

Irene Torres Rabanal

Càlcul i Disseny d'un Inversor Fotovoltaic Monofàsic

TREBALL DE FI DE GRAU

dirigit per Carlos Olalla Martínez

Grau d'Enginyeria Electrònica Industrial Automàtica



UNIVERSITAT ROVIRA I VIRGILI

Tarragona

2023-2024

Taula de Continguts

1	Introducció.....	4
2	La instal·lació fotovoltaica	6
2.1	L'Efecte Fotovoltaic	6
2.2	Les Cèl·lules Fotovoltaiques	6
2.3	Components d'una Instal·lació Fotovoltaica.....	7
3	L'inversor	8
3.1	Classificació dels inversors fotovoltaics.....	8
4	Normativa aplicable.....	11
5	Arquitectura de l'inversor.....	13
5.1	Modulació per Amplada de Polsos Sinusoidal (SPWM)	13
5.2	Full-Bridge Bàsic.....	14
5.2.1	Modulació Bipolar.....	14
5.2.2	Modulació Unipolar.....	15
5.2.3	Modulació Híbrida.....	17
5.3	Inversor H5	19
5.4	Inversor HERIC.....	21
6	Dimensionat del condensador C_{in}	23
7	Disseny del filtre LCL de Sortida.....	25
7.1	Funció de transferència Corrent de sortida/ Voltatge d'entrada:.....	25
7.2	Càlcul del Filtre LCL.....	26
7.3	Resultats del filtre LCL	28
8	Estratègia de control	30
8.1	Phase-Locked Loop	32
8.1.1	Càlcul dels paràmetres del PI	33
8.1.2	Resposta d'un PLL Bàsic	34
8.1.3	Detecció de Fase basada en Senyals de Quadratura	36
	Transformada de Park.....	36
	Aplicació de la Transformada de Park en un PLL.....	36
8.1.4	Aplicació del PLL de quadratura i Transformada de Park al control de l'Inversor	38
8.2	Seguidor del Punt de Màxima Potència (MPPT).....	41
8.2.1	Resultats del MPPT	42
8.3	Control de la tensió DC d'entrada	44
8.3.1	Càlcul de la planta del control DC d'entrada	44

8.3.2	Càlcul del compensador dinàmic PI DC.....	45
8.4	Control del Corrent de Sortida.....	49
8.4.1	Càlcul del controlador PI AC	50
8.5	Obtenció del senyal de referència del PWM	53
9	Detecció de funcionament en illa	54
9.1	Mètodes de detecció d'Anti-Islanding.....	54
9.1.1	Detecció de sobre/sub voltatge (OUV) i sobre/sub freqüència (OUF).....	54
9.1.2	Detecció de fase.....	55
9.1.3	Detecció d'harmònics	55
10	Resultats	56
10.1	Estudi del funcionament en condicions nominals	56
10.2	Estudi del funcionament davant variacions en la irradiància	60
10.3	Estudi del funcionament davant variacions de freqüència de la xarxa.....	62
10.4	Estudi del funcionament davant variacions en el voltatge de la xarxa.....	64
11	Conclusions	66
	Referències	68

1 Introducció

El present treball de fi de grau té com objectiu el disseny i simulació d'un inversor monofàsic de potència màxima de 5,2 kWp per una instal·lació fotovoltaica connectada a la xarxa elèctrica. Aquest projecte explica els aspectes i components fonamentals en el desenvolupament d'un model d'inversor, començant per una explicació del dispositiu, les seves possibles classificacions, normatives i estàndards aplicables i algunes de les arquitectures, especialment el pont en H i variants d'aquesta. També s'analitza en profunditat la modulació per amplada de polsos (PWM).

Respecte al disseny del hardware, es realitza el càlcul el condensador pel control de potència d'entrada i del filtre LCL de sortida, crucial per millorar la distorsió harmònica i millorar la qualitat de l'energia generada.

El projecte també inclou la implementació d'una estructura de control, que inclou la sincronització amb la xarxa elèctrica mitjançant un Phase-Locked loop (PLL), un seguidor de punt de màxima potència (MPPT), control de la tensió d'entrada, control del corrent de sortida i modulació PWM. Es menciona el fenomen de funcionament en illa i mètodes de detecció passius d'aquest.

Finalment es realitza la validació del funcionament de l'inversor davant condicions nominals i també davant variacions de potència i pertorbacions en la xarxa elèctrica, garantint que el disseny compleix amb els requisits de qualitat de l'energia.

Objectius

Per realitzar correcte disseny de l'inversor s'han fixat diferents objectius diferents d'aquest treball.

- Recerca de diferents tipologies d'inversor monofàsic, per tal de seleccionar una estructura que garanteixi un correcte funcionament per l'aplicació concreta d'aquest inversor.
- Càlcul del condensador de desacoblament i filtre de sortida i estructura de control.
- Comprovació del correcte funcionament del sistema mitjançant simulacions de Matlab-Simulink, davant diferents condicions de funcionament.

Abast

Dins de l'abast d'aquest treball s'inclou el càlcul, disseny i simulació en Matlab Simulink de:

- Condensador de desacoblament.
- Filtre de sortida LCL.
- PLL en quadratura i transformada de Park a partir d'una mesura i un retard de $\frac{1}{4}$ del període de senyal mesurat.
- Llaç de control del voltatge d'entrada amb compensador dinàmic tipus PI.
- Llaç de control del corrent de sortida amb "feed-forward" i compensador dinàmic tipus PI.
- Comprovació d'alguns dels requisits estàndards per la connexió de sistemes generadors de potència a la xarxa elèctrica.

No s'han realitzat comparatives de funcionament entre els components realitzats i altres alternatives.

Simulació en Matlab

La implemetació del hardware i estructura de control de l'inversor, junt amb la seva posterior validació, és realitzada dins l'entorn de Matlab-Simulink.

Matlab és un entorn de programació i llenguatge d'alt nivell de la companyia MathWorks. Està dissenyat principalment per treballar amb càlculs matemàtics, anàlisi de dades, visualització i programació.

Simulink és una eina de l'entorn de Matlab que permet la simulació i disseny basat en diagrames de blocs. És realment útil per modelitzar i simular sistemes dinàmics i de control. Té una integració total al programa Matlab: els models de Simulink poden ser controlats i analitzats per scripts de Matlab.

Simulink permet la descàrrega de llibreries addicionals. Per aquest treball s'utilitzaran components de la llibreria Simscape Electrical Specialised Power Systems, que inclou elements per l'anàlisi de sistemes físics elèctrics.

2 La instal·lació fotovoltaica

Una instal·lació fotovoltaica és un sistema generador de potència basat en la conversió d'energia solar en energia elèctrica, mitjançant l'ús de tecnologia fotovoltaica. Aquest procés es basa en l'efecte fotovoltaic: un fenomen físic que permet la conversió directa entre ambdós tipus d'energia.

Les instal·lacions fotovoltaics s'han convertit en un element fonamental en la transició cap a fonts d'energia renovable, i la seva adopció ha crescut notablement en els últims anys degut als avenços tecnològics i la disminució dels costos dels components.

2.1 L'Efecte Fotovoltaic

L'efecte fotovoltaic és un principi físic que succeeix quan els fotons incideixen sobre un material semiconductor, i aquests transfereixen la seva energia als electrons del material. Si l'energia dels fotons és suficient, els electrons són excitats i es mouen de les seves posicions en la xarxa del semiconductor, creant parells fotó-forat. Aquests electrons generen un corrent elèctric en moure's dins del material.

Aquest procés és optimitzat mitjançant la composició d'una unió p-n dins de la cèl·lula fotovoltaica. Aquesta unió consisteix en dues capes de material semiconductor dopades: la capa n dopada d'electrons i la capa p de forats.

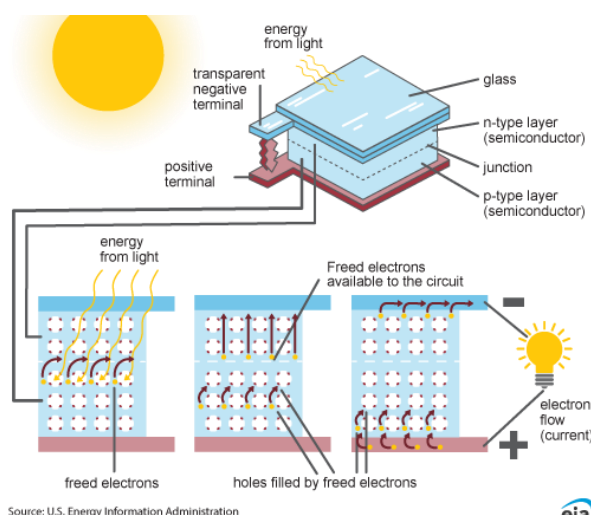


Figura 2-1: Esquema d'una cèl·lula fotovoltaica i l'efecte fotovoltaic [1]

2.2 Les Cèl·lules Fotovoltaiques

Les cèl·lules fotovoltaiques són les unitats mínimes dels panells fotovoltaics. Existeixen diferents tipus de tecnologies, amb diferents característiques d'eficiència i cost.

- Cèl·lules monocristal·lines: aquestes es fabriquen a partir d'una única peça de silici. Aquestes ofereixen major eficiència i durabilitat, però a major preu.
- Cèl·lules policristal·lines: fetes de varies peces de silici, són més econòmiques de produir però amb una eficiència lleugerament inferior.
- Cèl·lules de pel·lícula fina: utilitzen una capa prima de material semiconductor dipositat sobre un material flexible. Tot i que presenten menor eficiència, són més lleugeres i flexibles.

2.3 Components d'una Instal·lació Fotovoltaica

- Mòduls fotovoltaics: també anomenats panells solars, els mòduls estan formats per múltiples cèl·lules fotovoltaïques connectades en sèrie i paral·lel per proporcionar els nivells de voltatge i corrent necessaris.
- Inversor: aquest dispositiu, objecte del treball, converteix el corrent continu generat pels mòduls fotovoltaics en corrent altern. Els inversors també inclouen funcions de protecció i monitorització per garantir el rendiment òptim del sistema.
- Cablejat i proteccions elèctriques: el cablejat connecta tots els components elèctrics de la instal·lació. Les proteccions elèctriques inclouen fusibles, interruptors automàtics, interruptors diferencials i protecció contra sobretensions.
- Sistemes d'emmagatzematge: no inclosos en totes les instal·lacions, són un component rellevant en sistemes aïllats o per millorar l'autonomia energètica. Aquests utilitzen bateries per emmagatzemar l'excés d'electricitat en moments de major generació, per posteriorment descarregar l'energia en els períodes necessaris.

3 L'inversor

Un inversor és un sistema electrònic de potència amb l'objectiu de convertir el corrent continu a l'entrada en un corrent simètric de sortida de corrent altern, amb la magnitud i freqüència desitjat. Aquest dispositiu és un element clau en múltiples aplicacions, des de petits dispositius electrònics alimentats per una bateria (CC) fins als sistemes de generació d'energia renovable i a sistemes d'alimentació ininterrompuda.

Concretament, en un sistema fotovoltaic, l'inversor és crucial per la conversió de la potència generada pels panells fotovoltaics en forma de corrent continu, en un corrent altern que permeti la connexió amb la xarxa elèctrica. També acostuma a tenir la funció de seguiment del punt de màxima potència, per garantir que els panells treballin per al voltatge i corrent de major generació de potència. Als últims anys s'ha observat un increment notable en la implementació de sistemes fotovoltaics, provocat per una reducció en els preus dels panells fotovoltaics. Donat que, aproximadament, un 99% de les instal·lacions fotovoltaiques estan connectades a la xarxa elèctrica, la eficiència dels inversors s'ha convertit en una prioritat en la generació d'energia renovable.

Un altre criteri rellevant en el disseny d'un inversor fotovoltaic és els requeriments i legislació per la seva connexió a la xarxa elèctrica. Aquests s'explicaran en el capítol 4 del treball.

3.1 Classificació dels inversors fotovoltaics

Nombre de fases

Un inversor acostuma a ser monofàsic o bé trifàsic, en funció de la xarxa a la qual es connecti. Per a sistemes de baixa potència, com el descrit en aquest treball, acostumen a treballar amb corrents monofàsics. Per al cas dels inversors monofàsics el disseny ha d'assegurar el desacoblament de l'etapa DC i AC del sistema: en proporcionar un voltatge i corrent AC de sortida, la potència de sortida varia a una freqüència del doble de la freqüència de xarxa, mentre que la potència instantània generada acostumbraria a ser constant.

Configuració d'etapes

Per garantir el desacoblament entre etapes DC i AC, en un inversor monofàsic és necessària una etapa intermitja emmagatzemadora de potència. Aquesta etapa pot implementar-se amb condensadors o bé convertidors DC-DC (en sèrie o en paral·lel). Els convertidors DC-DC són necessaris per als casos on el voltatge generat pels panells fotovoltaics és menor al requerit (el voltatge de la etapa DC ha de ser major al voltatge pic de l'etapa AC, per no treballar en sobremodulació).

En cas de no necessitar una etapa elevadora de voltatge, es pot fer servir un inversor d'una sola etapa amb un condensador de desacoblament d'entrada. En aquest cas el condensador complirà la funció d'emmagatzemar les diferències instantànies de potència entre DC i AC. Aquest tipus de dispositius poden millorar la seva eficiència en eliminar les pèrdues del convertidor DC. A canvi, el condensador de desacoblament provocarà una variació del voltatge DC, les quals canviaran el punt de funcionament dels panells.

Configuració de la instal·lació fotovoltaica

Segons la configuració de la instal·lació de la qual formin part, podem trobar:

- Inversors integrats al panell, en el rang de potència entre 50-400 W, per petites instal·lacions fotovoltaïques de teulada connectades en un sola cadena.
- Inversors d'una sola cadena ("string" en anglès), en el rang de potència entre 0,4-2 kW per instal·lacions de teulada mitjanes connectades totes en sèrie.
- Inversors multicadena o *multistring*, en el rang entre 1,5-6 kW per instal·lacions de teulada mitjana-gran configurats entre 1 i 2 cadenes.
- Inversors de petites centrals generadores, generalment menors de 6kW i trifàsics. Es poden trobar en instal·lacions de teulada de grans dimensions, o en centrals generadores de potències al voltant dels 100 kW, dividint la potència en inversors de 6,8,10 i 15 Kw.
- Inversors de centrals generadores, generalment en el rang de 100-1000 kW, de tipologia trifàsica. Es troben en grans centrals elèctriques de la magnitud de MW, distribuïdes en inversors de 100, 250, 500 i 1000 kW.

Arquitectura del circuit inversor

Les arquitectures més comuns d'inversors fotovoltaics, sense ús de transformadors, es classifiquen en dues grans famílies: inversors "H-Bridge" i inversors "NPC".

- Els inversors en pont en H (de l'anglès "H-Bridge") son la configuració de circuit CC-AC més utilitzada en aplicacions de petita potència. Consisteix en 4 interruptors (generalment MOSFETS) disposats en forma de H. En alternar els estats de commutació dels 4 interruptors es modula el corrent de sortida, produint corrent altern.

- Els inversors amb connexió a punt neutre, de l'anglès "Neutral Point Clamped" o NPC son una configuració avançada d'inversors multinivell, basada en múltiples interruptors i díodes de clamping que divideixen el voltatge d'entrada en varis nivells. Aquesta configuració ofereix nivells de voltatge més alts, amb menor distorsió harmònica i millor qualitat en l'ona de sortida, però requereixen de major complexitat.

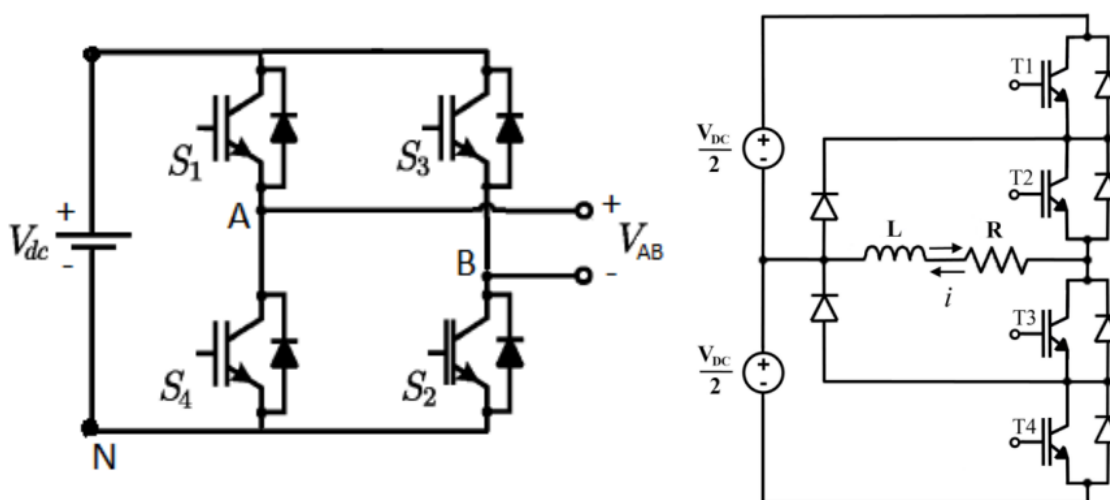


Figura 3-1: Circuits d'inversors monofàsics de tipologia H-Bridge (esquerra) i NPC (dreta)

Tècniques de Modulació

Els circuits inversors es constitueixen per dispositius semiconductors. La forma i magnitud dels senyals de sortida depèn fonamentalment del control dels dispositius semiconductors, és a dir, la seva modulació. Una classificació bàsica de les tècniques de modulació consistiria en modulació a la freqüència fonamental (en aquest cas freqüència de la xarxa elèctrica) i modulació a altes freqüències. Dins de les tècniques d'alta freqüència, trobem la SPWM(Sinusoidal Pulse Width Modulation) i la SVM(Space Vector Modulation).

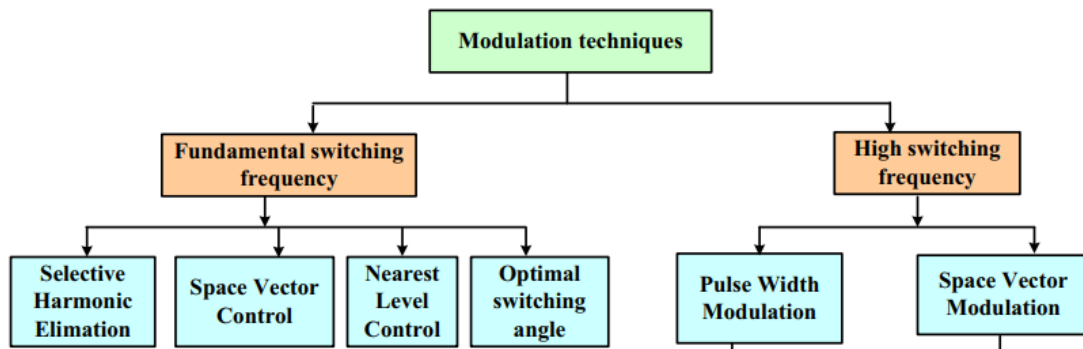


Figura 3-2: Classificació de les tècniques de modulació, extret de [2].

4 Normativa aplicable

Degut a la gran quantitat de sistemes fotovoltaics injectant potència a la xarxa elèctrica, existeix la necessitat de crear i seguir uns requisits estàndards, per garantir la seguretat de la transmissió de potència.

En la majoria de països existeixen legislacions per la connexió de sistemes distribuïts de potència. Per altra banda, es treballa en la imposició de normatives internacionals que puguin ser adoptades en múltiples països.

Algunes d'aquestes normatives son:

- IEEE 1547, “Standard for Interconnection and Interoperability of Distributed Energy Resources with Associated Electric Power Systems Interfaces”. Aquest estàndard es centra en especificacions tècniques per la interconnexió de sistemes elèctrics de generació distribuïda. Inclou requisits generals, la resposta davant condicions anormals de la xarxa, factor de potència, detecció d'aïllament, etc.
- IEC 61727, “Photovoltaic (PV) Systems-Characteristics of the Utility Interface”. El estàndard determina els requisits d'interconnexió de sistemes fotovoltaics operant en paral·lel a la xarxa.
- VDE 0126-1-1, és una normativa alemanya que estableix els requisits per a la connexió de generadors elèctrics a la xarxa de Baixa tensió. Inclou aspectes clau com la desconexió automàtica de la xarxa en condicions anormals i la prevenció d'operació “anti-islanding”.
- IEC 61000 és un estàndard creat per la Comissió Electrotècnica Internacional (IEC) que determina limitacions per a les EMI injectades per dispositius elèctrics/electrònics.
- EN 50160 és un estàndard europeu que especifica els paràmetres en condicions nominals i desviacions admeses en voltatge dels sistemes de distribució elèctrica, tant en baixa tensió com en mitja tensió.

D'entre les anteriors normatives, es tenen en compte els requisits específics per sistemes monofàsics i de potència menor a 10 kVA.

- Les variacions en freqüència han d'estar limitades a un $\pm 1\%$ del seu valor nominal (EN 50160).
- Les variacions en l'amplitud del voltatge han d'estar limitades a un $\pm 10\%$ del seu valor nominal. (EN 50160).
- Els sistemes fotovoltaics han de garantir nivells baixos de distorsió harmònica. La IEEE 1547 estipula els límits descrits a la següent taula.

Individual harmonic order h (odd harmonics) ^b	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h$	Total demand distortion (TDD)
Percent (%)	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0

^a I = the greater of the Local EPS maximum load current integrated demand (15 or 30 minutes) without the DR unit, or the DR unit rated current capacity (transformed to the PCC when a transformer exists between the DR unit and the PCC).

^b Even harmonics are limited to 25% of the odd harmonic limits above.

Figura 4-1: Màxima distorsió harmònica respecte el corrent, límits estipulats a la IEEE 1547

Per a la mesura de la qualitat del corrent i els seus harmònics es fa servir el THD (Total Harmonic Distortion). Aquest paràmetre compara el corrent proporcionat per tots els harmònics de corrent llevat del corrent fonamental ($n=2, n=3$, etc.), respecte el corrent fonamental ($n=1$).

$$THD = \frac{\sum_{n \neq 1}^{\infty} I_n, rms^2}{I_1 rms^2} \quad (1)$$

- La IEC 61727 defineix que la potència proporcionada pels inversors fotovoltaics ha d'assegurar un factor de potència major a 0,9, quan el sistema treballi a una potència major al 50% de la potència nominal.

5 Arquitectura de l'inversor

En aquest treball s'estudiarà exclusivament la família d'inversors de pont en H (pont complet o "Full-Bridge" en anglès). A continuació s'explicarà la configuració bàsica d'un inversor Full-Bridge amb els diferents tipus de modulació, junt amb algunes configuracions més avançades derivades d'aquest.

Les gràfiques que demostren el funcionament s'han realitzat per a les següents característiques. En aquest cas, la resistència considerada equival a la relació entre el voltatge i corrent nominals de la xarxa elèctrica.

$$R = \frac{V}{I} = \frac{V^2}{P} = \frac{230^2}{5200} = 10,17 \Omega \quad (2)$$

Tensió d'entrada	400 V DC
Índex de Modulació	0,8
Freqüència de Referència	50 Hz
Freqüència Ona Triangular	10 kKz
Càrrega de Sortida	50 mH + 10,17 Ω

5.1 Modulació per Amplada de Polsos Sinusoidal (SPWM)

La modulació per amplada de polsos sinusoidal o SPWM (de l'anglès Sinusoidal Pulse Width Modulation) és una aplicació de la modulació PWM amb un senyal sinusoidal a l'entrada. La tècnica PWM genera un senyal de sortida polsant, on l'amplitud dels polsos és proporcional a l'amplitud instantània del senyal d'entrada, en aquest cas una senoïde.

El control parteix de dues senyals d'entrada:

- Senyal de referència sinusoidal (V_{ref})
- Senyal portadora triangular (V_{tri}): Un senyal triangular d'alta freqüència que es compara amb el senyal de referència.

Aquests dos senyals es comparen contínuament: quan V_{ref} és major que V_{tri} , es genera un pols positiu. En cas contrari, el pols té un valor nul. Posteriorment aquests polsos controlen la commutació dels dispositius interruptors, en aquest cas d'un inversor.

Alguns conceptes rellevants en la configuració del SPWM son:

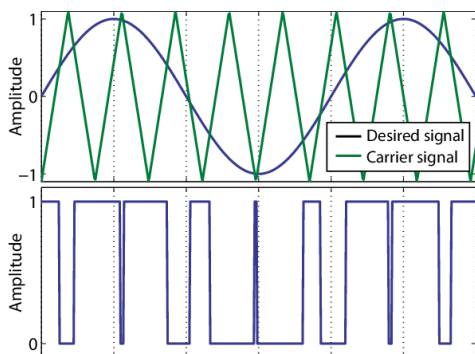


Figura 5-1: Senyal de referència, portador i resultant d'un SPWM, extret de [3]

- Índex de modulació en freqüència: relació entre les freqüències del senyal de referència i triangular.

$$m_f = \frac{f_{tri}}{f_{ref}} \quad (3)$$

- Índex de modulació en amplitud: relació entre les amplituds del senyal de referència i triangular.

$$m_a = \frac{V_{ref}}{V_{tri}} \quad (4)$$

5.2 Full-Bridge Bàsic

L'estructura bàsica d'un Full-Bridge consisteix en quatre interruptors disposats en pont en H, és a dir, dues branques de dos interruptors cadascuna.

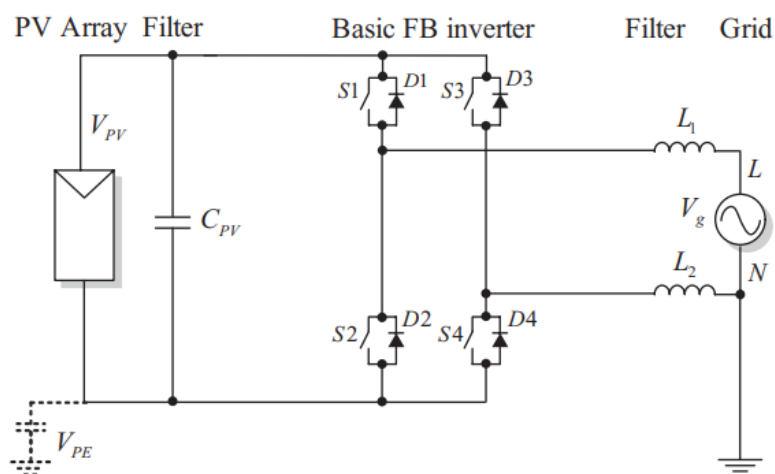


Figura 5-2: Estructura d'un inversor Full-Bridge, extret de [4]

Per aquesta estructura es presenten diferents mètodes de modulació SPWM: modulació unipolar, bipolar i híbrida.

5.2.1 Modulació Bipolar

Per aquest cas la polaritat del voltatge de sortida s'inverteix totalment en cada cicle de conmutació, és a dir, alterna entre $+V_{in}$ i $-V_{in}$. Per un voltatge $+V_{in}$ els interruptors S1, S4 es troben tancats. Al següent cicle, la sortida valdrà $-V_{in}$, amb els interruptors S2, S3 tancats.

Als senyals de sortida s'observa una commutació de freqüència igual al senyal triangular.

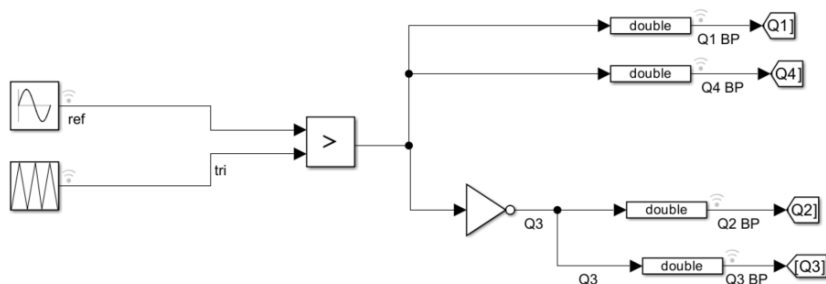


Figura 5-3: Control dels interruptors per una Modulació Bipolar

A les següents gràfiques s'observen els valors dels senyals de control corresponents als interruptors (Q1, Q2, Q3, Q4), junt amb les formes d'ona de voltatge i corrent a la sortida.

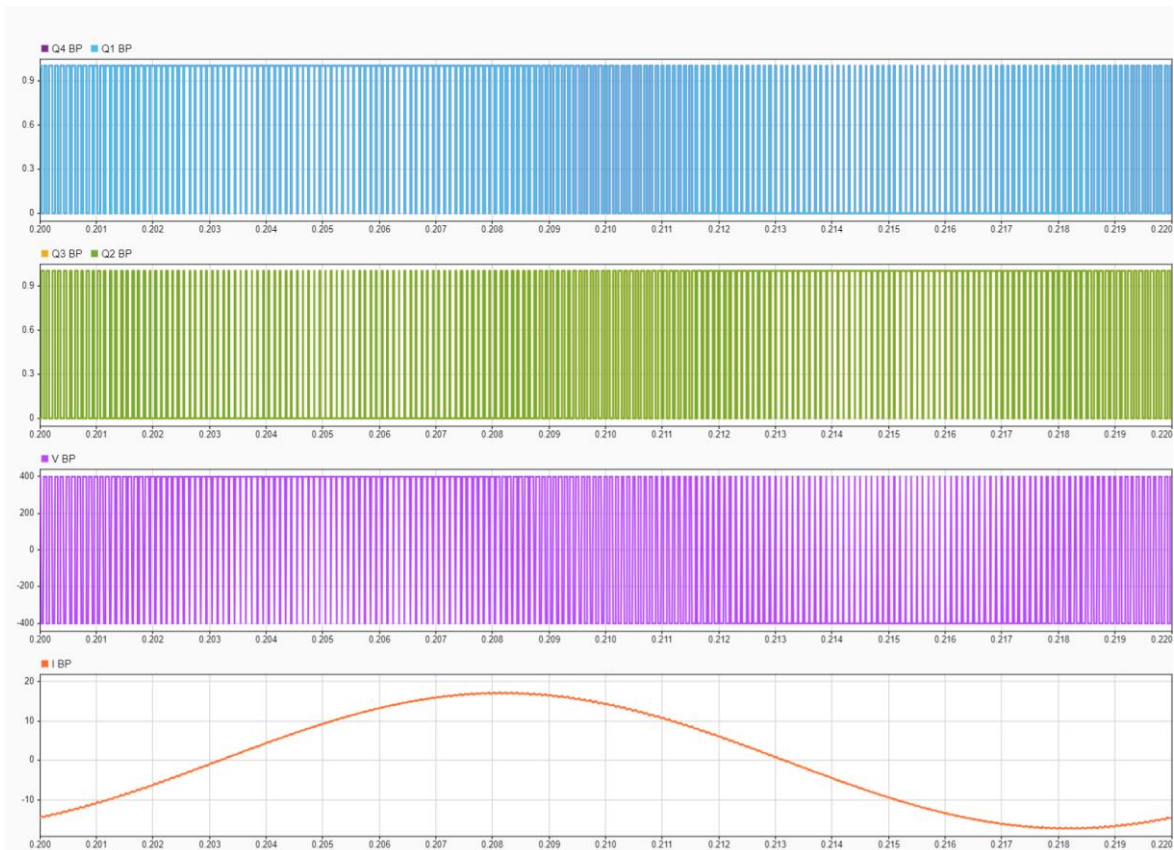


Figura 5-4: Senyals de control dels interruptors, voltatge i corrent de sortida per una modulació bipolar (unitats en SI)

5.2.2 Modulació Unipolar

Per al cas de la modulació unipolar, els interruptors de cada branca es controlen amb un senyal de referència diferent (el control de S3, S4 parteix d'un senyal de referència invertit).

Aquest control individual provoca un voltatge unipolar: durant el semiperíode positiu varia entre 0 i +Vdc, i pel semiperíode negatiu varia entre 0 i -Vdc. A més, les commutacions d'alta freqüència observades a la sortida corresponen a una freqüència del doble de la del senyal triangular.

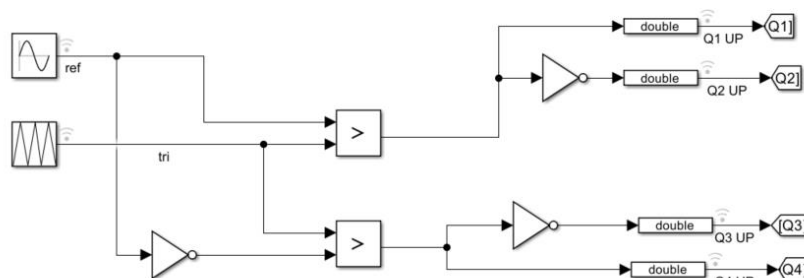


Figura 5-5: Control dels interruptors per una modulació unipolar

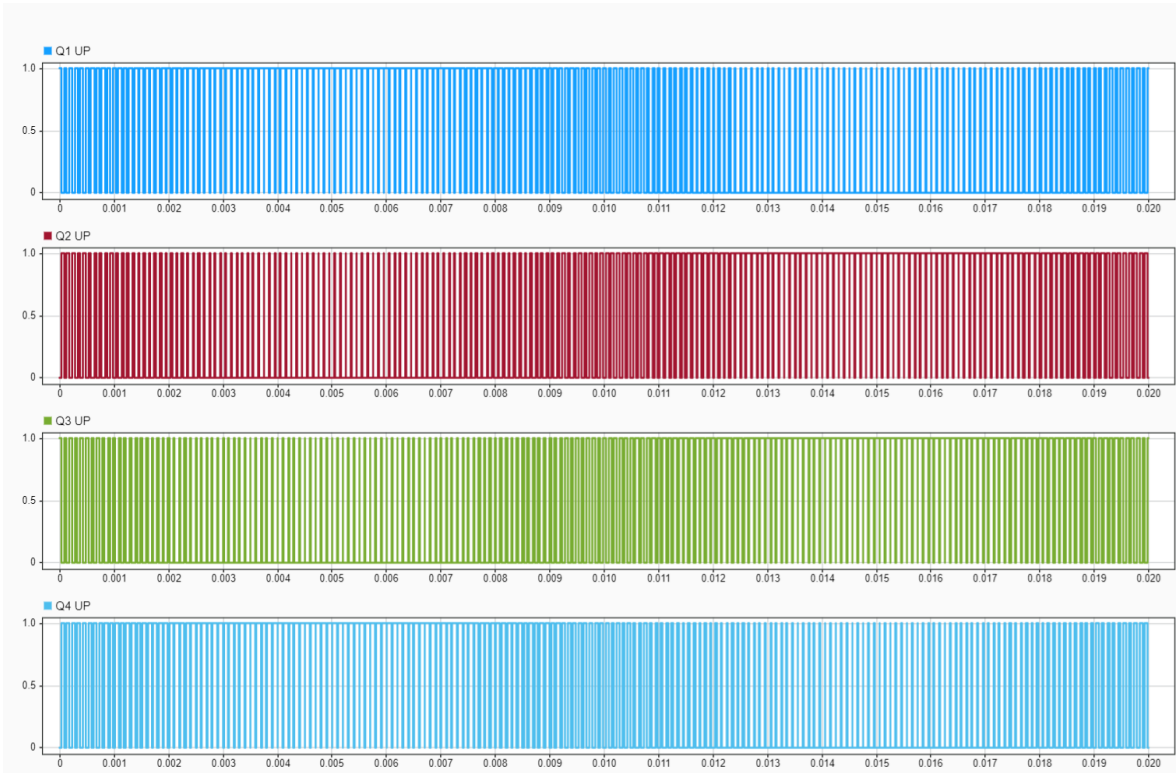


Figura 5-6: Senyals de control dels interruptors per una modulació unipolar (unitats en SI)

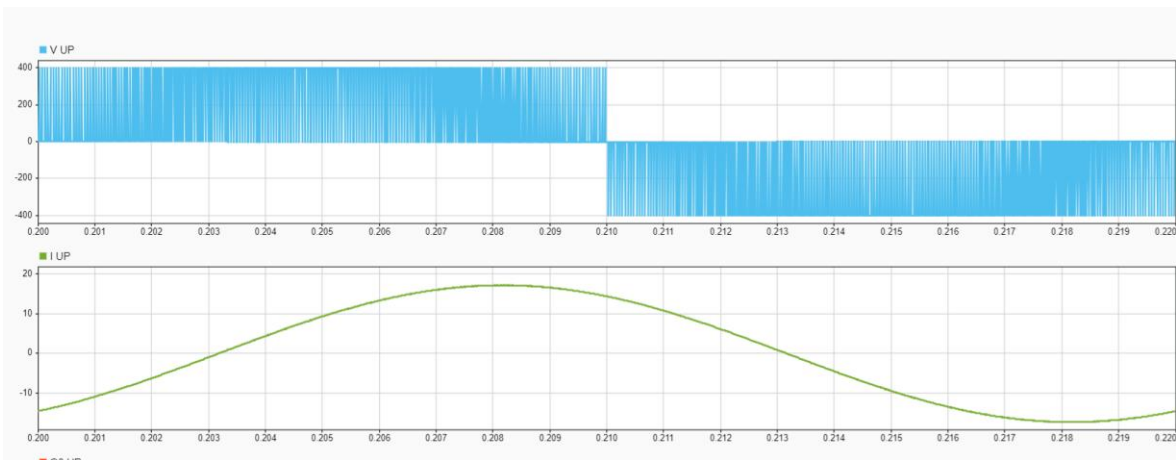


Figura 5-7: Senyals de voltatge i corrent de sortida per una modulació unipolar (unitats en SI)

5.2.3 Modulació Híbrida

Per una modulació híbrida, també anomenada modulació unipolar modificada els interruptors d'una branca commuten a freqüència de línia (S1 tancat pel semiperíode positiu, S2 pel semiperíode negatiu) i els de l'altra branca a alta freqüència (control SPWM).

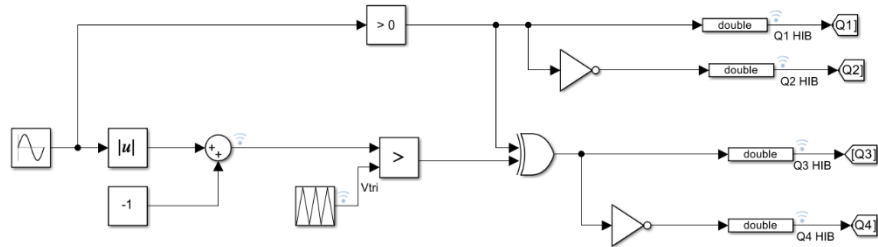


Figura 5-7: Control dels interruptors per una modulació híbrida

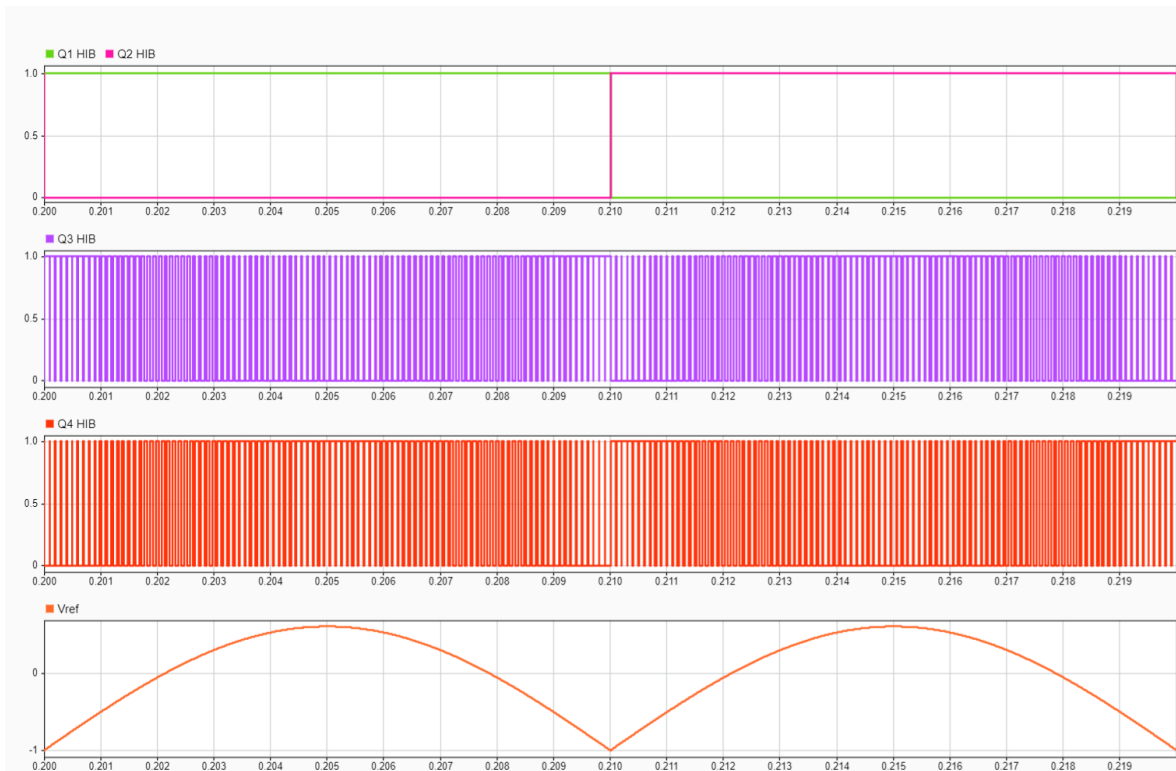


Figura 5-8: Senyals de control dels interruptors per una modulació híbrida (unitats en SI)

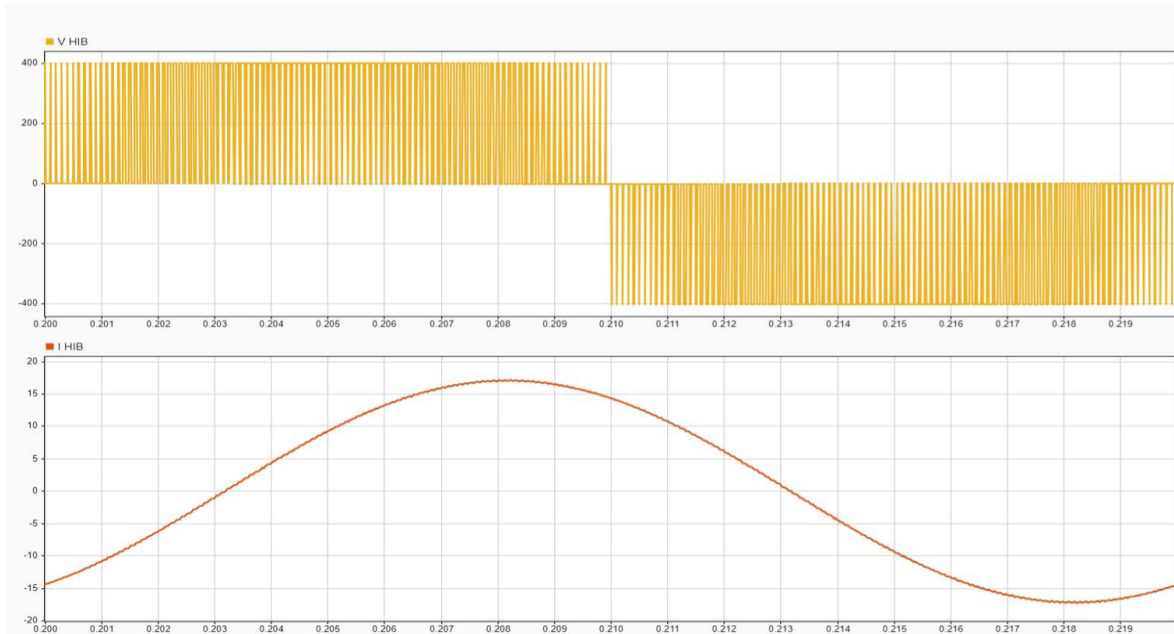


Figura 5-9: Senyals de voltatge i corrent de sortida per una modulació unipolar (unitats en SI)

Comparativa entre Modulació Bipolar – Unipolar – Híbrida

La modulació bipolar presentarà majors pèrdues degut a que la variació del voltatge de sortida en cada commutació és major (de $-V_{in}$ a $+V_{in}$). Un altre desavantatge és l'intercanvi de potències entre el condensador d'entrada i el filtre inductiu de la sortida. No obstant, el voltatge a terra observa el component de freqüència de línia: donat la capacitat paràsita provocada pels panells fotovoltaics, per reduir el corrent de fuga és necessari que el voltatge a terra no tingui components d'alta freqüència.

Pel cas de la modulació unipolar, les pèrdues degut a les variacions en el voltatge de sortida són menors (de 0 a $\pm V_{in}$). A més, en duplicar-se el valor de la freqüència de commutació, el filtre de sortida encarregat de reduir el component d'alta freqüència resultarà menys complex. D'altra banda, el voltatge a terra sí queda afectat pel component d'alta freqüència, fet que provocarà un corrent de fuga major.

Pel cas de modulació híbrida, les altes freqüències provocades per la commutació no es dupliquen. A més, el voltatge a terra presenta una major distorsió harmònica. No obstant, no es produeix intercanvi de potència entre els elements capacitius i inductius, i les variacions de voltatge corresponen a la de la modulació unipolar.

Donat que els tres casos proporcionen grans inconvenients, s'estudien tipologies alternatives.

5.3 Inversor H5

L'inversor H5 consisteix en un pont Full-Bridge amb un interruptor addicional entre l'entrada DC i el pont d'interruptors. Aquest cinquè interruptor s'obrirà quan el voltatge de sortida val 0. Això permet aïllar l'etapa de generació de la conversió per un voltatge nul, que es tradueix en una reducció de tensió del mode comú i menor corrent de fuga.

Respecte a la resta d'interruptors, Q1 i Q3 commuten a freqüència de línia i Q2, Q4 són controlats pel SPWM a alta freqüència. El voltatge de sortida varia entre 0, $+V_{in}$ i $-V_{in}$, i la el component d'alta freqüència del voltatge equival a la freqüència de l'ona triangular.

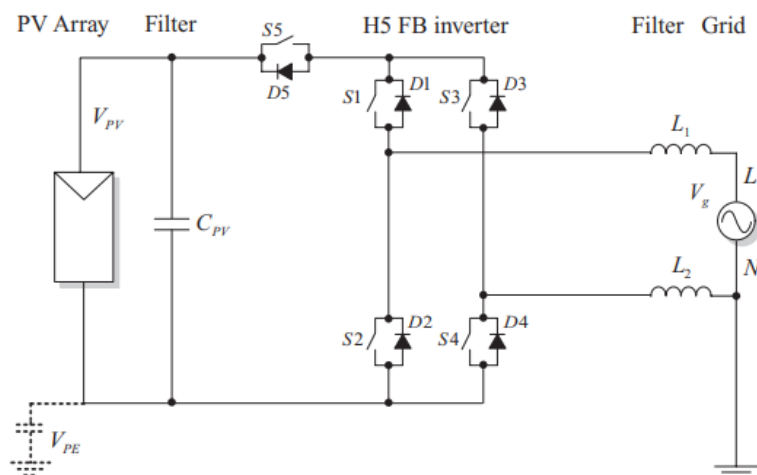


Figura 5-10: Estructura d'un inversor H5, extret de [1]

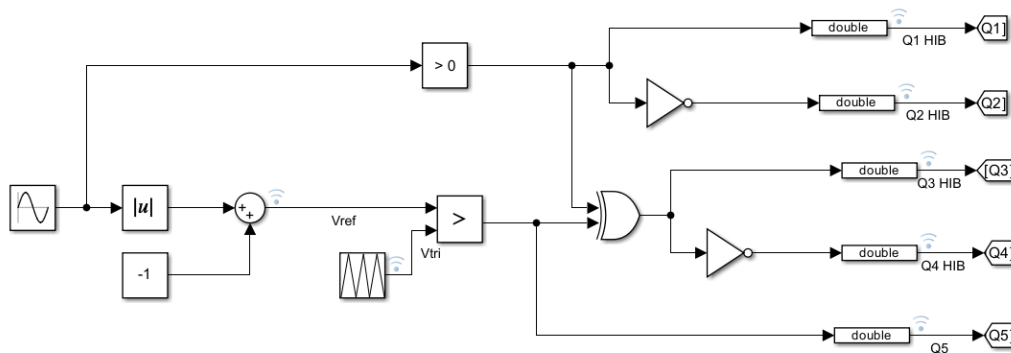


Figura 5-11: Control dels interruptors d'un inversor H5

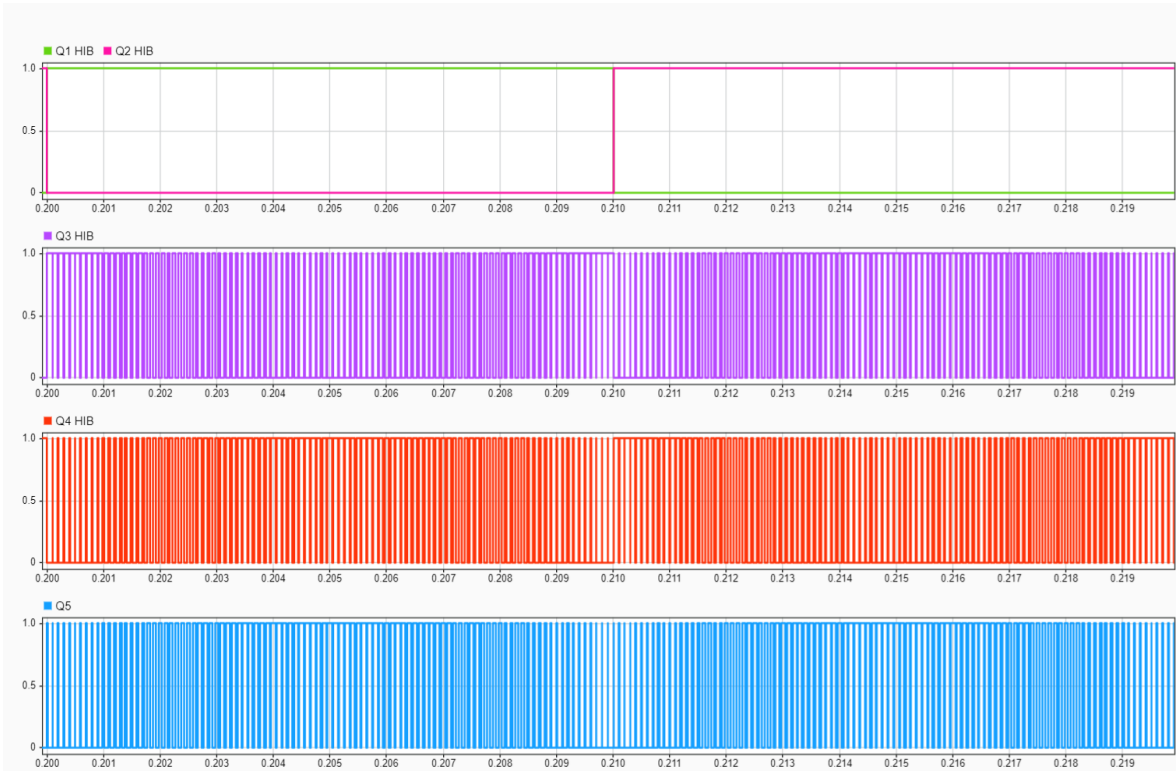


Figura 5-12: Senyals de control dels interruptors d'un H5

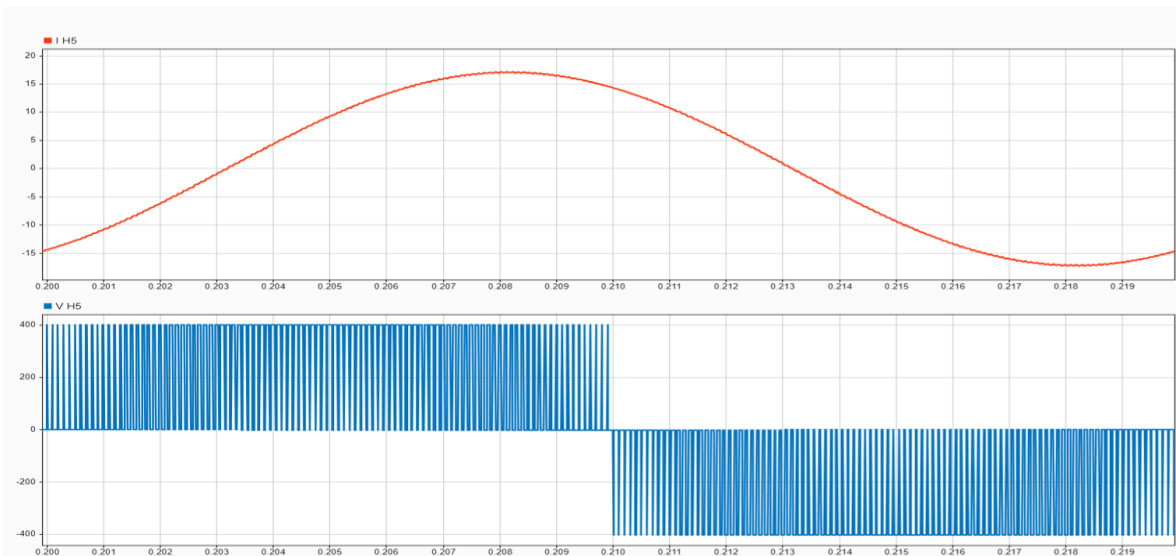


Figura 5-13: Senyals de voltatge i corrent de sortida d'un inversor H5

L'avantatge que proporciona aquesta tipologia davant un Full-Bridge bàsic amb modulació unipolar és una reducció dràstica en els harmònics al corrent de fuga, gràcies a l'aïllament entre l'etapa de generació (panells fotovoltaics) i l'etapa de conversió.

5.4 Inversor HERIC

L'inversor HERIC és una altra variant del inversor Full-Bridge bàsic. Persegueix les mateixes millores d'aïllament entre l'etapa generadora i el convertidor que l'inversor H5. En aquest cas, els interruptors del pont en H segueixen la mateixa estructura que un inversor bàsic amb modulació unipolar, però consta de dos interruptors addicionals (Q5 i Q6) commutant a freqüència de línia, entre el pont i la connexió amb la càrrega.

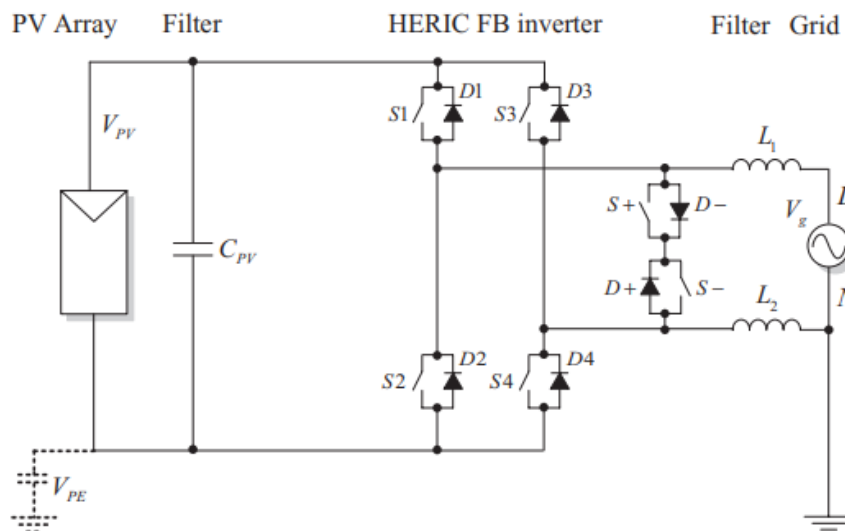


Figura 5-14: Estructura d'un inversor HERIC, extret de [1]

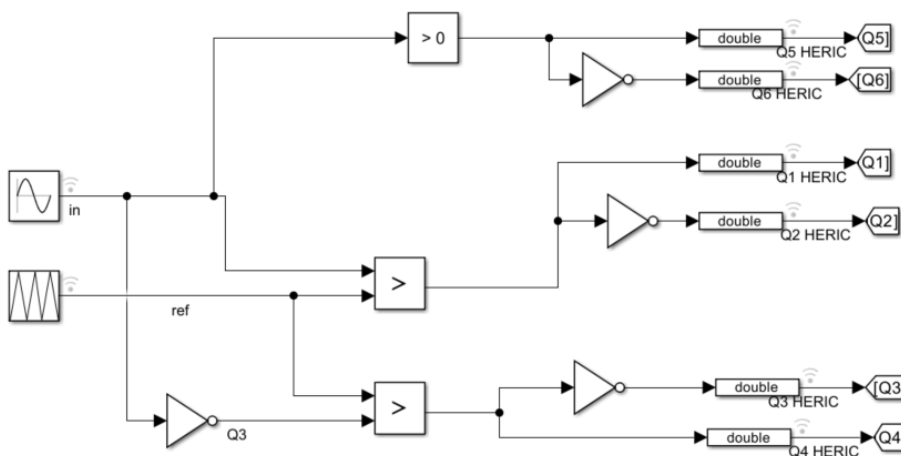


Figura 5-15: Control dels interruptors d'un inversor HERIC

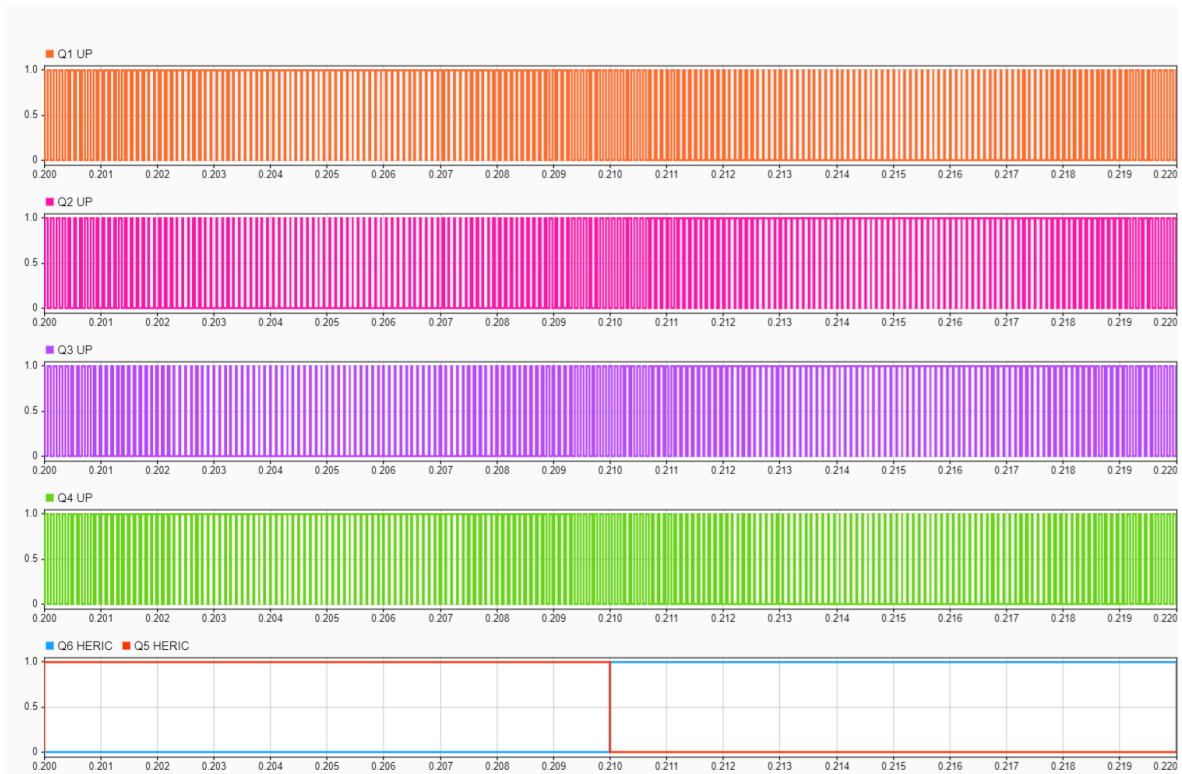


Figura 5-16: Senyals dels interruptors de l'inversor HERIC

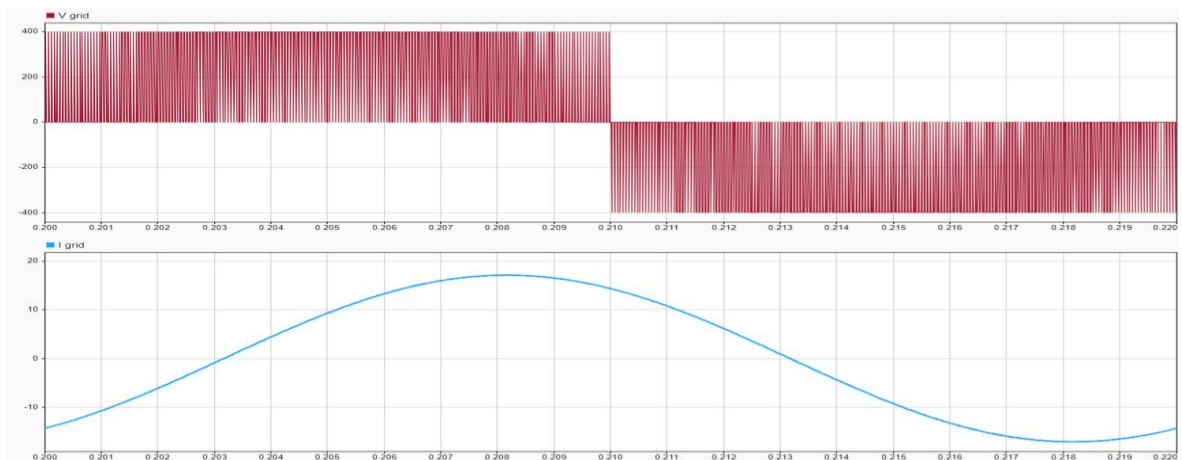


Figura 5-17: Voltatge i corrent de sortida de l'inversor HERIC

La tipologia HERIC presenta els mateixos avantatges que l'inversor H5: voltatge a terra sense components d'alta freqüència, voltatge unipolar i no es produeix intercanvi de potència entre l'element capacitiu i inductiu. A més, durant la conducció de voltatge es troben 2 interruptors tancats, en comptes de 3(H5). Per aquest motiu final se selecciona aquesta tipologia per al disseny de l'inversor.

6 Dimensionat del condensador C_{in}

Per un inversor monofàsic d'una sola etapa el desacoblament de potència entre els panells fotovoltaics i l'inversor acostuma es realitza mitjançant un element capacitiu (C_{in}). El dimensionat d'aquest condensador és crucial, ja que acostuma a ser l'element limitador de la vida útil de l'inversor. Existeix una tendència a mantenir la seva mida tan petita com sigui possible, tot i que per a un valor massa inferior s'observarà un arissament major en el seu voltatge.

D'acord amb el paper "AC/DC power decoupling in single-phase inverters," [5], es pot trobar el valor del condensador cal tenir en compte els períodes de càrrega i descàrrega del condensador. El condensador haurà d'emmagatzemar la diferència d'energia entre el punt màxim i mínim de potència, és a dir, l'energia de $\frac{1}{4}$ de període de la xarxa.

$$E_{DC} - E_{AC} = \frac{P_{DC}T}{4} - 2 \int_0^{T/4} 2 P_{DC} \text{sen}^2(\omega t) dt = \quad (6)$$

$$= P_{DC} \frac{\pi}{2\omega} - 4 P_{DC} \left[\frac{t}{2} - \frac{\text{sen}(2\omega t)}{4\omega} \right]_0^{T/4} = P_{DC} \left(\frac{\pi}{2\omega} - \frac{\pi}{2\omega} + \frac{\text{sen}(\pi/2)}{\omega} \right) = \frac{P_{DC}}{\omega}$$

$$\frac{P_{DC}}{\omega} = \frac{1}{2} C_{in} (V_{max}^2 - V_{min}^2) = \frac{1}{2} C_{in} V_{in}^2 \left[(1 + \widehat{V}_{in})^2 - (1 - \widehat{V}_{in})^2 \right]$$

$$\frac{P_{DC}}{\omega} = C_{in} V_{in}^2 2 \widehat{V}_{in}$$

$$C_{in} = \frac{P_{DC}}{2\omega V_{in}^2 \widehat{V}_{in}} \text{ [F]} \quad (7)$$

- C_{in} és el condensador a mínim necessari a l'inversor per garantir els requisits de potència, freqüència, voltatge mitjà i arissament màxim permès. El valor obtingut de condensador de desacoblament C_{in} és de 1700 μF .
- P_{DC} és la potència nominal generada pels panells fotovoltaics. En aquest cas es considera la potència pic generada, amb un valor de 5,2 kW.
- ω és la freqüència de la xarxa expressada com velocitat angular. En aquest cas prendrà un valor de $2\pi 50$.
- V_{in} és el voltatge mitjà observat pel condensador. Es considera el voltatge de màxima potència és a dir, 444,6 V.
- \widehat{V}_{in} és l'arissament màxim en el voltatge que es permetrà. A [2] s'especifica que un valor òptim d'arissament hauria de ser menor al 8,5% del voltatge de màxima potència. Es considera un arissament màxim del 5%, equivalent a 11,15 V.

Pèrdues de “Mismatch” del punt de funcionament

Quan la potència instantània DC és major a la potència AC demandada per la xarxa, el condensador C_{in} es carrega, resultant en un increment del voltatge d'entrada. Aquest increment afectarà al punt de funcionament dels panells fotovoltaics, els quals treballaran fora del seu punt de màxima potència i la generació serà menor.

El mateix succeeix per una potència instantània DC menor a la potència AC instantània: el voltatge DC disminueix, fent que els panells treballin fora del seu punt de treball òptim. La diferència de potència generada entre el punt de funcionament òptim i els punts de funcionament provocats per les variacions de voltatge son les anomenades pèrdues de “mismatch”.

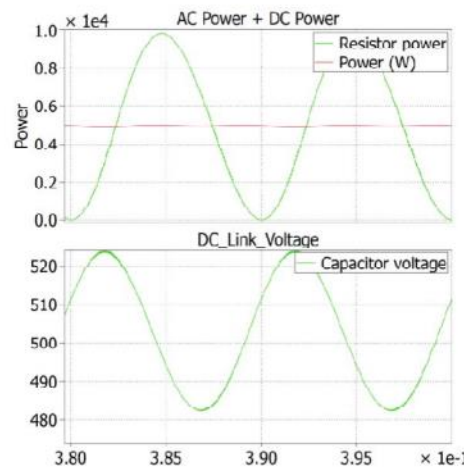


Figura 6-1: Ones de voltatge DC, potència DC i potència AC, extret de [5]

A partir de (7) s'observa com, per un condensador de igual valor, si el voltatge DC és major, l'arissament serà menor. Per tant la solució més òptima per reduir les variacions en el punt de funcionament és augmentar la mida del condensador.

7 Disseny del filtre LCL de Sortida

En la construcció d'un inversor controlat per tensió, es requereix un filtre entre la sortida d'aquest i la xarxa elèctrica. L'objectiu d'aquest filtre és reduir els harmònics del corrent de sortida, provocats per la commutació a alta freqüència de la modulació PWM.

La solució més bàsica per la reducció d'harmònics és un inductor en sèrie a la sortida. Tot i ser l'arquitectura més senzilla, aquesta presenta diversos desavantatges: la atenuació dels harmònics serà menor, es requereix d'un component inductiu de major mida, i aquest provocarà una major caiguda de tensió entre la sortida de l'inversor i la xarxa.

En canvi, un filtre tipus LCL permet una reducció dels components del filtre a la vegada que una major atenuació dels harmònics de corrent. Aquest està compost per dos inductors i una branca RC. El càlcul dels elements dependrà del voltatge i potència de sortida, voltatge d'entrada, freqüència de xarxa i freqüència de commutació dels interruptors del pont en H.

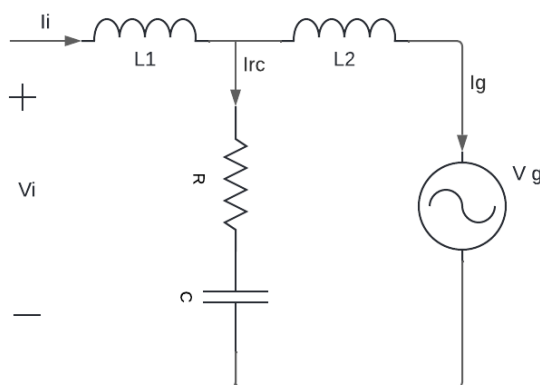


Figura 7-1: Arquitectura del filtre LCL

7.1 Funció de transferència Corrent de sortida/ Voltatge d'entrada:

Per comprendre el funcionament del filtre LCL i el seu posterior disseny, es calcula la funció de transferència entre el voltatge de sortida de l'inversor V_i i el corrent injectat a la xarxa elèctrica I_g :

$$H(s) = \frac{i_g}{v_i} \quad (8)$$

El corrent i_g equival a la diferència entre el corrent generat per l'inversor i el consumit per la branca resistència-condensador:

$$i_g = i_i - i_{rc} \quad (9)$$

Considerant $V_g = 0$, el voltatge de la sortida de l'inversor equival a la caiguda de voltatge per L_1 , C i R :

$$\begin{aligned} v_i &= v_{L1} + V_R + V_C \\ v_i &= L_1 s i_i + i_{rc} \left(R + \frac{1}{C s} \right) \end{aligned} \quad (10)$$

Si la caiguda de tensió RC és igual al voltatge de L2:

$$i_{rc} \left(R + \frac{1}{C s} \right) = L_2 s i_g \quad i_{rc} = \frac{L_2 s}{\left(R + \frac{1}{C s} \right)} i_g \quad i_i = i_g \left(1 + \frac{L_2 s}{\left(R + \frac{1}{C s} \right)} \right) \quad (11)$$

$$v_i = L_1 s i_g \left(1 + \frac{L_2 s}{\left(R + \frac{1}{C s} \right)} \right) + \frac{L_2 s}{\left(R + \frac{1}{C s} \right)} i_g \left(R + \frac{1}{C s} \right)$$

$$\frac{v_i(s)}{i_g(s)} = (L_1 + L_2) s + \frac{L_1 L_2 s^2}{R + \frac{1}{C s}}$$

$$\frac{i_g(s)}{v_g(s)} = \frac{RC s + 1}{L_2 L_1 C s^3 + (L_1 + L_2) RC s^2 + (L_1 + L_2) s} \quad (12)$$

S'observa una funció de transferència de 3r ordre. Per tant, l'atenuació després de la freqüència de ressonància és de -60 dB/dècada. Operant les equacions anteriors, s'obté la freqüència de ressonància.

$$\frac{i_g(s)}{v_g(s)} = \frac{1}{L_1 s} \frac{\frac{R}{L_2} s + \frac{1}{L_2 C}}{s^2 + \left(\frac{R}{L_1} + \frac{R}{L_2} \right) s + \frac{1}{L_1 C} + \frac{1}{L_2 C}} \quad (13)$$

Per una forma canònica amb un denominador tipus: $s^2 + 2\xi w_n s + w_n^2$

$$w_n = \sqrt{\frac{1}{L_1 C} + \frac{1}{L_2 C}} = \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C}} \quad (14)$$

7.2 Càlcul del Filtre LCL

Per al càlcul dels components del filtre LCL es segueix el procediment descrit en [6], i es parteix dels valors nominals de voltatge i potència de la instal·lació, i una freqüència de commutació igual a la seleccionada per la modulació del SPWM.

Voltatge DC (V_{DC})	444,6 V
Voltatge Xarxa (V_{GRID})	230 Vrms
Potència Sortida (P_{out})	5200 W
Freqüència Xarxa (f_{GRID})	50 Hz
Freqüència Commutació (f_{PWM})	10 kHz

Primer de tot es calcula el valor del condensador a partir de la impedància base Z_b observada a la sortida de l'inversor.

$$Z_b = \frac{V_{GRID}^2}{P_{OUT}} = \frac{230^2}{5200} = 10,17 \Omega \quad (15)$$

Per tant el condensador base val:

$$C_b = \frac{1}{Z_b \omega_{GRID}} = \frac{1}{10,17 \times 2\pi \cdot 50} = 312,89 \mu F \quad (16)$$

Com a criteri de disseny es limitarà l'absorció de potència reactiva a un 5% . Per tant, es considerarà un condensador igual al 5% de la capacitància base:

$$C = 0,05 C_b = 15,64 \mu F \quad (17)$$

Per al càlcul del inductor L_1 es considerarà que el corrent màxim de sortida té un valor de:

$$I_{MAX} = \frac{\sqrt{2} P_{OUT}}{V_{GRID}} = \frac{\sqrt{2} \times 5200}{230} = 31,98 A \quad (18)$$

Per al càlcul de l'arissament màxim de la bobina es té en compte que la caiguda de tensió màxima de la bobina equival al voltatge d'entrada de l'inversor (per a l'instant en que el voltatge de la xarxa val 0).

$$V_L = V_{DC} = L_1 \frac{dI_L}{dt} \approx L_1 \frac{\Delta I_{L \max}}{T_{PWM}} \quad (19)$$

$$\Delta I_{L \max} = \frac{V_{DC}}{L_1 f_{PWM}} \quad (20)$$

Considerant un corrent d'arissament d'un 10 % ($\Delta I_{L \max} = 0,1 I_{max}$) obtenim una inductància de:

$$L_1 = \frac{V_{DC}}{\Delta I_{L \max} f_{PWM}} = \frac{444,6}{0,1 \times 31,98 \times 10000} = 13,9 mH \quad (21)$$

El valor de l'inductor L_2 permetrà modificar l'atenuació ka del filtre [3].

$$L_2 = \frac{\sqrt{\frac{1}{ka^2} + 1}}{C \omega_{pwm}} \quad (22)$$

Per escollir l'atenuació del filtre caldrà tenir en compte que els valors del filtre faran modificar la seva freqüència de ressonància, la qual ha de mantenir-se dins d'uns límits.

$$\omega_{res} = \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 L_2 C}} \quad (23)$$

$$10 f_{grid} < f_{res} < 0,5 f_{sw} \quad (24)$$

Per un valor de $k_a = 0,01$ correspon una inductància L_2 de 0,178 mH i una freqüència de ressonància de 3034 Hz.

Finalment es calcula la resistència en sèrie amb el filtre per satisfer la següent equació:

$$R = \frac{1}{C w_{res}} = 3,35 \Omega \quad (25)$$

7.3 Resultats del filtre LCL

Es mesura corrent, voltatge i potència activa i reactiva a l'entrada i sortida de l'inversor davant un funcionament en condicions nominals. No s'aprecien pèrdues rellevants de corrent per la branca RC del filtre, tot i que sí hi ha un lleuger desfasament i reducció dels harmònics d'alta freqüència. Pel voltatge, a l'entrada del filtre s'aprecia la resposta del PWM unipolar amb les commutacions en alta freqüència, mentre que a la sortida queda la forma d'ona definida per la xarxa elèctrica.

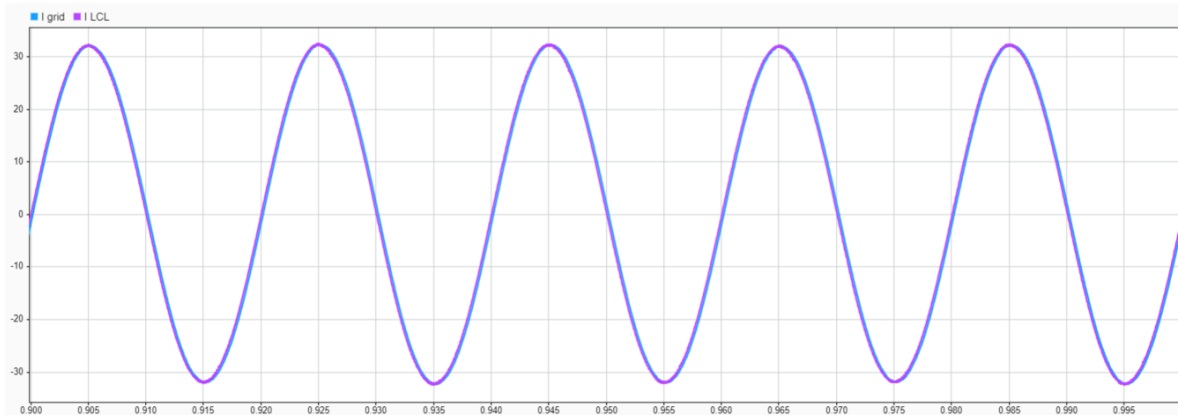


Figura 7-2: Corrent a l'entrada i sortida del filtre LCL

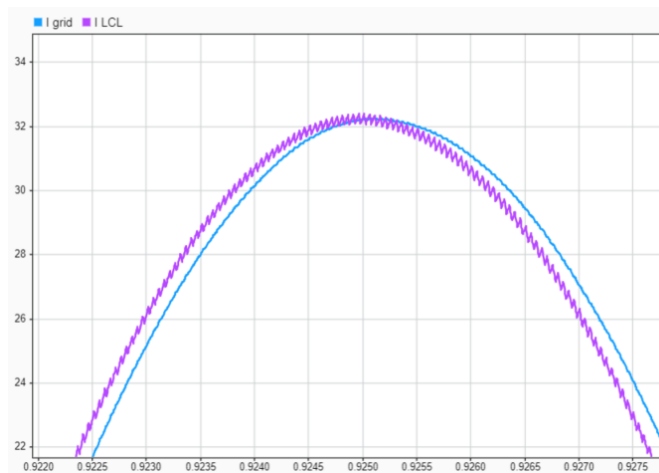


Figura 7-3: Detall de corrent a l'entrada i sortida del filtre LCL pel valor pic

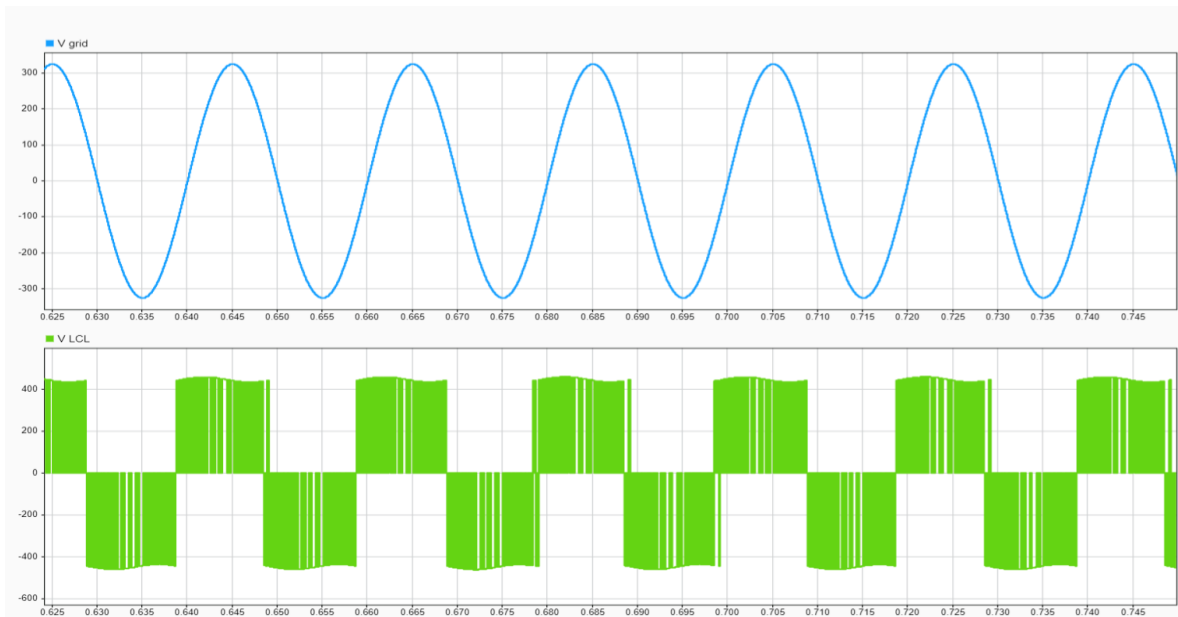


Figura 7-4: Voltatge a l'entrada i sortida del filtre

Pel que fa al consum de potències, les pèrdues de potència activa son aproximadament d'uns 6W, mentre que la potència reactiva disminueix notablement (pràcticament 2 kW).

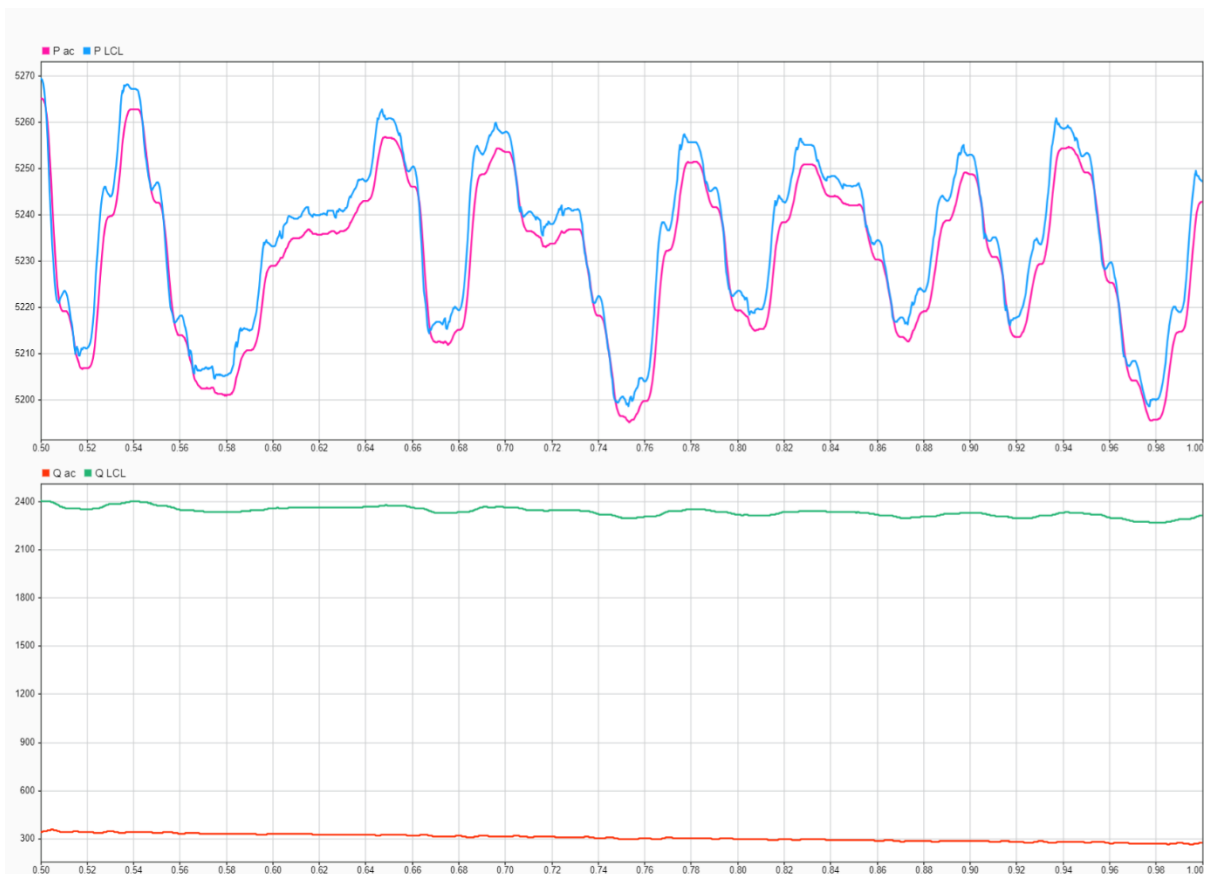


Figura 7-5: Potència activa i reactiva a l'entrada i sortida del filtre LCL

8 Estratègia de control

Donada la gran varietat de tipologies d'inversors, existeixen múltiples estructures de control en funció de l'arquitectura i requisits del sistema. Generalment, totes les estructures d'un inversor han de seguir les següents funcions:

- Funcions bàsiques, comuns en tots els inversors de connexió de xarxa: control del corrent de sortida, control del voltatge DC d'entrada i sincronització amb la xarxa.
- Funcions específiques d'un sistema fotovoltaic: seguiment del punt de màxima potència, sistema anti-islanding (per garantir que un sistema de connexió a la xarxa no treballi de forma aïllada), monitorització de la xarxa i de la planta fotovoltaica.
- Funcions de suport a la xarxa elèctrica: control local del voltatge, compensació de la potència reactiva, compensació dels harmònics.

Per al disseny d'aquest sistema s'han considerat les funcions bàsiques d'un inversor i la funció de seguiment del punt de màxima potència (MPPT).

L'estratègia de control consta de les següents parts: un algoritme MPPT, PLL, control del voltatge continu d'entrada, control del corrent de sortida i PWM.

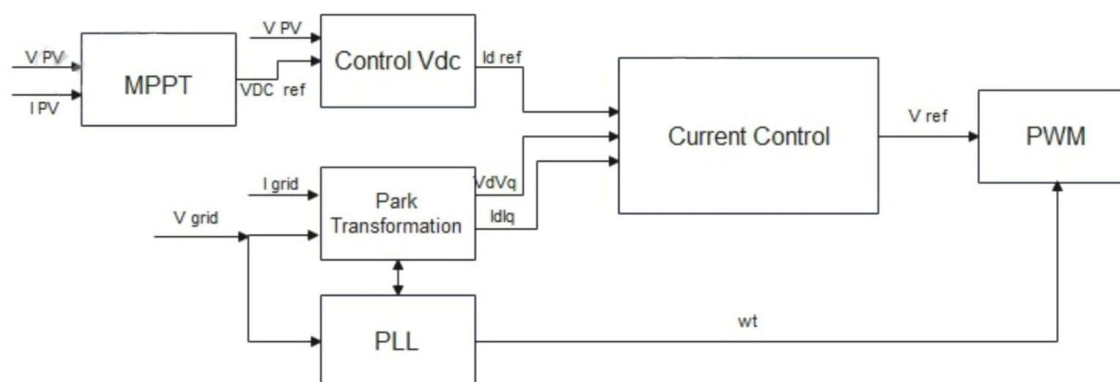


Figura 8-1: Esquema de control de l'inversor

El primer pas consisteix en la implementació d'un algoritme MPPT, que calcula el voltatge de referència de màxima potència en funció del voltatge i corrent de sortida del panell fotovoltaic. Dins del bloc de control de voltatge Vdc, a partir del voltatge de referència calculat i el voltatge continu mesurat es calcula el corrent I_{dq} de referència.

Paral·lelament, es mesura el voltatge i corrent a la banda de la xarxa elèctrica. Per tenir un control més òptim de l'inversor, els senyals sinusoidals de la xarxa es transformen en components continus mitjançant la transformada de Park. També es mesura la freqüència i fase del voltatge a través d'un PLL.

A partir dels valors de corrent de referència i corrent i voltatge de la xarxa en components dq, es calcula el voltatge pic desitjat a la sortida de l'inversor. Aquest és multiplicat per la fase calculada al PLL, i s'obté el senyal de referència del PWM. Finalment s'obté la modulació PWM que controlarà la commutació de l'inversor.

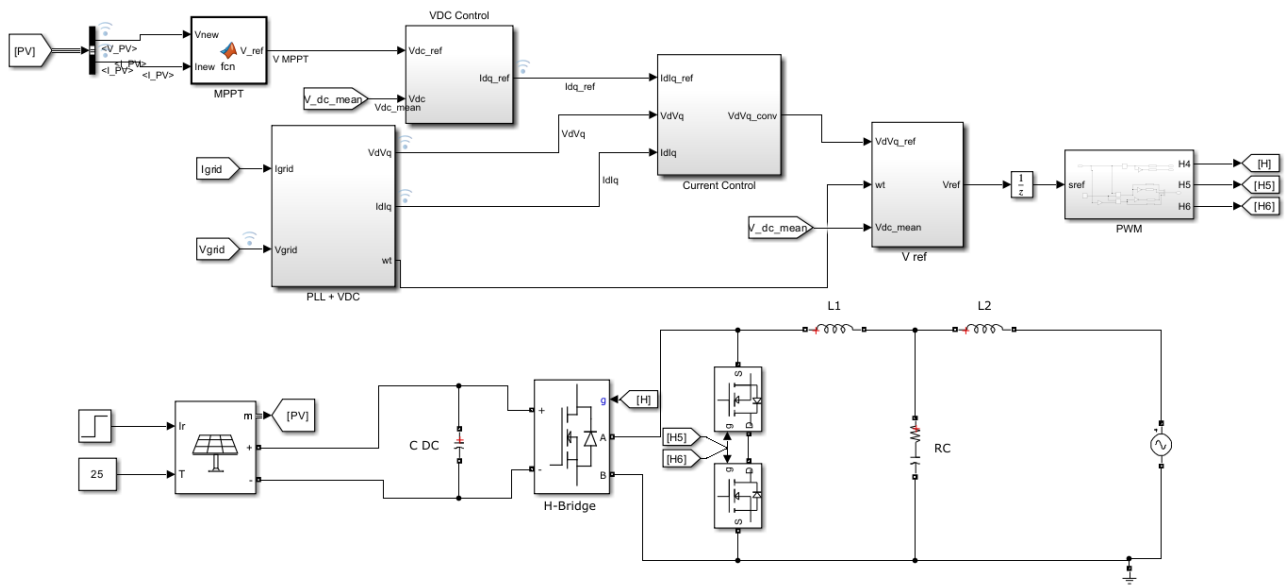


Figura 8-2: Model de l'inversor i control a Simulink

8.1 Phase-Locked Loop

Un llaç de seguiment de fase o PLL (de l'anglès Phase-locked loop) és un sistema de control que sincronitza freqüència i fase d'un senyal de sortida amb un senyal de referència. Aquest sistema és àmpliament utilitzat en camps de la telecomunicació i l'electrònica per generar senyals de període precís, estabilitzar senyals i recuperar senyals en entorns distorsionats.

En el cas dels sistemes de potència, un sistema PLL és crucial per assegurar que la freqüència i fase de sortida està sincronitzat amb el voltatge de la xarxa elèctrica.

L'estructura bàsica d'un phase-locked loop consisteix en 3 parts:

- Phase Detector (Detector de fase): aquest bloc genera un senyal proporcional a la diferència de fases entre el senyal d'entrada i el senyal generat a la sortida del PLL. La diferència de fase es converteix en un senyal d'error.
- Loop Filter (Filtre de Bucle): consisteix en un filtre passa-baixos que atenua els components d'alta freqüència de la sortida del detector de fase. Generalment està format per un filtre de primer ordre o un controlador tipus PI.
- VCO (Oscil·lador controlat per voltatge): genera un senyal amb freqüència i fase proporcionals al voltatge d'entrada. El senyal de sortida tanca el llaç de control, realimentant la entrada del detector de fase.

A continuació s'estudiarà el comportament d'un PLL bàsic, amb un detector de fase PD implementat com el producte dels dos senyals.

Per un senyal d'entrada de tipus

$$v(t) = V \sin(\theta) = V \sin(\Omega t + \varphi) \quad (26)$$

El senyal de sortida generat a la sortida del PLL

$$v'(t) = V \cos(\theta') = V \cos(\Omega' t + \varphi') \quad (27)$$

Per un PD basat en el producte dels dos senyals, el senyal d'error de sortida del PD és:

$$\begin{aligned} \varepsilon_{PD}(t) &= k_{pd} V \sin(\Omega t + \varphi) \cos(\Omega' t + \varphi') \\ &= \frac{k_{pd} V}{2} [\sin((\Omega - \Omega')t + (\varphi - \varphi')) \sin((\Omega + \Omega')t + (\varphi + \varphi'))] \quad (28) \end{aligned}$$

Per un filtre de bucle correctament calibrat, s'extreu el component d'alta freqüència del senyal d'error:

$$\varepsilon_{PD}(t) = \frac{k_{pd} V}{2} \sin((\Omega - \Omega')t + (\varphi - \varphi')) \quad (29)$$

Si es considera que el VCO està ben calibrat respecte la velocitat angular d'entrada Ω , i que l'error de fase és molt petit ($\varphi \approx \varphi'$), l'equació anterior es pot linealitzar al voltant d'aquest punt d'operació:

$$\overline{\varepsilon_{PD}} = \frac{V K_{PD}}{2} (\theta - \theta') \quad (30)$$

8.1.1 Càlcul dels paràmetres del PI

Per a la calibració del PI del PLL serà necessari obtenir les seves funcions de transferència, a partir de les equacions prèviament esmentades, linealitzades i passades al domini de Laplace.

Funció de transferència del Filtre de Bucle:

$$LF(s) = \frac{V_{LF}(s)}{\varepsilon_{PD}(s)} = kp \left(1 + \frac{1}{ki s} \right) \quad (31)$$

La funció de transferència de l'oscil·lador, per a les equacions linealitzades, consisteix exclusivament en un integrador.

$$\frac{\theta'(s)}{V_{LF}(s)} = \frac{1}{s} \quad (32)$$

Considerant $k_{pd} = 1$ i $V=1$, i multiplicant les funcions de transferència dels 3 components, s'obté la funció de transferència en llaç obert del PLL:

$$H(s) = \frac{kp s + \frac{kp}{ki}}{s^2} \quad (33)$$

Amb una funció de transferència de llaç tancat de:

$$H_{\omega}(s) = \frac{\theta'(s)}{\vartheta(s)} = \frac{LF(s)}{s + LF(s)} = \frac{kp s + \frac{kp}{ki}}{s^2 + kp s + \frac{kp}{ki}} \quad (34)$$

Per una funció de transferència de 2n ordre normalitzada tipus

$$s^2 + 2\xi w_n s + w_n^2 \quad (35)$$

$$\text{On } w_n = \sqrt{\frac{kp}{ki}} \quad (36), \quad \xi = \frac{\sqrt{kp ki}}{2} \quad (37)$$

A partir d'aquestes expressions es pot configurar el PI per obtenir el temps d'establiment T_s i esmorteïment ξ desitjats.

$$\text{Per } \tau = \frac{1}{\xi w_n}, \quad T_s = 4\tau$$

$$kp = 2\xi w_n = \frac{8}{T_s} \quad (38) \quad ki = \frac{2\xi}{w_n} = \frac{t_s \xi^2}{2} \quad (39)$$

Per un temps d'establiment i esmorteïment de $T_s = 0,1s$ $\xi = 1/\sqrt{(2)}$, s'obté un $kp = 80$, $ki = 0,025$.

8.1.2 Resposta d'un PLL Bàsic

Es configura un PLL amb un PD basat en el producte del senyal d'entrada amb el senyal oscil·lant de sortida.

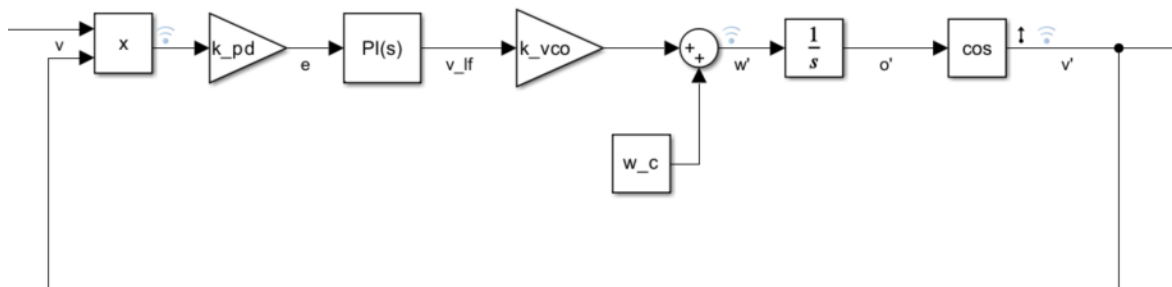


Figura 8-3: Diagrama d'un PLL bàsic

Es configuren els guanys del detector de fase (k_{pd}) i de l'oscil·lador (k_{vco}) amb un guany unitari, i la velocitat angular de referència (w_c) amb la freqüència de la xarxa de $2\pi 50$.

S'introdueix un senyal sinusoidal d'una amplitud de 100 V i freqüència de 50 Hz. A l' instant 0,1 de la simulació es provoca un canvi de freqüència a 60 Hz i un increment de fase de $\pi/4$ radians.

En un primer cas el controlador PI pren els valors calculats a l'apartat anterior, calculats a partir de la funció de transferència i els paràmetres d'esmoreïment i temps d'establiment desitjats.

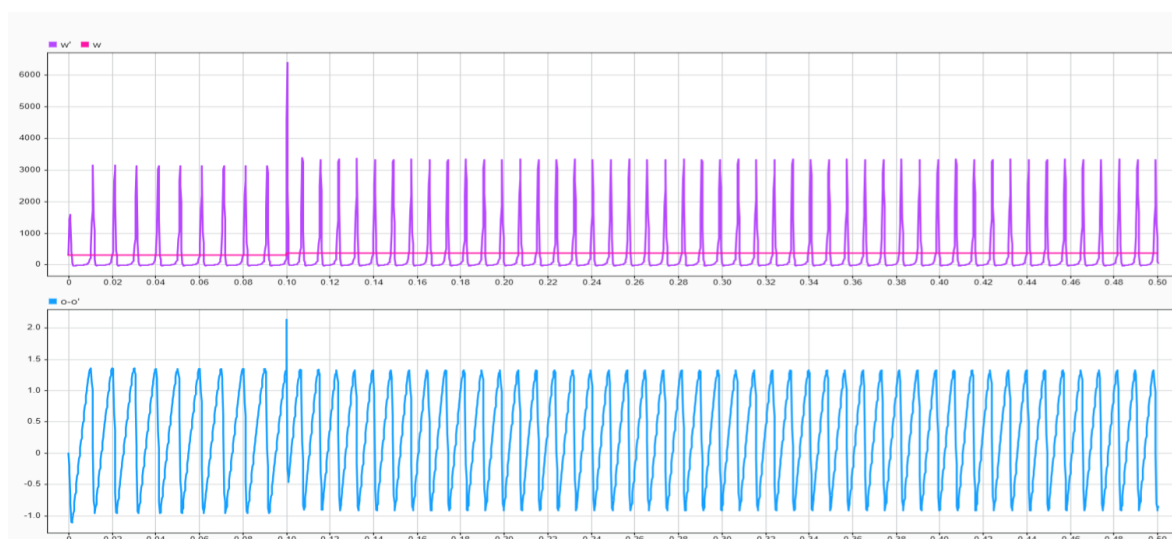


Figura 8-4: Resposta en fase i freqüència d'un PLL bàsic per $k_p = 8$, $k_i = 0,025$

No obstant, la resposta del sistema és inestable. Una possible resposta a aquest error és que les suposicions establertes a l'hora de simplificar les equacions no son encertades del tot. S'ha considerat que el component d'alta freqüència del senyal és molt superior a la freqüència de tall del filtre en bucle. Aquesta suposició ens permetia negligir el component d'alta freqüència a la sortida del PD. No obstant, en una aplicació de freqüència de xarxa,

els components d'alta freqüència només son del doble de la freqüència nominal. Per tant no es pot suposar que aquests quedin totalment filtrats.

Es comprova el funcionament del PLL bàsic per altres valors del controlador, obtinguts mitjançant l'eina "PID Tuner" de Simulink.

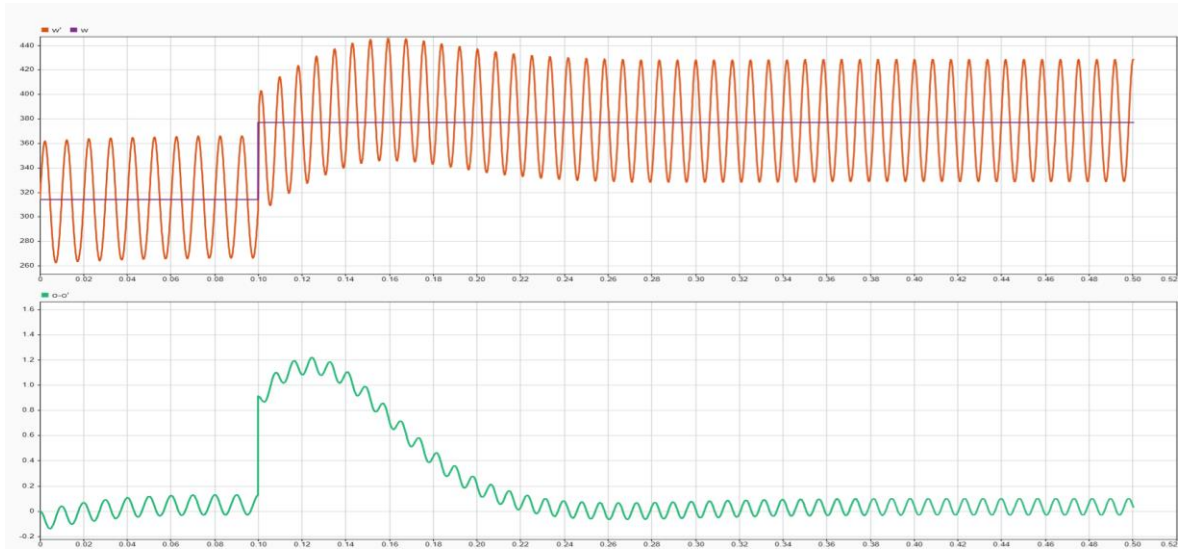


Figura 8-5: Resposta en fase i freqüència d'un PLL bàsic davant una pertorbació

Als nous resultats s'observa com el PLL, correctament calibrat, és capaç de trobar el nou valor de freqüència i adaptar-se a ell després d'un règim transitori. No obstant, el valor de la nova freqüència oscil·la al voltant del valor mesurat. El mateix succeeix amb la fase dels senyals: el sistema és capaç de provocar que els senyals d'entrada i sortida estiguin en fase, però el valor de sortida presenta oscil·lacions. Per minimitzar aquest inconvenient s'opta per un tipus de PD més complexe.

8.1.3 Detecció de Fase basada en Senyals de Quadratura

Transformada de Park

La transformada de Park és una eina matemàtica àmpliament utilitzada en el control de sistemes de corrent altern. Aquesta transformada converteix equacions d'un sistema d'eixos fixos ortogonals en un sistema d'eixos variables. En realitzar aquest canvi les variables resultants es simplifiquen: els coeficients sinusoidals que varien constantment en el temps es converteixen en coeficients constants.

Es parteix d'unes variables representades en un sistema de coordenades fixes ortogonals, anomenats eixos α , β . A partir d'un senyal monofàsic $v(t)$, els components s'obtenen com:

- Component α : $v_\alpha(t) = v(t)$
- Component β : $v_\beta(t)$ s'obté a partir d'un desplaçament 90° (o un retard de $1/4$ del període) del senyal monofàsic.

El sistema de coordenades giratori es basa en els eixos d, q. Aquests roten a la mateixa freqüència que el sistema altern. Els components v_d i v_q s'obtenen a partir dels components v_α i v_β i l'angle de referència θ .

$$\begin{pmatrix} v_d \\ v_q \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{pmatrix} \begin{pmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{pmatrix} \quad (40)$$

Aplicació de la Transformada de Park en un PLL

Com ja s'ha descrit anteriorment, la transformada de Park ens permet treballar amb variables constants a partir de variables sinusoidals. Aquest concepte pot solucionar la problemàtica anteriorment trobada en un PLL bàsic.

Per a l'ús de la transformada de Park prèviament s'ha d'obtenir un senyal amb components ortogonals, és a dir, desfasades 90° . En aquest cas, es el component $v_\alpha(t)$ es troba com el sinus del senyal d'entrada, i $v_\beta(t)$ es calcula com (-) cosinus del senyal d'entrada. Una altra opció és obtenir $v_\beta(t)$ aplicant un desfasament de $1/4$ del període de senyal al component $v_\alpha(t)$.

Un cop obtinguts els components $v_\alpha(t)$ $v_\beta(t)$ mitjançant un mètode generador de senyals en quadratura, considerant l'angle de referència de la transformació de Park l'angle θ' de sortida, es troben els components v_d i v_q . El component v_d equival a l'amplitud del senyal V d'entrada. El component v_q en aquest cas serà el senyal d'error de sortida del PD.

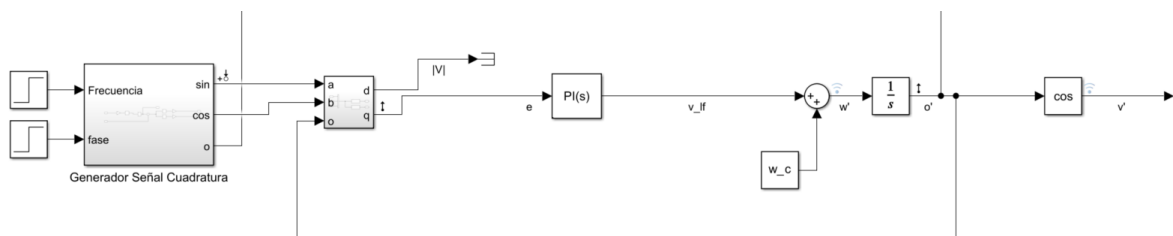


Figura 8-6: Diagrama d'un PLL en quadratura

En aquest cas s'apliquen els valors del controlador PI calculats prèviament a partir de la funció de transferència.

Davant la mateixa pertorbació que a la prova del PLL bàsic, es comprova com el control és capaç de seguir les variacions en la velocitat angular. A més, el resultat d'aquest cas no presenta oscil·lacions. Cal destacar que, per garantir un transitori ràpid, la resposta presenta un sobrepic molt elevat.

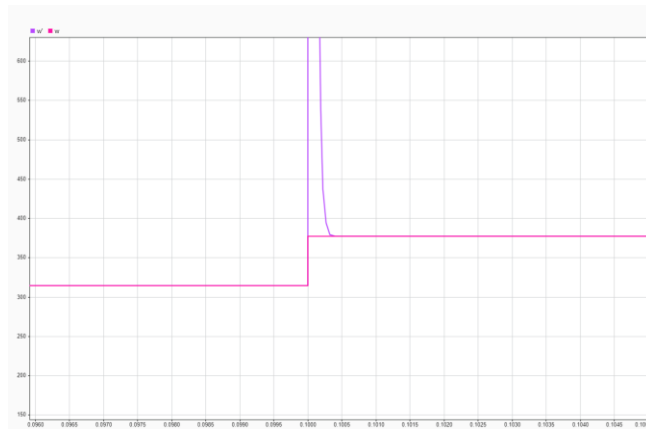


Figura 8-7: Resposta del PLL en quadratura davant una variació de freqüència

Respecte al seguiment de l'angle, aquest presenta un retard constant de $\pi/2$. Aquest és provocat pel retard aplicat al component $v_{\beta}(t)$ del voltatge a l'hora d'obtenir els senyals en quadratura.

$$error \theta = \omega t = \omega \frac{T}{4} = 2\pi f \frac{1}{4f} = \frac{\pi}{2} \quad (41)$$

Els resultats de Vd i Vq corresponen a l'amplitud del component actiu i reactiu de l'amplitud del voltatge. En considerar que el voltatge de la xarxa no conté component reactiu, Vd pren el valor de $230\sqrt{(2)}$ V i Vq és nul (en règim permanent).



Figura 8-8: Seguiment d'angle i resposta de Vd Vq d'un PLL en quadratura

8.1.4 Aplicació del PLL de quadratura i Transformada de Park al control de l'Inversor

L'objectiu d'aquest bloc de control és trobar l'angle del voltatge de la xarxa i components dq de l'angle i corrent, en unitats pu. Es parteix d'aquests resultats per a les futures etapes de control de l'inversor.

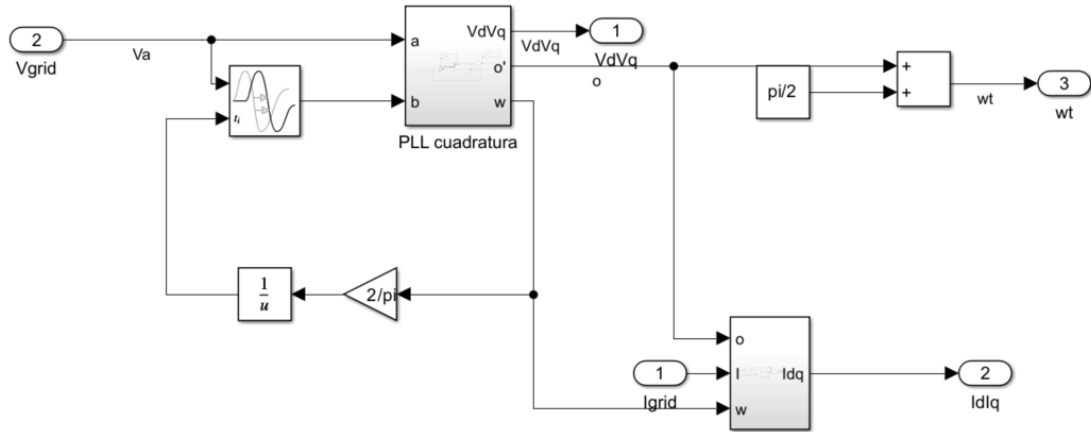


Figura 8-9: Bloc de conversió dq de voltatge i corrent i mesura de fase

1. Per obtenir els senyals en quadratura a partir del voltatge mesurat a la xarxa, s'aplica un retard de $\frac{1}{4}$ del període calculat en la mesura de velocitat angular. El senyal directament mesurat correspon a $v_{\alpha}(t)$ i el retardat a $v_{\beta}(t)$.
2. Els senyals en quadratura són l'entrada del llaç de control compost per la transformada de Park i el PLL en quadratura. Aquest calcula l'angle (i freqüència del senyal) i els components dq del voltatge. Els components dq es transformen en unitats pu.

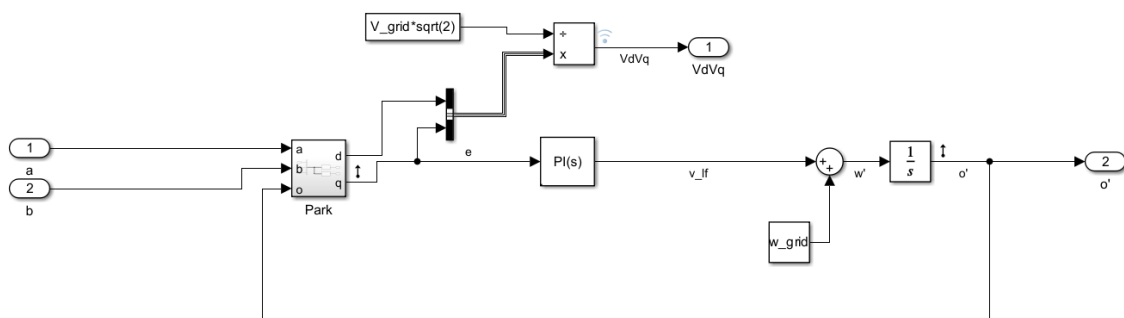


Figura 8-10: PLL i càlcul de Vd i Vq

3. El corrent mesurat a la sortida de la xarxa es transforma a unitats pu i se li aplica la transformada de Park, a partir de l'angle trobat en el PLL aplicat al voltatge (es considera que voltatge i corrent de la xarxa estan en fase). Novament, el retard aplicat en la transformada de Park s'obté a partir de la velocitat angular trobada pel PLL.

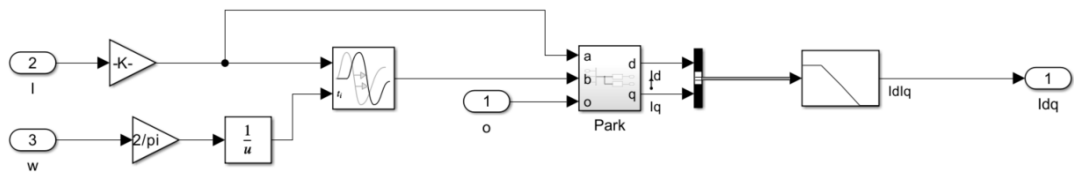


Figura 8-11: Càlcul I_d I_q

Es comprova la resposta del control davant una variació en la freqüència (esglaió de 50 a 60 Hz al segon 1 de simulació) de la xarxa elèctrica. El sistema es considera correcte donat que es mostra capaç de mesurar correctament la freqüència de la xarxa (a les gràfiques en unitats de rad/s) i els paràmetres dq del corrent i del voltatge mesurat. Els paràmetres dq de voltatge valen 1 i 0 respectivament, per tant són la referència d'angle del sistema. Pels paràmetres dq del corrent, el paràmetre q val $-0,06$. Això reflecteix un lleuger desfasament entre voltatge i corrent.

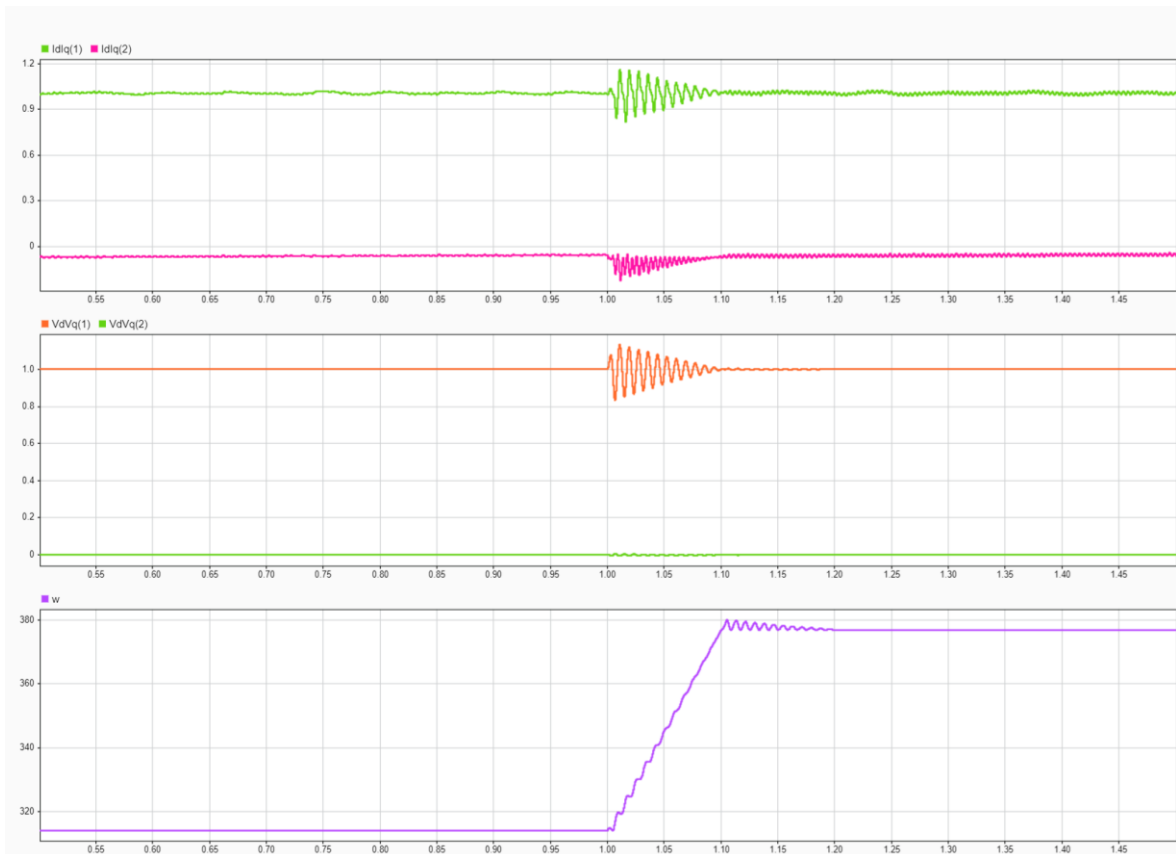


Figura 8-12: Paràmetres I_d , I_q , V_d , V_q i velocitat angular mesurats pel sistema davant una variació de freqüència

Davant una variació en la irradiància (segon 1 de la simulació) es comprova que aquesta no afecta als paràmetres de voltatge i freqüència mesurada, però els paràmetres de corrent sí reflecteixen la disminució d'amplitud del corrent de sortida. Concretament, el corrent I_d disminueix proporcionalment a la irradiància (en aquest a la meitat del seu valor inicial).



Figura 8-13: Paràmetres I_d , I_q , V_d , V_q i velocitat angular mesurats pel sistema davant una variació de irradiància

8.2 Seguidor del Punt de Màxima Potència (MPPT)

L'objectiu del MPPT en un sistema generador d'energia és mostrejar el punt de funcionament del sistema, per tal de modificar-lo i obtenir la màxima potència, independentment de les condicions ambientals i la càrrega connectada a la sortida.

Els sistemes fotovoltaics varien la seva eficiència en funció de la quantitat de llum disponible, ombres, temperatura de les cel·les i característiques elèctriques de la càrrega. El seguidor de punt de màxima potència ajusta la "càrrega" observada pels panells fotovoltaics, per tal de maximitzar la potència generada.

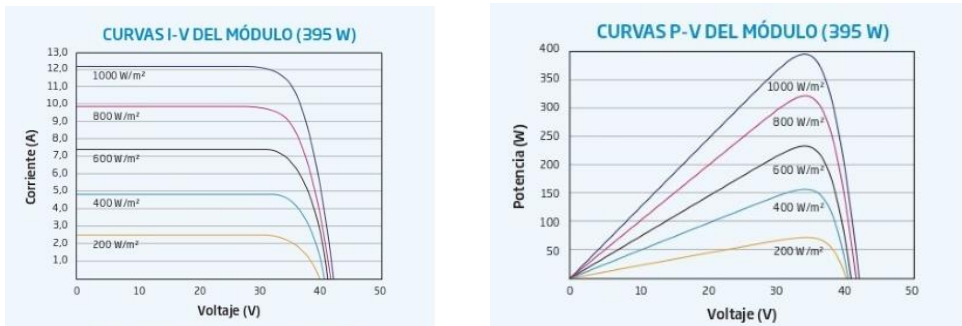


Figura 8-14: Corves Corrent-Voltatge i Potència-Voltatge dels panells fotovoltaics

Existeixen diferents algoritmes MPPT per una instal·lació fotovoltaica. En aquest cas s'implementarà un algoritme tipus Pertorbació i Observació. Aquest algoritme consisteix en pertorbar periòdicament la tensió de funcionament per garantir el funcionament a màxima potència. Per cada pertorbació, s'analitza l'efecte que ha tingut el nou voltatge en la potència. Si la potència augmenta, l'algoritme modifica el voltatge en la mateixa direcció. Si disminueix, canvia la direcció.

El major avantatge d'un MPPT tipus P&O és la seva simplicitat de càlcul, però presenta els inconvenients d'introduir oscil·lacions periòdiques al voltant del punt de màxima potència i necessitar un temps de càlcul del punt de funcionament.

Es pot implementar a partir el següent arbre de decisions:

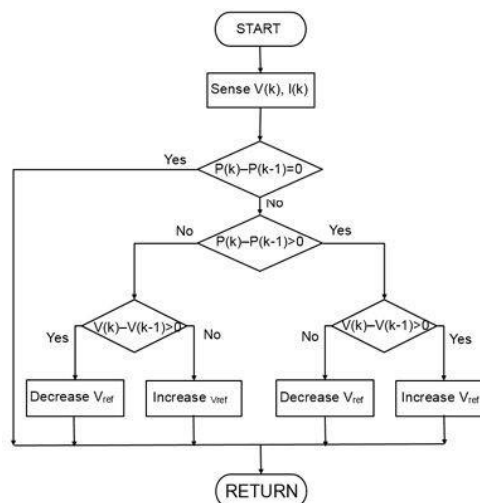


Figura 8-15: Algoritme d'un MPPT tipus P&O, extret de [7]

Per al disseny de l'inversor d'aquest treball s'ha fet servir un bloc de funció de l'entorn de Simulink. Les entrades del bloc funció son el corrent i voltatge mesurats a la sortida dels

panells fotovoltaics, i la sortida és un nou voltatge de referència al voltant del punt de màxima potència. També es configura amb un voltatge de referència inicial de 444,6 V (voltatge de màxima potència), una pertorbació de voltatge per cycle de treball de $dV = 0,1$ V i un període de càlcul de 1 ms. Per rebutjar les variacions instantànies de potència i període s'afegeix la condició de pertorbació que la potència ha de presentar una variació de 50 W (aproximadament corresponent a l'arissament de potència) respecte la mesura anterior de potència. D'aquesta forma només variarà el valor de referència davant canvis en la irradiància.

```
function V_ref = fcn(Vnew,Inew,PV, MPPT, P_out)

persistent Pold Vold V;
if isempty(Pold)
    Vold=PV.V_mpp;
    Pold=P_out;
    V = PV.V_mpp;

end
Pnew=Inew*Vnew;
if Pnew<(Pold-50);
    if Vnew<Vold
        V=V+MPPT.dV;
    elseif Vnew>Vold
        V=V-MPPT.dV;
    end
end

if Pnew>(Pold+50);
    if Vnew<Vold
        V=V-MPPT.dV;
    elseif Vnew>Vold
        V=V+MPPT.dV;
    end
end
if V>MPPT.Vmax || V<MPPT.Vmin
    V=Vold;
end

Pold=Pnew;
Vold=Vnew;
V_ref=V;
end
```

Figura 8-16: Funció de càlcul de MPPT

8.2.1 Resultats del MPPT

S'analitza el comportament de les variables del seguidor del punt de màxima potència davant un canvi en la irradiància d'entrada. S'introdueix un canvi en la irradiància (-500 W/m^2) dels panells fotovoltaics al segon 1s de simulació. Es comprova que aquest és capaç de proporcionar com a referència un valor molt pròxim (444,9 V) al voltatge de màxima potència(444,6 V).

El valor de referència es manté robust davant l'arissament a 100 Hz dels senyals de voltatge i potència. Davant la pertorbació en la irradiància, el seguidor de punt de màxima potència és capaç de trobar el voltatge de màxima potència.

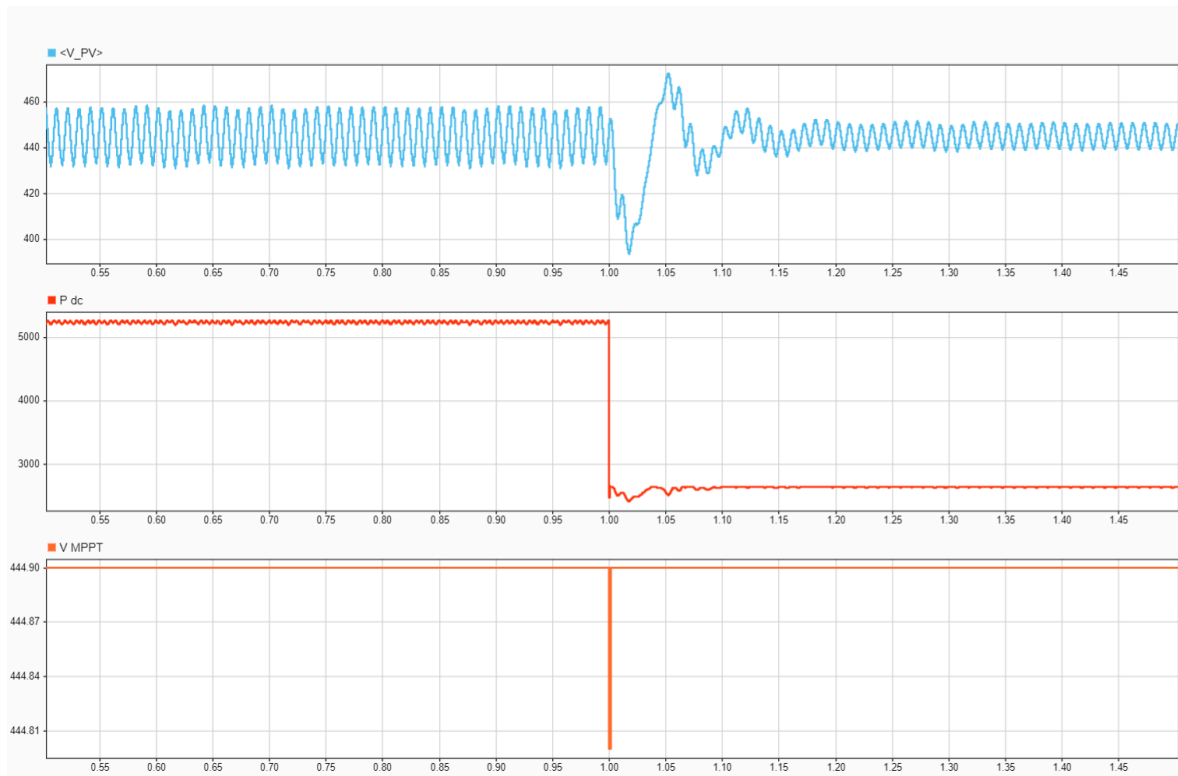


Figura 8-17: Voltatge i potència d'entrada de l'inversor, i voltatge de referència a la sortida del MPPT davant una variació d'irradiància

8.3 Control de la tensió DC d'entrada

El control del voltatge d'entrada de l'inversor és necessari per garantir el correcte rendiment del sistema: una variació en el voltatge de referència calculat pel MPPT ha de provocar una variació en el corrent de sortida de l'inversor.

El control del voltatge DC es basa en un llaç de control tancat, on l'entrada és la tensió de referència calculada pel MPPT i la sortida del sistema és el corrent de referència I_d . Per assegurar una resposta ràpida i estable del sistema davant variacions en la tensió V_{dc} d'entrada, es configura un compensador dinàmic tipus PI. També cal tenir en compte el retard provocat pel llaç de control de corrent.

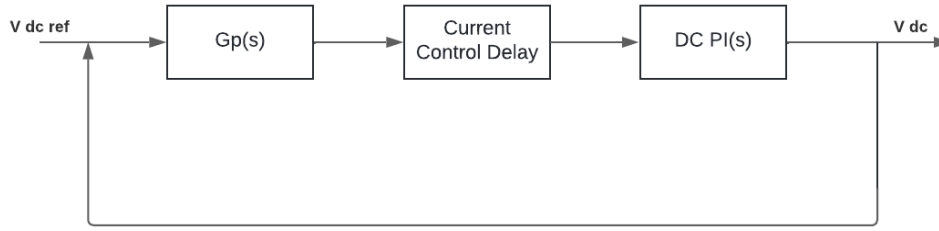


Figura 8-18: Esquema del llaç de control del voltatge DC d'entrada

8.3.1 Càlcul de la planta del control DC d'entrada

Per a la configuració del PI és necessari conèixer la planta del sistema, és a dir, com una variació en el corrent I_d afecta al voltatge d'entrada. Aquest anàlisi es troba a [4]:

Idealment, la potència generada a l'inversor, menys la potència consumida pel condensador d'entrada, equival a la potència de sortida, expressada en els eixos dq :

$$\frac{1}{2}(v_d i_d + v_q i_q) = -v_{dc} C_{in} \frac{dV_{dc}}{dt} + v_{dc} i_{dc} \quad (42)$$

Considerant que tots els senyals tenen un component constant i una pertorbació:

$$\begin{aligned} \frac{1}{2}((V_d + \tilde{v}_d)(I_d + \tilde{i}_d) + (V_q + \tilde{v}_q)(I_q + \tilde{i}_q)) = \\ = -((V_{dc} + \tilde{v}_{dc})C_{in} \frac{d(V_{dc} + \tilde{v}_{dc})}{dt} + (V_{dc} + \tilde{v}_{dc})(I_{dc} + \tilde{i}_{dc})) \end{aligned} \quad (43)$$

Com l'objectiu és trobar la relació $\frac{\tilde{v}_{dc}}{\tilde{i}_d}$, es consideraran la resta de pertorbacions nul·les:

$$\frac{1}{2}(V_d I_d + V_d \tilde{i}_d + V_q I_q) = -V_{dc} C_{in} \frac{d\tilde{v}_{dc}}{dt} + \tilde{v}_{dc} I_{dc} + V_{dc} I_{dc} \quad (44)$$

S'exclouen els components constants:

$$\begin{aligned} \frac{1}{2}(V_d \tilde{i}_d) = -V_{dc} C_{in} \frac{d\tilde{v}_{dc}}{dt} + \tilde{v}_{dc} I_{dc} \\ Gp(s) = \frac{\tilde{v}_{dc}}{\tilde{i}_d} = \frac{V_d}{2(I_{dc} - V_{dc} C_{in} s)} \end{aligned} \quad (45)$$

S'observa com el sistema conté un pol al semiplà dret, per tant el sistema serà inestable. Es comprova amb un diagrama de Bode. Tot i així, d'acord amb [4], en suposar un condensador de valor gran, el pol tendeix a 0 i el sistema s'estabilitza. Això permet simplificar la planta fins la següent funció:

$$Gp(s) = \frac{V_d}{2V_{dc}C_{in} s} \quad (46)$$

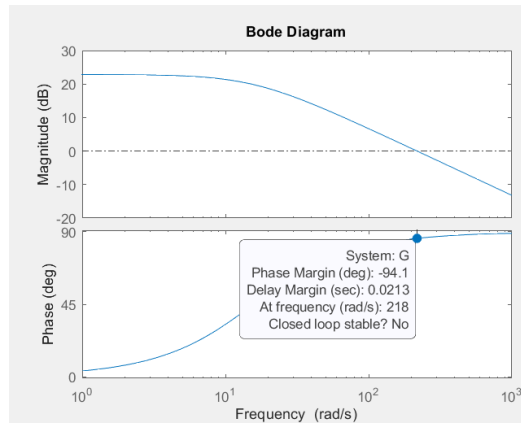


Figura 8-19: Diagrama de Bode de la funció de transferència de voltatge

8.3.2 Càlcul del compensador dinàmic PI DC

El procediment de càlcul del PI requereix conèixer la funció de transferència del sistema en llaç obert. Per al retard es considera inicialment un retard de 3 vegades el període de càlcul del senyal de referència ($T_{mppt} = 1$ ms).

$$Delay_{DC} = \frac{1}{1 + 3T_{pwm} s} \quad (47)$$

La funció de transferència en llaç obert val:

$$H_{ov} = \frac{V_d}{2V_{dc}C_{in} s} \frac{1}{1+3T_{pwm} s} \frac{kp(1+Tis)}{Ti s} = \frac{V_d kp(1+Tis)}{2V_{dc}C_{in} Ti s^2 (1+3T_{pwm} s)} \quad (48)$$

S'observa que el diagrama de Bode corresponent presenta simetria respecte la freqüència de tall. El criteri de disseny seguit es basa en garantir un marge de fase predefinit.

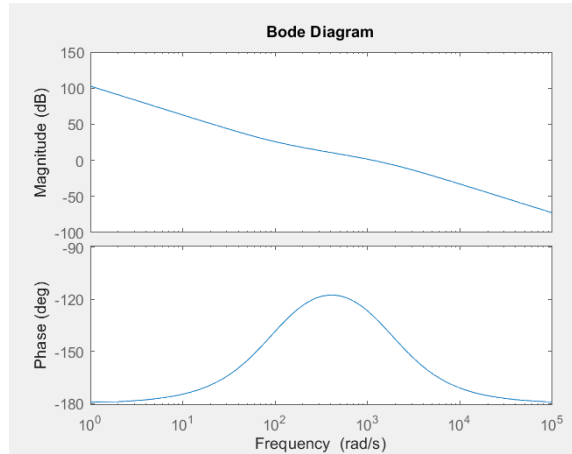


Figura 8-20: Diagrama de Bode del llaç de control del voltatge DC en llaç obert

El marge de fase ψ dependrà de la posició del zero ($1+Ti$ s) i el pol ($1+3Tpwm$).

$$\frac{1 + \cos \psi}{\sin \psi} = \sqrt{\frac{Ti}{3 Tpwm}} = a \quad (49)$$

Això fixa la freqüència de tall a :

$$\omega_c = \frac{1}{3 Tpwm a} \quad (50)$$

Amb el paràmetre k_p es fixa el guany unitari a ω_c :

$$\begin{aligned} H_{ov}(\omega_c) &= \frac{V_d k_p \left(1 + \frac{Ti}{3 a Tpwm}\right)}{2V_{dc} C_{in} Ti \left(\frac{1}{3 Tpwm a}\right)^2 \left(1 + 3Tpwm * \frac{1}{3 Tpwm a}\right)} = \\ &= \frac{3V_d k_p a}{2V_{dc} C_{in}} \quad (51) \end{aligned}$$

$$k_p = \frac{2V_{dc} C_{in}}{3V_d a} \quad (52)$$

Pels valors nominals del sistema, especificats a la taula, $K_p = 6,32$ $k_i = 0,0017$.

V_{dc}	444,6 V
V_d	$230\sqrt{2}$ V
C_{in}	1700 μ F
$Tpwm$	1 ms

Taula 1: Valors per al càlcul del PI dc

En aquesta primera iteració del càlcul, en aplicar aquests valors al sistema real, s'observa una resposta oscil·lant. Aquesta pot estar provocada perquè no s'ha considerat el retard provocat pel propi compensador dinàmic. En augmentar el temps de retard considerat en el càlcul de Ti , fins un valor final de $Ti = 0,0035$, el sistema s'estabilitza.

En la implementació del control de voltatge DC es realitza una comparació entre el voltatge calculat pel MPPT ($V_{dc\ ref}$) i el voltatge mesurat a l'entrada de l'inversor. En el voltatge d'entrada només es considera el seu valor mig, sense arribsament a 100 Hz. Al senyal d'error s'aplica el compensador calculat anteriorment. Finalment es divideix el resultat pel voltatge de referència, per adaptar els valors a pu.

D'altra banda, s'estableix el corrent I_q de referència. Aquest es busca que sigui nul ja que això implicaria que no es genera potència reactiva.

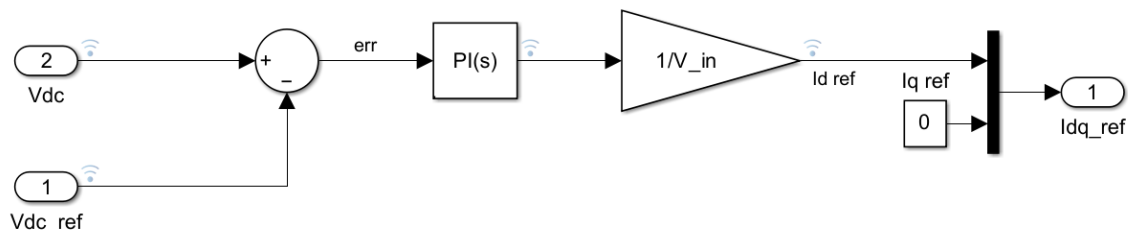


Figura 8-21: Implementació del control del voltatge DC a l'inversor

8.3.3 Resultats del control del voltatge DC

S'estudia el comportament del corrent de referència de sortida davant variacions en el punt de funcionament. L'objectiu d'aquest llaç de control és garantir un voltatge d'entrada constant i proper al punt de màxima potència, a la vegada que s'adapta la referència de corrent I_d en funció de la potència generada.

En introduir una irradiància menor, es comprova que el voltatge, tret d'un règim transitori, s'estabilitza de nou en el seu punt de màxima potència. Com també es esperat, el corrent pren un valor proporcional a la nova potència generada.

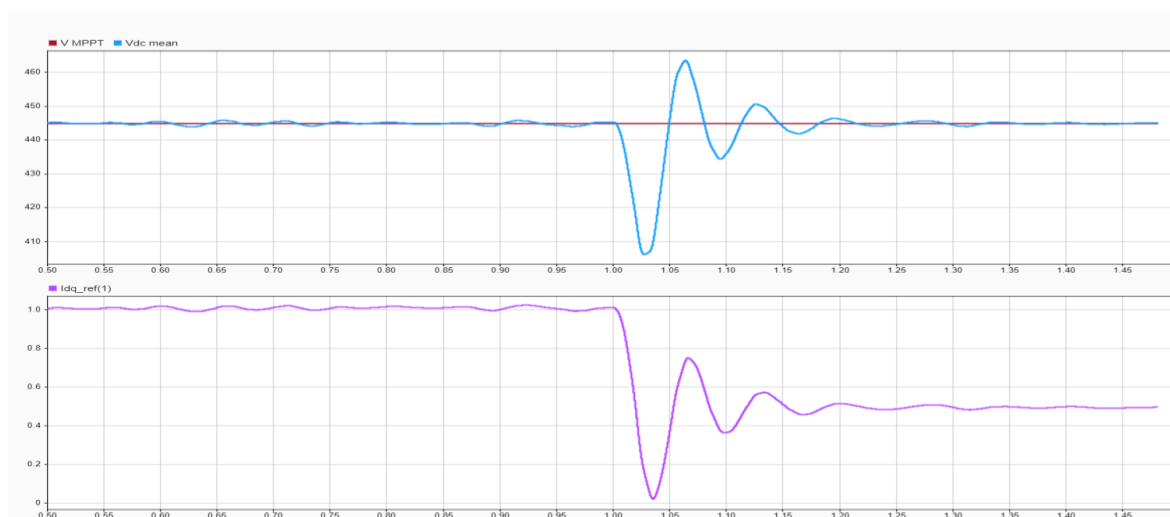


Figura 8-22: Voltatge de referència i voltatge d'entrada mig i corrent I_d de referència davant una reducció d'irradiància

També es comprova la resposta davant una variació en el voltatge de referència. En les següents gràfiques s'ha forçat al segon 1 un valor de 400 volts com a voltatge de referència. Passat un règim transitori, el voltatge d'entrada adapta el seu valor a la nova referència.

Aquest nou voltatge, més allunyat del punt de màxima potència, redueix la generació de potència, fet que fa variar el corrent de referència.

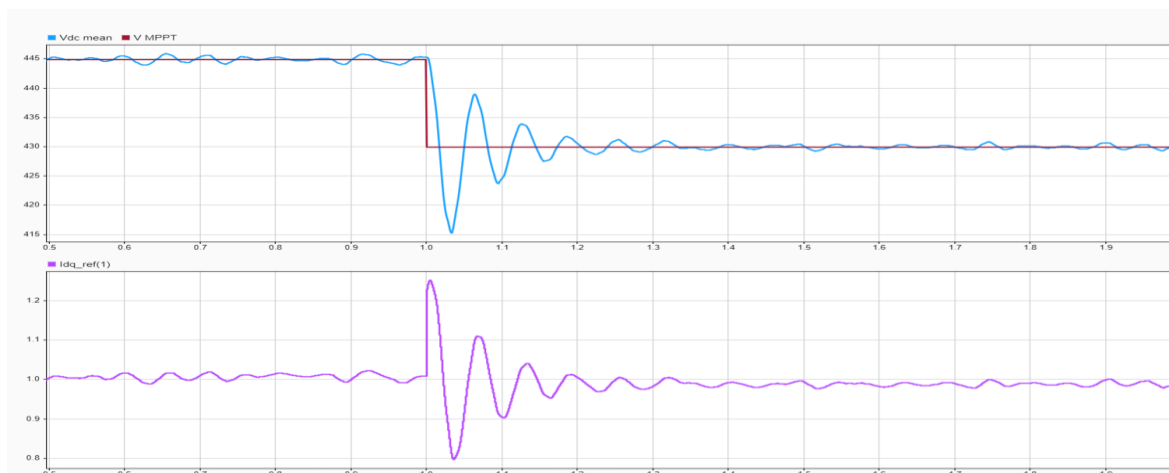


Figura 8-23: Voltatge de referència i voltatge d'entrada mig i corrent I_d de referència davant una pertorbació en el voltatge de referència

8.4 Control del Corrent de Sortida

El control de corrent és una tècnica àmpliament utilitzada en els convertidors de potència. En el cas d'un inversor de connexió a la xarxa, l'objectiu del control és garantir un voltatge de sortida igual al de la xarxa, a la vegada que regular el corrent de sortida en funció de la potència generada i la fase del voltatge.

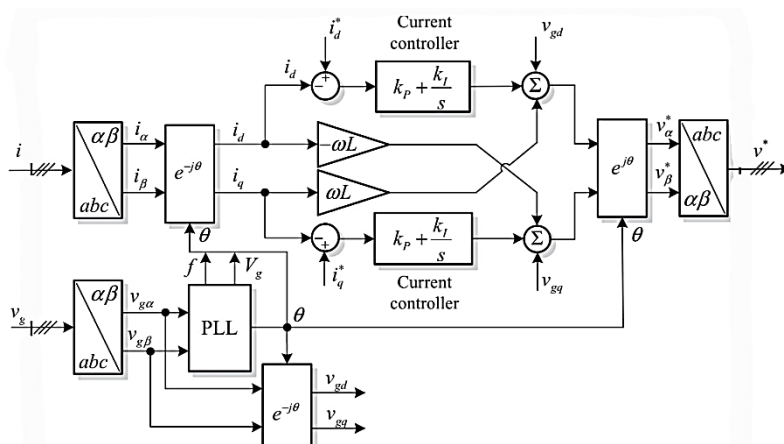


Figura 8-24: Estratègia de control de corrent dq descrita a [4]

La finalitat d'aquest bloc és obtenir els components dq del voltatge de sortida de l'inversor que assegurin el valor desitjat de corrent en cada instant. El valor de corrent ve definit pel corrent de referència calculat anteriorment ($I_d I_q$ ref) i els components $I_d I_q$ mesurats a la xarxa elèctrica. Per assegurar una resposta dinàmica i estable dels senyals d'error provinents de la comparació dels corrents s'implementa un compensador dinàmic tipus PI.

D'altra banda, es necessari tenir en compte la influència del filtre LCL a la sortida del compensador. L'objectiu del control és que, a la connexió a la xarxa, el corrent segueixi les referències de corrent calculades anteriorment, per aconseguir un desfasament mínim entre corrent i voltatge de xarxa. Per tant, el voltatge $V_d V_q$ de referència ha de considerar la caiguda de tensió provocada per la impedància del filtre (L pu).

Per millorar la resposta del sistema i disminuir la influència davant pertorbacions en la xarxa, s'aplica un "feed-forward" del voltatge mesurat a la sortida.

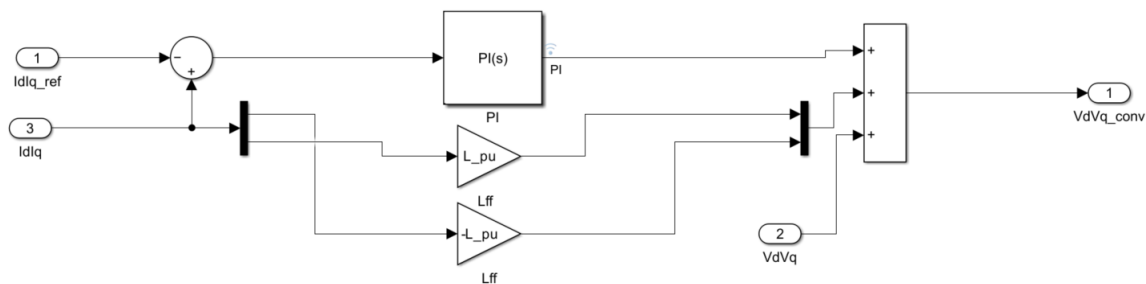


Figura 8-25: Control del corrent de sortida de l'inversor, implementat a Simulink

8.4.1 Càlcul del controlador PI AC

El primer pas pel càlcul del controlador és definir el sistema i la seva funció de transferència en el domini de Laplace. El sistema de laç tancat consta de 3 elements: el compensador dinàmic PI, el retard provocat pel càlcul del PWM i els controls anteriors al laç de corrent, i la funció de transferència de la planta.

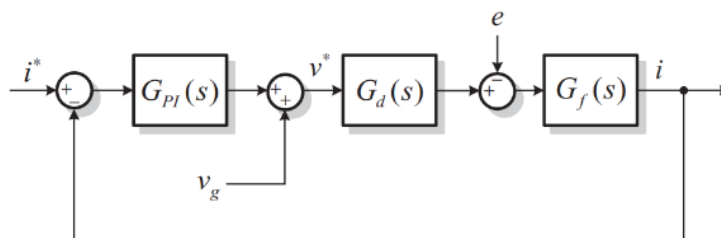


Figura 8-26: Sistema en laç tancat del control de corrent

El compensador dinàmic presenta una funció tipus

$$G_{PI} = kp + \frac{1}{Ti s} = \frac{kp (1 + Ti s)}{Ti s} \quad (53)$$

Per al retard es considera $1,5 Ts$, on Ts és el temps de computació del sistema i es considera un retard addicional de $0,5 Ts$ provocat pel PWM.

$$G_d = \frac{1}{1 + 1,5T s} \quad (54)$$

La planta consisteix en la relació corrent-voltatge a la sortida de l'inversor. Es té en compte la impedància de sortida R (relació entre voltatges i corrents de sortida del filtre LCL) i l'element inductiu del filtre L .

$$G_f = \frac{i(s)}{v(s)} = \frac{1}{R + L s} \quad (55)$$

Si es fixa $Ti = \tau = L/R$, es simplifica la funció de transferència en laç obert.

$$H(s) = \frac{kp}{L s(1 + 1,5 T s)} \quad (56)$$

La funció de transferència en laç tancat és

$$\begin{aligned} H_T(s) &= \frac{\frac{kp}{Ls(1 + 1,5Ts)}}{1 + \frac{kp}{Ls(1 + 1,5Ts)}} = \frac{Kp}{Ls(1 + 1,5Ts) + kp} = \frac{kp}{1,5TLs^2 + Ls + kp} = \\ &= \frac{kp}{s^2 + \frac{s}{1,5T} + \frac{kp}{1,5TL}} \quad (57) \end{aligned}$$

Es calcula el paràmetre K_p del PI a partir de la freqüència natural del sistema, en funció de la inductància, temps d'establiment i esmorteïments desitjats.

$$w_n^2 = \frac{1}{9\xi^2 T^2} = \frac{k_p}{1,5 T L} \quad (58)$$

$$k_p = \frac{L}{6 T \xi^2} \quad (59)$$

Es consideren els valors pu de inductància i impedància base, un temps de càlcul de 0,1 segons (temps d'establiment establert en el control del PLL) i un esmorteïment de 0,8.

S'obtenen els següents valors: $k_p = 4,61$ $k_i = 2,3$.

8.4.2 Resultats del Control de Corrent de Sortida

S'observen les variables del procés del control de corrent de sortida: paràmetres dq del corrent mesurat a la xarxa, paràmetres dq del corrent de referència, paràmetres del voltatge mesurat, valors dq a la sortida del compensador dinàmic i efecte de la impedància del filtre. En aquesta prova s'ha reduït la irradiància d'entrada del sistema.

S'analitzen per separat els paràmetres d i q. Pels paràmetres d, el corrent mesurat segueix el corrent de referència calculat anteriorment. El senyal d'error entre tots dos es reflecteix en el voltatge de referència de sortida. En el règim transitori aquest senyal d'error presenta sobrepics importants, però un cop estabilitzat el sistema aquests no son rellevants. L'aportació de la impedància, donat que depèn del paràmetre I_q , en aquest cas és nul·la.

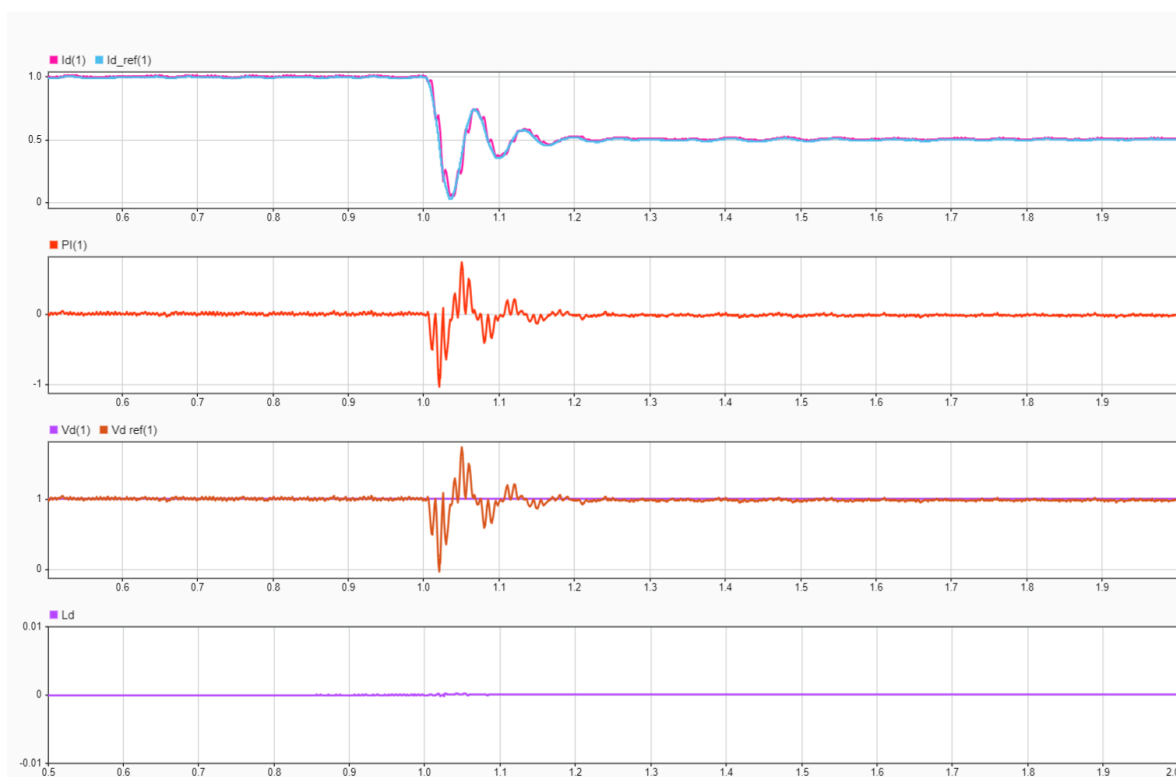


Figura 8-27: Paràmetres d de corrent mesurat, corrent de referència, senyal del compensador dinàmic, voltatge mesurat, voltatge de referència i aportació de la inductància

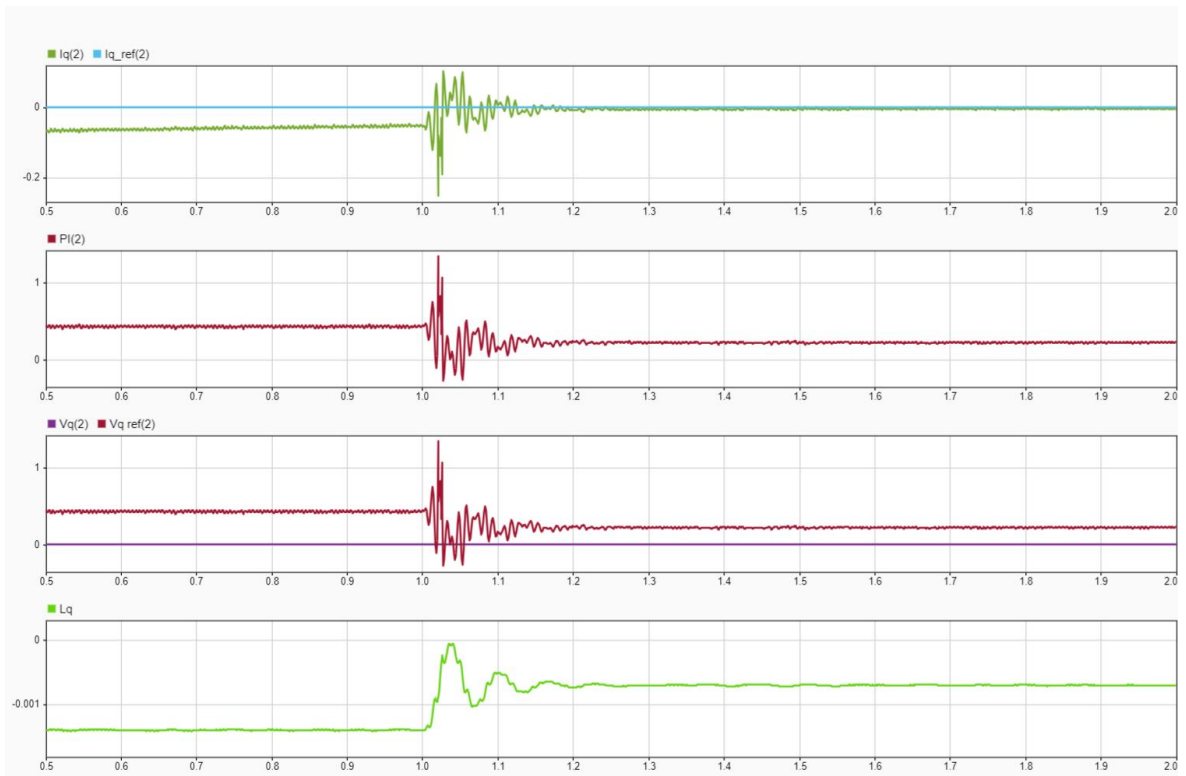


Figura 8-28: Paràmetres q de corrent mesurat, corrent de referència, senyal del compensador dinàmic, voltatge mesurat, voltatge de referència i aportació de la inductància

8.5 Obtenció del senyal de referència del PWM

Una vegada calculat els components dq del voltatge desitjat a la sortida de l'inversor cal configurar-lo com el senyal de referència de la modulació PWM descrita en capítols anteriors.

Es calcula l'amplitud del senyal tenint en compte els components dq calculats prèviament i el valor de voltatge a l'entrada de l'inversor.

$$V_{ref} = \frac{\sqrt{V_d^2 + V_q^2}}{V_{DC}} \quad (60)$$

Per al càlcul de la fase del senyal, es té en compte l'angle entre Vd i Vq (ϕ_v) i la fase mesurada pel PLL (wt).

$$v_{ref} = V_{ref} \text{sen}(wt + \phi_v) \quad (61)$$

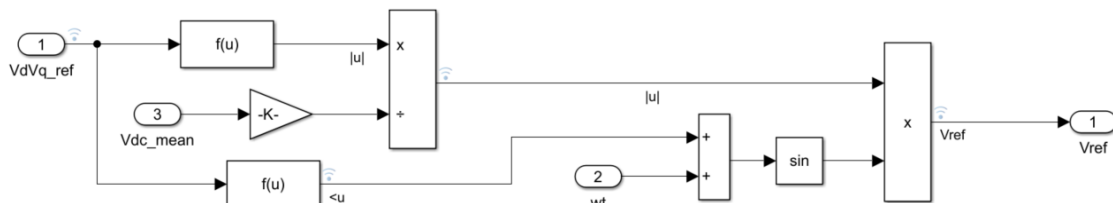


Figura 8-29: Càlcul del senyal de referència del PWM, implementat a Simulink

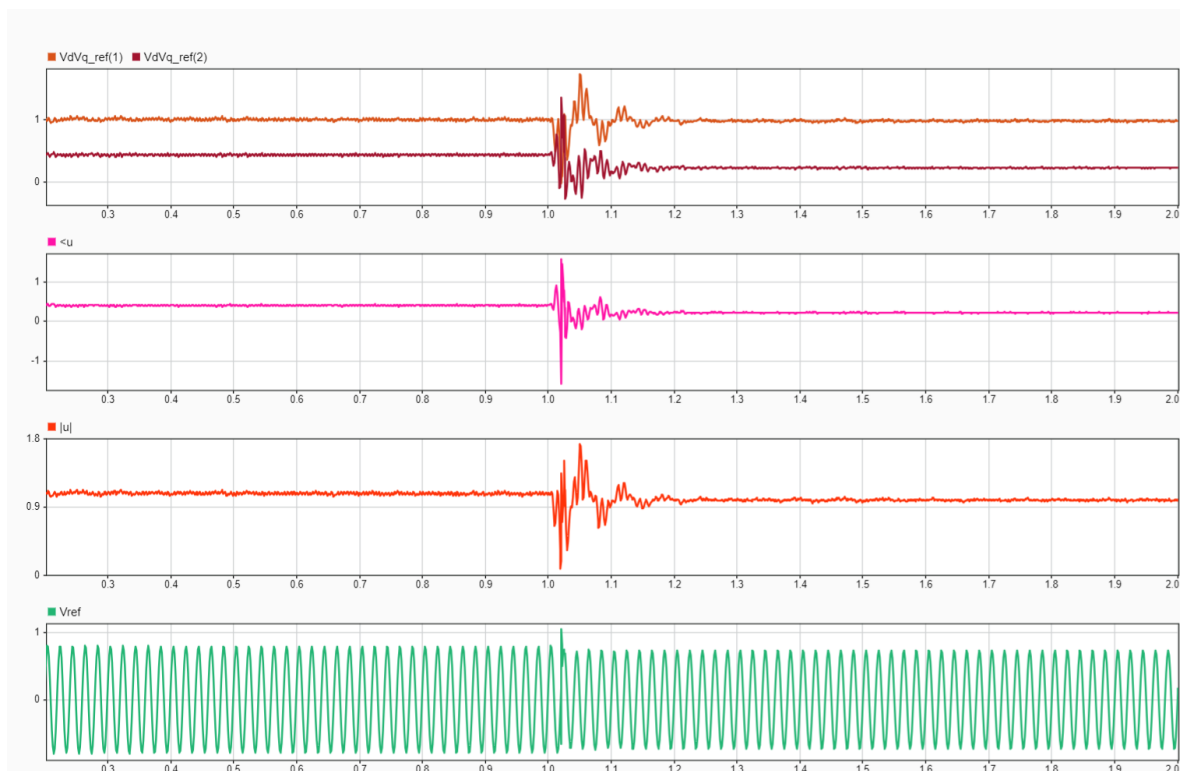


Figura 8-30: voltatges de referència, valor absolut i angle calculats, i senyal de referència de sortida, per una variació en la irradiància d'entrada

9 Detecció de funcionament en illa

“L’islanding” o funcionament en illa es refereix a una situació en la qual una part de la xarxa elèctrica, incloent una font de generació de potència distribuïda, es desconnecta de la xarxa principal, però continua rebent energia de la font distribuïda. Això pot succeir, per exemple, si la xarxa principal cau, però una planta fotovoltaica continua proporcionant energia als consumidors locals.

Aquesta situació de funcionament, si no és detectada, presenta alguns problemes crucials:

- Problemes de qualitat d’energia: La energia generada fora de sincronisme amb la xarxa acostuma a variar la seva freqüència i voltatge. Això pot provocar els equips alimentats per aquesta i, en la reconexió a la xarxa, pot provocar inestabilitats.
- Seguretat del personal en contacte amb la instal·lació: es podria suposar incorrectament que es realitza un treball sense voltatge, però que les línies continuïn circulant energia.

Els mètodes de detecció d’anti-islanding son un requisit en els sistemes fotovoltaics dissenyats amb connexió a la xarxa elèctrica donada la perillositat d’aquesta situació.

9.1 Mètodes de detecció d’Anti-Islanding

La classificació bàsica dels mètodes de detecció de funcionament en illa divideix en mètodes actius i passius.

- Els mètodes passius mesuren els paràmetres elèctrics (generalment amplitud, freqüència, fase i harmònics de voltatge) per detectar irregularitats que podrien indicar una condició de funcionament en illa.
- Els mètodes actius es basen en introduir deliberadament petites perturbacions o senyals al sistema, per observar com responen els paràmetres elèctrics. Si el sistema respon d’una forma no esperada, es pot identificar una condició de funcionament en illa.

Aquest treball es centrarà únicament en l’estudi de mètodes passius. Donat que tots els sistemes de mesura passius son susceptibles de detectar incorrectament situacions de funcionament en illa, és una bona idea combinar els següents mètodes passius.

9.1.1 Detecció de sobre/sub voltatge (OUV) i sobre/sub freqüència (OUF)

Tots els inversors fotovoltaics connectats a xarxa han d’incloure proteccions contra aquestes situacions. Els valors típics de variació admesos son un 10% i -15% en voltatge i $\pm 1\%$ en freqüència. En cas de superar aquests rangs l’inversor haurà de deixar de suplir potència a la xarxa.

El monitoreig d’aquests dos paràmetres no es considera suficient condició per considerar un funcionament en illa: si no varia la potència activa i reactiva respecte les condicions nominals l’ona de voltatge no es veurà afectada, o la xarxa general pot patir perturbacions en aquests paràmetres i es podrien interpretar incorrectament com una situació d’islanding.

9.1.2 Detecció de fase

Aquest mètode mesura la diferència de fase entre voltatge i corrent a la sortida de l'inversor. En cas de funcionament en illa, un canvi en la potència reactiva injectada al sistema serà evident en un canvi en la diferència entre fases.

Aquest mètode permet una detecció més ràpida d'islanding, ja que la fase canvia de forma més ràpida que la freqüència. Una implementació senzilla pel mostreig de fase és mesurar el corrent cada vegada que el voltatge val 0V.

9.1.3 Detecció d'harmònics

Els inversors fotovoltaics estan dissenyats per garantir un nivell d'harmònics en el corrent injectat a la xarxa menor al requerit en les normatives (5% THD). La reducció d'harmònics és possible gràcies a un correcte disseny de filtres i d'algoritmes de control (ja explicats prèviament), però la magnitud d'aquests depèn de la impedància de la xarxa. Generalment la impedància observada per l'inversor és baixa, però en treballar en mode illa aquesta pot augmentar (només s'observarà la impedància de la càrrega que alimenti). Això provocarà un increment notable en els harmònics.

El major avantatge d'aquesta detecció és que, a diferència de la fase, freqüència i amplitud de voltatge, aquesta mesura no depèn de les variacions de potència activa/reactiva injectada per la font. En canvi, els harmònics poden ser provocats per altres circumstàncies: connexió/desconnexió de càrregues no lineals o d'altres dispositius de potència amb commutacions d'alta freqüència.

10 Resultats

10.1 Estudi del funcionament en condicions nominals

En aquest apartat s'analitzarà el funcionament del sistema per unes condicions de funcionament de màxima potència. A la següent taula s'especifiquen els voltatges i corrents esperats per aquesta situació:

Vdc	444,6 V
Idc	11,7 A
Vac pic	$230\sqrt{2}$ V
Iac pic	37,98 A
Potència	5200 W

Paràmetres a l'entrada de l'inversor

En règim estacionari el voltatge d'entrada presenta un valor mig de 447 V. Presenta un arissament de 12 V d'amplitud amb una freqüència de 100 Hz. Com ja s'ha esmentat prèviament en el càlcul del condensador C_{in} , la gestió de potència a l'etapa DC del condensador treballa amb unes variacions de potència instantània demandada per la xarxa de dues vegades la freqüència de la xarxa. Cal destacar que l'arissament és lleugerament superior al considerat en el càlcul del condensador d'entrada (11,55 V).

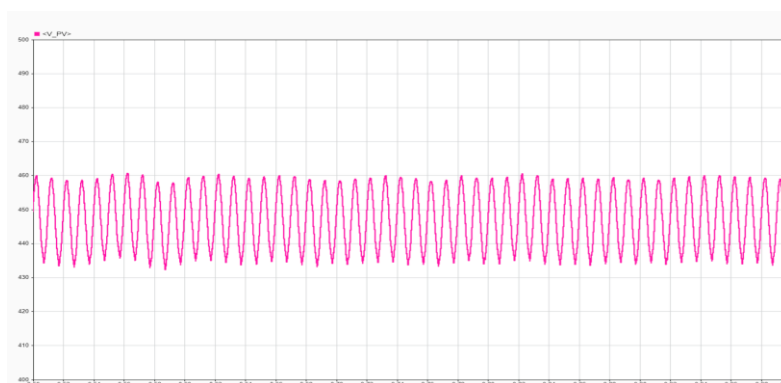


Figura 10-1: Voltatge d'entrada en condicions nominals

El corrent d'entrada té un valor mitjà de 11,7 A, amb un arissament de 0,3 A d'amplitud a una freqüència de 100 Hz.

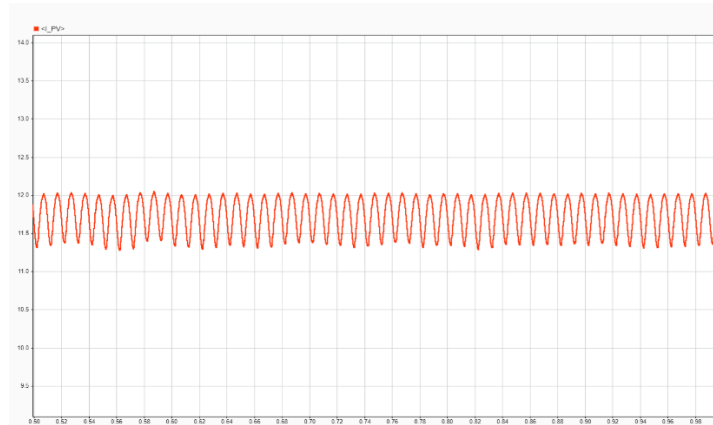


Figura 10-2: Corrent d'entrada en condicions nominals

La potència mitja generada pels panells fotovoltaics, donats aquests corrents i voltatges és de 5260 W.



Figura 10-3: Voltatge, corrent i potència d'entrada de l'inversor en condicions nominals

Paràmetres a la sortida del sistema

Es mesura el corrent, voltatge, potència activa i reactiva a la sortida del filtre LCL, en el punt de connexió a la xarxa.

S'observen uns valors pic de 32 A i 323,2 V, a una freqüència de 50 Hz i sense offset.

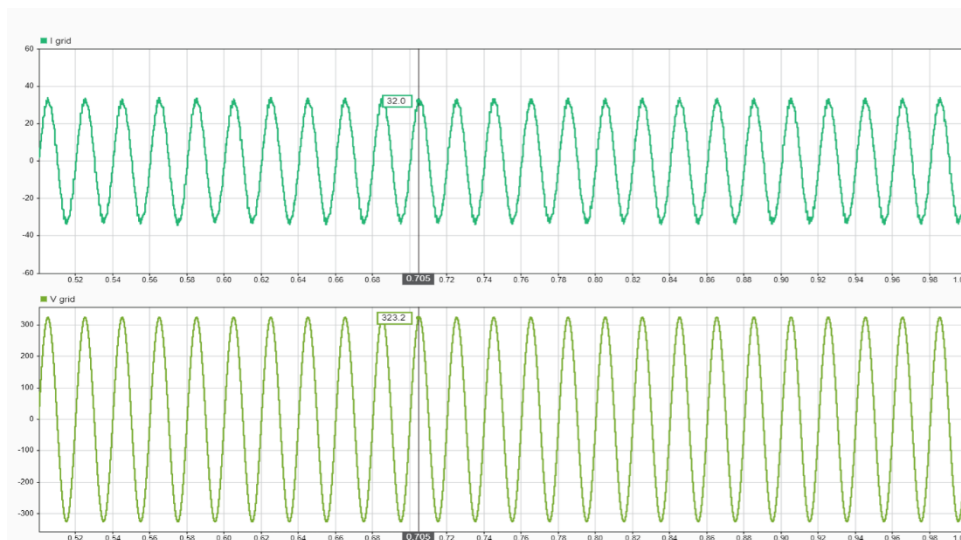


Figura 10-4: Corrent i voltatge a la sortida del filtre LCL

La potència activa mitja generada és de 5220 W, i la potència reactiva mitja mesurada és de 330 VA. El factor de potència resultant és de 0,998. En analitzar visualment la diferència de fase entre corrent i voltatge es confirma que el factor de potència és pràcticament unitari.



Figura 10-5: Potència activa i reactiva en condicions nominals, mesurada mitjançant les eines de Simulink

Finalment s'estudien els harmònics en la forma d'ona del corrent de sortida. Es calcula el THD a partir de la mesura del corrent de sortida i del càlcul del seu valor mig i rms.

Per analitzar l'espectre harmònic s'empra l'aplicació FFT (Fast Fourier Transformation) de Simulink.

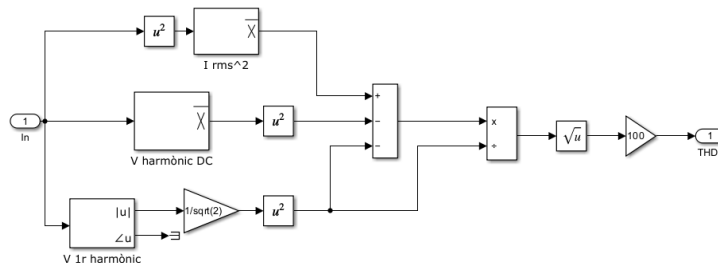


Figura 10-6: Càlcul del THD dins del entorn de Simulink

En el càlcul continu del THD, en règim permanent s'observen valors menors de 0,8%. Pel que fa a l'espectre harmònic, el major pic es presenta a la freqüència fonamental de la xarxa a 50Hz. EL segon pic correspon al 3r harmònic, de 150 Hz. L'espectre harmònic és acceptable d'acord amb la normativa IEE 1547, que fixa un THD màxim del 5%, i un màxim del 4% pels harmònics imparells <11.

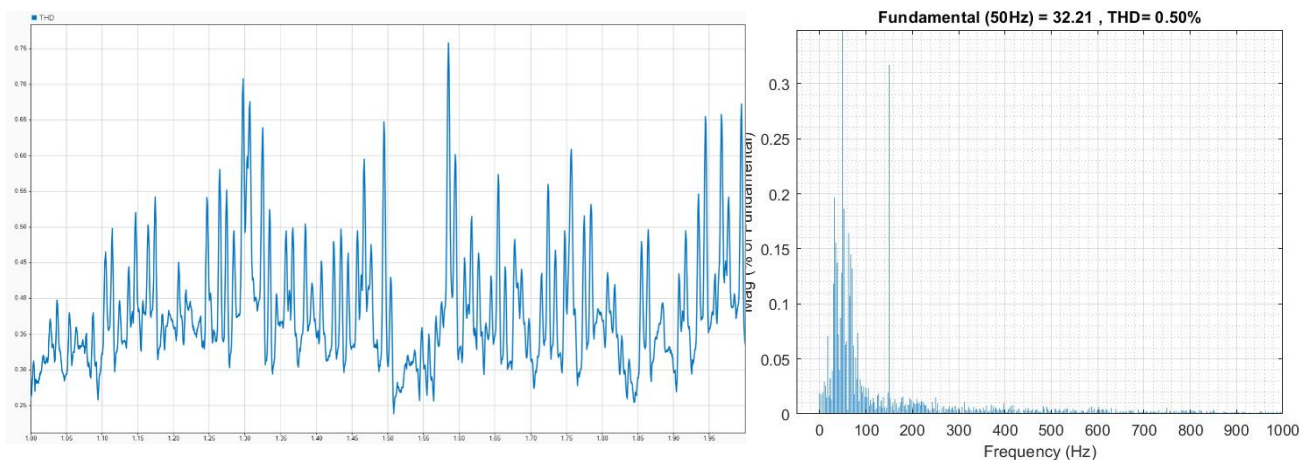


Figura 10-7: Càlcul de THD en funció del temps de simulació i FFT

10.2 Estudi del funcionament davant variacions en la irradiància

S'analitza el comportament dinàmic de l'inversor davant una disminució en la irradiància dels panells fotovoltaics. Davant un canvi en la irradiància, el seguidor de punt de màxima potència haurà de modificar el seu punt de funcionament, garantint que els panells treballen en el seu punt òptim. D'altra banda, el llaç de control de corrent haurà de disminuir el corrent de sortida en funció de la potència generada, ja que el voltatge de sortida ha de mantenir-se igual al de la xarxa. Un altre punt d'estudi és el règim transitori del sistema: idealment aquest haurà de tenir el menor temps d'establiment i sobrepic possible.

S'estudia el comportament de l'inversor davant un esglaió de -500 W/m^2 al segon 1 de la simulació, i per un increment de 500 W/m^2 fins 1000 W/m^2 .

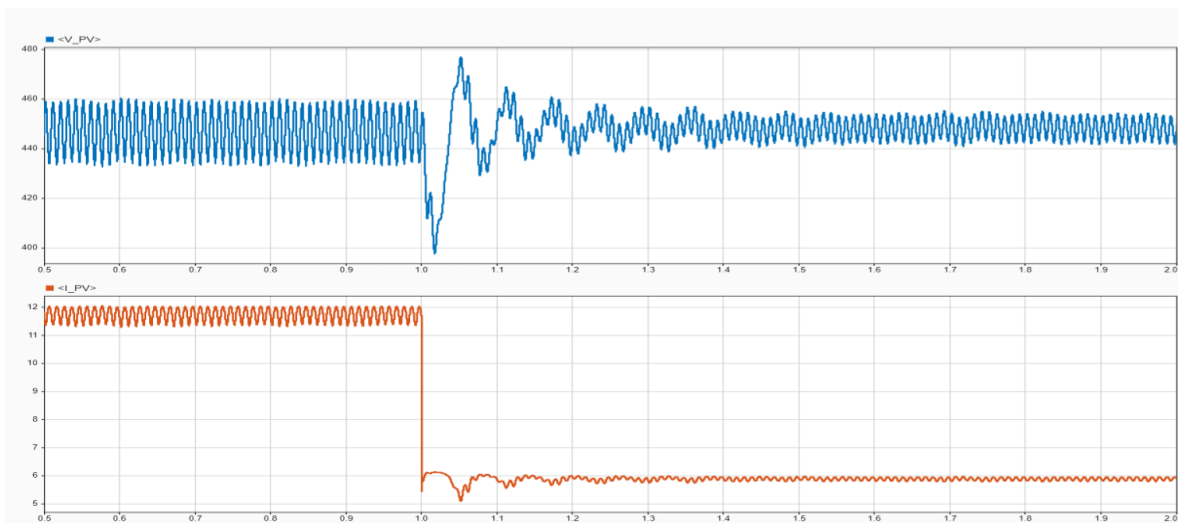


Figura 10-8: Voltatge i corrent d'entrada a l'inversor per una disminució en la irradiància

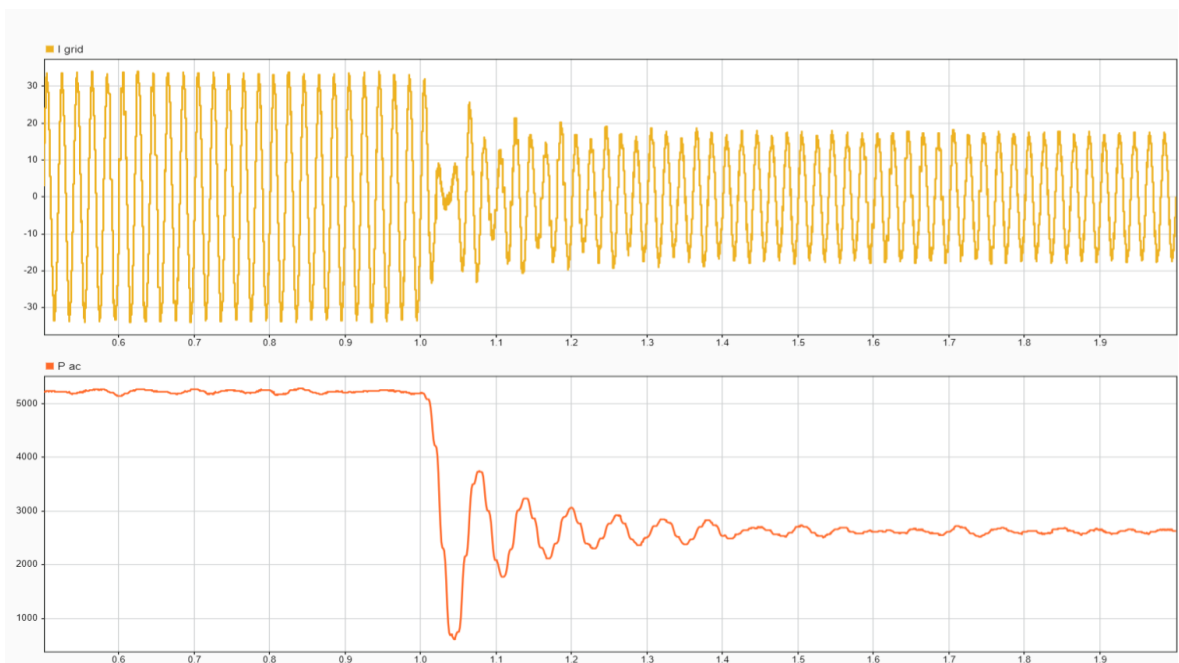


Figura 10-9: Corrent i potència activa a la sortida de l'inversor davant una disminució d'irradiància

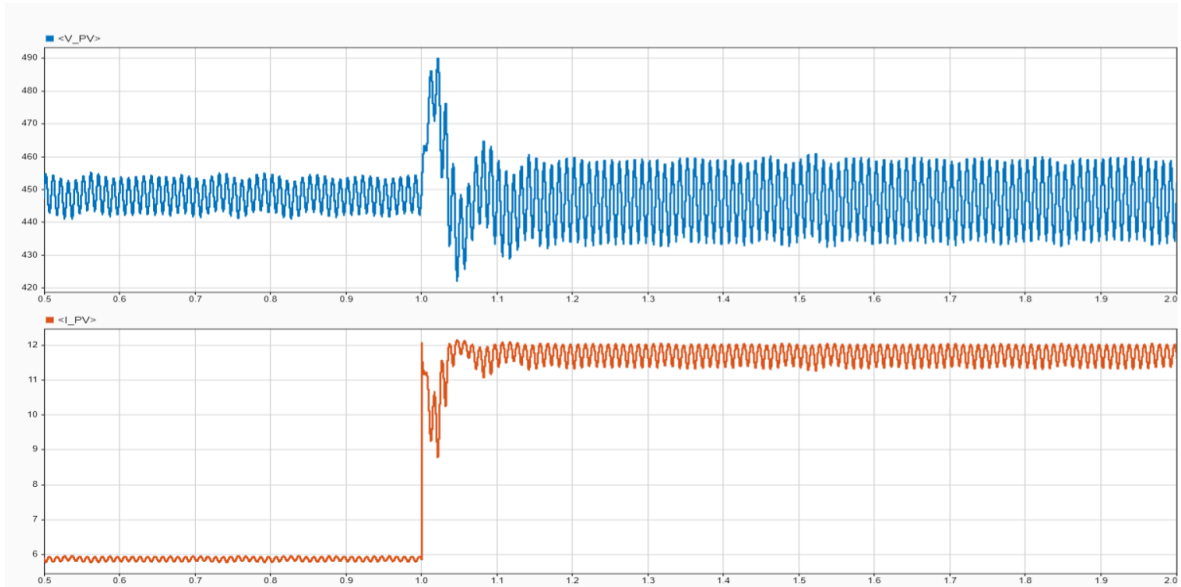


Figura 10-10: Voltatge i corrent d'entrada a l'inversor per un increment en la irradiància

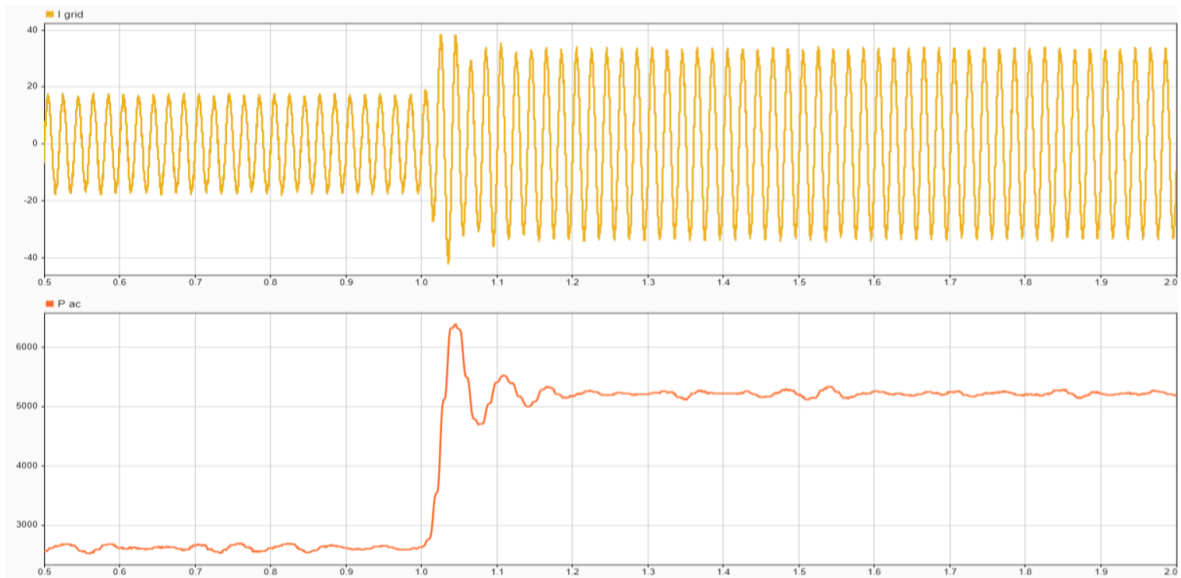


Figura 10-11: Corrent i potència activa a la sortida de l'inversor davant un increment d'irradiància

Es comprova que, per una irradiància de 500 W/m^2 , la potència generada és la meitat respecte en condicions nominals ($\approx 2600 \text{ W}$). També s'aprecia una disminució proporcional en el corrent d'entrada i sortida de l'inversor per adaptar-se al nou valor de potència generada.

Davant la disminució de la irradiància s'observa un temps establiment de $\approx 0,5$ segons en el voltatge d'entrada, mentre que per l'increment d'irradiància l'establiment és menor, de $\approx 0,2$ segons. Tot i no ser un resultat ideal, és previsible que el règim transitori sigui més inestable en la primera situació, donat que el llaç de control ha estat dissenyat pel punt de funcionament de 1000 W/m^2 . Respecte al sobre pic observat, el voltatge d'entrada presenta un sobrepic aproximat del 6% davant la disminució d'irradiància i un 8% a l'increment.

Els corrents d'entrada i sortida no presenten uns valors de sobrepic que puguin comprometre la seguretat del sistema.

10.3 Estudi del funcionament davant variacions de freqüència de la xarxa

L'objectiu d'aquesta prova és comprovar que, davant una variació de freqüència superior als límits admesos (49 i 51 Hz) la resposta del sistema és la esperada. El comportament ideal és una detecció de la nova freqüència de funcionament per part del PLL. Aquesta condició seria tractada com una detecció de funcionament en illa, i en un inversor real es procediria a la desconexió de la instal·lació fotovoltaica de la xarxa. També s'ha de garantir que l'estructura de control de l'inversor sigui robusta davant un canvi en la freqüència de funcionament, és a dir, que pugui treballar de forma estable tot i que no sigui la seva freqüència nominal.

Per un increment/disminució de freqüència de 2 Hz (al segon 1,0 de la simulació), la variació en freqüència és detectada pel PLL en 0,2 segons. També es comprova visualment la diferència de fase entre corrent i voltatge injectat a la xarxa, i com aquesta no es veu afectada.

Pel que va a les variables d'entrada, el corrent i voltatge d'entrada tampoc es veuen afectats.

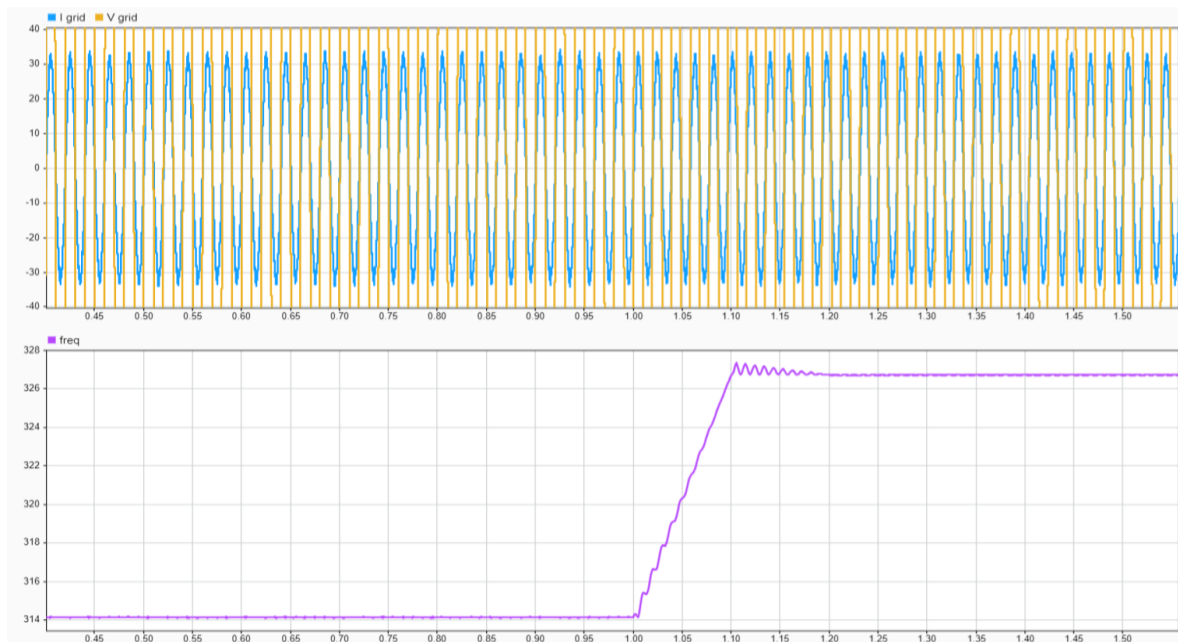


Figura 10-12: Voltatge, corrent i freqüència (rad/s) mesurada pel PLL a la sortida de l'inversor, per un increment de freqüència

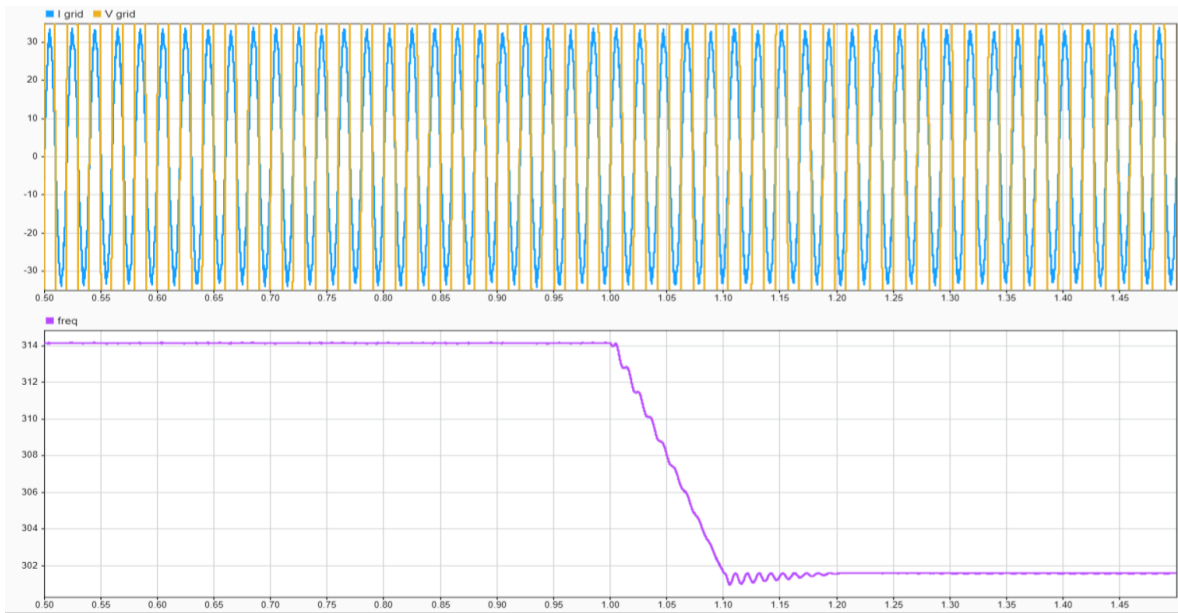


Figura 10-13: Voltatge, corrent i freqüència (rad/s) mesurada pel PLL a la sortida de l'inversor, per una disminució de freqüència

10.4 Estudi del funcionament davant variacions en el voltatge de la xarxa

S'estudia la resposta de l'inversor davant un increment del 15% i una disminució del 20% en el voltatge de la xarxa elèctrica. Ambdós nivells de voltatge superen els marges establerts pels estàndards de les normatives de connexió a la xarxa elèctrica. El comportament ideal per un inversor real, davant una condició de sobrevoltatge o sub-voltatge, és una desconnexió de la instal·lació fotovoltaica.

Davant el canvi en la tensió de sortida, llevat del règim transitori, el comportament a l'entrada de l'inversor no es veu modificat. Per tant, la generació de potència es manté en el seu punt màxim. D'altra banda, la condició de UV/OV és detectada pel PLL en 4 ms, fet que permetria una desconnexió ràpida.

Als senyals de sortida s'observa un increment i disminució en el corrent de connexió de la xarxa. Això es deu a que tota la potència generada pels panells fotovoltaics és transmesa a la sortida de l'inversor.

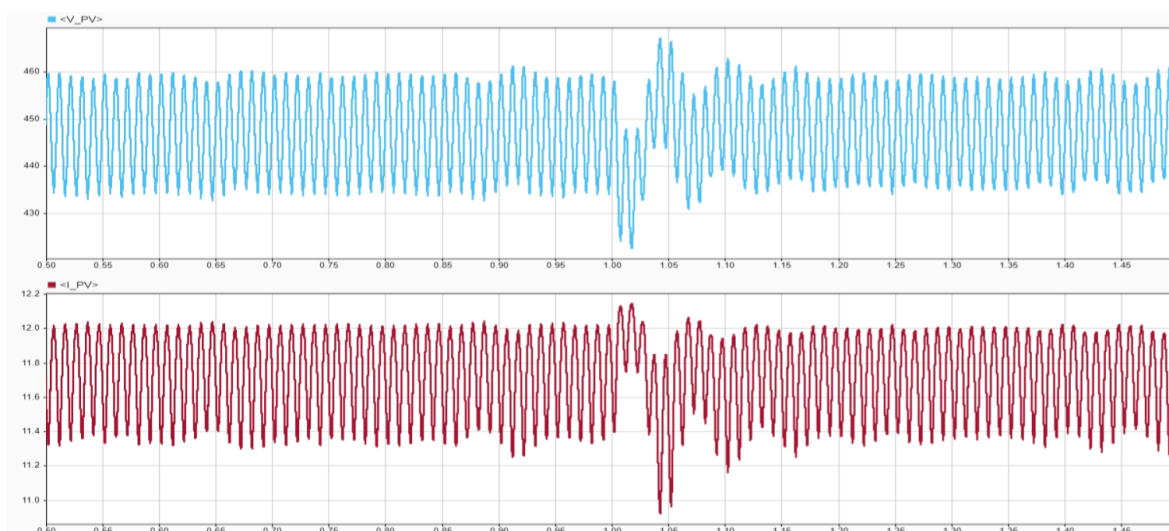


Figura 10-14: Corrent i voltatge a l'entrada de l'inversor per un increment en el voltatge de la xarxa

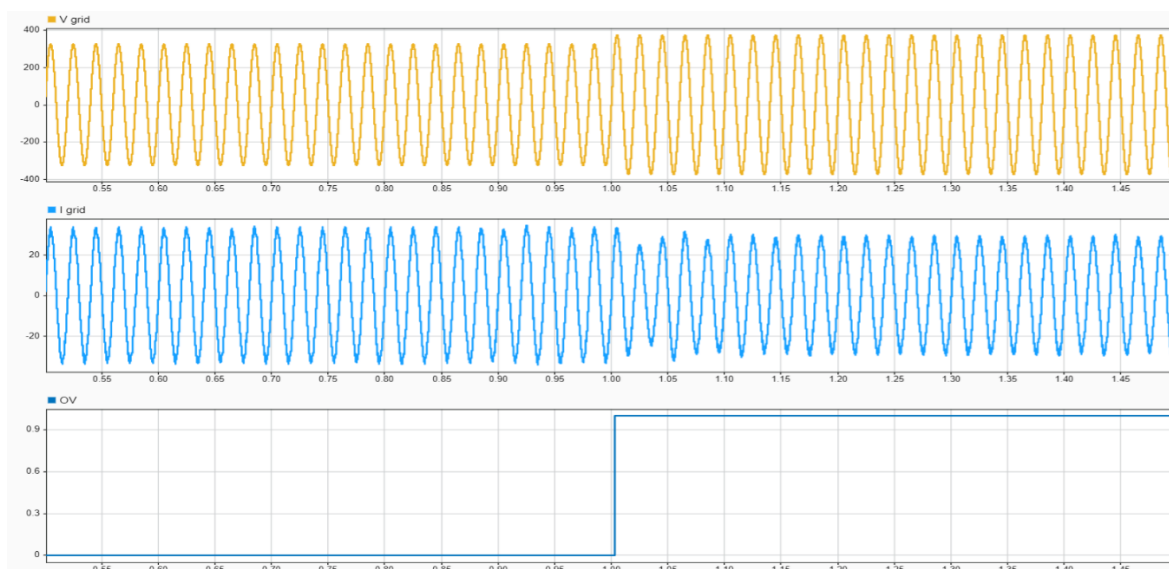


Figura 10-15: Voltatge i corrent injectat a la xarxa i senyal de detecció de sobrevoltatge per un increment de tensió de la xarxa

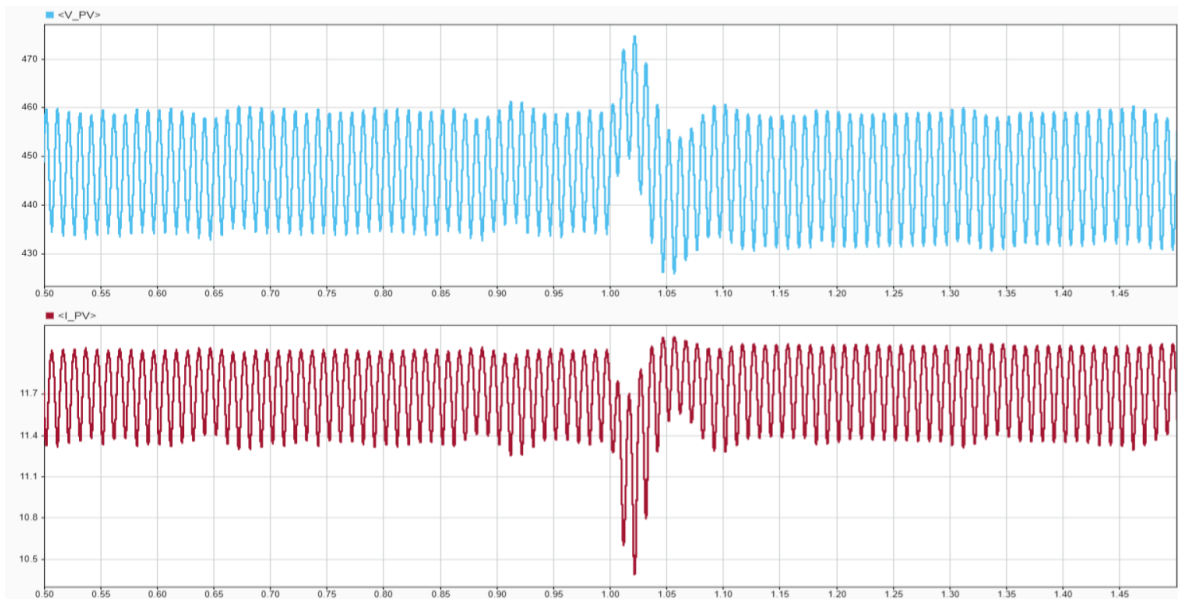


Figura 10-16: Corrent i voltatge a l'entrada de l'inversor per una disminució en el voltatge de la xarxa

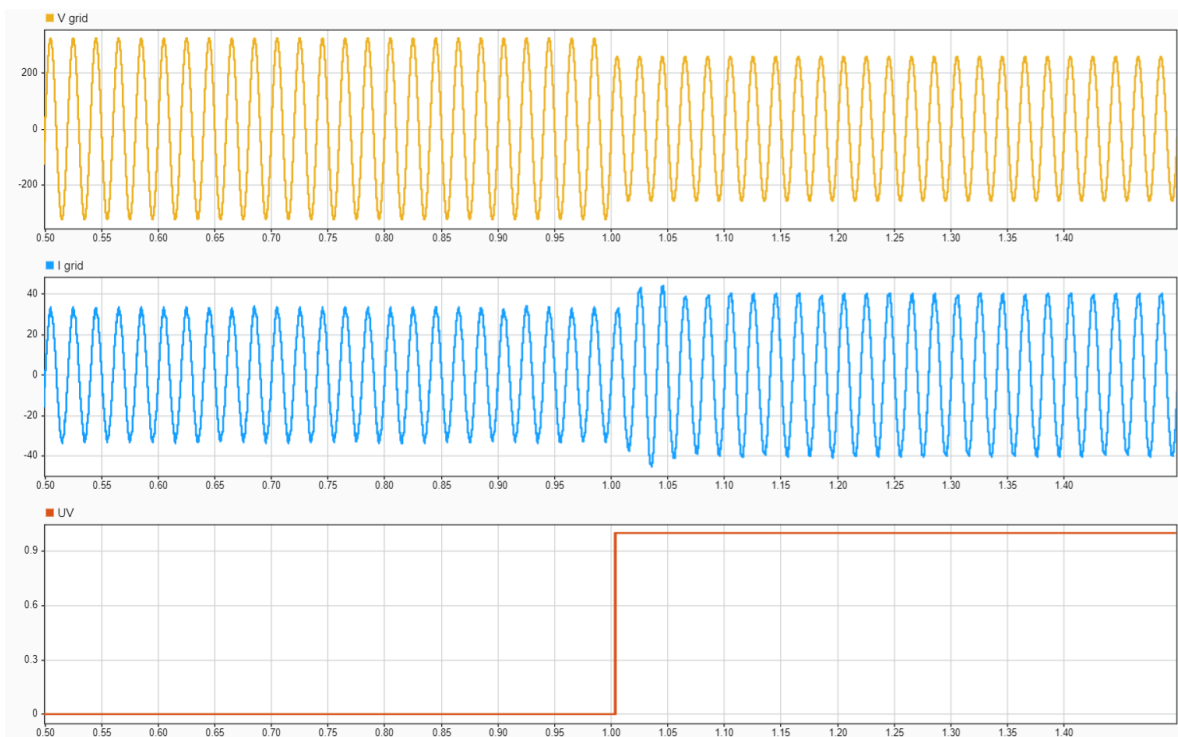


Figura 10-17: Voltatge i corrent injectat a la xarxa i senyal de detecció de sobrevoltatge per una disminució de tensió de la xarxa

11 Conclusions

En aquest treball de fi de grau s'ha desenvolupat el disseny d'un inversor monofàsic de potència nominal de 5,2 kWp per aplicació en una instal·lació fotovoltaica connectada a la xarxa elèctrica. Després d'estudiar les característiques de l'arquitectura dels inversors en pont en H i les seves variants, s'ha seleccionat un model d'inversor tipus HERIC: aquest presenta menor corrent de fuga a terra, una modulació unipolar i no ocorre intercanvi d'energia entre les etapes DC i AC.

El condensador d'entrada pren el rol de desacoblament de potència entre les etapes d'entrada i sortida de l'inversor. La fórmula utilitzada pel càlcul d'aquest element té en compte la càrrega i descàrrega d'energia amb les quals aquest ha de treballar. A més s'ha considerat els paràmetres nominals de funcionament (potència, voltatge continu i freqüència de línia) i l'arissament màxim desitjat. A la sortida d'aquest s'observa una forma d'ona de voltatge amb un arissament menor al màxim decidit.

L'etapa del filtre LCL de sortida permet reduir la distorsió harmònica provocada per la modulació PWM a alta freqüència, a la vegada que controla de forma rellevant la generació de potència reactiva, presentant unes pèrdues de potència activa mínimes.

Pel que fa al sistema de control de l'inversor, el MPPT garanteix que el voltatge a la sortida dels panells fotovoltaics es mantingui constant, en el valor corresponent al voltatge de màxima potència en cas d'irradiància màxima.

Per la sincronització en freqüència i fase amb la xarxa elèctrica, s'opta per una estructura de Phase-Locked Loop amb senyals en quadratura. Els senyals en quadratura s'obtenen aplicant un retard de $\frac{1}{4}$ de període (a partir de la freqüència mesurada anteriorment) en el senyal de voltatge mesurat. Aquest sistema ens permet calcular els components dq del voltatge de sortida, a la vegada que el voltatge i la fase de forma precisa. El treball en components dq, també utilitzat en el control de corrent, facilita el càlcul de variables en un sistema sinusoidal. D'altra banda, les mesures d'amplitud de voltatge, freqüència i fase realitzades pel PLL poden fer-se servir com un sistema de detecció de funcionament en illa, el qual és un requisit per les instal·lacions fotovoltaïques connectades a la xarxa elèctrica.

Pel disseny dels llaços de control del voltatge d'entrada i corrent de sortida de l'inversor ha estat necessari fer un anàlisi de les funcions de transferència del sistema. En la seva realització s'han suposat temps de retard, establiment i simplificacions de les equacions que han permès tenir un punt de partida en el càlcul dels paràmetres. Posteriorment alguns d'aquests resultats han estat modificats ja que les suposicions inicials provocaven una resposta inestable de l'inversor. Altres possibles millores a implementar seria l'ús de compensadors dinàmics més complexos en els llaços de control: el control de voltatge a l'entrada es podria aprofitar d'un filtre notch, per no ser susceptible a l'arissament de 100 Hz de les variables d'entrada. Pel que fa al control de corrent, una estructura molt utilitzada és la figura del controlador ressonant, que redueix l'error en la resposta.

Finalment s'ha analitzat el funcionament del sistema per diferents condicions d'operació. Per un funcionament en condicions nominals, les formes de corrent i voltatge a l'entrada i sortida del sistema corresponen als valors desitjats. A més, presenten un factor de potència pràcticament unitari i el corrent d'injecció a la xarxa conté un nivell d'harmònics menor al límit dels estàndards (<5%). Els sistemes de detecció de funcionament en illa mostren una

resposta ràpida en la detecció de les pertorbacions introduïdes en el voltatge de la xarxa. No obstant, seria necessari estudiar altres sistemes de detecció “anti-islanding” actius, donat que l’objectiu d’aquests no és el mostreig de valors anòmals a la xarxa, sinó analitzar si la instal·lació generadora es manté connectada a la xarxa principal.

Referències

1. <https://www.eia.gov/energyexplained/solar/photovoltaics-and-electricity.php> (Consultat el 30/8/2024)
2. S. Bhattacharya and S. Samanta, "Comparative Analysis of Various Sinusoidal Pulse Width Modulation Techniques," 2024 Third International Conference on Power, Control and Computing Technologies (ICPC2T), Raipur, India, 2024, pp. 200-205,
3. https://www.researchgate.net/figure/SPWM-modulation-technique-for-one-single-phase-are-all-different-so-the-generation-of-the_fig1_281555253 (consultat el 31/7/2024)
4. Teodorescu, R., Liserre, M., & Rodriguez, P. (2011). *Grid converters for photovoltaic and wind power systems*. John Wiley & Sons.
5. H. Sweity, O. Stalter and A. Harb, "AC/DC power decoupling in single-phase inverters," *2014 5th International Renewable Energy Congress (IREC)*, Hammamet, Tunisia, 2014, pp. 1-4, doi: 10.1109/IREC.2014.6826965.
6. Kumar, V. A., & Kumar, T. S. (2015). LCL Filter Design and Performance Analysis for Grid Interconnected Systems. *Int. J. Adv. Technol. Innovative Res.*, 7(9), 1549-1554.
7. Kathe, M. L., Makokha, A. B., Zachary, S. O., & Adaramola, M. S. (2023). A comprehensive review of maximum power point tracking (mppt) techniques used in solar pv systems. *Energies*, 16(5), 2206.
8. Kjaer, S. B., Pedersen, J. K., & Blaabjerg, F. (2005). A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules. *IEEE transactions on industry applications*, 41(5), 1292-1306.
9. Prabakaran, N., & Palanisamy, K. (2017). A comprehensive review on reduced switch multilevel inverter topologies, modulation techniques and applications. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, 76, 1248-1282.