 1 % del valor total de la tensió i un 10 % per al corrent. El valor del corrent el podem estimar suposant que la potència d'entrada és igual a la de sortida. Amb aquesta condició, la disminució de la tensió és proporcional a l'augment del corrent a la sortida:

$$\Delta i_L = 0,1I_L = 0,1 \frac{I_{in}V_{in}}{V_o} \quad (3.2.5)$$

Valors			
Tensió bus DC	V_{DC}	48	V
Tensió màxima del conjunt de panells	$V_{PV,m\grave{a}x}$	75,6	V
Corrent màxim del conjunt de panells	$I_{PV,m\grave{a}x}$	18,72	A
Període	T_s	10^{-5}	s
Cicle de treball	D	1	
Resultats			
Arissat del corrent de l'inductor	Δi_L	2,8	A
Arissat de la tensió de sortida	$\Delta v_{C,o}$	0,48	V
Arissat de la tensió d'entrada	$\Delta v_{C,in}$	0,76	V
Inductància	L_{bu}	46,78	μH
Capacitància de sortida	$C_{bu,o}$	7,68	μF
Capacitància d'entrada	$C_{bu,in}$	4,85	μF

Taula 3.2.3.- Dades del convertidor reductor i valors dels seus components

3.2.3.2. Models dels components

Tenint en compte els paràmetres anteriors, s'ha realitzat una tria de components reals per tal d'utilitzar les seves dades en la determinació del model. A continuació es mostren els diferents models escollits i els seus paràmetres elèctrics més importants. Les seves fitxes tècniques es poden trobar als annexos d'aquest document.

MOSFET			
Fabricant	International Rectifier		
Model	IRFP260NPbF HEXFET® Power MOSFET [36]		
Voltatge drenador-font màxim ($V_{ds,m\grave{a}x}$)	$V_{gs} = 0 \text{ V}, I_d = 250 \mu\text{A}$	200	V
Corrent drenador-font màxim ($I_{d,m\grave{a}x}$)	$T = 25 \text{ }^\circ\text{C}, V_{gs} = 10 \text{ V}$	50	A
Voltatge porta-font (V_{gs})		± 20	V

Díode			
Fabricant	Vishay		
Model	VS-40EPF1.PbF Series [37]		
Màxima tensió inversa		1000	V
Màxim corrent de conducció	$T = 105 \text{ }^\circ\text{C}$	40	A

Inductor			
Fabricant	Würth Elektronik		
Model	WE-HCFT 7443763540470 [38]		
Inductància	$f = 100 \text{ kHz}, I_L = 10 \text{ mA}$	47	μH
Corrent nominal		32	A

Condensador			
Fabricant	Würth Elektronik		
Model	WCAP-PTHR 870056175003 [39]		
Tipus	Polímer d'alumini		
Capacitància	$f = 120 \text{ Hz}, V_C = 0,25 \text{ V}, T = 20 \text{ }^\circ\text{C}$	22	μF
Tensió nominal		80	V
Arrissat màxim del corrent	$f = 100 \text{ kHz}, T = 105 \text{ }^\circ\text{C}$	2,8	A

Taula 3.2.4.- Models dels components del convertidor reductor amb els seu paràmetres elèctrics principals

S'utilitza el mateix model pels dos díodes i condensadors del circuit. S'ha tingut en compte que els diferents components escollits tinguin els valors nominals superiors als calculats per assegurar un bon funcionament del sistema.

3.2.4. Convertidor bidireccional sense aïllament

S'utilitza el mateix procediment que a l'apartat anterior per al model del convertidor bidireccional. El seu circuit es mostra a la Figura 3.2.14.

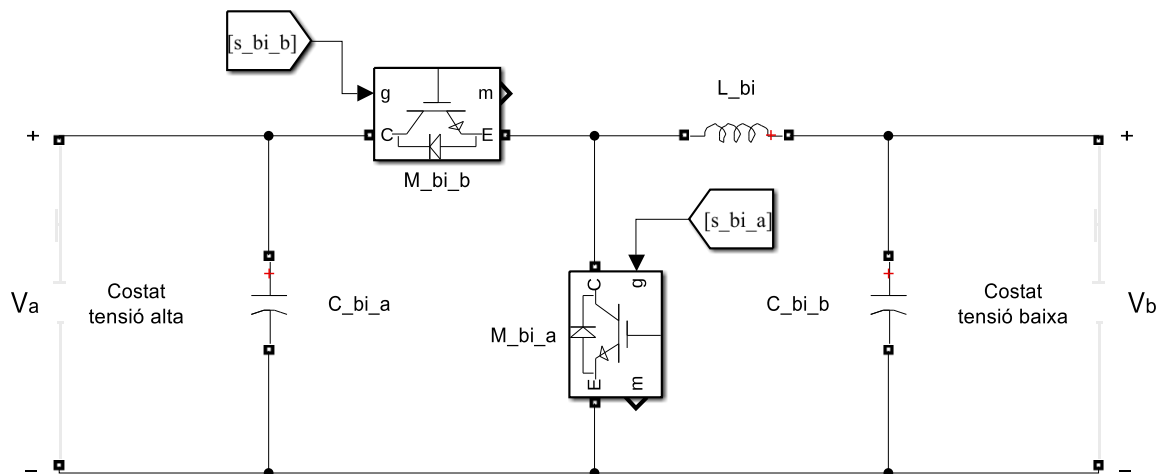


Figura 3.2.14.- Circuit del model del convertidor bidireccional

3.2.4.1. *Paràmetres dels components*

Depenent de la direcció flux de potència, el convertidor bidireccional funcionarà en mode de reducció o d'elevació. És a dir, a la pràctica funciona com un convertidor reductor o elevador respectivament, per tant, es poden utilitzar les equacions d'aquests per determinar els valors dels components. En el cas de l'inductor, aquest és comú per als dos modes de funcionament implicant que tenim dues expressions per fer el seu càlcul. Seguint el raonament de l'apartat anterior utilitzarem el resultat corresponent a l'escenari més desfavorable, sent en aquest cas el resultat més gran.

Per a la determinació dels valors en el mode de reducció s'utilitzen les expressions (3.2.2) i (3.2.3) de l'apartat anterior.

$$L_{bi,b} = \frac{V_a - V_b}{2\Delta i_L} T_s D \quad (3.2.6)$$

$$C_{bi,b} = \frac{\Delta i_L T_s}{8\Delta v_{C,b}} \quad (3.2.7)$$

Per a l'elevació, ens basem en les equacions d'arribat del convertidor elevador (2.5.22) i (2.5.23) de l'apartat 2.5.2:

$$L_{bi,a} = \frac{V_b}{2\Delta i_L} T_S D \tag{3.2.8}$$

$$C_{bi,a} = \frac{V_a}{2R_a \Delta v_{c,a}} T_S D \tag{3.2.9}$$

El corrent a l'inductor és el mateix que circula per la càrrega connectada a la banda de tensió baixa del convertidor, que en aquest cas es correspon a la bateria. Per tant, el límit d'aquest corrent està determinat pels paràmetres elèctrics de la bateria, sent el corrent nominal d'aquesta 20 A. Quant al valor de la resistència de sortida en mode d'elevació (R_a), podem fer una estimació suposant una mateixa potència d'entrada i sortida:

$$\frac{V_a^2}{R_a} = I_b V_b \tag{3.2.10}$$

Anàlogament a l'apartat anterior, s'estableix un arrissat de la tensió de l'1 % del seu valor total i un 10 % per al corrent, mentre que la freqüència de commutació es manté en 100 kHz i el cicle de treball unitari.

Dades			
Tensió costat alt	V_a	48	V
Tensió costat baix	V_b	12	V
Corrent de l'inductor	I_L	20	A
Període	T_S	10^{-5}	s
Cicle de treball	D	1	
Resultats			
Arrissat del corrent de l'inductor	Δi_L	2	A
Arrissat de la tensió costat alt	$\Delta v_{C,a}$	0,48	V
Arrissat de la tensió costat baix	$\Delta v_{C,b}$	0,12	V
Resistència de càrrega al costat alt	R_a	9,6	Ω
Inductància costat alt	$L_{bi,a}$	30	μH
Inductància costat baix	$L_{bi,b}$	90	μH
Capacitància costat alt	$C_{bi,a}$	52	μF
Capacitància costat baix	$C_{bi,b}$	21	μF

Taula 3.2.5.- Dades del convertidor bidireccional i valors dels seus components

3.2.4.2. Models dels components

En aquest convertidor s'utilitza el mateix model de MOSFET que en el reductor. Quant a l'inductor, s'utilitzen dos unitats del mateix model presentat anteriorment sumant una inductància nominal de 94 μH . Finalment, els condensadors triats es mostren a la Taula 3.2.6.

Condensador costat alt			
Fabricant	Würth Elektronik		
Model	WCAP-PTHR 870055775007 [40]		
Tipus	Polímer d'alumini		
Capacitància	$f = 120 \text{ Hz}, V_C = 0,25 \text{ V}$	68	μF
Tensió nominal		50	V
Arrissat màxim del corrent	$f = 100 \text{ kHz}, T = 105 \text{ }^\circ\text{C}$	2	A

Condensador costat baix			
Fabricant	Würth Elektronik		
Model	WCAP-PTHR 870056175005 [41]		
Tipus	Polímer d'alumini		
Capacitància	$f = 120 \text{ Hz}, V_C = 0,25 \text{ V}, T = 20 \text{ }^\circ\text{C}$	33	μF
Tensió nominal		80	V
Arrissat màxim del corrent	$f = 100 \text{ kHz}, T = 105 \text{ }^\circ\text{C}$	2,8	A

Taula 3.2.6.- Models dels condensadors del NBDC amb els seu paràmetres elèctrics principals

3.2.5. Control

El sistema de control es divideix en dos nivells jeràrquics. L'inferior realitza el control directe dels dispositius MOSFETS amb la variació del cicle de treball del senyal PWM que s'introdueix. Aquest es realitza mesurant constantment les variables de control i comparant-les amb els seus valors de consigna a partir d'un circuit de llaç tancat. El nivell de control superior s'encarrega d'analitzar les condicions de funcionament de la microxarxa i establir el mode de funcionament adient. Aquest mode determina les variables de consigna que s'han de controlar.

3.2.5.1. Nivell inferior

a) Convertidor bidireccional:

Tal i com s'ha explicat a l'apartat de descripció del sistema, el convertidor bidireccional compta amb tres modes de funcionament: Càrrega, regulació i desconexió. La determinació de quin mode ha d'estar vigent a cada moment és funció del nivell superior de control, mentre que l'inferior s'encarrega de realitzar-lo. Tant en el mode de càrrega com en el de

regulació, s'utilitza el corrent de la bateria com a variable de control. La diferència entre els dos modes consisteix en la determinació del valor de referència.

A la mesura del corrent es resta el senyal del corrent de referència i el resultat, l'anomenat error, s'introdueix en un controlador PI. La sortida d'aquest es correspon al cicle de treball que s'introdueix als MOSFETs. Per aquest motiu, s'ha seleccionat l'opció de saturar la sortida del controlador limitant així els seus valors en un rang del 0 a l'1. Aquesta opció es troba a la configuració del bloc del controlador, anomenat *PID Controller*, on també es pot escollir el tipus que es vol.

En el mode de càrrega, es fixa el corrent de referència simplement com a un valor fix corresponent al corrent de càrrega nominal, sent 20 A en aquest cas. En el mode de regulació, es té un sistema més complex. Com que en aquest mode el convertidor s'ha d'encarregar de mantenir la tensió del bus constant, s'estableix també aquesta tensió com a variable de control, creant així un sistema en cascada. Per tant, la mesura de la tensió del bus es compara amb el valor de referència (48 V) i l'error s'introdueix en un segon controlador PI. La sortida d'aquest es correspon al corrent que ha d'haver-hi a la bateria per tal de mantenir la tensió al bus correcte, és a dir, el corrent de referència. Per tal de mantenir aquest senyal de referència dins dels límits operacionals de la bateria, la sortida del controlador es satura en un interval del -20 a 20 A.

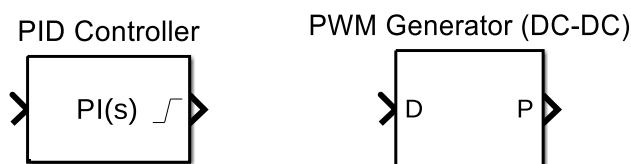


Figura 3.2.15.- Blocs emprats per al control PI i la generació del senyal PWM

Per tal de fer la commutació del MOSFET, s'utilitza un senyal PWM generat a partir del bloc *PWM Generator DC-DC*. A l'entrada d'aquest (port D) s'introdueix el valor del cicle de treball mentre que la seva freqüència es pot especificar a la seva configuració. En aquest cas tenim dos MOSFETs per controlar, i tot i que seria possible dissenyar un control individual per a cadascun s'ha decidit utilitzar una estratègia simple que utilitza la mateixa senyal pels dos dispositius. Si s'observa el circuit del bidireccional i es té en compte la manera en que funciona, hom pot observar que per aquest cas en específic, quan un MOSFET està apagat i per tant no hi ha conducció, l'altre condueix independentment del seu estat degut al seu díode interior. És a dir, quan un estat apagat l'altre pot estar en qualsevol dels dos estats sense tenir cap impacte en el funcionament del convertidor.

Aprofitant aquest fet, es pot simplement introduir el mateix senyal als dos dispositius però fent una negació lògica en un. D'aquesta manera el cicle de treball marca tant la relació de conversió com el sentit del flux de potència. La negació del senyal es realitza utilitzant el bloc *Logical Operator*, que com el seu nom indica permet utilitzar operacions amb els diferents operador lògics.

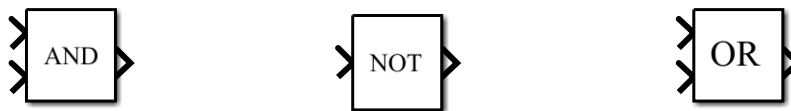


Figura 3.2.16.- Exemples d'operadors lògics utilitzant el bloc *Logical Operator*

El mode de desconexió simplement manté apagats els dos MOSFETs. Això es realitza multiplicant per 0 els senyal PWM que s'introdueixen als dispositius quan es detecta que aquest mode s'ha activat.

El circuit de control del convertidor bidireccional es mostra a la Figura 3.2.17.

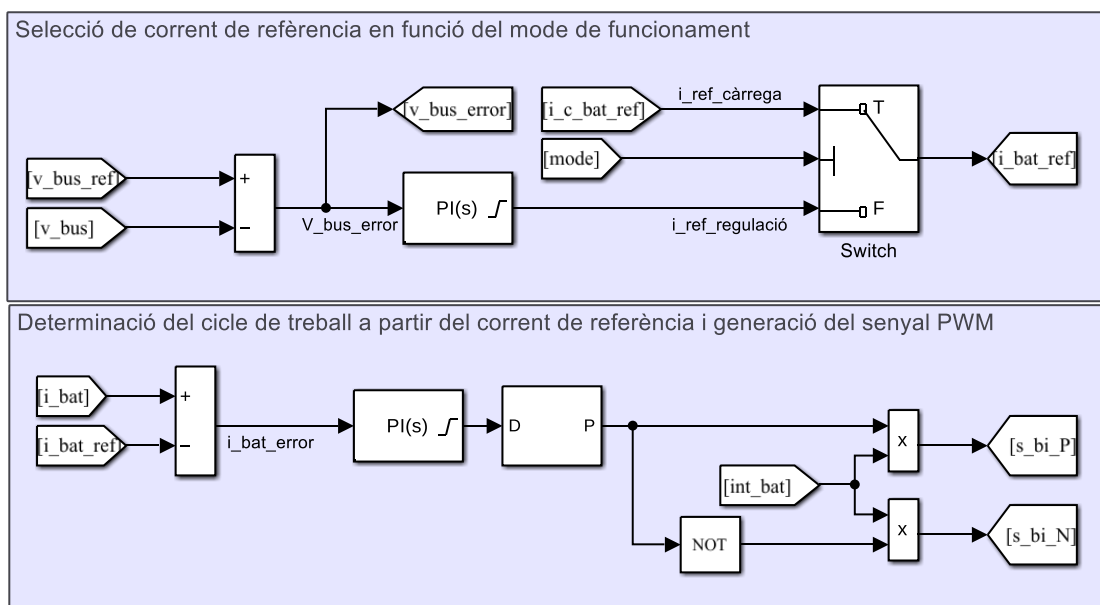


Figura 3.2.17.- Circuit de control del convertidor bidireccional

A la part superior es determinen els dos corrents de referència i es selecciona el corresponent al mode vigent. Aquesta selecció es realitza amb el bloc *Switch*. En aquest, es connecten els senyals que es volen seleccionar en els ports superior i inferior. En el port mig s'introdueix el senyal que comanda la selecció. El bloc analitzarà aquest senyal i segons les condicions que s'hi hagin configurat escollirà una de les entrades com a sortida. En aquest cas, s'hi introdueix un senyal booleà anomenat "mode" i fixat pel nivell de control superior.

A la part inferior es determina el cicle de treball i es genera el senyal PWM utilitzat pels MOSFETs. El senyal “int_bat”, també booleà i especificat pel control superior, interromp el funcionament del convertidor quan el seu valor és zero.

b) Convertidor reductor

Aquest convertidor té dos modes de funcionament: MPPT i regulació. El disseny del control en aquest és similar al bidireccional. S'estableix el corrent de sortida del convertidor com a variable de control que determina el cicle de treball de l'únic MOSFET. Existeixen dos senyals de referència corresponents als modes de funcionament. En el mode MPPT, la tensió del conjunt de panells és també una variable de control i el seu valor consigna es determina a partir de l'algorisme P&O mostrat a la Figura 2.5.12 de l'apartat 2.5.4. Aquest s'implementa amb l'ús del bloc *MATLAB Function*, el qual permet inserir una funció personalitzada escrita en el llenguatge de programació de MATLAB. El codi utilitzat es pot trobar als annexos d'aquest document. A l'algorisme s'introdueix els senyals corresponents al corrent i tensió del conjunt de panells i el valor de l'increment de tensió a realitzar a cada cicle. La sortida es correspon a la tensió que ha de tenir aquest conjunt per a que treballi a màxima potència. La tensió de referència es compara amb la mesura i l'error s'introdueix a un controlador PI, obtenint així un dels corrents de referència. L'algorisme P&O s'ha modificat lleugerament afegint una entrada corresponent al senyal “mode” amb l'objectiu de desactivar el procés de càlcul quan el convertidor no funcioni en MPPT.

En el mode de regulació, com amb el convertidor bidireccional l'interès rau en mantenir la tensió del bus constant, encara que el conjunt no funcioni en el seu punt màxim i perdem energia aprofitable. Per tant, la variable de control també és la tensió del bus i el mètode utilitzat exactament el mateix que en el bidireccional. De fet, s'aprofita el càlcul de l'error fet en el seu control per no repetir-lo.

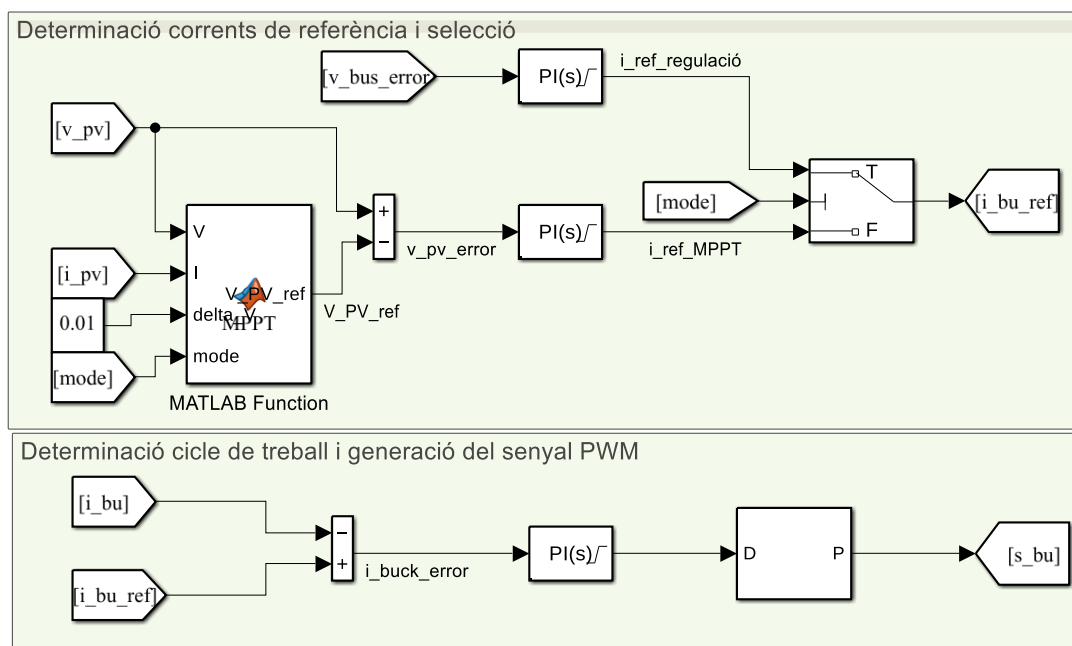


Figura 3.2.18.- Circuit de control del convertidor reductor

3.2.5.2. Nivell superior

El circuit de control superior monitoritza els paràmetres elèctrics de la microxarxa i mitjançant operadors lògics determina el funcionament dels convertidors. Seguint la descripció del sistema de control de l'apartat 3.1, s'observa que quan els convertidors estan en funcionament només tenen dos estats. A més, en tot moment només un dels dos realitza la regulació. Tenint en compte aquest fet, podem utilitzar un simple senyal binari per la selecció dels modes de funcionament d'ambdós convertidors.

S'ha realitzat un disseny simple per la determinació del mode de funcionament basat en la tensió del bus DC. Si aquesta és menor al valor de consigna, s'entén que hi ha una manca de generació i es fixa el convertidor reductor en mode MPPT i el bidireccional en regulació. Per a aquesta situació el senyal "mode" valdrà 0. En canvi, si la tensió és major se suposa un excedent de generació i s'invertiran els modes de funcionament, valent el senyal 1. S'ha de tenir en compte que quan es produeixen pertorbacions en el sistema elèctric, el circuit de regulació tindrà un petit endarreriment en la supressió d'aquestes. Això pot produir oscil·lacions que provoquin un canvi erroni del mode. Per evitar-ho, s'inclou també una mesura de les potències del panell, càrrega i bateria. D'aquesta manera només quan es detecti que la generació és major al màxim consum possible passarà el convertidor reductor a mode de regulació. Addicionalment, s'estableix un rang entorn al valor de referència i només quan la tensió estigui fora d'aquest es realitza el canvi.

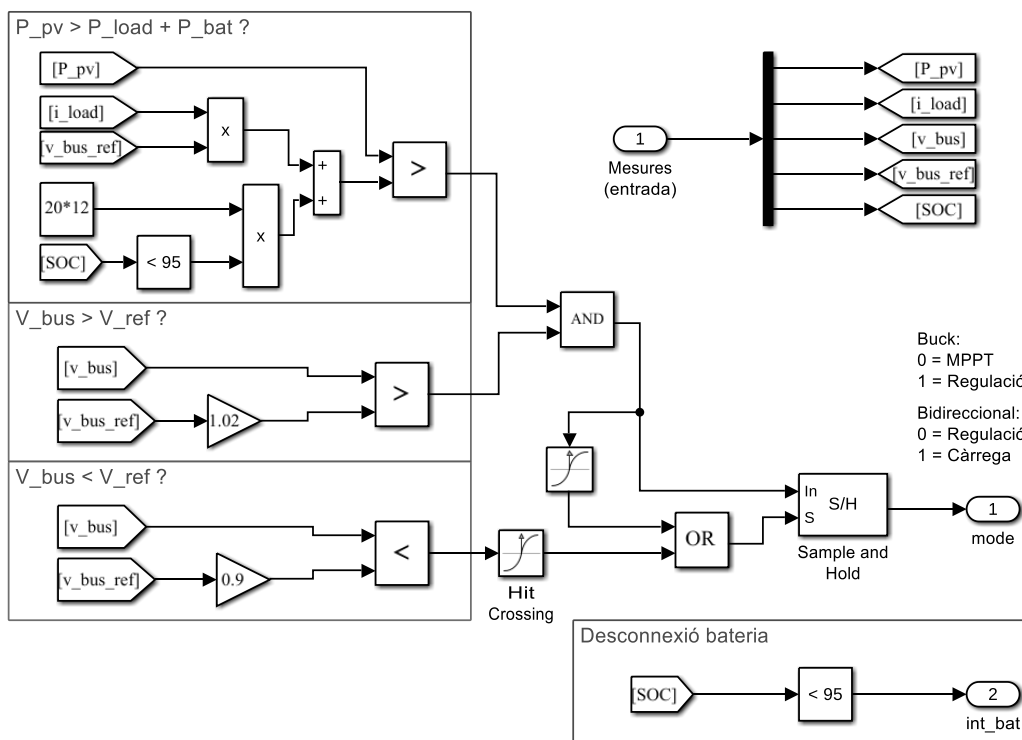


Figura 3.2.19.- Circuit de control del nivell superior

S'utilitza operadors lògics per determinar el moment de canvi de mode, però la sortida d'aquests no és constant, només serà de valor unitari en els instants que es compleixi la seva condició. Com que el senyal de control ha de ser constant mentre es mantingui cada mode, és necessari un sistema que un cop detecti un canvi en els operadors lògics, seleccioni el senyal de sortida corresponent i el mantingui fins al següent canvi. Per aquest motiu es fa ús del bloc *Sample and Hold*, el qual quan detecta un senyal d'entrada no nul en el seu port S dona a la seva sortida el senyal introduït a In. En el moment en que l'entrada S no detecta cap senyal, la seva sortida mantindrà l'últim valor abans del canvi. Quan la tensió és menor al rang establert, s'activarà el bloc el qual llegirà un valor nul a la seva entrada al ser impossible que les dues condicions siguin certes a la vegada. En el moment en que la condició d'excés de generació és certa, el bloc tornarà a llegir l'entrada sent de valor unitari aquest cop. S'ha utilitzat addicionalment el bloc *Hit Crossing*, el qual dona un pols de sortida quan el senyal de la seva entrada supera un valor llindar. Així, la lectura del senyal només es realitza quan es produeix un canvi en els operadors lògics.

Finalment, quan la bateria es considera carregada s'activa el senyal *int_bat* que desactiva el convertidor bidireccional. En aquest cas s'ha considerat que aquesta està carregada quan el seu SOC és superior al 95 %.

3.2.6. Microxarxa

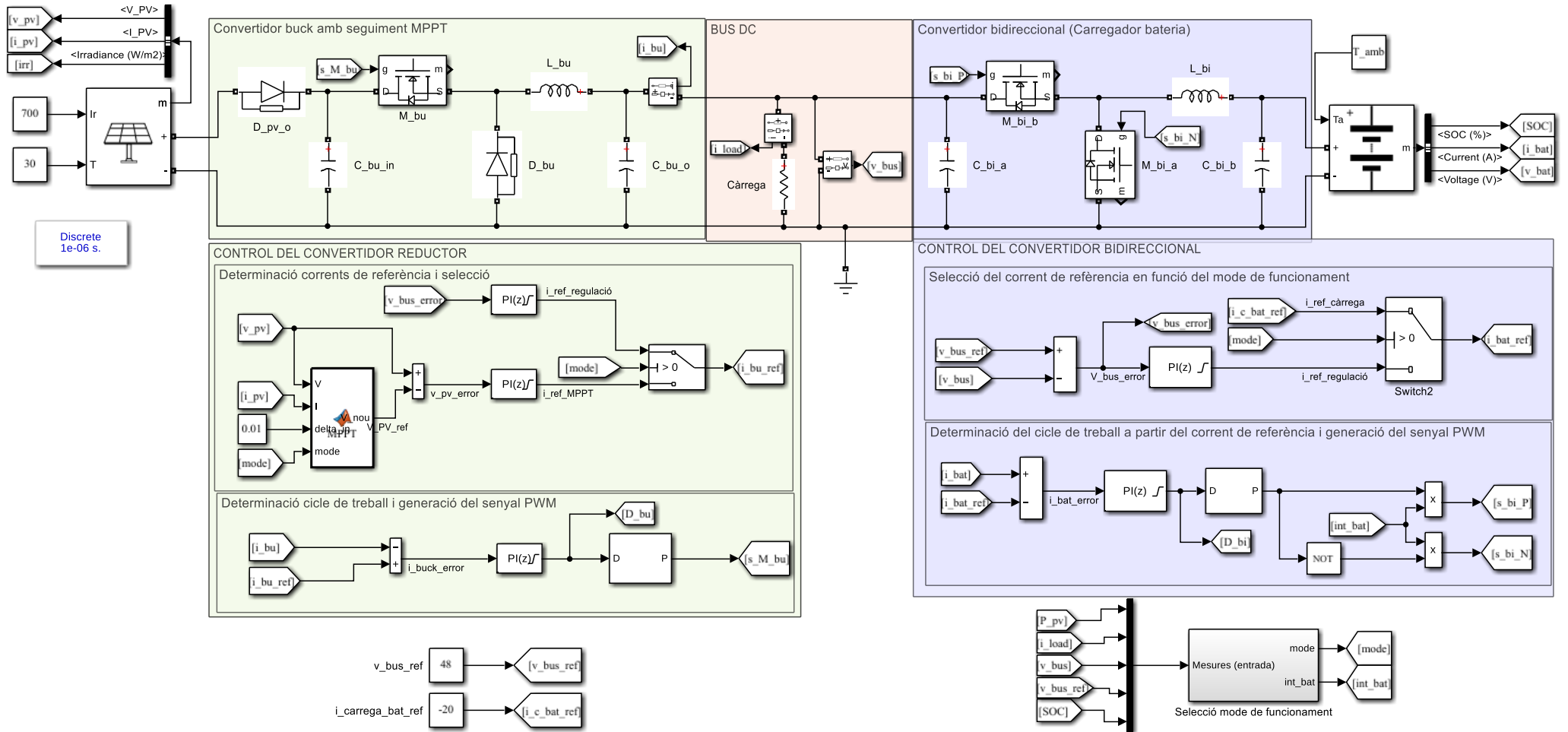


Figura 3.2.20.- Model elèctric de la microxarxa

3.3. Model de pèrdues

A cada component de la microxarxa s'incorpora el seu respectiu model de pèrdues, amb el qual es realitza el càlcul de la potència perduda durant el seu funcionament. Per a aquesta determinació s'utilitzen les dades de funcionament generades pel model elèctric i els paràmetres dels propis components, obtinguts de valors reals d'aquests.

3.3.1. Bateria

El bloc bateria de la llibreria *Simscape* incorpora el seu propi model de càlcul de pèrdues basat en les expressions recollides a l'apartat 2.4.1. El circuit que utilitza es presenta a la Figura 3.3.1.

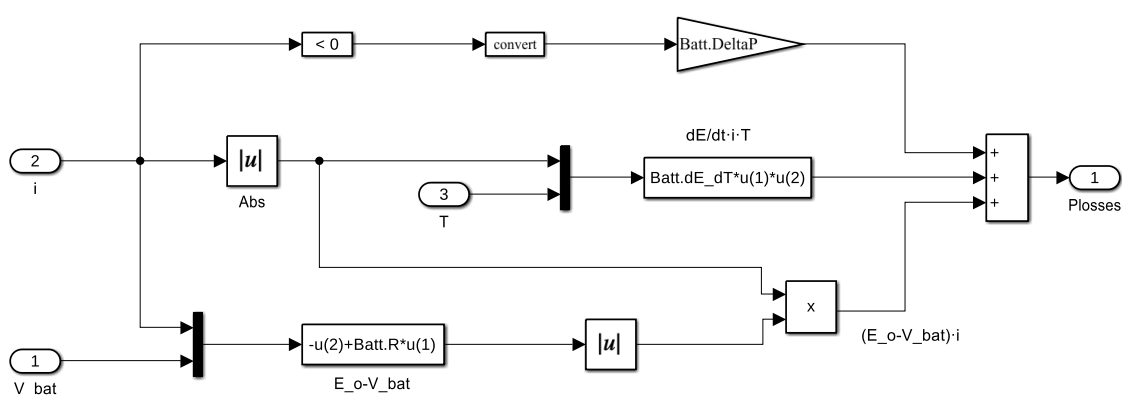


Figura 3.3.1.- Model de pèrdues de la bateria

3.3.2. MOSFET

Les pèrdues en un dispositiu MOSFET es produeixen durant la seva conducció i en els períodes de commutació. El bloc utilitzat incorpora resistències interiors que representen les pèrdues per conducció, però no té en compte el comportament tèrmic i per tant, aquestes no varien amb la temperatura del dispositiu sinó que es mantenen constants. Per altra banda, el bloc tampoc té en compte les pèrdues per commutació. Com que aquestes tenen un valor considerable en aplicacions amb freqüències elevades i no es poden negligir, és necessari afegir un sistema que realitzi el seu càlcul.

Aquesta determinació es realitza aplicant els conceptes i expressions de l'apartat 2.2.2.1 i utilitzant les dades reals del model de MOSFET escollit especificades a la seva fitxa tècnica.

3.3.2.1. Pèrdues per conducció

El fabricant ofereix la variació de la resistència del MOSFET en conducció en funció de la temperatura de la seva junció. La representació pel model escollit d'aquesta relació és la que es pot veure a la Figura 3.3.2.

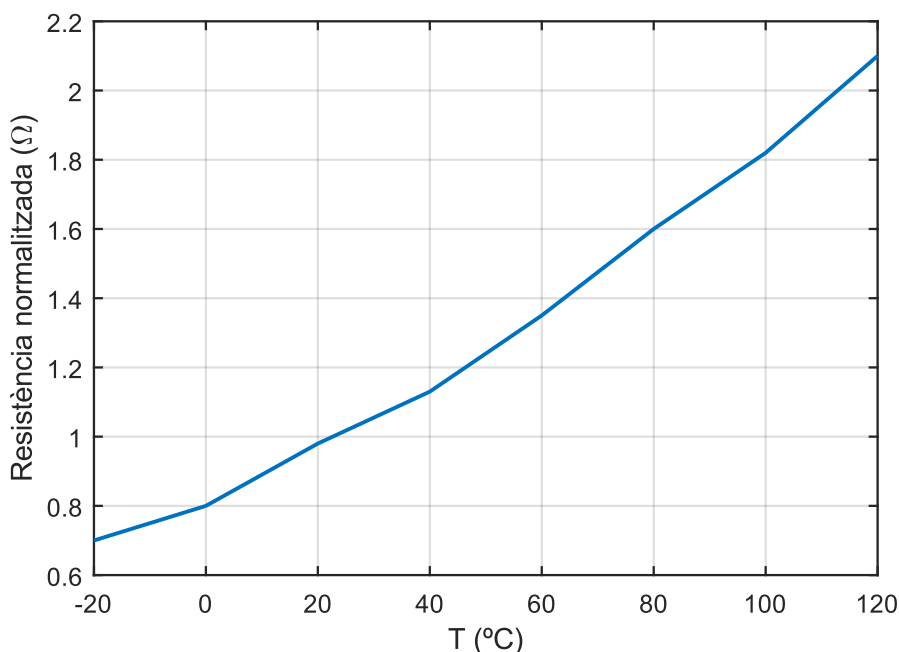


Figura 3.3.2.- Resistència normalitzada de conducció del MOSFET ($r_{ds,on}$) en funció de la temperatura a la junció

S'ha de tenir en compte que aquests són valors normalitzats i que han de multiplicar-se per la resistència de referència, el seu valor sent $0,04 \Omega$.

La implementació d'aquestes dades al model es realitza utilitzant el bloc *Lookup Table*, el qual realitza interpolacions a partir d'una taula de valors. El senyal d'entrada es correspon a la variable amb la qual es realitza la interpolació, obtenint a la sortida el resultat. La taula de valors que s'utilitzen per aquest procés s'ha d'introduir a la configuració del bloc. En aquest cas, s'utilitzen les dades del MOSFET de manera que al introduir un valor de temperatura a l'entrada del bloc, la sortida es correspon al seu valor de resistència.

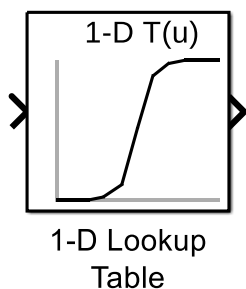


Figura 3.3.3.- Bloc *Lookup Table*

Tot i que en aquest cas la sortida es determina només amb una variable, és a dir, és una taula d'una dimensió, el bloc permet l'ús d'un major nombre de variables. És el cas de la determinació de pèrdues en conducció inversa. Per al díode interior el fabricant no dóna el valor de la resistència interna, sinó que ofereix directament la caiguda de tensió quan aquest està polaritzat directament. Com s'ha esmentat a la part teòrica, aquesta caiguda depèn no només de la temperatura però també del corrent que hi circula. Per tant, s'utilitza una taula de dues dimensions al dependre el seu valor de dues variables.

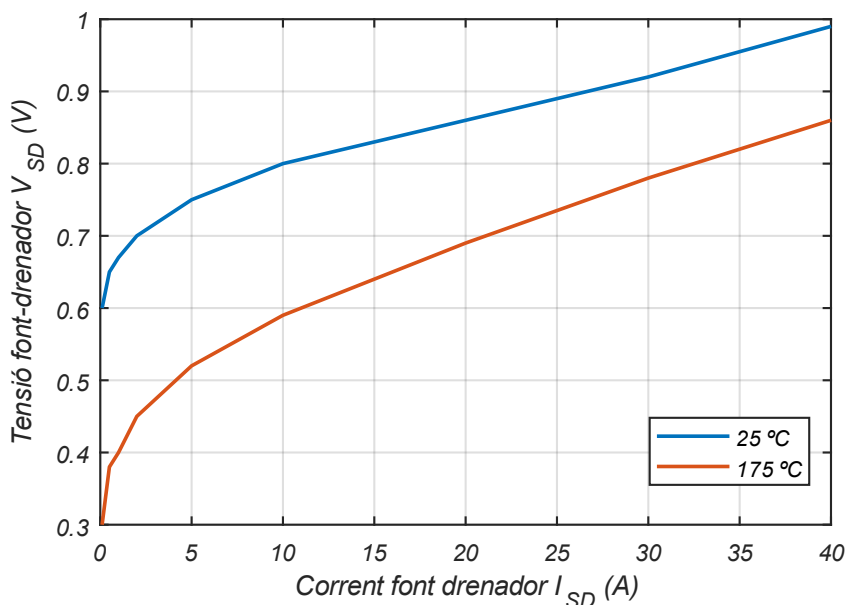


Figura 3.3.4.- Caiguda de tensió al díode interior del MOSFET en funció del corrent i temperatura de la junció

El circuit per al càlcul de pèrdues per conducció es mostra a la Figura 3.3.5.

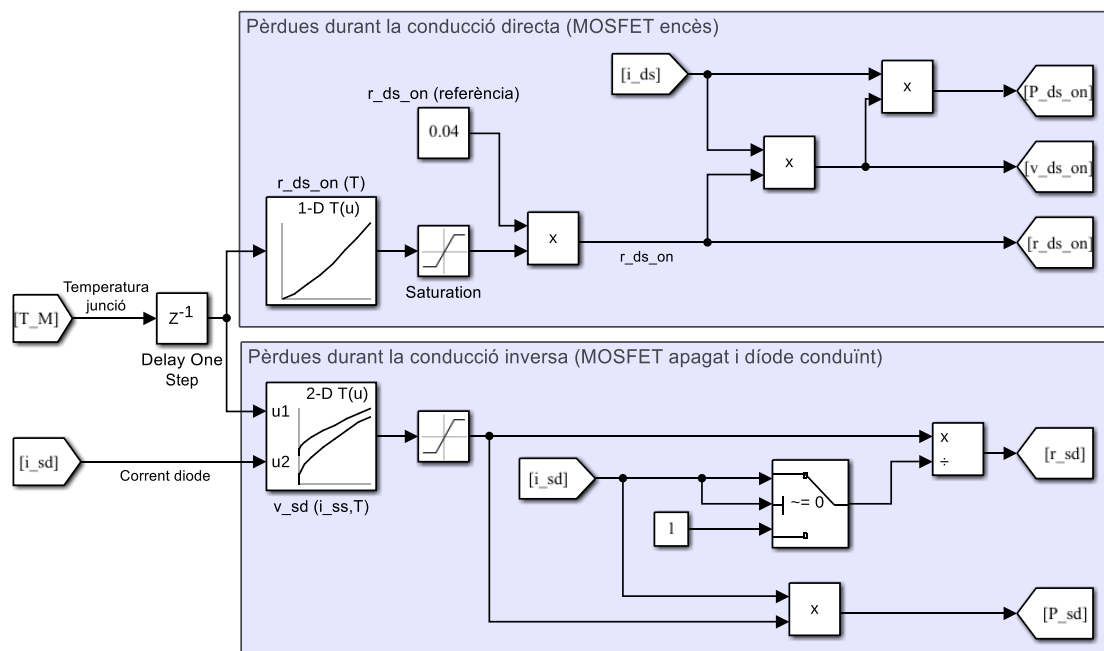


Figura 3.3.5.- Model de pèrdues per conducció del MOSFET

A la sortida dels blocs *Lookup Table* es col·loquen blocs de saturació configurats en un rang del zero a l'infinit. D'aquesta manera s'evita escenaris on aquests valors són negatius, fet impossible. En el càlcul de la resistència de conducció del díode (r_{sd}) s'utilitza un *Switch* per evitar la divisió entre zero. Quan aquest detecta que el corrent del díode (i_{sd}) és nul automàticament canvia la sortida al segon senyal d'entrada, el qual simplement es correspon a un valor constant d'1.

El bloc *Delay One Step* s'incorpora al senyal de temperatura amb la finalitat d'evitar un bucle algebraic. Quan Simulink simula un model, aquest computa els estats i sortides del sistema en intervals que van des del temps inicial al final. Cada un d'aquests punts en el temps de la simulació on es realitza el càlcul de les solucions del sistema s'anomena pas, mentre que la quantitat de temps entre aquests punts es coneix com a la mida del pas. Quan existeix un circuit on en un mateix pas la sortida d'aquest depèn de la seva entrada es diu que està formant un bucle algebraic [42]. En aquest cas específic, una de les variables per determinar les pèrdues del MOSFET és la temperatura. El problema però, és que com s'explica en pròxims apartats aquesta mateixa temperatura es calcula amb el valor de les pèrdues. Així doncs en un mateix pas, és a dir, en un mateix instant del temps de la simulació, a la vegada es determina la temperatura amb el valor de les pèrdues i aquestes amb la mateixa temperatura. Simulink permet realitzar aquest tipus de càlcul però pot comportar problemes i afecta en el consum de recursos de computació a l'hora de fer la simulació. Per aquest motiu és preferible trencar aquest tipus de bucle. Això es pot realitzar introduint el bloc

Delay One Step, la sortida del qual es correspon al valor del senyal d'entrada però del pas anterior. Com que endarrereix el senyal un pas, a l'hora de fer el càlcul de les pèrdues ja no s'utilitza la temperatura d'aquell mateix instant, sinó la de l'anterior que ja ha sigut calculada trencant així el bucle. Com que la mida del pas és significativament menor respecte a les dinàmiques del sistema, aquest endarreriment no afecta de manera notòria als resultats d'aquest. Al llarg del desenvolupament del model aquest tipus de situació es repeteix en múltiples situacions. Per aquest motiu, quan aquest bloc apareix en un circuit i no s'especifica el seu ús, es pot entendre que la seva funció és trencar un bucle algebraic.

Com s'ha comentat anteriorment, el bloc MOSFET té una resistència interna fixa i per tant, tot i que amb el circuit anterior es mesuren les pèrdues del dispositiu, aquestes no influeixen en el seu funcionament elèctric. Per a que sigui així, s'ha d'aconseguir que el valor d'aquesta resistència interna variï o incorporar un mètode que emuli aquesta variació. En aquest cas s'utilitza el bloc *Variable Resistor*, el qual es correspon a una resistència variable, i es col·loca en sèrie amb el MOSFET. Amb el circuit de pèrdues es determina el valor de la resistència que ha de tenir el dispositiu, però s'ha de tenir en compte que el propi bloc ja té configurat un valor de resistència interior fix. Conseqüentment, el valor de la resistència variable en sèrie s'ha de correspondre a la diferència entre aquest valor fix del bloc i el que hem obtingut amb el circuit de pèrdues. També s'ha de considerar que la resistència del dispositiu és diferent segons condueix directament o inversament, degut a què en un cas el corrent circula pel cos del MOSFET i per l'altra pel seu díode interior respectivament. Per això s'inclou també un *Switch* que escollirà el valor de resistència segons el corrent del díode.

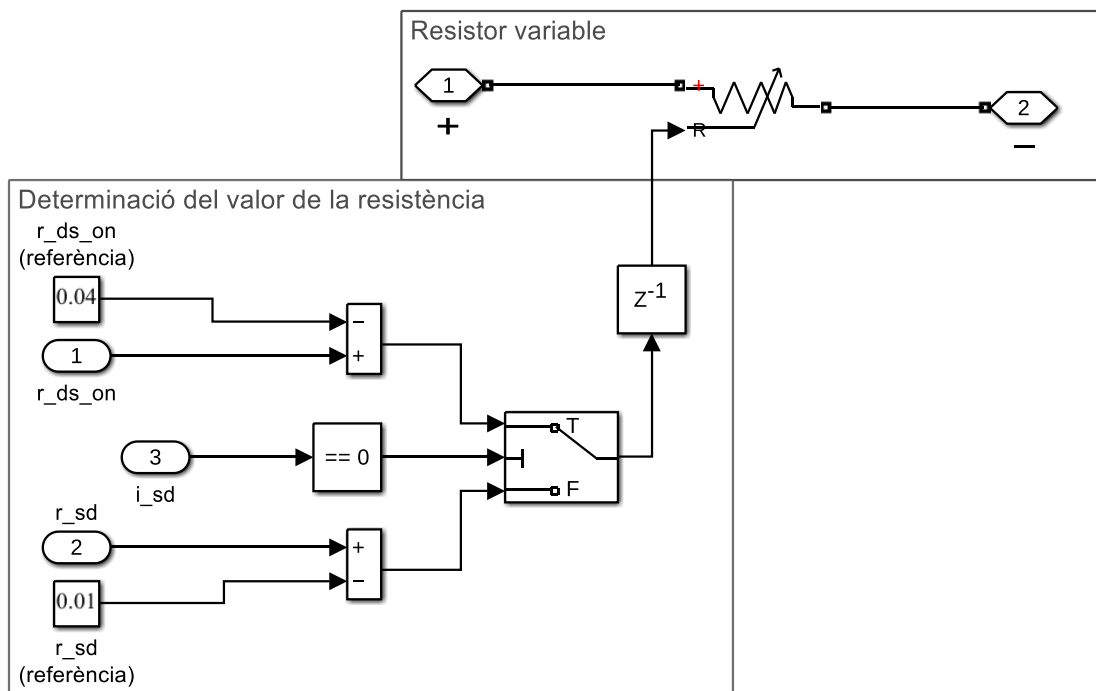


Figura 3.3.6.- Circuit de la resistència variable en sèrie al MOSFET

3.3.2.2. Pèrdues per commutació

Es determina la potència d'aquest tipus de pèrdues a partir de les equacions d'energia perduda per commutació (2.2.5) i (2.2.6), que simplement es correspon a la determinació de l'àrea sota la funció obtinguda de multiplicar la tensió i corrent del dispositiu en els períodes de commutació.

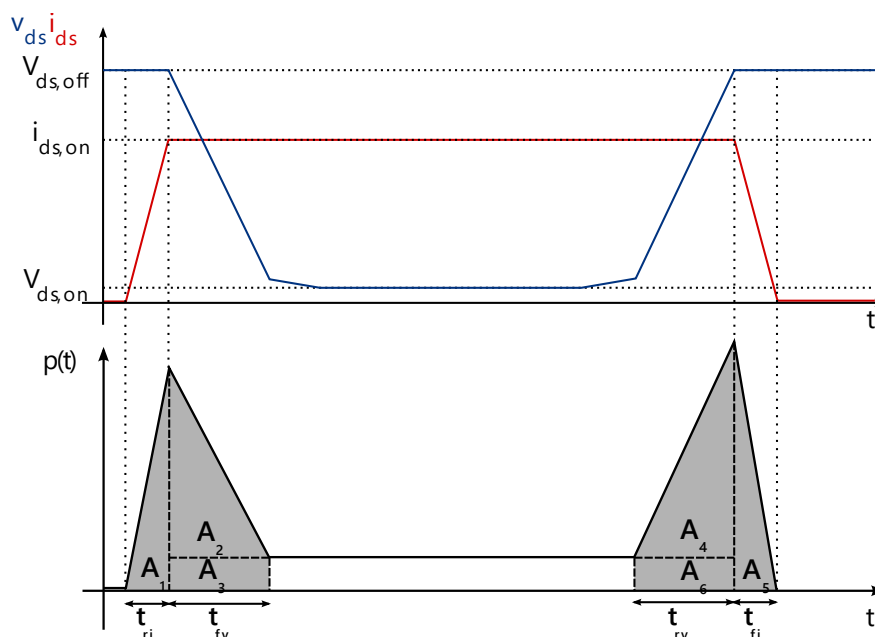


Figura 3.3.7.- Senyals del MOSFET durant la seva commutació

Tot i que el circuit està calculant constantment les pèrdues segons els valors d'entrada, aquestes només s'ha de tenir en compte en els moment de commutació, en altres paraules, quan la tensió que s'aplica a la porta del MOSFET varia. Per detectar aquest canvi s'utilitza el bloc *Delay One Step* per a comparar la tensió de porta en un moment determinat de la simulació amb el que tenia a l'anterior. D'aquesta manera, si en el pas anterior la tensió era zero i en el present té un valor no nul s'arriba a al conclusió que el dispositiu s'ha encès. De manera contrària, si en el pas anterior la tensió era no nul·la i en l'actual és zero s'ha apagat.

Un problema que sorgeix a l'hora de realitzar aquest càlcul és a l'hora de multiplicar el corrent de conducció ($i_{ds,on}$) i la tensió en període d'apagat ($v_{ds,off}$). El bloc no té en compte les dinàmiques de commutació, per tant, aquesta serà immediata. És a dir, el corrent i tensió varien del seu valor nominal a zero d'un instant a l'altre. La problemàtica està en que en el moment de la commutació una de les dues variables sempre serà zero, provocant que la seva multiplicació resulti en un valor nul. Per aquest motiu, s'utilitza en aquest cas el bloc *Delay One Step* endarrerint un dels senyal i fent coincidir així els seus valors durant la commutació.

S'ha de recorda que al calcular l'àrea sota la corba s'obté l'energia perduda, sent necessari dividir-la pel temps de commutació per obtenir la potència. El problema sorgeix pel fet que aquest interval és extremadament petit –de l'ordre de desenes de nano segons– molt per sota de la mida del pas utilitzat a la simulació. Per aquest motiu se suposa que aquesta energia es dissipa en l'interval corresponent a un pas, que és el mínim interval que es pot tenir al realitzar la simulació i té un valor d' $1 \cdot 10^{-6}$ s. Tot i que llavors el valor de la potència instantània varia respecte al valor suposadament real, l'energia dissipada segueix sent la mateixa. Si addicionalment considerem que es tracta de temps molt reduïts podem estimar que la variació d'aquesta potència té un afecte negligible en el càlcul tèrmic.

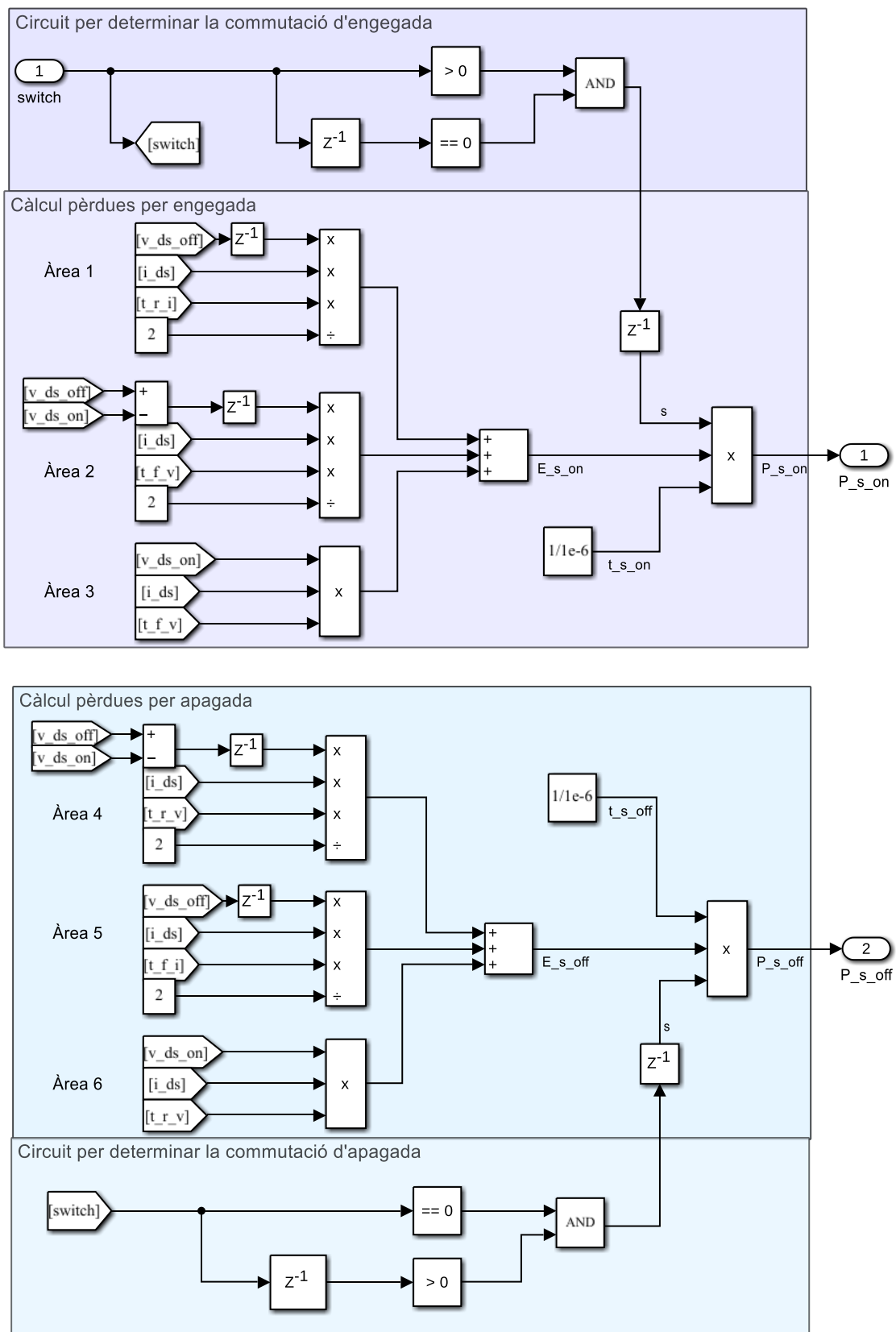


Figura 3.3.8.- Circuit de càlcul de les pèrdues per commutació del MOSFET

Els temps de pujada i baixada dels senyals són proveïts pel fabricant a la fitxa tècnica del model [36] i es mostren a la Taula 3.3.1.

Temps dels intervals de commutació			
Temps de pujada del corrent	$t_{r,i}$	17	ns
Temps de pujada de la tensió	$t_{r,v}$	60	ns
Temps de baixada del corrent	$t_{f,i}$	55	ns
Temps de baixada de la tensió	$t_{f,v}$	48	ns

Taula 3.3.1.- Valors dels temps de commutació del MOSFET

3.3.2.3. Model complet

El model de pèrdues pel MOSFET es mostra a la Figura 3.3.9.

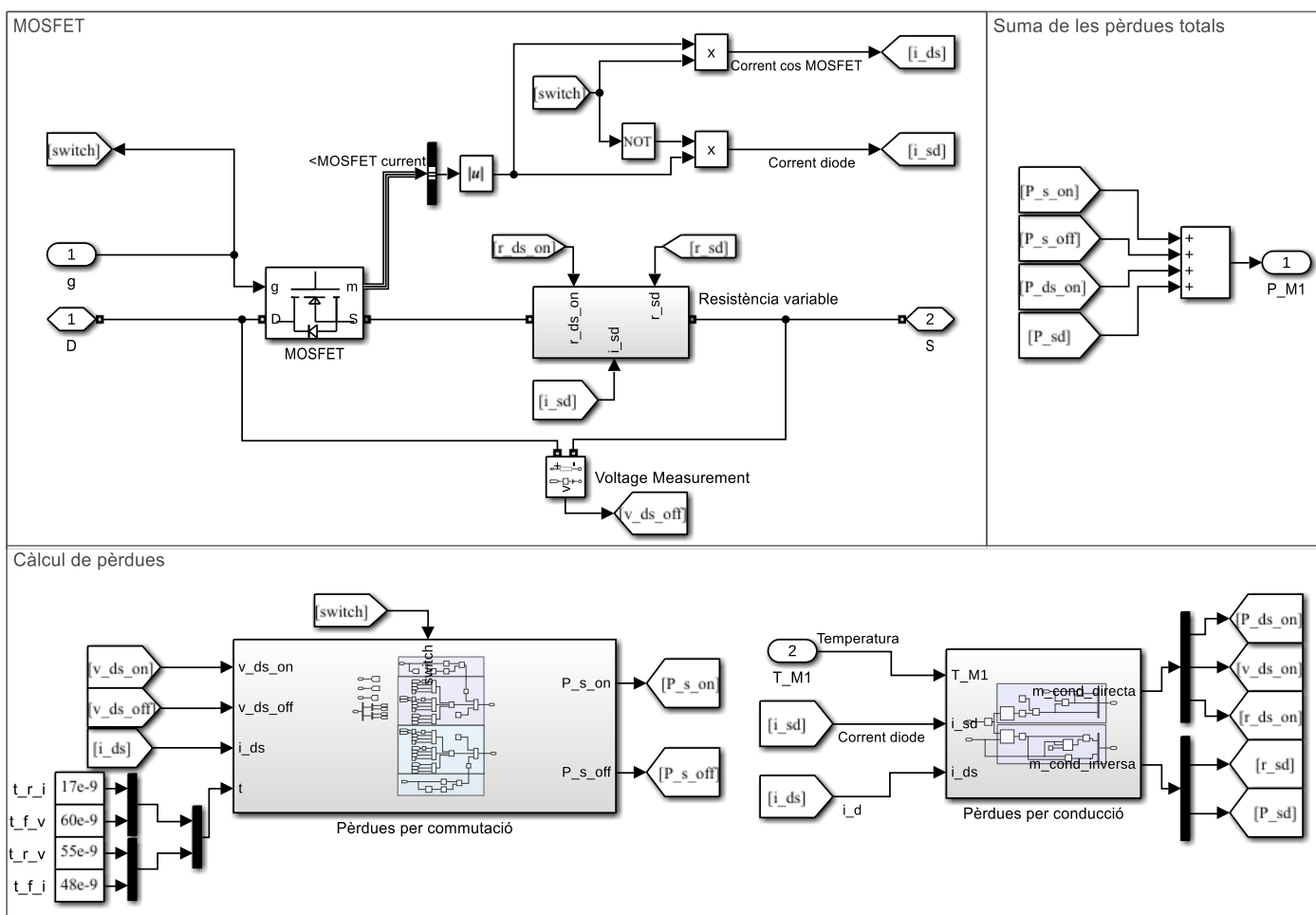


Figura 3.3.9.- Model elèctric del MOSFET amb càlcul de pèrdues

Els circuits anteriors s’han convertit en subsistemes per mantenir el model més clar i compacte. A la secció “MOSFET” s’hi troba el propi bloc i la resistència variable en sèrie connectats als ports D i S, corresponents als terminals elèctrics de sortida del model. És

necessària la mesura del corrent i tensió del dispositiu per al càlcul de les seves pèrdues. Per la part del corrent, s'utilitza directament les mesures pròpies del bloc donades pel port m. Es determina si el corrent mesurat circula pel díode o el cos del MOSFET a partir del senyal de commutació. Es suposa que el corrent que circula pel dispositiu en estat de conducció i independentment del seu sentit ho fa pel cos del MOSFET. En canvi, si circula corrent en l'estat d'apagada ho fa pel díode. El senyal de commutació que s'introdueix al MOSFET (port d'entrada g) canvia entre el 0 i 1 per especificar el mode d'apagada i d'encesa respectivament. Per tant, multiplicant aquest senyal directament per la mesura del corrent s'obté la part que circula pel cos del MOSFET, mentre que fent-ho pel seu valor negat determina la part del díode.

La mesura de la tensió del dispositiu es realitza col·locant el bloc *Voltage Measurement* connectat als terminals d'aquest i la resistència en sèrie. D'aquesta manera s'inclou també a la mesura la caiguda produïda per aquesta.

Finalment, tot el model es converteix en un subsistema per poder introduir-lo al circuit de la microxarxa.

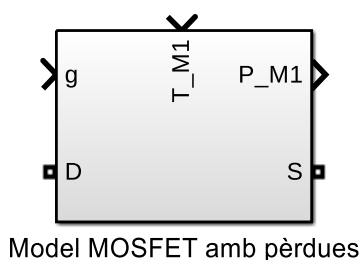


Figura 3.3.10.- Bloc del subsistema que conté el model del MOSFET

3.3.3. Díode

Una part de les pèrdues generades pel díode són les corresponents a la seva conducció. Per altra banda, a l'estar el sistema funcionant a altes freqüències també tindrem unes pèrdues per commutació considerables. Per tant, aquestes no es poden negligir i es calculen també. Com s'ha comentat a la teoria però, aquestes són formades pràcticament en la seva majoria per les corresponents a l'interval d'apagada. Tenint en compte a més la complexitat en la determinació de les pèrdues per engegada, es decideix simplificar el model suposant que les pèrdues per commutació són produïdes íntegrament per l'interval d'apagada.

Ambdues pèrdues es determinen a partir de les dades proveïdes pel fabricant i amb l'ús del bloc *Lookup Table*, tal i com s'ha fet amb el model del MOSFET.

3.3.3.1. Pèrdues per conducció

A la fitxa tècnica s'especifica directament la caiguda de tensió total a través del díode quan aquest està en el mode de conducció. Aquestes dades es representen en funció del corrent de conducció (i_d) i la temperatura de la junció (T_d) a la Figura 3.3.11.

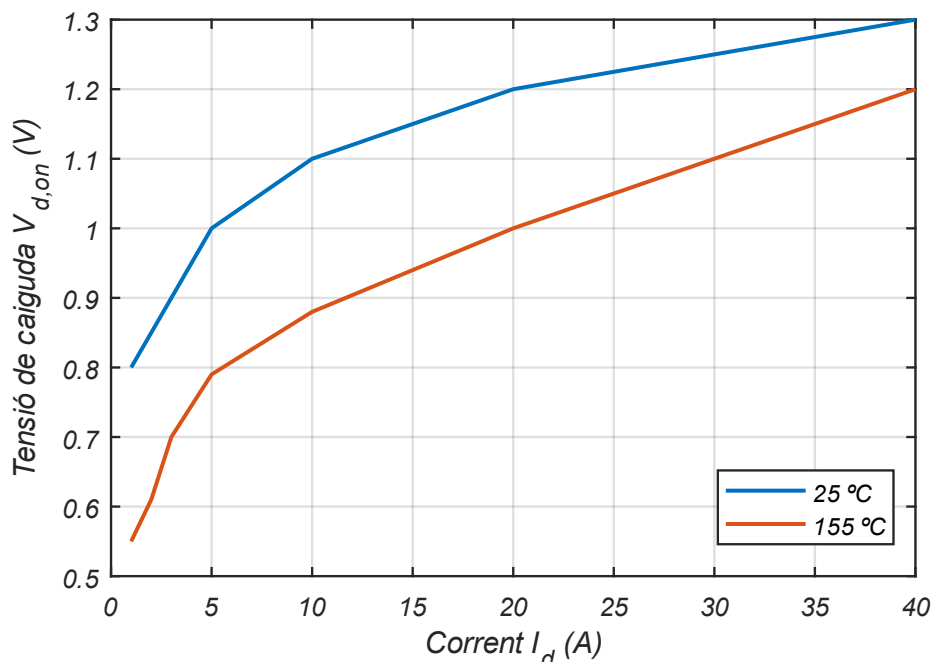


Figura 3.3.11.- Caiguda de tensió al díode en funció del corrent de conducció i temperatura de la junció

Podem fer el càlcul de les pèrdues per conducció de manera simple a partir de la tensió en conducció ($v_{d,on}$) i el corrent del díode, tal com es mostra a la Figura 3.3.12.

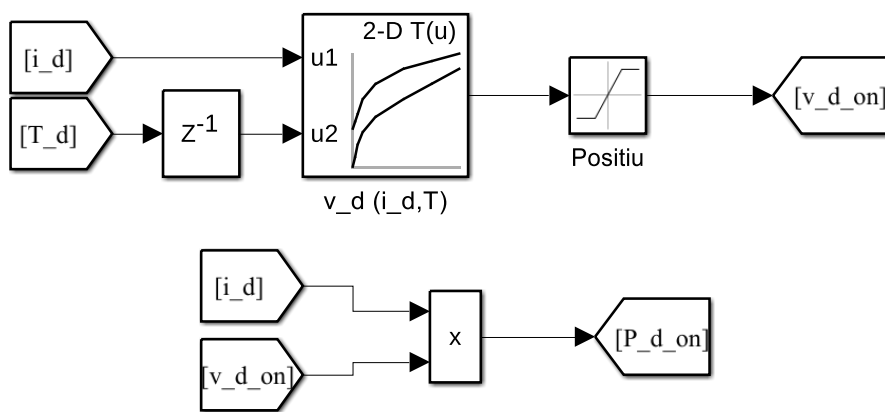


Figura 3.3.12.- Circuit de càlcul de pèrdues per conducció del díode

3.3.3.2. Pèrdues per commutació

Aquestes són determinades per la càrrega inversa (Q_r) i la tensió a l'interval de polarització inversa ($v_{d,off}$). La quantitat de càrrega inversa que existeix a cada commutació del díode s'inclou a la seva fitxa tècnica en funció del valor del corrent a l'instant anterior a la commutació, el pendent de caiguda del corrent i la temperatura de la junció.

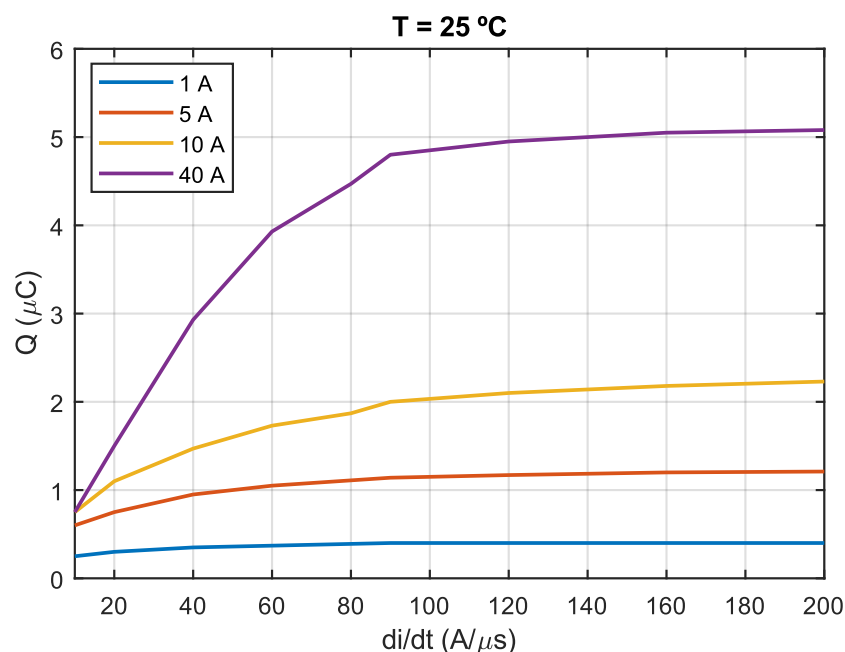


Figura 3.3.13.- Càrrega inversa del díode en funció del corrent i del seu pendent de caiguda per a temperatura de 25 °C

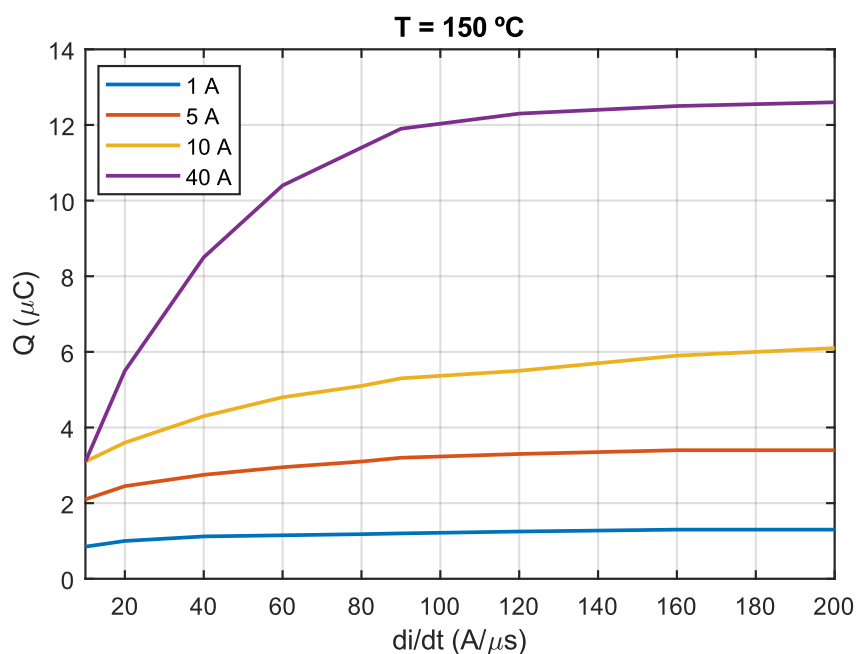


Figura 3.3.14.- Càrrega inversa del díode en funció del corrent i del seu pendent de caiguda per a temperatura de 150 °C

El pendent de caiguda del corrent no depèn del propi díode, sinó del circuit al qual està connectat. En aquest cas és el MOSFET el que realitza la commutació determinant així aquest pendent. Quan el MOSFET s'engega i el seu corrent de conducció augmenta segons el comportament de la Figura 3.3.7, el corrent del díode disminueix fins al seu valor nul en aquest mateix interval de temps. Aquest valor de temps es corresponent a l'interval de pujada del corrent en la commutació del MOSFET ($t_{r,i} = 17 \text{ ns}$). Com que estem suposant senyals lineals podem determinar aquest pendent a partir de simples increments:

$$\frac{di_d}{dt} = \frac{\Delta i_d}{\Delta t} = \frac{0 - I_d}{t_{r,i}} = -\frac{I_d}{17 \cdot 10^{-9}} \quad (3.3.1)$$

Sent I_d el valor del corrent de conducció del díode a l'instant previ de la commutació.

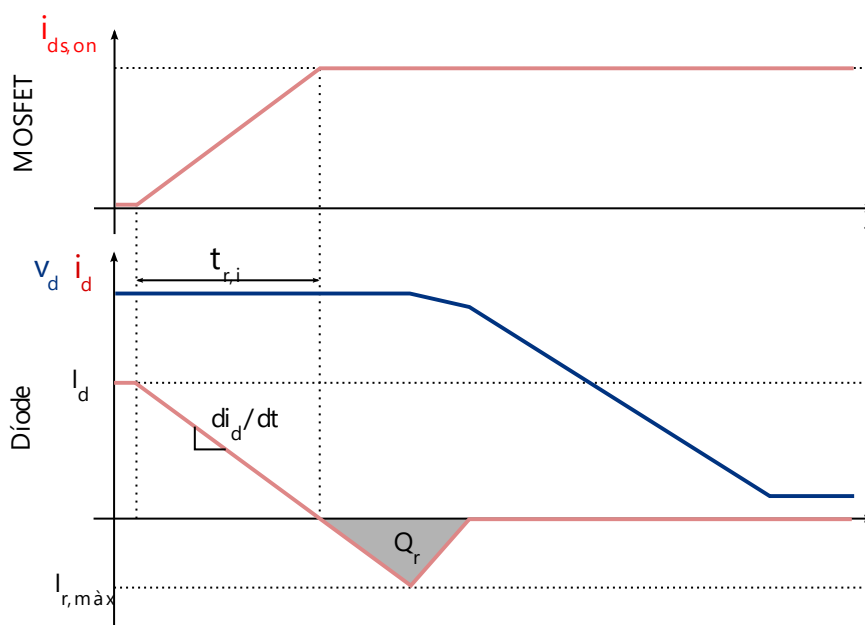


Figura 3.3.15.- Relació entre els corrents del MOSFET i díode durant la seva commutació

L'energia perduda a cada interval d'apagada es determina:

$$E_{d,off} = V_{d,off} \cdot Q_r \quad (3.3.2)$$

Obtenim la potència dividint per l'interval de temps però com s'ha vist amb el model de MOSFET, aquest és massa petit. Per tant, s'utilitza el període de la simulació més petit possible per fer aquest càlcul, corresponent-se a la mida del pas. Finalment, és necessari implementar un mètode amb el qual només es tingui en compte aquestes pèrdues quan es realitza la commutació. A partir d'un bloc *Delay One Step* i comparadors lògics es realitza

aquesta tasca. Si el valor del corrent en el pas anterior era major a zero i en l'actual és nul, s'entén que s'ha produït una commutació. Quan això succeeix, aquest circuit comparatiu dona a la seva sortida un puls de valor unitari amb la durada d'un pas.

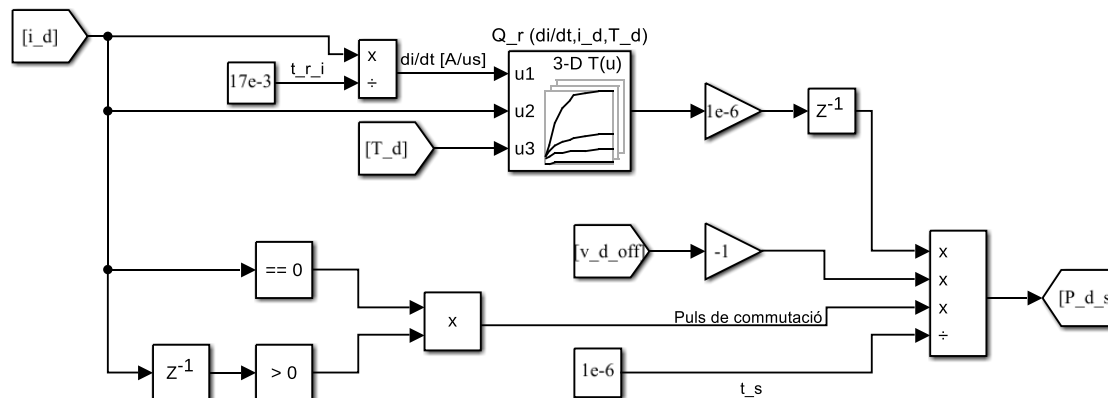


Figura 3.3.16.- Circuit de càlcul de pèrdues de commutació del díode

3.3.3.3. Model complet

Els circuits anteriors s'incorporen al bloc ja construït del díode obtenint així el seu model de pèrdues. Per al càlcul d'aquestes pèrdues és necessari realitzar la mesura del corrent del díode i de la tensió d'aquest quan està polaritzat inversament. Per aquest motiu, podem utilitzar directament els senyals de mesura proveïts pel propi bloc. Tal i com passa amb el bloc del MOSFET, al del díode es pot configurar els paràmetres de caiguda de tensió en conducció, però aquests són fixes i no és possible la seva variació durant la simulació. Per aquest motiu s'opta per introduir una font de tensió controlada en sèrie on introduïm el valor de caiguda de tensió i configurar el bloc del díode com un component sense pèrdues. Per evitar que la font estigui funcionant constantment, s'inclou un bloc *Compare to zero* per determinar quan el corrent és no nul. Quan no tenim conducció el corrent és nul i la sortida del bloc és zero, inhabilitant així la font. Si aquest corrent augmenta, la sortida canvia a un valor unitari activant la font.

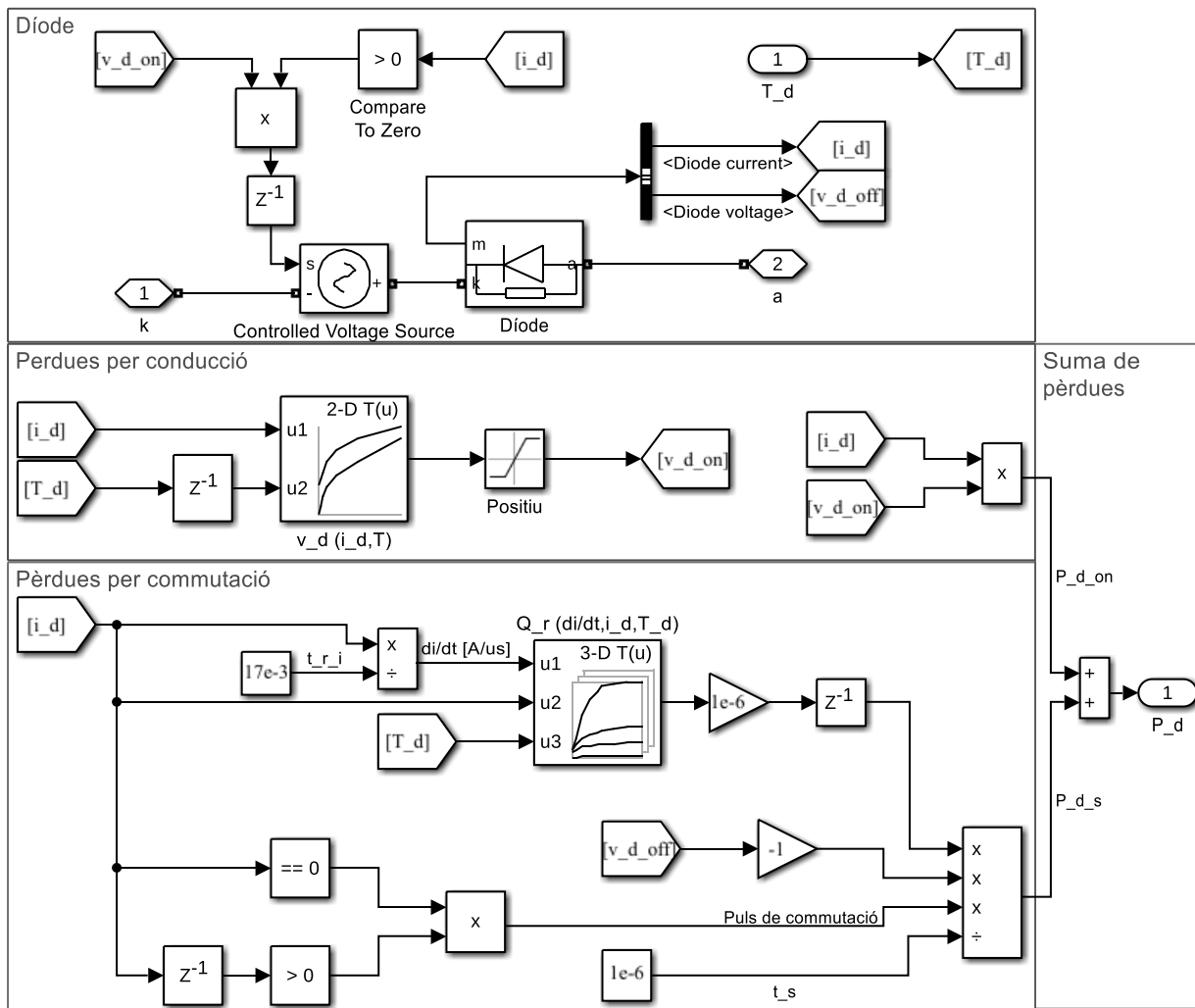


Figura 3.3.17.- Model elèctric del díode amb càlcul de pèrdues

El model s'agrupa dins d'un subsistema per a simplificar el seu ús, com s'observa a la Figura 3.3.18.

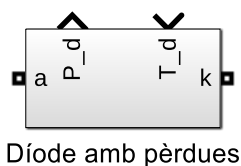


Figura 3.3.18.- Bloc del subsistema que conté el model del díode

3.3.4. Inductor

Per una part, podem determinar les pèrdues resistives de l'inductor simplement col·locant una resistència en sèrie amb el valor obtingut a partir de la fitxa tècnica del fabricant. Com

s'ha comentat anteriorment, en el cas del convertidor bidireccional s'utilitza el mateix inductor però es col·loquen dues unitats en sèrie. Aquest fet es modelitza utilitzant un únic bloc d'inductor però doblant el seu valor de resistència en sèrie.

Resistència en sèrie			
De l'inductor del convertidor reductor	$R_{s, bu}$	5,67	mΩ
De l'inductor del convertidor bidireccional	$R_{s, bi}$	11,34	mΩ

Taula 3.3.2.- Valors de les resistències en sèrie dels inductors

L'altre tipus de pèrdues, les produïdes al nucli, suposen una major dificultat per a la seva determinació. Com s'ha comentat a la teoria, típicament s'utilitzen valors experimentals corresponents al nucli utilitzat per al seu càlcul. La problemàtica rau en que els fabricants de la majoria de models al mercat no ofereixen aquestes dades. Per aquest motiu, es fa ús de l'eina en línia REDEXPERT [43] del fabricant d'inductors Würth Elektronik (WE). Aquesta eina ofereix directament les pèrdues al nucli dels seu models d'inductors basant-se en valors empírics [12]. El funcionament de l'eina és simple: Introduint el valor del corrent, la freqüència de commutació i el cicle de treball s'obté les pèrdues per al model especificat. Per tal de poder utilitzar els resultats d'aquesta eina en el model del treball, s'ha introduït diferents variacions d'aquests paràmetres per construir una taula de dades, la qual es representa a la Figura 3.3.19.

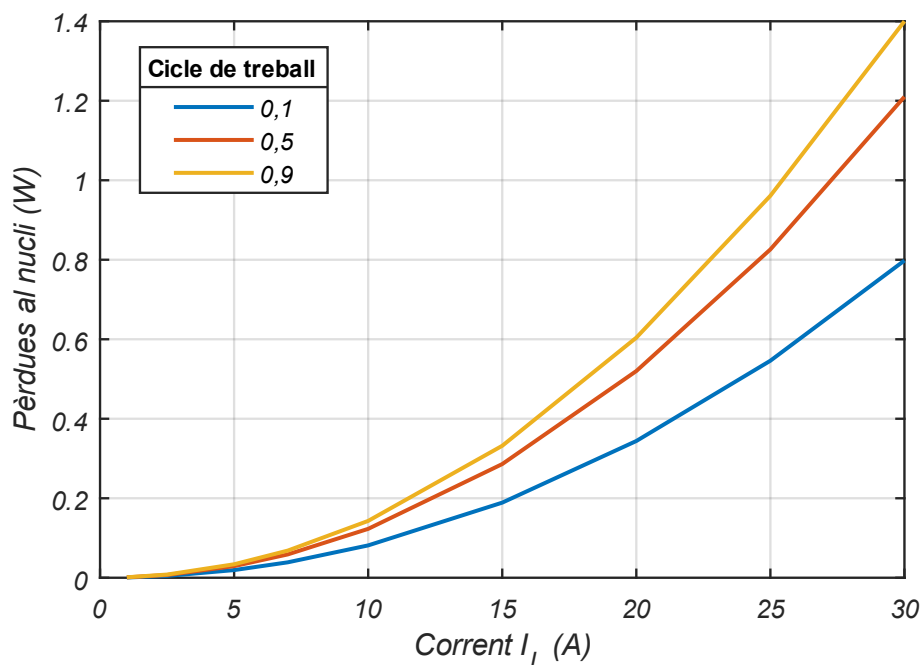


Figura 3.3.19.- Pèrdues al nucli de l'inductor en funció del cicle de treball i el seu corrent

Amb aquesta taula de valors es procedeix amb el mateix mètode que el díode o MOSFET. S'ha de tenir en compte però, que al convertidor bidireccional s'hi troben dos MOSFETs amb diferents cicles de treball. El dispositiu que funciona en el mode de reducció utilitza directament el valor del cicle determinat pel sistema de control (D). En canvi, l'utilitzat en el mode d'elevació és controlat pel mateix senyal PWM però invertit, per tant, el seu cicle de treball es correspon a 1-D.

És important en aquest cas determinar quin és el cicle que afecta a l'inductor a cada moment. La direcció del flux de potència del convertidor ens indica quin valor de cicle utilitzar, ja que aquest marca el dispositiu que està sent utilitzat per la conversió. Tal i com s'ha construït el model de l'inductor, si el seu corrent és positiu estem en mode de reducció i el valor del cicle és correspon al senyal D. Si el corrent és negatiu, llavors és 1-D.

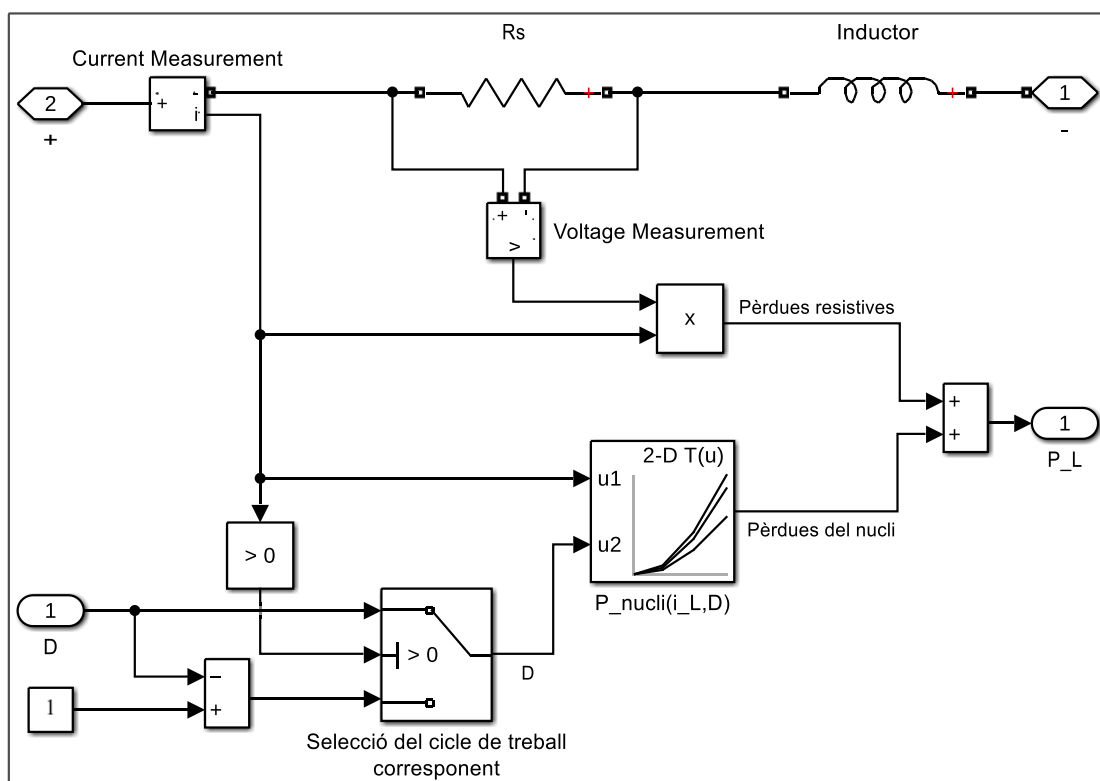


Figura 3.3.20.- Model elèctric de l'inductor amb càlcul de pèrdues

Quant a l'inductor del convertidor reductor, aquest només té un senyal de cicle de treball fent innecessari el circuit de selecció. Simplement s'introdueix directament el senyal D a la taula.

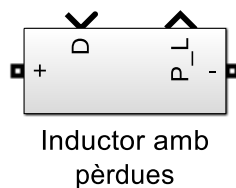


Figura 3.3.21.- Bloc del subsistema que conté el model de l'inductor

3.3.5. Condensador

El model del condensador és el més simple de tots, doncs únicament s'introdueix una resistència en sèrie corresponent a l'ESR proveïda pel fabricant del model.

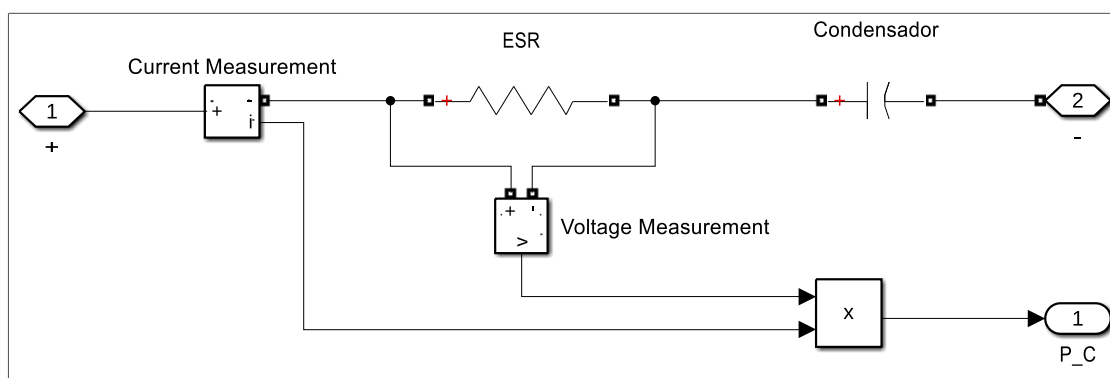


Figura 3.3.22.- Model elèctric del condensador amb càlcul de pèrdues

Els valors d'aquesta resistència segons el condensador són expressats a la Taula 3.3.3.

ESR			
Condensador d'entrada del convertidor reductor	$R_{s,bu,in}$	35	mΩ
Condensador de sortida del convertidor reductor	$R_{s,bu,o}$	35	mΩ
Condensador costat alt del NBDC	$R_{s,bi,a}$	35	mΩ
Condensador costat baix del NBDC	$R_{s,bi,b}$	35	mΩ

Taula 3.3.3.- Valors de les resistències en sèrie equivalents dels condensadors

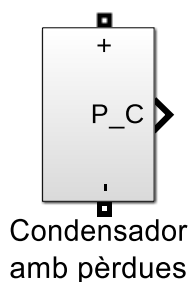


Figura 3.3.23.- Bloc del subsistema que conté el model del condensador

3.4. Model tèrmic

El model tèrmic determina l'evolució de la temperatura d'un element durant el seu funcionament. Exceptuant el panell solar, els models dels diferents components es basen en la potència de pèrdues per realitzar aquest càlcul. Per a realitzar aquesta modelització s'utilitza principalment el concepte de circuit tèrmic. Al tenir aquest un funcionament anàleg al circuit elèctric, és possible l'ús dels blocs de components elèctrics per a la modelització del circuit tèrmic. Quant als panells solar i la bateria, s'utilitzen mètodes diferents basats en les equacions proposades als apartats corresponents de la teoria.

3.4.1. Panell fotovoltaic

La determinació de la temperatura del panell es realitza amb la implementació de l'equació (2.2.2). Aquesta defineix la temperatura del panell en funció de l'ambiental i la irradiància incident. S'utilitza com a paràmetre el valor de la temperatura en condicions NOCT inclosa a la fitxa tècnica, sent en aquest cas 45 °C [33]. El circuit resultant és mostra a la Figura 3.4.1.

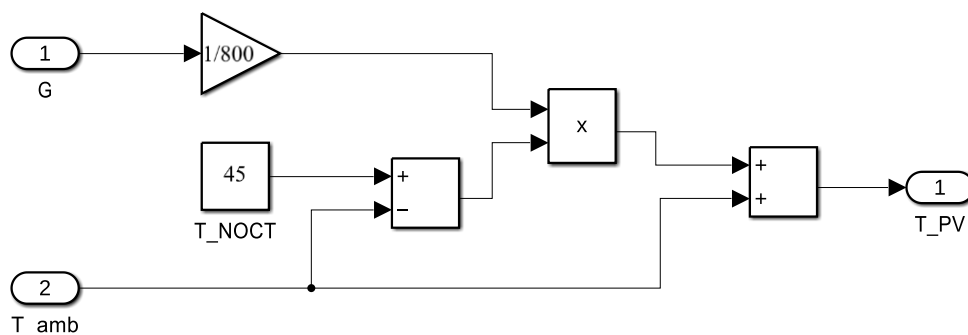


Figura 3.4.1.- Model tèrmic del panell fotovoltaic

3.4.2. Bateria

El bloc de la bateria inclou un model ja implementat basat en funcions de transferència. Les variables d'entrada es corresponen a la temperatura ambiental i les pèrdues tèrmiques. S'utilitzen la resistència i constant de temps tèrmica de la bateria com a paràmetres del model. El circuit que s'implementa es correspon a la Figura 3.4.2.

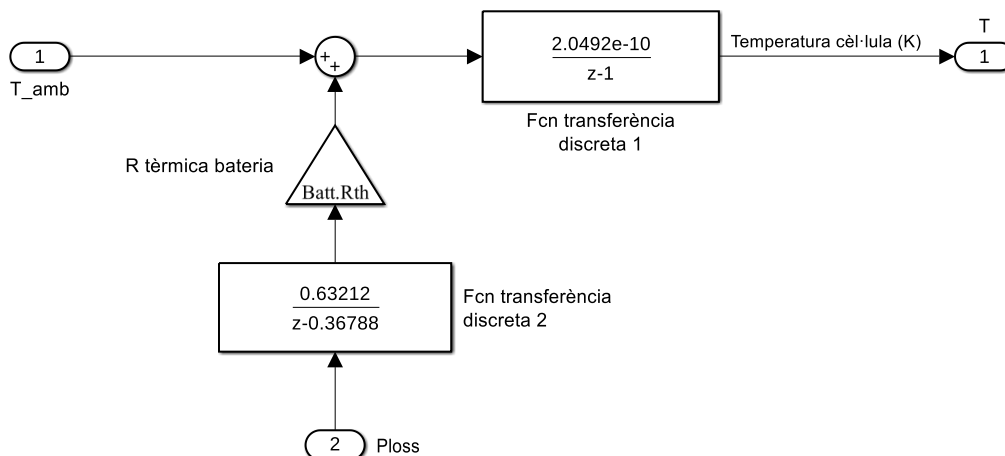


Figura 3.4.2.- Model tèrmic bateria

On els blocs de funció de transferència inclouen les següents expressions:

$$Fcn\ 1 = \frac{1 - \exp\left(\frac{-T_s}{t_c}\right)}{z - \exp\left(\frac{-T_s}{t_c}\right)} \quad (3.4.1)$$

$$Fcn\ 2 = \frac{1 - \exp\left(\frac{-T_s}{10^{-6}}\right)}{z - \exp\left(\frac{-T_s}{10^{-6}}\right)} \quad (3.4.2)$$

Sent T_s el valor de la mida de pas de la simulació.

3.4.3. Semiconductors

Degut a la complexitat de la construcció dels MOSFETS i díodes es realitza una simplificació d'aquests per a poder realitzar el seu model tèrmic. Distingim la seva construcció en dues parts principals, la junció i l'encapsulat [44]. A la vegada, l'encapsulat es compon per una part formada per resina *Epoxy* i una altra consistent d'una superfície metàl·lica i en contacte amb la junció anomenada marc conductor (*lead frame*). La junció es correspon al propi semiconductor i és la font d'energia tèrmica, sent típicament de silici [45]. L'encapsulat protegeix els materials interns del dispositiu i permet l'extracció de calor. Per a un bon comportament tèrmic del dispositiu, aquest s'ha de col·locar de manera que el marc conductor estigui en contacte amb una element que absorbeixi fàcilment la seva calor, és a dir, que tingui una baixa resistència tèrmica. A la vegada, aquest element ha de poder dissipar

aquesta energia al seu ambient per evitar un escalfament excessiu. El tipus d'element que realitza aquesta funció s'anomena dissipador tèrmic (*heat sink*).

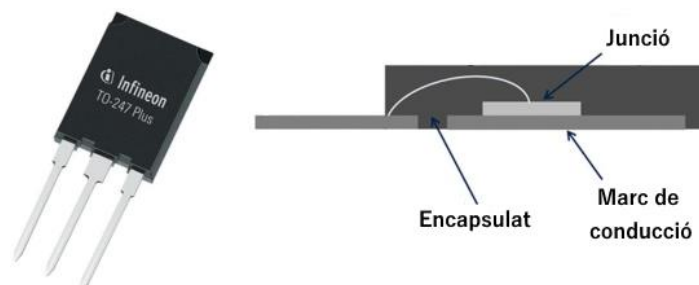


Figura 3.4.3.- Esquema de les diferents parts d'un dispositiu semiconductor [46]

3.4.3.1. Resistències tèrmiques

Quan el dispositiu està en funcionament, la junció augmenta la seva temperatura degut a les seves pèrdues. A la vegada, s'inicia una transferència tèrmica des d'aquesta junció a l'entorn del dispositiu. Aquest procés està definit per les capacitàncies tèrmiques de cada part i de les resistències que existeixen entre cada una d'elles. Tenint en compte les parts del semiconductor descrites anteriorment podem distingir les seves resistències tèrmiques tal i com es mostren a la Figura 3.4.4.

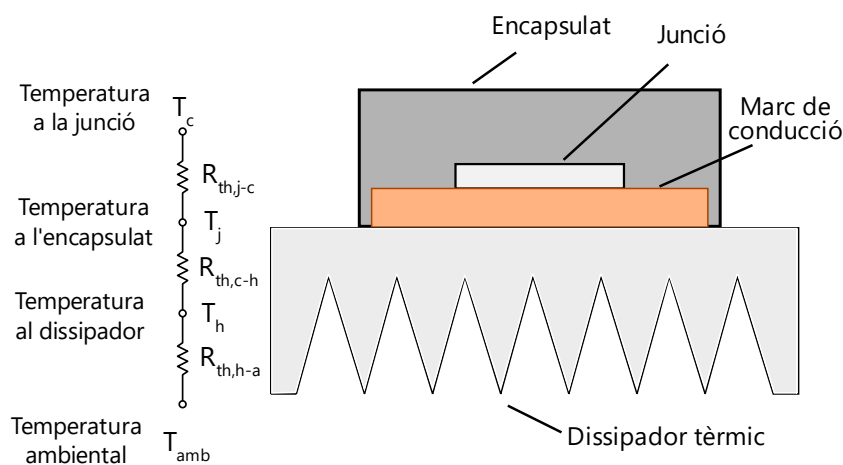


Figura 3.4.4.- Esquema de les resistències tèrmiques en un dispositiu semiconductor

Els valors de les resistències tèrmiques en la transferència de la junció a l'encapsulat ($R_{th,j-c}$) i de l'encapsulat al dissipador ($R_{th,c-h}$) són proveïdes pel fabricant. S'ha de tenir en compte que el valor $R_{th,j-c}$ és a través del marc de conducció. Tot i que a la pràctica també ocorre una transferència a través de la resta de l'encapsulat, aquesta és molt menor degut a que el flux calorífic segueix el camí amb menor resistència, és a dir, a través del marc de conducció. Tenint aquest fet en compte, se simplifica el model suposant que tota la transferència tèrmica es realitza a través del marc.

La resistència entre el dissipador i l'ambient ve determinada principalment per un fenomen de convecció. El seu valor depèn per tant, de la seva geometria, els materials i el tipus de ventilació existent. En aquest cas, durant la tria del model de dissipador s'ha tingut en compte que les seves dimensions siguin suficientment grans per poder utilitzar-se amb els dispositius triats, procurant també que tingui el menor valor de resistència possible. S'utilitza un dissipador per a cada dispositiu semiconductor.

Les resistències tèrmiques es mostren a la Taula 3.4.1 juntament amb altres paràmetres tèrmics d'interès.

MOSFET			
Fabricant	International Rectifier		
Model	IRFP260NPbF HEXFET® Power MOSFET [36]		
Resistència tèrmica junció-encapsulat	$R_{th,j-c,M}$	0,5	°C/W
Resistència tèrmica encapsulat-dissipador	$R_{th,c-h,M}$	0,24	°C/W
Temperatura d'operació de la junció	$T_{j,M}$	-55 a 175	°C

Díode			
Fabricant	Vishay		
Model	VS-40EPF1.PbF Series [37]		
Resistència tèrmica junció-encapsulat	$R_{th,j-c,d}$	0,6	°C/W
Resistència tèrmica encapsulat-dissipador	$R_{th,c-h,d}$	0,2	°C/W
Temperatura d'operació de la junció	$T_{j,d}$	-40 a 150	°C

Dissipador tèrmic			
Fabricant	Wakefield-Vette		
Model	OMNI UNI 34 L [47]		
Resistència tèrmica dissipador-ambient*	$R_{th,h-a}$	2,1	°C/W

*Resistència tèrmica amb convecció natural

Taula 3.4.1.- Paràmetres tèrmics del díode i MOSFET

És important tenir en compte els rangs d'operació de temperatura dels dispositius per tal d'assegurar-nos que per al disseny realitzat no es superen els seus límits.

3.4.3.2. Capacitàncies tèrmiques

Tot i que amb aquestes dades ja es podria realitzar el càlcul de la temperatura en funció de la potència de pèrdues, aquest només determinaria la temperatura estacionària. És a dir, no podríem saber el seu comportament dinàmic. Per a poder fer la seva anàlisi, és necessari

conèixer les capacitàncies tèrmiques de les diferents masses del dispositiu. En aquest cas, aplicarem el mètode de la capacitància concentrada (apartat 2.6.4.2) i suposarem que cada massa té la mateixa temperatura en tots els seus punts. Les capacitàncies a determinar es corresponen amb les parts anteriorment esmentades: La junció, l'encapsulat i el dissipador.

Per al càlcul de la capacitància tèrmica de la junció es fa ús del gràfic d'impedància tèrmica transitòria de la fitxa tècnica. Per a la seva determinació, el fabricant aplica un únic pols de potència al dispositiu i mesura la seva resposta tèrmica. Aquesta prova es realitza per a polsos de diferent durada i amb diferents cicles de treball [48].

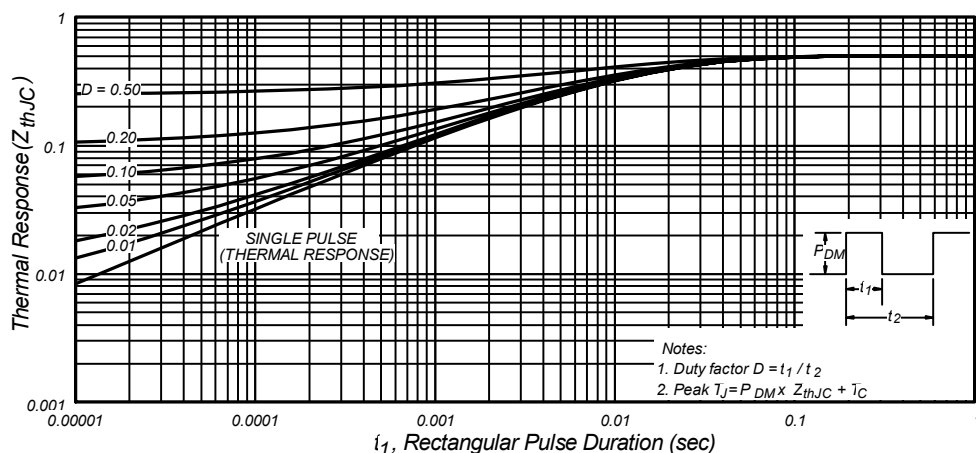


Figura 3.4.5.- Impedància transitòria màxima del MOSFET [36]

A partir del gràfic anterior corresponent al MOSFET escollit, s'observa que a partir del polsos d'0,2 s la resposta tèrmica no varia. És a dir, quan el MOSFET funciona durant aquest temps arriba al seu estat tèrmic estacionari. El model tèrmic de la junció es realitza a partir d'una resistència i conductància tèrmica, és a dir, amb circuit RC. En aquests, és ben sabut que la temperatura –o tensió en el cas de circuit elèctric– de la capacitància arriba al seu estat estacionari en un interval de temps corresponent a cinc vegades la seva constant de temps (5τ). Com que a partir del gràfic de la fitxa tècnica podem determinar el moment a partir del qual el sistema tèrmic entra en estat estacionari (t_{est}), és possible calcular el valor de la capacitància:

$$\tau_{th} = R_{th} \cdot C_{th} \tag{3.4.3}$$

$$t_{est} = 5\tau_{th} = 5R_{th} \cdot C_{th} \tag{3.4.4}$$

$$C_{th} = \frac{t_{est}}{5R_{th}} \quad (3.4.5)$$

Els valors de les capacitàncies de les juncions es mostren a la Taula 3.4.2.

MOSFET			
Temps fins estat estacionari	$t_{est,M}$	0,2	s
Constant de temps tèrmica	τ_M	0,04	s
Capacitància de la junció	$C_{th,j,M}$	0,08	J/K
Díode			
Temps fins estat estacionari	$t_{est,d}$	2	s
Constant de temps tèrmica	τ_d	0,4	s
Capacitància de la junció	$C_{th,j,d}$	0,67	J/K

Taula 3.4.2.- Capacitàncies i constants de temps tèrmiques de les juncions del MOSFET i díode

Quant a les capacitàncies de l'encapsulat, aquestes no són donades pel fabricant i han de ser calculades segons les propietats del material. En aquest cas, el que sí que ofereix el fabricant és la composició de materials del tipus d'encapsulat. Tant el MOSFET com el díode utilitzen el mateix model d'encapsulat, el TO-247AC, del qual International Rectifier ofereix els tipus de materials amb la seva massa [49]. L'encapsulat està format per resina Epoxy mentre que el marc conductor utilitza coure.

Com s'ha comentat a la part teòrica, un mètode per determinar la capacítància tèrmica d'un cos és mitjançant la següent expressió:

$$C_{th} = m \cdot c_p \quad (3.4.6)$$

El resultat es detallen a la Taula 3.4.3.

Capacítància tèrmica de l'encapsulat TO-247			
Massa de coure	m_{cu}	3,7377	g
Capacitat específica del coure [50]	$c_{p,cu}$	0,385	J/(g·°C)
Massa de resina epoxy	m_{ep}	0,1764	g
Capacitat específica de la resina epoxy [51]	$c_{p,ep}$	0,9	J/(g·°C)
Capacítància tèrmica de l'encapsulat	$C_{th,c}$	1,6	J/K

Taula 3.4.3.- Capacítància tèrmica dels encapsulats del MOSFET i díode

S'utilitza el mateix mètode pel càlcul de la capacítància del dissipador. En aquest cas però, al no saber el valor de la seva massa es determina el seu volum aproximat a partir de les dimensions marcades a la seva fitxa tècnica. El fabricant indica que el material utilitzat és l'aliatge d'alumini 6063-T5, amb les seves propietats es calcula la capacítància del dissipador (Taula 3.4.4).

Capacítància tèrmica del dissipador			
Volum	V	19,82	cm ³
Densitat de l'alumini 6063-T5 [52]	ρ_{Al}	2,69	g/cm ³
Capacitat específica de l'alumini 6063-T5 [52]	$c_{p,Al}$	0,9	J/(g·°C)
Capacítància tèrmica del dissipador	$C_{th,h}$	47,9	J/K

Taula 3.4.4.- Capacítància tèrmica del dissipador

3.4.3.3. Circuit tèrmic

S'utilitza una font controlada de corrent per simular el flux calorífic generat a la junció a partir del senyal de potència de pèrdues. La temperatura ambiental es fixa amb una font de tensió. Els condensadors es configuren amb una temperatura (tensió) inicial corresponent a la ambiental, per observar així el seu increment de temperatura respecte a la de l'ambient.

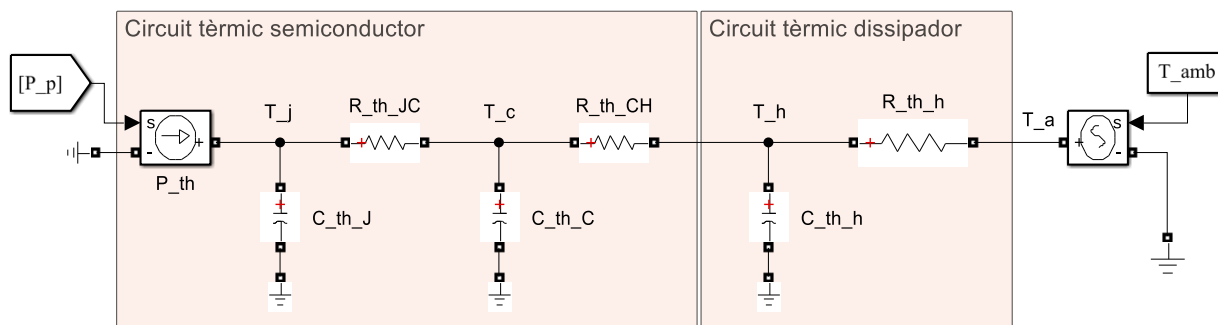


Figura 3.4.6.- Circuit tèrmic dels dispositius semiconductors

3.4.4. Inductor

Un model simple per a l'inductor és representar la transferència tèrmica total del component utilitzant una única resistència que englobi les corresponents als diferents materials [53]. La determinació del seu valor es pot realitzar utilitzant l'expressió que relaciona les pèrdues amb l'increment de temperatura:

$$P_p = \frac{\Delta T}{R_{th}} \quad (3.4.7)$$

Per tal d'utilitzar aquest mètode és necessari dades experimentals. Afortunadament, el fabricant de l'inductor inclou a la seva fitxa tècnica l'increment de la temperatura en funció del corrent en continua que hi circula. Aquest indica que per al seu corrent nominal, 32 A, es produeix un increment de 50 K en la seva temperatura [38]. Suposant que aquest increment és degut a les pèrdues resistives de l'inductor i sabent el valor de la resistència en sèrie que les provoca, podem determinar la resistència tèrmica de l'inductor.

Resistència tèrmica de l'inductor			
Corrent	I_L	32	A
Increment de temperatura	ΔT_L	50	K
Potència de pèrdues ($R_s = 5,67 \text{ m}\Omega$)	P_p	5,81	W
Resistència tèrmica de l'inductor	$R_{th,L}$	8,61	K/W

Taula 3.4.5.- Resistència tèrmica de l'inductor

La capacítància es determina a partir del volum del nucli i bobinat utilitzant les dimensions de la fitxa tècnica. El seus materials són respectivament ferrita de manganès-zinc i coure [54].

Capacítància tèrmica de l'inductor			
Volum del nucli	V_n	6,80	cm^3
Densitat del nucli (Ferrita) [55]	ρ_{fe}	4,7	g/cm^3
Capacitat calorífica específica del nucli (Ferrita) [55]	$c_{p,fe}$	0,8	$\text{J}/(\text{g}\cdot^\circ\text{C})$
Volum del bobinat	V_b	6,76	cm^3
Densitat del bobinat (Coure) [50]	ρ_{cu}	8,93	g/cm^3
Capacitat calorífica específica del bobinat (Coure) [50]	$c_{p,cu}$	0,385	$\text{J}/(\text{g}\cdot^\circ\text{C})$
Capacítància tèrmica de l'inductor	$C_{th,L}$	48,80	J/K

Figura 3.4.7.- Capacítància tèrmica de l'inductor

El seu circuit tèrmic es compon simplement d'una resistència i capacítància tèrmica. Aquest es mostra a la Figura 3.4.8.

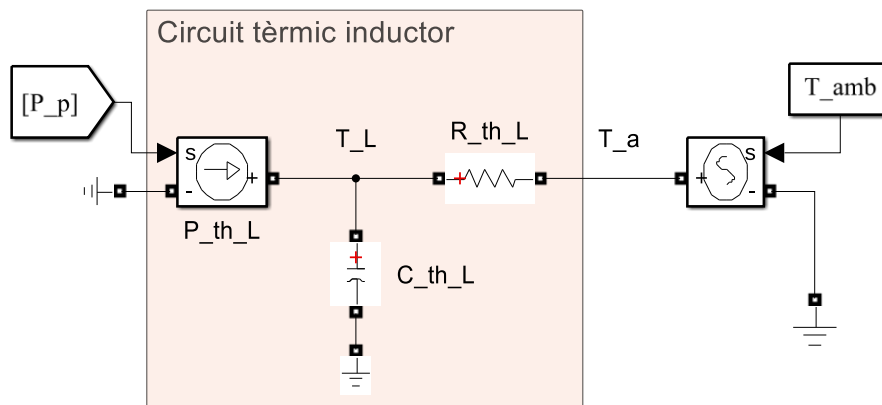


Figura 3.4.8.- Circuit tèrmic de l'inductor

3.4.5. Condensador

Degut al tipus de construcció d'un condensador és complex el càlcul dels seus paràmetres tèrmics tal i com s'ha fet als apartats anteriors. Per aquest motiu, usualment s'utilitza mètodes experimentals per realitzar la seva anàlisi tèrmica [56]–[58]. Malauradament, el fabricant no ofereix cap dada dels seus models i al ser aquest treball teòric, no és possible la mesura experimental d'aquests. Per aquest motiu i de manera orientativa s'utilitza el model i resultats recollits a [59], on s'analitza un condensador electrolític d'alumini. En aquest article es defineix un circuit senzill amb una capacitància corresponent a la massa del condensador i una resistència per la transferència tèrmica amb l'ambient. Els valors recollits a l'article es mostren a la Taula 3.4.6.

Paràmetres tèrmics del condensador			
Resistència tèrmica del condensador	$R_{th,c}$	0,84	K/W
Capacitància tèrmica del condensador	$C_{th,c}$	1.623	J/K

Taula 3.4.6.- Paràmetres tèrmics del condensador [59]

Els tres condensadors escollits tenen les mateixes dimensions i materials utilitzats, per tant, podem suposar els mateixos paràmetres pels tres. S'ha de tenir en compte però, que aquests valors són orientatius i possiblement difereixen dels reals. Ara bé, al ser l'aportació tèrmica del condensador minúscula respecte al total, podem considerar aquest error acceptable al tenir aquest un pes molt reduït en els resultats globals del model.

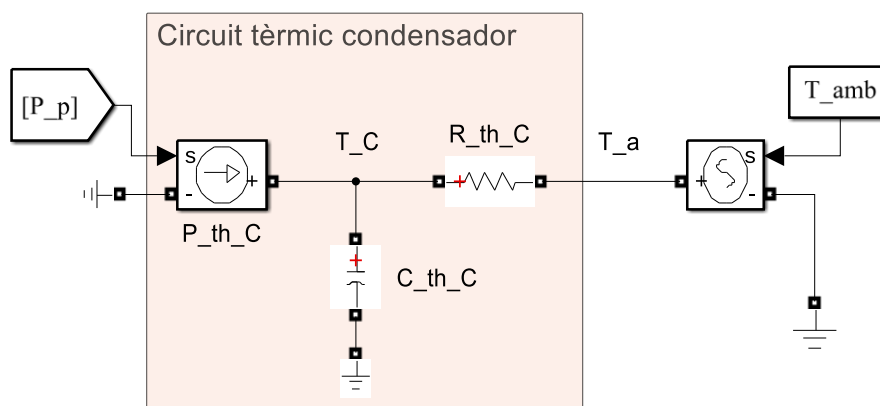


Figura 3.4.9.- Circuit tèrmic del condensador

3.4.6. Convertidor reductor

Amb l'agrupació dels circuits tèrmics individuals de cada component del convertidor és realitza el seu model. S'introdueix a les respectives fonts els senyals provinents del model de pèrdues.

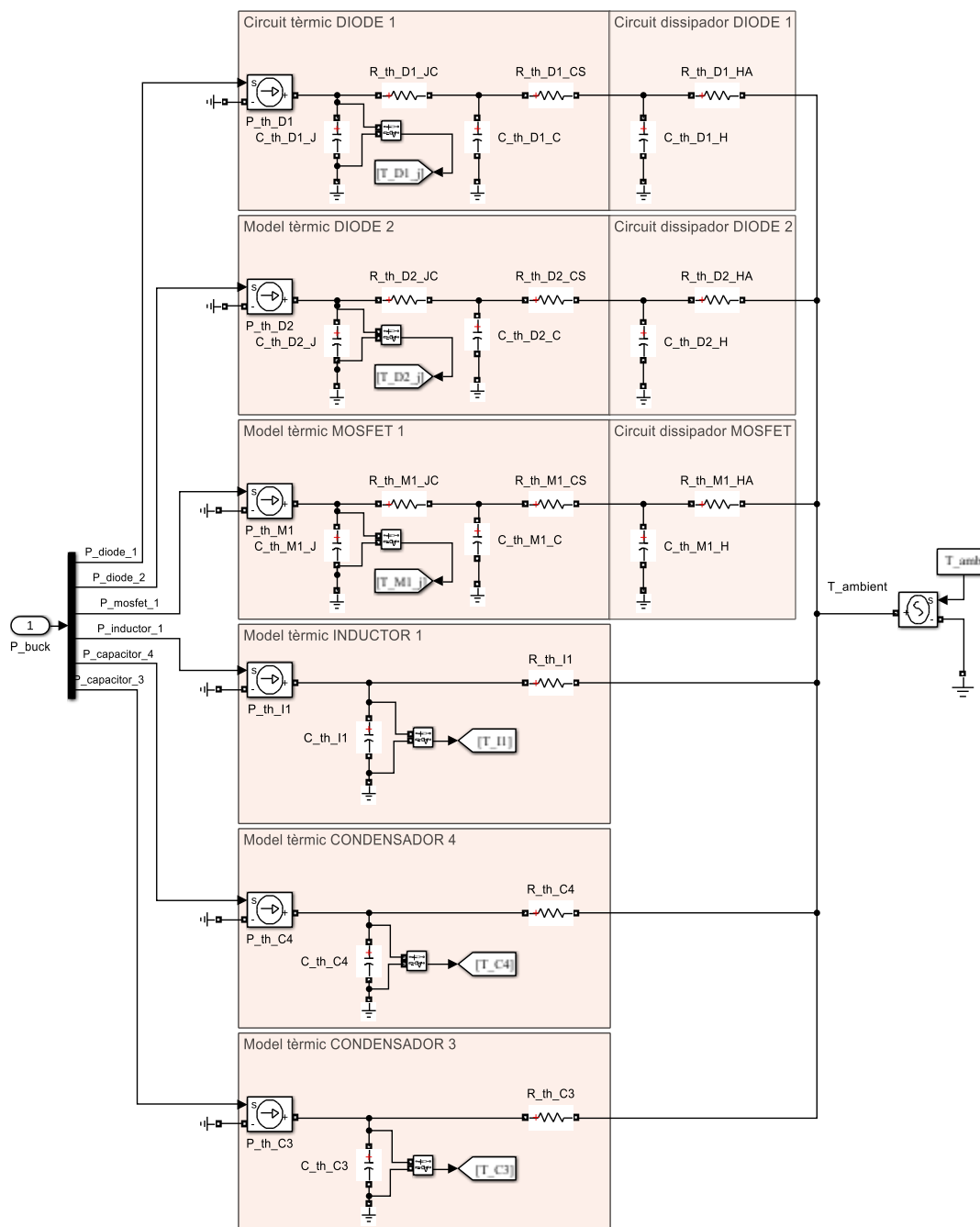


Figura 3.4.10.- Model tèrmic del convertidor reductor

3.4.7. Convertidor bidireccional

En aquest convertidor, al tenir dos inductors en sèrie també s'incorpora dos circuits tèrmics. Com que el càlcul de les seves pèrdues s'ha realitzat conjuntament, el seu valor s'ha de dividir entre dos abans de introduir-lo a les respectives fonts.

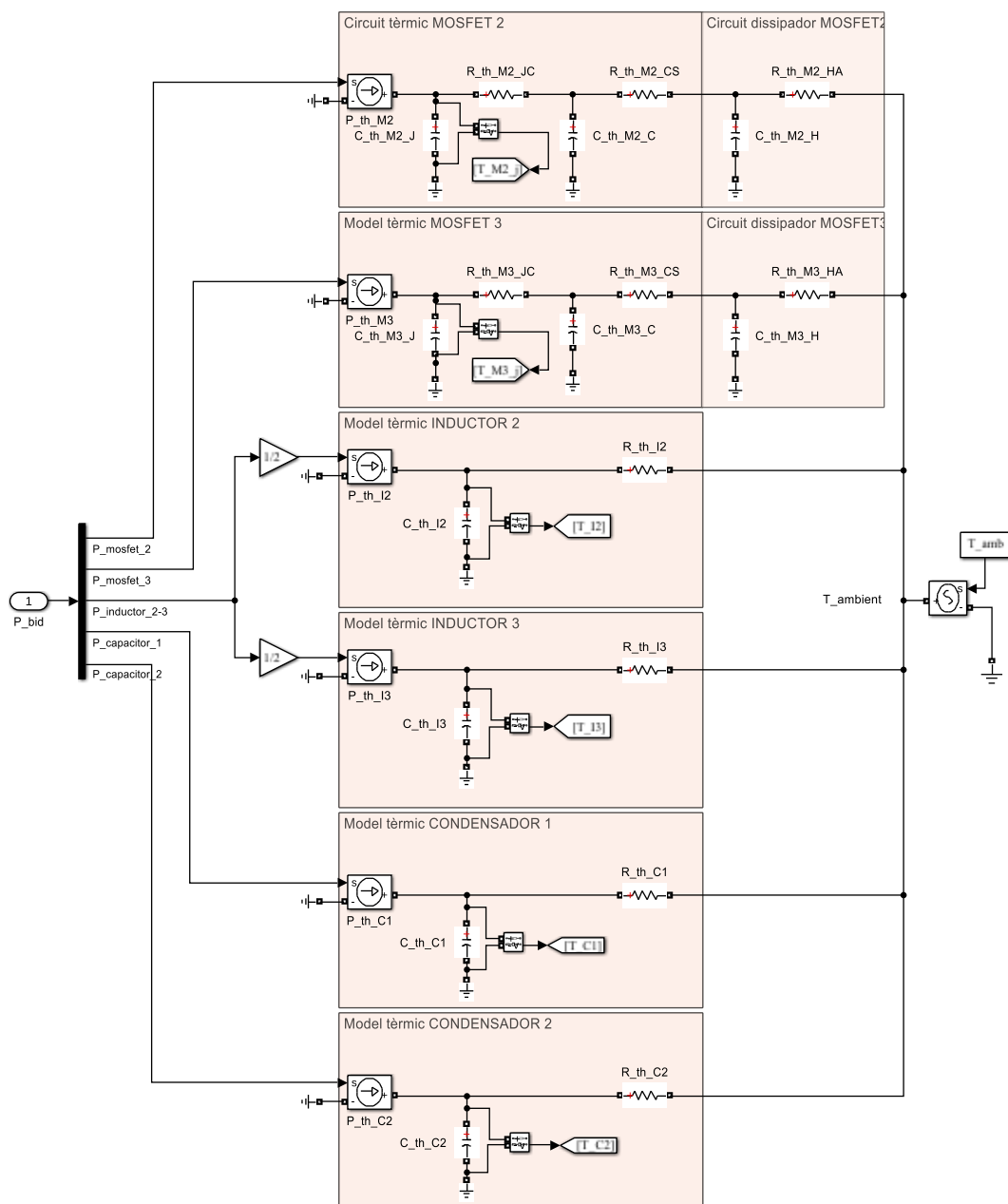


Figura 3.4.11.- Model tèrmic del convertidor bidireccional

4. Resultats

4.1. Comportament elèctric

L'objectiu d'aquest apartat és observar la resposta elèctrica del sistema davant de diferents escenaris que es puguin donar en una instal·lació real. Per tant, al llarg de la secció es presenten diferents casos i es comprova el correcte funcionament de la microxarxa.

a) Càrrega i bateria subministrats pels panells

Primerament se simula el comportament del sistema considerat normal. En aquest, els panells alimenten amb escreix el consum de la càrrega i l'excedent s'utilitza a la bateria. Per tal de tenir unes condicions similars a un cas real, s'ha fixat el valor de la irradiància en 700 W/m^2 i una temperatura ambiental de $25 \text{ }^\circ\text{C}$. El consum de la càrrega es fixa en una potència de 550 W .

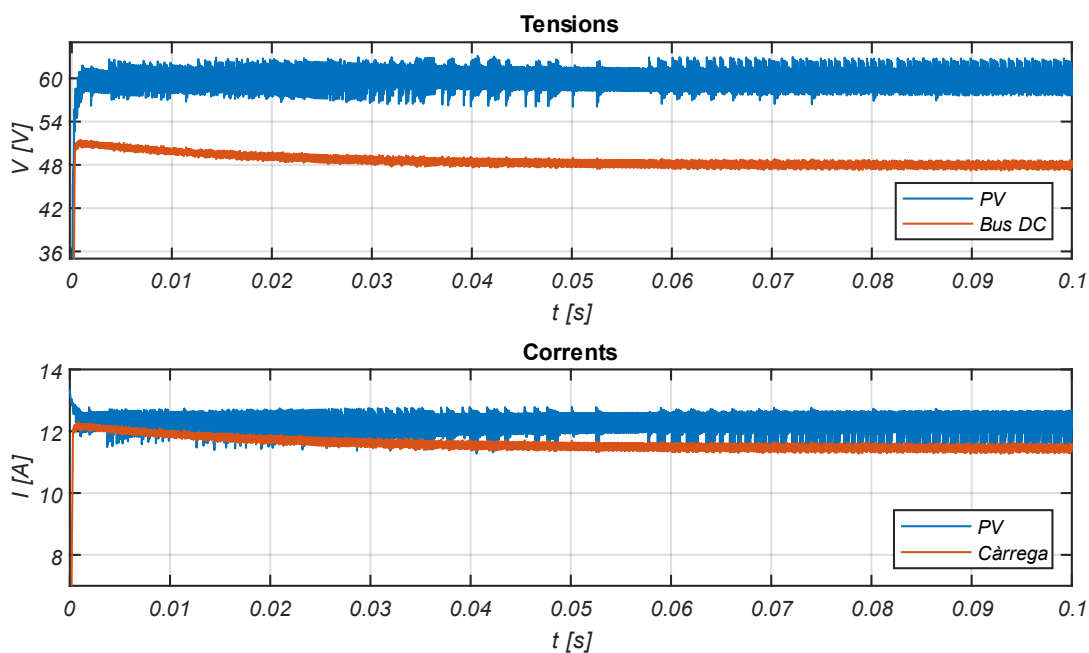


Figura 4.1.1.- Tensions i corrents del panell, bus i càrrega en funcionament normal

Tot i tenir un petit excés inicial, la tensió al bus és ràpidament regulada seguint el seu valor de consigna (Figura 4.1.1). Ampliant el seu senyal es pot comprovar que l'arriestat màxim de l'1 % especificat durant el disseny es compleix com es mostra a la Figura 4.1.2. També ho podem observar amb el del corrent.

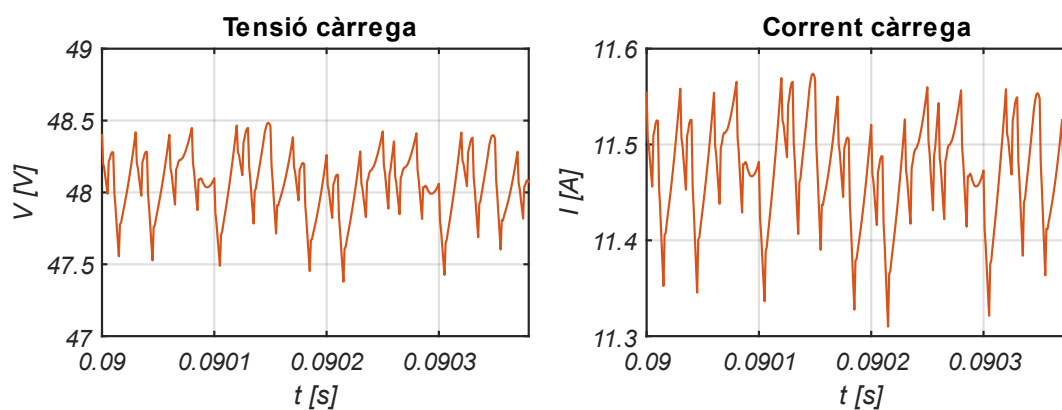


Figura 4.1.2.- Arrissat de la tensió i corrent de la càrrega en funcionament normal

Aquesta regulació de la tensió del bus es realitza a partir de la càrrega de la bateria. Aquest fet es pot comprovar tenint en compte el sentit negatiu del seu corrent i l'augment de la seva tensió (Figura 4.1.3).

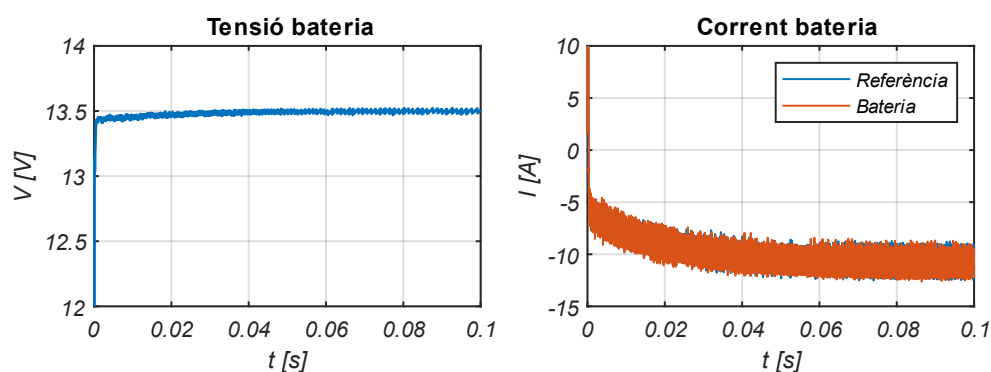


Figura 4.1.3.- Tensió i corrent de la bateria en funcionament normal

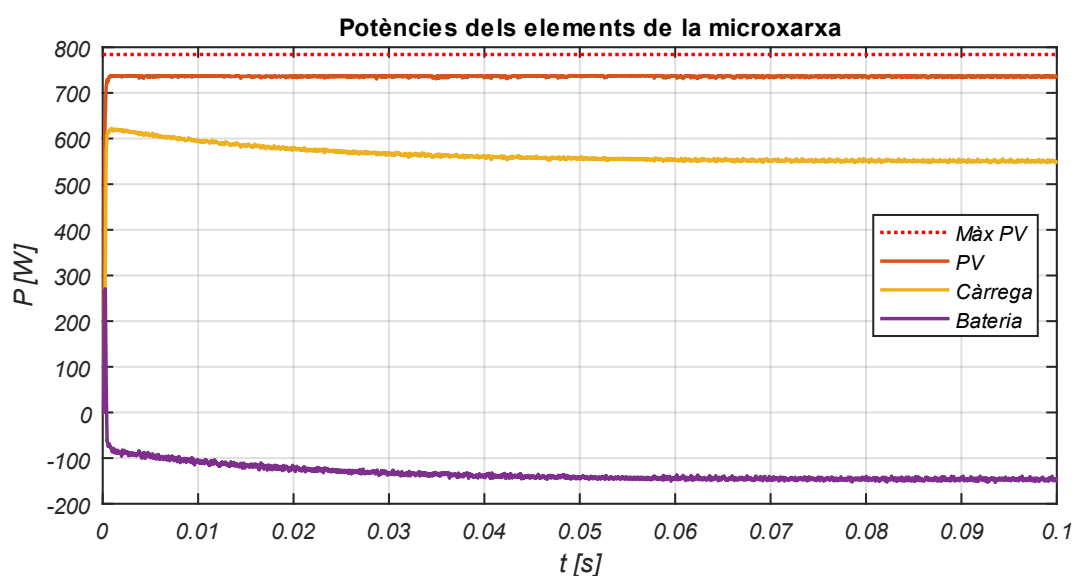


Figura 4.1.4.- Potències dels elements de la microxarxa en funcionament normal

Finalment, els fluxos de potència representats a la Figura 4.1.4 mostren com la potència generada pels panells es distribueix entre la càrrega i la bateria. Tenint en compte els paràmetres dels panells, la potència màxima que poden generar per aquest valor d'irradiància és d'uns 784 W si ens guiem pels valors nominals de la seva fitxa tècnica. S'observa que la generada s'aproxima sense acabar d'assolir aquest valor quedant-se en una generació de 737 W. Es pot suposar que el convertidor funciona en mode MPPT i assoleix el punt màxim, però que aquest és menor a l'esperat a causa de l'efecte de la temperatura del panell, la qual disminueix la seva eficiència. En aquest cas, el 17,2 % d'eficiència que dona el fabricant en condicions òptimes es redueix a un 16,11 %.

b) Bateria totalment carregada

En aquest escenari se suposa que la bateria ha arribat al seu nivell de càrrega màxima. Les altres condicions es mantenen igual que a l'anterior situació.

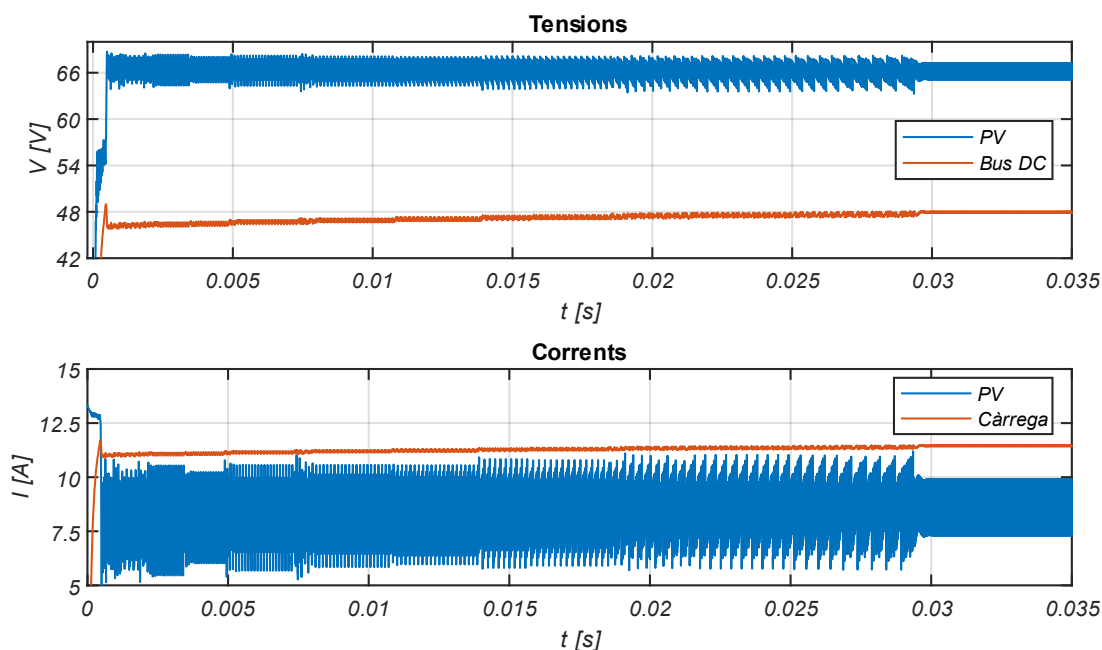


Figura 4.1.5.- Tensions i corrents del panell, bus i càrrega amb bateria carregada

Posteriorment a un interval d'oscil·lacions, la tensió al bus s'estabilitza completament en el seu valor de consigna (Figura 4.1.5). S'observa que en aquest cas es té un molt menor arriusat.

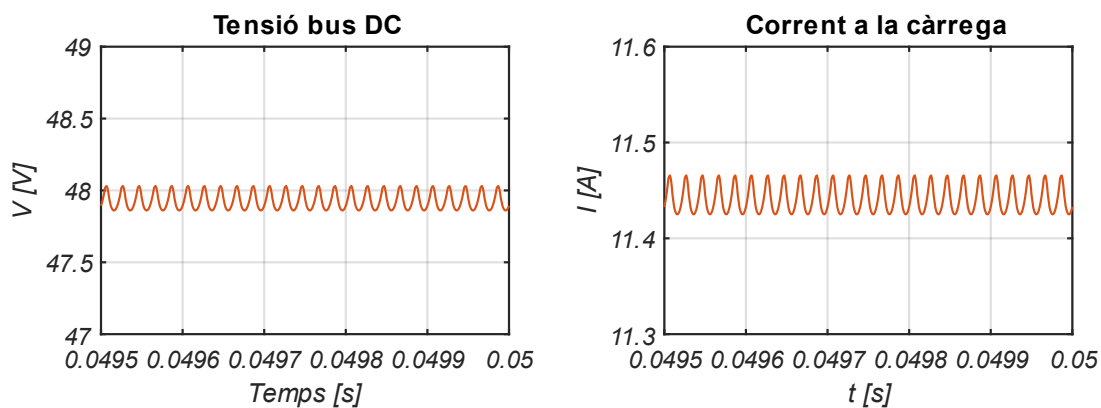


Figura 4.1.6.- Arrissat de la tensió i corrent de la càrrega amb bateria carregada

El fet que en aquest cas només estigui funcionant un convertidor pot explicar el baix arrissat i regularitat del senyal mostrada a la Figura 4.1.6. Paral·lelament, tot i que el bidireccional no estigui en operació, el condensador col·locat a la seva sortida continua filtrant la tensió del bus disminuint les seves oscil·lacions.

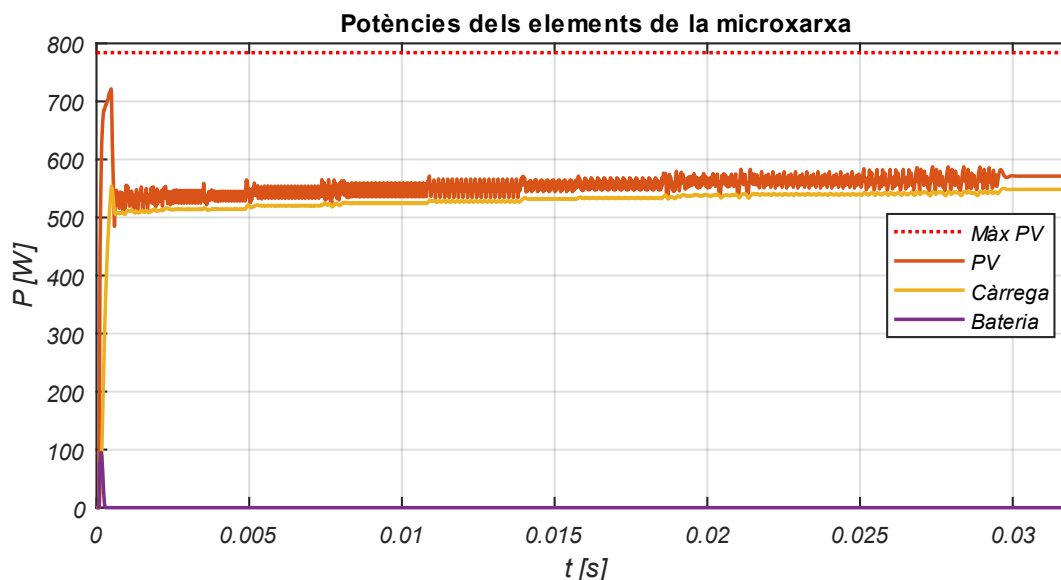


Figura 4.1.7.- Potències dels elements de la microxarxa amb bateria carregada

Observant les potències (Figura 4.1.7) es pot intuir que inicialment el sistema de control ha fixat el convertidor reductor en mode MPPT, tenint en compte com la potència dels panells tendeix cap al valor màxim. Posteriorment, en detectar que el sistema no és capaç d'absorbir tota la generació i que la tensió del bus està superant el seu valor de referència, el reductor canvia al mode de regulació adaptant-se a la potència de consum de la càrrega. Aquest fet es demostra amb la menor generació i que aquesta es correspon amb el consum de la càrrega. El fet que la potència dels panells sigui lleugerament superior que la càrrega s'explica per les pèrdues produïdes al convertidor, sent aquestes de 23 W i suposant un rendiment del

95,97 %. Quant als panells, el fet que la seva producció s'hagi d'adaptar al consum provoca que es redueixi a una potència de 571 W, el que es tradueix en una eficiència del 12,48 %. És obvi, per tant, que el funcionament en aquest tipus de situació s'ha d'evitar sempre que sigui possible per evitar el desaprofitament d'energia.

c) *Sense càrrega de consum*

En aquest escenari se simula el comportament del sistema quan aquest no té cap consum per part de la càrrega, sent transferida la generació a la bateria. Es mostren les tensions al bus DC i dels panells juntament amb els corrents d'aquests i la càrrega a la Figura 4.1.8.

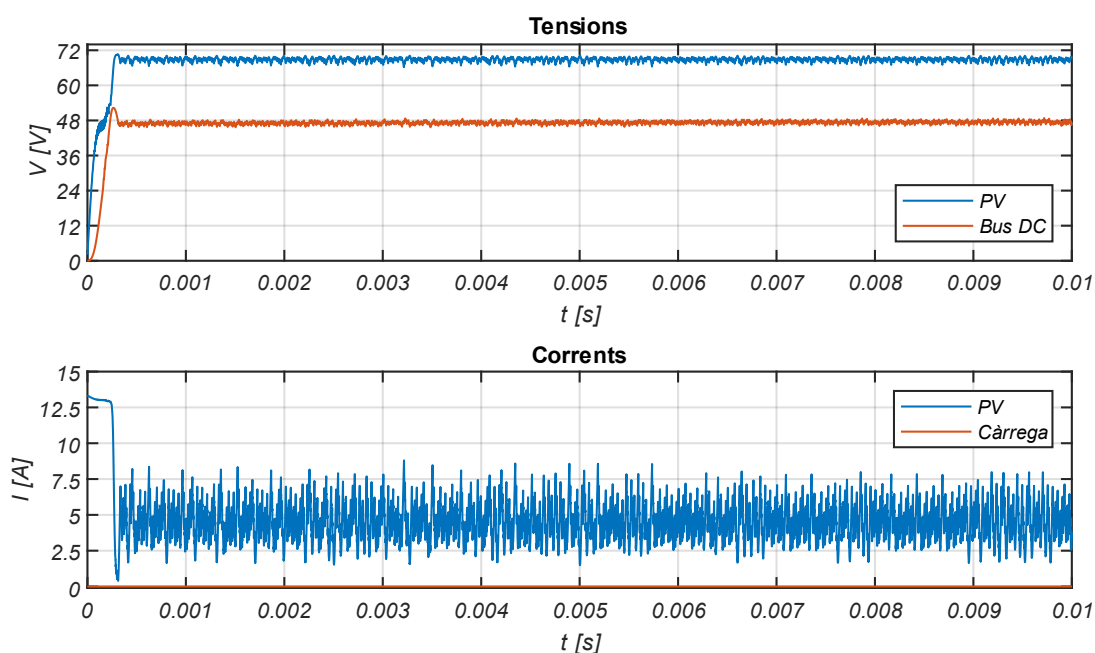


Figura 4.1.8.- Tensions i corrents del panell, bus i càrrega sense càrrega

Comparat amb escenaris anteriors, s'arriba a l'estat estacionari amb una major rapidesa. Quant a la bateria, en els instants inicials el seu corrent de referència es fixa en el valor màxim de descàrrega com s'observa a la Figura 4.1.9. Això indica que inicialment el seu convertidor està en mode de regulació i que an detectar una molt baixa tensió del bus, intenta compensar-ho injectant-hi potència. Aquest fet contribueix a l'augment inicial de la tensió per damunt del seu valor de consigna. Seguidament, el sistema de control detecta l'excés i realitza el canvi al mode de càrrega arribant així a l'estat estacionari.

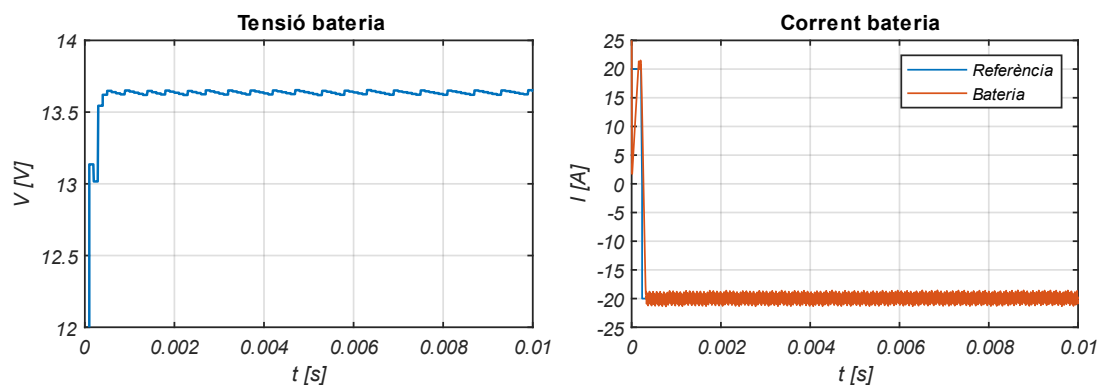


Figura 4.1.9.- Tensió i corrent de la bateria sense càrrega

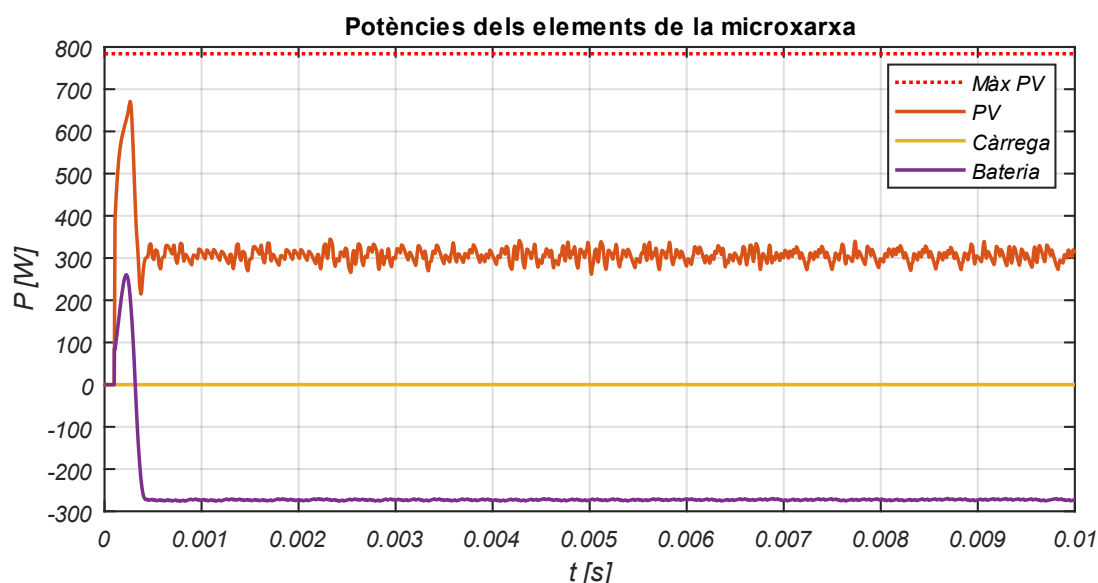


Figura 4.1.10.- Potències dels elements de la microxarxa sense càrrega

Per altra banda, l'increment de la generació dels panells que es veu als instants inicials de la Figura 4.1.10 és el segon factor que provoca l'excés inicial de la tensió al bus. En aquesta situació, la potència dels panells s'adequa al consum de la bateria sent els seus valors mitjans 306 i 272 W. L'eficiència dels panells es redueix a un 6,69 % mentre que a les etapes de conversió de potència entre panell i bateria és del 89,22 %. Tenint en compte que en aquesta conversió hi participen dos convertidors, és normal el valor relativament baix. A la vista d'aquests resultats, podem considerar l'escenari actual com el menys eficient.

d) Variació de la irradiància

Finalment, se simula la resposta del sistema a les variacions en la irradiància. En aquest cas, es vol emular el comportament que es tindria al llarg d'un interval de varies hores tenint en compte les diferències en la irradiància que es produeixen. Com que un temps elevat de

simulació comportaria un consum computacional massa excessiu, s'estableixen aquestes variacions per a un període d'1 s. S'inicia amb un valor d'irradiància de 200 W/m² que augmenta linealment fins al 600 W/m². Posteriorment a un interval constant aquest valor torna a disminuir linealment. La càrrega es fixa en 450 W i la temperatura ambiental en 25 °C.

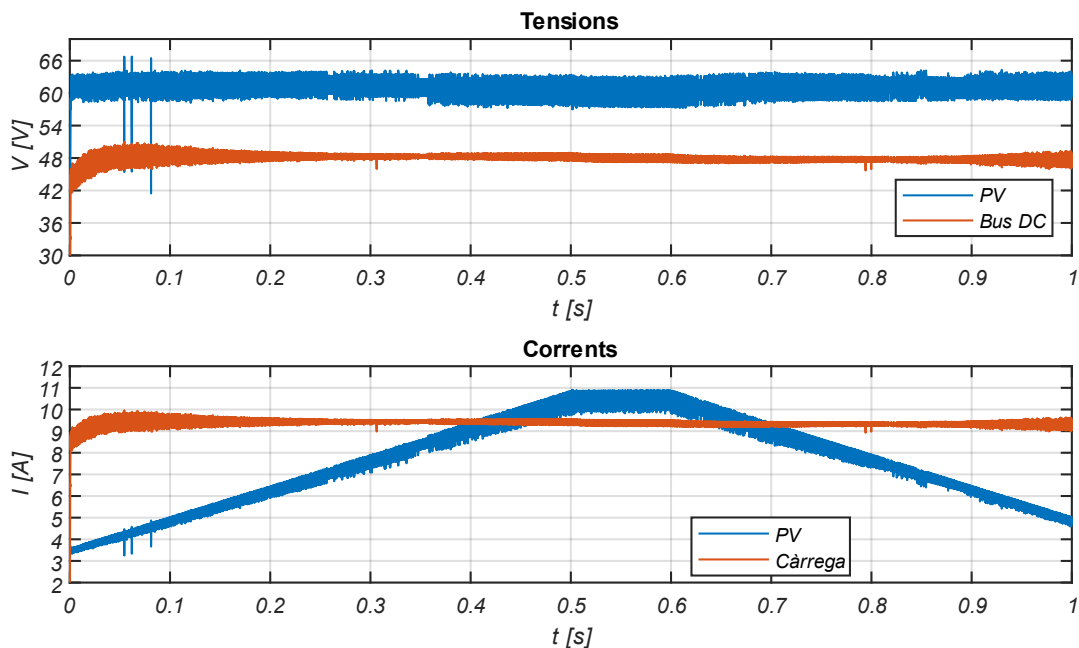


Figura 4.1.11.- Tensions i corrents del panell, bus i càrrega amb variació de la irradiància

En aquest cas s'observa una major oscil·lació tant a les tensions com als corrents (Figura 4.1.11). S'ha de tenir en compte però, que s'està realitzant un canvi del valor de la irradiància elevat en un interval de temps molt disminuït. Tenint en compte aquest fet, és coherent que el sistema de control tingui dificultats en mantenir un senyal totalment estable.

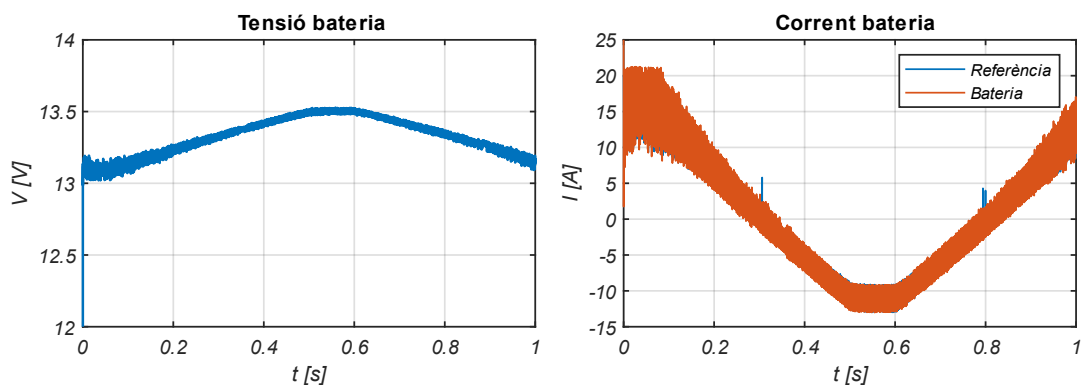


Figura 4.1.12.- Tensió i corrent de la bateria amb variació de la irradiància

La bateria s'encarrega d'absorbir o injectar potència segons la quantitat de generació a cada moment. Aquest fet es pot apreciar a partir del seu corrent i tensió (Figura 4.1.12) o amb els fluxos de potència dels elements de la microxarxa (Figura 4.1.13). Per tant, el seu convertidor està funcionant en mode de regulació.

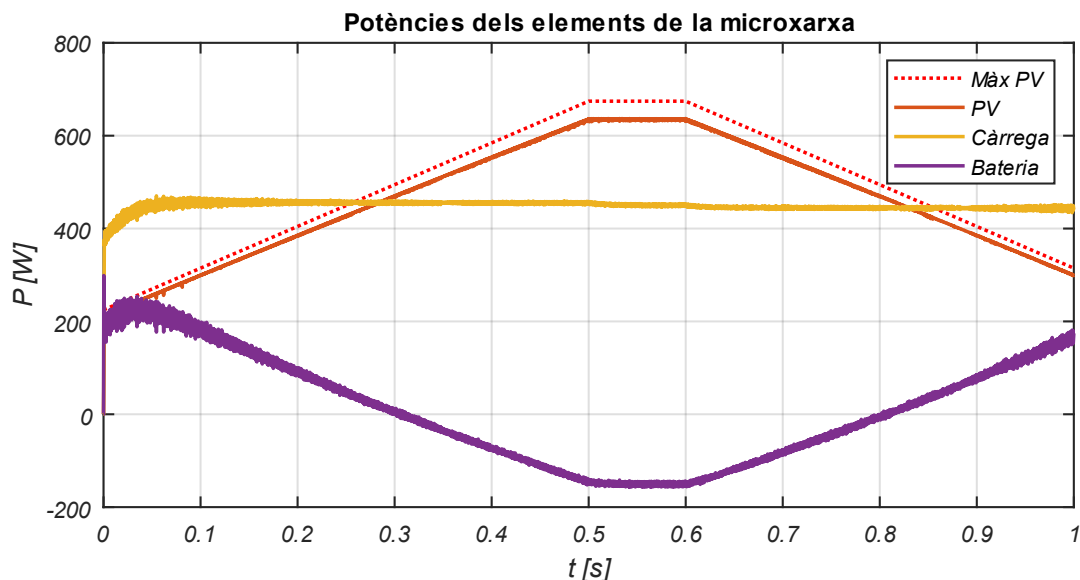


Figura 4.1.13.- Potències dels elements de la microxarxa amb variació de la irradiància

4.2. Comportament tèrmic

Per una part, en aquest apartat s'exposen els resultats corresponents al càlcul de pèrdues dels diferents elements de la microxarxa. Per l'altra, es mostra l'increment de la temperatura que es produeix a causa d'aquestes. Amb l'objectiu de captar bona part del comportament dinàmic dels convertidors, s'ha establert un temps de simulació de 700 s. Addicionalment, per tal d'observar la variació de les pèrdues en funció de la temperatura, es realitza diferents simulacions per a diferents valors de temperatura ambiental. És d'interès analitzar la màxima generació de pèrdues, per aquest motiu es fa funcionar ambdós convertidors a màxima càrrega. Quant a les condicions de funcionament, es fixa la irradiància en 700 W/m^2 i la potència de consum de la càrrega en 450 W . Per tant, en les diferents simulacions la bateria s'estarà carregant en el seu corrent nominal.

4.2.1. Panells fotovoltaics

Com ja s'ha comentat prèviament en aquest document, el model tèrmic realitzat pel panell no té en compte el comportament dinàmic d'aquest, per tant, només s'obtenen els resultats corresponents al seu estat estacionari. Per aquest motiu, s'exposen directament la variació

de les pèrdues i temperatura del panell en funció de la temperatura ambiental. En el cas de les pèrdues, no s'ha dut a terme cap model específic pel càlcul d'aquestes. Per aquest motiu, s'ha decidit simplificar la seva determinació suposant que la diferència entre l'energia rebuda a la superfície dels panells a causa de la irradiància solar i la generada es correspon a les pèrdues tèrmiques.

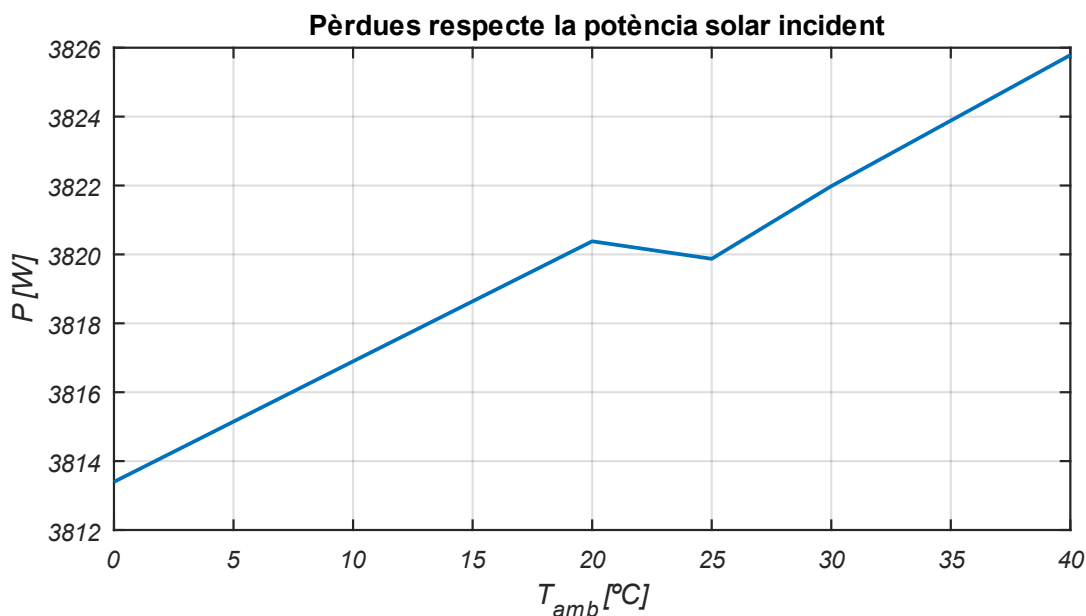


Figura 4.2.1.- Pèrdues respecte a la potència solar dels panells fotovoltaics en funció de la temperatura ambiental

Com s'ha comentat anteriorment, el valor de la irradiància es manté constant en 700 W/m^2 per les diferents simulacions. Per altra banda, la microxarxa compta amb quatre panells fotovoltaics d'una superfície útil d' $1,6335 \text{ m}^2$ cadascun. Amb aquestes dades es determina que la potència solar total que incideix als panells és de $4573,8 \text{ W}$. Basant-se en el mètode comentat anteriorment per al càlcul de pèrdues, aquestes es mostren a la Figura 4.2.1 i es corresponen simplement a la diferència entre la generació dels panells fotovoltaics i la potència solar que els hi arriba.

S'observa generalment una elevació de les pèrdues en augmentar la temperatura exceptuant l'interval dels 20 als 25 °C, on es produeix un petit decreixement. Com que el valor d'irradiància es manté fix, aquestes pèrdues són determinades únicament pel valor de la potència generada dels panells. Per tant, és molt probable que aquesta caiguda sigui produïda per els altres elements de la microxarxa, ja que com s'ha vist anteriorment, aquest poden influir en la seva producció.

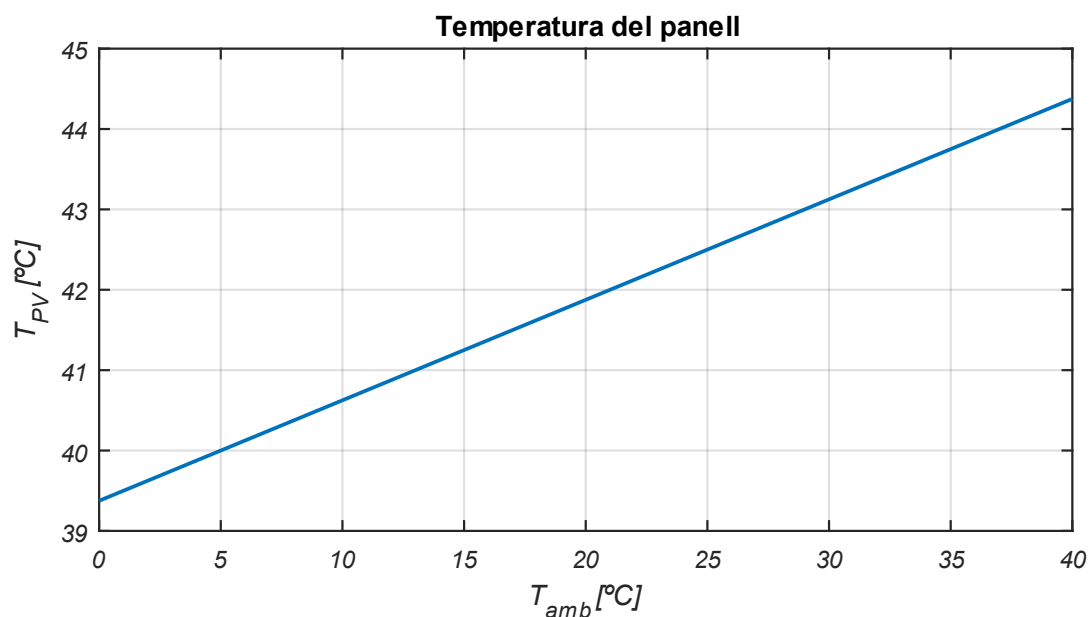


Figura 4.2.2.- Variació de la temperatura del panell en funció de l'ambiental

Per altra banda, tal com es mostra a la Figura 4.2.2, la temperatura de les cel·les del panell augmenta de manera lineal. Fet normal si es té en compte la simplicitat del model emprat, el qual és definit per l'equació (2.2.2) de l'apartat 2.3.1. El model es basa en una simple interpolació utilitzant els valors de la fitxa tècnica i les variables atmosfèriques corresponents a la irradiància i temperatura ambiental. En ser aquesta última l'única que varia en les diferents simulacions, és previsible que el resultat tingui aquest comportament lineal.

4.2.2. Bateria

En aquest apartat s'estudia la temperatura de les cel·les de la bateria i les pèrdues tèrmiques durant la seva operació. En aquest cas, no s'arriba al seu estat estacionari en arribar a la finalització de la simulació. Podem identificar dos motius per explicar aquesta situació. Primer, tot i que la part elèctrica estigui en equilibri i els seus paràmetres es mantinguin relativament constants, en ser depenent la potència de pèrdues també de la temperatura de la cel·la de la bateria, les pèrdues poden continuar augmentant. Aquest comportament es fa palès a la Figura 4.2.3, on inicialment hi ha un gran augment de les pèrdues que probablement es correspon al mateix funcionament elèctric de la bateria. Posteriorment, aquest increment disminueix dràsticament podent intuir que aquest és degut a la temperatura. En aquest sentit, mentre que la generació de pèrdues no deixi d'augmentar la temperatura no arribarà a estabilitzar-se.

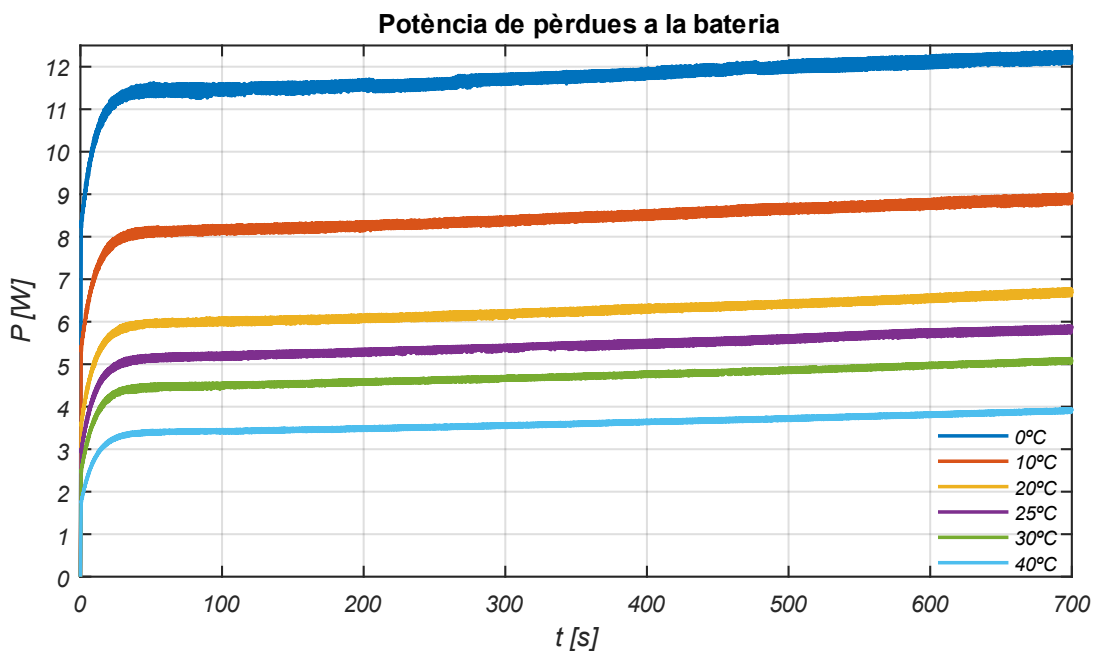


Figura 4.2.3.- Pèrdues de la bateria en funció de la temperatura ambiental

Pel que fa a la variació de les pèrdues respecte a la temperatura ambiental, aquestes augmenten amb la disminució de la temperatura. De fet, es pot veure ràpidament que aquest increment s'accelera notòriament en arribar a les temperatures més baixes, tenint gairebé la mateixa variació dels 0 a 10 °C que dels 20 als 40 °C.

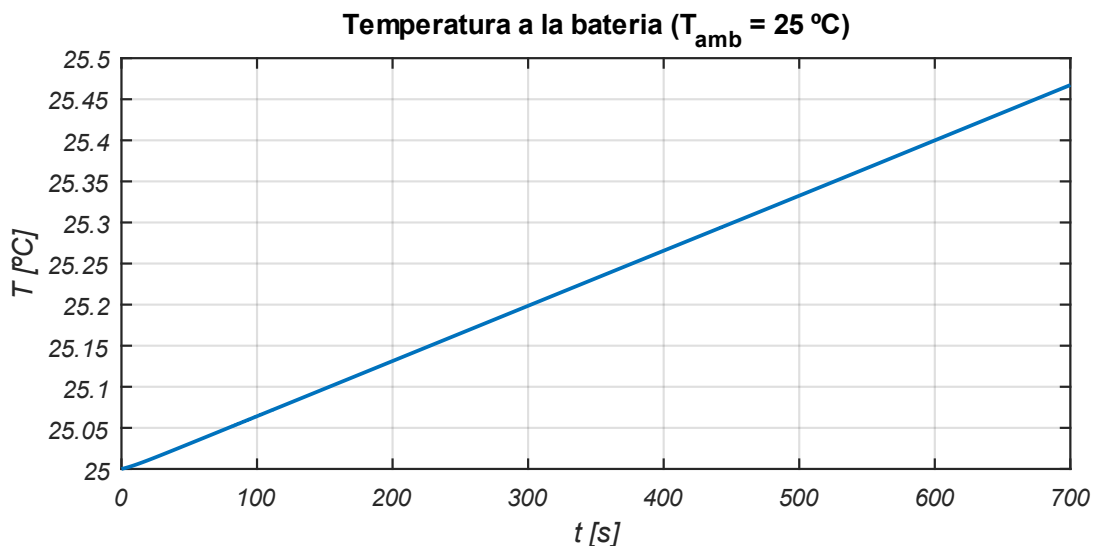


Figura 4.2.4.- Temperatura de les cel·les de la bateria per a $T_{amb} = 25$ °C

Per altra banda, les propietats físiques de la bateria provoquen que aquesta tingui una capacítància tèrmica molt elevada, que a la vegada es tradueix en una constant de temps

tèrmica considerable. Aquests dos fets provoquen que en el transcurs de la simulació la temperatura tingui un augment irrisori.

L'afecte que té la variació de la temperatura ambiental en la de la cel·la de la bateria es pot observar amb el seu increment a la finalització de la simulació. A menor temperatura ambiental major és l'increment tal com passa amb les pèrdues.

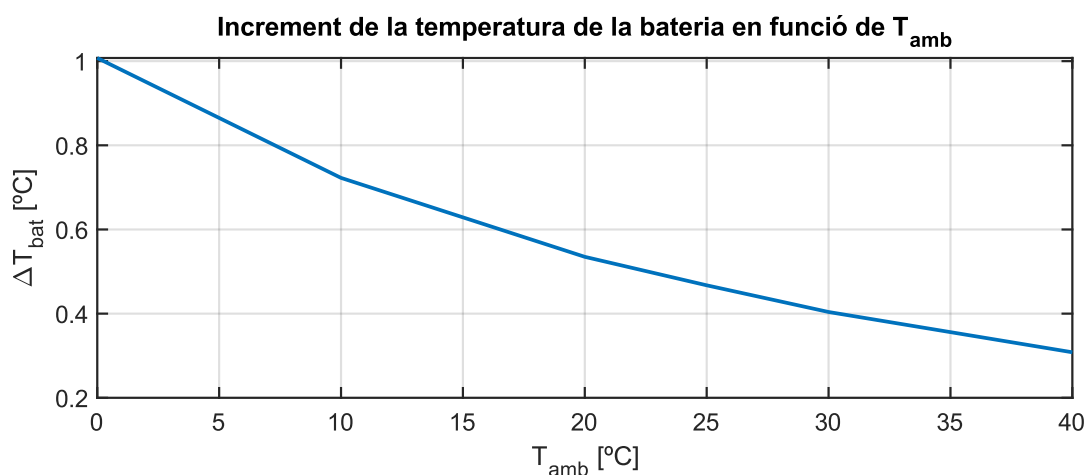


Figura 4.2.5.- Increment de la temperatura de la bateria al finalitzar la simulació ($t = 700$ s) per a diferents temperatures ambientals

4.2.3. Convertidors

Com s'ha explicat a l'apartat de modelització, el càlcul de pèrdues i la posterior determinació de la temperatura dels convertidors es realitza individualment per cadascun dels seus components. Per aquest motiu, primerament es mostren tots els resultats dels components individuals per a una temperatura ambiental de 25 °C per tal de comentar els seus comportaments dinàmics. Com que l'evolució d'aquests comportaments és similar per a les diferents temperatures ambientals, aquests no es mostren de nou per tal d'evitar un nombre excessiu de figures. Posteriorment, es calculen els resultats globals de cada convertidor per tal de representar-los en funció de la temperatura ambiental i veure així la seva variació.

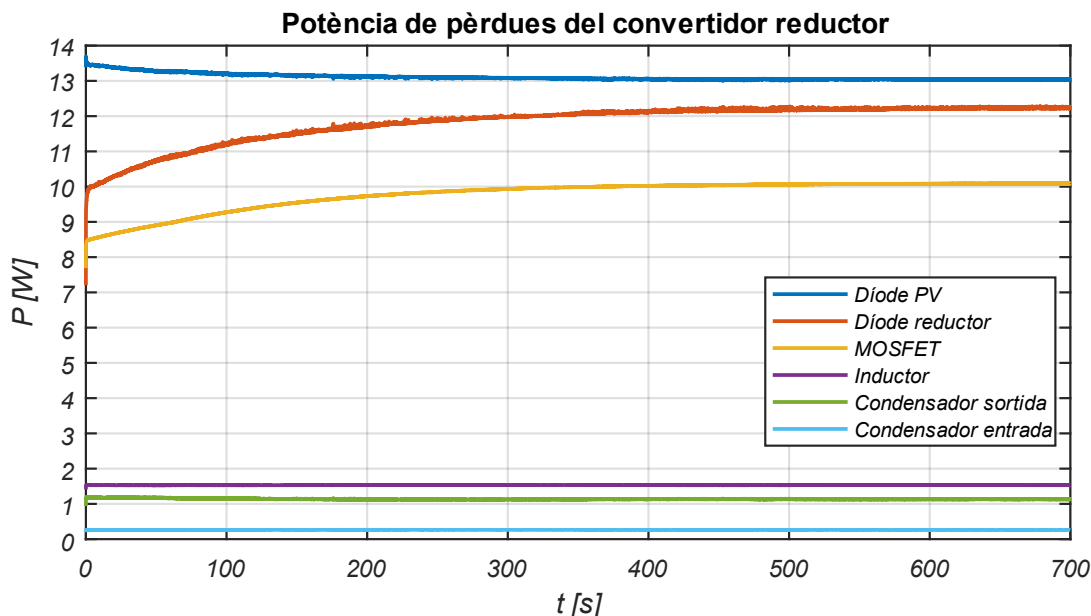


Figura 4.2.6.- Pèrdues dels components del convertidor reductor per a $T_{\text{amb}} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$

En el cas del convertidor reductor crida l'atenció el fet que siguin els díodes i no el MOSFET els que més pèrdues generen (Figura 4.2.6). Pel que fa al díode col·locat als terminals del conjunt de panells, l'elevat corrent que ha de suportar de manera continuada en el temps pot explicar aquesta situació. Per altra banda, les elevades pèrdues de l'utilitzat al convertidor reductor són possiblement ocasionades per l'alta freqüència de commutació. Aquí, de manera similar a la bateria, les pèrdues dels semiconductors tenen una variació lleu després del gran increment inicial. S'observa que el comportament del díode connectat al panell solar és diferent, ja que aquest redueix les seves pèrdues al llarg del temps en comptes d'augmentar. És possible que aquest fet sigui causat pel sobrepic de corrent generat que es dona en els instants inicials abans que aquest s'estabilitzi en un valor menor.

En canvi, els components passius mostren un comportament esperat generant una petita part de les pèrdues. A diferència dels semiconductors, com que no afecta la temperatura al càlcul de les seves pèrdues, aquestes es mantenen constants un cop la part elèctrica ha assolit l'equilibri.

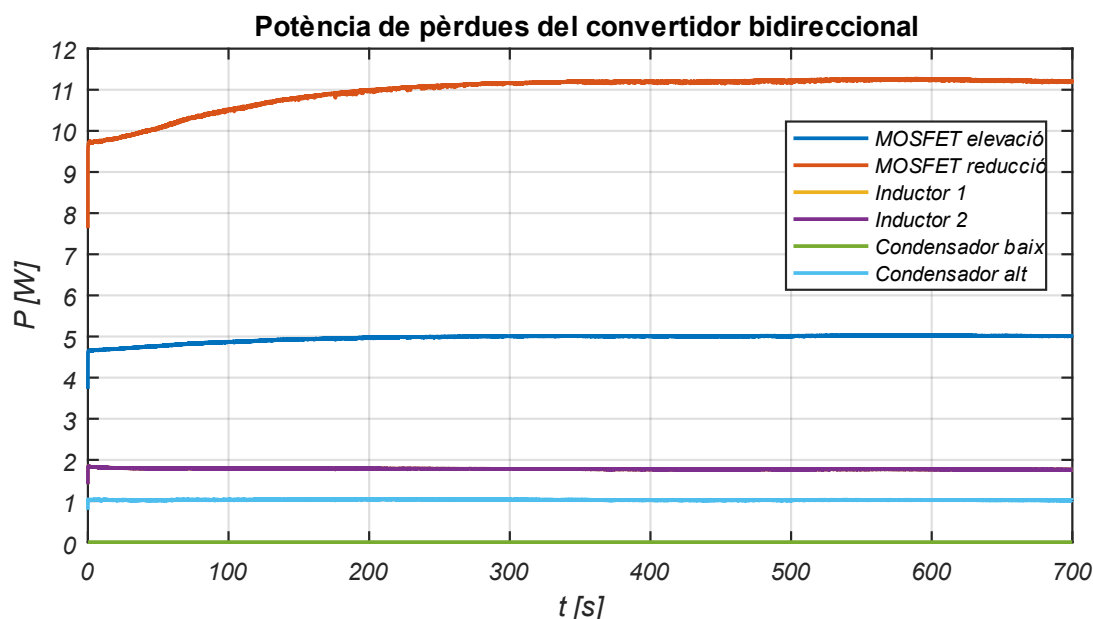


Figura 4.2.7.- Pèrdues dels components del convertidor bidireccional per a $T_{amb} = 25 \text{ }^{\circ}\text{C}$

Quant al convertidor bidireccional, com s'observa a la Figura 4.2.7 la gran part de les pèrdues també són ocasionades pels semiconductors, sent en aquest cas només els dos MOSFETs. S'observa però, que el dispositiu que funciona quan s'està produint el procés de reducció té més del doble de pèrdues que l'altre. Com que en aquestes simulacions la bateria s'està carregant, el sentit del flux de potència del convertidor indica que aquest està en mode de reducció. Per tant, és el MOSFET de reducció el que està funcionant i probablement explicant així la seva major aportació de pèrdues.

Sumant totes les potències de pèrdues individuals s'obté el seu valor total per a cada convertidor i es mostren a la Figura 4.2.8. D'aquests, el reductor és el que majors pèrdues comporta amb diferència, causat pel fet que els panells subministren una potència significativament superior a la màxima de la bateria. Addicionalment, el bidireccional no compta amb díodes, el component amb majors pèrdues del reductor.

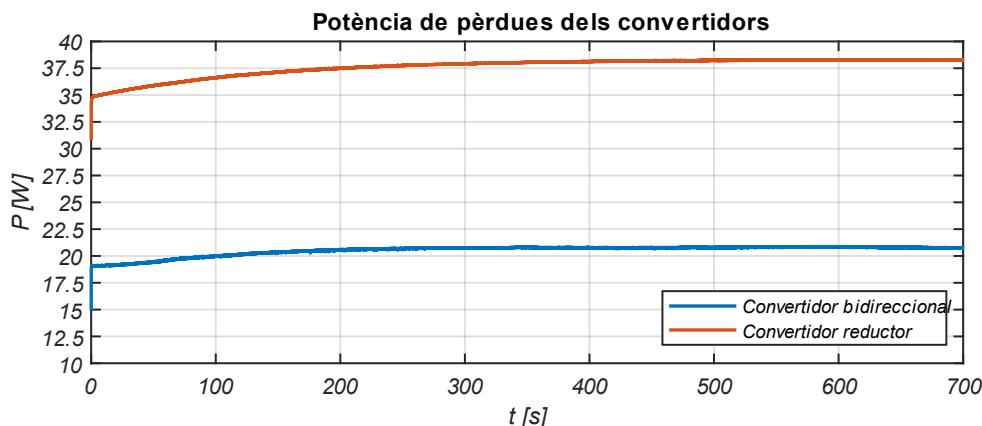


Figura 4.2.8.- Pèrdues dels convertidors per a $T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$

Pel que fa a les temperatures dels components, aquestes presenten un comportament similar a les pèrdues, sent els dispositius semiconductors els que veuen augmentada la seva temperatura en major magnitud (Figura 4.2.9 i Figura 4.2.10). Per una part, això és degut al fet que han de dissipar una major potència que els elements passius. Per l'altra, en tenir una capacítancia tèrmica significativament menor arriben molt abans al seu estat estacionari, és a dir, a la seva temperatura màxima. Això es pot observar amb el fet que en finalitzar la simulació, mentre que els semiconductors ja s'han estabilitzat l'inductor i condensadors encara estan augmentant la seva temperatura. En el cas d'aquests últims, la combinació d'un valor de pèrdues molt reduït i una capacítancia tèrmica elevada provoquen que el seu increment sigui pràcticament imperceptible.

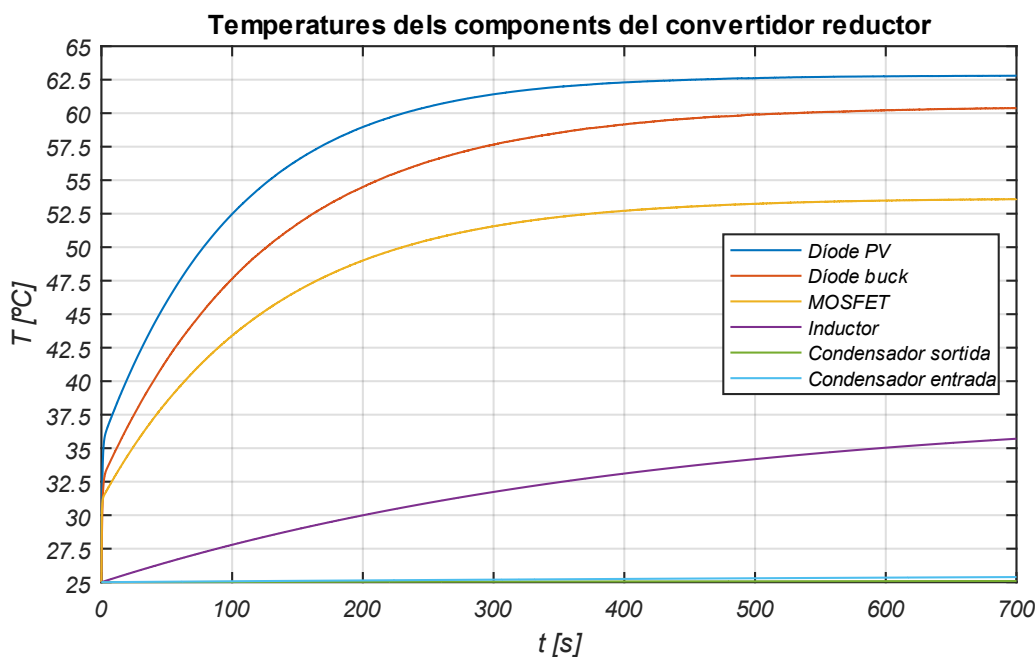


Figura 4.2.9.- Evolució de les temperatures dels components del reductor per a $T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$

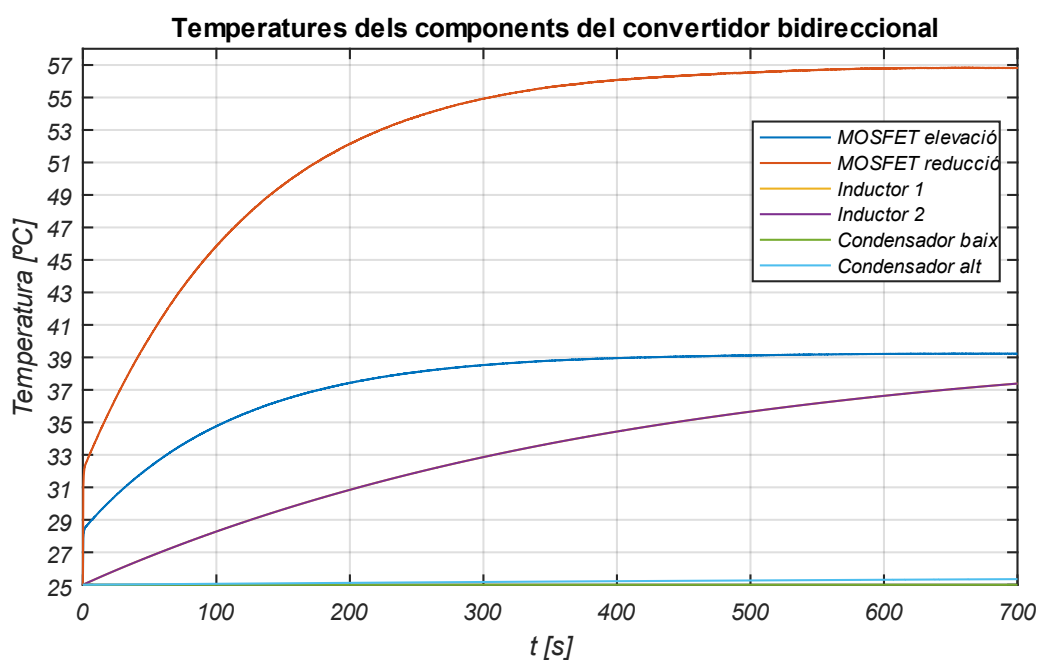


Figura 4.2.10.- Evolució de les temperatures dels components del bidireccional per a $T_{amb} = 25\text{ °C}$

És també d'interès observar el comportament en els instants inicials de la simulació com es mostra a la Figura 4.2.11. Similarment al que passa amb la potència, la temperatura dels dispositius semiconductors augmenta sobtadament en els primers segons de la seva encesa. Posteriorment, aquest increment es redueix passant a una variació més lenta. Molt possiblement aquest comportament és produït pels canvis en la potència de pèrdues comentats anteriorment. També és possible que l'efecte d'inèrcia de les capacitàncies tèrmiques dels components influeixin.

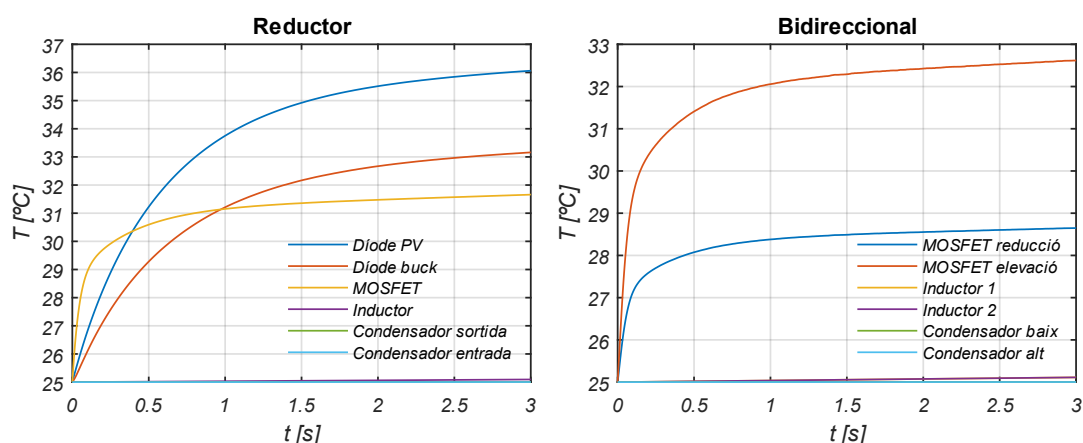


Figura 4.2.11.- Evolució de les temperatures dels components dels convertidors durant l'interval inicial per a $T_{amb} = 25\text{ °C}$

Com que la temperatura d'operació dels convertidors influeix en les seves pèrdues, és d'interès analitzar aquestes en funció de la temperatura ambiental. Tant per al convertidor reductor (Figura 4.2.12) com en el bidireccional (Figura 4.2.13) tenim el mateix comportament: A major temperatura, més elevades són les pèrdues obtingudes.

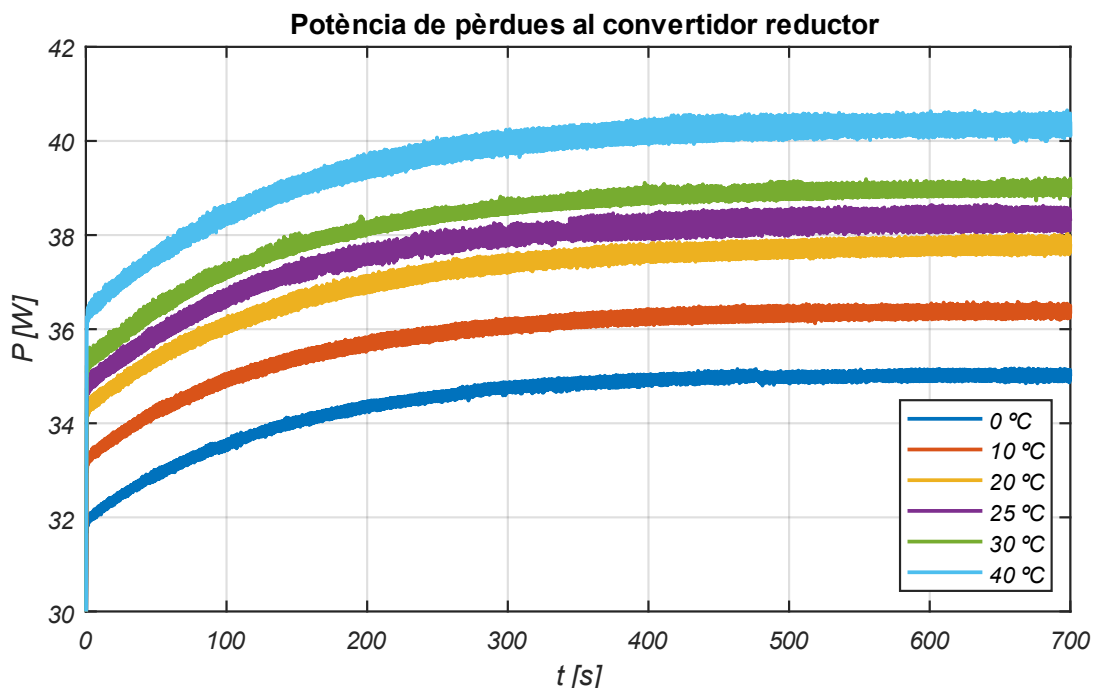


Figura 4.2.12.- Pèrdues del convertidor reductor en funció de la temperatura ambiental

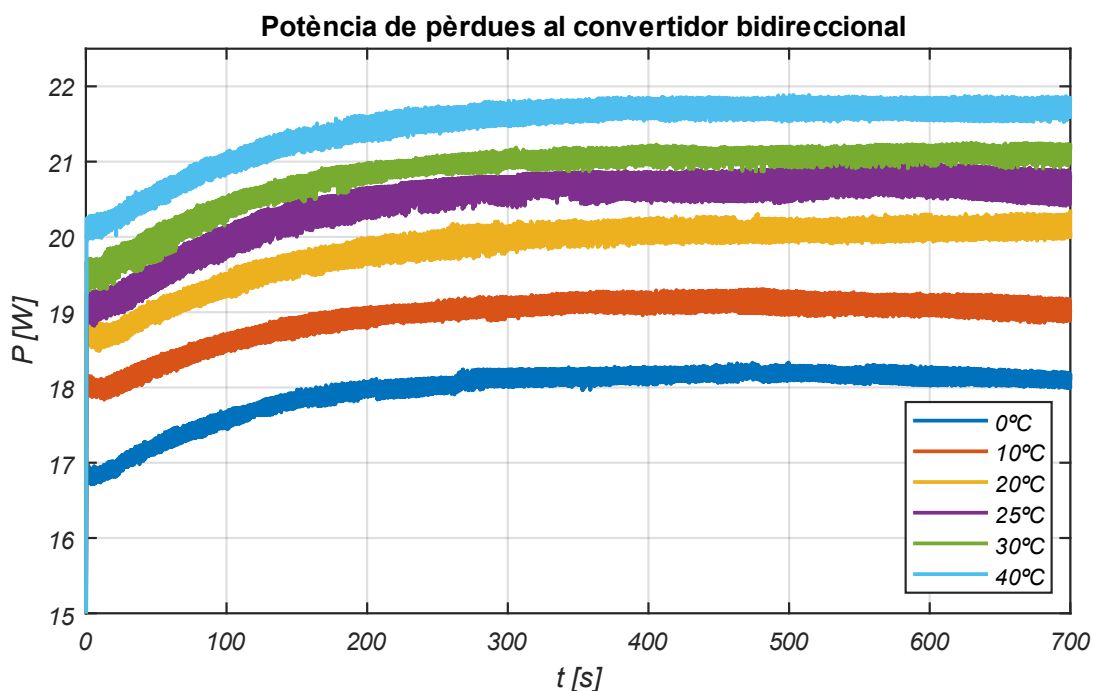


Figura 4.2.13.- Pèrdues del convertidor bidireccional en funció de la temperatura ambiental

4.3. Eficiència i entropia

En aquest apartat es fa l'anàlisi de l'eficiència energètica del sistema a partir de dos mètodes. Per una banda, s'utilitza el càlcul convencional corresponent a la relació entre l'energia útil d'un sistema i la consumida per aquest. Per l'altra, tenint en compte també la temperatura es determina la producció d'entropia del sistema. Podem determinar el canvi d'entropia d'un sistema a partir del flux tèrmic produït en aquest i la seva temperatura. En aquest cas, el flux tèrmic es correspon a la potència de pèrdues, per tant, podem determinar la generació d'entropia a partir de les pèrdues i la temperatura en un instant determinat.

$$\frac{dS}{dt} = \frac{P_p}{T} \quad (4.3.1)$$

Si es vol la quantitat total d'entropia produïda durant un interval de temps, simplement es pot realitzar l'integral de l'expressió (4.3.1).

$$S = \int_{t_i}^{t_f} dS dt \quad (4.3.2)$$

4.3.1. Panells fotovoltaics

Com que el model no té en compte el seu comportament dinàmic, s'obté una generació d'entropia constant durant tota la simulació. Per aquest motiu, només es mostra la variació d'aquesta generació respecte a la temperatura ambiental. Per fer més aparent la seva relació amb l'eficiència, s'exposen les dues funcions juntes a la Figura 4.3.1.

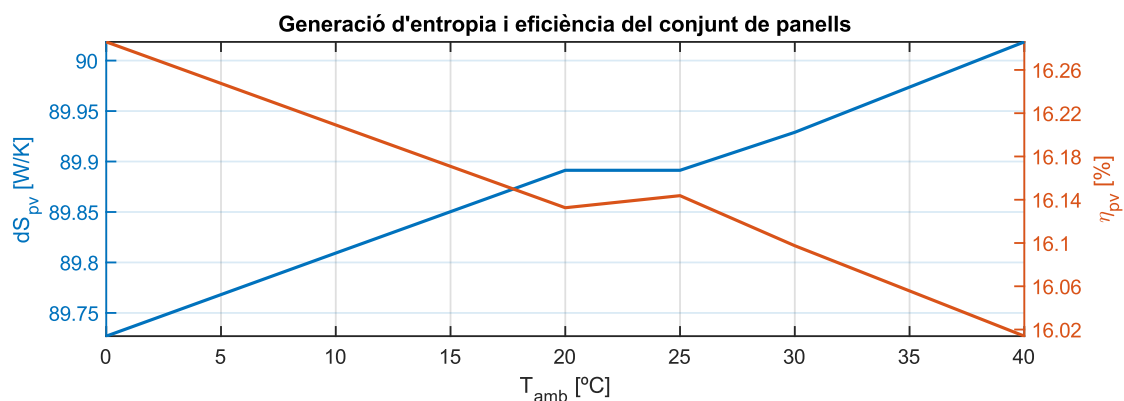


Figura 4.3.1.- Generació d'entropia i eficiència dels panells en funció de la temperatura ambiental

S'observa que existeix una relació proporcionalment inversa entre els dos conceptes, on a major producció d'entropia menor és l'eficiència del sistema. El comportament és anàleg a les pèrdues, generalment a major temperatura més gran és la producció d'entropia i, per tant, menor la seva eficiència. Aquest fet no es compleix en l'interval intermedi de temperatures, on als 25 °C existeix una disminució en les pèrdues i, com a conseqüència, de la generació d'entropia.

4.3.2. Bateria

Pel que fa a la bateria, es produeix la situació inversa. Una disminució de la temperatura ambiental es tradueix en un increment de la generació d'entropia. Aquest increment, tal com passa amb les pèrdues, és significativament major a les temperatures més baixes. En canvi, la variació entre els 10 i 40 °C és relativament constant.

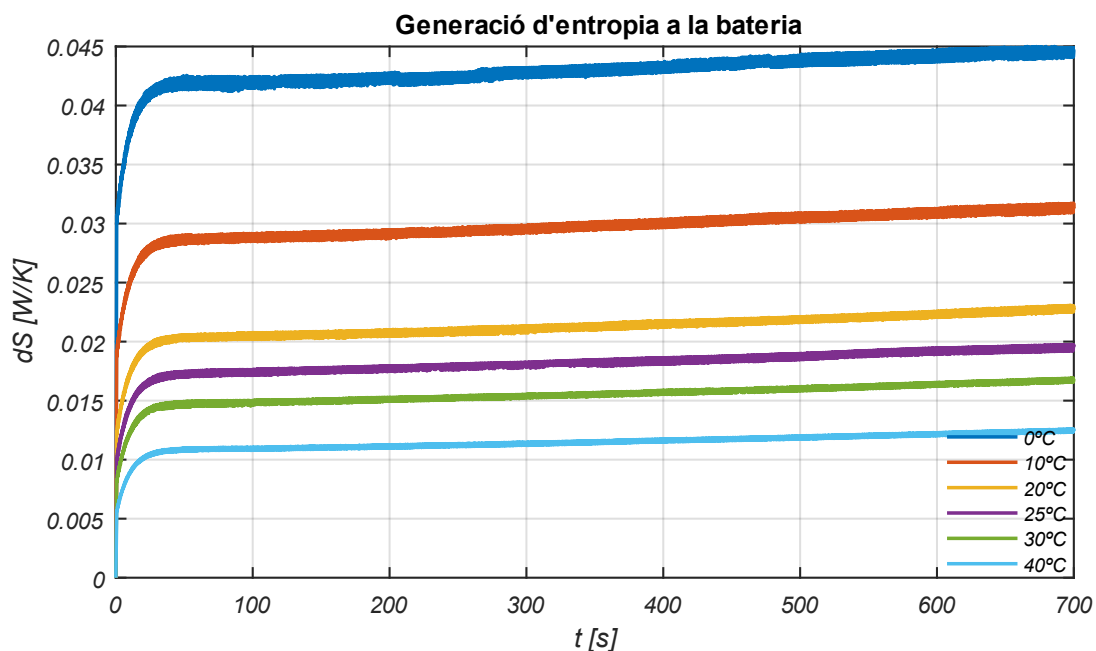


Figura 4.3.2.- Generació d'entropia a la bateria en funció de la temperatura ambiental

La generació d'entropia no arriba a un estat constant, sinó que es manté incrementant-se al llarg de la simulació com es veu a la Figura 4.3.2. Molt probablement aquest fet és degut al fet que tant la temperatura com les pèrdues també es mantenen en l'estat transitori. Per aquest motiu, per tal de realitzar la comparació d'entropia a diferents temperatures ambiental es comparen els seus resultats i els de l'eficiència en els instants finals de la simulació (Figura 4.3.3).

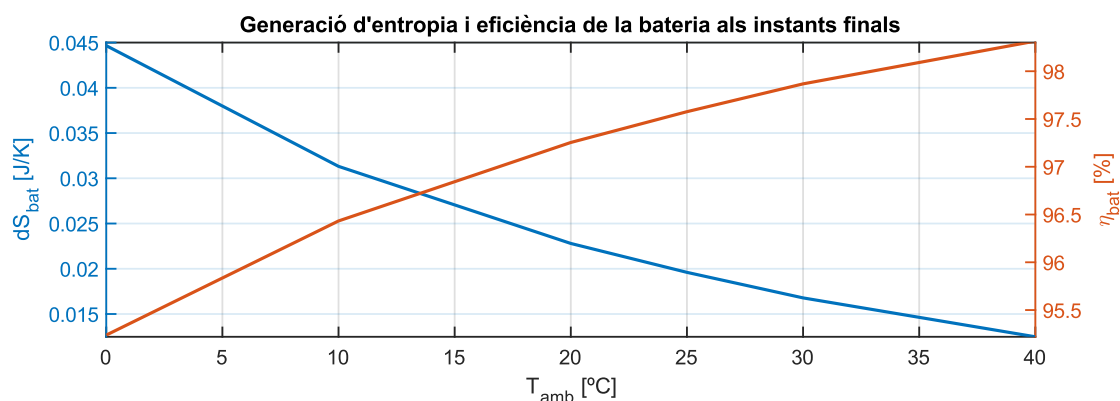


Figura 4.3.3.- Generació d'entropia i eficiència de la bateria als instants finals de la simulació en funció de la temperatura ambiental

De la mateixa manera que els panells fotovoltaics, en aquest cas també tenim una relació inversament proporcional entre l'entropia generada i l'eficiència de la bateria.

4.3.3. Convertidors

La presentació de resultats segueix el mateix procés que a l'apartat de comportament tèrmic. Primer es presenta individualment la generació d'entropia dels components de cada convertidor per a una temperatura ambiental de 25 °C, tenint com a propòsit observar el seu comportament dinàmic. Posteriorment, es presenta directament el total de cada convertidor per observar la seva variació per a diferents temperatures ambientals.

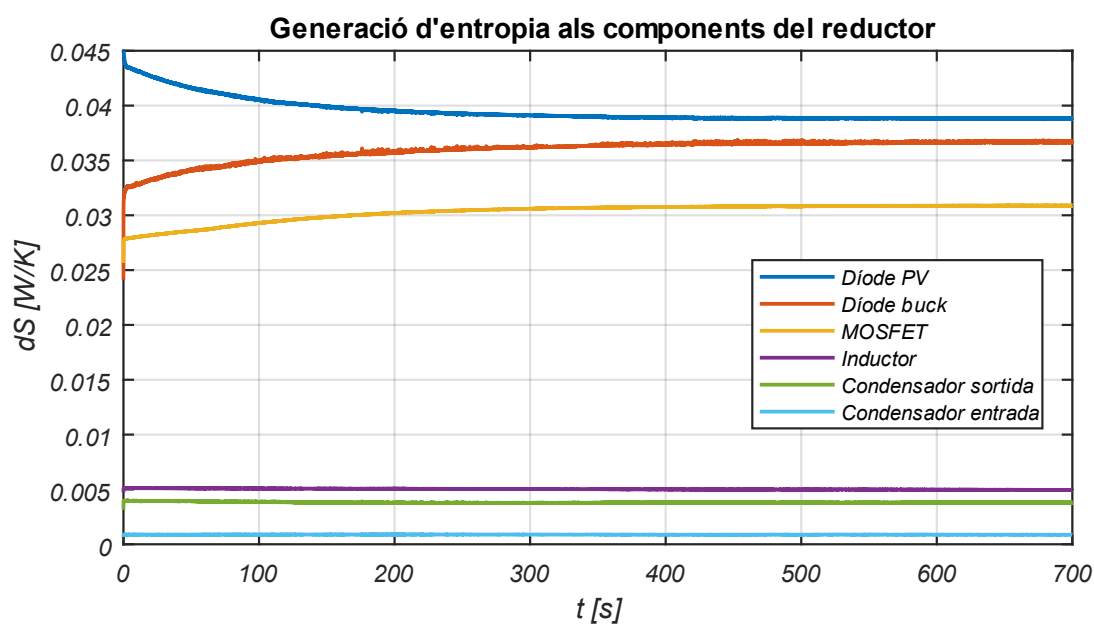


Figura 4.3.4.- Generació d'entropia als components del convertidor reductor per a $T_{amb} = 25$ °C

Ràpidament es pot veure que la generació d'entropia d'ambdós convertidors tenen una evolució molt similar a la potència de pèrdues (Figura 4.3.4 i Figura 4.3.5).

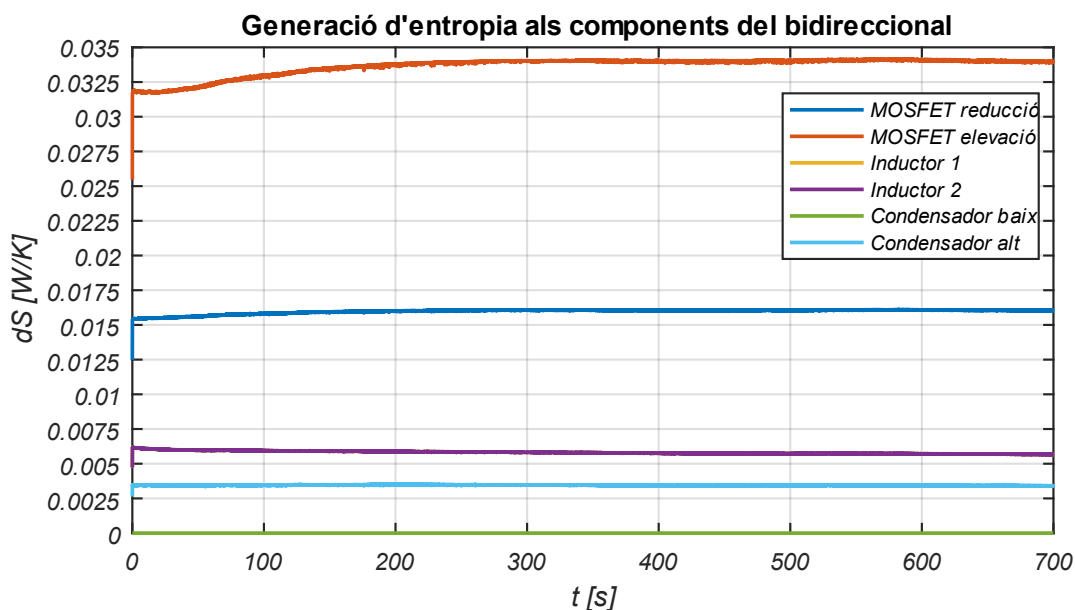


Figura 4.3.5.- Generació d'entropia als components del convertidor bidireccional per a $T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$

Quant a les generacions d'entropia als dos convertidors en funció de la temperatura ambiental, aquestes tenen un valor pràcticament idèntic al llarg de la simulació. A diferència de les pèrdues on existia una variació apreciable, la generació d'entropia no canvia de manera significativa amb diferents temperatures (Figura 4.3.6).

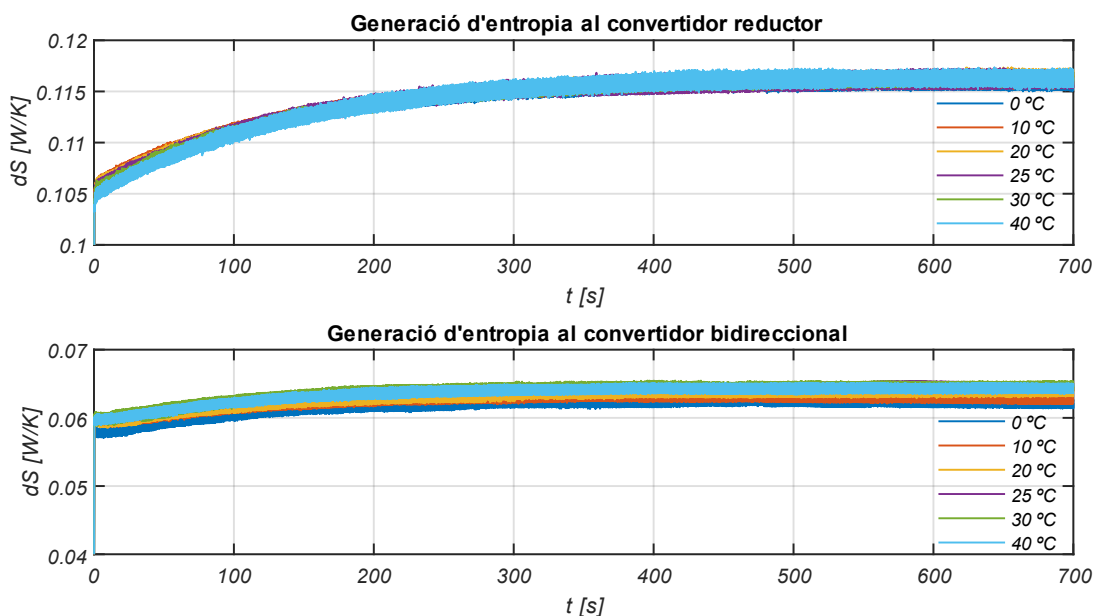


Figura 4.3.6.- Generació d'entropia als convertidors per a $T_{amb} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$

Aquesta variació tan minúscula de la generació pot ser explicada a partir del càlcul de l'eficiència dels convertidors, on també s'observa que la disminució d'aquesta és molt reduïda. Com que la generació d'entropia arriba al que podríem considerar el seu estat estacionari a la finalització de la simulació, podem utilitzar el seu valor final per a la comparació amb l'eficiència (Figura 4.3.7 i Figura 4.3.8).

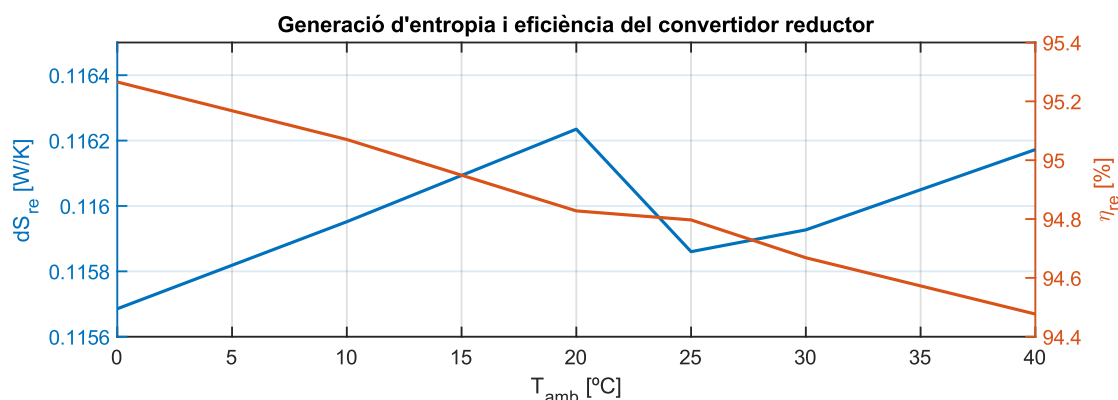


Figura 4.3.7.- Generació d'entropia i eficiència del convertidor reductor per a diferents temperatures ambientals

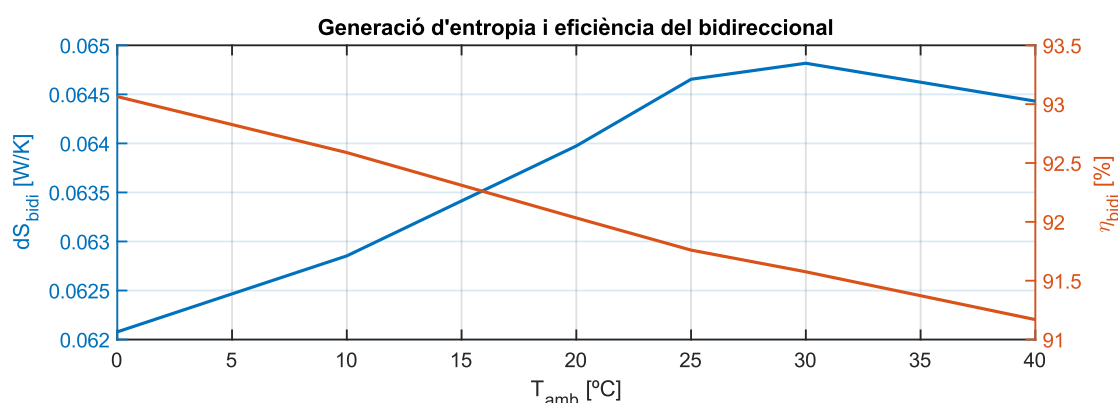


Figura 4.3.8.- Generació d'entropia i eficiència del convertidor bidireccional per a diferents temperatures ambientals

En el convertidor reductor, s'observa una disminució de la generació als 25 °C. Quant a aquesta discontinuïtat, veient que no succeeix al convertidor bidireccional i que l'única diferència entre els dos és que un conté díodes i l'altre no, és possible que aquests siguin la causa d'aquest comportament. Les pèrdues per conducció d'un díode disminueixen en augmentar la seva temperatura, tal com es pot veure a les dades de la seva fitxa tècnica (Figura 3.3.11). Tenint en compte que el contribuent més gran de pèrdues al convertidor reductor és el díode connectat al conjunt fotovoltaic, aquesta propietat dels díodes podria

explicar aquest comportament. El canvi bruscat produït entre les dues temperatures es podria atribuir al fet que les pèrdues per conducció del díode no tenen una evolució lineal amb la variació de la seva temperatura.

Quant al convertidor reductor, la seva generació presenta un augment fins als 30 °C, on posteriorment a una disminució del seu pendent aquesta comença a disminuir.

4.3.4. Microxarxa

Finalment, a partir de la determinació d'entropia de cada element de la microxarxa, podem calcular la quantitat global del sistema que s'ha produït al llarg de la simulació (Figura 4.3.9).

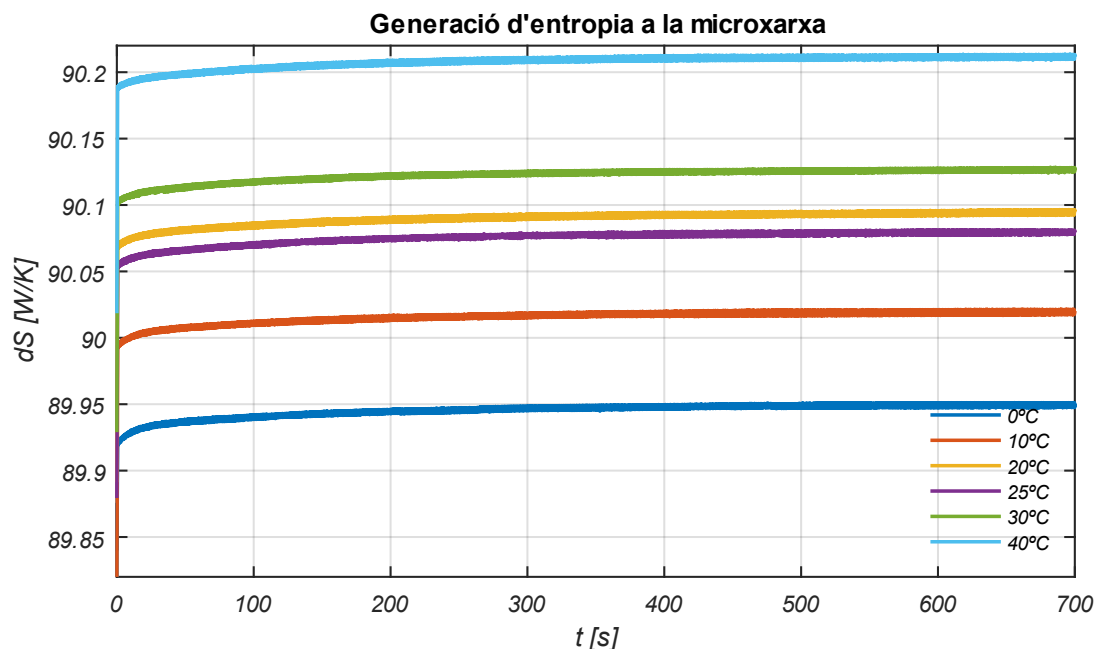


Figura 4.3.9.- Entropia generada a la microxarxa en funció de la temperatura ambiental

Tenint en compte l'alt valor de generació d'entropia dels panells, aquests acaben marcant la producció global. Ara bé, com que la diferència entre les escales de valors és tan elevada, no s'observa la influència dels altres elements. Per aquest motiu, és també d'interès observar la quantitat d'entropia generada sense tenir en compte el conjunt de panells fotovoltaics (Figura 4.3.10).

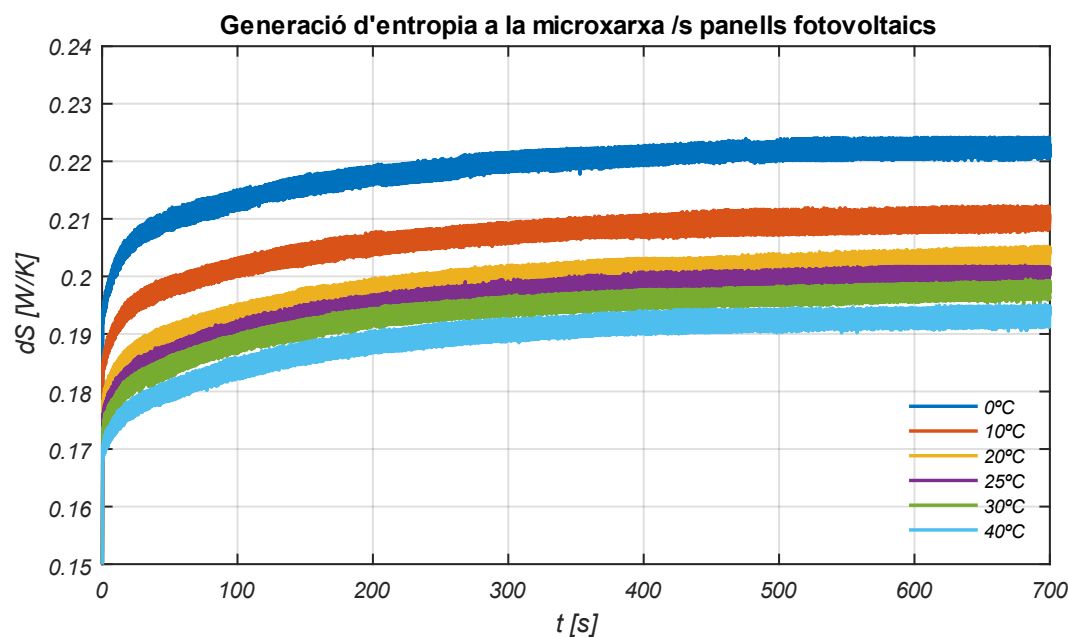


Figura 4.3.10.- Entropia generada a la microxarxa en funció de la temperatura ambiental sense tenir en compte els panells fotovoltaics

En aquest cas, el comportament és similar a l'entropia generada de la bateria, fet normal si es té en compte que la generació dels convertidors es manté constant per a les diferents temperatures.

A mode de resum, es mostra a la Taula 4.3.1 les eficiències i a la Taula 4.3.2 la generació d'entropia dels components en funció de la temperatura ambiental.

Temperatura ambiental (°C)	Eficiència (%)					
	0	10	20	25	30	40
Panell fotovoltaic	16,29	16,21	16,13	16,14	16,10	16,01
Bateria	95,24	96,43	97,25	97,58	97,87	98,32
Convertidor reductor	95,27	95,07	94,83	94,80	94,67	94,48
Convertidor bidireccional	93,06	92,59	92,03	91,76	91,58	91,17

Taula 4.3.1.- Eficiències dels elements de la microxarxa en funció de la temperatura ambiental

Temperatura ambiental (°C)	Generació d'entropia, dS (W/K)					
	0	10	20	25	30	40
Panell fotovoltaic	89,7270	89,8093	89,8913	89,8794	89,9290	90,0185
Bateria	0,0447	0,0313	0,0228	0,0196	0,0168	0,0125
Convertidor reductor	0,1157	0,1160	0,1162	0,1159	0,1159	0,1162
Convertidor bidireccional	0,0621	0,0629	0,0640	0,0647	0,0648	0,0644

Taula 4.3.2.- Generació d'entropia als instants finals de la simulació dels elements de la microxarxa en funció de la temperatura ambiental

5. Discussió

En aquesta secció es comenten els resultats obtinguts a les simulacions traient les conclusions pertinents. La primera part d'aquests resultats es correspon a la resposta elèctrica de la microxarxa davant diferents escenaris. Al llarg d'aquests, el comportament del sistema ha sigut l'esperat mantenint-se dins dels paràmetres establerts a la part del disseny. Tot i això, s'ha pogut observar certs aspectes a comentar.

Per una part, en totes les simulacions on es parteix d'un estat inicial d'apagada i amb un valor d'irradiància constant, s'observa un sobrepic de la tensió instants abans de la seva estabilització (Figura 4.1.8, Figura 4.1.1 i Figura 4.1.5). Tot i que l'interval de sobretensió és molt reduït, és possible que certes càrregues més sensibles puguin ser perjudicades. El motiu d'aquest fenomen s'explica a partir del disseny de control realitzat. A l'estar el canvi de mode funcionament lligat a la tensió de bus, no és fins que el seu valor creua els seus límits establerts que el sistema de control reacciona. Per tant, de manera inevitable sempre es tindrà una variació de la tensió abans que es produeixi el canvi de mode. Una opció per mitigar aquest comportament és la reducció d'aquest interval de límit de tensió, fent així que la seva variació també sigui menor abans del canvi. Ara bé, un excés en aquesta disminució pot provocar que el sistema de control detecti erròniament que s'hagi de fer un canvi de mode. Això és degut al fet que és probable que en certs períodes de temps la tensió del bus experimenti oscil·lacions o variacions. Si el valor límit és molt pròxim al nominal, aquestes variacions poden provocar que el sistema de control detecti la necessitat d'un canvi quan no és així. Aquesta situació pot causar l'oscil·lació entre els dos modes de funcionament desestabilitzant el sistema. És recomanable, per tant, la modificació del disseny actual per corregir aquest comportament o buscar un nou plantejament diferent.

Per altra banda, el tipus d'escenari afecta directament en l'eficiència del conjunt de panells fotovoltaics. Aquest fet es dona per la necessitat de reduir la producció energètica quan aquesta no pot ser absorbida totalment pel sistema. En aquest sentit, és l'escenari on no tenim càrrega i la bateria absorbeix tota la generació fotovoltaica el que menor aprofitament de l'energia té. Per tant, és recomanable mantenir un consum equivalent a la generació màxima possible en tot moment i especialment en els intervals de major irradiància. Una tècnica emprada per a aquest tipus de situació és l'anomenat desplaçament de càrrega (*load shifting*) [60]. Aquest aprofita la flexibilitat de certs tipus de càrregues per alimentar-les quan es produeixin aquests períodes d'excés. El desavantatge és que es necessita un sistema de control addicional.

Quant a l'apartat de pèrdues, podem distingir dos comportaments contraris en els elements de la microxarxa. Tant el panell com els convertidors augmenten la seva quantitat de pèrdues a major temperatura de funcionament. En canvi, per l'interval de valors simulats la bateria té major potència de pèrdues quan aquests es redueixen.

En el cas dels convertidors, són els semiconductors els que produeixen de manera majoritària les pèrdues. Tenint en compte que en el model tèrmic d'aquest treball s'ha suposat la seva refrigeració per convecció natural, es podria plantejar la introducció d'un sistema de refrigeració activa per reduir així la temperatura i pèrdues. En aquest cas s'hauria d'observar la diferència entre la disminució de les pèrdues i el consum afegit per l'ús de ventiladors o altres sistemes de refrigeració emprats, determinant així si la modificació suposa una reducció real de l'energia perduda en el convertidor.

De manera específica al convertidor reductor, s'observa que la major part de les pèrdues són produïdes pels díodes. Un fet a tenir en compte, és que s'ha escollit el mateix model pels dos components tot i que desenvolupen funcions diferents. Per una part, al díode connectat al conjunt de panells fotovoltaics hi transcorre una significativa quantitat de corrent però de manera constant. En canvi, l'utilitzat per realitzar la conversió de potència treballa de manera commutada i a altes freqüències. Fer ús a cada cas del tipus de díode que s'adapti millor a aquestes condicions de treball pot disminuir les seves pèrdues.

Finalment, utilitzant els resultats de potències de pèrdues i temperatures s'ha estimat la generació d'entropia dels components de la microxarxa. S'observa que aquesta té una relació inversa amb l'eficiència, a major producció d'entropia d'un element menor serà aquesta. És per tant possible relacionar l'eficiència energètica d'un sistema amb la seva generació d'entropia durant el seu funcionament, sent aquell amb menor generació el més eficient. Aquest mètode de determinació de l'eficiència pot ser d'utilitat per a la comparació de sistemes, especialment els més complexos. Si es té un de simple amb un valor de potència d'entrada i un de sortida, és fàcil determinar l'eficiència a partir de la seva diferència. En canvi, quan s'analitzen sistemes més complexos amb multitud d'elements funcionant simultàniament, fer una determinació global de l'eficiència pot ser complicat. En aquest cas, la generació d'entropia total del sistema podria ser utilitzada per a la comparació de la seva eficiència respecte a altres sistemes.

Podem observar que l'eficiència dels diferents elements no és veu afectada amb la mateixa magnitud en funció de la temperatura. Els panells fotovoltaics són els que menor variació tenen, disminuint un 0,24 % la seva generació en passar dels 0 a 40 °C (Figura 4.3.1). Major

és la diferència als convertidors, on és del 0,8 i 1,8 % pel convertidor reductor i bidireccional respectivament (Figura 4.3.7). És possible que aquesta discrepància entre els dos valors es correspongui al fet que un estigui format per díodes i l'altre no. Aquests veuen disminuïdes les seves pèrdues de conducció en augmentar la temperatura. Per tant, l'augment de les pèrdues totals del convertidor reductor a majors temperatures es podria veure disminuït per aquest fet. Finalment, trobem la diferència més gran a la bateria amb un decreixement del 3,08 % (Figura 4.3.3).

Conclusions

En aquest treball es presenta el desenvolupament d'un model d'una microxarxa, sent l'objectiu principal l'anàlisi de la seva eficiència energètica. Per tal de fer aquest estudi, és necessari la determinació de les pèrdues que es produeixen en els diferents elements del sistema. A la vegada, aquestes són influïdes pels seus propis comportaments tèrmics. Tenint en compte aquest fet, es divideix el model en tres: L'elèctric, de pèrdues i tèrmic. El primer simula el comportament elèctric del sistema i el control d'aquest. Amb els seus resultats es fa la determinació de les pèrdues que el model tèrmic utilitza per al càlcul de les temperatures.

La microxarxa a estudiar es compon d'un conjunt de panells fotovoltaics, una bateria i una càrrega de corrent continu. Els diferents elements estan interconnectats a partir d'un convertidor reductor i un de bidireccional.

L'anàlisi de l'eficiència es realitza a partir de dos mètodes diferents. Per una part, es calcula la diferència entre la potència consumida i útil de cada element com es fa de manera convencional. Per l'altra, s'utilitza el concepte d'entropia per determinar la seva generació al sistema. Als resultats s'observa que existeix una relació inversa entre ambdós conceptes, sent els sistemes amb major generació d'entropia els menys eficients. És possible doncs, fer ús del concepte de generació d'entropia per a la comparació de l'eficiència energètica de diferents sistemes.

En aquest cas d'estudi, s'obté la generació més gran d'entropia al conjunt de panells fotovoltaics. Això és degut al fet que el càlcul de les seves pèrdues s'ha determinat a partir de la diferència entre l'energia total incidida a la superfície dels panells i la produïda per aquests. En canvi, tant els convertidors com la bateria tenen un valor molt menor. D'aquests, la generació més elevada la té el convertidor bidireccional sent gairebé el doble que el reductor. La bateria és l'element que menys genera entropia al llarg de totes les simulacions realitzades.

Per tal d'observar l'efecte de la variació en la temperatura ambiental al sistema, s'ha realitzat diverses simulacions canviant aquest paràmetre obtenint comportaments diferents dels elements de la microxarxa. Per un part, les pèrdues de tant els panells com els convertidors augmenten a major temperatura. Quant a la generació d'entropia, la seva variació és molt reduïda en ambdós casos. Per altra banda, la bateria disminueix les seves pèrdues en augmentar la temperatura i la variació en la generació d'entropia és d'un valor considerable.

Quant a l'assoliment dels objectius marcats en aquest treball, es considera que el model creat és capaç de simular adequadament el comportament elèctric de la xarxa. Per l'altra banda, s'obté els resultats de pèrdues de cada element i l'evolució de les seves temperatures. Per tant, es pot afirmar que s'ha complert els objectius. Ara bé, en ser aquest un treball purament teòric, no s'ha realitzat comprovacions experimentals d'aquest model provocant que no es pugui confirmar la seva validesa.

Tenint en compte aquest fet, la continuació lògica a aquest treball és la implementació a nivell experimental del model dissenyat amb l'objectiu de determinar la seva validesa i precisió. Per altra banda, els paràmetres dels dispositius utilitzats per a la seva determinació tèrmica i de pèrdues s'han obtingut de les respectives fitxes tècniques. El problema és que aquests valors són de referència i poden diferir dels reals en funció del tipus de circuit. En aquest sentit, una altra tasca a realitzar és la determinació d'aquests paràmetres experimentalment per assegurar uns resultats més fiables.

Finalment, les altres consideracions estan relacionades amb el mateix disseny de la microxarxa. S'ha observat als resultats que el sistema de control té comportaments no desitjables en certes circumstàncies, sent recomanable la modificació o replantejament d'aquest. Per altra banda, bona part de les pèrdues del convertidor reductor són produïdes pels díodes, fent convenient analitzar si aquestes es redueixen canviant el tipus de díode tal com es comenta a l'apartat de discussió de resultats. Per acabar, la introducció d'un mètode de càlcul de les pèrdues dels panells fotovoltaics més detallat que l'utilitzat en aquest treball beneficiaria la precisió del model.

Bibliografia

- [1] K. Cabana-Jiménez, J. E. Candelo-Becerra, and V. S. Santos, “Comprehensive Analysis of Microgrids Configurations and Topologies,” *Sustainability (Switzerland)*, vol. 14, no. 3. MDPI, Feb. 01, 2022. doi: 10.3390/su14031056.
- [2] G. Shahgholian, “A brief review on microgrids: Operation, applications, modeling, and control,” *International Transactions on Electrical Energy Systems*, vol. 31, no. 6. John Wiley and Sons Ltd, Jun. 01, 2021. doi: 10.1002/2050-7038.12885.
- [3] M. Moradi and A. Akbari Foroud, “Operation Management of Microgrid Clusters,” 2021, pp. 17–59. doi: 10.1007/978-3-030-59750-4_2.
- [4] M. Y. Nguyen and Y. T. Yoon, “A Comparison of Microgrid Topologies Considering Both Market Operations and Reliability,” *Electric Power Components and Systems*, vol. 42, no. 6, pp. 585–594, Apr. 2014, doi: 10.1080/15325008.2014.880963.
- [5] R. W. Erickson and D. Maksimović, *Fundamentals of Power Electronics*. Cham: Springer International Publishing, 2020. doi: 10.1007/978-3-030-43881-4.
- [6] P. ten Haaf, “Understanding Diode Reverse Recovery and its Effect on Switching Losses,” 2007.
- [7] J. Garcia, “Losses in Power Diodes.” DIEECS, University of Oviedo.
- [8] N. Mohan, T. M. Undeland, and W. P. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*, no. v. 1. Wiley, 2003. [Online]. Available: <https://books.google.es/books?id=19UDzwEACAAJ>
- [9] D. Graovac, M. Pürschel, and A. Kiep, “MOSFET Power Losses Calculation Using the Data-Sheet Parameters (Application Note),” Neubiberg, Germany, Jul. 2006.
- [10] M. Sadiku and C. K. Alexander, *Fundamentals of Electric Circuits (International Student Edition)*, 7th ed. McGraw-Hill Education, 2019.
- [11] E. M. Purcell and D. J. Morin, *Electricity and magnetism*, 3rd ed. Cambridge, UK: Cambridge University Press, 2013.
- [12] R. Bramanpalli, “Accurate Inductor Loss Determination Using Würth Elektronik’s REDEXPERT.” Würth Elektronik eiSos GmbH & Co. KG, Waldenburg, Germany, 2015.
- [13] “Equivalent Series Resistance (ESR) of Capacitors.” ET LABS, Inc., Sep. 2019.
- [14] T. Markvart and L. Castañer, “Principles of Solar Cell Operation,” in *Practical Handbook of Photovoltaics*, Elsevier, 2012, pp. 7–31. doi: 10.1016/B978-0-12-385934-1.00001-5.
- [15] J. Prasanth Ram and N. Rajasekar, “Design of PV Systems with Battery Storage,” in *Smart grid systems: Modeling and control*, N. R. Babu, Ed. CRC Press, 2018, pp. 12–38.

- [16] I. Santiago, D. Trillo-Montero, I. M. Moreno-Garcia, V. Pallarés-López, and J. J. Luna-Rodríguez, “Modeling of photovoltaic cell temperature losses: A review and a practice case in South Spain,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 90, pp. 70–89, Jul. 2018, doi: 10.1016/j.rser.2018.03.054.
- [17] S. Armstrong and W. G. Hurley, “A thermal model for photovoltaic panels under varying atmospheric conditions,” *Applied Thermal Engineering*, vol. 30, no. 11–12, pp. 1488–1495, Aug. 2010, doi: 10.1016/j.applthermaleng.2010.03.012.
- [18] M. Mattei, G. Notton, C. Cristofari, M. Muselli, and P. Poggi, “Calculation of the polycrystalline PV module temperature using a simple method of energy balance,” *Renewable Energy*, vol. 31, no. 4, pp. 553–567, Apr. 2006, doi: 10.1016/j.renene.2005.03.010.
- [19] R. M. Dell and D. A. J. Rand, *Understanding Batteries*. Cambridge: Royal Society of Chemistry, 2007. doi: 10.1039/9781847552228.
- [20] D. Gallo, C. Landi, M. Luiso, and R. Morello, “Optimization of Experimental Model Parameter Identification for Energy Storage Systems,” *Energies (Basel)*, vol. 6, no. 9, pp. 4572–4590, Sep. 2013, doi: 10.3390/en6094572.
- [21] B. Xia, B. Ye, and J. Cao, “Polarization Voltage Characterization of Lithium-Ion Batteries Based on a Lumped Diffusion Model and Joint Parameter Estimation Algorithm,” *Energies (Basel)*, vol. 15, no. 3, p. 1150, Feb. 2022, doi: 10.3390/en15031150.
- [22] O. Tremblay and L.-A. Dessaint, “Experimental Validation of a Battery Dynamic Model for EV Applications,” *World Electric Vehicle Journal*, vol. 3, no. 2, pp. 289–298, Jun. 2009, doi: 10.3390/wevj3020289.
- [23] Y. Liu, Y. G. Liao, and M.-C. Lai, “Lithium-Ion Polymer Battery for 12-Voltage Applications: Experiment, Modelling, and Validation,” *Energies (Basel)*, vol. 13, no. 3, p. 638, Feb. 2020, doi: 10.3390/en13030638.
- [24] “Generic battery model,” *The MathWorks, Inc.* www.mathworks.com/help/physmod/sps/powersys/ref/battery.html (accessed May 05, 2022).
- [25] H. R., H. Daneshpajoo, A. Safaee, P. Jain, and A. Bakhshai, “Bidirectional DC - DC Converters for Energy Storage Systems,” in *Energy Storage in the Emerging Era of Smart Grids*, InTech, 2011. doi: 10.5772/23494.
- [26] M. del Rosario Rivera-Espinosa, A. Y. Alejandre-Lopez, J. E. Pedraza-Barron, P. M. Garcia-Vite, and H. R. Robles-Campos, “A high step-up DC-DC converter with MPPT for PV application,” in *2017 IEEE International Autumn Meeting on Power, Electronics and Computing (ROPEC)*, Nov. 2017, pp. 1–6. doi: 10.1109/ROPEC.2017.8261610.

- [27] S. P. Thompson, *Dynamo-Electricity Machinery*. Cambridge: Cambridge University Press, 2011. doi: 10.1017/CBO9780511795404.
- [28] N. Karami, N. Moubayed, and R. Outbib, “General review and classification of different MPPT Techniques,” *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, vol. 68. Elsevier Ltd, pp. 1–18, Feb. 01, 2017. doi: 10.1016/j.rser.2016.09.132.
- [29] T. L. Bergman, T. L. Bergman, F. P. Incropera, D. P. DeWitt, and A. S. Lavine, *Fundamentals of Heat and Mass Transfer*. Wiley, 2011.
- [30] G. Sidebotham, “Thermal Circuits,” in *Heat Transfer Modeling*, Cham: Springer International Publishing, 2015, pp. 3–29. doi: 10.1007/978-3-319-14514-3_1.
- [31] “MATLAB,” *The MathWorks, Inc.* www.mathworks.com/products/matlab.html (accessed Jun. 09, 2022).
- [32] “Simulink - Simulation and Model-Based Design,” *The MathWorks, Inc.* www.mathworks.com/products/simulink.html (accessed Jun. 09, 2022).
- [33] “ESPMC Polycrystalline Solar Module Datasheet.” Zhejiang ERA Solar Technology Co., Ltd. Accessed: May 02, 2022. [Online]. Available: autosolar.es/pdf/ficha-tecnica-panel-280.pdf
- [34] “Implement diode model - Simulink,” *The MathWorks, Inc.* www.mathworks.com/help/physmod/sps/powersys/ref/diode.html (accessed May 14, 2022).
- [35] “Implement MOSFET model - Simulink,” *The MathWorks, Inc.* www.mathworks.com/help/physmod/sps/powersys/ref/mosfet.html?s_tid=doc_ta (accessed May 14, 2022).
- [36] “IRFP260NPbF HEXFET® Power MOSFET.” Infineon Technologies AG, Aug. 2010. Accessed: May 02, 2022. [Online]. Available: www.infineon.com/cms/en/product/power/mosfet/n-channel/irfp260n/
- [37] “Fast Soft Recovery Rectifier Diode, 40A. VS-40EPF1.PbF Series, VS-40EPF1.-M3 Series.” Vishay Semiconductors, Feb. 11, 2016. Accessed: May 06, 2022. [Online]. Available: docs.rs-online.com/ec91/0900766b814f664e.pdf
- [38] “WE-HCFT Flat Wire THT High Current 47uH Inductor (7443763540470) Datasheet.” Würth Elektronik eiSos GmbH & Co. KG, Mar. 08, 2021. Accessed: May 18, 2022. [Online]. Available: www.we-online.com/catalog/datasheet/7443763540470.pdf
- [39] “WCAP-PTHR Aluminum Polymer 22uF Capacitor (870056175003) Datasheet.” Würth Elektronik eiSos GmbH & Co. KG, Jan. 12, 2017. Accessed: May 20, 2022. [Online]. Available: www.we-online.com/catalog/datasheet/870056175003.pdf

- [40] “WCAP-PTHR Aluminum Polymer 68uF Capacitor (870055775007) Datasheet.” Würth Elektronik eiSos GmbH & Co. KG, Nov. 11, 2014. Accessed: May 20, 2022. [Online]. Available: www.we-online.com/catalog/datasheet/870055775007.pdf
- [41] “WCAP-PTHR Aluminum Polymer 33uF Capacitor (870056175005) Datasheet.” Würth Elektronik eiSos GmbH & Co. KG, Jan. 12, 2017. Accessed: May 20, 2022. [Online]. Available: www.we-online.com/catalog/datasheet/870056175005.pdf
- [42] “Simulink® User’s Guide.” The MathWorks, Inc., Natick, MA 01760-2098, pp. 181–242, 2022.
- [43] “REDEXPERT design software for calculating AC losses,” *Würth Elektronik GmbH & Co.* www.we-online.com/web/en/electronic_components/produkte_pb/produktinnovationen/redepert.php (accessed May 22, 2022).
- [44] M. Gupta and D. Weng, “Use thermal analysis to predict an IC’s transient behavior and avoid overheating,” *MAXIM Engineering Journal*, vol. 68th, pp. 9–17, Mar. 2012, Accessed: May 26, 2022. [Online]. Available: pdfserv.maximintegrated.com/en/ej/EJ68.pdf
- [45] M. Melito, A. Gaito, and G. Sorrentino, “Thermal effects and junction temperature evaluation of Power MOSFETs.” STMicroelectronics, Nov. 20, 2015. Accessed: May 26, 2022. [Online]. Available: www.st.com/resource/en/application_note/dm00241971-thermal-effects-and-junction-temperature-evaluation-of-power-mosfets-stmicroelectronics.pdf
- [46] “TO-247PLUS Description of the packages and assembly guidelines.” Infineon Technologies AG, Munich, Germany, Feb. 10, 2017. Accessed: May 26, 2022. [Online]. Available: www.infineon.com/dgdl/Infineon-Discrete_IGBT_in_TO-247PLUS-AN-v02_00-EN.pdf?fileId=5546d46249cd10140149e0c7fe9d56c7
- [47] “OMNI UNI 34 L Series Heat Sink Datasheet.” Wakefield-Vette. Accessed: May 27, 2022. [Online]. Available: wakefieldthermal.com/content/data_sheets/OMNIKLIP/omniKlip%20Wakefield%20Vette.pdf
- [48] A. Bhalla, “Thermal resistance characterization of Power MOSFETs.” Alpha and Omega Semiconductor, Inc., Jan. 2003. Accessed: May 27, 2022. [Online]. Available: www.aosmd.com/res/application_notes/mosfets/character_mosfet.pdf
- [49] “TO-247 RoHS Compliance Document.” International Rectifier, Jul. 2014. Accessed: May 26, 2022. [Online]. Available: www.irf.com/ehs/compliance/cr-to247.pdf

- [50] “Material Property Data - Copper, Cu; Annealed,” *MatWeb, LLC*. www.matweb.com/search/DataSheet.aspx?MatGUID=9aeb83845c04c1db5126fad6f76f7e (accessed May 27, 2022).
- [51] Y. Pascal, M. Petit, D. Labrousse, and F. Costa, “Thermal simulations of SiC MOSFETs under short-circuit conditions: influence of various simulation parameters,” in *2019 IEEE International Workshop on Integrated Power Packaging (IWIPP)*, Apr. 2019, pp. 137–142. doi: 10.1109/IWIPP.2019.8799085.
- [52] “Material Property Data - Aluminum 6063-T5,” *MatWeb, LLC*. www.matweb.com/search/DataSheet.aspx?MatGUID=79875d1b30c94af39029470988004fb6 (accessed May 27, 2022).
- [53] V. Cekov and A. van den Bossche, *Inductors and Transformers for Power Electronics*. CRC Press, 2005.
- [54] “Single Coil Inductors. Additional Information.” Würth Elektronik eiSos®, May 2020. Accessed: Jul. 27, 2022. [Online]. Available: www.w-online.com/catalog/media/o156358v446%20Catalogue_Tutorial_Single%20Coil%20Inductors%20%28rev1%29.pdf
- [55] “Manganese-Zinc (Mn-Zn) Ferrite,” *Makeitfrom*, May 30, 2020. www.makeitfrom.com/material-properties/Manganese-Zinc-Mn-Zn-Ferrite (accessed May 27, 2022).
- [56] J. L. Stevens, J. D. Sauer, and J. S. Shaffer, “Further improving heat dissipation from large aluminum electrolytic capacitors,” in *Conference Record of 1998 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Third IAS Annual Meeting (Cat. No.98CH36242)*, 1998, pp. 1125–1128. doi: 10.1109/IAS.1998.730288.
- [57] T. Furukawa, D. Senzai, and T. Yoshida, “Electrolytic capacitor thermal model and life study for forklift motor drive application,” in *2013 World Electric Vehicle Symposium and Exhibition (EVS27)*, Nov. 2013, pp. 1–6. doi: 10.1109/EVS.2013.6914976.
- [58] T. Huesgen, “Thermal Resistance of Snap-In Type Aluminum Electrolytic Capacitor Attached to Heat Sink,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 2, pp. 1198–1205, Mar. 2014, doi: 10.1109/TIA.2013.2278420.
- [59] S. Prasanth *et al.*, “Condition Monitoring of Electrolytic Capacitor based on ESR Estimation and Thermal Impedance model using Improved Power Loss Computation,” in *2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018 -ECCE Asia)*, May 2018, pp. 416–421. doi: 10.23919/IPEC.2018.8507747.
- [60] K. P. Swain and M. De, “Analysis of Effectiveness of Flexible Load Shifting Order on Optimum DSM,” in *2017 IEEE International WIE Conference on Electrical and*

Computer Engineering (WIECON-ECE), Dec. 2017, pp. 141–144. doi:
10.1109/WIECON-ECE.2017.8468922.

Annex A

A1. Índex de figures

FIGURA 2.1.1.- ESQUEMA D'UN EXEMPLE DE MICROXARXA DC	4
FIGURA 2.1.2.- ESQUEMA D'UN EXEMPLE DE MICROXARXA AC	5
FIGURA 2.1.3.- ESQUEMA D'UN EXEMPLE DE MICROXARXA HÍBRIDA	5
FIGURA 2.2.1.- REPRESENTACIÓ D'UN DÍODE [5].....	6
FIGURA 2.2.2.- REPRESENTACIÓ D'UN DÍODE POLARITZAT (A) INDIRECTAMENT I (B) DIRECTAMENT [5].....	7
FIGURA 2.2.3.- REPRESENTACIÓ DEL FENOMEN DE RECUPERACIÓ INVERSA D'UN DÍODE [5]	8
FIGURA 2.2.4.- ESQUEMA D'UN MOSFET [5]	9
FIGURA 2.2.5.- MODES DE FUNCIONAMENT D'UN MOSFET: (A) POLARITZACIÓ INVERSA IMPEDINT LA CONDUCCIÓ, (B) CONDUCCIÓ DEL DISPOSITIU A TRAVÉS DEL CANAL DE LA ZONA P, (C) POLARITZACIÓ DIRECTA DEL DÍODE DEL COS PERMETENT LA CIRCULACIÓ [5]	10
FIGURA 2.2.6.- SENYALS TÍPICS D'UN MOSFET EN ELS INTERVALS DE COMMUTACIÓ	12
FIGURA 2.2.7.- MODEL D'UN CONDENSADOR I LES SEVES PÈRDUES	15
FIGURA 2.3.1.- CIRCUIT EQUIVALENT D'UN PANELL FOTOVOLTAIC	16
FIGURA 2.3.2.- CORBES TÍPIQUES D'UN PANELL FOTOVOLTAIC SOLAR [14].....	17
FIGURA 2.4.1.- CORBA CARACTERÍSTICA DE DESCÀRREGA D'UNA BATERIA [20]	21
FIGURA 2.4.2.- ESQUEMA DEL MODEL DE CÀRREGA I DESCÀRREGA D'UNA BATERIA.....	22
FIGURA 2.5.1.- ESQUEMA DE FUNCIONAMENT D'UN CONVERTIDOR.....	24
FIGURA 2.5.2.- ESQUEMA D'UN SISTEMA MULTI-ETAPA	26
FIGURA 2.5.3.- EXEMPLE DE TENSIÓ D'UN INTERRUPTOR CONTROLAR PER UN SENYAL PWM	27
FIGURA 2.5.4.- CIRCUIT DEL CONVERTIDOR REDUCTOR (<i>BUCK</i>)	28
FIGURA 2.5.5.- REPRESENTACIÓ D' $i_L(t)$ EN UN CONVERTIDOR REDUCTOR [5]	29
FIGURA 2.5.6.- EVOLUCIÓ DEL CORRENT DE L'INDUCTOR PARTINT DE L'ESTAT INICIAL EN CONVERTIDOR REDUCTOR [5]	30
FIGURA 2.5.7.- TENSIÓ I CORRENT AL CONDENSADOR D'UN CONVERTIDOR REDUCTOR EN ESTAT ESTACIONARI [5]	31
FIGURA 2.5.8.- CIRCUIT D'UN CONVERTIDOR ELEVADOR (<i>BOOST CONVERTER</i>).....	32
FIGURA 2.5.9.- CORRENT A L'INDUCTOR I TENSIÓ AL CONDENSADOR D'UN CONVERTIDOR ELEVADOR EN ESTAT ESTACIONARI.....	34
FIGURA 2.5.10.- CIRCUITS DELS CONVERTIDORS (A) REDUCTOR, (B) ELEVADOR I (C) BIDIRECCIONAL SENSE AÏLLAMENT	35
FIGURA 2.5.11.- ESQUEMA DE PV I CONVERTIDOR AMB CONTROL MPPT BASAT EN P&O	37
FIGURA 2.5.12.- DIAGRAMA DE FLUX DE L'ALGORITME P&O.....	38
FIGURA 2.6.1.- ESQUEMA DELS DIFERENTS MODELS DE LA MICROXARXA	44
FIGURA 3.1.1.- ESQUEMA DELS COMPONENTS DE LA MICROXARXA.....	45
FIGURA 3.2.1.- BLOC DEL PANELL FOTOVOLTAIC.....	48
FIGURA 3.2.2.- MODEL DEL PANELL FOTOVOLTAIC.....	48
FIGURA 3.2.3.- CIRCUIT DE CàLCUL DEL CORRENT GENERAT PER LES CEL·LES FOTOVOLTAIQUES (I_L)	49
FIGURA 3.2.4.- CORBES DEL PANELL PER A DIFERENTS TEMPERATURES I IRRADIÀNCIA DE 1000 W/M ²	50
FIGURA 3.2.5.- CORBES DEL PANELL PER A DIFERENTS IRRADIÀNCIES I TEMPERATURA DE 25 °C.....	50
FIGURA 3.2.6.- BLOC DE LA BATERIA.....	51

FIGURA 3.2.7.- CIRCUIT DEL MODEL DE LA BATERIA	52
FIGURA 3.2.8.- CORBA DE DESCÀRREGA DE LA BATERIA MODELITZADA PER AL SEU CORRENT NOMINAL ($T_{BAT} = 20^{\circ}C$)	53
FIGURA 3.2.9.- CORBES DE DESCÀRREGA DE LA BATERIA MODELITZADA PER A DIFERENTS CORRENTS ($T_{BAT} = 20^{\circ}C$)	53
FIGURA 3.2.10.- BLOCS UTILITZATS PEL MODEL DEL CONVERTIDOR REDUCTOR	54
FIGURA 3.2.11.- CIRCUIT INTERIOR DEL BLOC <i>DIODE</i> [34]	54
FIGURA 3.2.12.- CIRCUIT INTERIOR DEL BLOC MOSFET [35].....	54
FIGURA 3.2.13.- CIRCUIT DEL MODEL DEL CONVERTIDOR REDUCTOR.....	55
FIGURA 3.2.14.- CIRCUIT DEL MODEL DEL CONVERTIDOR BIDIRECCIONAL	58
FIGURA 3.2.15.- BLOCS EMPRATS PER AL CONTROL PI I LA GENERACIÓ DEL SENYAL PWM	61
FIGURA 3.2.16.- EXEMPLES D'OPERADORS LÒGICS UTILITZANT EL BLOC <i>LOGICAL OPERATOR</i>	62
FIGURA 3.2.17.- CIRCUIT DE CONTROL DEL CONVERTIDOR BIDIRECCIONAL	62
FIGURA 3.2.18.- CIRCUIT DE CONTROL DEL CONVERTIDOR REDUCTOR.....	64
FIGURA 3.2.19.- CIRCUIT DE CONTROL DEL NIVELL SUPERIOR	65
FIGURA 3.2.20.- MODEL ELÈCTRIC DE LA MICROXARXA	66
FIGURA 3.3.1.- MODEL DE PÈRDUES DE LA BATERIA	67
FIGURA 3.3.2.- RESISTÈNCIA NORMALITZADA DE CONDUCCIÓ DEL MOSFET ($R_{DS,ON}$) EN FUNCIÓ DE LA TEMPERATURA A LA JUNCió.....	68
FIGURA 3.3.3.- BLOC <i>LOOKUP TABLE</i>	69
FIGURA 3.3.4.- CAIGUDA DE TENSIÓ AL DíODE INTERIOR DEL MOSFET EN FUNCIÓ DEL CORRENT I TEMPERATURA DE LA JUNCió.....	69
FIGURA 3.3.5.- MODEL DE PÈRDUES PER CONDUCCIÓ DEL MOSFET.....	70
FIGURA 3.3.6.- CIRCUIT DE LA RESISTÈNCIA VARIABLE EN SÈRIE AL MOSFET.....	72
FIGURA 3.3.7.- SENYALS DEL MOSFET DURANT LA SEVA COMMUTACIÓ.....	72
FIGURA 3.3.8.- CIRCUIT DE CàLCUL DE LES PÈRDUES PER COMMUTACIÓ DEL MOSFET.....	74
FIGURA 3.3.9.- MODEL ELÈCTRIC DEL MOSFET AMB CàLCUL DE PÈRDUES	75
FIGURA 3.3.10.- BLOC DEL SUBSISTEMA QUE CONTÉ EL MODEL DEL MOSFET.....	76
FIGURA 3.3.11.- CAIGUDA DE TENSIÓ AL DíODE EN FUNCIÓ DEL CORRENT DE CONDUCCIÓ I TEMPERATURA DE LA JUNCió.....	77
FIGURA 3.3.12.- CIRCUIT DE CàLCUL DE PÈRDUES PER CONDUCCIÓ DEL DíODE.....	77
FIGURA 3.3.13.- CàRREGA INVERSA DEL DíODE EN FUNCIÓ DEL CORRENT I DEL SEU PENDENT DE CAIGUDA PER A TEMPERATURA DE $25^{\circ}C$	78
FIGURA 3.3.14.- CàRREGA INVERSA DEL DíODE EN FUNCIÓ DEL CORRENT I DEL SEU PENDENT DE CAIGUDA PER A TEMPERATURA DE $150^{\circ}C$	78
FIGURA 3.3.15.- RELACIÓ ENTRE ELS CORRENTS DEL MOSFET I DíODE DURANT LA SEVA COMMUTACIÓ	79
FIGURA 3.3.16.- CIRCUIT DE CàLCUL DE PÈRDUES DE COMMUTACIÓ DEL DíODE.....	80
FIGURA 3.3.17.- MODEL ELÈCTRIC DEL DíODE AMB CàLCUL DE PÈRDUES	81
FIGURA 3.3.18.- BLOC DEL SUBSISTEMA QUE CONTÉ EL MODEL DEL DíODE.....	81
FIGURA 3.3.19.- PÈRDUES AL NUCLI DE L'INDUCTOR EN FUNCIÓ DEL CICLE DE TREBALL I EL SEU CORRENT	82
FIGURA 3.3.20.- MODEL ELÈCTRIC DE L'INDUCTOR AMB CàLCUL DE PÈRDUES	83
FIGURA 3.3.21.- BLOC DEL SUBSISTEMA QUE CONTÉ EL MODEL DE L'INDUCTOR.....	84
FIGURA 3.3.22.- MODEL ELÈCTRIC DEL CONDENSADOR AMB CàLCUL DE PÈRDUES.....	84
FIGURA 3.3.23.- BLOC DEL SUBSISTEMA QUE CONTÉ EL MODEL DEL CONDENSADOR	84
FIGURA 3.4.1.- MODEL TÈRMIC DEL PANELL FOTOVOLTAIC.....	85

FIGURA 3.4.2.- MODEL TÈRMIC BATERIA.....	86
FIGURA 3.4.3.- ESQUEMA DE LES DIFERENTS PARTS D'UN DISPOSITIU SEMICONDUCTOR [46]	87
FIGURA 3.4.4.- ESQUEMA DE LES RESISTÈNCIES TÈRMiques EN UN DISPOSITIU SEMICONDUCTOR	87
FIGURA 3.4.5.- IMPEDÀNCIA TRANSITÒRIA MÀXIMA DEL MOSFET [36].....	89
FIGURA 3.4.6.- CIRCUIT TÈRMIC DELS DISPOSITIUS SEMICONDUCTORS	91
FIGURA 3.4.7.- CAPACITÀNCIA TÈRMICA DE L'INDUCTOR.....	92
FIGURA 3.4.8.- CIRCUIT TÈRMIC DE L'INDUCTOR	93
FIGURA 3.4.9.- CIRCUIT TÈRMIC DEL CONDENSADOR.....	94
FIGURA 3.4.10.- MODEL TÈRMIC DEL CONVERTIDOR REDUCTOR	95
FIGURA 3.4.11.- MODEL TÈRMIC DEL CONVERTIDOR BIDIRECCIONAL	96
FIGURA 4.1.1.- TENSIONS I CORRENTS DEL PANELL, BUS I CÀRREGA EN FUNCIONAMENT NORMAL	97
FIGURA 4.1.2.- ARRISSAT DE LA TENSIO I CORRENT DE LA CÀRREGA EN FUNCIONAMENT NORMAL	98
FIGURA 4.1.3.- TENSIO I CORRENT DE LA BATERIA EN FUNCIONAMENT NORMAL	98
FIGURA 4.1.4.- POTÈNCIES DELS ELEMENTS DE LA MICROXARXA EN FUNCIONAMENT NORMAL.....	98
FIGURA 4.1.5.- TENSIONS I CORRENTS DEL PANELL, BUS I CÀRREGA AMB BATERIA CARREGADA.....	99
FIGURA 4.1.6.- ARRISSAT DE LA TENSIO I CORRENT DE LA CÀRREGA AMB BATERIA CARREGADA	100
FIGURA 4.1.7.- POTÈNCIES DELS ELEMENTS DE LA MICROXARXA AMB BATERIA CARREGADA	100
FIGURA 4.1.8.- TENSIONS I CORRENTS DEL PANELL, BUS I CÀRREGA SENSE CÀRREGA.....	101
FIGURA 4.1.9.- TENSIO I CORRENT DE LA BATERIA SENSE CÀRREGA	102
FIGURA 4.1.10.- POTÈNCIES DELS ELEMENTS DE LA MICROXARXA SENSE CÀRREGA	102
FIGURA 4.1.11.- TENSIONS I CORRENTS DEL PANELL, BUS I CÀRREGA AMB VARIACIÓ DE LA IRRADIÀNCIA.....	103
FIGURA 4.1.12.- TENSIO I CORRENT DE LA BATERIA AMB VARIACIÓ DE LA IRRADIÀNCIA	103
FIGURA 4.1.13.- POTÈNCIES DELS ELEMENTS DE LA MICROXARXA AMB VARIACIÓ DE LA IRRADIÀNCIA	104
FIGURA 4.2.1.- PÈRDUES RESPECTE A LA POTÈNCIA SOLAR DELS PANELLS FOTOVOLTAICS EN FUNCIO DE LA TEMPERATURA AMBIENTAL	105
FIGURA 4.2.2.- VARIACIÓ DE LA TEMPERATURA DEL PANELL EN FUNCIO DE L' AMBIENTAL	106
FIGURA 4.2.3.- PÈRDUES DE LA BATERIA EN FUNCIO DE LA TEMPERATURA AMBIENTAL	107
FIGURA 4.2.4.- TEMPERATURA DE LES CEL·LES DE LA BATERIA PER A $T_{AMB} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	107
FIGURA 4.2.5.- INCREMENT DE LA TEMPERATURA DE LA BATERIA AL FINALITZAR LA SIMULACIÓ ($T = 700\text{ s}$) PER A DIFERENTS TEMPERATURES AMBIENTALS.....	108
FIGURA 4.2.6.- PÈRDUES DELS COMPONENTS DEL CONVERTIDOR REDUCTOR PER A $T_{AMB} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	109
FIGURA 4.2.7.- PÈRDUES DELS COMPONENTS DEL CONVERTIDOR BIDIRECCIONAL PER A $T_{AMB} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	110
FIGURA 4.2.8.- PÈRDUES DELS CONVERTIDORS PER A $T_{AMB} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	111
FIGURA 4.2.9.- EVOLUCIÓ DE LES TEMPERATURES DELS COMPONENTS DEL REDUCTOR PER A $T_{AMB} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	111
FIGURA 4.2.10.- EVOLUCIÓ DE LES TEMPERATURES DELS COMPONENTS DEL BIDIRECCIONAL PER A $T_{AMB} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	112
FIGURA 4.2.11.- EVOLUCIÓ DE LES TEMPERATURES DELS COMPONENTS DELS CONVERTIDORS DURANT L'INTERVAL INICIAL PER A $T_{AMB} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	112
FIGURA 4.2.12.- PÈRDUES DEL CONVERTIDOR REDUCTOR EN FUNCIO DE LA TEMPERATURA AMBIENTAL.....	113
FIGURA 4.2.13.- PÈRDUES DEL CONVERTIDOR BIDIRECCIONAL EN FUNCIO DE LA TEMPERATURA AMBIENTAL.....	113
FIGURA 4.3.1.- GENERACIÓ D'ENTROPIA I EFICIÈNCIA DELS PANELLS EN FUNCIO DE LA TEMPERATURA AMBIENTAL	114
FIGURA 4.3.2.- GENERACIÓ D'ENTROPIA A LA BATERIA EN FUNCIO DE LA TEMPERATURA AMBIENTAL	115
FIGURA 4.3.3.- GENERACIÓ D'ENTROPIA I EFICIÈNCIA DE LA BATERIA ALS INSTANTS FINALS DE LA SIMULACIÓ EN FUNCIO DE LA TEMPERATURA AMBIENTAL	116

FIGURA 4.3.4.- GENERACIÓ D'ENTROPIA ALS COMPONENTS DEL CONVERTIDOR REDUCTOR PER A $T_{AMB} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	116
FIGURA 4.3.5.- GENERACIÓ D'ENTROPIA ALS COMPONENTS DEL CONVERTIDOR BIDIRECCIONAL PER A $T_{AMB} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	117
FIGURA 4.3.6.- GENERACIÓ D'ENTROPIA ALS CONVERTIDORS PER A $T_{AMB} = 25\text{ }^{\circ}\text{C}$	117
FIGURA 4.3.7.- GENERACIÓ D'ENTROPIA I EFICIÈNCIA DEL CONVERTIDOR REDUCTOR PER A DIFERENTS TEMPERATURES AMBIENTALS	118
FIGURA 4.3.8.- GENERACIÓ D'ENTROPIA I EFICIÈNCIA DEL CONVERTIDOR BIDIRECCIONAL PER A DIFERENTS TEMPERATURES AMBIENTALS	118
FIGURA 4.3.9.- ENTROPIA GENERADA A LA MICROXARXA EN FUNCIÓ DE LA TEMPERATURA AMBIENTAL	119
FIGURA 4.3.10.- ENTROPIA GENERADA A LA MICROXARXA EN FUNCIÓ DE LA TEMPERATURA AMBIENTAL SENSE TENIR EN COMPTE ELS PANELLS FOTOVOLTAICS	120

A2. Índex de taules

TAULA 2.3.1.- VALORS DE LES CONDICIONS D'OPERACIÓ NOMINALS	19
TAULA 2.6.1.- RELACIONS ENTRE ELEMENTS D'UN CIRCUIT TÈRMIC I ELÈCTRIC	43
TAULA 3.1.1.- MODES DE FUNCIONAMENT DELS CONVERTIDORS SEGONS ELS FLUXOS DE POTÈNCIA DEL SISTEMA	47
TAULA 3.2.1.- PARÀMETRES DEL PANELL UTILITZAT AL MODEL	49
TAULA 3.2.2.- PARÀMETRES DE LA BATERIA MODELITZADA	52
TAULA 3.2.3.- DADES DEL CONVERTIDOR REDUCTOR I VALORS DELS SEUS COMPONENTS	56
TAULA 3.2.4.- MODELS DELS COMPONENTS DEL CONVERTIDOR REDUCTOR AMB ELS SEU PARÀMETRES ELÈCTRICS PRINCIPALS	57
TAULA 3.2.5.- DADES DEL CONVERTIDOR BIDIRECCIONAL I VALORS DELS SEUS COMPONENTS	59
TAULA 3.2.6.- MODELS DELS CONDENSADORS DEL NBDC AMB ELS SEU PARÀMETRES ELÈCTRICS PRINCIPALS	60
TAULA 3.3.1.- VALORS DELS TEMPS DE COMMUTACIÓ DEL MOSFET	75
TAULA 3.3.2.- VALORS DE LES RESISTÈNCIES EN SÈRIE DELS INDUCTORS	82
TAULA 3.3.3.- VALORS DE LES RESISTÈNCIES EN SÈRIE EQUIVALENTS DELS CONDENSADORS	84
TAULA 3.4.1.- PARÀMETRES TÈRMICS DEL DÍODE I MOSFET	88
TAULA 3.4.2.- CAPACITÀNCIES I CONSTANTS DE TEMPS TÈRMiques DE LES JUNCIONS DEL MOSFET I DÍODE	90
TAULA 3.4.3.- CAPACITÀNCIA TÈRMICA DELS ENCAPSULATS DEL MOSFET I DÍODE	90
TAULA 3.4.4.- CAPACITÀNCIA TÈRMICA DEL DISSIPADOR	91
TAULA 3.4.5.- RESISTÈNCIA TÈRMICA DE L'INDUCTOR	92
TAULA 3.4.6.- PARÀMETRES TÈRMICS DEL CONDENSADOR [59]	93
TAULA 4.3.1.- EFICIÈNCIES DELS ELEMENTS DE LA MICROXARXA EN FUNCIÓ DE LA TEMPERATURA AMBIENTAL	120
TAULA 4.3.2.- GENERACIÓ D'ENTROPIA ALS INSTANTS FINALS DE LA SIMULACIÓ DELS ELEMENTS DE LA MICROXARXA EN FUNCIÓ DE LA TEMPERATURA AMBIENTAL	120

A3. Índex d'equacions

(2.2.1)	8
(2.2.2)	8
(2.2.3)	9
(2.2.4)	11
(2.2.5)	12
(2.2.6)	12
(2.2.7)	12
(2.2.8)	13
(2.2.9)	13
(2.2.10)	13
(2.2.11)	14
(2.2.12)	14
(2.2.13)	14
(2.2.14)	14
(2.2.15)	15
(2.2.16)	15
(2.2.17)	15
(2.3.1)	16
(2.3.2)	19
(2.4.1)	21
(2.4.2)	22
(2.4.3)	22
(2.4.4)	22
(2.4.5)	23
(2.4.6)	23
(2.4.7)	23
(2.4.8)	23
(2.4.9)	23
(2.4.10)	23
(2.4.11)	24
(2.4.12)	24
(2.5.1)	27
(2.5.2)	27
(2.5.3)	28
(2.5.4)	29
(2.5.5)	29
(2.5.6)	29
(2.5.7)	29
(2.5.8)	29
(2.5.9)	30
(2.5.10)	30
(2.5.11)	30
(2.5.12)	31

(2.5.13)	32
(2.5.14)	32
(2.5.15)	32
(2.5.16)	32
(2.5.17)	33
(2.5.18)	33
(2.5.19)	33
(2.5.20)	33
(2.5.21)	33
(2.5.22)	34
(2.5.23)	34
(2.5.24)	36
(2.5.25)	36
(2.5.26)	36
(2.6.1)	39
(2.6.2)	40
(2.6.3)	40
(2.6.4)	41
(2.6.5)	41
(2.6.6)	42
(2.6.7)	42
(2.6.8)	42
(2.6.9)	42
(2.6.10)	43
(2.6.11)	43
(3.2.1)	48
(3.2.2)	55
(3.2.3)	56
(3.2.4)	56
(3.2.5)	56
(3.2.6)	58
(3.2.7)	58
(3.2.8)	59
(3.2.9)	59
(3.2.10)	59
(3.3.1)	79
(3.3.2)	79
(3.4.1)	86
(3.4.2)	86
(3.4.3)	89
(3.4.4)	89
(3.4.5)	90
(3.4.6)	90
(3.4.7)	91
(4.3.1)	114

(4.3.2) 114

Annex B

B1. Codi MATLAB de l'algoritme P&O

```

function V_nou = MPPT(V,I,delta_in,mode)

V_init = 48;
V_min = 48;
V_max = 148;

persistent V_old P_old V_ref_old

if isempty(V_old)
    V_old = 0;
    P_old = 0;
    V_ref_old = V_init;
end

P = V*I;
dV = V - V_old;
dP = P - P_old;
delta = delta_in;

if mode == 1
    V_nou = V;
else
    if dP ~= 0
        if dP < 0
            if dV < 0
                V_nou = V_ref_old + delta;
            else
                V_nou = V_ref_old - delta;
            end
        else
            if dV < 0
                V_nou = V_ref_old - delta;
            else
                V_nou = V_ref_old + delta;
            end
        end
    else
        V_nou = V_old
    end
end

if V_nou >= V_max || V_nou <= V_min
    V_nou = V_old;
end

V_ref_old = V_nou;
V_old = V;
P_old = P;

```

B2. Fitxes tècniques dels components escollits

MOSFET

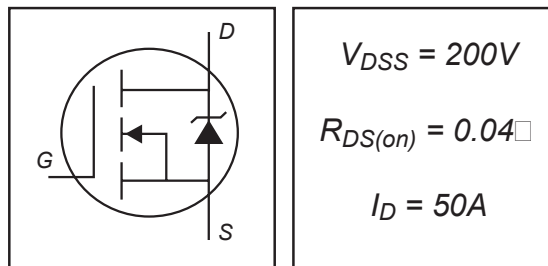


PD - 95010A

IRFP260NPbF

HEXFET® Power MOSFET

- ③ Advanced Process Technology
- ③ Dynamic dv/dt Rating
- ③ 175°C Operating Temperature
- ③ Fast Switching
- ③ Fully Avalanche Rated
- ③ Ease of Paralleling
- ③ Simple Drive Requirements
- ③ Lead-Free



Description

Fifth Generation HEXFETs from International Rectifier utilize advanced processing techniques to achieve extremely low on-resistance per silicon area. This benefit, combined with the fast switching speed and ruggedized device design that HEXFET Power MOSFETs are well known for, provides the designer with an extremely efficient and reliable device for use in a wide variety of applications.

The TO-247 package is preferred for commercial-industrial applications where higher power levels preclude the use of TO-220 devices. The TO-247 is similar but superior to the earlier TO-218 package because of its isolated mounting hole.



Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	50	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	35	
I_{DM}	Pulsed Drain Current \odot	200	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	300	W
	Linear Derating Factor	2.0	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy \mathcal{D}	560	mJ
I_{AR}	Avalanche Current \odot	50	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy \odot	30	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ζ	10	V/ns
T_J	Operating Junction and	-55 to +175	°C
T_{STG}	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds		
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf•in (1.1N•m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Typ.	Max.	Units
R_{JC}	Junction-to-Case	—	0.50	°C/W
R_{CS}	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	0.24	—	
R_{JA}	Junction-to-Ambient	—	40	

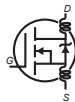
www.irf.com

1
08/18/10

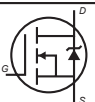
IRFP260NPbF

International
IR Rectifier

Electrical Characteristics @ $T_J = 25^\circ\text{C}$ (unless otherwise specified)

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
$V_{(BR)DSS}$	Drain-to-Source Breakdown Voltage	200	—	—	V	$V_{GS} = 0V, I_D = 250\mu A$
$\frac{dV_{(BR)DSS}}{dT_J}$	Breakdown Voltage Temp. Coefficient	—	0.26	—	$V/^\circ\text{C}$	Reference to $25^\circ\text{C}, I_D = 1\text{mA}$
$R_{DS(on)}$	Static Drain-to-Source On-Resistance	—	—	0.04	\square	$V_{GS} = 10V, I_D = 28A$ Ⓢ
$V_{GS(th)}$	Gate Threshold Voltage	2.0	—	4.0	V	$V_{DS} = V_{GS}, I_D = 250\mu A$
g_{fs}	Forward Transconductance	27	—	—	S	$V_{DS} = 50V, I_D = 28A$ Ⓢ
I_{DSS}	Drain-to-Source Leakage Current	—	—	25	μA	$V_{DS} = 200V, V_{GS} = 0V$
		—	—	250		$V_{DS} = 160V, V_{GS} = 0V, T_J = 150^\circ\text{C}$
I_{GSS}	Gate-to-Source Forward Leakage	—	—	100	nA	$V_{GS} = 20V$
	Gate-to-Source Reverse Leakage	—	—	-100		$V_{GS} = -20V$
Q_g	Total Gate Charge	—	—	234	nC	$I_D = 28A$
Q_{gs}	Gate-to-Source Charge	—	—	38		$V_{DS} = 160V$
Q_{gd}	Gate-to-Drain ("Miller") Charge	—	—	110		$V_{GS} = 10V$ Ⓢ
$t_{d(on)}$	Turn-On Delay Time	—	17	—	ns	$V_{DD} = 100V$
t_r	Rise Time	—	60	—		$I_D = 28A$
$t_{d(off)}$	Turn-Off Delay Time	—	55	—		$R_G = 1.8\square$
t_f	Fall Time	—	48	—		$V_{GS} = 10V$ Ⓢ
L_D	Internal Drain Inductance	—	5.0	—	nH	Between lead, 6mm (0.25in.) from package and center of die contact 
L_S	Internal Source Inductance	—	13	—		
C_{iss}	Input Capacitance	—	4057	—	pF	$V_{GS} = 0V$
C_{oss}	Output Capacitance	—	603	—		$V_{DS} = 25V$
C_{rss}	Reverse Transfer Capacitance	—	161	—		$f = 1.0\text{MHz}$

Source-Drain Ratings and Characteristics

	Parameter	Min.	Typ.	Max.	Units	Conditions
I_S	Continuous Source Current (Body Diode)	—	—	50	A	MOSFET symbol showing the integral reverse p-n junction diode. 
I_{SM}	Pulsed Source Current (Body Diode) ⓪	—	—	200		
V_{SD}	Diode Forward Voltage	—	—	1.3	V	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_S = 28A, V_{GS} = 0V$ Ⓢ
t_{rr}	Reverse Recovery Time	—	268	402	ns	$T_J = 25^\circ\text{C}, I_F = 28A$
Q_{rr}	Reverse Recovery Charge	—	1.9	2.8	μC	$di/dt = 100A/\mu\text{s}$ Ⓢ
t_{on}	Forward Turn-On Time	Intrinsic turn-on time is negligible (turn-on is dominated by L_S+L_D)				

Notes:

- ⓪ Repetitive rating; pulse width limited by max. junction temperature.
- Ⓢ Starting $T_J = 25^\circ\text{C}, L = 1.5\text{mH}$
 $R_G = 25\square, I_{AS} = 28A.$
- Ⓢ $I_{SD} \square 28A, di/dt \square 486A/\mu\text{s}, V_{DD} \square V_{(BR)DSS}, T_J \square 175^\circ\text{C}$
- Ⓢ Pulse width $\square 400\mu\text{s};$ duty cycle $\square 2\%.$

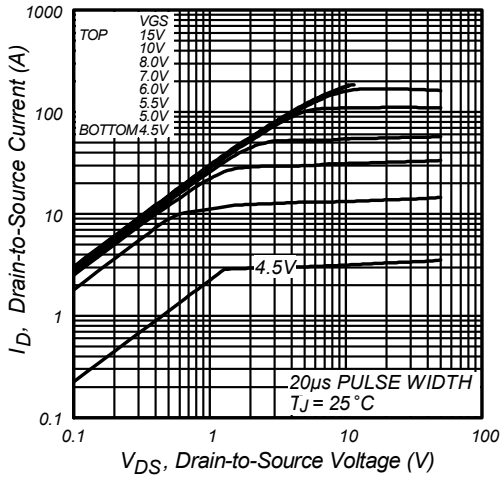


Fig 1. Typical Output Characteristics

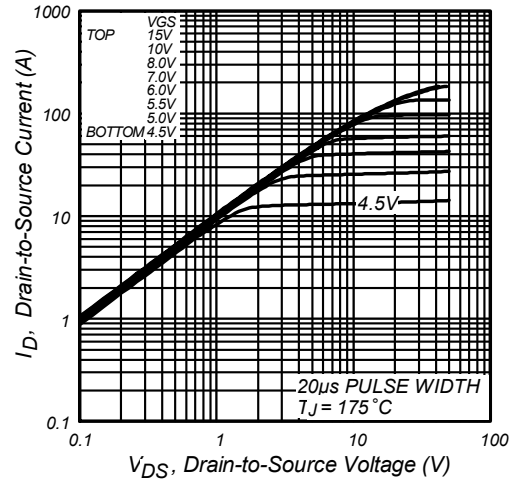


Fig 2. Typical Output Characteristics

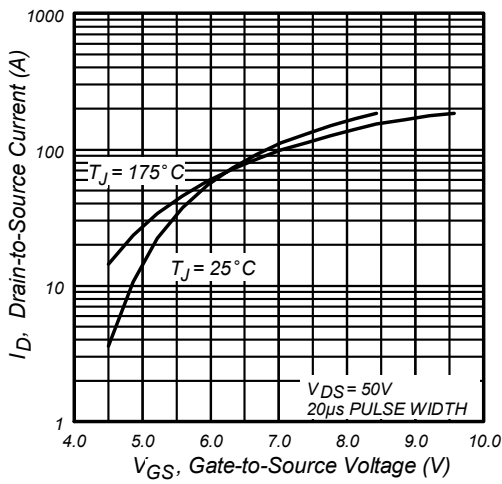


Fig 3. Typical Transfer Characteristics

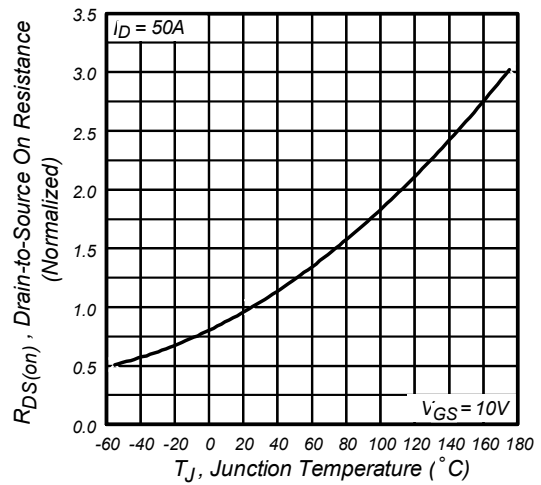


Fig 4. Normalized On-Resistance Vs. Temperature

IRFP260NPbF

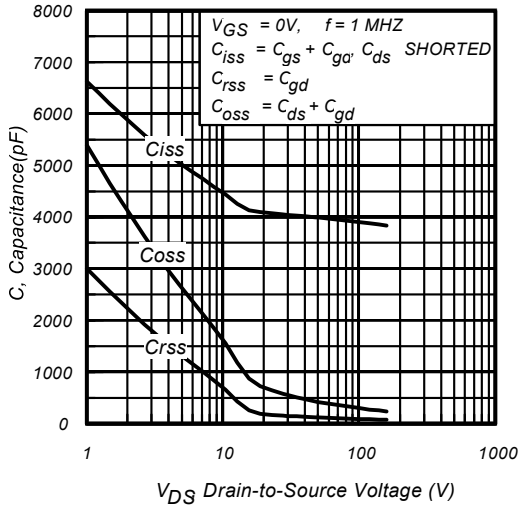


Fig 5. Typical Capacitance Vs. Drain-to-Source Voltage

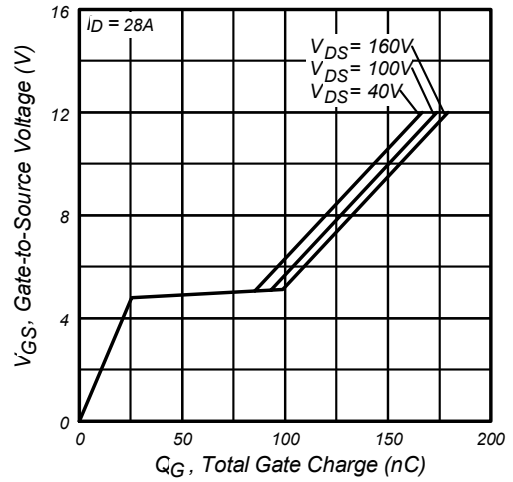


Fig 6. Typical Gate Charge Vs. Gate-to-Source Voltage

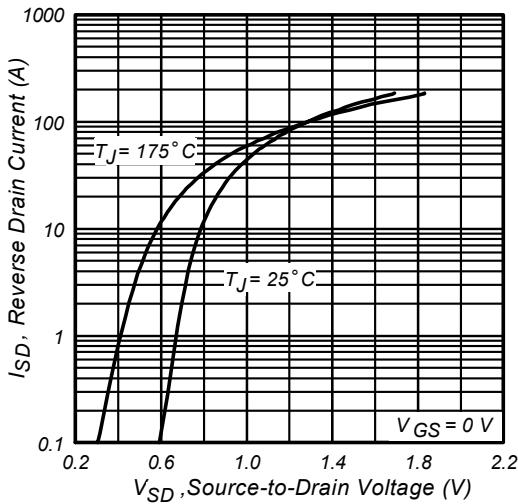


Fig 7. Typical Source-Drain Diode Forward Voltage

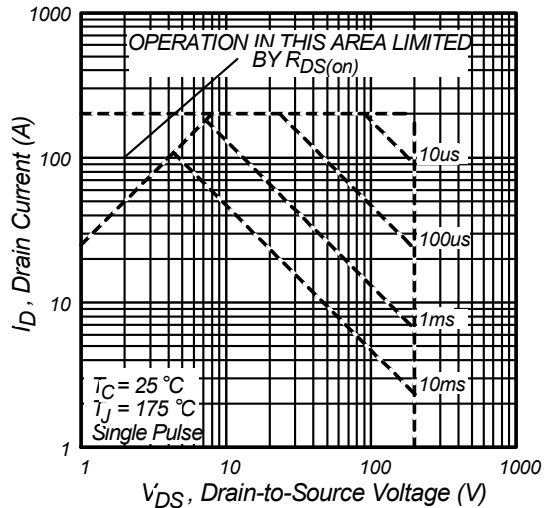


Fig 8. Maximum Safe Operating Area

IRFP260NPbF

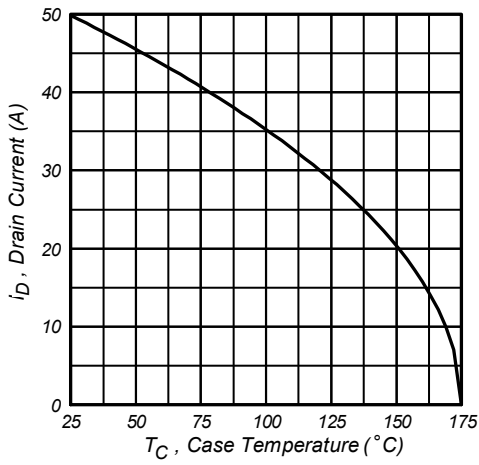


Fig 9. Maximum Drain Current Vs. Case Temperature

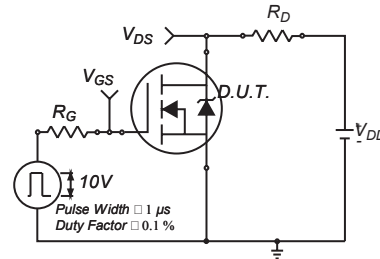


Fig 10a. Switching Time Test Circuit

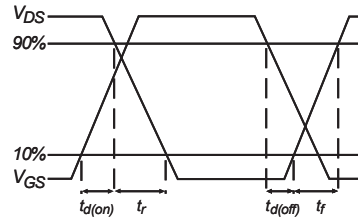


Fig 10b. Switching Time Waveforms

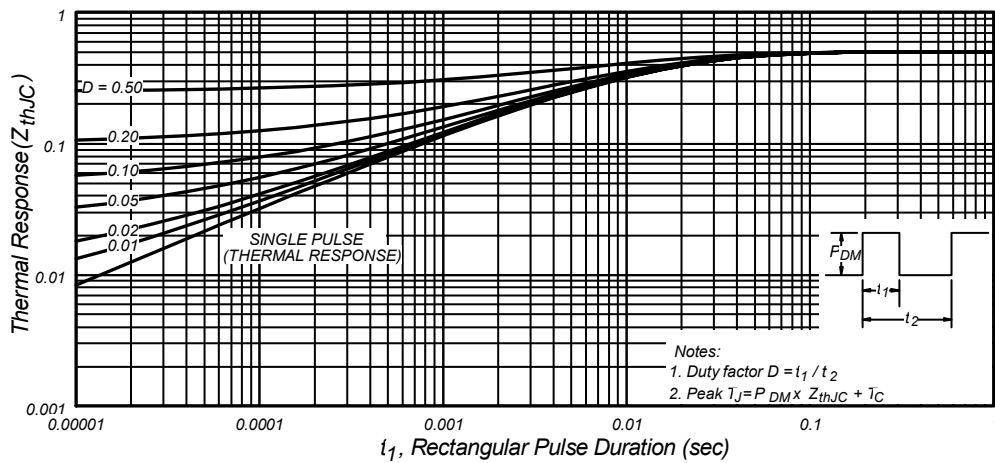


Fig 11. Maximum Effective Transient Thermal Impedance, Junction-to-Case

Díode


www.vishay.com

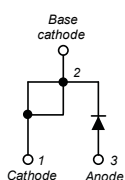
VS-40EPF1.PbF Series, VS-40EPF1.-M3 Series

Vishay Semiconductors

Fast Soft Recovery Rectifier Diode, 40 A



TO-247AC modified



FEATURES

- Glass passivated pellet chip junction
- 150 °C max. operating junction temperature
- Low forward voltage drop and short reverse recovery time
- Designed and qualified according to JEDEC®-JESD 47
- Material categorization:
for definitions of compliance please see www.vishay.com/doc?99912


RoHS
COMPLIANT
HALOGEN
FREE
Available

PRODUCT SUMMARY	
Package	TO-247AC modified (2 pins)
$I_{F(AV)}$	40 A
V_R	1000 V, 1200 V
V_F at I_F	1.4 V
I_{FSM}	475 A
t_{rr}	95 ns
T_J max.	150 °C
Diode variation	Single die
Snap factor	0.5

APPLICATIONS

These devices are intended for use in output rectification and freewheeling in inverters, choppers and converters as well as in input rectification where severe restrictions on conducted EMI should be met.

DESCRIPTION

The VS-40EPF1... fast soft recovery rectifier series has been optimized for combined short reverse recovery time and low forward voltage drop.

The glass passivation ensures stable reliable operation in the most severe temperature and power cycling conditions.

MAJOR RATINGS AND CHARACTERISTICS			
SYMBOL	CHARACTERISTICS	VALUES	UNITS
V_{RRM}		1000/1200	V
$I_{F(AV)}$	Sinusoidal waveform	40	A
I_{FSM}		475	
t_{rr}	1 A, 100 A/ μ s	95	ns
V_F	20 A, $T_J = 25$ °C	1.25	V
T_J		-40 to +150	°C

VOLTAGE RATINGS			
PART NUMBER	V_{RRM} , MAXIMUM PEAK REVERSE VOLTAGE V	V_{RSM} , MAXIMUM NON-REPETITIVE PEAK REVERSE VOLTAGE V	I_{RRM} AT 150 °C mA
VS-40EPF10PbF, VS-40EPF10-M3	1000	1100	10
VS-40EPF12PbF, VS-40EPF12-M3	1200	1300	

ABSOLUTE MAXIMUM RATINGS				
PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	VALUES	UNITS
Maximum average forward current	$I_{F(AV)}$	$T_C = 105$ °C, 180° conduction half sine wave	40	A
Maximum peak one cycle non-repetitive surge current	I_{FSM}	10 ms sine pulse, rated V_{RRM} applied	400	
		10 ms sine pulse, no voltage reapplied	475	
Maximum I^2t for fusing	I^2t	10 ms sine pulse, rated V_{RRM} applied	800	A^2s
		10 ms sine pulse, no voltage reapplied	1131	
Maximum $I^2\sqrt{t}$ for fusing	$I^2\sqrt{t}$	$t = 0.1$ ms to 10 ms, no voltage reapplied	11 310	$A^2\sqrt{s}$

Revision: 11-Feb-16

1

Document Number: 94103

For technical questions within your region: DiodesAmericas@vishay.com, DiodesAsia@vishay.com, DiodesEurope@vishay.com
THIS DOCUMENT IS SUBJECT TO CHANGE WITHOUT NOTICE. THE PRODUCTS DESCRIBED HEREIN AND THIS DOCUMENT
ARE SUBJECT TO SPECIFIC DISCLAIMERS, SET FORTH AT www.vishay.com/doc?91000


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



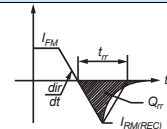
www.vishay.com

VS-40EPF1.PbF Series, VS-40EPF1.-M3 Series

Vishay Semiconductors

ELECTRICAL SPECIFICATIONS				
PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	VALUES	UNITS
Maximum forward voltage drop	V_{FM}	40 A, $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	1.4	V
Forward slope resistance	r_t	$T_J = 150\text{ }^\circ\text{C}$	6.82	$m\Omega$
Threshold voltage	$V_{F(TO)}$		0.94	V
Maximum reverse leakage current	I_{RM}	$T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$	0.1	mA
		$T_J = 150\text{ }^\circ\text{C}$	10	

RECOVERY CHARACTERISTICS				
PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	VALUES	UNITS
Reverse recovery time	t_{rr}	I_F at 10 A _{pk} 25 A/ μ s 25 $^\circ\text{C}$	450	ns
Reverse recovery current	I_{rr}		6	A
Reverse recovery charge	Q_{rr}		1.8	μC
Snap factor	S		0.5	



THERMAL - MECHANICAL SPECIFICATIONS				
PARAMETER	SYMBOL	TEST CONDITIONS	VALUES	UNITS
Maximum junction and storage temperature range	T_J, T_{Stg}		-40 to +150	$^\circ\text{C}$
Maximum thermal resistance, junction to case	R_{thJC}	DC operation	0.6	$^\circ\text{C/W}$
Maximum thermal resistance, junction to ambient	R_{thJA}		40	
Typical thermal resistance, case to heatsink	R_{thCS}	Mounting surface, smooth and greased	0.2	
Approximate weight			6	g
			0.21	oz.
Mounting torque	minimum		6 (5)	$\text{kgf} \cdot \text{cm}$ ($\text{lbf} \cdot \text{in}$)
	maximum		12 (10)	
Marking device		Case style TO-247AC modified (JEDEC)	40EPF10	
			40EPF12	

Revision: 11-Feb-16

2

Document Number: 94103

For technical questions within your region: DiodesAmericas@vishay.com, DiodesAsia@vishay.com, DiodesEurope@vishay.com
 THIS DOCUMENT IS SUBJECT TO CHANGE WITHOUT NOTICE. THE PRODUCTS DESCRIBED HEREIN AND THIS DOCUMENT ARE SUBJECT TO SPECIFIC DISCLAIMERS, SET FORTH AT www.vishay.com/doc291000



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



www.vishay.com

VS-40EPF1.PbF Series, VS-40EPF1.-M3 Series

Vishay Semiconductors

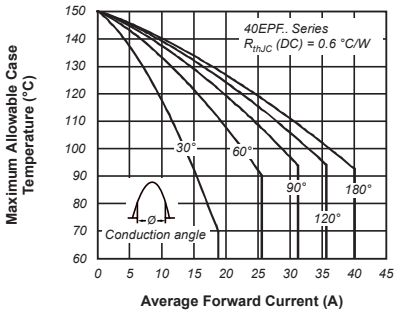


Fig. 1 - Current Rating Characteristics

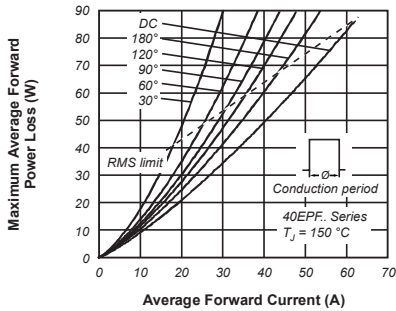


Fig. 4 - Forward Power Loss Characteristics

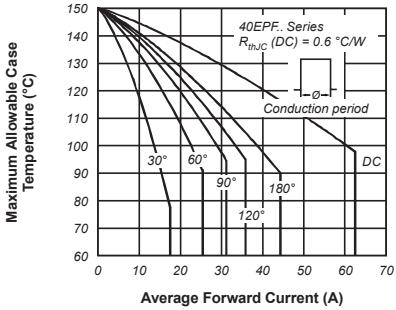


Fig. 2 - Current Rating Characteristics

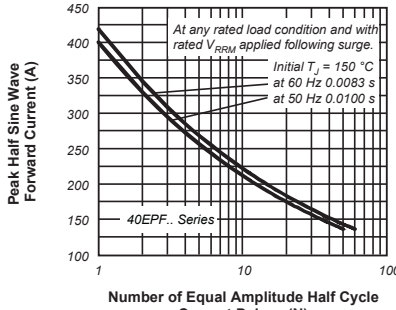


Fig. 5 - Maximum Non-Repetitive Surge Current

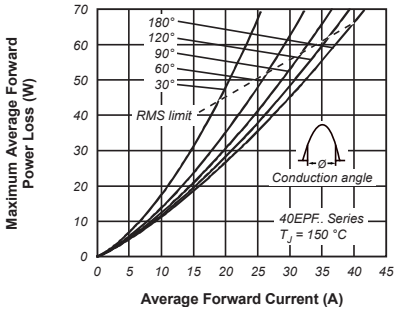


Fig. 3 - Forward Power Loss Characteristics

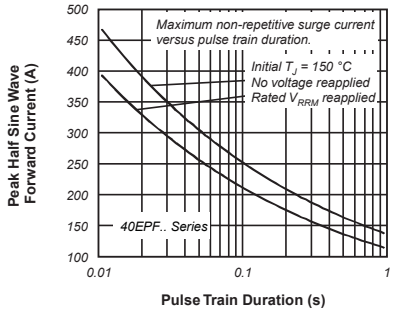


Fig. 6 - Maximum Non-Repetitive Surge Current

Revision: 11-Feb-16

3

Document Number: 94103

For technical questions within your region: DiodesAmericas@vishay.com, DiodesAsia@vishay.com, DiodesEurope@vishay.com THIS DOCUMENT IS SUBJECT TO CHANGE WITHOUT NOTICE. THE PRODUCTS DESCRIBED HEREIN AND THIS DOCUMENT ARE SUBJECT TO SPECIFIC DISCLAIMERS, SET FORTH AT www.vishay.com/doc?91000





www.vishay.com

VS-40EPF1.PbF Series, VS-40EPF1.-M3 Series

Vishay Semiconductors

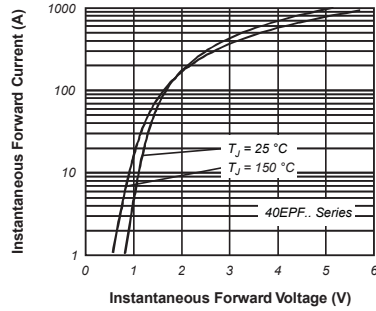


Fig. 7 - Forward Voltage Drop Characteristics

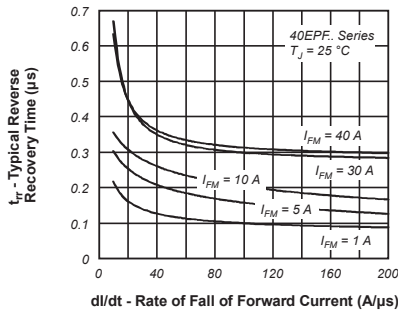


Fig. 8 - Recovery Time Characteristics, $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$

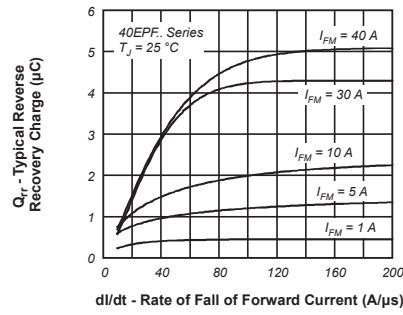


Fig. 10 - Recovery Charge Characteristics, $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$

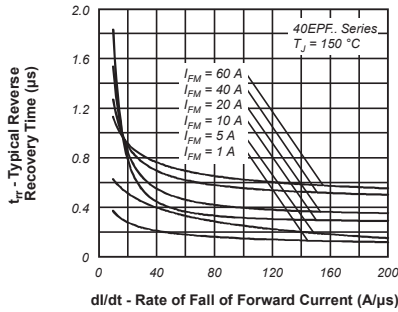


Fig. 9 - Recovery Time Characteristics, $T_J = 150\text{ }^\circ\text{C}$

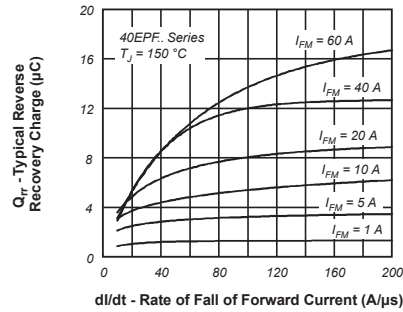


Fig. 11 - Recovery Charge Characteristics, $T_J = 150\text{ }^\circ\text{C}$





www.vishay.com

VS-40EPF1.PbF Series, VS-40EPF1.-M3 Series

Vishay Semiconductors

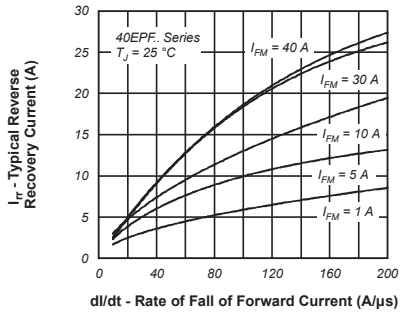


Fig. 12 - Recovery Current Characteristics, $T_J = 25\text{ }^\circ\text{C}$

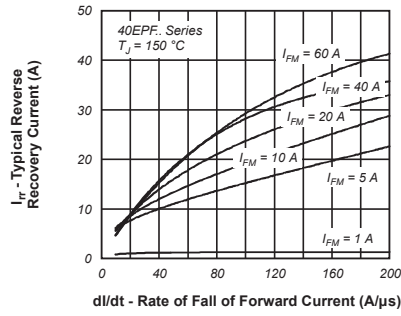


Fig. 13 - Recovery Current Characteristics, $T_J = 150\text{ }^\circ\text{C}$

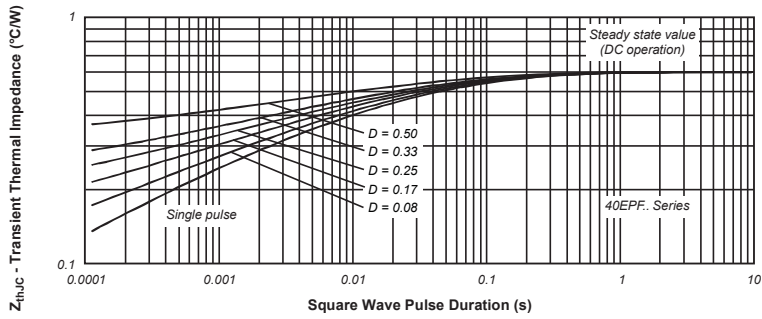
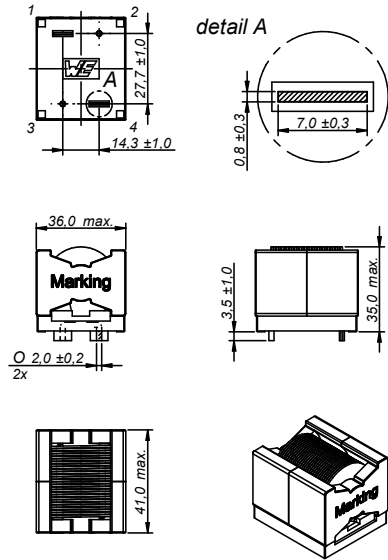


Fig. 14 - Thermal Impedance Z_{thJC} Characteristics



Inductor

Dimensions: [mm]



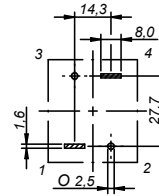
Pin 2 and 3 are only for mechanical stability.

Scale 1:2

Product Marking:

Marking	7443763540470
Marking - Date Code	(YYYY)

Recommended Land Pattern: [mm]



Scale 1:2

Schematic:



Electrical Properties:

Properties	Test conditions	Value	Unit	Tol.
Inductance	L 100 kHz/ 10 mA	47	µH	±20%
Rated Current	I_R $\Delta T = 50 K$	32	A	max.
Saturation Current	I_{SAT} $ \Delta L / L < 30 \%$	31	A	typ.
DC Resistance	R_{DC} @ 20 °C	5.67	mΩ	typ.
DC Resistance	R_{TC} @ 20 °C	6.38	mΩ	max.
Self Resonant Frequency	f_{res}	6	MHz	typ.

Component Qualification	AEC-Q200 Grade 1
-------------------------	------------------

General Information:

Ambient Temperature (referring to I_R)	-40 up to +75 °C
Operating Temperature	-40 up to +125 °C
Storage Conditions (in original packaging)	< 40 °C; < 75 % RH
Moisture Sensitivity Level (MSL)	1
Test conditions of Electrical Properties: +20 °C, 33 % RH if not specified differently	
Temperature rise is highly dependent on many factors including PCB land pattern, trace size, and proximity to other components. Therefore, temperature rise should be verified in application conditions.	

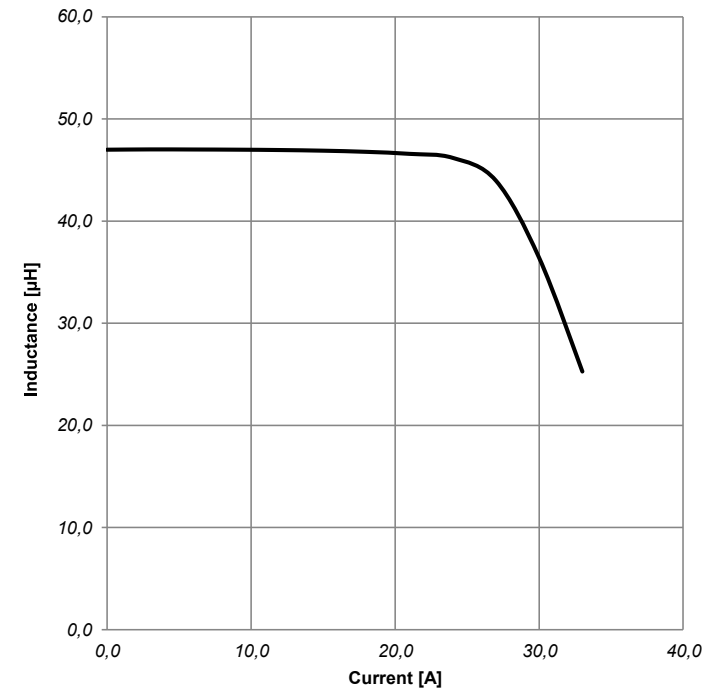
		ORDERED EQt 001.002	DATE (YYMMDD) 2021-03-08	GENERAL TOLERANCE DIN ISO 2768-1m	INSPECTION METHOD
WÜRTH ELEKTRONIK MORE THAN YOU EXPECT		DESCRIPTION WE-HOFT Flat Wire THT High Current Inductor			
Würth Elektronik eSsz GmbH & Co. KG BMC & Inductive Solutions Max-Eyth-Str. 1 74638 Weiskirchen Germany Tel. +49 (0) 79 42 945 - 0 www.we-online.com eSsz@we-online.com		ORDERCODE 7443763540470		SIZE TYPE 3540	BUSINESS UNIT eSsz
		SERIALS Valid	PRICE 1/8		

This electronic component has been designed and developed for usage in general electronic equipment only. This product is not authorized for use in equipment where a higher safety standard and reliability standard is especially required or where a failure of the product is reasonably expected to cause severe personal injury or death, unless the parties have executed an agreement specifically governing such use. Würth Elektronik eSsz GmbH & Co KG products are neither designed nor intended for use in areas such as military, aerospace, aviation, nuclear control, submarine, transportation (automotive control, train control, ship control), transportation signal, disaster prevention, medical, public information network etc. Würth Elektronik eSsz GmbH & Co KG must be informed about the intent of such usage before the design-in stage. In addition, sufficient reliability evaluation checks for safety must be performed on every electronic component which is used in electrical circuits that require high safety and reliability functions or performance.

Certification:

RoHS Approval	Compliant [2011/65/EU&2015/863]
REACH Approval	Conform or declared [(EC)1907/2006]
Halogen Free	Conform [JEDEC.JS709B]
Halogen Free	Conform [IEC 61249-2-21]

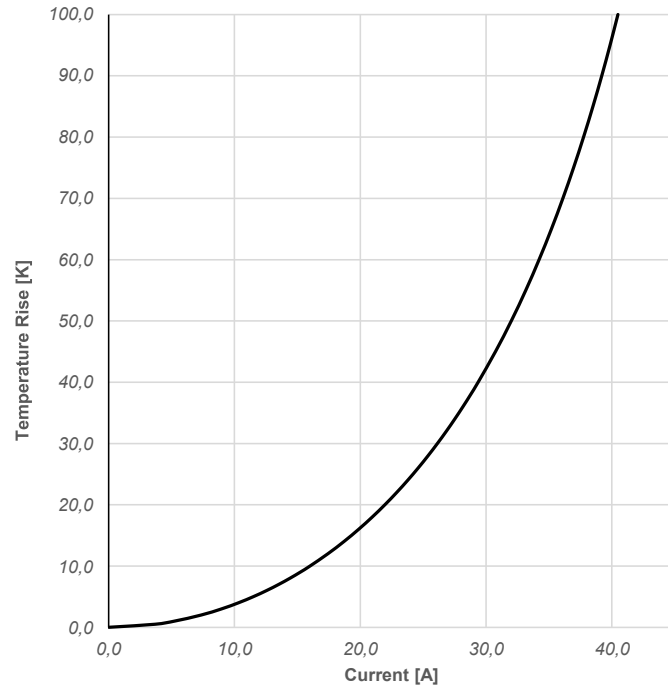
Typical Inductance vs. Current Characteristics:



	Q-INDEX: EG6 REVISION: 001.002 DATE (YYMMDD): 2021-03-08 GENERAL SERVICE: DIN ISO 2768-1m PROJECTION METHOD:	DESCRIPTION: WE-HCFT Flat Wire THT High Current Inductor		OVERCODE: 7443763540470
	Würth Elektronik eSze GmbH & Co. KG EPC & Inductive Solutions Max-Eyth-Str. 1 74638 Weiskirchen Germany Tel: +49 (0) 79 42 945 - 0 www.we-online.com eSze@we-online.com	SIZE TYPE: 3540 BUSINESS UNIT: eSze	STATUS: Valid	PAGE: 2/8

This electronic component has been designed and developed for usage in general electronic equipment only. This product is not authorized for use in equipment where a higher safety standard and reliability standard is especially required or where a failure of the product is reasonably expected to cause severe personal injury or death, unless the parties have executed an agreement specifically governing such use. Würth Elektronik eSze GmbH & Co KG products are neither designed nor intended for use in areas such as: military, aerospace, aviation, nuclear control, submarine, transportation (automotive control, train control, ship control), transportation signal, disaster prevention, medical, public information network etc. Würth Elektronik eSze GmbH & Co KG must be informed about the intent of such usage before the design-in stage. In addition, sufficient reliability evaluation checks for safety must be performed on every electronic component which is used in electrical circuits that require high safety and reliability functions or performance.

Typical Temperature Rise vs. Current Characteristics:

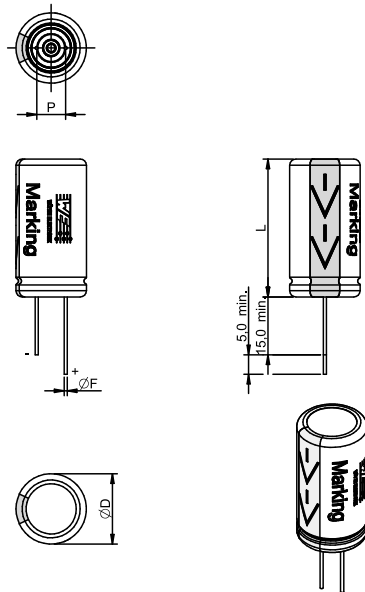


	ORDERED: EG# REVISION: 001.002 DATE (YYMMDD): 2021-03-08 GENERAL TOLERANCE: DIN ISO 2768-1m PROJECTION METHOD:
	DESCRIPTION: WE-HOFT Flat Wire THT High Current Inductor ORDERCODE: 7443763540470
WÜRTH ELEKTRONIK MORE THAN YOU EXPECT Würth Elektronik eSsz GmbH & Co. KG BMC & Inductive Solutions Max-Eyth-Str. 1 74638 Weiskirchen Germany Tel. +49 (0) 79 42 945 - 0 www.we-online.com esSz@we-online.com	SIZE TYPE: 3540 BUSINESS UNIT: eSsz SERIES: Valid PRICE: 3/8

This electronic component has been designed and developed for usage in general electronic equipment only. This product is not authorized for use in equipment where a higher safety standard and reliability standard is especially required or where a failure of the product is reasonably expected to cause severe personal injury or death, unless the parties have executed an agreement specifically governing such use. Moreover Würth Elektronik eSsz GmbH & Co KG products are neither designed nor intended for use in areas such as military, aerospace, aviation, nuclear control, submarine, transportation (automotive control, train control, ship control), transportation signal, disaster prevention, medical, public information network etc. Würth Elektronik eSsz GmbH & Co KG must be informed about the intent of such usage before the design-in stage. In addition, sufficient reliability evaluation checks for safety must be performed on every electronic component which is used in electrical circuits that require high safety and reliability functions or performance.

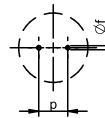
Condensador 22 μ F

Dimensions: [mm]

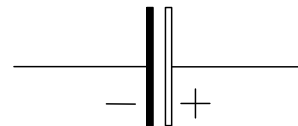


Properties		Value	Unit	Tol.
Pitch		5	mm	± 0.5
Diameter	$\varnothing D$	10	mm	± 0.5
Length	L	12,5	mm	± 1.5
Pin Diameter	$\varnothing F$	0,6	mm	$\pm 0,02$
Pitch	p	5	mm	± 0.5
Pin Hole Diameter	$\varnothing f$	0,9	mm	

Recommended Hole Pattern: [mm]



Schematic:



Electrical Properties:

Properties	Test conditions		Value	Unit	Tol.
Capacitance	0.25 V / 120 Hz / +20 °C	C	22	μ F	$\pm 20\%$
Rated Voltage		U_R	80	V (DC)	max.
Leakage Current	2 min. / +20 °C	I_{LEAK}	352	μ A	max.
Dissipation Factor	0.25 V / 120 Hz / +20 °C	DF	12	%	max.
Ripple Current	100 kHz @ 105 °C	I_{RIPPLE}	2800	mA	max.
ESR	100 kHz @ 20 °C	R_{ESR}	35	m Ω	max.

General Information:

Aluminum Polymer Capacitors	
Storage Conditions	5-35 °C, < 75% RH
Operating Temperature	-55 °C up to +105 °C
Endurance	2000 h @ / 80 V (DC) / max. ripple
Test conditions of Electrical Properties: +20°C, 35% RH if not specified differently	
FIT according to separate documentation	
Component conform to REAcH and RoHS requirements and standards	

Würth Elektronik eSos GmbH & Co. KG
EMC & Inductive Solutions

Max-Eyth-Str. 1
74638 Waldenburger
Germany
Tel. +49 (0) 79 42 945 - 0

www.we-online.com
eSos@we-online.com



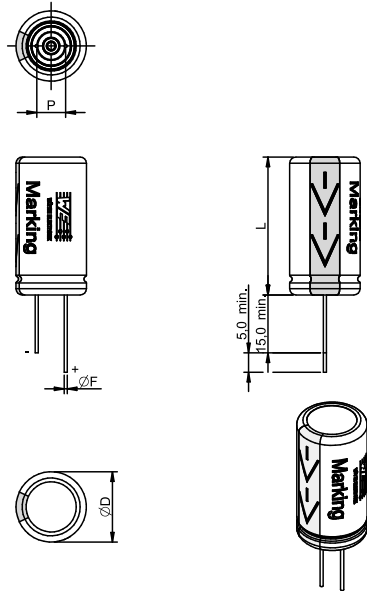
DRG/ST KdS	CHECKED PSL	MINIMAL TOLERANCE DIN ISO 2768-1m	PRODUCTION METHOD	
DESCRIPTION WCAP-PTHR Aluminum Polymer Capacitors		TECHNICAL REFERENCE PTEF125220M080DSPA9B000		
SIZE 10,0 x 12,5		REVISION 001.000	STATUS Valid	ORDER CODE 870056175003
DATE (YYYY-MM-DD) 2017-01-12		BUSINESS UNIT eCap		PAGE 1/7

This electronic component has been designed and developed for usage in general electronic equipment only. This product is not authorized for use in equipment where a higher safety standard and reliability standard is especially required or where a failure of the product is reasonably expected to cause severe personal injury or death, unless the parties have executed an agreement specifically governing such use. Moreover Würth Elektronik eSos GmbH & Co KG products are neither designed nor intended for use in areas such as military, aerospace, aviation, nuclear control, submarine, transportation, automotive control, train control, ship control, transportation signal, disaster prevention, medical, public information network etc.. Würth Elektronik eSos GmbH & Co KG must be informed about the intent of such usage before the design stage. In addition, sufficient reliability evaluation checks for safety must be performed on every electronic component which is used in electrical circuits that require high safety and reliability functions or performance.



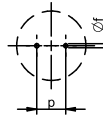
Condensador 33 μ F

Dimensions: [mm]

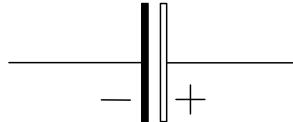


Properties		Value	Unit	Tol.
Pitch		5	mm	± 0.5
Diameter	$\varnothing D$	10	mm	± 0.5
Length	L	12.5	mm	± 1.5
Pin Diameter	$\varnothing F$	0.6	mm	± 0.02
Pitch	p	5	mm	± 0.5
Pin Hole Diameter	$\varnothing f$	0.9	mm	

Recommended Hole Pattern: [mm]



Schematic:



Electrical Properties:

Properties	Test conditions		Value	Unit	Tol.
Capacitance	0.25 V / 120 Hz / +20 °C	C	33	μ F	$\pm 20\%$
Rated Voltage		U_R	80	V (DC)	max.
Leakage Current	2 min. / +20 °C	I_{LEAK}	528	μ A	max.
Dissipation Factor	0.25 V / 120 Hz / +20 °C	DF	12	%	max.
Ripple Current	100 kHz @ 105 °C	I_{RIPPLE}	2800	mA	max.
ESR	100 kHz @ 20 °C	P_{ESR}	35	m Ω	max.

General Information:

Aluminum Polymer Capacitors	
Storage Conditions	5-35 °C, < 75% RH
Operating Temperature	-55 °C up to +105 °C
Endurance	2000 h @ / 80 V (DC) / max. ripple
Test conditions of Electrical Properties: +20°C, 35% RH if not specified differently	
FIT according to separate documentation	
Component conform to REACH and RoHS requirements and standards	

Würth Elektronik eSos GmbH & Co, KG
EMC & Inductive Solutions

Max-Eyth-Str. 1
74638 Waldenburg
Germany
Tel. +49 (0) 79 42 945 - 0

www.we-online.com
eSos@we-online.com



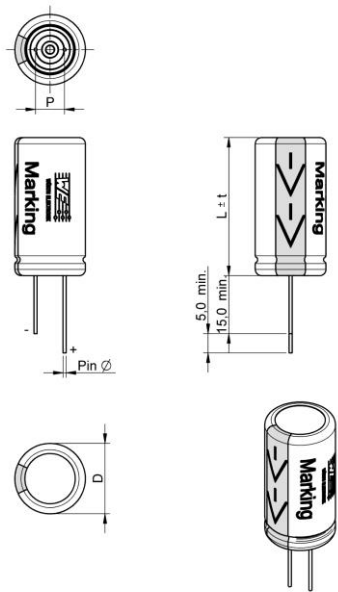
DRGATE KdS	CHECKED PSL	MINIMA TOLERANCE DIN ISO 2768-1m	PRODUCTION METHOD	
DESIGNATION WCAP-PTHR Aluminum Polymer Capacitors		TECHNICAL REFERENCE PTEF125330M080DSPA9B000		
SIZE 10,0 x 12,5		REVISION 001.000	STATUS Valid	DATE (YYYY-MM-DD) 2017-01-12
		BUSINESS UNIT eCap		PAGE 1/7
		ORDER CODE 870056175005		

This electronic component has been designed and developed for usage in general electronic equipment only. This product is not authorized for use in equipment where a higher safety standard and reliability standard is especially required or where a failure of the product is reasonably expected to cause severe personal injury or death, unless the parties have executed an agreement specifically governing such use. Moreover Würth Elektronik eSos GmbH & Co KG products are neither designed nor intended for use in areas such as military, aerospace, aviation, nuclear control, submarine, transportation/automotive control, train control, ship control, transportation signal, disaster prevention, medical, public information network etc.. Würth Elektronik eSos GmbH & Co KG must be informed about the intent of such usage before the design stage. In addition, sufficient reliability evaluation checks for safety must be performed on every electronic component which is used in electrical circuits that require high safety and reliability functions or performance.

Condensador 68 μ F

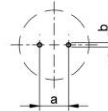
more than you expect

A Dimensions: [mm]

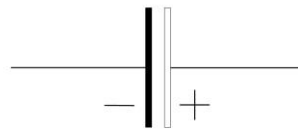


D ±0.5	10.0
P ±0.5	5.0
L ±t	12.5
t	1.5
Pin Ø ±0.02	0.6
a	5.0
b	0.9

B Recommended hole pattern: [mm]



C Schematic:



D1 Electrical Properties:

Properties	Test conditions		Value	Unit	Tol.
Capacitance	0.25V, 120Hz	C	68	μ F	± 20%
Rated voltage		U_R	50	V (DC)	max.
Leakage current	after 2 min.	I_{Leak}	680	μ A	max.
Dissipation factor	120 Hz	DF	12	%	typ.
ESR	100 kHz	R_{ESR}	35	m Ω	max.
Ripple current	100 kHz @105°C	I_{ripple}	2000	mA	max.

E General information:

Aluminium Polymer Capacitors
 Storage Conditions: 35°C, <45% RH
 Operating Temperature: -55 °C up to +105 °C
 Load Life: 2000 h @ +105°C / 50 V (DC)
 Test conditions of Electrical Properties: 20°C, 33% RH; if not specified differently
 FIT according to separate documentation

				Projection	DESCRIPTION	
					WCAP-PTHR Aluminum Polymer Capacitors	
				Würth Elektronik eiSos GmbH & Co. KG EMC & Inductive Solutions Max-Eyth-Str. 1 74638 Waldenburg Germany Tel. +49 (0) 79 42 945 - 0 www.wue-online.com eiSos@we-online.com	Order.- No.	870055775007
				1.0	2014-11-11	SSi PSL
REV	DATE	BY	CHECKED			
				Size: 10.0 x 12.5		

This electronic component has been designed and developed for usage in general electronic equipment only. This product is not authorized for use in equipment where a higher safety standard and reliability standard is especially required or where a failure of the product is reasonably expected to cause severe personal injury or death, unless the parties have executed an agreement specifically governing such use. Moreover Würth Elektronik eiSos GmbH & Co.KG products are neither designed nor intended for use in areas such as military, aerospace, aviation, nuclear control, submarine, transportation (automotive control, train control, ship control), transportation signal, disaster prevention, medical, public information network etc.. Würth Elektronik eiSos GmbH & Co.KG must be informed about the intent of such usage before the design-in stage. In addition, sufficient reliability evaluation checks for safety must be performed on every electronic component which is used in electrical circuits that require high safety and reliability functions or performance.

Panell fotovoltaic



ERA SOLAR

ESPMC

Polycrystalline Solar Module

Q High-quality
With 90 cells and 3 bypass diodes in power classes from 250 to 280 Wp for grid connected systems.

\$ Reliable
The high quality level of ERA SOLAR guarantees long life-time and high earnings.

kg Solid
An Aluminium hollow chamber frame on each side combined with low-iron and tempered solar glass ensures high load capacity resistance.

Wp Performance guarantee
ERA SOLAR grants a power guarantee of 90% of nominal power output up to 10 years and 86% up to 25 years.

+ WATTS POSITIVE TOLERANCE

10 YEARS PRODUCT WARRANTY

10 YEARS PERFORMANCE GUARANTEE 90%

25 YEARS PERFORMANCE GUARANTEE 86%

Zhejiang ERA Solar Technology Co., Ltd.
www.erasolar.com.cn

ERA SOLAR

ESPMC

Polycrystalline Solar Module

SPECIFICATIONS

Dimensions 1640 x 992 x 35 mm(A)
1650 x 990 x 35 mm(B)

Weight 17,75 kg

Frame Aluminium hollow-chamber frame on each side

Glass Low-iron and tempered glass 3.2 mm

Cells 60 pcs polycrystalline Si-cells (156 x 156 mm)

Cell Embedding EVA

Back-Foil FEVE / PET / FEVE / TPE

Junction Box TUV certified

Cable 4 mm² solar cable
2 x 900 mm

Temperature Range -40°C ... +85°C

Load Capacity 2400 Pa IEC 61215; 3600 Pa IEC 61215; 5400 Pa IEC 61215; 5400 Pa IEC 61215; 5400 Pa IEC 61215; 5400 Pa IEC 61215

Application class Class A

Electrical protection class Class II

Fire safety class Class C

Product Warranty 10 years

Power 10 years 90%

Guarantee 25 years 86%

CHARACTERISTICS

Max. System Voltage 1000VDC

Temperature-Coefficient I_{sc} -0.0656%/K

Temperature-Coefficient V_{oc} -0.29506%/K

Temperature-Coefficient P_{max} -0.38001%/K

NOCT*** 45°C

CERTIFICATES

IEC 61215 edition 2 (TUV Nord) (TUV Rheinland)

IEC 61730 MCS INMETRO

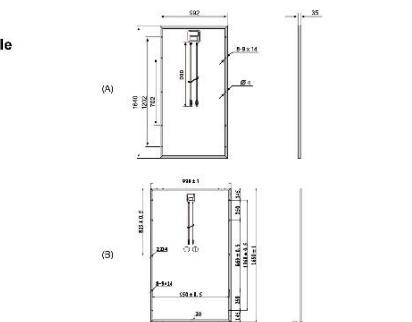
CE EEC SALT-MIST

PID Resistant

CCC

INSURANCE

Club



CURRENT-VOLTAGE CURVES

Module characteristics at constant module temperatures of 25°C and variable levels of irradiance

Module characteristics at variable module temperatures and constant module irradiance of 1000 W/m²

ESPMC TYPE	260	265	270	275	280	
Power Class	250W	260W	265W	270W	275W	280W
Max. Power Voltage (V_{mp}) at STC**	30.0V	31.36V	31.6V	31.8V	32V	32.2V
Max. Power Current (I_{mp}) at STC	8.1A	8.3A	8.4A	8.5A	8.6A	8.7A
Open Circuit Voltage (V_{oc}) at STC	36.6V	37V	37.2V	37.4V	37.6V	37.8V
Short Circuit Current (I_{sc}) at STC	8.75A	8.92A	9.03A	9.14A	9.25A	9.36A
Module Efficiency	15.3 %	16 %	16.2%	16.5%	16.9%	17.2%

** MPP: Maximum Power Point
** STC (Standard Test Conditions): 1000W/m², 25°C, AM 1.5
*** Normal Operating Cell Temperature

ERA SOLAR and the ERA SOLAR logo are trademarks or registered trademarks of ERA SOLAR Corporation.
© October 2018 ERA SOLAR Corporation. All rights reserved. Specifications included in this datasheet are subject to change without notice.

Dissipador de calor

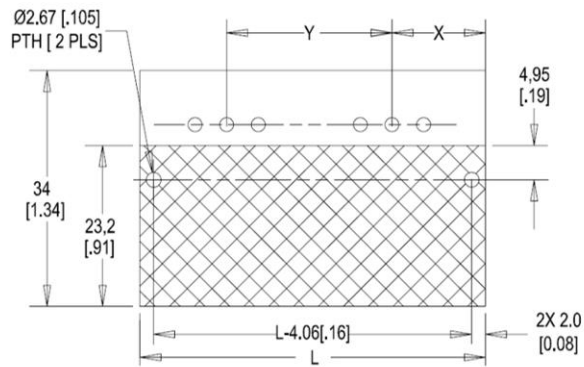
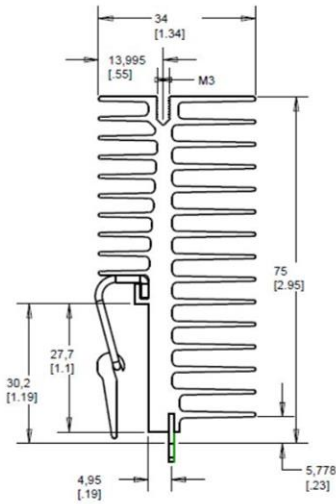
omniKlip Series Heat Sink w/ Clip (s) for TO-Devices



OMNI-UNI-34-L Series Heat Sink

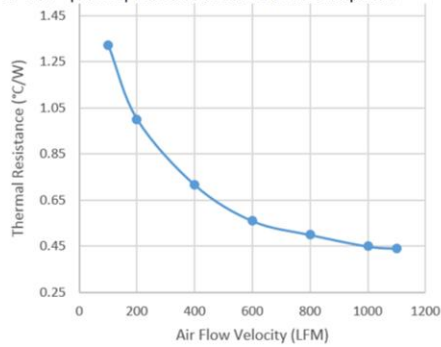


WkV Part Number	Description	Related Cross Sell Part	Package Cooled	Length (mm)	Width (mm)	Height (mm)
OMNI-UNI-34-25	omniKlip-Heatsink for TOs, 34mm wide, 25mm long, single sided, black anodized	OMNI-UC, OMNI-220C	TO-247, TO-264, TO-220	25	34	75
OMNI-UNI-34-50	omniKlip-Heatsink for TOs, 34mm wide, 50mm long, single sided, black anodized	OMNI-UC, OMNI-220C	TO-247, TO-264, TO-220	50	34	75
OMNI-UNI-34-75	omniKlip-Heatsink for TOs, 34mm wide, 75mm long, single sided, black anodized	OMNI-UC, OMNI-220C	TO-247, TO-264, TO-220	75	34	75



THERMAL PERFORMANCE (OMNI-UNI-34-50)

Two TO-247 heat sources uniformly spaced on the heat Sink, L=1.97" [50mm] and total of 10W Power Dissipation



NOTE: Natural Convection Thermal resistance 2.10 °C/W based on 70 °C Temp rise about ambient.

