

RESUM

Aquest projecte consisteix en l'estudi de la gestió de l'energia d'un sistema que funciona amb pila de combustible. El projecte va sorgir al visitar l'Institut de Robòtica Industrial (IRI) de la UPC, on hi tenen instal·lada l'estació híbrida en la qual es basa aquest projecte.

Es fa un estudi dels circuits de l'estació que tenen com a objectiu convertir les condicions de tensió i corrent de l'energia elèctrica que dóna la pila de combustible a unes de desitjades. S'estudien dos convertidors DC/DC que funcionen amb transistors IGBT. Primer, es fan simulacions per veure el comportament del circuit, sobretot l'efecte de la commutació (model commutat). El següent pas és linealitzar les equacions del circuit i modelitzar-lo amb una funció de transferència lineal (model promitjat) per després dissenyar controladors que portin els corrents i les tensions del circuit a un valor de consigna. Un cop validat el controlador en MATLAB amb el model promitjat, es passa a fer proves del controlador amb el model commutat i es veu si el controlador es adient. S'estudien els dos convertidors seguint aquest guió.

- Simulació del model commutat.
- Simulació del model promitjat.
- Disseny del controlador.
- Validació del disseny del controlador en el model promitjat.
- Validació del disseny del controlador en el model commutat.

Després de dissenyar i validar els controladors pels corrents dels dos convertidors, s'estudia el circuit complet i es dissenya un últim controlador per mantenir constant la tensió del bus de contínua.

Finalment, s'avalua l'impacte ambiental i el pressupost que suposa la realització d'aquest projecte

ÍNDIX

RESUM	1
ÍNDIX	3
1. INTRODUCCIÓ	5
2. DESCRIPCIÓ D'UNA PILA DE COMBUSTIBLE	7
2.1. Funcionament d'una pila de combustible	7
2.2. Descripció general de la pila de combustible a utilitzar	8
2.3. Característica de polarització de la pila de combustible.....	9
3. ANÀLISI I DISSENY DEL CONVERTIDOR DE LA PILA DE COMBUSTIBLE (CONVERTIDOR FC)	11
3.1. Simulació del model commutat	11
3.1.1. Estudi analític del circuit.....	12
3.1.2. Simulació del circuit	13
3.2. Simulació del model promitjat	18
3.3. Disseny del controlador.....	22
3.4. Validació del disseny del controlador en el model promitjat.....	27
3.5. Validació del disseny del controlador en el model commutat.....	30
4. ANÀLISI I DISSENY DEL CONVERTIDOR DEL SUPERCONDENSADORS (CONVERTIDOR SC)	34
4.1. Simulació del model commutat	34
4.1.1. Estudi analític del circuit.....	35
4.1.2. Simulació del circuit	36
4.2. Simulació del model promitjat	39
4.3. Disseny del controlador.....	43
4.4. Validació del disseny del controlador en el model promitjat.....	46
4.5. Validació del disseny del controlador en el model commutat.....	48
5. CIRCUIT COMPLET	52
5.1. Acoblament dels convertidors	52
5.2. Implementació dels controladors del convertidors FC i SC.....	55

5.2.1. Controlador del convertidor FC.....	55
5.2.2. Controlador del convertidor SC	57
5.3. Disseny i implementació del controlador de bus.....	59
5.4. Simulació del circuit complet	64
5.4.1. Simulació promitjada	64
5.4.2. Simulació commutada	69
6. IMPACTE AMBIENTAL	74
7. PRESSUPOST	76
7.1. Cost del material.....	76
7.2. Cost del software.....	76
7.3. Cost energètic	77
7.4. Cost de les hores treballades	77
7.5. Cost total	77
CONCLUSIONS	79
AGRAÏMENTS	80
BIBLIOGRAFIA.....	81

1. INTRODUCCIÓ

El projecte es basa en l'estudi de l'obtenció i transformació d'energia mitjançant piles de combustible alimentades amb hidrogen. Una pila de combustible és un dispositiu electroquímic que, mitjançant una reacció química entre l'hidrogen i aire, genera un corrent elèctric per subministrar a un corrent extern. Aquest procés es duu a terme amb un alt rendiment energètic i un baix impacte ambiental.

Per subministrar l'energia que s'obté de la pila de combustible a un circuit extern s'ha de transformar l'energia a unes certes condicions que vénen donades per les demandes de corrent de les càrregues. Per això, el sistema que s'estudia està format per una estació amb la pila de combustible, un bus de contínua i un banc de supercondensadors, tot gestionat per dos convertidors DC/DC. Els supercondensadors són condensadors amb una capacitat molt gran (centenars de Farad) i una alta densitat elèctrica, podent extreure o emmagatzemar grans quantitats d'energia en un petit període de temps. A més, garanteixen estabilitat en les tensions i els corrents ampliant-ne el rang dinàmic. Un esquema general del sistema es representa a la següent figura:

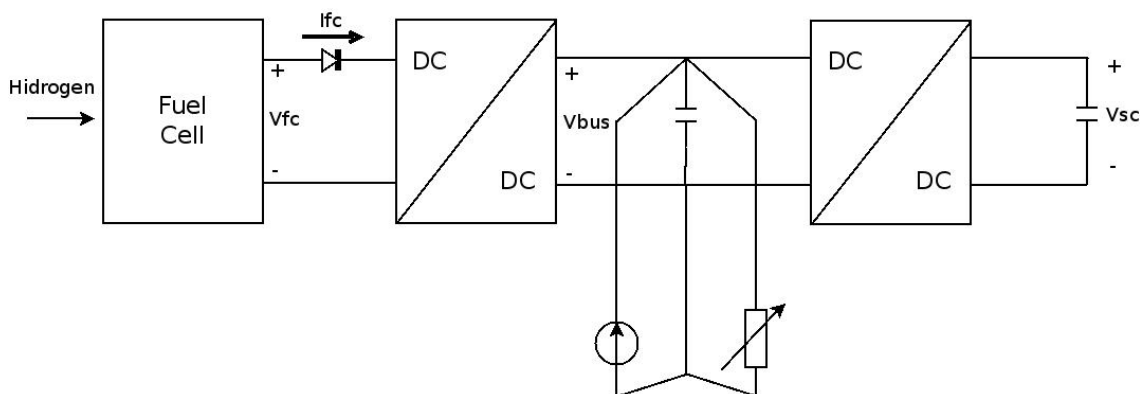


Figura 1. Esquema elèctric de l'estació d'estudi

La pila subministra un corrent unidireccional que és transformat pel primer bus de contínua. Aquest crea les condicions requerides pel bus de contínua, en el qual es simularan càrregues que tenen una demanda de corrent, o bé fonts d'energia externes que subministren potència al sistema. Per modelar això, s'han introduït una càrrega variable i una font de corrent. La primera serveix per quantificar els consums de l'aparell i, el segon, per quantificar la potència que la font externa pot proporcionar al sistema. Un exemple pot

ser la d'un cotxe híbrid: la càrrega simularia els efectes de consum al circular, i la font de corrent pot simular una frenada regenerativa (en la qual s'introdueix potència al sistema). Com exemples de càrregues podem trobar aparells elèctrics i electrònics diversos i com exemples de fonts de corrent, podem tenir ser turbines eòliques, panells solars, plaques fotovoltaïques, etc. L'objectiu del segon convertidor és mantenir constant la tensió al bus i gestionar correctament el traspàs de potència del bus al supercondensadors i a la inversa. Mentre que el primer convertidor només treballa unidireccionalment, el segon ho fa en ambdues direccions.

L'objectiu principal del projecte és dissenyar els circuits de controls dels convertidors per arribar a les tensions i corrents establides per les necessitats de les càrregues i del sistema en conjunt. Un cop explicat el funcionament d'una pila de combustible, el punt fort del projecte és l'estudi general del funcionament pila-bus-supercondensadors. Es realitzaran estudis analítics dels circuits dels convertidors així com simulacions amb MATLAB per entendre el comportament del sistema amb la finalitat de dissenyar els controladors adequats.

2. DESCRIPCIÓ D'UNA PILA DE COMBUSTIBLE

2.1. Funcionament d'una pila de combustible

Una pila de combustible consta de dos elèctrodes, ànode i càtode, separats per una membrana electrolítica de polímer. Els elèctrodes estan coberts per un costat amb una fina capa de platí catalitzador. El conjunt format pels elèctrodes, el catalitzador i la membrana s'anomena MEA (De l'anglès *Membrane Electrode Assembly*). Una pila de combustible consisteix únicament en una MEA i dos plaques de camp de flux. A la següent figura, es mostra un esquema d'una pila de combustible:

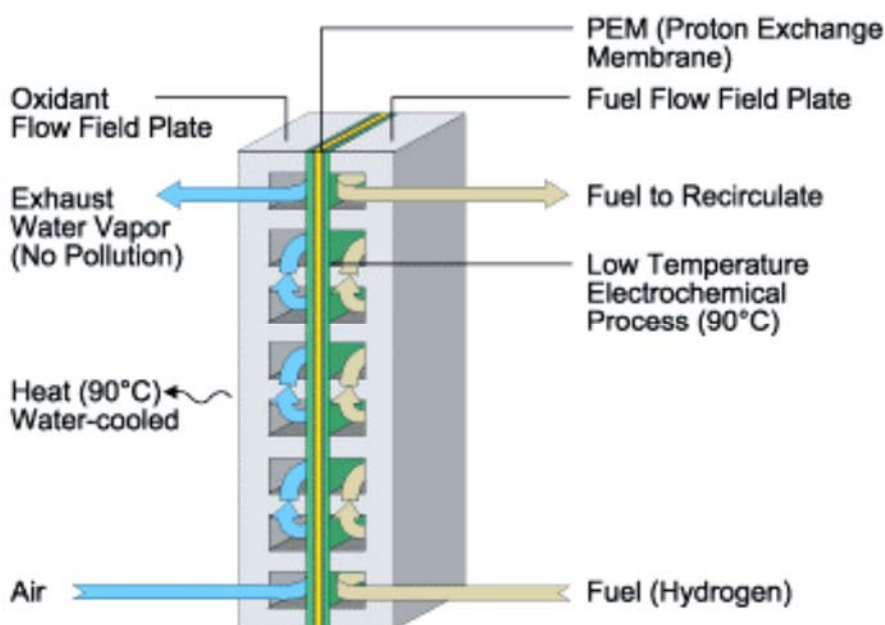


Figura 2. Esquema general d'una pila de combustible (Font: BALLARD, *Nexa Power Module's User Manual*)

Els gasos (hidrogen i aire) es subministren als elèctrodes a banda i banda de la membrana a través dels canals de les plaques de camp de flux. L'hidrogen circula a través dels canals de l'ànode on el catalitzador de platí facilita la seva separació en protons i electrons. El electrons lliures són conduïts en forma de corrent elèctric útil a través d'un circuit extern, mentre que els protons van a través de la membrana catalítica fins al càtode. Al càtode, l'oxigen de l'aire, els electrons del circuit extern i els protons es combinen per formar aigua pura i calor.

Les piles de combustible individuals es combinen en un mòdul de piles de combustible per aportar la potència elèctrica requerida. Una única pila de combustible produeix aproximadament 1 V en circuit obert i uns 0,6 V a plena càrrega. Les cel·les es combinen juntes en sèrie per subministrar una tensió de sortida desitjada. A més, el corrent de sortida de la pila de combustible és proporcional a la seva àrea activa. Conseqüentment, la geometria del mòdul de piles de combustible pot adaptar-se per donar les característiques de voltatge, corrent i potència desitjades [1].

2.2. Descripció general de la pila de combustible a utilitzar

Al laboratori de l'Institut de Robòtica Industrial (IRI), es disposa d'una estació híbrida basada en la generació d'energia mitjançant pila de combustible, en la qual es basa aquest projecte. Aquest mòdul s'anomena Nexa™ Power Module i es descriu a continuació (descripció general provinent del manual d'usuari) [1].

“El Nexa™ Power Module és un sistema completament integrat que produeix potència en DC sense regular a partir d'hidrogen i aire. Conté un mòdul de piles de combustible BALLARD®, així com tot l'equipament secundari necessari pel correcte funcionament de les piles de combustible. Els subsistemes secundaris inclouen entrega d'hidrogen, d'aire oxidant i d'aire utilitzat per refrigeració. Hi ha sensors que monitoritzen l'actuació del sistema i la lògica de control i els microprocessadors automatitzen l'operació. El sistema també incorpora sistemes de seguretat operacional per operació en un lloc tancat (indoor operation).

A la figura 3, hi ha un esquemàtic del mòdul Nexa™. El diagrama també mostra els límits del sistema i les connexions al mòdul DC. L'hidrogen, l'aire oxidant i el aire que actua com a refrigerant, han de ser subministrats a la unitat, tal i com es mostra a la figura. S'emet aigua i l'aire oxidant / refrigerant sobrant. El Nexa™ Power Module produeix potència DC sense regular per interconnectar amb circuits o equips condicionadors de potència. Es necessari l'ús de bateries per la posta en marxa i per l'apagada. Finalment, s'ha de proporcionar una interfície de comunicacions per gestionar les senyals de engegada/parada i per rebre les comunicacions port sèrie.”

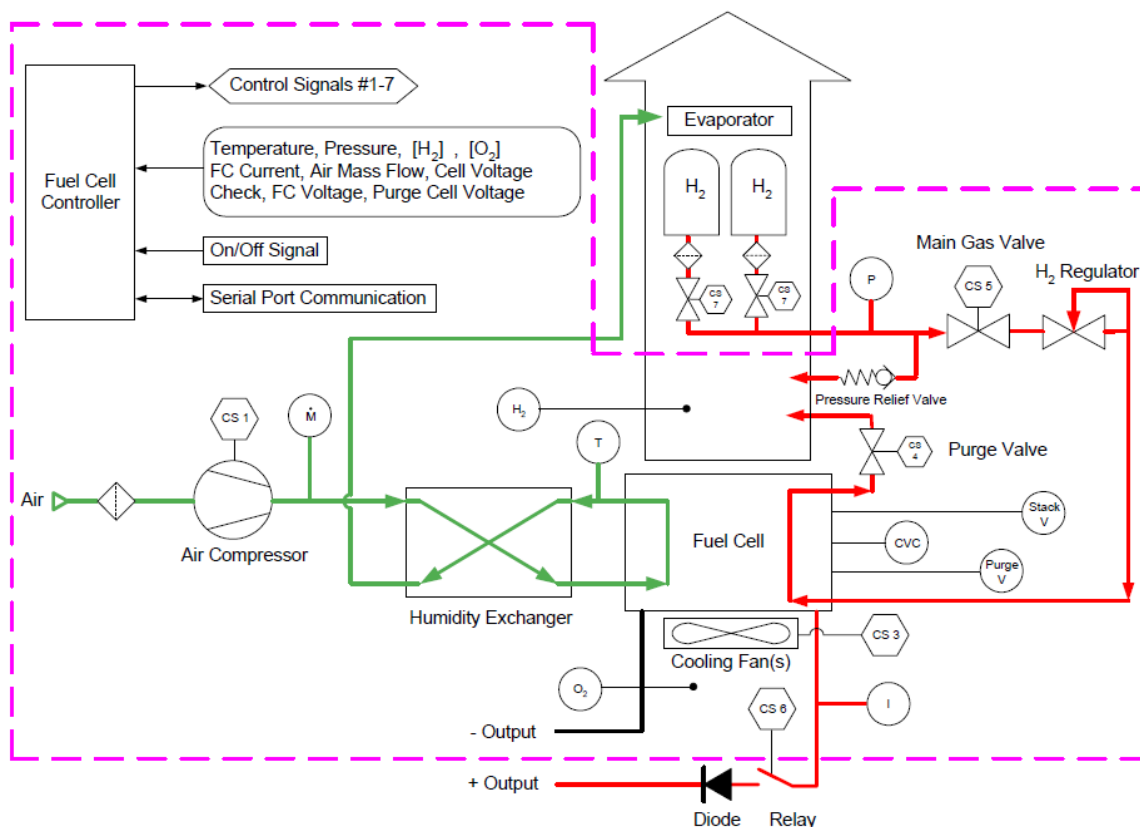


Figura 3. Esquemàtic del sistema Nexa™ (Font: BALLARD, *Nexa Power Module's User Manual*)

2.3. Característica de polarització de la pila de combustible

A la figura 4, s'il·lustra la corba de polarització del sistema Nexa™. Els corrents de treball varien des de zero fins aproximadament 45 A i les tensions es comprimeixen en el rang de valors de 26 V a 43 V. També es mostren les variabilitats que poden tenir, la màxima i la mínima. Finalment, la potència que es pot extreure del mòdul varia entre 0 i 1,2 kW.

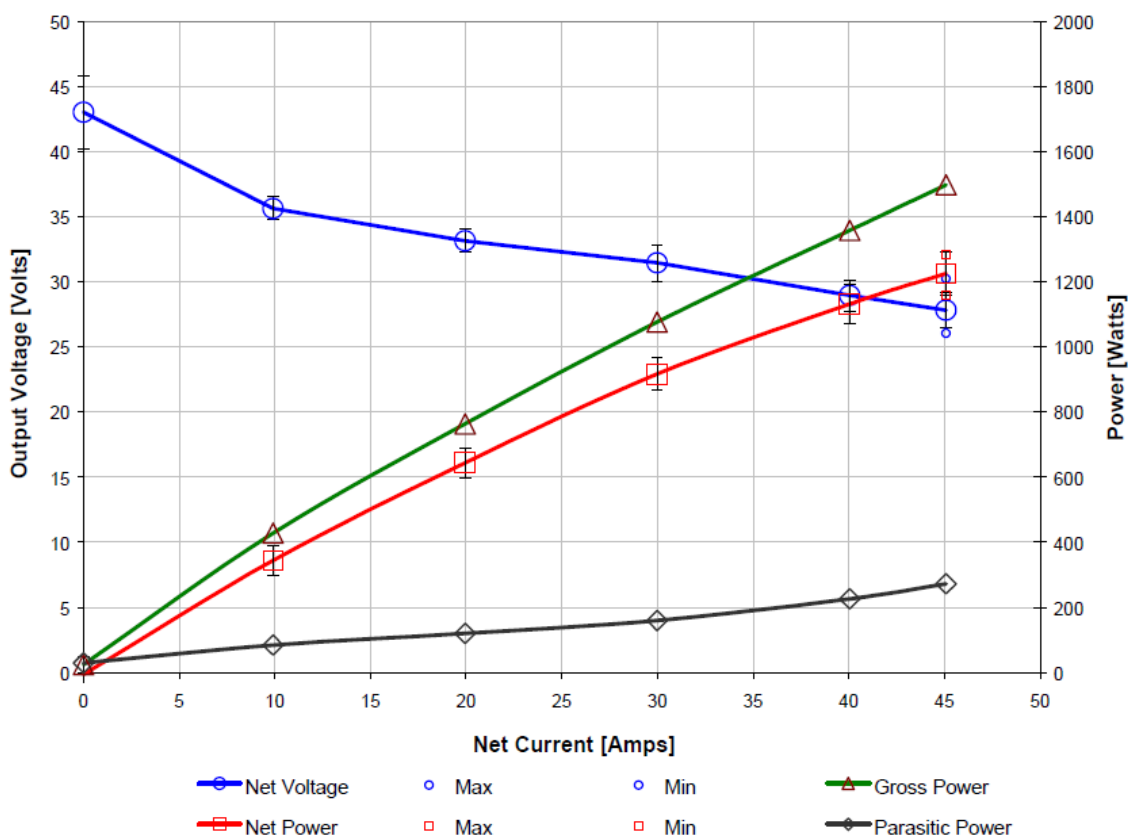


Figura 4. Corbes de polarització i potència

3. ANÀLISI I DISSENY DEL CONVERTIDOR DE LA PILA DE COMBUSTIBLE (CONVERTIDOR FC)

3.1. Simulació del model commutat

El primer estudi de tots serà el convertidor que connecta la pila de combustible amb el bus de contínua. L'objectiu principal d'aquest convertidor és crear les condicions per extreure un cert corrent de la pila de combustible demanat per la càrrega. Per fer-ho, inicialment s'estudia el circuit sense cap tipus de control per saber quin model cal ajustar i dissenyar correctament el controlador.

A la següent figura, es troba el circuit d'aquest convertidor juntament amb els acrònims de les tensions i corrents que es faran servir al llarg de l'apartat.

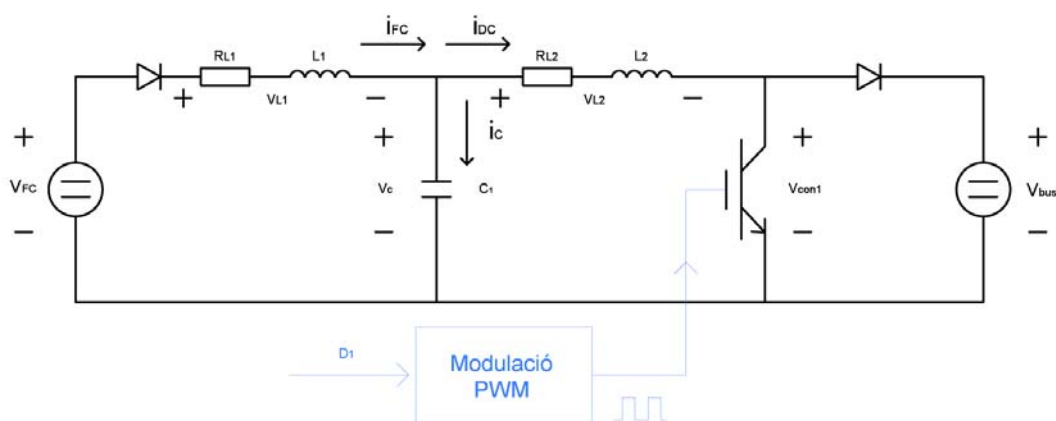


Figura 5. Circuit del convertidor FC

i_{FC} :	Corrent de la primera bobina	V_C :	Tensió del condensador
V_{L1} :	Tensió de la primera bobina	V_{FC} :	Tensió de la pila
i_{DC} :	Corrent de la segona bobina	V_{con1} :	Tensió del transistor (acció de control)
V_{L2} :	Tensió de la segona bobina	V_{bus} :	Tensió nominal de bus
i_C :	Corrent del condensador		

Consideracions (per aquest apartat):

- S'ha considerat que les tensions de la pila de combustible (V_{FC}) i de Bus (V_{bus}) romanen constants (que és el que es pretén aconseguir quan tot estigui implementat) i per això

s'han modelat com una font de tensió a un valor fix. En apartats posteriors, s'introduirà la corba de polarització de la pila de combustible. A més, un dels objectius més endavant serà veure el que passa quan la tensió de bus no és estrictament constant.

- Les resistències que es troben en sèrie amb les bobines amb els díodes són resistències paràsites que s'han de tenir en compte.
- El transistor que s'utilitza és un IGBT (*Isolated Gate Bipolar Transistor*). El component que s'utilitza al laboratori és un IGBT SEMIX 251GDHDs [2]. A la simulació s'han agafat els paràmetres interns d'aquests.
- El convertidor és unidireccional: el corrent sempre va dirigit al bus, mai pot tornar a la pila.
- El control del transistor es realitza mitjançant una modulació PWM (*Pulse Width Modulation*). El modulador genera una senyal quadrada periòdica amb dos nivells, alt o baix. El Duty Cycle és el coeficient que determina quina proporció del temps el senyal té nivell alt o baix ($D=T_{ON}/T$, sent T el període de la senyal i T_{ON} el temps que la senyal té nivell alt).

3.1.1. Estudi analític del circuit

Aplicant les equacions de Kirchoff al circuit de la Figura 5, s'obté el següent:

$$\begin{cases} v_{L1} = V_{FC} - v_C \\ v_{L2} = v_C - v_{con1} \\ i_C = i_{FC} - i_{DC} \end{cases} \quad (3.1)$$

Combinant les dues primeres equacions, s'obté el següent:

$$v_{L1} + v_{L2} + v_{con1} = V_{FC} \quad (3.2)$$

v_{con1} és la tensió als bornes del transistor. Si es considera que el transistor és ideal, es pot aproximar aquesta tensió al producte de la tensió de bus per un coeficient que pot valdre 0 o 1. El Duty Cycle, D_1 per aquest apartat, és el que marca quina proporció del temps, aquest coeficient val 0 o 1. Es denominarà u_1 i valdrà 0 quan el transistor estigui en conducció i valdrà 1 quan estigui en tall.

$$v_{con1} = u_1 V_{bus} \quad (3.3)$$

Per exemple, Si $D_1 = 0,6$, 60% del temps el transistor estarà conduint i, en aquest percentatge de temps, u_1 valdrà 0. Conseqüentment, 40% del temps, el transistor estarà en tall i u_1 valdrà 1. Aplicant això,

$$v_{L1} + v_{L2} = V_{FC} - u_1 V_{bus} \quad (3.4)$$

Aplicant ara les equacions fonamentals d'una bobina (negligint de moment les resistències paràsites),

$$L_1 \frac{di_{FC}}{dt} + L_2 \frac{di_{DC}}{dt} = V_{FC} - u_1 V_{bus} \quad (3.5)$$

aquesta és l'equació principal a analitzar, ja que conté els elements d'entrada (u_1 , V_{FC}) i de sortida (i_{DC}) a estudiar.

- Si se suposa que u_1 és sempre igual a 0 ($D = 1$ - transistor sempre conduint), es té que la suma de les derivades dels corrents i_{FC} i i_{DC} és sempre positiva. Per tant, aquests creixeran fins arribar al valor d'equilibri d'energia màxima del circuit.
- Si u_1 és 1 ($D = 0$ - transistor sempre en tall), la suma de les derivades és negativa ($V_{bus} > V_{FC}$) fent que el corrent disminueixi fins arribar a zero, ja que els corrents no poden ser negatius.
- Si u_1 és polsant ($D \neq 0$, $D \neq 1$), es pot arribar al corrent desitjat. L'objectiu es trobar la proporció correcta d'aquest coeficient mitjançant control automàtic.

Per veure més clarament el comportament dels corrents i de les tensions que es volen estudiar, es realitza la simulació en MATLAB.

3.1.2. Simulació del circuit

El primer que es fa és integrar el circuit al MATLAB. Per fer-ho, s'utilitza el Simulink amb les eines corresponents al Power BlockSet de MATLAB. Un cop fet, el circuit té el següent aspecte:

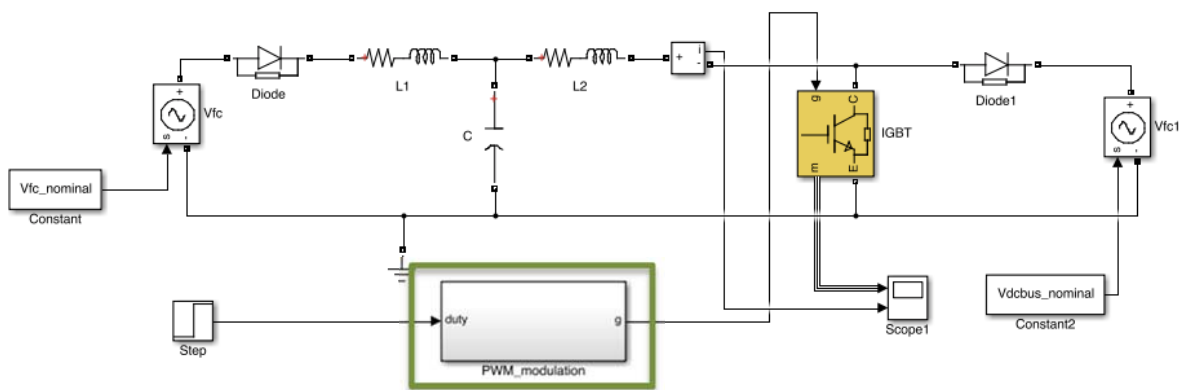


Figura 6. Circuit del convertidor FC introduït al MATLAB

Els valors numèrics utilitzats són els corresponents al circuit físic del laboratori que seran sempre els mateixos en tot el projecte.

Bobina 1	$L_1 = 140 \mu\text{H}$	$R_{L1} = 0$ (negligible)
Bobina 2	$L_2 = 34,3 \mu\text{H}$	$R_{L2} = 0,0426 \Omega$
Condensador	$C_1 = 2200 \mu\text{F}$	

Per aquesta simulació s’han utilitzat els següents valors de tensions de pila i de bus tenint en compte els valors típics als quals treballa la pila de combustible i el bus.

- $V_{FC} = 32,5 \text{ V}$
- $V_{bus} = 80 \text{ V}$

Està tot definit excepte la modulació PWM. Aquesta es realitza gràcies a un bloc al qual se li introdueix un valor entre -1 i 1. Donat que el Duty Cycle el tenim definit entre 0 i 1, s’ha d’afegir una conversió per que, a l’introduir-li un valor entre 0 i 1, el sistema el tracti adequadament. A part d’això, s’ha de dir que més endavant es veurà que el sistema de la pila de combustible del laboratori té el rang del cicle discretitzat entre 0 i 7500 i per tant, es treballarà amb aquest rang. A vegades, per no arribar als extrems, es definirà un valor mínim i un valor màxim dins d’aquest interval. Ficant juntes aquestes dues conversions, el bloc de la modulació PWM (marcat a l’esquema de la Figura 6 en color verd) té el següent aspecte:

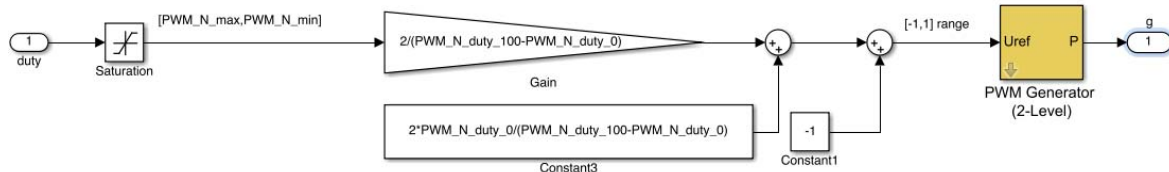


Figura 7. Circuit de la modulació PWM

L'objectiu d'aquesta simulació és veure el comportament del sistema en llaç obert al variar el senyal d'entrada (D_1) observant el corrent i_{DC} , que és el corrent a controlar.

La simulació s'ha dividit en tres parts on el paràmetre de control canvia. Al primer terç de la simulació, $D_1 = 1$ ($u_1 = 0$ sempre); al segon terç, $D_1 = 0,6$ (el 60% del cicle $u_1 = 0$ i el 40% del cicle $u_1 = 1$); i, a l'últim terç, $D_1 = 0$ ($u_1 = 1$ sempre). El resultat és el següent:

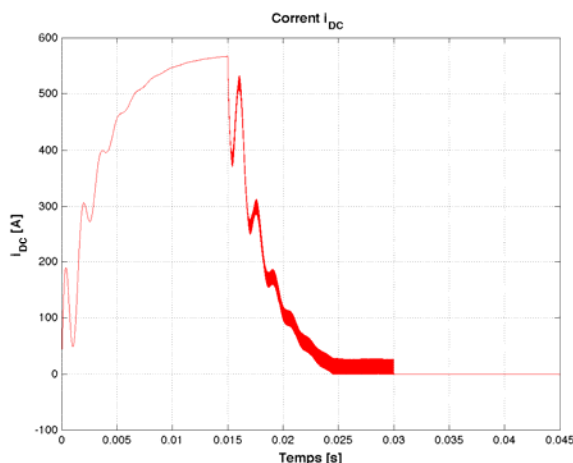


Figura 8. Corrent i_{DC} – Simulació en llaç obert

Tal i com s'ha analitzat amb les equacions, al primer terç de la simulació, el corrent i_{DC} creix degut que la seva derivada és positiva. Ho faria fins que el circuit arribés a l'energia màxima que es pot acumular. A la segona part de la simulació, on hi ha commutació del transistor, el corrent baixa amb unes clares oscil·lacions i un arrissat donat per la commutació. Ho faria fins arribar a un valor d'equilibri. A la tercera part de la simulació, la derivada del corrent es fa negativa i el corrent va directe a zero fins que tot s'estabilitza i queda parat. La tensió de control v_{con1} és pot veure a continuació.

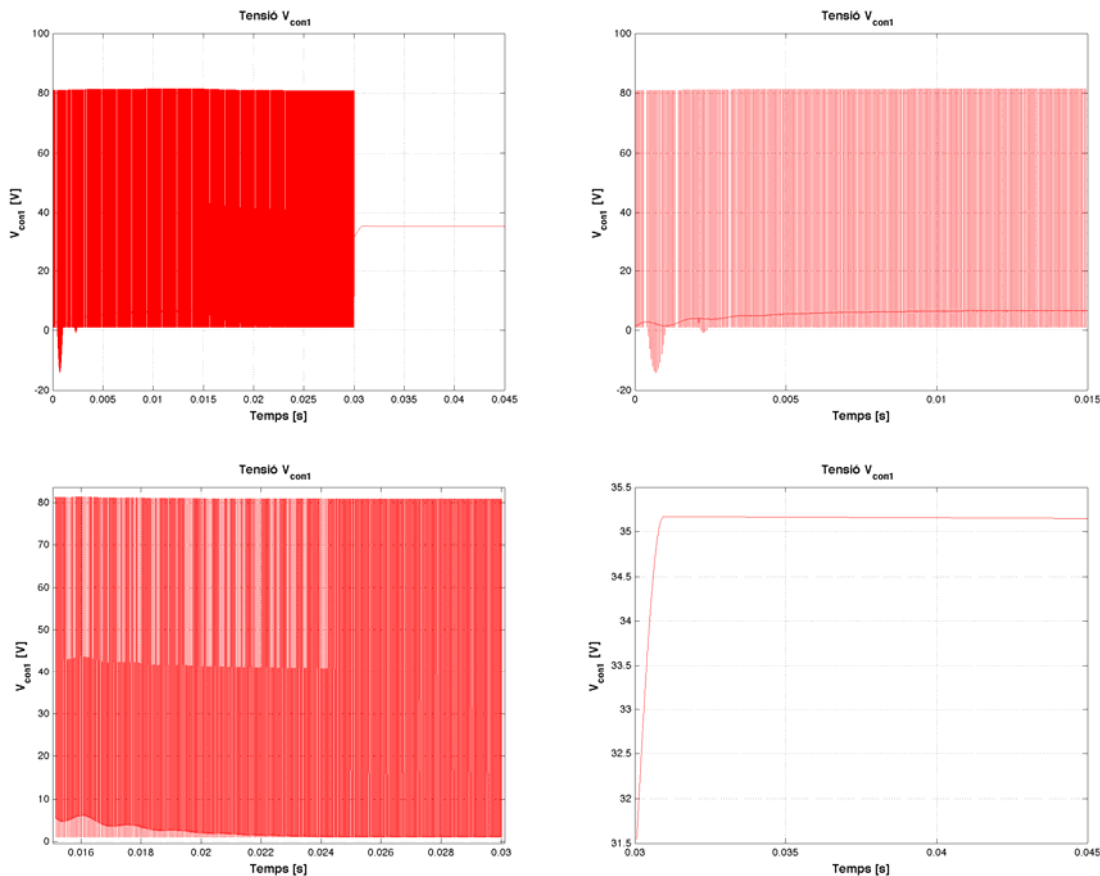


Figura 9. Tensió v_{con1} – Simulació en llaç obert

El gràfic de la part superior esquerra representa la tensió de control v_{con1} durant tot el cicle. Atès que la informació està molt comprimida, es separa en tres gràfics: un per cada terç de la simulació. Es pot observar el següent:

- A la primera part de la simulació –gràfic superior dret ($D_1 = 1$), la tensió de control es troba en tot moment en un valor de tensió baix (hi ha petits instants de temps que el transistor es posa en tall degut a l'efecte de la modulació). Per veure bé aquest efecte, es fa zoom sobre una part de la simulació.

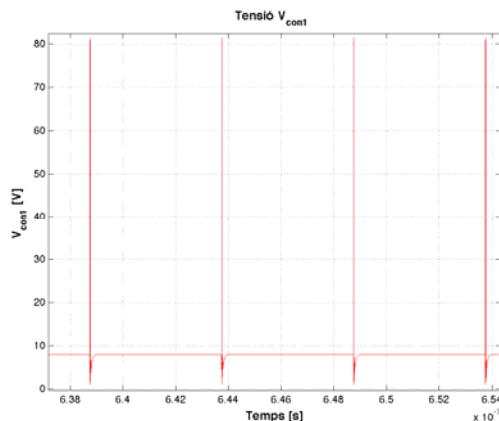


Figura 10. Tensió v_{con1} durant una part de la simulació ($D_1 = 1$).

- A la segona part de la simulació –gràfic inferior esquerre ($D_1 = 0,6$), el 40% del cicle de commutació, la tensió de control es troba en un valor de tensió alt, i a l'altre 60% es troba en un nivell baix. Ídem que abans, es fa zoom a una part de la simulació:

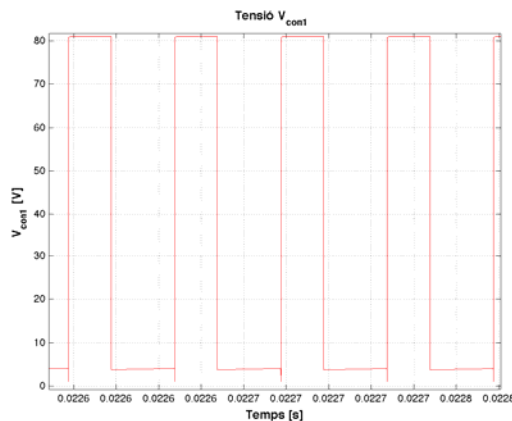


Figura 11. Tensió v_{con1} durant una part de la simulació ($D_1 = 0,6$).

- A la tercera part de la simulació – gràfic inferior dret ($D_1 = 0$), la tensió de control es troba en un valor alt.

S'ha de tenir en compte que s'ha simulat el circuit amb valors extrems per veure el comportament de la modulació. Degut als elevats corrents, es generen altes diferències de potencial als bornes de les resistències paràsites, fent que els nivells alts i baixos de tensió del transistor no siguin V_{bus} i 0, respectivament. En règims nominals, no es treballarà a corrents tan elevades i s'ajustarà més al model ideal.

Llavors s'ha vist que manipulant el Duty Cycle es pot variar el corrent a controlar. El següent pas serà modelitzar el sistema amb una funció de transferència per dissenyar un controlador que establirà aquest Duty Cycle amb un corrent de referència.

3.2. Simulació del model promitjat

Com el transistor és un element no lineal, no es pot modelar el sistema amb una funció de transferència lineal. A l'apartat anterior, s'ha vist que la tensió del transistor pren dos valors: els corresponents a tall i conducció. El que es fa doncs, és prendre un valor promig constant i trobar la funció de transferència lineal per estudiar-la i dissenyar un controlador. Amb la l'equació de tensió de control anterior,

$$v_{con1} = u_1 V_{bus} \quad (3.6)$$

Recordar que el Duty Cycle és el que imposa quan u_1 val 1 i quan val 0. Considerant el transistor ideal, es pot promitjar de la següent manera.

$$\bar{v}_{con1} = (1 - D_1) V_{bus} \quad (3.7)$$

Partint del següent circuit de la Figura 5, aplicant de nou la llei de Kirchoff i tractant-les s'arriba al següent,

$$\begin{cases} v_{L2} = v_C - \bar{v}_{con1} \\ v_{L1} = V_{FC} - v_C \\ i_C = i_{FC} - i_{DC} \end{cases} \quad (3.8)$$

$$\begin{cases} v_C = R_2 i_{DC} + L_2 \frac{di_{DC}}{dt} + \bar{v}_{con1} \\ V_{FC} - v_C = R_1 i_{FC} + L_1 \frac{di_{FC}}{dt} \\ C_1 \frac{dv_C}{dt} = i_{FC} - i_{DC} \end{cases} \quad (3.9)$$

fent el canvi de nomenclatura, $\dot{x} = \frac{dx}{dt}$,

$$\begin{cases} v_C = R_2 i_{DC} + L_2 \dot{i}_{DC} + \bar{v}_{con1} \\ V_{FC} - v_C = R_1 i_{FC} + L_1 \dot{i}_{FC} \\ C_1 \dot{v}_C = i_{FC} - i_{DC} \end{cases} \quad (3.10)$$

A partir d'aquí, es pot tractar el sistema com una representació en espai d'estats. Fent la següent assignació d'estats, entrades i sortides, es pot muntar el sistema en espai d'estats.

Estats (X): i_{DC}, i_{FC}, v_c

Entrades (U): \bar{v}_{con1}, V_{FC}

Sortida (Y): i_{DC}

$$\begin{cases} \dot{X} = AX + BU \\ Y = CX + DU \end{cases} \quad (3.11)$$

$$\begin{cases} \begin{pmatrix} \dot{i}_{DC} \\ \dot{i}_{FC} \\ \dot{v}_c \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R_2}{L_2} & 0 & \frac{1}{L_2} \\ 0 & -\frac{R_1}{L_1} & -\frac{1}{L_1} \\ -\frac{1}{C_1} & \frac{1}{C_1} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{DC} \\ i_{FC} \\ v_c \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} -\frac{1}{L_2} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \bar{v}_{con1} \\ v_{FC} \end{pmatrix} \\ i_{dc} = (1 \quad 0 \quad 0) \begin{pmatrix} i_{DC} \\ i_{FC} \\ v_c \end{pmatrix} \end{cases} \quad (3.12)$$

Finalment, aplicant l'equació de pas de representació d'estat a funció de transferència (pas a representació externa), s'arriba al següent,

$$\hat{G}(s) = C(sI - A)^{-1}B + D \quad (3.13)$$

$$\hat{G}(s) = \frac{-1}{L_1 L_2 c s^3 + c(L_1 R_{L2} + L_2 R_{L1})s^2 + (cR_{L1}R_{L2} + L_1 + L_2)s + (R_{L1} + R_{L2})} \begin{pmatrix} cL_1 s^2 + cR_{L1}s + 1 & -1 \end{pmatrix} \quad (3.14)$$

S'ha arribat a una expressió que relaciona la sortida amb les dues entrades. Fent el producte de la matriu de transferència amb el vector d'entrades:

$$\begin{aligned} I_{DC}(s) &= \hat{G}(s) \begin{pmatrix} \bar{V}_{con1} \\ V_{FC} \end{pmatrix} \\ I_{DC}(s) &= \frac{V_{FC}(s) - (cL_1 s^2 + cR_{L1}s + 1)\bar{V}_{con1}(s)}{L_1 L_2 c s^3 + c(L_1 R_{L2} + L_2 R_{L1})s^2 + (cR_{L1}R_{L2} + L_1 + L_2)s + (R_{L1} + R_{L2})} \end{aligned} \quad (3.15)$$

Considerant V_{FC} constant, el control s'haurà de fer mitjançant V_{con1} . Degut que només es disposa d'una variable de control, es procedirà al següent canvi de variable:

$$V_{m1} = -\bar{V}_{con1} + \frac{V_{FC}}{cL_1s^2 + cR_{L1}s + 1} \quad (3.16)$$

Amb aquest canvi, s'arriba a la següent funció de transferència:

$$G_{p1}(s) = \frac{I_{DC}(s)}{V_{m1}(s)} = \frac{(cL_1s^2 + cR_{L1}s + 1)}{L_1L_2cs^3 + c(L_1R_{L2} + L_2R_{L1})s^2 + (cR_{L1}R_{L2} + L_1 + L_2)s + (R_{L1} + R_{L2})} \quad (3.17)$$

Un cop modelitzada la funció de transferència, es passa a estudiar-la amb detall. Els pols de la funció de transferència s'indiquen a continuació:

Pols	Zeros
$p_{1,2} = -496.6 \pm 4000.7j$	$z_{1,2} = \pm 1801.9j$
$p_3 = -248.1$	

Aplicant un graó per analitzar la resposta indicial, s'obté el següent:

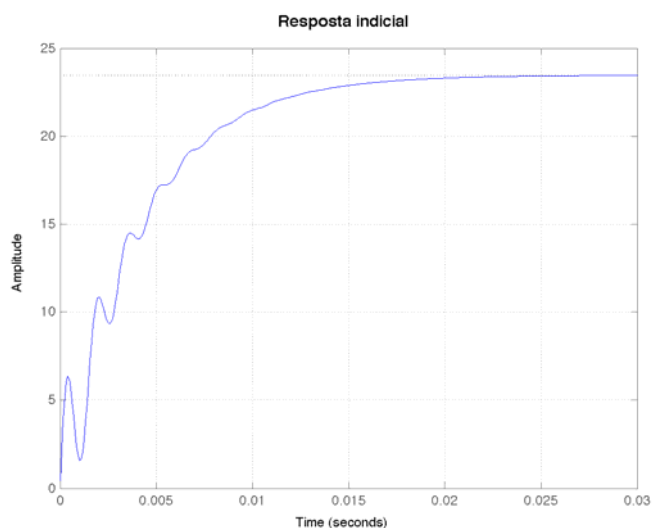


Figura 12. Resposta indicial de G_{p1}

Es pot veure la gran similitud amb la simulació en MATLAB (veure Figura 8, primera part de la simulació). Per aprofundir més, s'estudia la resposta freqüencial. Si es dibuixa el diagrama de Bode,

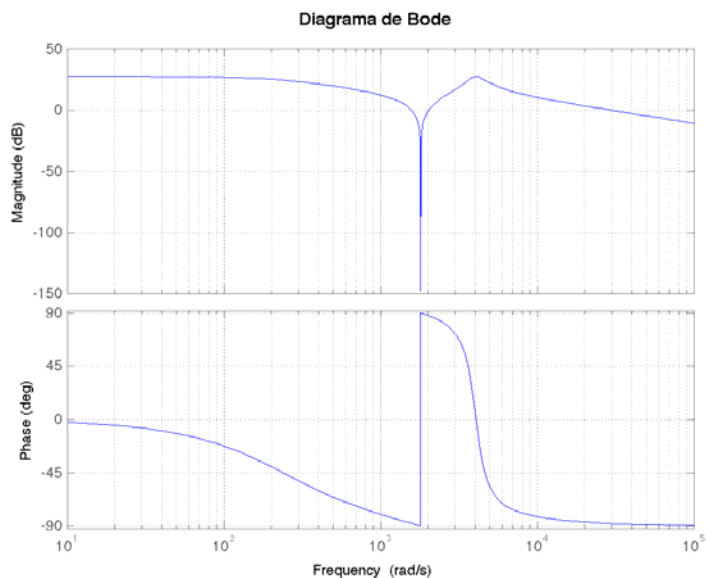


Figura 13. Diagrama de Bode de G_{p1}

Amb el diagrama de Bode, es poden saber el guany i el desfasament que tindria un senyal d'una certa freqüència al ser sotmès a un sistema dinàmic (funció de transferència). En aquest cas, el guany es manté constant fins una certa freqüència la qual comença a disminuir molt ràpidament fins arribar a zero (o $-\infty$ dB). Això es causat pels zeros de la funció que es troben en aquella freqüència ($s=j\omega$).

Per saber si tancant un llaç de control (realimentació unitària). el sistema seria estable, es dibuixa el diagrama de Nyquist.

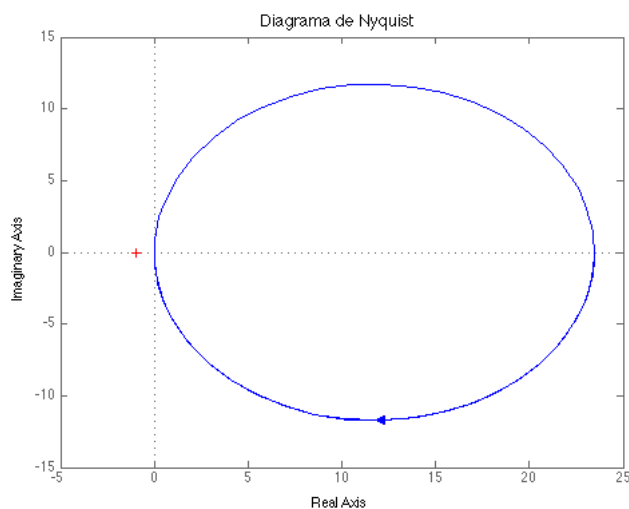


Figura 14. Diagrama de Nyquist de G_{p1}

Aplicant el criteri d'estabilitat de Nyquist¹, es pot dir que el sistema seria estable ja que no es realitza cap volta al voltant del -1.

3.3. Disseny del controlador

Un cop es té modelat el circuit amb una funció de transferència, es vol dissenyar un controlador per arribar als valors de corrent desitjats. El controlador serà digital i, per tant, es treballarà en el domini de la transformada z. Si es dibuixa un diagrama de blocs, es té el següent:

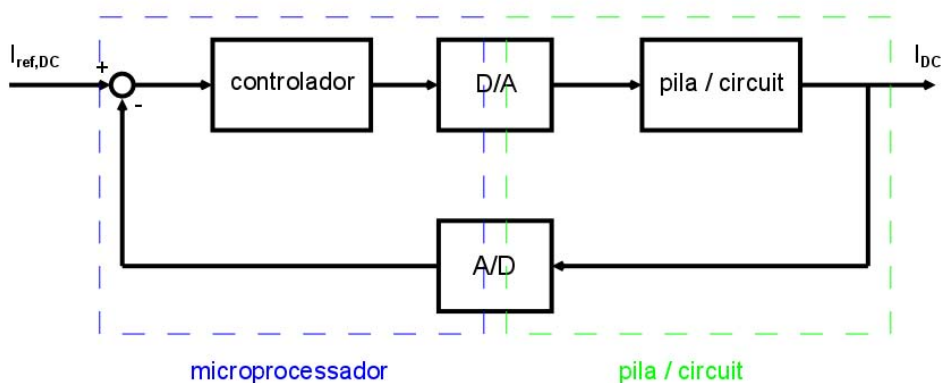


Figura 15. Estructura general del llaç del control

¹ Criteri estabilitat Nyquist. $Z = N + P$, on Z és el nombre de pols en llaç tancat amb part real positiva, on P és el nombre de pols en llaç obert amb part real positiva i N és el nombre de semivoltes del diagrama de Nyquist al voltant del -1 (positiu en sentit horari i negatiu en sentit antihorari)

El controlador digital que ara s'implementa és un PI (Proporcional-Integral) per portar l'error en estat estacionari a zero i tenir un altre grau de llibertat per ajustar pols. Els temps de mostratge utilitzat és de 50 μs. Per assignació de pols, s'estableixen les següents constants del controlador:

$$G_{c1}(z) = K_p + K_i \frac{T_s \cdot z}{z - 1} \tag{3.18}$$

$$\begin{cases} K_{p1} = 0,0167 \\ K_{i1} = 9,6465 \end{cases} \tag{3.19}$$

Recordar que la funció de transferència obtinguda ha estat la següent:

$$G_{p1}(s) = \frac{(cL_1s^2 + cR_{L1}s + 1)}{L_1L_2cS^3 + c(L_1R_{L2} + L_2R_{L1})s^2 + (cR_{L1}R_{L2} + L_1 + L_2)s + (R_{L1} + R_{L2})} \tag{3.20}$$

Donat que ja s'està treballant amb el controlador en temps discret, s'ha de passar la funció de transferència al domini z. Utilitzant un MOZ (Mantenidor Ordre Zero) i un període de mostratge de 50 μs,

$$G_{p1}(z) = \mathcal{Z}\left\{ \frac{(cL_1s^2 + cR_{L1}s + 1)}{L_1L_2cS^3 + c(L_1R_{L2} + L_2R_{L1})s^2 + (cR_{L1}R_{L2} + L_1 + L_2)s + (R_{L1} + R_{L2})} \cdot \frac{1 - e^{-T_s s}}{s} \right\} \tag{3.21}$$

$$G_{p1}(z) = \frac{-1,406z^2 + 2,8z - 1,406}{z^3 - 2,9z^2 + 2,84z - 0,9398} \tag{3.22}$$

El diagrama de bloc un cop s'ha passat al model de temps discret, és el següent:

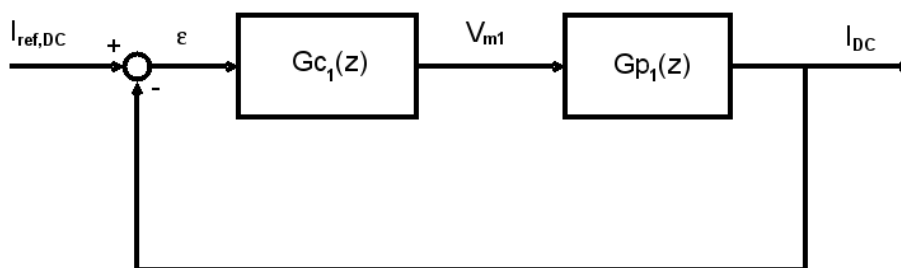


Figura 16. Convertidor FC en llaç tancat

Es procedirà a estudiar la resposta freqüencial del sistema en llaç obert per tenir una idea de l'estabilitat en llaç tancat. Realitzant el diagrama de Bode i el diagrama de Nyquist de $G_{c1}G_{p1}$:

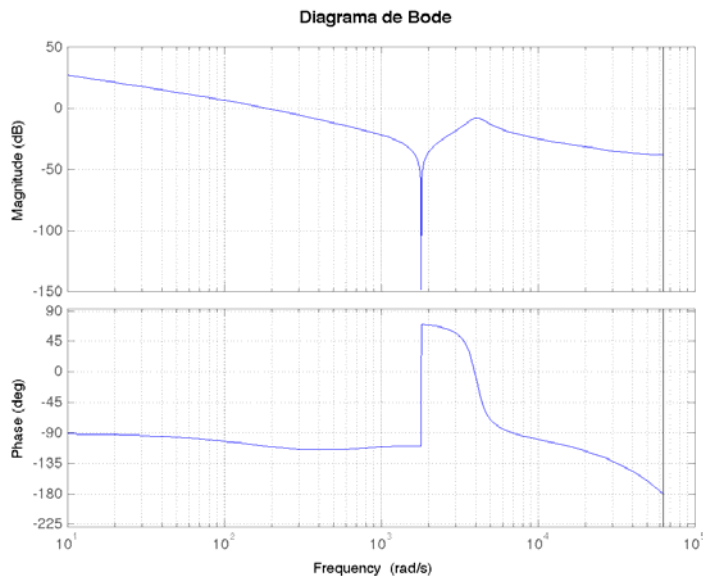


Figura 17. Diagrama de Bode de $G_{c1}G_{p1}$

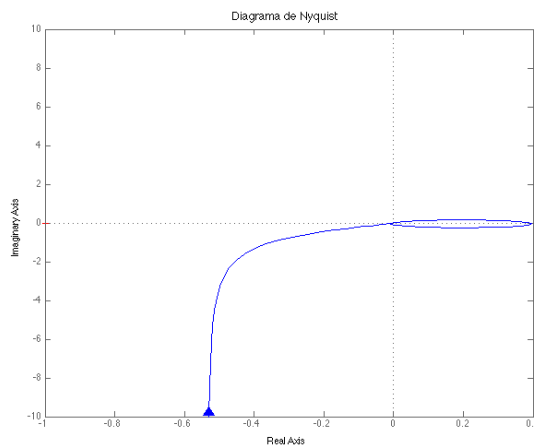


Figura 18. Diagrama de Nyquist de $G_{c1}G_{p1}$

Donat que la planta és estable i que el diagrama de Nyquist no realitza cap semivolta al voltant del -1, tots els pols de llaç tancat són estables. Simplificant ara el sistema de blocs, s'obté la següent funció de transferència:

$$T_1(z) = \frac{I_{DC}(z)}{I_{ref,DC}(z)} = \frac{0.02417 z^3 - 0.07163 z^2 + 0.07096 z - 0.02349}{z^4 - 3.876 z^3 + 5.668 z^2 - 3.709 z + 0.9163}$$

(3.23)

Els pols i zeros de la funció de transferència són els següents:

Pols	Zeros
$p_{1,2} = 0.9463 \pm 0.1913j$	$z_{1,2} = 0.9959 \pm 0.0901j$
$p_{3,4} = 0.9915 \pm 0.0082j$	$z_3 = 0,9719$

Per tenir una idea gràfica d'on estan col·locats els pols, es representen al pla z i posteriorment es representa la resposta indicial del sistema.

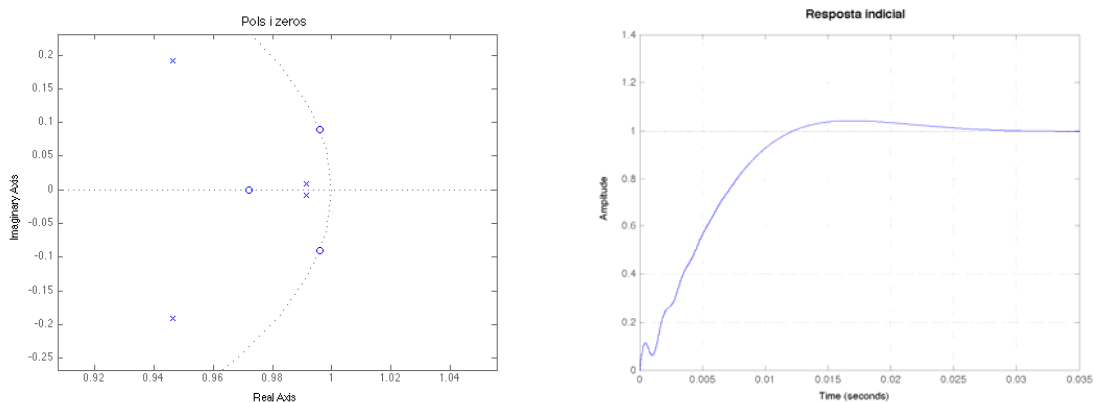


Figura 19. Pols, zeros i resposta indicial de T_1

Es pot veure que el corrent i_{DC} segueix la consigna amb un temps d'establiment d'uns 0,025s i un sobrepuig del 4% als 15 ms. Per conèixer la resposta freqüencial del conjunt, es representa el diagrama de Bode:

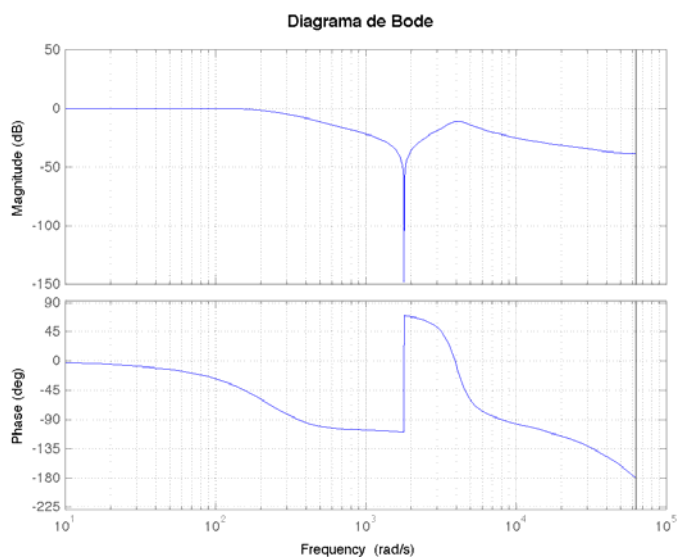


Figura 20. Diagrama de Bode de T₁

Per freqüències baixes, el guany és unitari i després es veu reduït. A més, tal com era d'esperar, el zero corresponent a freqüència 1801.9 rad/s segueix després d'implementar el controlador.

Un cop analitzats tots aquests aspectes, es pot concloure que és un controlador preliminar dissenyat és adequat. Abans de passar a simular-lo, s'ha de tenir en compte el canvi de variable que s'ha fet al començar l'estudi. Per desfer el canvi i que l'objectiu del controlador sigui correcte s'hauria de fer el següent:

$$\bar{V}_{con1} = \frac{V_{FC}}{cL_1s^2 + cR_{L1}s + 1} - V_{m1} \tag{3.24}$$

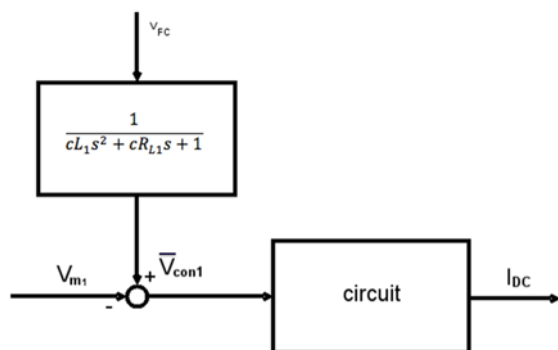


Figura 21. Diagrama de blocs del canvi de variable

Si s'analitza la funció de transferència enquadrada a la figura anterior, es pot veure que el guany en contínua és 1, i que, per tant, al circuit li acabarà entrant el valor de V_{FC} . S'ha de tenir en compte que al calcular una resposta indicial a partir d'una funció de transferència, s'assumeix que les condicions inicials de les variables que relaciona dita funció són nul·les. Per evitar sacsejades a la simulació i evitar futurs problemes al circuit quan s'hagi d'implementar, s'imposa directament que v_{con1} valgui V_{FC} , fent que l'engegada sigui més suau. Per tant, per simplificar, es canvia la funció de transferència per un bloc unitari i finalment es té el següent esquema de blocs.

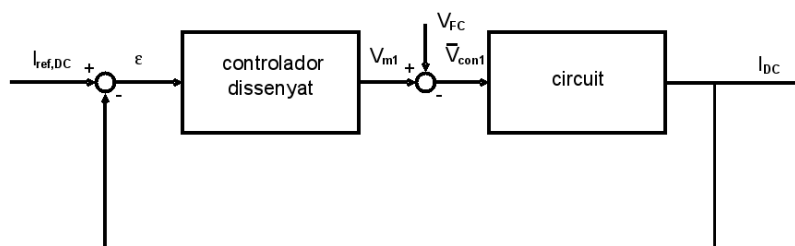


Figura 22. Estructura final del convertidor FC enllaçat tancat

3.4. Validació del disseny del controlador en el model promitjat

L'objectiu d'aquest apartat és modelar el controlador calculat a l'apartat anterior amb el MATLAB. El diagrama a implementar és el de la Figura 22 que, un cop integrat, queda el següent (l'enquadrat en blau representa el circuit / planta i l'enquadrat en taronja representa en controlador. Les parts pintades en vermell representen a les parts del sistema que funcionen en temps discret).

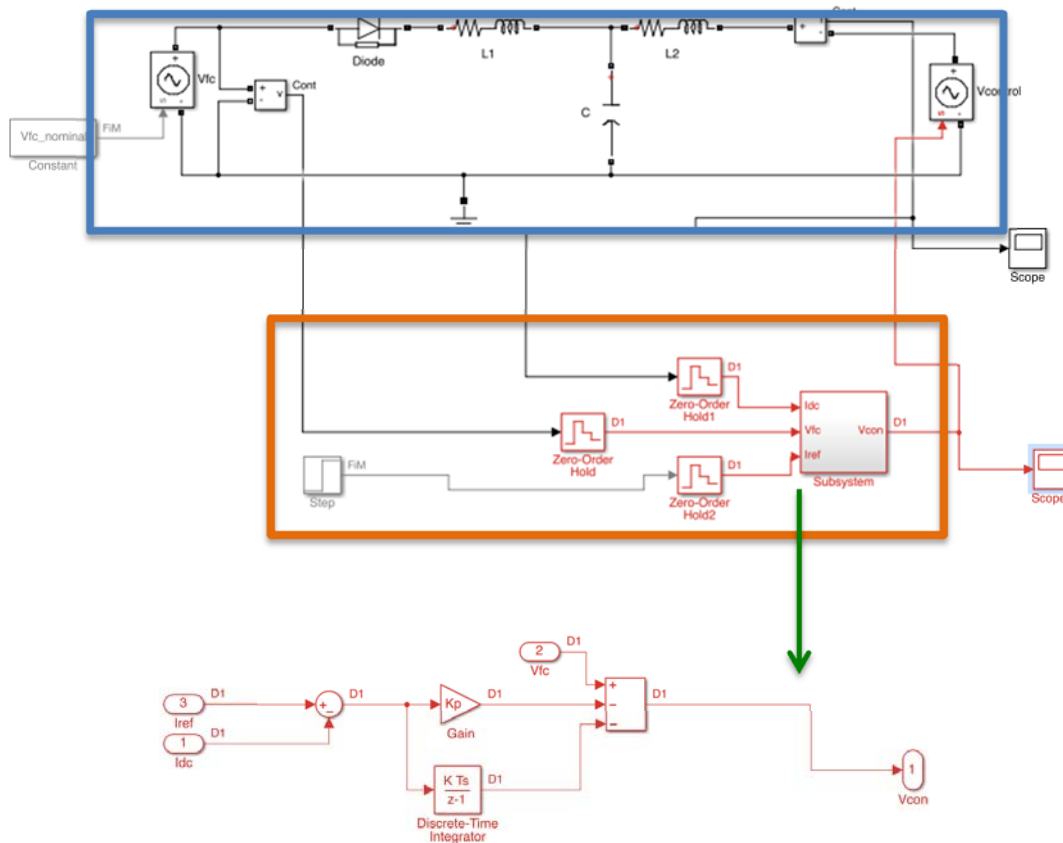


Figura 23. Implementació del controlador del convertidor FC (promitjat) en MATLAB

La intensitat de referència és de 10A (una qualsevol per comprovar el disseny del controlador) i el temps de simulació és de 0,1 s.

Tal i com s'ha dit a l'apartat anterior, s'ha de tenir en compte les condicions inicials. Per fer l'arrencada sense un transitori bruscat, s'han imposat les següents condicions inicials a la simulació.

$$\begin{cases} v_C = V_{FC} = 32.5 V \\ \bar{v}_{con1} = V_{FC} = 32.5 V \end{cases} \quad (3.25)$$

Sent la tensió de bus 80V, representant el valors de I_{DC} i superposant-los a la resposta indicial de la funció de transferència calculada a un graó de 10A:

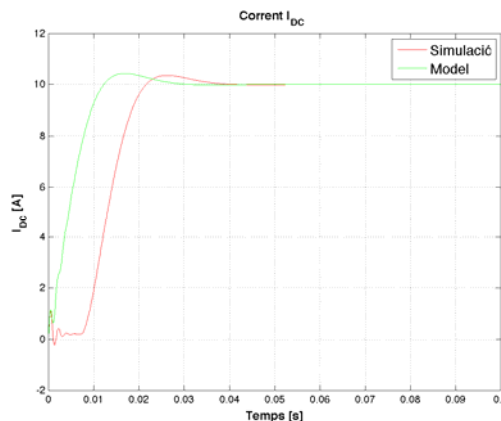


Figura 24. Corrent i_{DC} - Comparació de la simulació amb el model – Simulació en llaç tancat (promitjat)

S'observa que la forma és exactament igual, però hi ha una diferència a l'arrencada. En la simulació, hi ha un cert retard d'una mica menys de 0,01 s. Fent proves, es troba que és el díode degut que no s'ha tingut en compte en la modelització del circuit. Si es repeteix la simulació ometent el díode (només per veure el resultat; en endavant es seguirà tenint present):

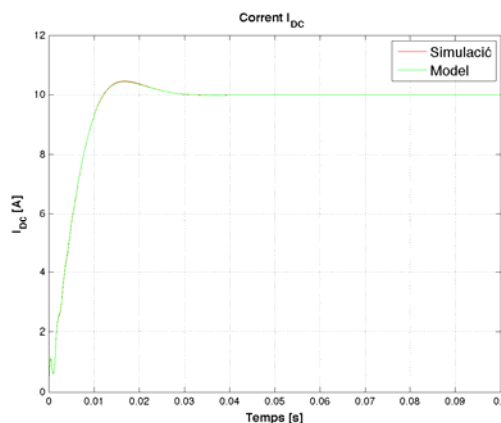


Figura 25. Corrent i_{DC} - Comparació de la simulació amb o sense díode – Simulació en llaç tancat (promitjat)

Els diagrames es superposen. Per tant, tenim un resultat molt fiable i podem continuar a la simulació del model commutat.

La tensió de control \bar{v}_{con1} és la següent, que arriba al règim estacionari en uns 0,04 s:

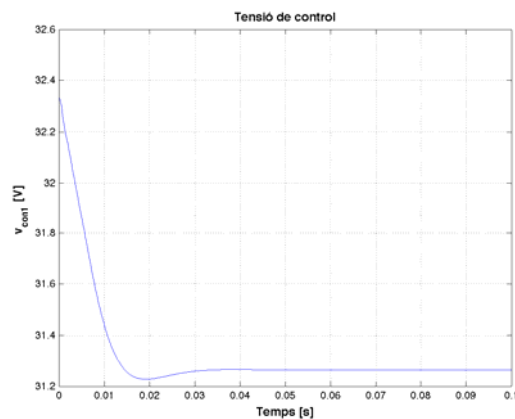


Figura 26. Tensió v_{con1} – Simulació en llaç tancat (promitjat)

3.5. Validació del disseny del controlador en el model commutat

L'objectiu és agafar l'acció de control constant obtinguda en l'apartat anterior i modificar-la per obtenir una acció de control adequada per a la modulació PWM.

Agafant l'equació que s'ha utilitzat per promitjar la tensió de control, i aïllant el Duty Cycle,

$$D_1 = 1 - \frac{\bar{v}_{con1}}{V_{bus}} \quad (3.26)$$

Agafant la tensió de control que surt del controlador i dividint-la per la tensió del bus, s'obté el Duty Cycle adequat per a la modulació. Els efectes de la no idealitat seran corregits pel controlador fins arribar a un estat estacionari on l'error sigui nul. Amb aquest concepte present, es modifiquen els circuits del MATLAB per fer una bona simulació del model commutat.

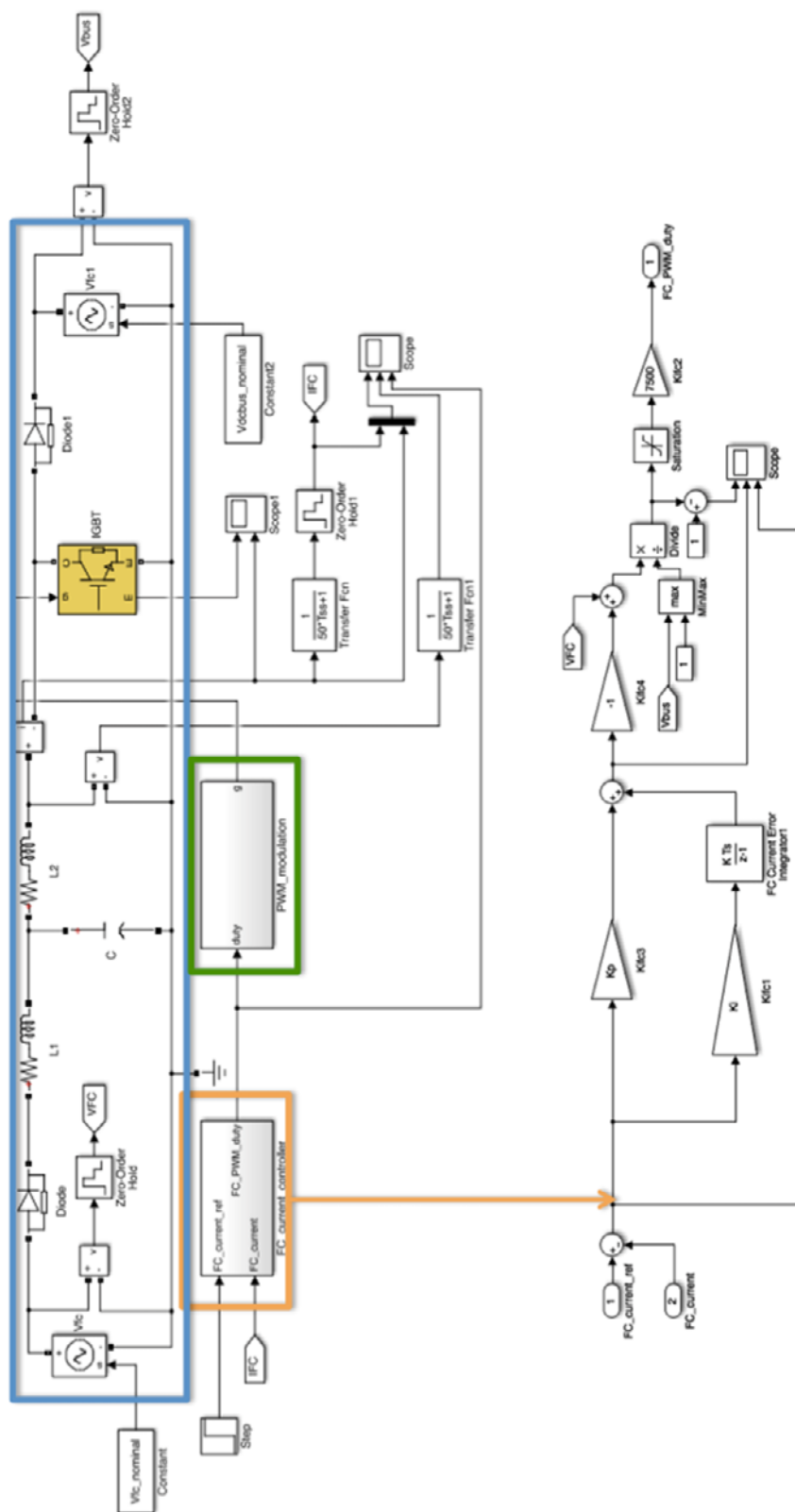


Figura 27. Implementació del controlador del convertidor FC (commutat) en MATLAB

Igual que anteriorment, l'enquadrat en blau representa el circuit i l'enquadrat en taronja representa el controlador. Aquest cop, el controlador està seguit de la modulació PWM, que representa al requadre verd (ja analitzat en apartats anteriors). Per eliminar soroll i realitzar una realimentació adequada, s'han integrat uns filtres passa-baixos (que estan implementats en el circuit del laboratori). Aquests a més a més, actuen d'antialiasing. Tots els altres elements són d'instrumentació. La simulació es divideix en dos, en la primera part de 0,15 s, s'estableix una consigna de 20 A i en la segona part, de 0,15 s també, de 35 A. Les tensions de pila i de bus son igual que en les simulacions anteriors, 32,5 V i 80 V, respectivament.

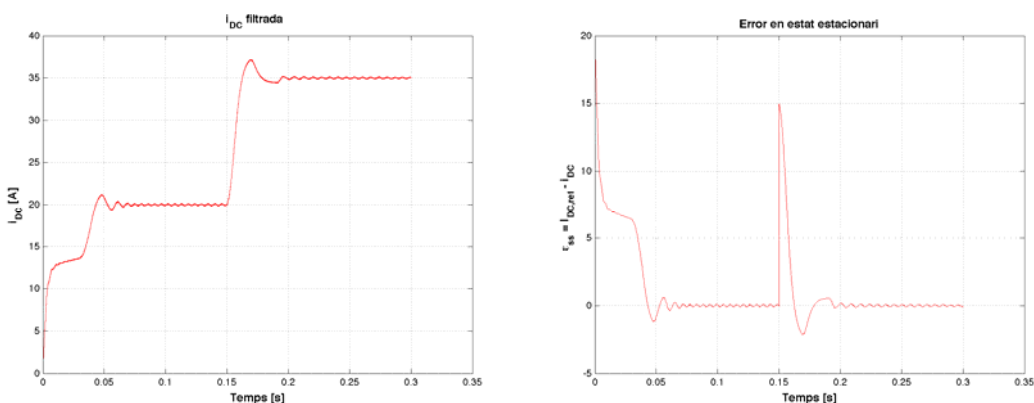


Figura 28. Corrent i_{DC} i Error en estat estacionari – Simulació en llaç tancat (commutat)

Es pot veure com el sistema arriba correctament a consigna amb un petit arrissat al voltant del valor de 20 A i de 35 A. Es pot observar, a més, que a la primera part de la simulació, per efecte de l'arrencada del circuit, la duració del transitori és més gran. Es poden extreure el Duty Cycle i la tensió de control a la que arriba el sistema (que són proporcionals):

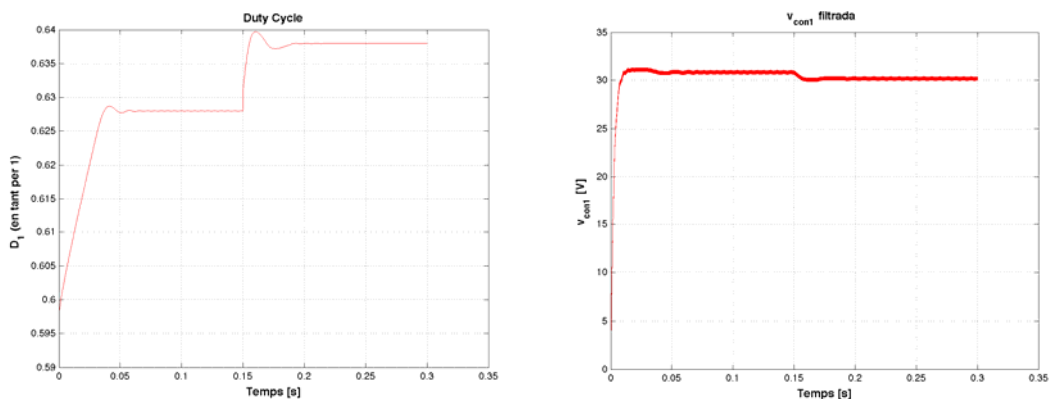


Figura 29. Duty Cycle i tensió v_{con1} - simulació en llaç tancat (commutat)



Obtenint també la representació del corrent i_{DC} sense filtrar i ampliant per veure l'arissat que provoca la commutació, s'observa el següent:

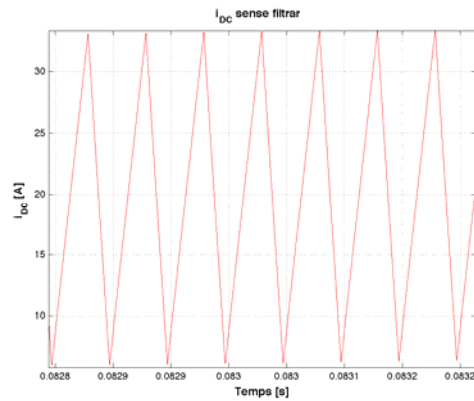


Figura 30. Corrent i_{DC} sense filtrar

L'arissat que es genera a causa de la commutació és de l'ordre de 35 A (valor mig 20 A). És un arissat massa gran que no es pot controlar ja que ve definit pels paràmetres del circuit.

Amb això es pot concloure que el controlador és correcte i es passa a l'estudi del segon convertidor.

4. ANÀLISI I DISSENY DEL CONVERTIDOR DEL SUPERCONDENSADORS (CONVERTIDOR SC)

Es procedirà igual que s'ha fet amb el convertidor de l'apartat anterior seguint els mateixos passos.

4.1. Simulació del model commutat

El segon estudi serà el convertidor que connecta el bus de contínua amb els supercondensadors. Això es realitza amb la funció de gestionar el traspàs d'energia des del bus fins als supercondensadors bilateralment. Mentre que a l'estudi del convertidor anterior, el corrent era unidireccional, en aquest estudi el corrent pot agafar qualsevol direcció, havent de tractar adequadament el seu signe.

Tal i com s'ha fet abans, es passa a estudiar el circuit sense cap mena de controlador. A la següent figura, es troba el circuit d'aquest convertidor juntament amb els acrònims de les tensions i corrents que es faran servir al llarg de l'apartat.

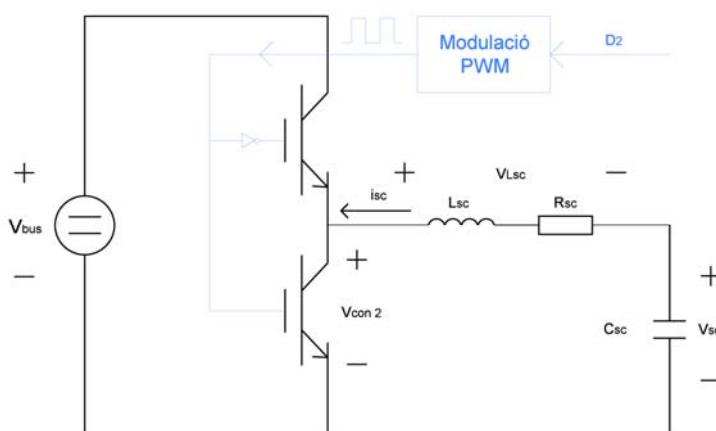


Figura 31. Circuit del convertidor SC

- | | | | |
|--------------|--|-------------|------------------------------|
| i_{sc} : | Corrent del supercondensador | V_{bus} : | Tensió nominal de bus |
| V_{Lsc} : | Tensió de la bobina | V_{sc} : | Tensió del supercondensadors |
| V_{con2} : | Tensió del transistor inferior
(acció de control) | | |

Consideracions:

- La tensió de bus és manté constant.
- Les resistència que es troba en sèrie amb la bobina és una resistència paràsita que s'ha de tenir en compte.
- Els transistors que s'utilitzen en aquest convertidor són també IGBT's. El component que s'utilitza al laboratori és un SEMiX251GD126HDs [3]. A la simulació s'han agafat els paràmetres interns d'aquests.
- El convertidor és bidireccional: el corrent pot anar cap un sentit o cap a l'altre.
- El control del transistor es realitza com a l'apartat anterior mitjançant una modulació PWM (Pulse Width Modulation).

4.1.1. Estudi analític del circuit

Aplicant les equacions de Kirchoff al circuit de la Figura 31 s'obté el següent:

$$\begin{cases} v_{con2} = v_{LSC} + v_{SC} \\ i_{SC} = -C_{SC} \frac{dv_{SC}}{dt} \end{cases} \quad (4.1)$$

Agafant la primera equació i desenvolupant-la,

$$v_{con2} = -R_{SC}i_{SC} - L_{SC} \frac{di_{SC}}{dt} + v_{SC} \quad (4.2)$$

v_{con2} és la tensió als bornes del transistor inferior. Considerant igual que abans els transistors ideals, aproximem la tensió al producte de la tensió de bus per un altre coeficient que pot valdre 0 o 1. El Duty Cycle, D_2 per aquest apartat, és el que marca quina proporció del temps, aquest coeficient val 0 o 1. Es denominarà u_2 i valdrà 0 quan el transistor estigui en conducció i valdrà 1 quan estigui en tall.

$$v_{con2} = u_2 V_{bus} \quad (4.3)$$

Aplicant això i reorganitzant l'equació, quedarà el següent:

$$L_{SC} \frac{di_{SC}}{dt} = v_{SC} - u_2 V_{bus} + R_{SC}i_{SC} \quad (4.4)$$

L'objectiu és analitzar el corrent del supercondensadors i_{SC} .

- Suposant que la resistència paràsita de la bobina és molt petita i que V_{bus} és més gran que la tensió v_{SC} , si u_2 és sempre igual a 1, la derivada del corrent és negativa fent que aquest arribi a valors negatius. En aquest cas, el corrent carregaria el supercondensadors. En aquesta configuració, el corrent arriba al valor mínim.
- Si per l'altre costat, u_2 és sempre igual a 0, es té que la derivada del corrent és positiu fent que creixi indefinidament fins arribar a l'energia màxima de la bobina. Aquesta és la configuració en què el corrent arriba al valor màxim. El corrent en aquest cas va a parar al bus, ja sigui per subministrar potència a la càrrega o per gestionar l'energia del sistema correctament.
- Quan u_2 és polsant, es pot obtenir un valor entre el màxim i el mínim dels dos punts anteriors. L'objectiu serà tancar el llaç de control i que, establint un corrent de consigna, el sistema l'assoleixi.

Per veure amb claredat el comportament dels corrents i de les tensions a estudiar, es realitza la simulació en MATLAB.

4.1.2. Simulació del circuit

Un cop integrat el circuit al MATLAB, té el següent aspecte:

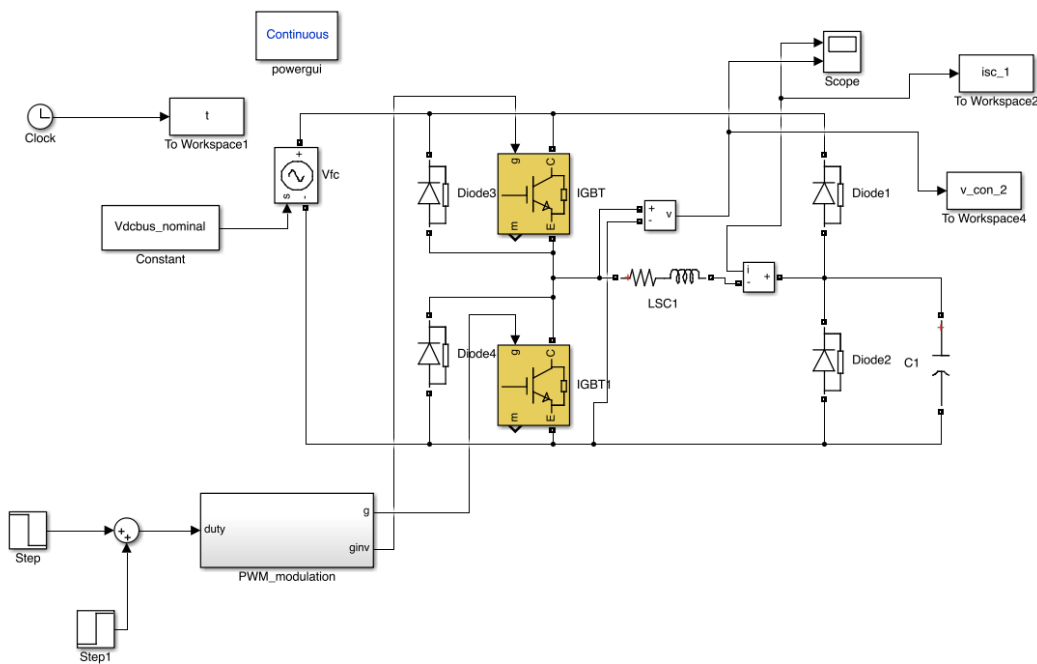


Figura 32. Circuit del convertidor SC introduït al MATLAB

Els valors numèrics utilitzats són els corresponents al circuit físic del laboratori que seran sempre els mateixos en tot el projecte.

Bobina	$L_{SC} = 34,3 \mu\text{H}$
	$R_{SC} = 0,0426 \Omega$
Supercondensadors	$C_{SC} = 165 \text{ F}$

Per aquesta simulació s'ha utilitzat una $V_{bus} = 80 \text{ V}$ i una v_{SC} (inicial) = 35 V.

La modulació PWM és la mateixa que l'anterior amb l'únic detall que ara es generen dos senyals PWM, una complementària a l'altra. Una actuarà sobre un transistor, i la complementària sobre l'altra. Llavors, els transistors mai estaran els dos en tall o els dos en conducció. Recordar que D_2 està definit pel transistor inferior.

La simulació s'ha dividit en tres parts on el paràmetre de control canvia. Al primer terç de la simulació, $u_2 = 1$ sempre ($D_2 = 0$); al segon terç, $u_2 = 0$ sempre ($D_2 = 1$); i, a l'últim terç, el 40% del cicle $u_2 = 1$ i el 60% del cicle $u_2 = 0$ ($D_2 = 0,6$). El resultat és el següent:

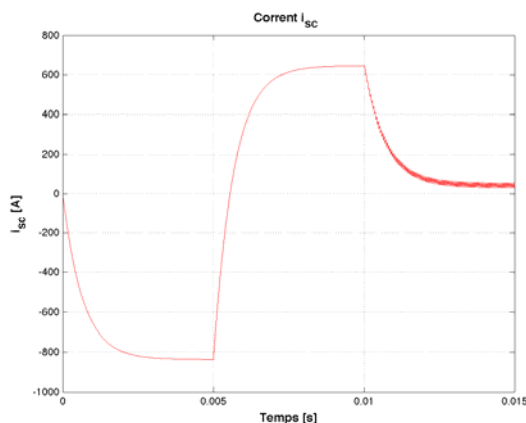


Figura 33. Corrent i_{sc} – Simulació en llaç obert

Tal i com s'ha analitzat abans, a la primera part de la simulació s'agafa la configuració del circuit en què el corrent és mínim, aproximadament -825 A. La segona part de la simulació és completament contrària, la derivada del corrent i_{sc} és sempre positiva, arribant a aproximadament 650 A. A la tercera part de la simulació el corrent es queda oscil·lant al

voltant dels 50 A. A més, en aquesta tercera part de la simulació, es pot veure que l'arriestat és força considerable. La tensió de control v_{con2} es pot veure a continuació.

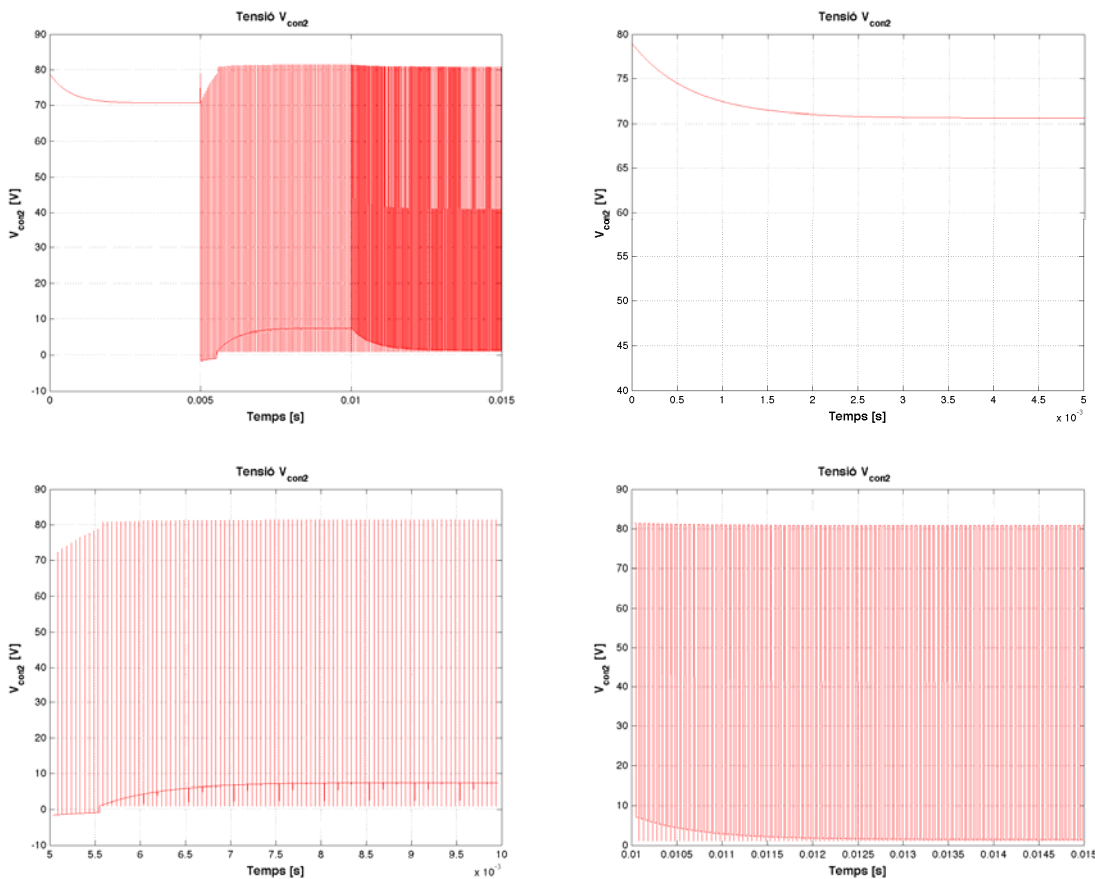


Figura 34. Tensió v_{con2} – Simulació en llaç obert

El gràfic de la part superior esquerra representa la tensió de control v_{con2} a tot el cicle. Com la informació està molt comprimida, es separa en tres gràfics, un per cada terç de la simulació. Tal i com era d'esperar, aquests són els resultats:

- Es pot veure a la primera part de la simulació ($D_2 = 0$), que la tensió de control es troba en tot moment en un valor de tensió alt.
- A la segona part de la simulació ($D_2 = 1$), la tensió de control es troba en un valor de tensió baix quasi tot el temps (hi ha instants de temps molt petits que el transistor es posa en conducció degut a l'efecte de la modulació). Per veure bé aquest efecte, es fa zoom sobre una part de la simulació.

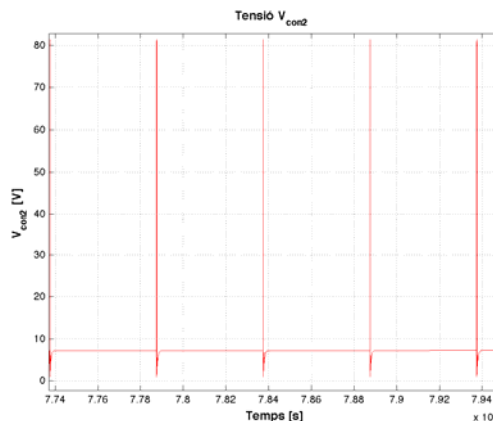


Figura 35. Tensió v_{con2} durant una part de la simulació ($D_2 = 1$).

- A la tercera part de la simulació ($D_2 = 0,6$), el 40% del cicle de commutació, la tensió de control es troba en un valor de tensió alt, i a l'altre 60% es troba en un nivell baix. Fent zoom igual que abans,

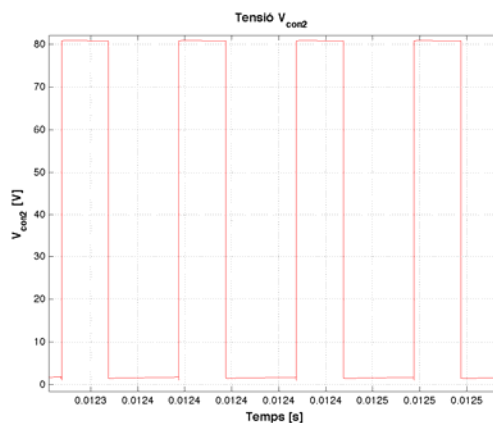


Figura 36. Tensió v_{con2} durant una part de la simulació ($D_1 = 0,6$).

4.2. Simulació del model promitjat

Un cop simulat el circuit, es passa a promitjar els paràmetres i ajustar una funció de transferència. Partint de les equacions de l'apartat anterior,

$$v_{con2} = u_2 V_{bus} \quad (4.5)$$

$$\bar{v}_{con2} = (1 - D_2) V_{bus} \quad (4.6)$$

$$\begin{cases} \bar{v}_{con2} = v_{LSC} + v_{SC} \\ v_{SC} = \frac{-1}{C_{SC}} \int i_{SC} dt \end{cases} \quad (4.7)$$

$$\begin{cases} \bar{v}_{con2} = -R_{SC}i_{SC} - L_{SC} \frac{di_{SC}}{dt} + v_{SC} \\ v_{SC} = \frac{-1}{C_{SC}} \int i_{SC} dt \end{cases} \quad (4.8)$$

Aplicant la transformada de Laplace ambdues equacions,

$$\begin{cases} \bar{V}_{con2} = -R_{SC}I_{SC} - L_{SC}I_{SC}s + V_{SC} \\ V_{SC} = \frac{-1}{C_{SC}s} I_{SC} \end{cases} \quad (4.9)$$

Introduint la segona equació dins de la primera i manipulant algebraicament,

$$\bar{V}_{con2} = -R_{SC}I_{SC} - L_{SC}I_{SC}s - \frac{1}{C_{SC}s} I_{SC} \quad (4.10)$$

$$\frac{I_{SC}(s)}{\bar{V}_{con2}(s)} = \frac{-C_{SC}s}{L_{SC}C_{SC}s^2 + R_{SC}C_{SC}s + 1} \quad (4.11)$$

S'arriba a una funció de transferència que relaciona el corrent a controlar i l'acció de control v_{con2} . El problema és que la funció té un derivador i el guany en contínua sempre seria igual a zero. A més, que el controlador tingués un integrador no seria suficient per què el corrent arribés a la corrent de consigna.

Llavors, sense tenir en compte l'equació dels supercondensadors,

$$\bar{V}_{con2} = -R_{SC}I_{SC} - L_{SC}I_{SC}s + V_{SC} \quad (4.12)$$

$$I_{SC}(s) = \frac{V_{SC}(s) - \bar{V}_{con2}(s)}{R_{SC} + L_{SC}s} \quad (4.13)$$

Si es fa un canvi de variable com s'ha fet pel convertidor anterior, s'arriba a la funció de transferència a estudiar.

$$V_{m2}(s) = V_{SC}(s) - \bar{V}_{con2}(s) \quad (4.14)$$

$$G_{p2}(s) = \frac{I_{sc}(s)}{V_{m2}(s)} = \frac{1}{R_{SC} + L_{SC} s} \quad (4.15)$$

Un cop modelitzada la funció de transferència, es passa a estudiar-la amb detall. Es tracta de primer ordre amb els següents paràmetres:

$$\left\{ \begin{array}{l} \tau = \frac{L_{SC}}{R_{SC}} = 0,81 \text{ ms} \\ k = \frac{1}{R_{SC}} = 23,5 \\ p_1 = -\frac{R_{SC}}{L_{SC}} = -1242 \text{ (pol)} \end{array} \right. \quad (4.16)$$

Aplicant un graó per analitzar la resposta indicial, s'obté el següent:

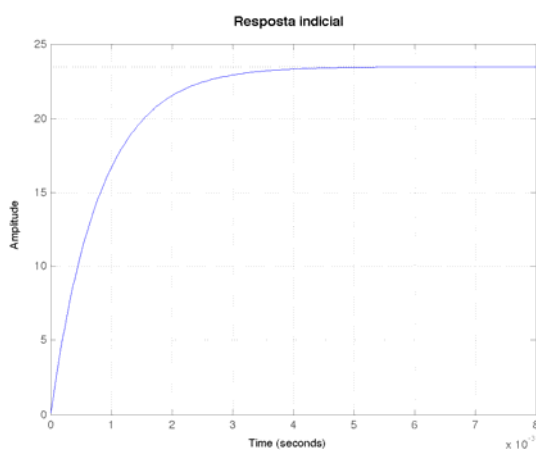


Figura 37. Resposta indicial de G_{p2}

Que és clarament la resposta a un sistema de primer ordre amb els paràmetres indicats. Es veu una similitud clara amb els resultats de la simulació commutada (Figura 33). Per aprofundir més, s'estudia la resposta freqüencial. Si es dibuixa el diagrama de Bode,

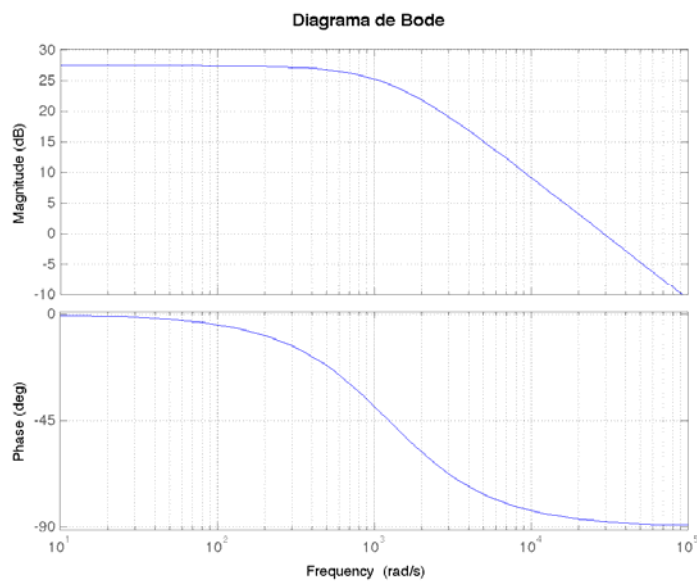


Figura 38. Diagrama de Bode de G_{p2}

El sistema té el comportament d'un filtre passa baixos. Es pot veure com el guany es comença a reduir a partir d'una freqüència aproximada de 1 kHz. Per saber si tancant un llaç de control (realimentació unitària), el sistema seria estable, es dibuixa el diagrama de Nyquist.

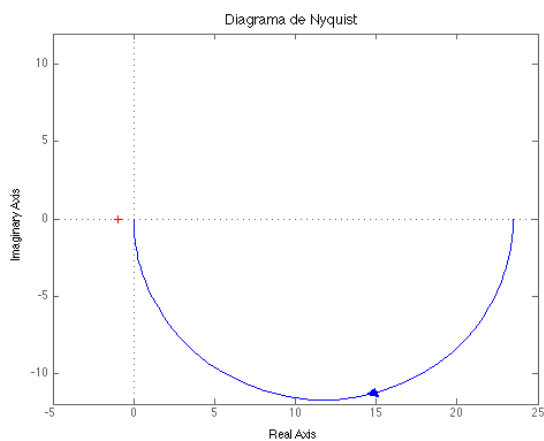


Figura 39. Diagrama de Nyquist de de G_{p2}

Com que en llaç obert no hi ha pols amb part real positiva i el diagrama de Nyquist no dona cap volta al voltant del -1, el sistema seria estable en llaç tancat.

4.3. Disseny del controlador

Ara es passarà a dissenyar el controlador. L'estructura de control serà la mateixa que l'apartat anterior. Implementant un PI i mitjançant assignació de pols, s'obtenen els valors següents.

$$G_{c2}(z) = K_{p2} + K_{i2} \frac{T_s \cdot z}{z - 1} \quad (4.17)$$

$$\begin{cases} K_{p2} = 0,1151 \\ K_{i2} = 75 \\ T_s = 50 \mu s \end{cases} \quad (4.18)$$

Recordar que la funció de transferència obtinguda ha estat la següent:

$$G_{p2}(s) = \frac{1}{R_{sc} + L_{sc} s} \quad (4.19)$$

Es discretitza la planta utilitzant un MOZ (Mantenidor Ordre Zero) i un període de mostratge de 50 μ s,

$$G_{p2}(z) = Z\left\{\frac{1}{R_{sc} + L_{sc} s} \cdot \frac{1 - e^{-T_s s}}{s}\right\} \quad (4.20)$$

$$G_{p2}(z) = \frac{1,413}{z - 0,9398} \quad (4.21)$$

El diagrama de blocs pertinent un cop s'ha passat al model de temps discret, que és el següent:

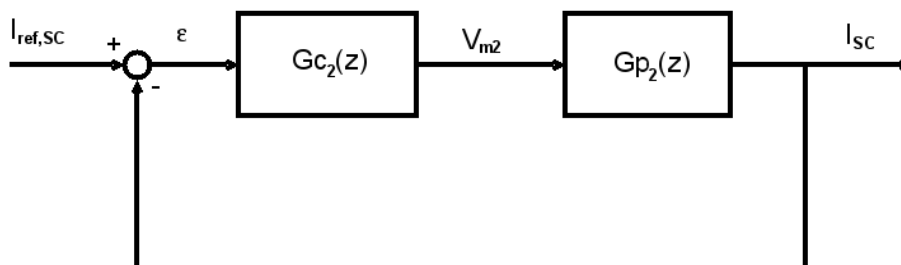


Figura 40. Convertidor SC en laç tancat

Es procedirà a estudiar la resposta freqüencial del sistema en llaç obert per tenir una idea de l'estabilitat en llaç tancat. Realitzant el diagrama de Bode i el diagrama de Nyquist de GH:

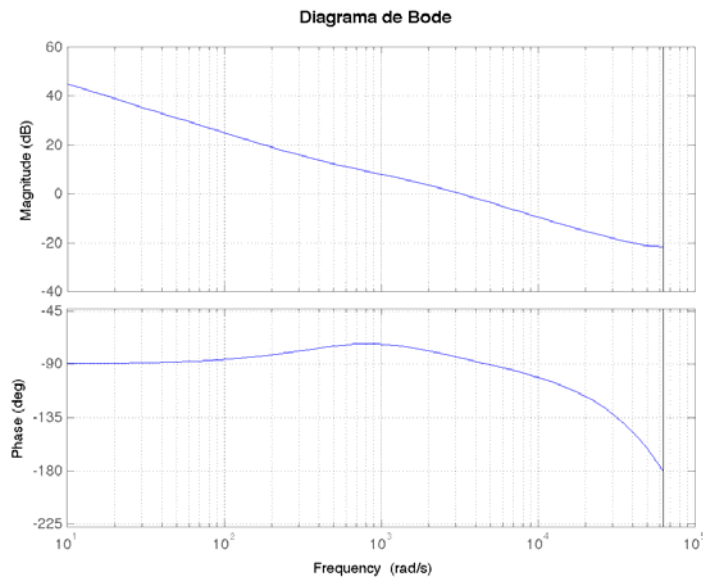


Figura 41. Diagrama de Bode de $G_{c2}G_{p2}$

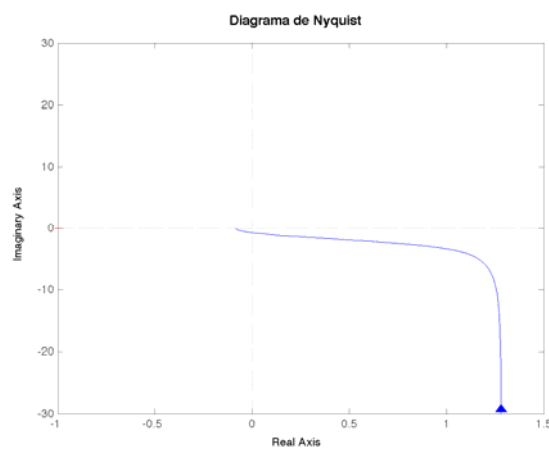


Figura 42. Diagrama de Nyquist de $G_{c2}G_{p2}$

Donat que la planta és estable i que el diagrama de Nyquist no realitza cap semivolta al voltant del -1, tots els pols de llaç tancat són estables. Simplificant ara el sistema de blocs, s'obté la següent funció de transferència (versió factoritzada) amb la seva resposta indicial:

$$\frac{I_{SC}(z)}{I_{ref,SC}(z)} = \frac{0,072 (z - 0,9685)}{(z - 0,9797)(z - 0,8882)} \tag{4.22}$$

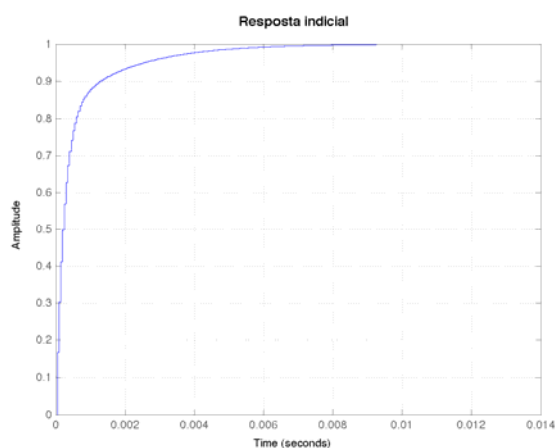


Figura 43. Resposta indicial de T_2

Finalment, per conèixer la resposta freqüencial del conjunt, es representa el diagrama de Bode:

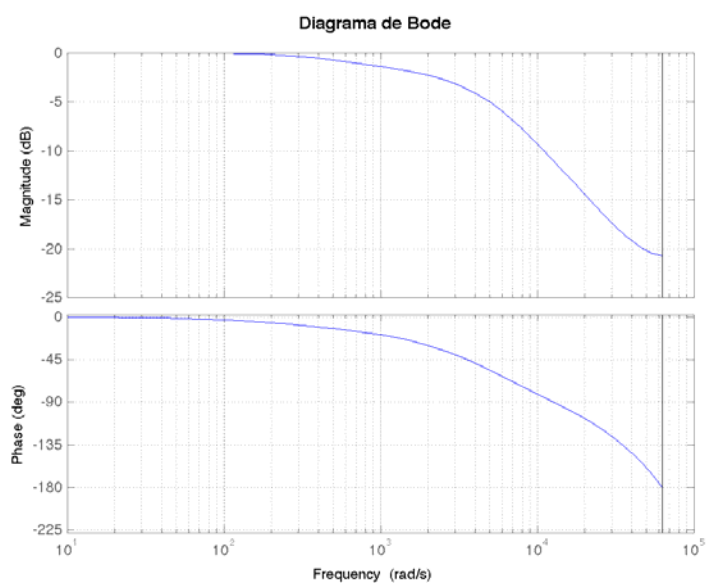


Figura 44. Diagrama de Bode de T_2

Es pot veure que, per freqüències baixes, el guany és unitari i després es veu reduït a partir de freqüència 100 Hz.

Ara igual que abans, abans de simular, es desfà el canvi de variable i el diagrama de blocs queda de la següent manera:

$$\bar{V}_{con2} = V_{SC} - V_{m2}$$

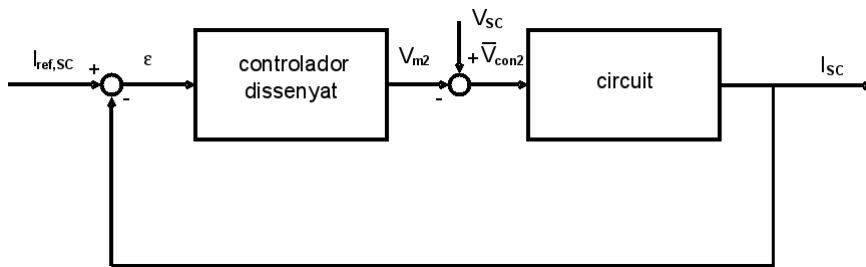


Figura 45. Estructura final del convertidor SC en llaç tancat

4.4. Validació del disseny del controlador en el model promitjat

L'objectiu d'aquest apartat és modelar el controlador calculat a l'apartat anterior amb el MATLAB. El diagrama a implementar és el de la Figura 45 que, un cop integrat, queda de la següent manera. (l'enquadrat en blau representa el circuit / planta i l'enquadrat en taronja representa en controlador).

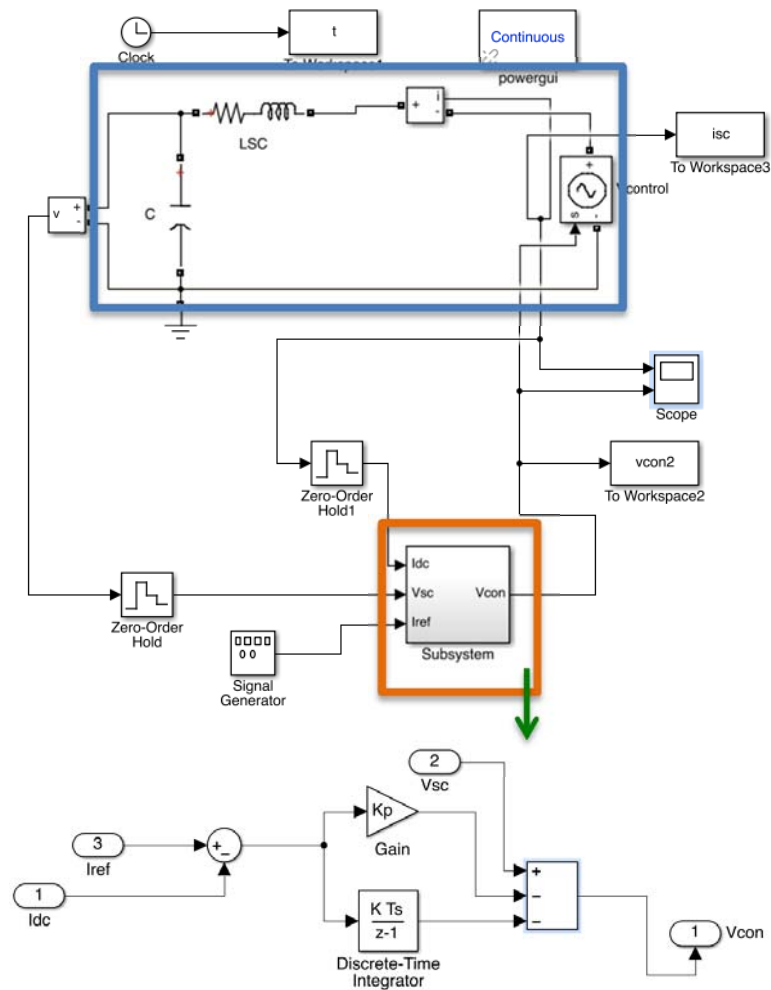


Figura 46. Implementació del controlador del convertidor SC (promitjat) al MATLAB

La intensitat de referència és de 20 A amb el signe canviant a cada quart de simulació. La tensió inicial dels supercondensadors i la tensió de bus segueixen sent 35 V i 80 V respectivament i el temps de simulació en aquest cas és de 0,1 s.

Representats el valors de i_{SC} i superposant-los a la resposta indicial de la funció de transferència calculada a graons de ± 20 A (graó relatiu de 40 A), s'obté el següent:

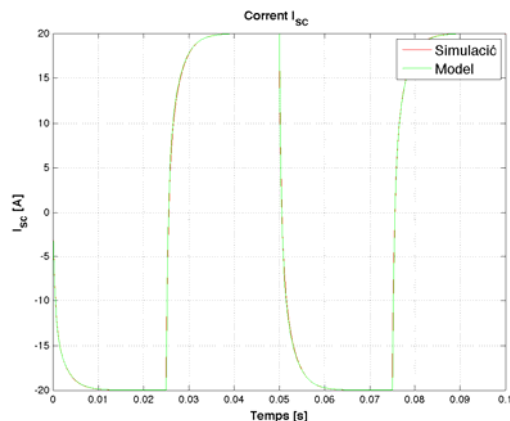


Figura 47. Corrent i_{sc} – Simulació en llaç tancat (promitjat)

Encaixen a la perfecció. Per tant es pot dir que també és un bon model de controlador. La tensió de control v_{con2} és la següent,

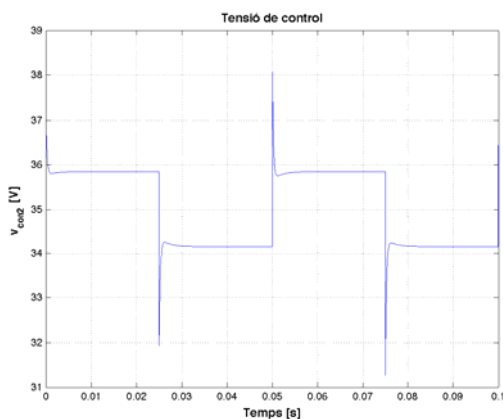


Figura 48. Tensió v_{con2} – Simulació en llaç tancat (promitjat)

4.5. Validació del disseny del controlador en el model commutat

Ara, agafant l'acció de control i modificant-la per obtenir una acció de control adequada en termes de Duty Cycle per la modulació PWM.

$$D_2 = 1 - \frac{\bar{v}_{con2}}{V_{bus}} \tag{4.23}$$

Realitzant aquesta operació en els circuits de la simulació, queda el següent:

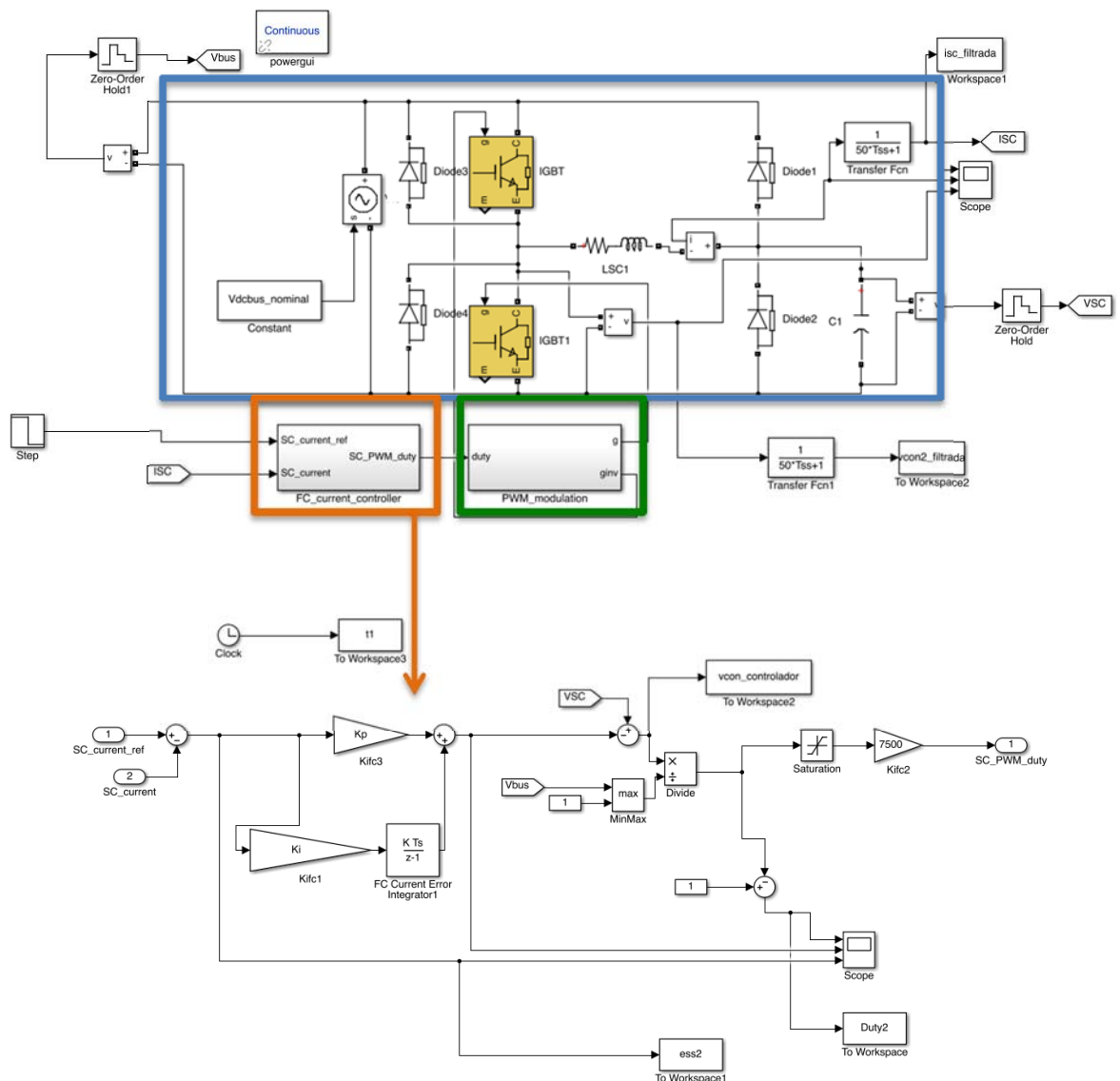


Figura 49. Implementació del controlador del convertidor SC (commutat) en MATLAB

L'enquadrat en blau representa el circuit, l'enquadrat en taronja representa el controlador i, l'enquadrat en verd, la modulació PWM. Tal i com abans, s'han integrat els filtres passa-baixos. Les tensions de bus i de supercondensadors inicial són iguals que a les simulacions anteriors.

Establint una consigna de 20 A durant 0,02 s i -20 A durant altres 0,02 s (0,04 s en total), s'obté el següent:

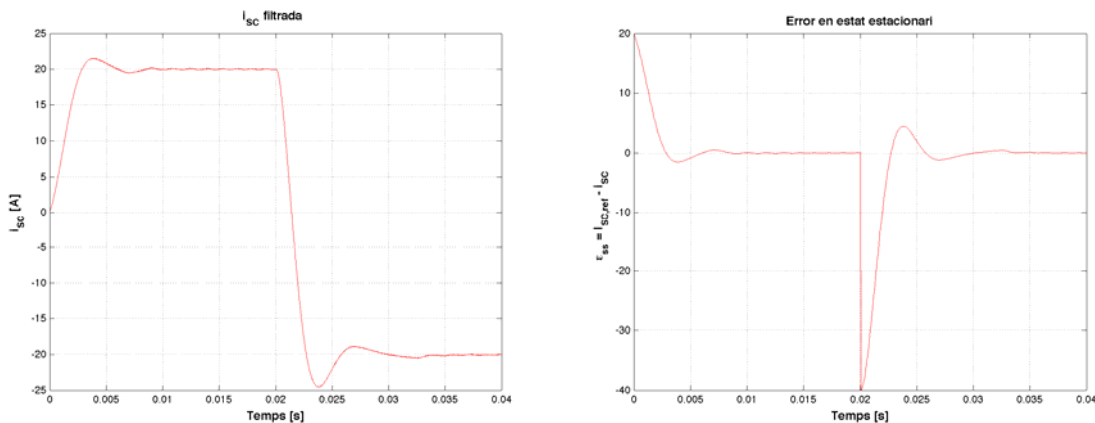


Figura 50. Corrent i_{sc} i error en estat estacionari – Simulació en llaç tancat (commutat)

Es pot contemplar com el sistema arriba correctament a consigna amb un petit arissat. Extraient el Duty Cycle i la tensió de control a la qual arriba el sistema (que són proporcionals):

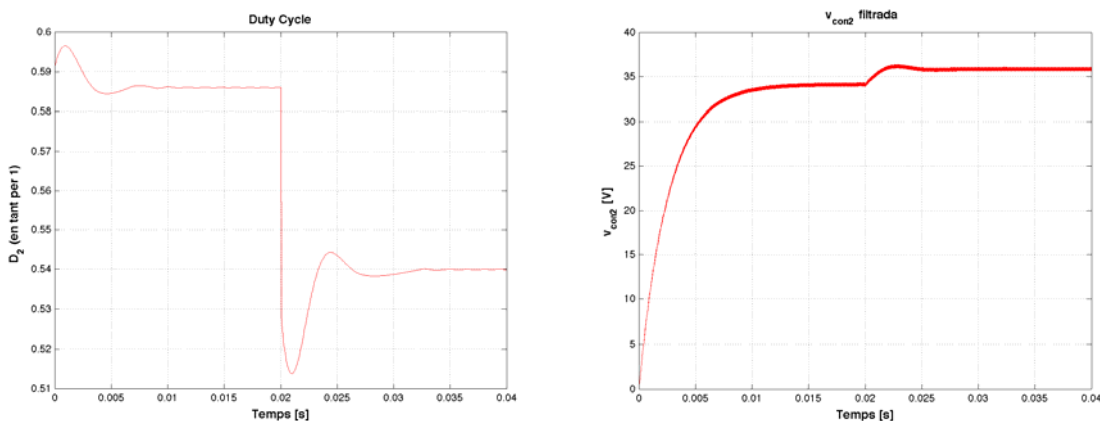


Figura 51. Duty Cycle i Tensió v_{con2} – Simulació en llaç tancat (commutat)

Obtenint també la representació del corrent i_{sc} sense filtrar i ampliant per veure l'arissat que provoca la commutació, s'observa el següent:

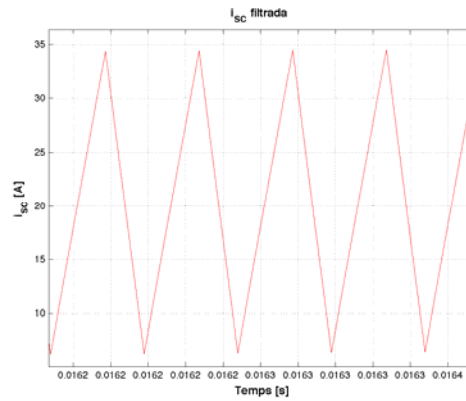


Figura 52. Corrent i_{sc} sense filtrar

L'arissat que es genera a causa de la commutació és de l'ordre de 30 A (valor mig 20 A). És un arissat massa gran que no es pot controlar ja que ve definit pels paràmetres del circuit.

Amb això es pot concloure que aquest controlador també es adequat i es passa a l'acoblament dels dos convertidors.

5. CIRCUIT COMPLET

5.1. Acoblament dels convertidors

Un cop descrits els dos convertidors pel convertidor de la pila de combustible (FC) i pel convertidor dels supercondensadors (SC), es passa a estudiar el circuit complet. Donat que l'objectiu és mantenir la tensió de bus constant, en apartats anteriors s'ha considerat la tensió de bus com una font de tensió constant. El principal objectiu d'aquest apartat és substituir la font de tensió constant per un condensador ($C_{bus} = 2,72 \text{ mF}$) i veure com afecten els corrents de la pila i dels supercondensadors a la variació de la tensió de bus. Llavors es dissenya un controlador per mantenir la tensió de bus constant. Es presenta la representació del circuit i les equacions que el governen.

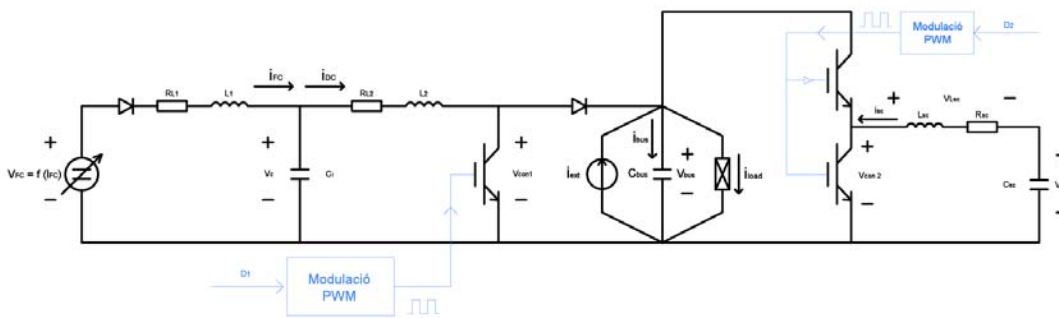


Figura 53. Circuit complet

$$\left\{ \begin{array}{l} C \frac{dv_C}{dt} + i_{DC} = i_{FC} \\ v_{FC} - v_C = R_1 i_{FC} + L_1 \frac{di_{FC}}{dt} \\ v_C = R_2 i_{DC} + L_2 \frac{di_{DC}}{dt} + v_{con1} \\ v_{con2} = -R_{SC} i_{SC} - L_{SC} \frac{di_{SC}}{dt} + v_{SC} \\ i_{SC} = -C_{SC} \frac{dv_{SC}}{dt} \\ i_{bus} = C_{bus} \frac{dv_{bus}}{dt} = i_{DC}(1 - D_1) + i_{SC}(1 - D_2) + i_{ext} - i_{load} \end{array} \right. \quad (5.1)$$

Recordant que $(1-D_1) = v_{con1}/v_{bus}$ i que $(1-D_2) = v_{con2}/v_{bus}$, i fent $(i_{load} - i_{ext}) = \Delta i_{load}$,

$$\left\{ \begin{array}{l} C \frac{dv_C}{dt} + i_{DC} = i_{FC} \\ v_{FC} - v_C = R_1 i_{FC} + L_1 \frac{di_{FC}}{dt} \\ v_C = R_2 i_{DC} + L_2 \frac{di_{DC}}{dt} + v_{con1} \\ v_{con2} = -R_{SC} i_{SC} - L_{SC} \frac{di_{SC}}{dt} + v_{SC} \\ i_{SC} = -C_{SC} \frac{dv_{SC}}{dt} \\ C_{bus} \frac{dv_{bus}}{dt} = i_{DC} \frac{v_{con1}}{v_{bus}} + i_{SC} \frac{v_{con2}}{v_{bus}} - \Delta i_{load} \end{array} \right. \quad (5.2)$$

La última equació introdueix un acoblament no lineal entre les variables d'ambdós convertidors. El primer pas serà linealitzar el sistema d'equacions per poder treballar amb un model lineal al voltant dels seus punts d'equilibri [4]. L'objectiu serà obtenir un sistema de l'estil $\dot{X} = f(X, U)$. Els estats i les entrades del sistema són els següents:

$$x = \begin{pmatrix} i_{DC} \\ i_{FC} \\ v_C \\ i_{SC} \\ v_{SC} \\ v_{bus} \end{pmatrix}, \quad u = \begin{pmatrix} v_{con1} \\ v_{con2} \\ \Delta i_{load} \\ v_{FC} \end{pmatrix} \quad (5.3)$$

Sent x^* i u^* els valors en el qual el sistema està en equilibri i aplicant sèries de Taylor als increments de les variables respecte dels seus punts d'equilibri,

$$f(X, U) \approx f(x^*, u^*) + \frac{\partial f}{\partial x} \Big|_{x=x^*, u=u^*} (x - x^*) + \frac{\partial f}{\partial u} \Big|_{x=x^*, u=u^*} (u - u^*) + O_2(x, u) \quad (5.4)$$

i en el punt d'equilibri,

$$f(x^*, u^*) = 0 \quad (5.5)$$

Donat que $X = x - x^*$ i $U = u - u^*$,

$$\dot{X} = \dot{x} - \dot{x}^* = \frac{\partial f}{\partial x} \Big|_{x=x^*, u=u^*} X + \frac{\partial f}{\partial u} \Big|_{x=x^*, u=u^*} U \quad (5.6)$$

$$A^* = \frac{\partial f}{\partial x} \Big|_{x=x^*, u=u^*}, \quad B^* = \frac{\partial f}{\partial u} \Big|_{x=x^*, u=u^*} \quad (5.7)$$

$$\dot{X} = A^* X + B^* U \quad (5.8)$$

Primer es calculen els punts d'equilibri. Agafant les equacions del circuit i fent que les derivades de totes les variables siguin nul·les, queda el següent sistema d'equacions:

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{DC} = i_{FC} \\ v_{FC} - v_C = R_1 i_{FC} \\ v_C = R_2 i_{DC} + v_{con1} \\ v_{con2} = -R_{SC} i_{SC} + v_{SC} \\ i_{SC} = 0 \\ i_{DC} \frac{v_{con1}}{v_{bus}} + i_{SC} \frac{v_{con2}}{v_{bus}} - \Delta i_{load} = 0 \end{array} \right. \quad (5.9)$$

Donat que l'equació dels supercondensadors dóna que el corrent d'equilibri d'aquest és nul ($i_{sc}^* = 0$),

$$\left\{ \begin{array}{l} i_{DC} = i_{FC} \\ v_{FC} - v_C = R_1 i_{FC} \\ v_C = R_2 i_{DC} + v_{con1} \\ v_{con2} = v_{SC} \\ i_{DC} \frac{v_{con1}}{v_{bus}} - \Delta i_{load} = 0 \end{array} \right. \quad (5.10)$$

S'obtenen 9 variables a definir i 5 equacions. Fixant quatre graus de llibertat (v_{FC}^* , v_{SC}^* , v_{bus}^* i i_{load}^*), es calculen els altres punts d'equilibri.

$$\left\{ \begin{array}{l} v_{con1}^* = \frac{I_{load}^*}{I_{DC}^*} v_{bus}^* \\ v_{con2}^* = v_{SC}^* \\ I_{FC}^* = I_{DC}^* = \frac{v_{FC}^* - \sqrt{v_{FC}^{*2} - 4(R_1 + R_2)I_{load}^* v_{bus}^*}}{2(R_1 + R_2)} \\ v_C^* = v_{FC}^* - R_1 I_{DC}^* = R_2 I_{DC}^* + v_{con1}^* \end{array} \right. \quad (5.11)$$

Un cop determinats els punts d'equilibri, es calculen les matrius de la representació d'estats del sistema linealitzat.

$$A^* = \frac{\partial f}{\partial x} \Big|_{\substack{x=x^* \\ u=u^*}} = \begin{pmatrix} -\frac{R_2}{L_2} & 0 & \frac{1}{L_2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_1}{L_1} & -\frac{1}{L_1} & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{C_1} & \frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{R_{sc}}{L_{sc}} & -\frac{1}{L_{sc}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{1}{C_{sc}} & 0 & 0 \\ \frac{V_{con1}^*}{V_{bus}^* C_{bus}} & 0 & 0 & \frac{V_{con2}^*}{V_{bus}^* C_{bus}} & 0 & \frac{-V_{con1}^* I_{DC}}{V_{bus}^{*2} C_{bus}} \end{pmatrix} \quad (5.12)$$

$$B^* = \frac{\partial f}{\partial u} \Big|_{\substack{x=x^* \\ u=u^*}} = \begin{pmatrix} -\frac{1}{L_2} & 0 & 0 & \frac{1}{L_1} \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_{sc}} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{I_{DC}^*}{V_{bus}^* C_{bus}} & 0 & -\frac{1}{C_{bus}} & 0 \end{pmatrix} \quad (5.13)$$

Aquestes matrius són les matrius de la representació d'estats del sistema en llaç obert. El següent pas és introduir els controladors en aquesta realimentació d'estat.

5.2. Implementació dels controladors del convertidors FC i SC

Recordar que en els dos apartats anteriors es van estudiar dos PI's pels controladors dels corrents i_{DC} i i_{sc} . En aquest apartat, s'estudiaran els controladors com si fossin de temps continu per poder fer-ho amb representació d'estats. Serà a la simulació quan els controladors es passin a temps discret tal com s'ha fet en els apartats anteriors.

5.2.1. Controlador del convertidor FC

A l'apartat 2 s'ha estudiat aquest controlador i el sistema en llaç tancat mitjançant la resposta temporal i freqüencial. La funció de transferència del circuit en llaç obert del convertidor FC era la següent:

$$I_{DC}(s) = \frac{V_{FC}(s) - (cL_1s^2 + cR_{L1}s + 1)V_{con1}(s)}{L_1L_2cS^3 + c(L_1R_{L2} + L_2R_{L1})s^2 + (cR_{L1}R_{L2} + L_1 + L_2)s + (R_{L1} + R_{L2})}$$

(5.14)

Com el control només es fa amb la tensió de control, es va realitzar un canvi de variable assumint la tensió de la pila constant. Ara es fa el mateix però en la simulació del sistema complet, s'introdueix la corba de polarització de la pila de combustible descrita al primer apartat.

Un cop fet el canvi de variable, es passava a estudiar la següent funció de transferència:

$$G_{p1}(s) = \frac{I_{DC}(s)}{V_{m1}(s)} = \frac{(cL_1s^2 + cR_{L1}s + 1)}{L_1L_2cs^3 + c(L_1R_{L2} + L_2R_{L1})s^2 + (cR_{L1}R_{L2} + L_1 + L_2)s + (R_{L1} + R_{L2})}$$

(5.15)

El controlador a implementar és el PI amb els valors calculats als apartats anteriors, a la figura següent es pot veure el diagrama de blocs de l'estructura del controlador amb les posteriors equacions a introduir a la representació d'estats.

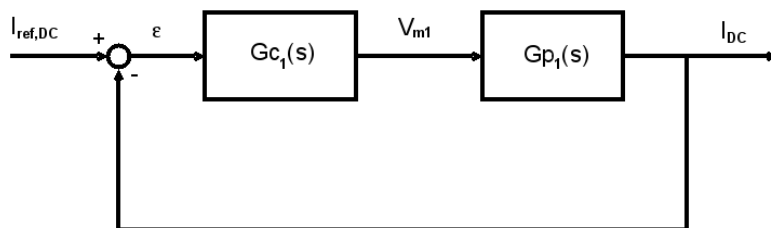


Figura 54. Controlador del convertidor FC per la representació d'estats

$$G_{p1} \left\{ \begin{aligned} \begin{pmatrix} \dot{i}_{DC} \\ \dot{i}_{FC} \\ \dot{v}_C \end{pmatrix} &= \begin{pmatrix} -\frac{R_2}{L_2} & 0 & \frac{1}{L_2} \\ 0 & -\frac{R_1}{L_1} & -\frac{1}{L_1} \\ -\frac{1}{C_1} & \frac{1}{C_1} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{DC} \\ i_{FC} \\ v_C \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} \frac{1}{L_2} \\ 0 \\ 0 \end{pmatrix} v_{m1} \\ i_{dc} &= (1 \quad 0 \quad 0) \begin{pmatrix} i_{DC} \\ i_{FC} \\ v_C \end{pmatrix} \end{aligned} \right. \tag{5.16}$$

$$G_{c1} \left\{ \begin{aligned} \dot{x}_{PI1} &= k_{i1} u_{PI1} \\ y_{PI1} &= x_{PI1} + k_{p1} u_{PI1} \end{aligned} \right. \tag{5.17}$$

La consigna de la $I_{DC,ref}$ vindrà donada pel corrent que demani la càrrega que està connectada al bus (Δi_{load}). Per tant, s'implementa una relació entre aquestes dues variables.

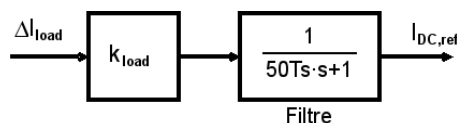


Figura 55. Assignació del corrent de càrrega a la referència del corrent i_{DC}

El guany k_{load} estarà definit pel punt d'equilibri trobat a l'equació 5.11. El filtre passa-baixos que s'afegeix fa que la pila de combustible s'encarregui de subministrar el corrent necessari a la càrrega a components freqüencials baixos. No és adient fer treballar la pila a altes freqüències i, per tant, els components freqüencials alts de corrent seran subministrats pels supercondensadors. Amb això,

$$\Delta i_{load} \cdot k_{load} \cdot \frac{1}{50T_s \cdot s + 1} = I_{DC,ref} \quad (5.18)$$

$$\Delta i_{load} \cdot k_{load} = I_{DC,ref} (50T_s \cdot s + 1) \quad (5.19)$$

$$I_{DC,ref} = \frac{k_{load} \cdot \Delta i_{load}}{50T_s} - \frac{I_{DC,ref}}{50T_s} \quad (5.20)$$

S'ha de tenir en compte que això funciona per quan $\Delta i_{load} > 0$ ja que cas contrari, el corrent no pot tornar a la pila, sinó que aniria als supercondensadors.

5.2.2. Controlador del convertidor SC

A l'apartat 3 s'ha estudiat aquest controlador i el sistema en llaç tancat mitjançant la resposta temporal i freqüencial. La funció de transferència del circuit en llaç obert del convertidor SC era la següent:

$$I_{SC}(s) = \frac{V_{con2}(s) - V_{SC}(s)}{R_{SC} + L_{SC} s} \quad (5.21)$$

Igual que a la funció de transferència del convertidor FC també es va realitzar un canvi de variable que permetia estudiar la següent funció:

$$G_{p2}(s) = \frac{I_{sc}(s)}{V_{m2}(s)} = \frac{1}{R_{sc} + L_{sc} s} \quad (5.22)$$

Dibuixant el diagrama de blocs corresponent al llaç de control del convertidor SC i deduint les equacions a introduir a la representació d'estats,

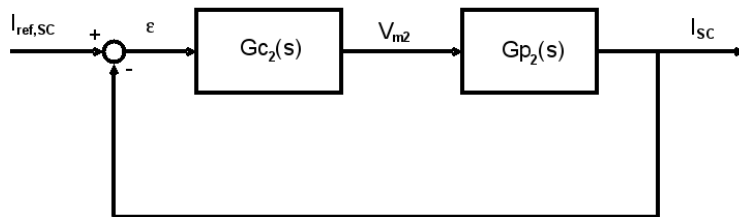


Figura 56. Controlador del convertidor SC per la representació d'estats

$$\dot{i}_{sc} = -\frac{R_{sc}}{L_{sc}} i_{sc} + \frac{1}{L_{sc}} v_{m2} \quad (5.23)$$

$$G_{c2} \begin{cases} \dot{x}_{PI2} = k_{i2} u_{PI2} \\ y_{PI2} = x_{PI2} + k_{p2} u_{PI2} \end{cases} \quad (5.24)$$

Un cop implementats els dos controladors, la representació d'estat queda de la següent manera:

$$\begin{pmatrix} \dot{i}_{DC} \\ \dot{i}_{FC} \\ \dot{v}_c \\ \dot{i}_{SC} \\ \dot{v}_{bus} \\ \dot{v}_{m1} \\ \dot{v}_{m2} \\ i_{DC,ref} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R_2}{L_2} & 0 & \frac{1}{L_2} & 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_1}{L_1} & -\frac{1}{L_1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{C_1} & \frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{R_{SC}}{L_{SC}} & 0 & 0 & \frac{1}{L_{SC}} & 0 \\ \frac{v_{con1}^*}{v_{bus}^* C_{bus}} & 0 & 0 & \frac{v_{con2}^*}{v_{bus}^* C_{bus}} & \frac{-v_{con1}^* I_{DC}}{v_{bus}^* C_{bus}} & \frac{I_{DC}}{v_{bus}^* C_{bus}} & 0 & 0 \\ \frac{R_2 K_{p1}}{L_2} - K_{i1} & 0 & \frac{-K_{p1}}{L_2} & 0 & 0 & \frac{-K_{p1}}{L_2} & 0 & K_{i1} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{K_{p2} R_{SC}}{L_{SC}} - K_{i2} & 0 & 0 & \frac{-K_{p2}}{L_{SC}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{50T_s} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{DC} \\ i_{FC} \\ v_c \\ i_{SC} \\ v_{bus} \\ v_{m1} \\ v_{m2} \\ i_{DC,ref} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ -\frac{1}{C_{bus}} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & k_{i2} \\ \frac{k_{load}}{50T_s} & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta i_{load} \\ i_{SC,ref} \end{pmatrix} \quad (5.25)$$

5.3. Disseny i implementació del controlador de bus

El funcionament desitjat del circuit és el següent. Connectada una càrrega al bus i donada una demanda de la mateixa, la pila serà la que subministri aquest corrent (amb baix contingut freqüencial). Donat a les variacions de les variables i als arrissats del sistema, la tensió de bus no es mantindrà constant en un punt. Per això s'utilitzen els supercondensadors, com a subministradors del corrent necessari per mantenir la tensió de bus constant. Si la càrrega aporta energia al sistema, la pila no aportarà corrent al bus, sinó que el corrent de la càrrega serà entregat als supercondensadors.

S'implementa llavors un controlador amb la tensió de bus com a variable controlada i el corrent dels supercondensadors de referència com acció de control. Això farà que aquest controlador estableixi una consigna sobre I_{SC} que el sistema haurà de seguir. Seguint la dinàmica de tots els controladors, s'implementa un PI per portar l'error a zero i tenir dos graus de llibertat per ajustar paràmetres del sistema.

Per dissenyar el controlador, s'ha d'obtenir la funció de transferència que relaciona la v_{bus} amb la $I_{SC,ref}$. Per fer-ho, s'agafa les matrius A i B de la representació d'estat generada

després d'implementar els controladors (Equació 5.25) i juntament amb la matriu C adient s'obté la funció.

$$\frac{V_{bus}}{I_{sc,ref}} = \frac{V_{bus}^* V_{con2}^* (k_{i2} + k_{p2} s)}{(C_{bus} V_{bus}^{*2} s + I_{DC}^* V_{con1}^*) (k_{i2} + (R_{sc} + k_{p2})s + L_{sc} s^2)} \quad (5.26)$$

Agafant la funció que relaciona les variables desitjades, tancant el llaç segons la següent esquema i per assignació de pols (criteris de resposta temporal), s'aconsegueix:

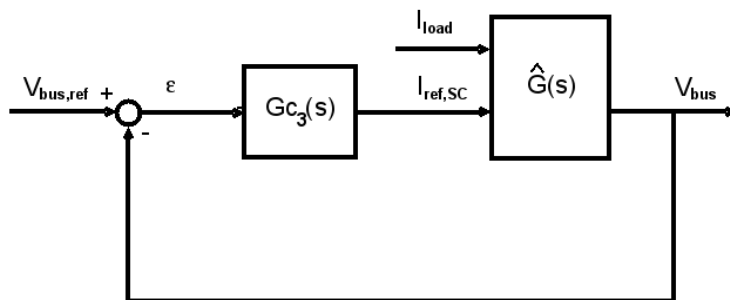


Figura 57. Controlador de bus per la representació d'estats

$$\begin{cases} k_{p3} = 1,2163 \\ k_{i3} = 36,857 \end{cases} \quad (5.27)$$

Ara l'últim pas és introduir aquest controlador a la representació d'estat i ja es tindrà tot per verificar l'estabilitat global del sistema. La representació d'estat del controlador és la següent:

$$G_{c2} \begin{cases} \dot{x}_{PI3} = k_{i3} u_{PI3} \\ y_{PI3} = x_{PI3} + k_{p3} u_{PI3} \end{cases} \quad (5.28)$$

Finalment, muntant la representació d'estats tenint en compte totes les variables i tots el controladors, s'obtenen les matrius que es presenten a continuació:

$$\begin{pmatrix} \dot{i}_{DC} \\ \dot{i}_{FC} \\ \dot{v}_c \\ \dot{i}_{SC} \\ \dot{v}_{bus} \\ \dot{v}_{m1} \\ \dot{v}_{m2} \\ \dot{i}_{DC,ref} \\ \dot{i}_{SC,ref} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -\frac{R_2}{L_2} & 0 & \frac{1}{L_2} & 0 & 0 & \frac{1}{L_2} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_1}{L_1} & -\frac{1}{L_1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ -\frac{1}{C_1} & \frac{1}{C_1} & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -\frac{R_{SC}}{L_{SC}} & 0 & 0 & \frac{1}{L_{SC}} & 0 & 0 \\ \frac{v_{con1}^*}{v_{bus}^* C_{bus}} & 0 & 0 & \frac{v_{con2}^*}{v_{bus}^* C_{bus}} & -\frac{v_{con1}^* I_{DC}}{v_{bus}^{*2} C_{bus}} & \frac{I_{DC}^*}{v_{bus}^* C_{bus}} & 0 & 0 & 0 \\ \frac{R_2 K_{p1}}{L_2} - K_{i1} & 0 & -\frac{K_{p1}}{L_2} & 0 & 0 & -\frac{K_{p1}}{L_2} & 0 & K_{i1} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & \frac{K_{p2} R_{SC}}{L_{SC}} - K_{i2} & 0 & 0 & -\frac{K_{p2}}{L_{SC}} & 0 & K_{i2} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{1}{50T_s} & 0 \\ -\frac{K_{p3} v_{con1}^*}{v_{bus}^* C_{bus}} & 0 & 0 & -\frac{K_{p3} v_{con2}^*}{v_{bus}^* C_{bus}} & -K_{i3} + \frac{K_{p3} v_{con1}^* I_{DC}}{v_{bus}^{*2} C_{bus}} & -\frac{K_{p3} I_{DC}^*}{v_{bus}^* C_{bus}} & 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{DC} \\ i_{FC} \\ v_c \\ i_{SC} \\ v_{bus} \\ v_{m1} \\ v_{m2} \\ i_{DC,ref} \\ i_{SC,ref} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ -\frac{1}{C_{bus}} & 0 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ \frac{k_{load}}{50T_s} & 0 \\ \frac{K_{p3}}{C_{bus}} & K_{i3} \end{pmatrix} \begin{pmatrix} \Delta i_{load} \\ v_{bus,ref} \end{pmatrix} \quad (5.30)$$

Ja estan totes les variables del sistema i els controladors definits a la representació d'estats. A partir d'aquí, s'analitzarà l'estabilitat del sistema pels punts d'equilibri en els quals la pila i els convertidors treballen habitualment. L'estabilitat depèn només dels pols de la matriu A^* que són els que tindran les funcions de transferència de la representació externa. Calculant els pols de la matriu A pels següents valors d'equilibri, s'aconsegueixen els següents pols:

$$\begin{aligned}
V_{FC}^* &= 32,5 \text{ V} && \text{Definit per punt de treball típic} \\
V_{SC}^* &= 35 \text{ V} && \text{Definit per punt de treball típic} \\
V_{bus}^* &= 80 \text{ V} && \text{Definit per punt de treball típic} \\
I_{load}^* &= 6 \text{ A} && \text{Definit per punt de treball típic} \\
V_{con1}^* &= 34,29 \text{ V} && \text{Calculat mitjançant equacions d'equilibri} \\
V_{con2}^* &= 35 \text{ V} && \text{Calculat mitjançant equacions d'equilibri} \\
I_{DC}^* &= 15 \text{ A} && \text{Calculat mitjançant equacions d'equilibri} \\
I_{FC}^* &= 15 \text{ A} && \text{Calculat mitjançant equacions d'equilibri} \\
V_C^* &= 32,5 \text{ V} && \text{Calculat mitjançant equacions d'equilibri}
\end{aligned}$$

Pols de A*:

-694,1 + j3972	-694,1 - j3972	-4089,3
-170,3 + j164,9	-170,3 - j164,9	-30,4
-254,1 + j198,9	-254,1 - j198,9	-400

Tots tenen part real negativa i, per conseqüència, tots els increments de les variables convergeixen a un valor constant (s'ha de recordar que s'està treballant amb el sistema linealitzat). Fent proves amb diversos punts d'equilibri en què la pila treballa adequadament (V_{FC}^* entre 26 i 43 V, V_{bus}^* entre 50 i 100 V, V_{SC}^* entre 25 i 50 V), els pols de la matriu sempre són de part real negativa i, per tant, estables. Es pot concloure que els controladors estan ben dissenyats, ja que pel rang de treball de la pila el sistema és estable. S'ha de dir, a més a més, que prèviament a l'assignació de pols, s'han tingut en compte aspectes de la resposta temporal com temps d'establiment, oscil·lacions, sobrepics, etc. Per tal de veure quina és la resposta temporal del sistema, es passa a representació externa. El que interessa veure és el corrent de la pila i la tensió de bus per veure si segueixen les seves consignes. El corrent dels supercondensadors queda intern, ja que serà el que hagi de valdre per mantenir la tensió de bus constant. Fent el canvi a representació externa, s'aplica un graó a les dues variables d'entrada (Δi_{load} i $v_{bus,ref}$) per veure la resposta indicial del sistema. Es representen els increments de les variables respectives al corrent DC, al corrent SC i a la tensió de bus.

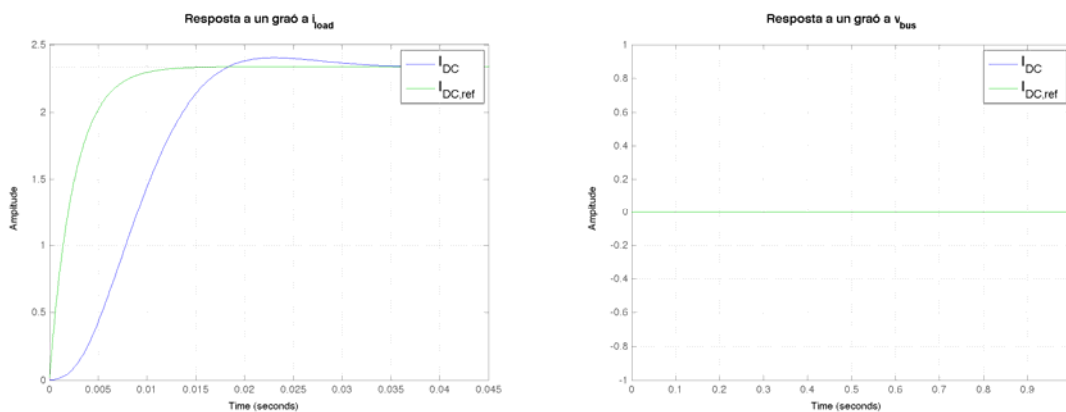


Figura 58. Resposta temporal de $I_{DC,ref}$ i I_{DC} a un graó aplicat a i_{load} i $v_{bus,ref}$

D'aquestes respostes temporals es pot veure que a l'aplicar un graó a Δi_{load} , s'estableix una consigna pel corrent i_{DC} que aquest segueix. Aquest corrent serà el necessari per



subministrar les necessitats de la càrrega. A més, es pot veure que a l'aplicar un graó a la consigna del bus, la variació de i_{DC} és completament nul·la, ja que aquestes variables no estan directament relacionades (objectiu de control).

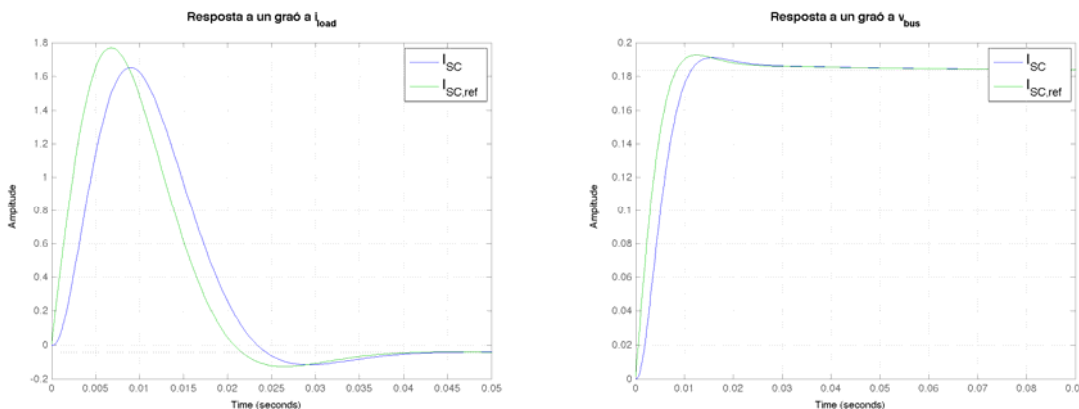


Figura 59. Resposta temporal de $i_{SC,ref}$ i i_{SC} a un graó aplicat a i_{load} i $v_{bus,ref}$

Igual que abans, s'estableix una consigna respecte al corrent i_{SC} que aquest segueix. En equilibri, aquest corrent hauria de ser quasi nul, ja que la pila subministraria el corrent necessari a la càrrega i la variació de tensió al bus ja seria aproximadament zero. La raó per la qual en aquest cas no sigui nul és que estem treballant amb el sistema linealitzat i queda un petit corrent residual.

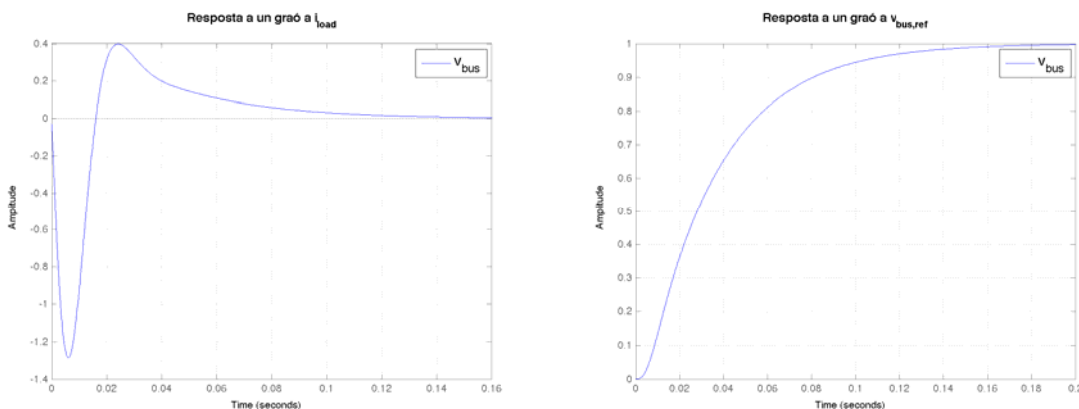


Figura 60. Resposta temporal de v_{BUS} a un graó aplicat a i_{load} i $v_{bus,ref}$

Mirant la resposta que té la tensió de bus en variar i_{load} ó v_{bus} , es pot veure que a l'aplicar un senyal de graó a i_{load} , la variació tensió de bus genera pics abans d'anar a zero. Això pot causar problemes al transitori, ja que pot fer variar molt bruscament la tensió de bus.

Al fer la simulació, s'introduirà un control Feed-Forward al corrent dels supercondensadors per avançar-se a la resposta i que el transitori sigui més suau. Per altra banda, a l'establir una consigna en la tensió de bus, es pot veure que aquesta la segueix, i arriba al seu valor final en un temps d'aproximadament 0,15 s.

En base a aquests resultats satisfactoris, es passa a simular-ho amb MATLAB per tenir uns resultats més precisos amb ajuda de la simulació numèrica.

5.4. Simulació del circuit complet

5.4.1. Simulació promitjada

Abans de simular el circuit, s'han afegit alguns blocs addicionals al model analític per fer un control més precís. Per tal que els transitoris no siguin tan bruscs i la resposta no s'allunyi molt del punt d'equilibri, s'ha afegit un control feed-forward sobre la tensió dels supercondensadors. Aquest fa que el corrent dels supercondensadors s'avanci en les necessitats de la càrrega mesurant la diferència entre els corrents i_{DC} de consigna i real per què el transitori sigui més ràpid i més suau. A més, s'han afegit uns blocs antiwind-up [5] per quan els blocs de saturació del Duty Cycle arribin al seu extrem sense arribar a la consigna de les variables, el sistema no es quedi en aquella posició, sinó que actuï per seguir fent un control adient i arribar als valors de consigna desitjades. També s'ha afegit la corba de polarització de la pila de combustible descrita al primer apartat.

Amb això present i integrant tot el circuit amb els seus controladors en MATLAB, s'acaba tenint l'esquema de la següent figura:

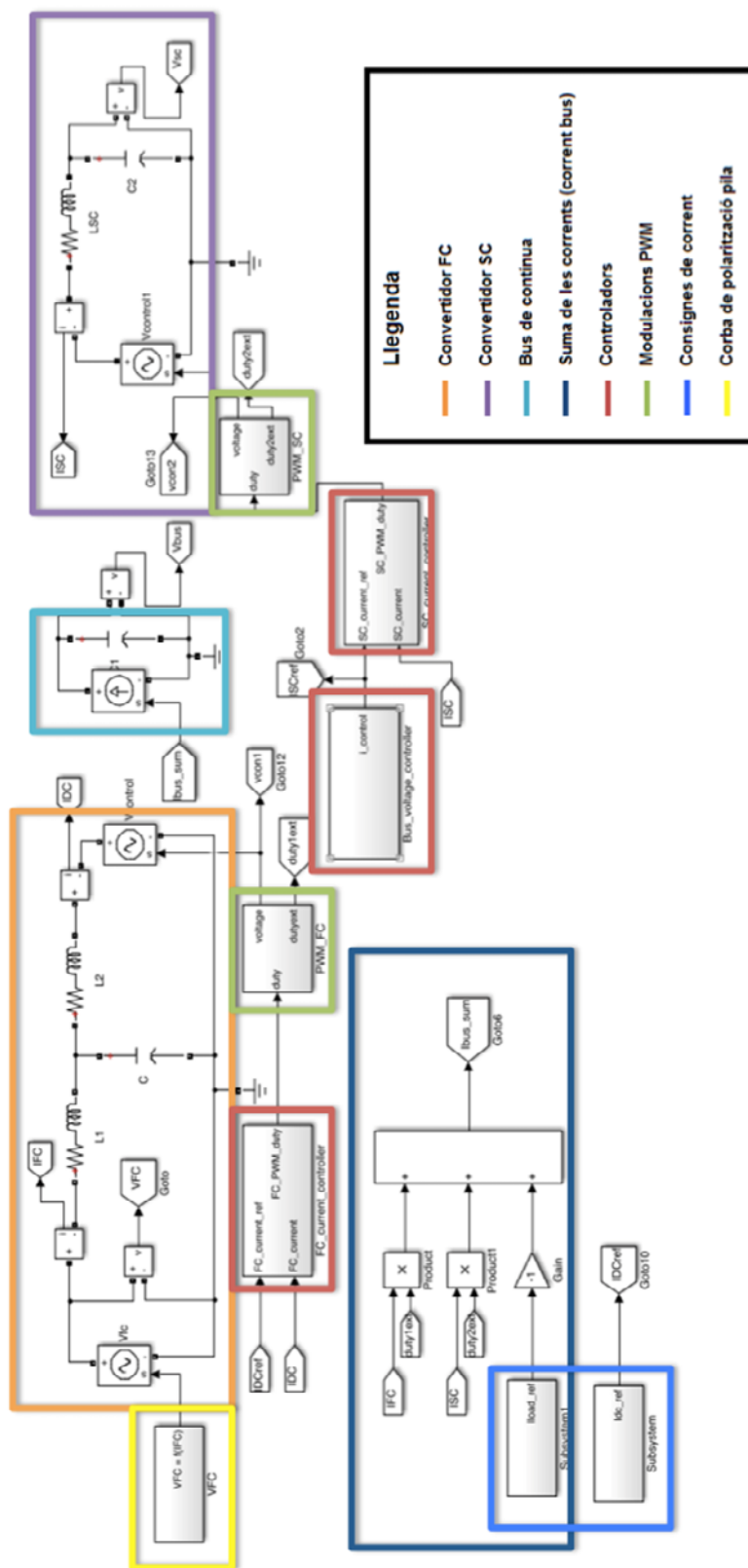


Figura 61. Implementació del circuit complet en MATLAB – model promitjat

Els controladors del corrent i_{DC} , i_{SC} i de la tensió v_{bus} són els següents (marcat en color vermell en el esquema de la figura anterior,

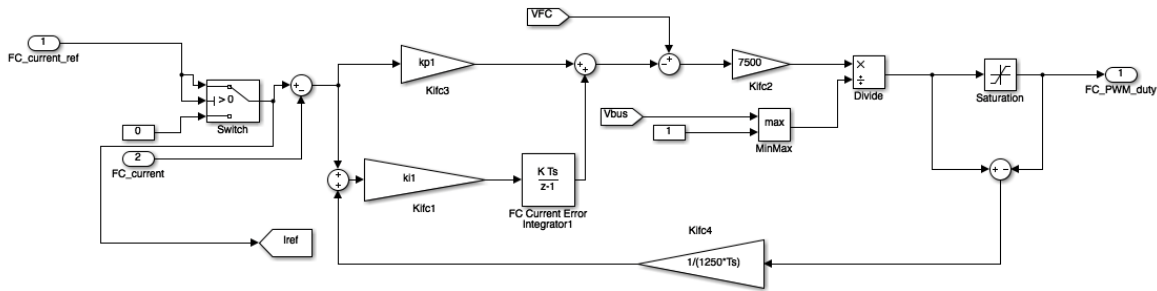


Figura 62. Controlador i_{DC}

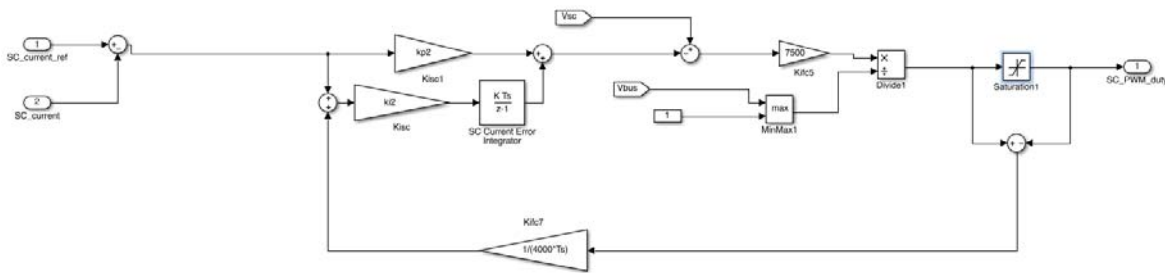


Figura 63. Controlador i_{sc}

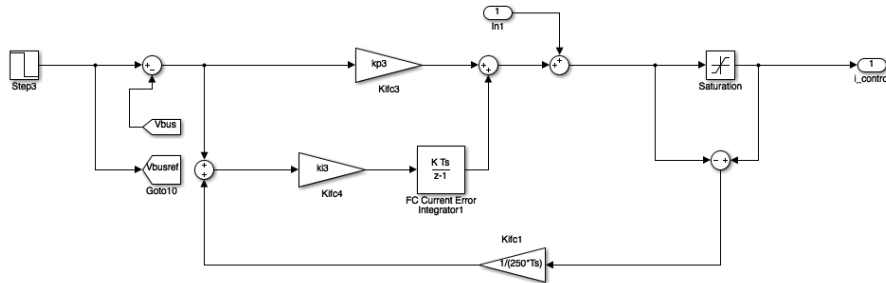


Figura 64. Controlador v_{bus}

La simulació està dividida en cinc parts. Per les tres primeres parts, la tensió de bus es manté a una tensió de 80 V i el que canvia és la consigna del corrent de la càrrega. A la quarta part de la simulació, es genera un canvi en la consigna de la tensió de bus a 60 V i, finalment, a l'última cinquena part de la simulació, es canvia el signe del corrent de la càrrega. Un cop simulat, es presenten els següents gràfics per obtenir resultats. A més, es presenta una taula amb els valors de consigna utilitzats regits pels punts d'equilibri del sistema. La tensió dels supercondensadors inicial s'ha fixat a 45 V.

Interval de temps (s)	$I_{load,ref}$ (A)	$I_{DC,ref}$ (A)	$V_{bus,ref}$ (V)
0 – 0,25	10.6	30	80
0,25 – 0,5	13.8	45	80
0,5 – 0,75	6	15	80
0,75 – 1	6	10.9	60
1 – 1,25	-10	0	60

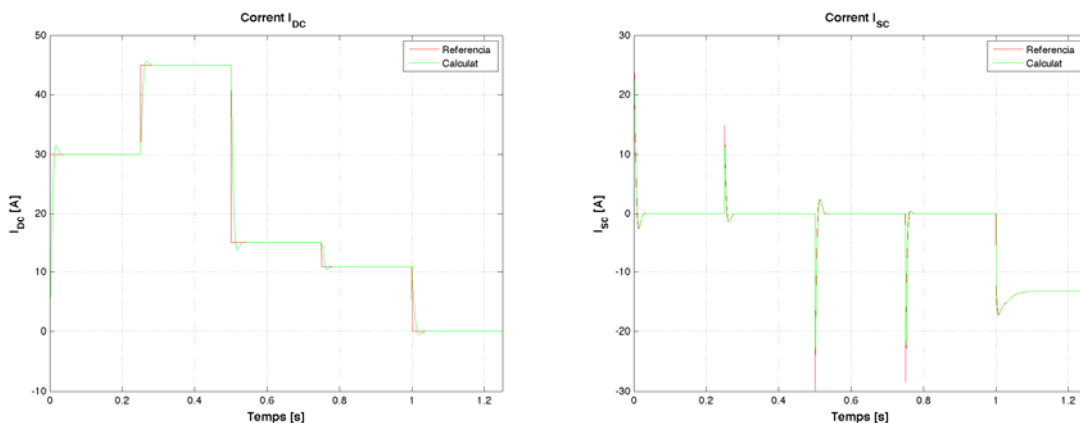


Figura 65. Corrents i_{DC} i i_{sc} – model promitjat

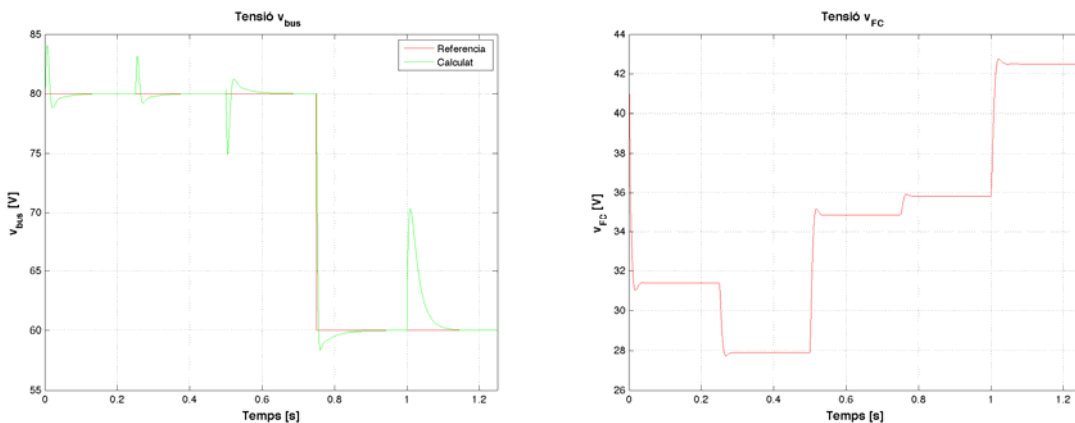


Figura 66. Tensions v_{bus} i v_{FC} – model promitjat

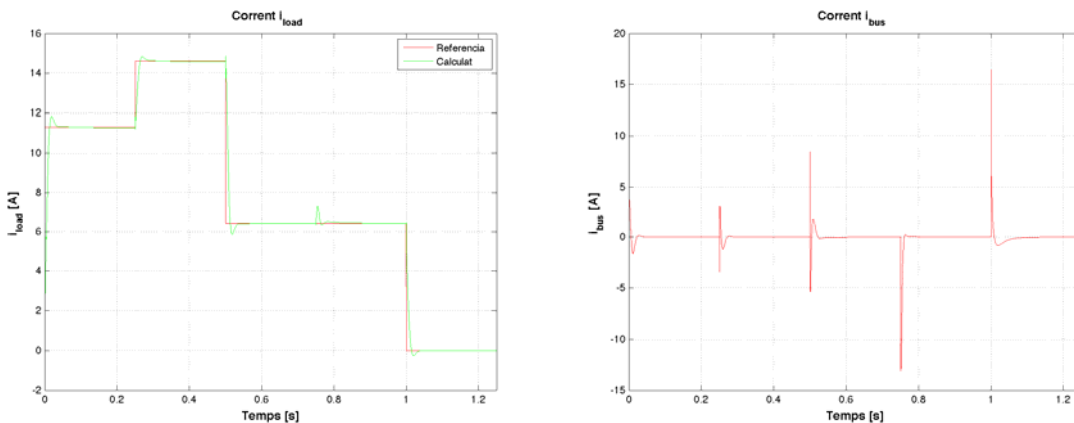


Figura 67. Corrents i_{load} i i_{bus} – model promitjat

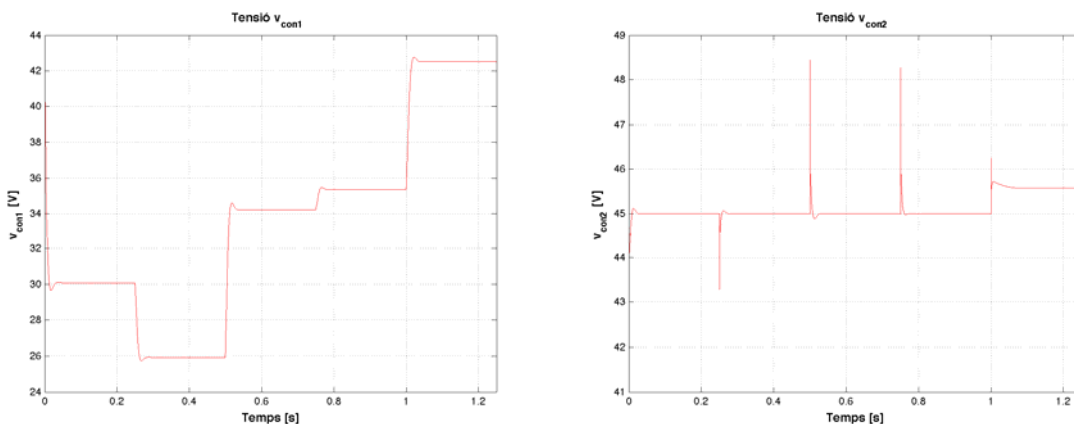


Figura 68. Tensions v_{con1} i v_{con2} – model promitjat

Els gràfics de la figura anterior mostren els valors per les variables que es volen controlar i per les variables de control. Al primer gràfic, s’observa que a l’establir una consigna al corrent i_{DC} (conseqüent a la demanda de la càrrega), aquest el segueix amb un temps de resposta d’uns 0,01 s, variable que arriba més ràpid a consigna. La tensió de bus també és manté constant excepte en els canvis de consigna de fent que els supercondensadors actuïn i la tornin al valor desitjat. La desviació de la tensió de bus ve donada per l’amplada del canvi a la demanda de la càrrega, com més gran és la diferència aplicada, el sobrepic que es genera és més gran, havent de ser el corrent dels supercondensadors més elevat per poder contrarestar aquesta diferència. També es representen les accions de control, la suma de corrents al bus i la tensió de la pila de combustible. La tensió de la pila de combustible varia amb el corrent de sortida de la pila segons la seva corba de polarització.

Aquest és el funcionament al qual s'aspirava al dissenyar els controladors, el pas final a l'estudi serà simular tot el circuit amb els transistors controlats per un senyal provinent d'una modulació PWM, tal i com s'ha fet als apartats anteriors.

5.4.2. Simulació commutada

Agafant les accions de control v_{con1} i v_{con2} i expressant-les en termes de Duty Cycle,

$$D_i = 1 - \frac{v_{con,i}}{v_{bus}}, i = 1,2 \quad (5.30)$$

Introduint al model els transistors IGBT amb les respectives modulacions PWM i filtres passa-baixos per filtrar el soroll de commutació tal i com s'ha fet estudiant els controladors per separat, el circuit representat al MATLAB té l'aspecte de la següent figura. Els blocs respectius als controladors s'han mantingut completament iguals que en la simulació promitjada.

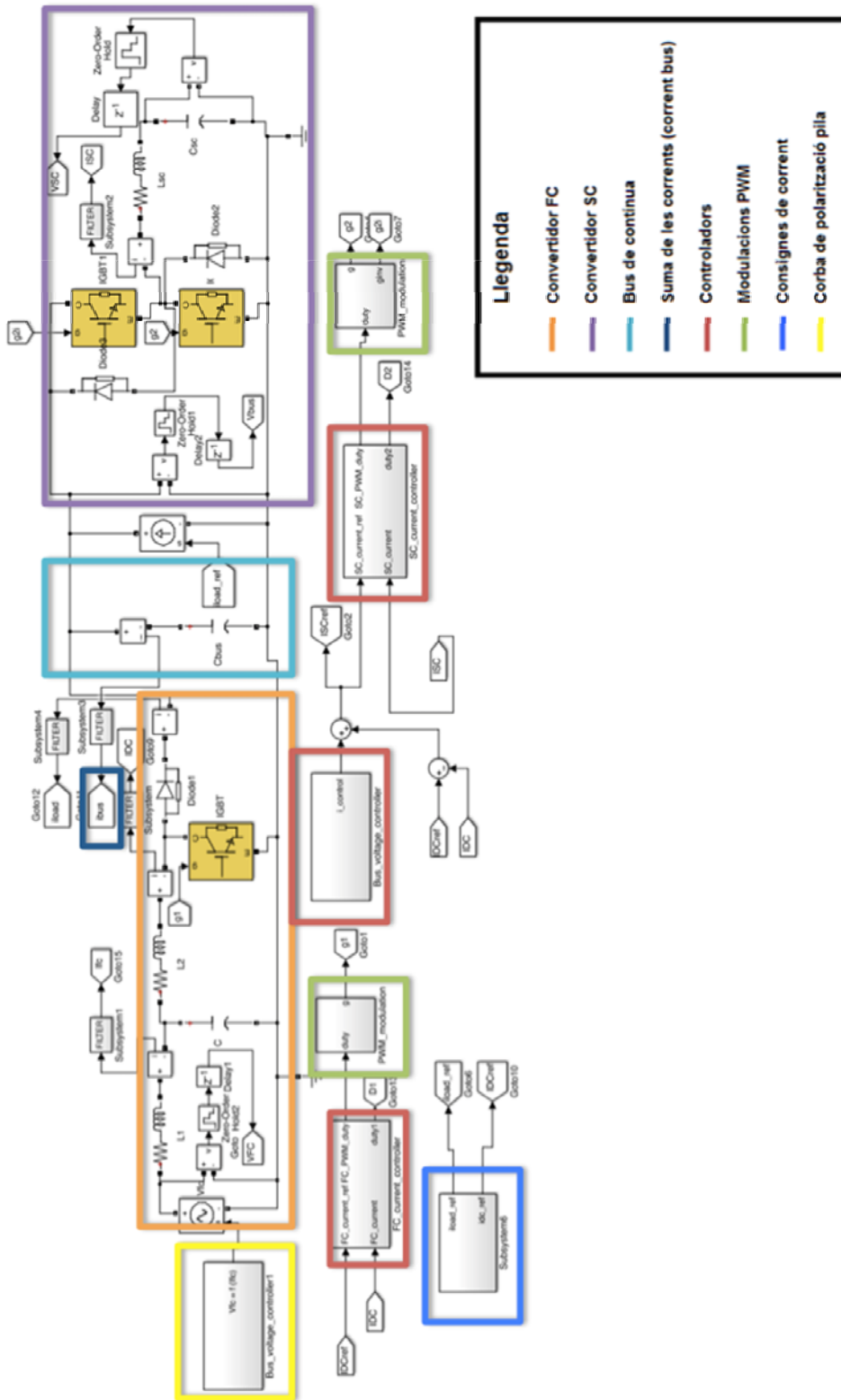


Figura 69. Implementació del circuit complet en MATLAB – Model commutat

Es realitza una simulació amb els valors de consigna igual que pel model promitjat per detectar discrepàncies al introduir els transistors que són la causa principal de la no linealitat del circuit. El temps de simulació és ara de 3 segons, ja que conté més informació que el model promitjat. Està dividida en cinc parts, tal i com es mostra la taula següent. La tensió inicial dels supercondensadors s'ha fixat també als 45 V.

Interval de temps (s)	$I_{load,ref}$ (A)	$I_{DC,ref}$ (A)	$V_{bus,ref}$ (V)
0 – 0,5	10.6	30	80
0,5 – 1	13.8	45	80
1 – 1,5	6	15	80
1,5 – 2	6	10.9	60
2 - 3	-10	0	60

Aquest serà el resultat final del projecte ja que és com funcionaria realment al laboratori. Presentant els resultats de les variables a controlar i les variables de control:

El resultat de la simulació es presenta a continuació. S'han representat les mateixes variables que pel model promitjat.

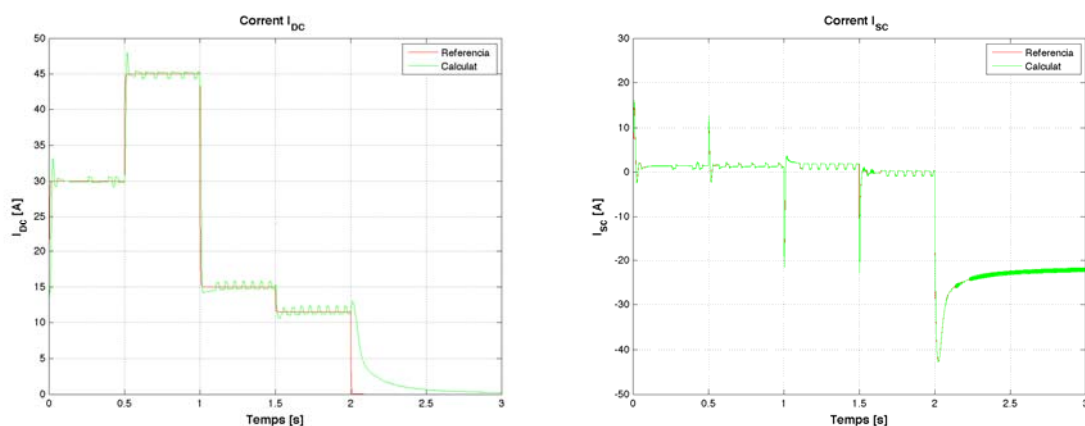


Figura 70. Corrents i_{DC} i i_{sc} – model commutat

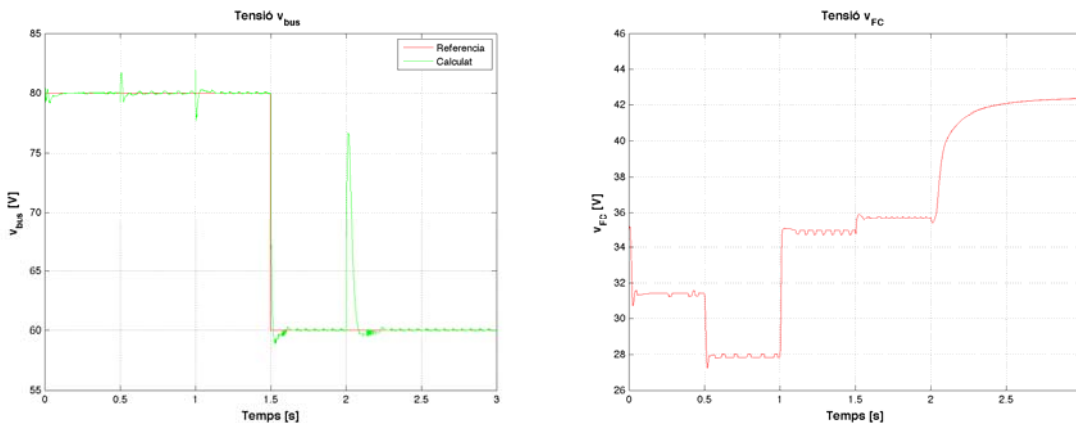


Figura 71. Tensions v_{bus} i v_{FC} – model commutat

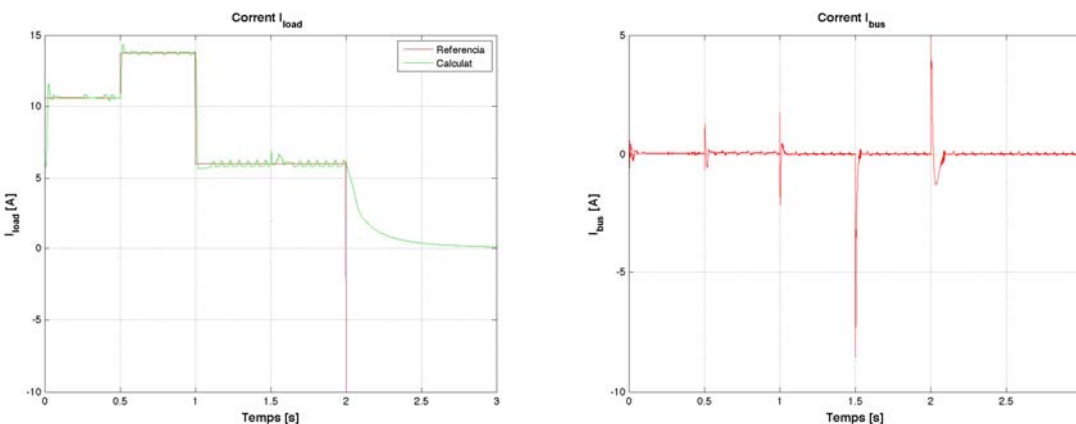


Figura 72. Corrents i_{load} i i_{bus} – model commutat

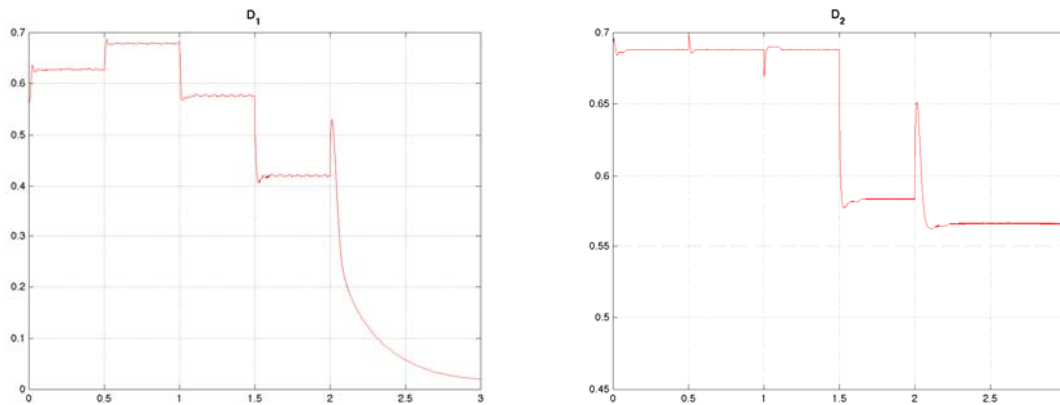


Figura 73. Accions de control, Duty Cycle D_1 i D_2 – model commutat

Tal i com era d'esperar, es pot veure que l'evolució dels corrents i de les tensions són molt semblants a les del model promitjat, però es pot observar que no es queden fixos en el punt de consigna, sinó que es queden al voltant d'ell amb unes petites oscil·lacions. Es tracta d'un sistema commutat a una freqüència de 20 kHz. A l'introduir el filtre que ve donat pel

circuit del laboratori, s'ha reduït el màxim contingut freqüencial però sempre queda una petita variació al voltant del punt de consigna. Degut a això, el mínim canvi en una de les variables afecta a totes les altres. Per exemple, el mínim canvi en la tensió de bus, fa que el corrent que aporti la pila canviï lleugerament variant a la vegada la tensió de la mateixa ($V_{FC} = f(i_{FC})$ segons la corba de polarització). Per a que les oscil·lacions es redueixin, el filtrat hauria de ser més potent, sacrificant rapidesa del sistema en arribar a l'estacionari.

Aquestes oscil·lacions també venen degudes als paràmetres de disseny del circuit. Tal i com s'ha vist als primers apartats quan s'estudiaven els controladors per separat, l'arissat dels corrents de sortida era molt elevat. Amb un altre topologia de convertidor i/o canviant els valors dels components del circuit, es podria millorar aquest aspecte.

Els resultats són satisfactoris ja que les variables que més interessin son la tensió en bornes del bus i el corrent que rep la càrrega, mai s'allunyen del punt de consigna un 1% i un 5% del mateix respectivament. Cal recordar que les accions de control actuen sobre la modulació PWM i les donem en forma de Duty Cycle (Figura 73).

6. IMPACTE AMBIENTAL

Donat que el projecte realitzat és un projecte informàtic no produeix un impacte directe sobre el medi. Per a la seva elaboració s'ha utilitzat un ordinador per les tasques de disseny i simulació i llavors s'avaluarà l'impacte d'aquesta feina.

Els materials més abundants en un ordinador són els següents acer, silici, alumini i coure. Per la fabricació de l'ordinador, s'utilitzen aproximadament 290 kg de combustibles fòssils, 22 kg de productes químics i 1500 litres d'aigua. El consum d'energia elèctrica d'un ordinador suposa un 17% del consum total de l'ordinador, sent el 83% l'energia elèctrica utilitzada durant el seu procés de fabricació.

Els problemes mediambientals més greus relacionats amb la fabricació de l'ordinador són tres: l'ús de substàncies tòxiques en el procés de producció, una utilització molt gran d'aigua i el gran volum de residus que genera. Aquests residus, a més, són tòxics i poden arribar a ser cancerígens. A més a més, també s'emeten a l'atmosfera perfluorocarbonis (PFC) que contribueixen a l'efecte hivernacle, formant part dels productes dels quals es va acordar reduir al Protocol de Kyoto per frenar el canvi climàtic.

Després d'un cert temps, a l'hora de reciclar l'ordinador, es fa tot el possible per reduir l'impacte ambiental. A continuació es descriu el processat que reben algunes parts amb les seves conseqüències.

- Tub de raigs catòdics: Per processar-los, es trenquen, se'ls hi extreu la junta de coure que contenen i el llencen. Materials com plom, bari i altres metalls contaminen aigües subterrànies i s'emeten a l'atmosfera fòsfor tòxic.
- Plaques de circuit imprès: Primer de tot es dessolden i s'arranquen els xips per extreure l'estany i el plom, emetent a l'aire part d'aquests. També es poden emetre a l'atmosfera dioxines brominades, beril·li, cadmi i mercuri. Després es cremen els circuits sense els xips per extreure els metalls que queden.
- Els xips i altres components que contenen or, s'arrenquen utilitzant àcid nítric i àcid clorhídric. S'emeten hidrocarburs i metalls pesants d'entre altres. També es produeix acidificació dels rius que maten als peixos i a la flora, ja que ho realitzen bora el riu.
- Plàstics: Es fragmenten i es fonen a baixa temperatura per després reutilitzar-los emetent hidrocarburs, dioxines brominades i metalls pesants per a l'atmosfera.

- Cables i parts diverses de l'ordinador encaixades en plàstic: es cremen per recuperar el coure, l'acer o altres metalls emetent hidrocarburs a l'aire. [6]

7. PRESSUPOST

El projecte presentat és de simulació i, per tant, les eines utilitzades per al desenvolupament d'aquest es limiten al material i al software utilitzat per duu a terme les tasques de disseny i simulació. El pressupost es desglossarà en quatre parts: material, software, cost energètic i hores treballades de les persones involucrades.

7.1. Cost del material

En aquest apartat, està inclòs tot el material que s'ha utilitzat per a l'elaboració del projecte. Es fa una estimació de l'amortització del material mitjançant un factor d'ús. Per exemple, es considera que la vida útil d'un ordinador és de cinc anys, però degut que el projecte s'ha portat a terme en un període de nou mesos, es calcula el factor d'ús corresponent.

Concepte	Valor (€)	Vida útil	Ús	Factor d'ús	Cost (€)
Pòrtatil	1200	60 mesos	8 mesos	0,15	180
Perifèrics E/S	50	24 mesos	8 mesos	0,33	16,67
				Total	196,67

7.2. Cost del software

Aquí s'inclou el programari utilitzat que requereix llicència. El preu considerat del programari correspon a la versió d'estudiant.

Concepte	Valor (€)	Vida útil	Ús	Factor d'ús	Cost (€)
Matlab i Simulink	85	12 mesos	8 mesos	0,667	56,67
Microsoft Office	79	48 mesos	8 mesos	0,167	13,17
				Total	69,84

Les dades dels preus de les llicències han estat obtingudes de les pàgines oficials dels productes.

7.3. Cost energètic

L'energia consumida per a l'elaboració del projecte ve de l'energia de l'ordinador. S'ha calculat aproximadament les hores utilitzades durant la realització del projecte, juntament amb el temps necessari pel MATLAB per realitzar les simulacions.

Energia gastada per l'ordinador: $0,1 \text{ kW} \cdot 650\text{h} = 65 \text{ kWh}$

Cost energètic total = $65 \text{ kWh} \cdot 0,14 \text{ €/kWh} = 9,1 \text{ €}$

7.4. Cost de les hores treballades

S'avalua tant les hores de dedicació de l'estudiant durant la realització del projecte i les del director a l'hora d'assessorar i resoldre les dubtes plantejades per l'estudiant.

Concepte	Cost per hora (€/h)	Temps de dedicació (h)	Cost (€)
Estudiant	25	600	15000
Director	60	30	1800
		Total	16800

7.5. Cost total

Sumant els costos calculats als apartats anteriors, el cost de la realització del projecte ha estat el següent:

Concepte	Cost
Cost del material	196,67 €
Cost del software	69,84 €
Cost enèrgetic	9,1 €
Cost de les hores treballades	16800 €
Total	17075,61 €

CONCLUSIONS

S'ha dut a terme un estudi de les piles de combustible per entendre el seu funcionament, tant en termes de reacció que es produeix, com en termes de potència elèctrica que entrega al circuit extern al qual està connectat.

Pels dos convertidors DC/DC s'ha realitzat una simulació per saber el comportament de la commutació i dels corrents de sortida que entreguen donats els paràmetres del circuit de l'estació de l'IRI. Un cop fet això, s'han modelat els circuits del convertidors com funcions de transferència lineals i s'han dissenyat els controladors PI adients. Un cop dissenyats, s'han introduït al model commutat per veure-hi discrepàncies. S'ha pogut observar que les respostes temporals no difereixen gaire entre els diferents models. Quant als arrissats dels corrents de sortida, s'ha vist que eren massa grans, detall que s'ha vist reflectit a l'estudiar el circuit complet.

Per finalitzar, s'ha estudiat tot el sistema muntant una realimentació d'estats i dissenyant el controlador que s'encarrega de mantenir constant la tensió de bus. En el model promitjat, s'ha observat com totes les variables controlades arribaven a consigna amb un error estacionari nul. En el model commutat, degut al gran arrissat que tenen els corrents de sortida dels convertidors, els corrents i les tensions es queden al voltant del punt de consigna amb unes petites oscil·lacions.

El resultat final és el desitjat, ja que s'ha aconseguit dissenyar controladors que funcionen en el model commutat per transformar adequadament l'energia que subministra la pila de combustible.

La idea inicial del projecte era implementar els controladors en una DSP al laboratori per a la seva validació experimental, però no ha estat possible per manca de temps. Com a futurs projectes, es podria plantejar la implementació dels controladors, l'experimentació amb la pila de combustible del laboratori, així com estudiar altres tècniques de control.

AGRAÏMENTS

M'agradaria donar les gràcies sobretot al Fran, que m'ha donat suport durant tots aquests mesos i en el moments difícils ha estat allà per animar-me. També a la meva família i als meus amics, en especial les meves companyes de pis, Cristina i Fàtima, que m'han vist quasi tots els dies davant de l'ordinador a la taula del menjador mentre realitzava el projecte. I als meus companys de treball, per animar-me i donar-me horaris flexibles per compaginar amb el projecte.

Finalment, m'agradaria donar les gràcies especialment al meu tutor del treball, al Ramon Costa, per guiar-me amb aquest projecte.

BIBLIOGRAFIA

Referències bibliogràfiques

- [1] BALLARD, *Nexa Power Module's User Manual*, 2005.
- [2] SEMICRON, *Semix 251GDHDs Datasheet*, 2007.
- [3] SEMICRON, *Semix 251GD126HDs Datasheet*, 2010.
- [4] ETSEIB, UPC, *Linearization around an equilibrium point*. Barcelona, 2014.
[Transparències de classe]
- [5] LEVINE, WILLIAM S., *The control handbook vol.1* . Jaico Publishing House, 1999.
Cap. 10.
- [6] CASTÁN, A., *Material informàtico y contaminación mediambiental*, 2008.

Bibliografia complementaria

- KRYKUNOV, O., *International Journal of Electrical and Electronics Engineering: Comparison of the DC/DC-Converters for Fuel Cell application*, 2007, p71-79.
- JIANG, Z. [et al], *IEEE Transactions on Energy Conversion: Adaptive Control Strategy for Active Power Sharing in Hybrid Fuel Cell / Battery Power Sources*. Vol. 22, 2007, p507-515.
- MOTAPON, S.N. [et al], *IEEE Transactions on industrial electronics: A robust H₂-Consumption-Minimization-Based Energy Management Strategy for a Fuel Cell Hybrid Emergency Power System of More Electric Aircraft*. Vol. 61, p6148-6156
- FLORESCU, A., [et al], *Energy Management System within Electric Vehicles Using Ultracapacitors*, 2012.
- MALO, S.L., *Design and Control of an Electric Energy Conditioning System for a PEM Type Fuel Cell*. Barcelona, 2009. [Tesis de doctorat]