



TREBALL FI DE GRAU

Grau en Enginyeria Elèctrica

**CONTROL DE MICROXARXES BASADES EN INVERSORS
FUNCIONANT EN MODE AÏLLAT**



Memòria

Autor: Joan Grimalt Oliver
Director: Helena Martín Cañadas
Convocatòria: Gener 2017

Resum

L'objectiu d'aquest treball és estudiar el funcionament i disseny del control d'inversors per a les microxarxes. Primer s'explica els principis bàsics d'un inversor monofàsic en mig pont, que és fa servir com a unitat bàsica del convertidor trifàsic, i se'n desenvolupa un model ideal d'aquest. S'explica després el control del convertidor trifàsic de dos nivells tant en eixos α - β com en eixos d-q, així com el control de la tensió de la part de contínua. També s'explica el funcionament i control del sistema quan es té connexió a la xarxa elèctrica principal o quan s'està treballant de forma aïllada. Finalment s'exposa el *droop control method* com a solució per al control de diversos inversors connectats en paral·lel que alimenten diverses càrregues trifàsiques a partir de fonts de generació de corrent continu. És el cas que es té en una microxarxa que disposa de diversos inversors, els quals s'han de controlar per imposar el repartiment de potències activa i reactiva a subministrar entre aquests. A més de explicacions teòriques, el treball es recolza en exemples de simulacions fetes en Simulink.

Resumen

El objetivo de este trabajo es estudiar el funcionamiento i diseño del control de inversores para las microredes. Primero se explica los principios básicos de un inversor monofásico en medio puente, que se usa como unidad básica del convertidor trifásico, y se desarrolla un modelo ideal de este. Se explica luego el control del convertidor trifásico de dos niveles tanto en ejes α - β como en ejes d - q , así como el control de la tensión de la parte de continua. También se explica el funcionamiento i control del sistema cuando se tiene conexión a la red principal o cuando se trabaja de manera aislada. Finalmente se expone el *droop control method* como solución para el control de varios inversores conectados en paralelo que alimentan varias cargas trifásicas a partir de fuentes de generación de corriente continua. Es el caso que se tiene en una microred la cual consta de varios inversores que se tienen que controlar para imponer el reparto de las potencias activa y reactiva a suministrar entre éstos. Además de explicaciones teóricas, el trabajo se apoya en ejemplos de simulaciones hechas en Simulink.

Abstract

The objective of this assignment is to study the operation and design of inverter control for microgrids. First, it is explained the basics of the half bridge inverter, which is the building block for the three-phase inverter, and an ideal model is developed. Then, control of the two-level three-phase inverter is investigated in the α - β frame as the d-q frame, with the control of the DC-side voltage. It is also explained the operation and control of the microgrid when is operating in grid mode or islanded mode. Finally a droop control method is proposed as a solution for the control of several parallel inverters whose task is to supply the loads when the generation is in DC . In a microgrid, the inverters must be controlled to share the active and reactive power supplied among them. In addition to theoretical explanations, this assignment provides examples of simulations done in Simulink.

Glossari

Variables

C_f	Capacitància del filtre.
C	Capacitància del condensador de la part de contínua.
d	Relació de conducció.
f_s	Freqüència de la ona portadora.
G_i	Funció de transferència en anell tancat.
i	Corrent que circula per la part d'alterna.
i_o	Corrent que circula per l'inductor d'acoblament.
i_L	Corrent que circula per la càrrega.
i_p i i_n .	Corrents de la part de contínua.
K	Funció de transferència del controlador.
L_c	Inductància de l'inductor d'acoblament.
L	Inductància de la branca RL
L_f	Inductància del filtre.
m	Ona moduladora.
P_s	Potència activa a la sortida del filtre.
P_{DC}	Potència que es transmet de la part de contínua.
P_{ext}	Potència que transmet la font d'alimentació.
Q_s	Potència reactiva a la sortida del filtre.
R	Resistència de la branca RL.

R_f	Resistència del filtre.
R_c	Resistència de l'inductor d'acoblament.
T_s	Període de commutació.
T	Transmitància en llaç obert.
V_{DC}	Tensió de la part de continua.
V_t	Tensió alterna que generen els interruptors del convertidor.
V_s	Tensió a la sortida del filtre.
V_b	Tensió del bus.
τ_i	Constant de temps.
ω_c	Freqüència de tall.
ω_b	Ample de banda.

Subíndexs i superíndexs

$x_{\alpha\beta}$	Valor referit als eixos α - β .
x_{dq}	Valor referit als eixos d - q .
x_{DQ}	Valor referit als eixos d - q comuns.
x_{ref}	Valor del senyal de referència.
\bar{x}	Valor promitjat. (A partir del capítol 3 s'obvia).





Índex

RESUM	I
RESUMEN	II
ABSTRACT	III
GLOSSARI	IV
1. INTRODUCCIÓ	9
2. CONVERTIDOR DC/AC EN MIG PONT	11
2.1. Estructura	11
2.2. Control dels interruptors	13
2.3. Caracterització del convertidor	14
2.3.1. Model commutat.....	15
2.3.2. Model promitjat	16
3. CONTROL DEL CONVERTIDOR EN MIG PONT	21
3.1. Principis	21
3.2. Disseny del controlador per senyals continus.....	22
3.3. Compensació feed-forward.	24
3.4. Disseny del controlador per senyals sinusoïdals	27
4. FASORS ESPACIALS	35
4.1. Sistemes trifàsics en fasors espacials	35
4.2. Eixos estacionaris α - β	37
4.3. Eixos rotatoris d-q	39
5. CONVERTIDOR DC/AC TRIFÀSIC DE DOS NIVELLS.	41
6. CONTROL EN ALFA-BETA	43
6.1. Principis	43
6.2. Selecció de la tensió VDC.....	47
6.3. Regulació de la tensió en la part de contínua	49
6.3.1. Disseny del controlador.....	50
7. CONTROL EN EL MARC D-Q	56
7.1. Principis	56
7.2. Disseny del controlador del PLL.....	57



7.3.	Control de la potència	60
7.4.	Regulació de la tensió en la part de contínua	63
8.	CONVERTIDOR AMB CONTROL DE LA FREQUÈNCIA _____	68
8.1.	Control en mode aïllat de la xarxa.....	68
8.2.	Disseny del controlador	70
8.3.	Transicions entre modes d'operació	75
9.	DROOP CONTROL METHOD _____	77
9.1.	Model dels inversors.....	77
9.2.	Control dels inversors	78
9.3.	Model complet de la microxarxa.....	80
9.4.	Simulació.....	82
9.4.1.	Resultats.....	84
	CONCLUSIONS _____	87
	PRESSUPOST _____	89
	BIBLIOGRAFIA _____	91
	Referències bibliogràfiques	91
	Bibliografia complementària	91

1. Introducció

El sistema elèctric tradicional dels països industrialitzats és el d'una gran xarxa elèctrica principal a la qual es transfereix la electricitat, produïda fonamentalment per grans centrals de fonts no renovables, cap als punts de consum també anomenats càrregues, com poden ser les poblacions o indústries. El fet que la generació d'electricitat estigui allunyada dels punts de consum implica unes pèrdues d'energia considerable durant el seu transport, que augmenten amb la distància que hi ha entre el punt on es genera l'electricitat i el punt on es consumeix.

És per això que tenir plantes de generació a petita escala (generalment de fonts renovables) però a prop de les càrregues permet reduir aquestes pèrdues. És el que es coneix com a generació distribuïda. És una opció prometedora, sobretot en aquests temps en els que el conjunt de la població va prenent consciència del problema que suposa el canvi climàtic i la importància de generar electricitat a partir de fonts d'energia renovables i de manera sostenible.

Una microxarxa és un sistema de distribució d'energia elèctrica a petita escala, el qual està format en trets generals per les càrregues, els sistemes de generació d'electricitat i els sistemes d'emmagatzematge. La seva característica principal és que pot operar tant de manera aïllada com amb connexió a la xarxa elèctrica principal. Això presenta alguns avantatges, ja que quan la microxarxa està connectada a la xarxa principal, és possible l'intercanvi d'energia entre les dues. Per tant, si el consum de les càrregues de la microxarxa és més gran que la seva producció, aquesta diferència la pot aportar la xarxa principal, mentre que si es produeix més electricitat de la que es consumeix, es pot transferir a la xarxa principal. Un altre avantatge és que si la xarxa principal cau, la microxarxa s'hi desconnecta i es pot seguir garantint la continuïtat del subministrament.

La implementació de una microxarxa pot ser deguda a diversos motius, com la integració de la generació distribuïda, la necessitat de poder treballar de manera aïllada en cas de ser necessari o la necessitat de subministrar energia a llocs remots i aïllats on no surt a compte construir la infraestructura necessària per fer-hi arribar la xarxa principal.

La generació d'electricitat basada en fonts renovables té l'inconvenient que depèn en gran mesura de les condicions atmosfèriques, i per això les microxarxes solen tenir bateries com a sistema d'emmagatzematge d'electricitat per fer-la servir en cas que es necessiti. Aquestes bateries són de corrent continu (també anomenat DC) al igual que algunes fonts de generació com podrien ser els panells fotovoltaics. La xarxa principal és de corrent altern (també anomenat AC) així com la majoria de càrregues, i per tant és necessari un convertidor DC/AC que permeti la interconnexió d'aquests elements de naturalesa diferent.

Aquest convertidor es basa en la electrònica de potència per a adaptar el tipus i magnitud de la tensió i corrent de les fonts generadores perquè siguin adequades a les càrregues. S'anomena inversor si el flux de potència es transmet de la part de contínua a la part d'alterna, i rectificador si el flux de potència va de la part d'alterna cap a la part de contínua.

2. Convertidor DC/AC en mig pont

A continuació es presenta el convertidor en mig pont DC/AC alimentat en tensió, també anomenat *voltage-source converter* en anglès o VSC. En un VSC, la polaritat de la tensió en la part de contínua no varia, i per tant és el sentit del corrent que hi circula el que determina el sentit de la potència que es transfereix.

S'estudia primer el convertidor en mig pont per la seva simplicitat, i perquè el convertidor trifàsic no és més que la unió de tres convertidors en mig pont. El model que es fa servir del convertidor és ideal, per la qual cosa no hi ha pèrdues d'energia durant les commutacions dels interruptors i tota la potència de la part de contínua es transfereix a la part d'alterna.

2.1. Estructura

El convertidor està format per dues cèl·lules de commutació (esquematzades en la figura 2.1) que funcionen com a interruptors i que interconnecten la part de contínua i la d'alterna, a més de permetre l'intercanvi d'energia entre les parts DC/AC de manera bidireccional. Aquestes cèl·lules de commutació estan formades cada una per un transistor connectat en antiparal·lel amb un díode tenint així un interruptor de conducció reversible. El transistor funciona com un interruptor controlat que permet o impedeix el pas de corrent segons el senyal de control que se li apliqui. Així mateix, el díode funciona com un interruptor no controlat que permet el pas de corrent quan aquest va de l'ànode al càtode, però que el bloqueja quan va de càtode a ànode. Per tant, es tenen quatre possibilitats:

- a) El transistor té ordre d'encesa i està polaritzat en directa. El transistor condueix.
- b) El transistor té ordre d'apagada i està polaritzat en directa. No passa corrent per la cèl·lula de commutació.
- c) El transistor té ordre d'encesa i està polaritzat en inversa. El corrent circula pel díode.
- d) El transistor té ordre d'apagada i està polaritzat en inversa. El corrent circula pel díode.

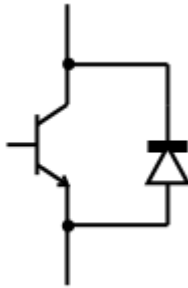


Figura 2.1. Cèl·lula de commutació

La figura 2.2 mostra l'esquema elèctric del convertidor en mig pont. Per identificar les cèl·lules de commutació es referirà a la superior com a cèl·lula 1 i a la inferior com a cèl·lula 4.

La part d'alterna es modelitza com una font de tensió V_s en sèrie amb una branca RL que serveix d'enllaç amb el convertidor. Es refereix al corrent que circula per la part d'alterna com a i , mentre que la tensió al punt que comparteixen les dues cèl·lules de commutació amb la part d'alterna es designa com a V_t .

La part de contínua es modelitza com dues fonts de tensió contínua de idèntic valor de tensió igual a $V_{DC}/2$ i connectades en sèrie. La tensió del seu node en comú és el voltatge que s'agafa com a referència i es connecta al terminal negatiu de la part d'alterna. Els corrents que van de la part de contínua a les cèl·lules de commutació s'han anomenat i_p i i_n .

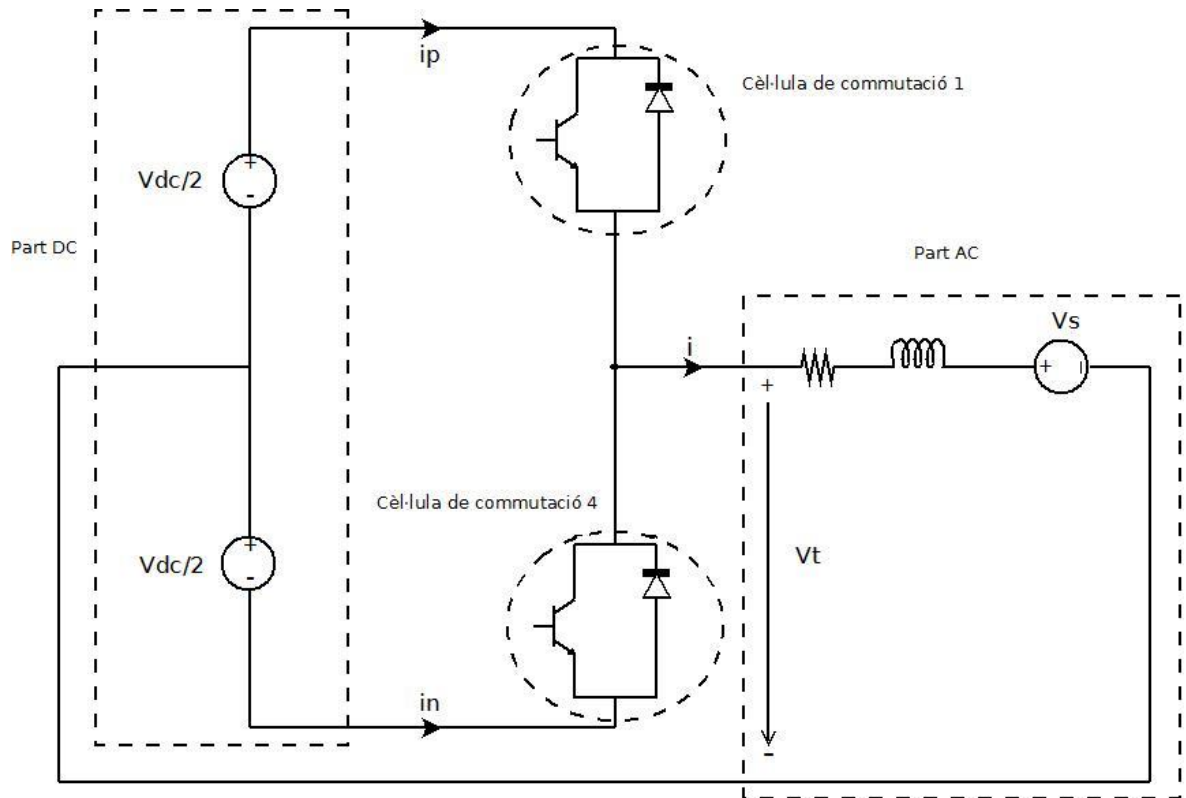


Figura 2.2. Circuit elèctric del convertidor en mig pont

2.2. Control dels interruptors

A l'hora de generar el senyal de control dels transistors s'ha de tenir en compte que les cèl·lules de commutació no poden conduir simultàniament, ja que suposaria el curtcircuit de les fonts de contínua.

Una de les tècniques per donar les ordres d'encesa i apagada dels transistors és a través de la modulació per ample de polsos (*Pulse-width Modulation* o PWM). Per fer això, es comparen dues senyals anomenades portadora i moduladora. La portadora és una ona periòdica triangular amb una freqüència f_s elevada i una amplitud que va des de -1 fins a 1. La moduladora és una ona que varia lentament en el temps, i es compara amb la portadora. Sempre i quan la moduladora és més gran que la portadora, es dona la senyal d'encesa d'un interruptor i la de bloqueig a l'altre interruptor. En cas contrari, s'aplica al primer interruptor la senyal de bloqueig i a l'altre la senyal d'encesa. S'ha recordar que encara que a un transistor se li apliqui l'ordre d'encesa no té perquè circular-hi corrent a través d'ell, ja que depèn també de la polaritat del corrent. En cas que el transistor estigui polaritzat en inversa, el corrent passa pel díode.

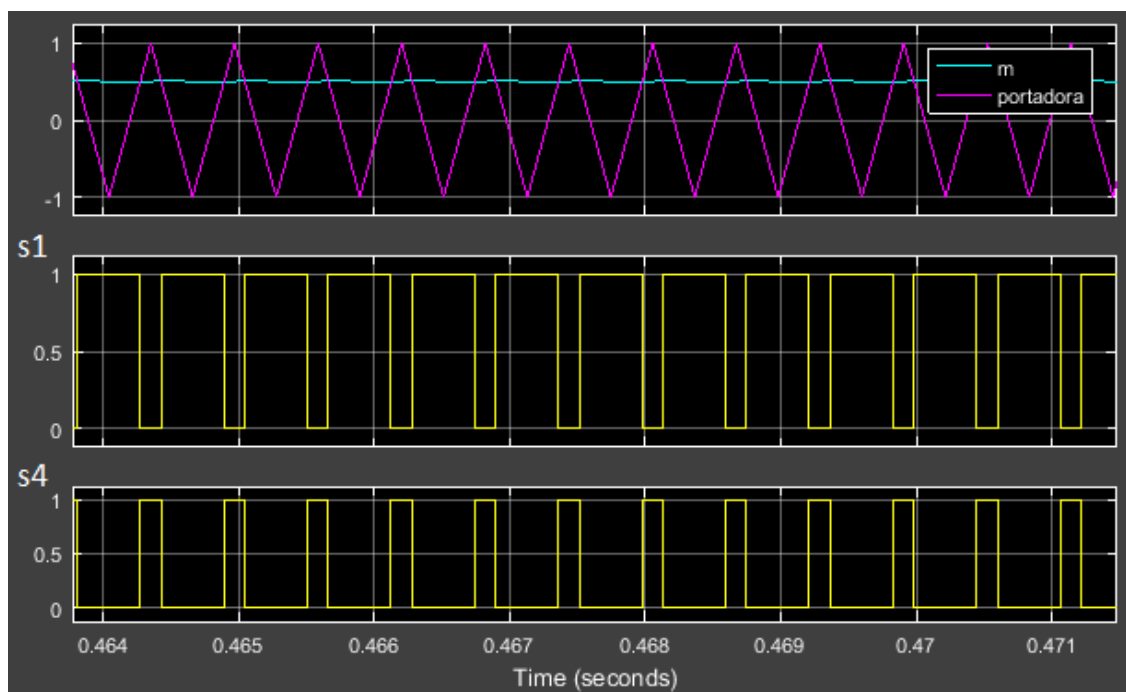


Figura 2.3. Senyals dels transistors generades amb PWM

En la figura anterior es pot veure com depenent dels valors de la portadora i la moduladora (designada com m) es donen les ordres d'encesa de les cèl·lules de commutació. La primera gràfica mostra les formes d'ona de portadora i moduladora, que al comparar-se creen els senyals $s1$ i $s4$, els quals controlen els transistors. També s'observa com les ordres dels dos interruptors són complementàries amb la finalitat d'evitar el curtcircuit de les fonts de tensió.

2.3. Caracterització del convertidor

Per a simplificar, es fa l'estudi amb les següents condicions ideals:

- Els transistors i díodes es comporten com un curtcircuit quan condueixen.
- Els transistors i díodes es comporten com un circuit obert quan estan bloquejats.
- Els transistors no presenten corrent de cua a l'apagada.
- Els díodes no presenten corrent invers a l'apagada.
- Les transicions entre estat de bloqueig i conducció dels interruptors són instantànies.
- El corrent de la part d'alterna no presenta harmònics.

Les formes d'ona que s'obtenen són diferents segons si el corrent va de la part de contínua a la d'alterna o viceversa, és a dir, si el corrent i és positiu o negatiu.

Es defineix la relació de conducció d (o *duty ratio* en anglès) com la relació del temps durant el qual l'interruptor superior té l'ordre d'engegada en cada període entre el període de commutació T_s .

En el cas que i sigui positiu, el corrent circula de la part de contínua a la d'alterna, i quan el transistor superior rep l'ordre d'engegada aquest passa a conduir. La tensió V_t per tant té com a valor $V_{DC}/2$. Posteriorment, quan es produeix la commutació és el transistor inferior el que té l'ordre d'engegada, però com que el transistor inferior està polaritzat en inversa el corrent circula pel díode. Així, la tensió que es té és de $V_t = -V_{DC}/2$. Per tant, el díode superior i el transistor inferior no condueixen quan el corrent circula en aquest sentit.

En el cas que el corrent circuli en sentit contrari, els interruptors que no intervenen són el transistor superior i el díode inferior. Igualment però, la tensió de la part d'alterna segueix sent $V_{DC}/2$ quan la cèl·lula de commutació superior condueix i $-V_{DC}/2$ quan la que condueix és la inferior.

Així, la tensió a la part d'alterna depèn només de la cèl·lula de commutació que estigui conduint, sense que importi el sentit del corrent i . Per tant es pot regular la tensió V_t mitjançant el control dels interruptors.

2.3.1. Model commutat

El model commutat relaciona els voltatges i corrents entre els terminals del convertidor, descrivint el comportament dinàmic i en estat estacionari del convertidor. La forma d'ona de la tensió alterna no depèn del sentit de circulació del corrent, si no que depèn exclusivament de les commutacions.

Es defineix la variable binària s_1 que pren com a valor 1 si la cèl·lula de commutació superior condueix i 0 si no condueix. La variable s_4 pren els mateixos valors però referits a la cèl·lula inferior.

Per tant el convertidor es pot caracteritzar matemàticament per:

$$s_1(t) + s_4(t) \equiv 1 \quad (\text{Eq. 2.1})$$

$$V_t(t) = \frac{V_{DC}}{2} \cdot [s_1(t) - s_4(t)] \quad (\text{Eq. 2.2})$$

$$i_p(t) = i \cdot s1(t) \quad (\text{Eq. 2.3})$$

$$i_n(t) = i \cdot s4(t) \quad (\text{Eq. 2.4})$$

On $V_t(t)$ és la tensió de la part d'alterna, $i_p(t)$ i $i_n(t)$ són el corrent de les cèl·lules de commutació superior i inferior respectivament, $s1(t)$ i $s4(t)$ són les senyals de control de les cèl·lules de commutació i i és el corrent de la part d'alterna.

2.3.2. Model promitjat

Es pot obtenir un nou model que no té en comte els valors instantanis de les variables, si no que s'agafen els valors promitjats en cada commutació. Aquest nou model es pot utilitzar si a la modulació PWM la freqüència de la ona portadora és unes 10 vegades més gran que la ona moduladora [1]. Té l'avantatge de que és més simple i es té més facilitat de càlcul respecte al model commutat.

Les equacions del convertidor queden de la següent manera:

$$\bar{s}_1 = d \quad (\text{Eq. 2.5})$$

$$\bar{s}_4 = 1 - d \quad (\text{Eq. 2.6})$$

$$\bar{V}_t(t) = \frac{V_{DC}}{2} (2d - 1) \quad (\text{Eq. 2.7})$$

$$\bar{i}_p = d \cdot i \quad (\text{Eq. 2.8})$$

$$\bar{i}_n = (1 - d)i \quad (\text{Eq. 2.9})$$

On $\bar{V}_t(t)$ és el promitjat de la tensió de la part d'alterna, d és la relació de commutació, $\bar{i}_p(t)$ i $\bar{i}_n(t)$ són el promitjat del corrent de les cèl·lules de commutació superior i inferior respectivament, $\bar{s}_1(t)$ i $\bar{s}_4(t)$ són les senyals de control promitjades de les cèl·lules de commutació, i és el corrent de la part d'alterna i d és la relació de conducció.

A més, es poden obtenir el valor de les potències amb

$$\bar{P}_t = \frac{V_{DC}}{2} (2d - 1) i \quad (\text{Eq. 2.10})$$

$$\bar{P}_s = V_s i \quad (\text{Eq. 2.11})$$

On \bar{P}_t és el promitjat de la potència que es transfereix de les cèl·lules de commutació a la part d'alterna i \bar{P}_s és el promitjat de la potència que es transfereix a la font V_s .

Si el control dels interruptors es fa amb la modulació PWM, la relació entre la senyal moduladora i d és lineal, sempre que el valor de la moduladora, designat per m sigui $m \leq 1$. Aquesta relació és:

$$d = \frac{m+1}{2} \quad (\text{Eq. 2.12})$$

On m és el valor de la moduladora.

Per tant es té:

$$\bar{V}_t = m \frac{V_{DC}}{2} \quad (\text{Eq. 2.13})$$

$$\bar{i}_p = \frac{1+m}{2} i \quad (\text{Eq. 2.14})$$

$$\bar{i}_n = \frac{1-m}{2} i \quad (\text{Eq. 2.15})$$

$$\bar{P}_t = m \frac{V_{DC}}{2} i \quad (\text{Eq. 2.16})$$

$$\bar{P}_s = V_s i \quad (\text{Eq. 2.17})$$

El circuit elèctric equivalent seria el següent:

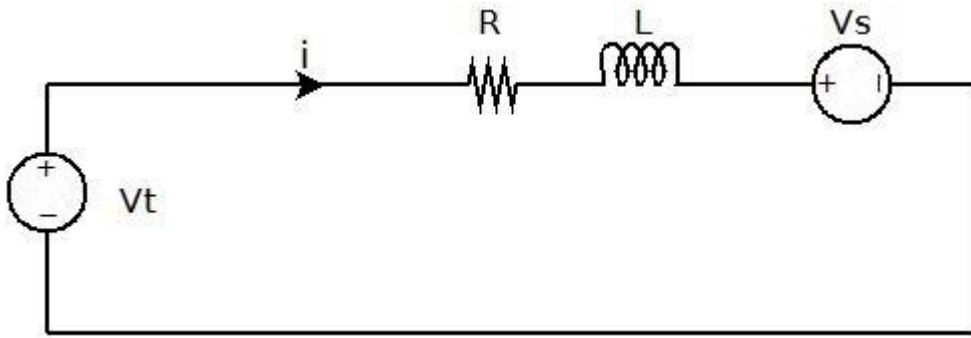


Figura 2.4. Circuit simplificat del convertidor

On V_t és una funció que depèn de $V_{DC}/2$ i la moduladora m segons la equació 3.13.

Exemple 2.1

Seguidament es mostren alguns dels resultats de la simulació d'un convertidor en mig pont tant per el model commutat com per el promitjat. Els paràmetres que s'han fet servir són els següents:

Taula 2.1. Paràmetres de simulació

Paràmetre	Valor	Paràmetre	Valor
L	$550 \mu H$	V_s	$450 V$
R	$8 m\Omega$	m	0.7
$V_{DC}/2$	$650 V$	f_s	$1620 Hz$

Una vegada posat en funcionament el sistema, apareix un estat transitori on el corrent no és constant, si no que va creixent fins arribar al seu valor final i estar en un estat estacionari. Per veure com afecten diferents canvis als paràmetres del convertidor una vegada assolit l'estat estacionari, s'han aplicat les següents modificacions: m s'ha canviat de 0.7 a 0.7005, V_s s'ha canviat de 450 a 470 V i $V_{DC}/2$ s'ha canviat de 650 a 655 V en $t= 0.7 s$, $t= 1.2 s$ i $t= 2 s$ respectivament.

A continuació es presenten els resultats del corrent i obtingut per als models commutat i promitjat.

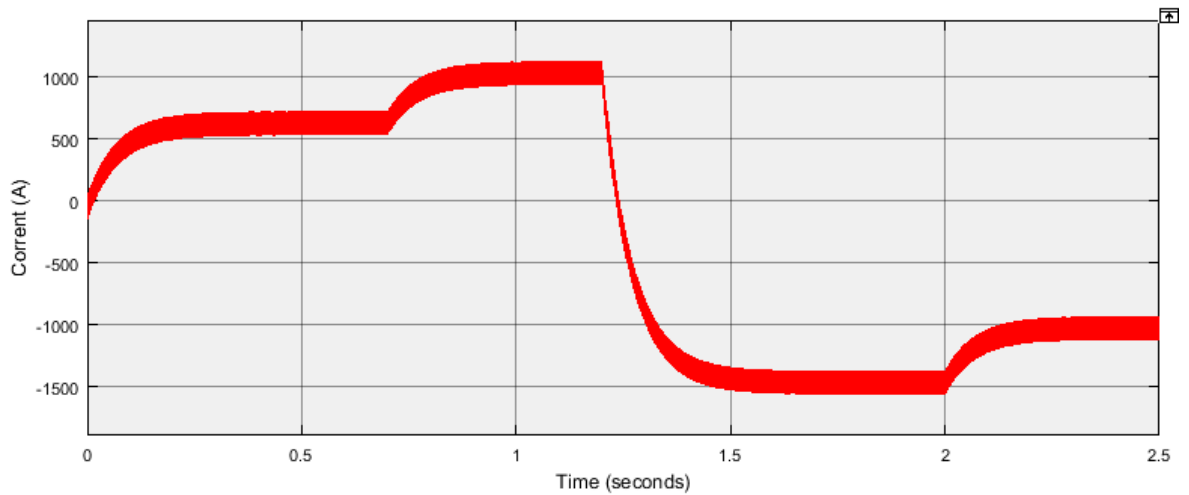


Figura 2.5. Resposta del corrent .Model commutat

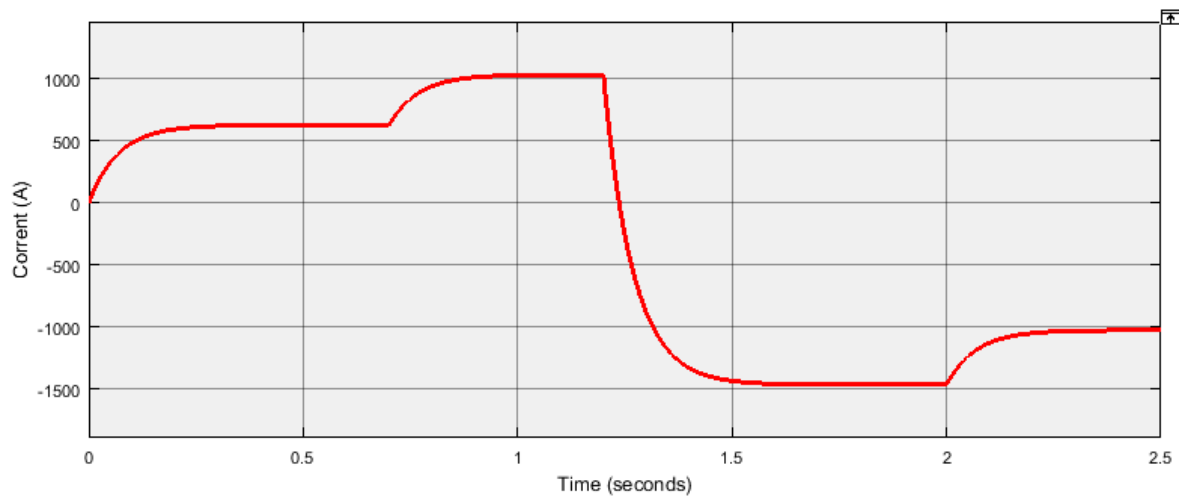


Figura 2.6. Resposta del corrent. Model promitjat.

Es pot observar com s'arriba a l'estat estacionari aproximadament cap als 0.3 s, i el corrent s'estabilitza amb un valor d'uns 600 A. Al augmentar el valor de m , també ho fa la tensió V_t , i per tant el corrent augmenta fins als 1000 A. Al augmentar V_s per sobre de V_t , el corrent canvia de sentit, al igual que la potència, i s'estabilitza als -1500 A. Finalment, quan s'augmenta $V_{DC}/2$ també ho fa V_t , però com segueix sent més petita que V_s el corrent segueix sent negatiu, però amb valor ara de -1000 A. En totes aquestes variacions, es pot observar que el corrent es veu afectat de igual manera en els diferents models.

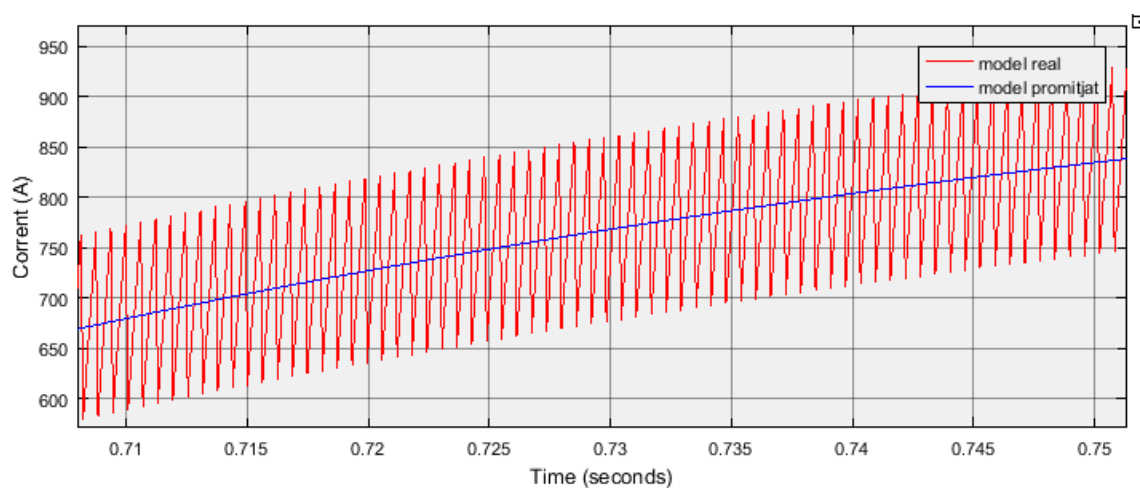


Figura 2.7. Ampliació de les respostes anteriors.

Si es superposen les gràfiques del corrent dels dos models i s'amplien, com a la figura 2.7, es pot veure millor la diferència entre els dos models. Mentre el corrent del model commutat(real) va fluctuant segons les commutacions dels interruptors, el model promitjat agafa el valor mitjà del corrent a cada commutació.

3. Control del convertidor en mig pont

La finalitat del control del convertidor és poder regular en tot moment la potència que es transfereix entre la part de contínua i la part d'alterna. Això es fa imposant a través d'un llaç de control tancat que el corrent que passa pel convertidor sigui igual a un corrent de referència que garanteix aquesta consigna de potència. La variable de control és V_t , la qual es pot regular a partir de la variació de la senyal moduladora.

3.1. Principis

A partir d'ara es farà servir el model promitjat del convertidor en mig pont en tot el treball, i s'obvia el guió superior de les variables promitjades (\bar{x}).

Seguint el model promitjat, el corrent i que es té a la part d'alterna del convertidor ve donat per la següent expressió:

$$L \frac{di}{dt} + Ri = V_t - V_s \quad (\text{Eq. 3.1})$$

On L , R i V_s són la inductància, resistència i tensió de la part d'alterna i V_t és la tensió del punt que comparteixen els interruptors i la part d'alterna. La tensió V_s es considera una pertorbació, i com a tal s'ha fer que no perjudiqui tant la estabilitat com el comportament del sistema.

Com ja s'ha vist anteriorment, la tensió V_t es pot expressar com:

$$V_t = \frac{V_{DC}}{2} m \quad (\text{Eq. 3.2})$$

Amb el llaç de control, es modifica el valor de la senyal moduladora m , que regula la tensió V_t donant les ordres oportunes d'encesa i apagada dels interruptors.

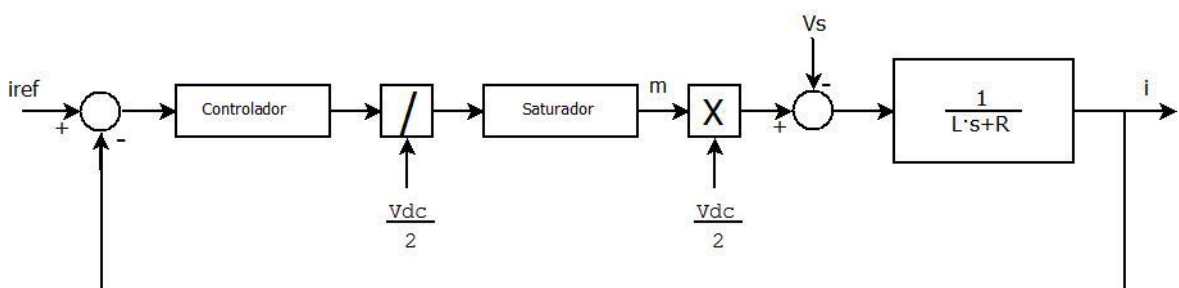


Figura 3.1. Esquema del sistema de control.

El corrent de referència es compara amb el corrent real generant així el senyal d'error, el qual passa a través d'un controlador adequat que assegura un funcionament correcte del sistema. A la sortida del controlador es té la variable de control V_t , que al dividir-la per el valor mesurat de $V_{DC}/2$ s'obté el senyal de la moduladora que s'aplica al control dels interruptors (eq. 3.2). Aquesta moduladora, abans d'aplicar la modulació PWM es passa per un bloc saturador per limitar-la i assegurar que $-1 \leq m \leq 1$. Les ordres d'encesa i apagada dels interruptors imposades per m imposen la tensió V_t a la part d'alterna, la qual genera un corrent segons l'equació 3.1.

El controlador es dissenya segons el tipus de senyal de referència i el tipus de seguiment desitjat de la senyal de referència.

3.2. Disseny del controlador per senyals continus

Si el corrent de referència és continu, al igual que la tensió V_s , es pot utilitzar un controlador PI per fer que el sistema en anell tancat es comporti com un de primer ordre amb la següent funció de transferència.

$$G_i(s) = \frac{1}{\tau_i s + 1} \quad (\text{Eq. 3.3})$$

Així es garanteix que la resposta del corrent i segueixi el de referència i s'estabilitzi sense cap error quan arriba al seu estat estacionari.

La constant de temps τ_i indica el temps que triga la resposta a assolir un 63,21% del seu valor estacionari.

S'han d'elegir les constants del controlador k_p i k_i adequades per tenir el comportament de primer ordre desitjat i una constant de temps determinada. Es poden calcular amb les següents equacions:

$$\frac{k_i}{k_p} = \frac{R}{L} \quad (\text{Eq. 3.4})$$

$$\frac{k_p}{L} = \frac{1}{\tau_i} \quad (\text{Eq. 3.5})$$

L'elecció d'una τ_i petita fa que la resposta del sistema sigui ràpida, però degut a la limitació física que suposa la freqüència de commutació dels interruptors, s'ha d'imposar que $\frac{1}{\tau_i}$ sigui unes 10 vegades inferior a la freqüència de commutació.

Exemple 3.1

Ara al convertidor de l'exemple anterior se li aplica el llaç de control perquè el corrent segueixi com un sistema de primer ordre a un corrent de referència continu. Els paràmetres del convertidor són els següents:

Taula 3.1. Paràmetres de simulació

Paràmetre	Valor
L	$550 \mu H$
R	$8 m\Omega$
$V_{DC}/2$	$800 V$
V_s	$400 V$

Es vol aconseguir una constant de temps de $\tau_i = 5ms$ i per tant les constants del controlador que s'utilitzen són $k_i = 1,6 \Omega/s$ i $k_p = 0.11 \Omega$.

El corrent de referència que s'ha imposat per a aquest exemple pren els següents valors:

$$i_{ref} = \begin{cases} 0 A & \text{si } 0 \leq t < 0,5 s \\ 1000 A & \text{si } 0,5 \leq t < 0,7 s \\ -1000 A & \text{si } 0,7 s \leq t < 1 s \end{cases}$$

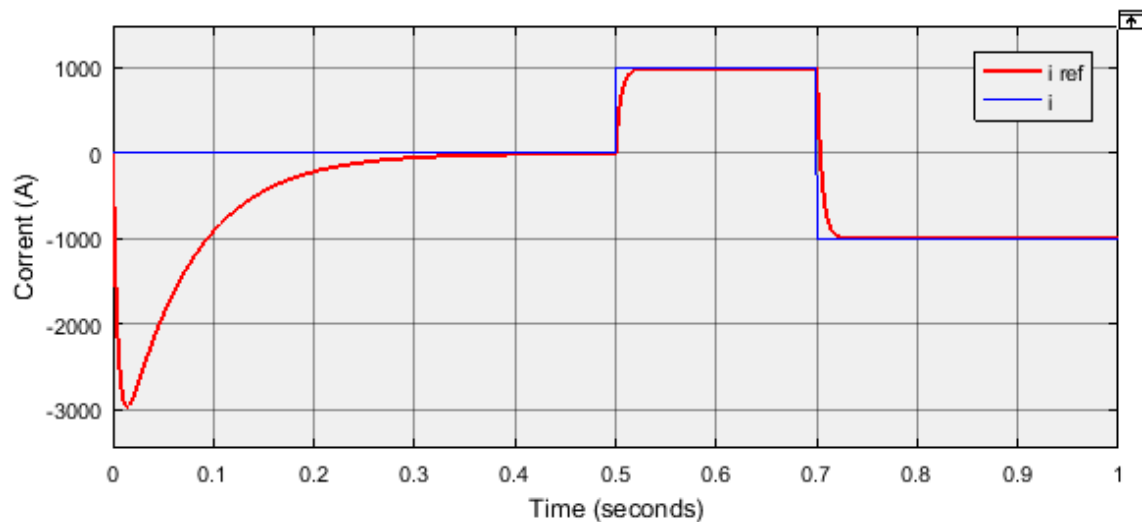


Figura 3.2. Resposta del corrent i corrent de referència .

Es pot observar que al posar en funcionament el sistema, apareix un pic de corrent negatiu i elevat. Això no es desitjable, ja que el corrent que es vol tenir en aquest tram, segons el corrent de referència és de 0 A. Més endavant s'explicarà com evitar-ho. Una vegada assolit l'estat estacionari i amb valor del corrent igual al de referència al voltant de $t = 0,45$ s, el corrent de referència passa en $t = 0,5$ s a valer 1000 A instantàniament. El corrent però, no augmenta instantàniament fins al seu valor final, tal i com era d'esperar en un sistema de primer ordre. La velocitat en que arriba a aquest valor final depèn de la constant de temps. El mateix passa en $t = 0,7$ s, el corrent de referència passa a valer -1000 A i el corrent va disminuint fins arribar al seu valor final.

A continuació es mostra el resultat de la potència P_s , que és la que realment es pot aprofitar de la part d'alterna.

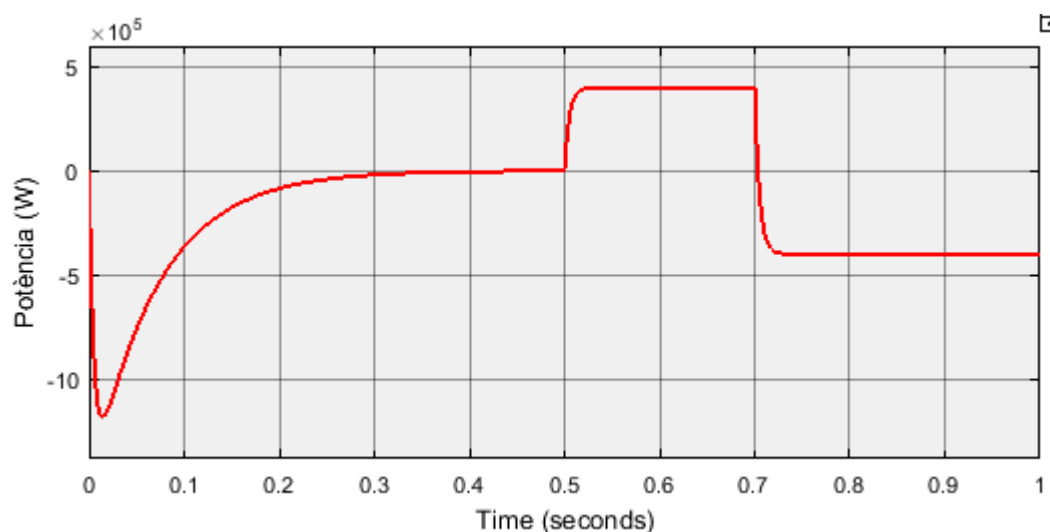


Figura 3.3. Gràfica de la potència P_s .

Es pot veure que la forma de la potència és igual que la del corrent. Això era d'esperar, ja que la tensió V_s és continua.

3.3. Compensació feed-forward.

El pic de corrent de l'inici de l'exemple anterior es deu a l'efecte de la pertorbació de V_s . Per evitar-ho, el que es fa és sumar-la a la sortida del controlador. És el que s'anomena com a compensació feed-forward. L'esquema de control quedaria de la següent manera:

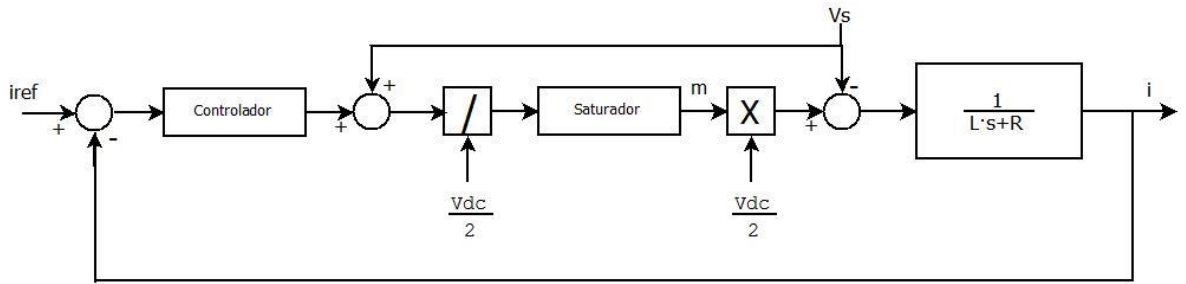


Figura 3.4. Esquema del sistema de control amb el feed-forward.

Aplicant el feed-forward a l'exemple anterior, s'elimina el transitori inicial tal i com s'observa a la següent gràfica del corrent.

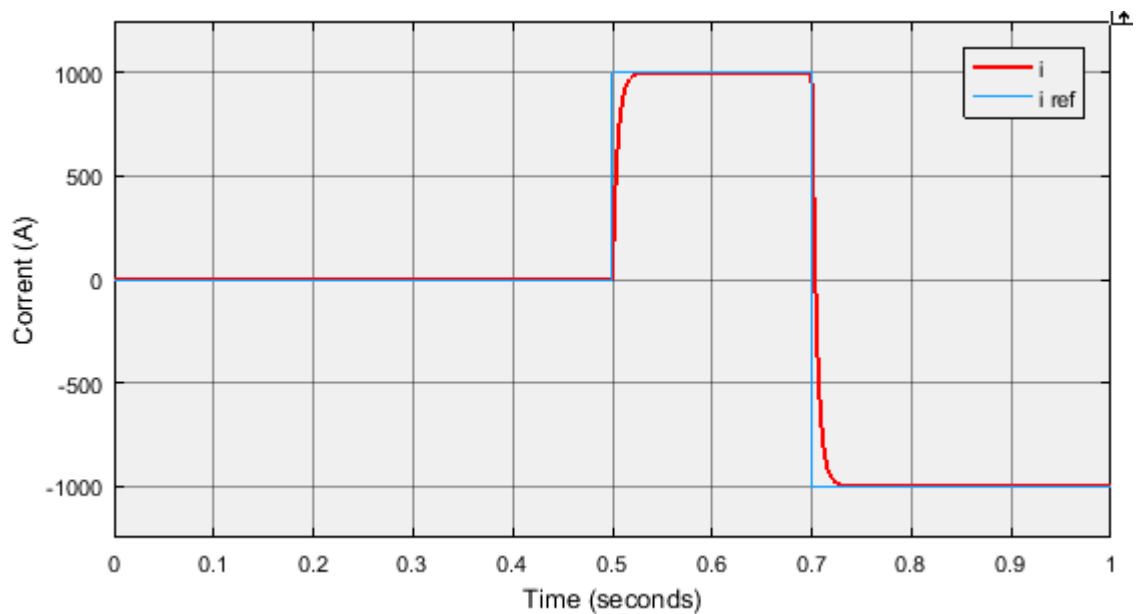


Figura 3.5. Corrent aplicant la compensació feed-forward.

El feed-forward també permet mitigar l'efecte sobre el sistema quan apareix una variació en la tensió V_s .

Exemple 3.2

En aquest exemple, es té el convertidor anterior amb un corrent de referència constant de 500 A. Si s'aplica una variació en V_s , tal i com es pot observar en la següent figura, afecta de diferent manera a la resposta del corrent depenent si es té o no compensació feed-forward.

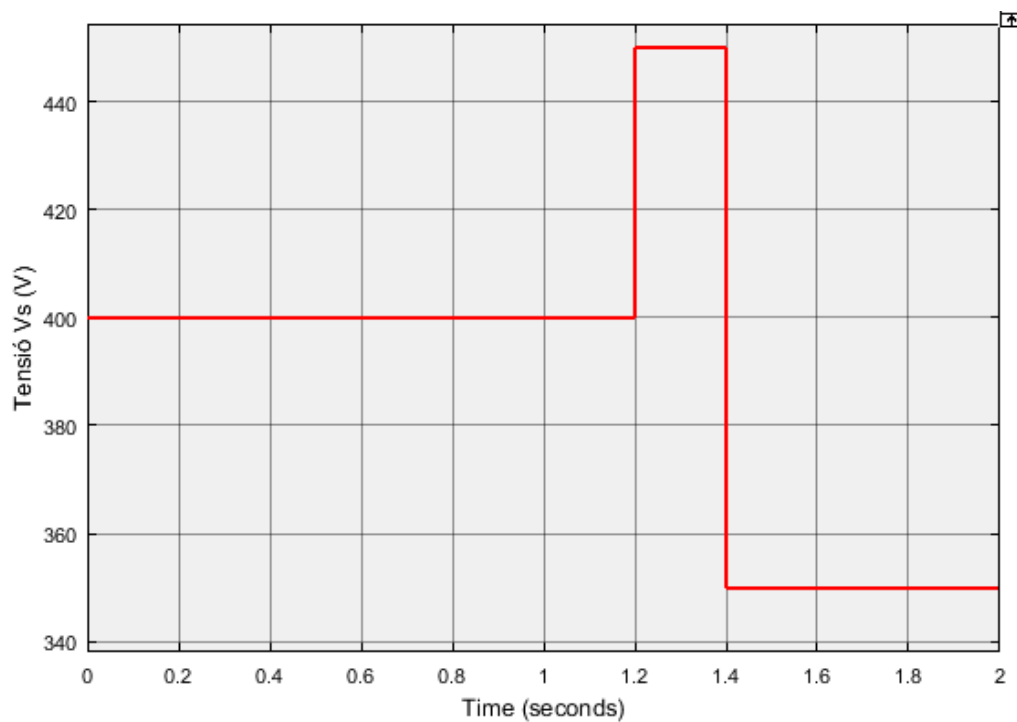


Figura 3.6. Variació en la tensió

Les figures 3.7 i 3.8 mostren la resposta del corrent per un sistema sense feed-forward i amb feed-forward respectivament. Es pot observar com la resposta del corrent amb feed-forward es veu menys afectada per la variació en V_s aplicada i que es mostra en la figura 3.6.

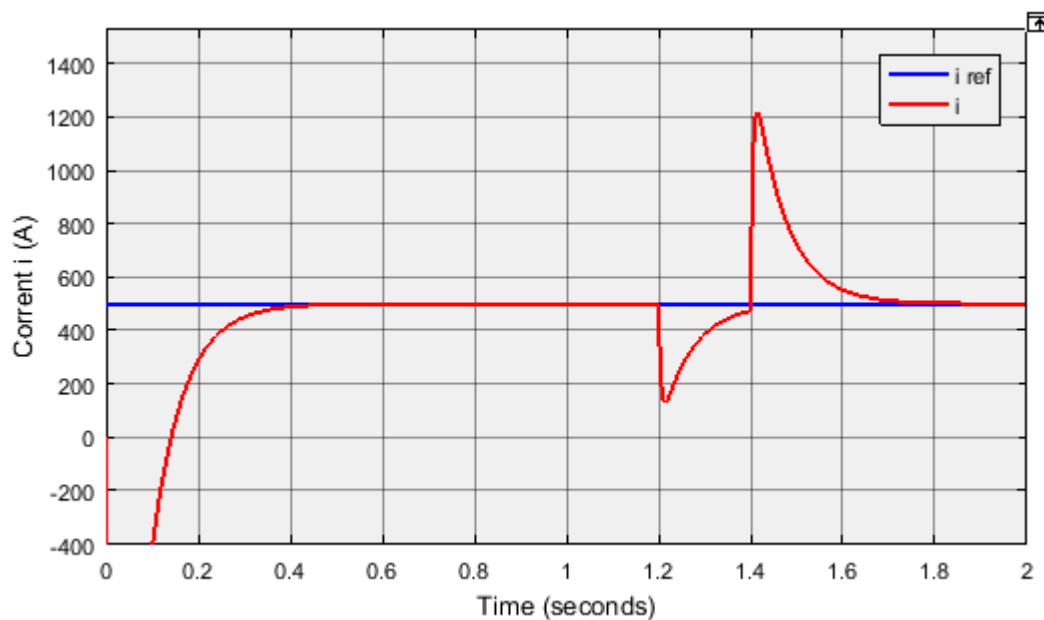


Figura 3.7. Resposta del corrent amb variació de V_s

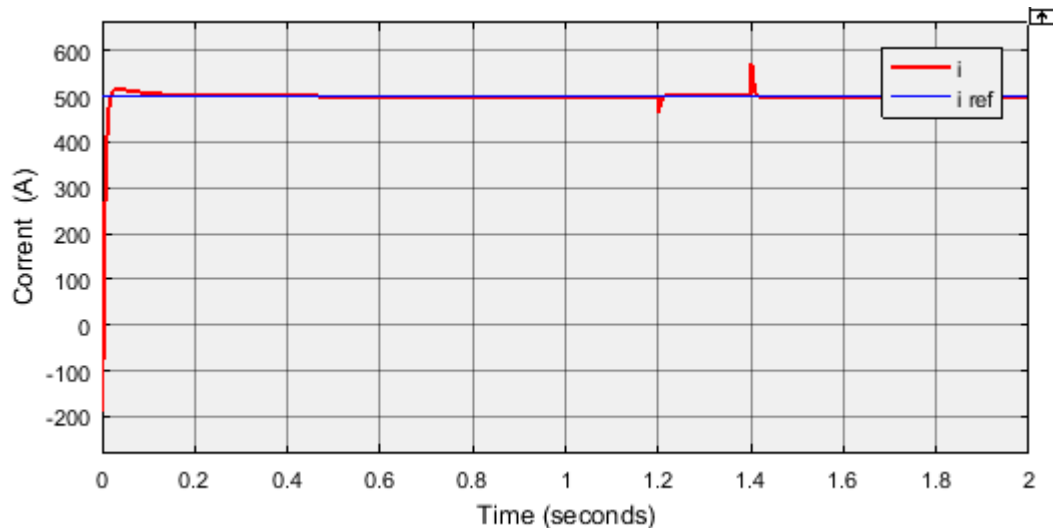


Figura 3.8. Resposta del corrent amb variació de V_s aplicant el feed-forward.

3.4. Disseny del controlador per senyals sinusoidals

Si el corrent de referència és sinusoidal i es fa servir un controlador PI com en el cas de que el corrent sigui continu, la resposta del corrent no segueix exactament el de referència, si no que ho fa amb una amplitud menor i un cert angle de desfasament. Aquest desfasament es pot negligir si s'aconsegueix tenir una τ_i prou petita, però normalment no es possible degut a les limitacions físiques dels interruptors. Per a elegir un controlador adequat, s'ha de tenir en comte:

1. L'amplitud i fase de la resposta del corrent han de ser iguals als del corrent de referència.
2. S'ha de tenir un ample de banda en anell tancat adequat.
3. Per a assegurar l'estabilitat del sistema s'ha de tenir un marge de fase i un marge de guany en anell obert adequat.

Exemple 3.3

La figura 3.9 mostra el convertidor de l'exemple anterior amb el controlador PI i el feed-forward quan es té que $V_s = 400 \sin(314t)$ i es vol imposar un corrent de referència $i_{ref} = 1000 \sin(314t)$. Es pot observar el desfasament i la amplitud que presenta el corrent i respecte el corrent de referència.

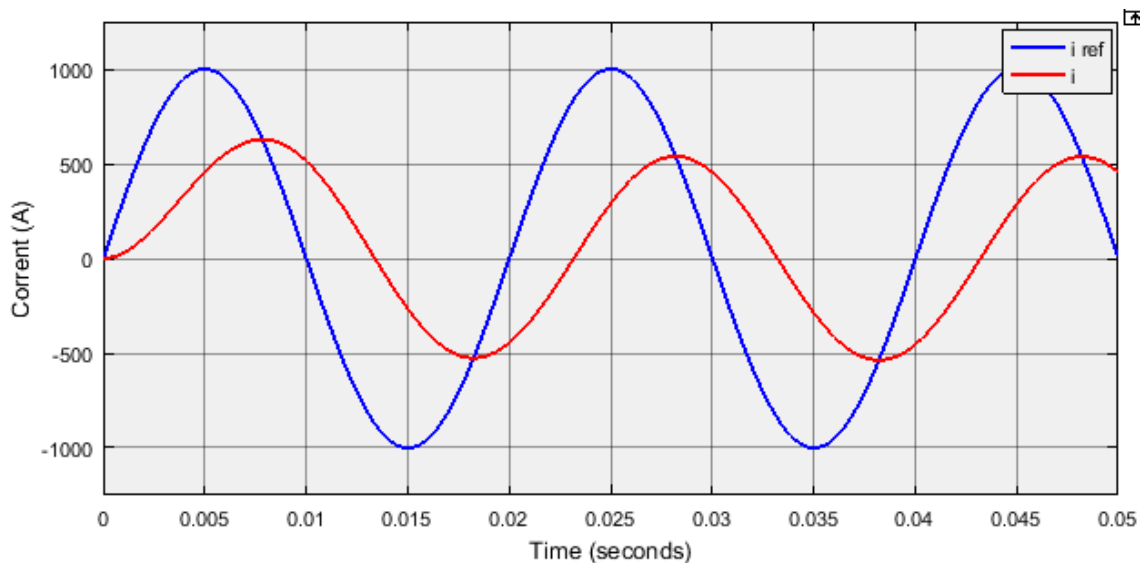


Figura 3.9. Resposta del corrent amb referència sinusoidal i controlador PI.

A continuació s'explica com dissenyar un controlador adequat per a complir les especificacions requerides per a aquest sistema.

La funció de transferència del convertidor és:

$$G(s) = \frac{1}{Ls + R} \quad (\text{Eq. 3.6})$$

Si s'afegeix un controlador, la transmitància en llaç obert és:

$$T(s) = K(s)G(s) \quad (\text{Eq. 3.7})$$

On $K(s)$ és la funció de transferència del controlador.

La resposta en freqüència en anell tancat de tot el sistema és:

$$G_i(j\omega) = \frac{T(j\omega)}{1 + T(j\omega)} \quad (\text{Eq. 3.8})$$

Per eliminar l'error entre el senyal de referència i la resposta cal que el mòdul i la fase de G_i siguin 1 i 0 respectivament per a la freqüència del senyal de referència. Dit d'una altra manera, si ω_0 és la velocitat angular del senyal de referència, s'imposa que:

$$|G_i(j\omega_0)| = 1 \quad (\text{Eq. 3.9})$$

$$\text{Arg}(G_i(j\omega_0)) = 0 \quad (\text{Eq. 3.10})$$

Això es pot aconseguir si $T(j\omega_0) = \infty$. El que es fa és incloure en el controlador un parell de pols conjugats iguals a la velocitat angular del senyal de referència ω_0 .

A més, es necessari eliminar l'efecte que provoca el pol de la funció de transferència del convertidor $G(s)$ en el sistema. Així, es multiplica el controlador per un terme que permeti eliminar aquest pol.

El controlador quedaria de moment de la següent manera:

$$K(s) = \frac{s + R/L}{s^2 + \omega_0^2} \quad (\text{Eq. 3.11})$$

L'ample de banda en anell tancat ω_b està relacionat amb la freqüència de tall ω_c en que el guany en anell obert es fa zero i es pot aproximar com:

$$\omega_b \approx 1,5 \omega_c \quad (\text{Eq. 3.12})$$

Per tant, imposant una ω_c determinada, es pot aconseguir l'ample de banda desitjat.

Per a tenir un marge de fase adequat, es pot utilitzar un compensador sèrie per avançament de fase, que té la següent forma:

$$F_{lead}(s) = \frac{s + (p_1/\alpha)}{s + p_1} \quad (\text{Eq. 3.13})$$

La constant α es pot obtenir amb:

$$\delta_m = \sin^{-1}\left(\frac{\alpha - 1}{\alpha + 1}\right) \quad (\text{Eq. 3.14})$$

On δ_m és l'avançament de fase desitjat.

El pol p_1 del compensador s'obté amb:

$$\omega_c = \frac{p_1}{\sqrt{\alpha}} \quad (\text{Eq. 3.15})$$

Per imposar la freqüència de tall en anell obert ω_c , es multiplica el compensador per una constant h que assegura que $|T(j\omega_c)| = 1$.

Finalment, es pot incloure un compensador sèrie per endarreriment de fase com el següent:

$$F_{lag}(s) = \frac{s + 2}{s + 0.05} \quad (\text{Eq. 3.16})$$

Aquest compensador per endarreriment de fase el que fa és augmentar el guany a freqüències baixes (encara que provoca un desfasament), mentre que a les altres freqüències el guany i la fase no es veuen afectats.

Així, el controlador final es pot expressar com:

$$K(s) = h \left(\frac{s + R/L}{s^2 + \omega_0^2} \right) \cdot F_{lead}(s) \cdot F_{lag}(s) \quad (\text{Eq. 3.17})$$

Exemple 3.4

Es vol dissenyar un controlador que permeti obtenir una resposta del corrent sense error respecte al corrent de referència. Les dades del convertidor són les mateixes que en l'exemple anterior i es té que $V_s = 400 \sin(314t)$ i $i_{ref} = 1000 \sin(314t)$. A més, es vol imposar un ample de banda de $\omega_b = 2800 \text{ rad/s}$, que és unes 9 vegades ω_0 .

Seguint la metodologia explicada anteriorment, el controlador seria inicialment:

$$K(s) = \frac{s + (8 \cdot 10^{-3}) / (550 \cdot 10^{-6})}{s^2 + 314^2} = \frac{s + 14,54}{s^2 + 314^2} \quad (\text{Eq. 3.18})$$

El diagrama de Bode en anell obert es el següent:

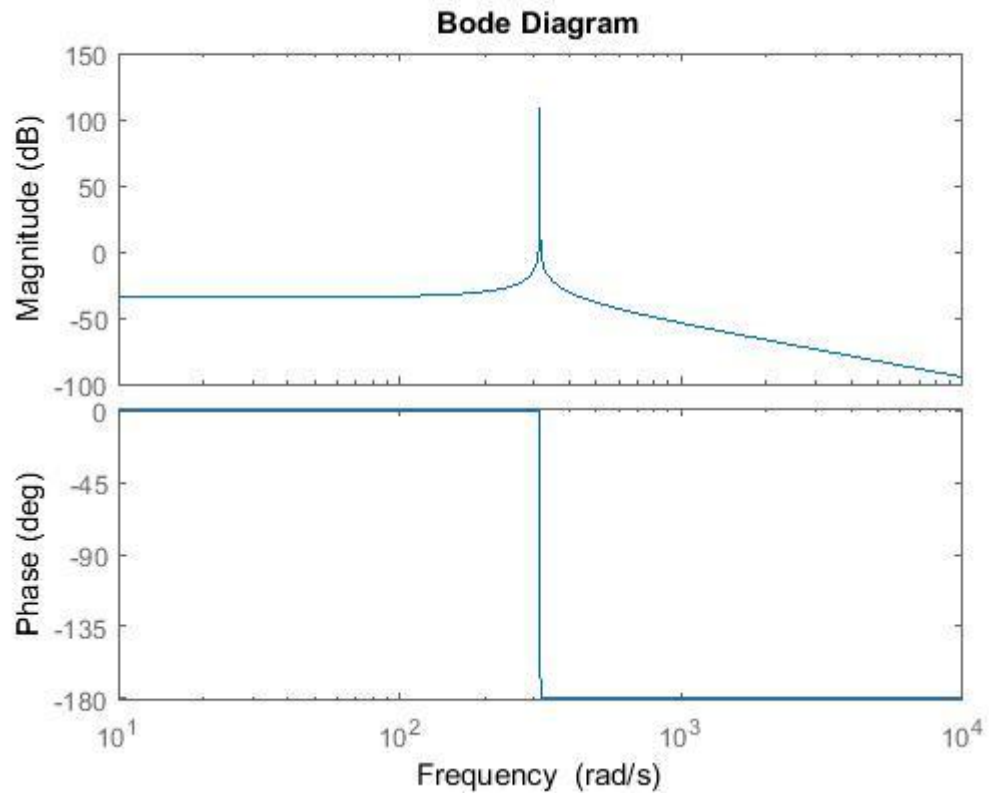


Figura 3.10. Resposta freqüencial en anell obert amb el controlador anterior.

Aquest sistema no és estable, ja que el marge de fase és zero. Perquè sigui estable, es tria un avançament de fase δ_m de 45° , que correspon a un α de 5,83.

Per imposar l'ample de banda:

$$\omega_c = \frac{\omega_b}{1,5} = 1867 \text{ rad/s} \quad (\text{Eq. 3.19})$$

Per tant, el pol del compensador per avançament de fase ha de ser de $p_1 = 4508$.

El controlador queda com:

$$K(s) = h \left(\frac{s + 14,54}{s^2 + 314^2} \right) \left(\frac{s + 773}{s + 4508} \right) \quad (\text{Eq. 3.20})$$

La constant h ha de prendre com a valor 4380 per imposar la freqüència de tall.

Finalment, se li afegeix el compensador per endarreriment de fase i el controlador final queda com:

$$K(s) = 4380 \left(\frac{s + 14,54}{s^2 + 314^2} \right) \left(\frac{s + 773}{s + 4508} \right) \left(\frac{s + 2}{s + 0.05} \right) \quad (\text{Eq. 3.21})$$

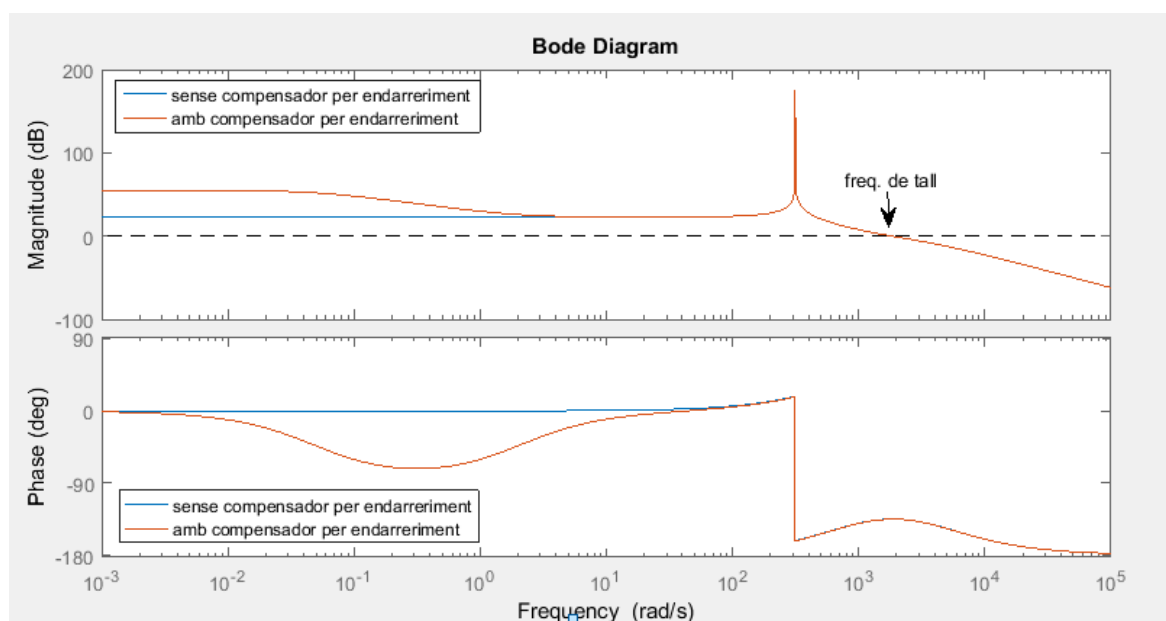


Figura 3.11. Resposta freqüencial en anell obert amb i sense compensador per endarreriment.

En la figura 3.11 es pot veure com el guany i el desfasament a partir dels 100 rad/s aproximadament no es veuen afectats per el compensador per endarreriment. En canvi, per a les freqüències inferiors el guany augmenta i es té una fase de 90° si es té el compensador per endarreriment. També es pot veure gràficament la freqüència de tall ω_c als 1867 rad/s que s'ha imposat. Respecte a la estabilitat, el marge de fase i de guany són adequats.

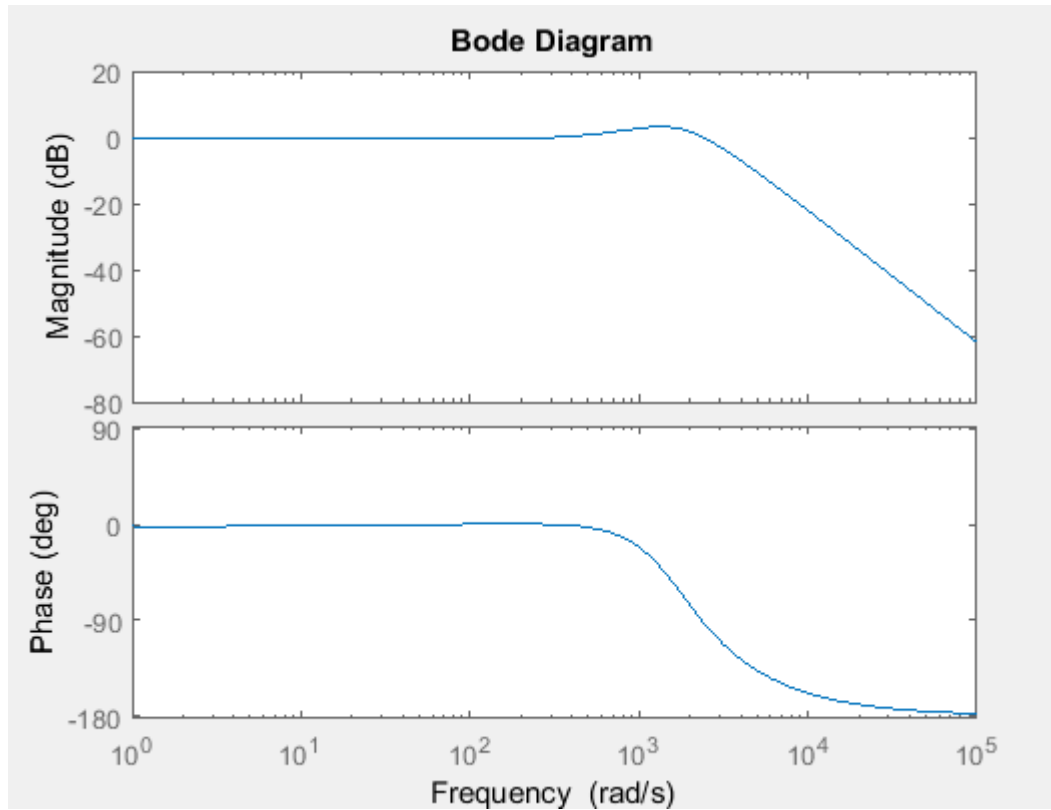


Figura 3.12. Resposta freqüencial en anell tancat del convertidor.

La figura 3.12 mostra la resposta freqüencial en anell tancat amb el controlador final. Es pot veure com el guany i la fase en els 314 rad/s, que es corresponen a ω_0 , valen 1 i 0 respectivament.

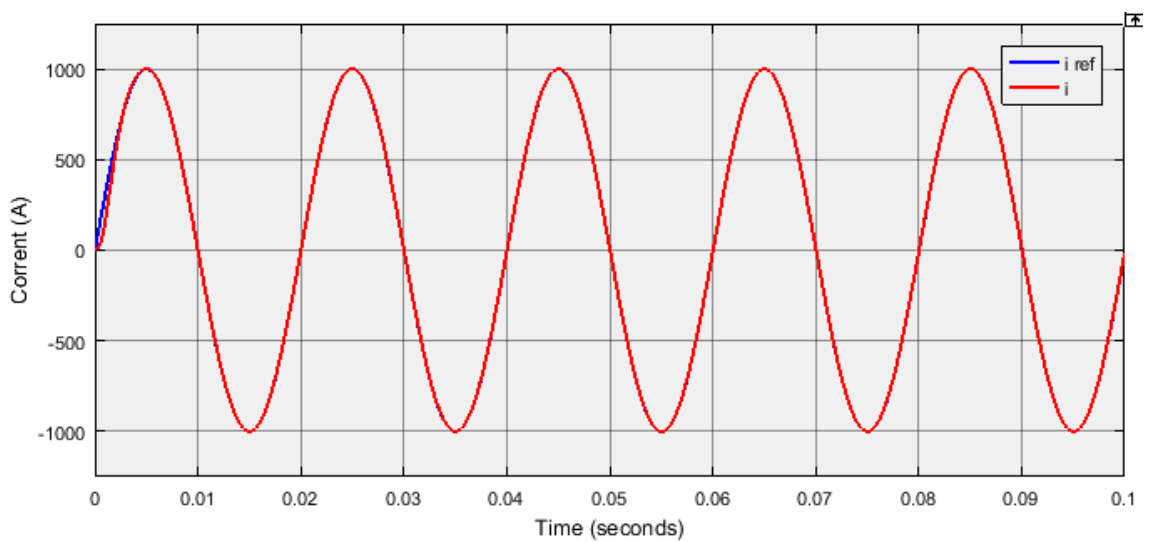


Figura 3.13. Resposta del corrent amb el controlador per ones sinusoidals.

Tal i com es pot veure a la figura 3.13, la resposta del corrent quan arriba a l'estat estacionari no presenta cap error respecte al corrent de referència. Per tant, es demostra que cal dissenyar un controlador més complex en el cas que els senyals de referència siguin d'alterna respecte si es treballa en contínua.

4. Fasors espacials

Un VSC trifàsic està format per tres VSC en mig pont com el presentat en el capítol 2, i el seu control és més complex, ja que es necessita controlar cada fase per separat. Una manera més simple de fer-ho és canviant els eixos de referència dels senyals trifàsics per els anomenats eixos estacionaris (α - β) i eixos rotatoris (d - q). A continuació s'explica com funcionen aquests canvis d'eixos i els seus avantatges.

4.1. Sistemes trifàsics en fasors espacials

Tenint en comte una senyal trifàsica sinusoidal com la següent:

$$\begin{aligned}f_a(t) &= \hat{f} \cos(\omega t + \theta_0) \\f_b(t) &= \hat{f} \cos(\omega t + \theta_0 - \frac{2\pi}{3}) \\f_c(t) &= \hat{f} \cos(\omega t + \theta_0 - \frac{4\pi}{3})\end{aligned}\tag{Eq. 4.1}$$

On \hat{f} és l'amplitud, θ_0 l'angle inicial, i ω la velocitat angular.

Es defineix el fasor espacial, a partir de la funció anterior com:

$$\vec{f}(t) = \frac{2}{3} \left[e^{j0} f_a(t) + e^{j\frac{2\pi}{3}} f_b(t) + e^{j\frac{4\pi}{3}} f_c(t) \right]\tag{Eq. 4.2}$$

Que també es pot expressar com:

$$\vec{f}(t) = (\hat{f} e^{j\theta_0}) e^{j\omega t}\tag{Eq. 4.3}$$

De manera inversa, es poden obtenir $f_a(t)$, $f_b(t)$ i $f_c(t)$ a partir del vector espacial amb:

$$f_a(t) = \text{Re}\{\vec{f}(t) e^{-j0}\}\tag{Eq. 4.4}$$

$$f_b(t) = \operatorname{Re} \left\{ \vec{f}(t) e^{-j\frac{2\pi}{3}} \right\}$$

$$f_c(t) = \operatorname{Re} \left\{ \vec{f}(t) e^{-j\frac{4\pi}{3}} \right\}$$

Si el que es vol es modificar l'amplitud i l'angle per igual a totes les fases de un sistema trifàsic, el fasor espacial permet fer-ho de manera senzilla.

Es pot obtenir un nou vector espacial

$$\vec{f}'(t) = \vec{f}(t)A(t)e^{j\phi(t)} \quad (\text{Eq. 4.5})$$

On $A(t)$ és una funció en el temps que multiplica l'amplitud de cada fase, i $\phi(t)$ és una altra funció en el temps que determina la variació d'angle de cada fase.

Els senyals de cada fase modificades quedarien de la següent manera:

$$f'_a(t) = A(t)\hat{f} \cos[(\omega t + \theta_0) + \phi(t)]$$

(Eq. 4.6)

$$f'_b(t) = A(t)\hat{f} \cos\left[\left(\omega t + \theta_0 - \frac{2\pi}{3}\right) + \phi(t)\right]$$

$$f'_c(t) = A(t)\hat{f} \cos\left[\left(\omega t + \theta_0 - \frac{4\pi}{3}\right) + \phi(t)\right]$$

Exemple 4.1

Es té un senyal trifàsic amb $\hat{f} = 2$, $\theta_0 = 0$ rad i $\omega = 314$ rad/s, i es vol disminuir l'amplitud fins a la meitat als 0,05 segons i després aplicar un augment de l'angle en totes les fases de π rad als 0,1 segons.

Per fer això només cal obtenir el vector espacial i multiplicar-lo per $A(t)e^{j\phi(t)}$, on $A(t)$ i $\phi(t)$ són

$$A(t) = \begin{cases} 1 & \text{si } t < 0,05 \text{ s} \\ 0,5 & \text{si } 0,05 \text{ s} < t \end{cases}$$

$$\phi(t) = \begin{cases} 0 & \text{si } t < 0,1 \text{ s} \\ \pi & \text{si } 0,1 \text{ s} < t \end{cases}$$

Una vegada es passa del vector espacial al sistema trifàsic s'obté resultat de la figura 4.1. Es pot veure com l'amplitud disminueix als 0,05 segons i que als 0,1 segons es canvia la polaritat de cada fase.

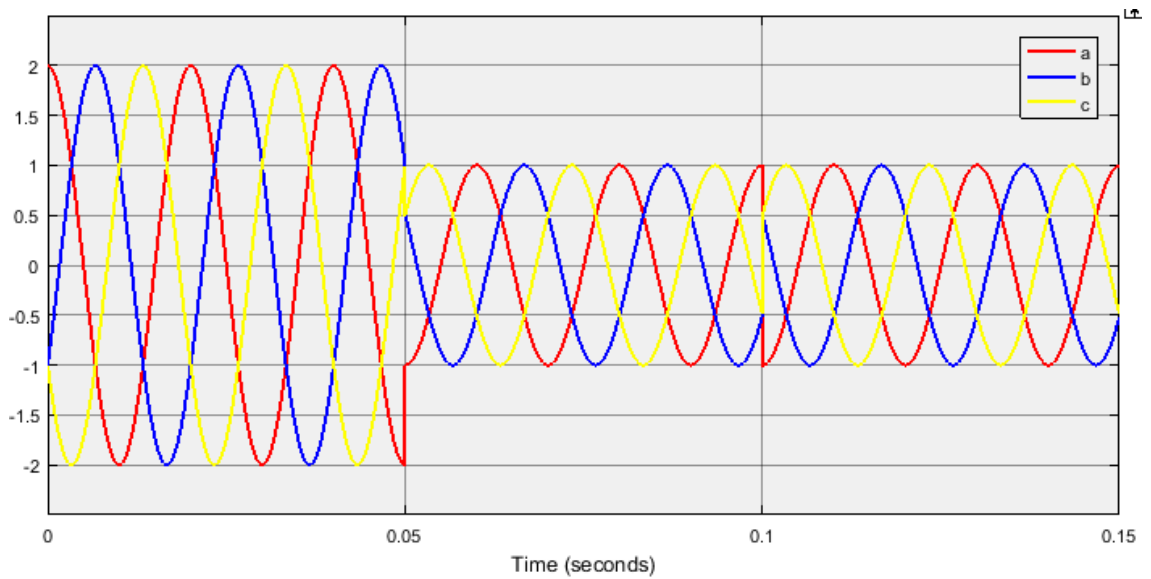


Figura 4.1. Resultat de modificar la senyal utilitzant els vectors espacials.

A més, es poden modelar sistemes trifàsics utilitzant vectors espacials, amb la particularitat que per als sistemes simètrics i acoblats s'obtenen equacions equivalents a les dels sistemes desacoblats. No obstant, no es poden modelar sistemes asimètrics a no ser que sigui en el domini α - β o d-q.

La potència en un sistema trifàsic calculada utilitzant vectors espacials presenta l'avantatge de que es pot calcular encara que hi hagi variacions en la freqüència o amplitud dels voltatges i corrents.

$$P(t) = \text{Re} \left\{ \frac{3}{2} \vec{v}(t) \vec{i}^*(t) \right\} \quad (\text{Eq. 4.7})$$

$$Q(t) = \text{Im} \left\{ \frac{3}{2} \vec{v}(t) \vec{i}^*(t) \right\} \quad (\text{Eq. 4.8})$$

$$S(t) = P(t) + jQ(t) = \frac{3}{2} \vec{v}(t) \vec{i}^*(t) \quad (\text{Eq. 4.9})$$

4.2. Eixos estacionaris α - β

El vector espacial definit en la equació 4.2 és un nombre complex, i per tant es pot descompondre en la part real i la part imaginària, que s'anomenen α i β respectivament.

$$\vec{f}(t) = f_\alpha(t) + jf_\beta(t) \quad (\text{Eq. 4.10})$$

Aquestes components no son més que les projeccions del vector espacial en els eixos real i imaginari, anomenats ara α i β respectivament.

$f_\alpha(t)$ i $f_\beta(t)$ es poden obtenir a partir de la senyal trifàsica de la següent manera:

$$\begin{bmatrix} f_\alpha(t) \\ f_\beta(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} C \begin{bmatrix} f_a(t) \\ f_b(t) \\ f_c(t) \end{bmatrix} \quad (\text{Eq. 4.11})$$

On

$$C = \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (\text{Eq. 4.12})$$

D'igual manera es pot obtenir la senyal trifàsica a partir del vector espacial amb:

$$\begin{bmatrix} f_a(t) \\ f_b(t) \\ f_c(t) \end{bmatrix} = C^T \begin{bmatrix} f_\alpha(t) \\ f_\beta(t) \end{bmatrix} \quad (\text{Eq. 4.13})$$

On C^T és la matriu transposada de C .

Respecte al control del convertidor trifàsic, si les senyals es transformen en el seu equivalent α - β , es redueix en un el nombre de bucles de control necessaris. Així, es té un bucle per a les components α i un per a les β , funcionant independentment un de l'altre. Reduint el nombre de bucles es simplifica el sistema, però el disseny dels controladors es complex, ja que les senyals α i β son normalment sinusoidals.

La potència expressada en α - β queda com:

$$P(t) = \frac{3}{2} [v_\alpha(t)i_\alpha(t) + v_\beta(t)i_\beta(t)] \quad (\text{Eq. 4.14})$$

$$Q(t) = \frac{3}{2} [-v_\alpha(t)i_\beta(t) + v_\beta(t)i_\alpha(t)] \quad (\text{Eq. 4.15})$$

4.3. Eixos rotatoris d-q

La transformació per passar de α - β a d - q s'expressa de la següent manera:

$$f_d + jf_q = (f_\alpha + jf_\beta)e^{-j\varepsilon(t)} \quad (\text{Eq. 4.16})$$

Que no és més que afegir una variació de $-\varepsilon(t)$ en l'angle del vector espacial. Això és d'utilitat si es pren:

$$\varepsilon(t) = \varepsilon_0 + \int \omega(\tau)d\tau \quad (\text{Eq. 4.17})$$

Ja que en aquest cas s'aconsegueix tenir un sistema de continua.

$$f_d + jf_q = \hat{f}(t) e^{j(\theta_0 - \varepsilon_0)} \quad (\text{Eq. 4.18})$$

Les components d - q es poden obtenir a partir de les components α - β amb

$$\begin{bmatrix} f_d(t) \\ f_q(t) \end{bmatrix} = \mathbf{R}[\varepsilon(t)] \begin{bmatrix} f_\alpha(t) \\ f_\beta(t) \end{bmatrix} \quad (\text{Eq. 4.19})$$

On

$$\mathbf{R}[\varepsilon(t)] = \begin{bmatrix} \cos \varepsilon(t) & \sin \varepsilon(t) \\ -\sin \varepsilon(t) & \cos \varepsilon(t) \end{bmatrix} \quad (\text{Eq. 4.20})$$

I de manera similar es poden obtenir les components α - β a partir de les d - q amb:

$$\begin{bmatrix} f_\alpha(t) \\ f_\beta(t) \end{bmatrix} = \mathbf{R}^{-1}[\varepsilon(t)] \begin{bmatrix} f_d(t) \\ f_q(t) \end{bmatrix} \quad (\text{Eq. 4.21})$$

On

$$\mathbf{R}^{-1}[\varepsilon(t)] = \begin{bmatrix} \cos \varepsilon(t) & -\sin \varepsilon(t) \\ \sin \varepsilon(t) & \cos \varepsilon(t) \end{bmatrix} \quad (\text{Eq. 4.22})$$

Resumint, en el domini d - q el control es simplifica, ja que les senyals es poden tractar com si fossin de continua i per tant el disseny dels controladors és més senzill. Per a aplicar la transformada i convertir les senyals abc en d - q s'ha de trobar l'angle $\varepsilon(t)$ adequat que garanteixi la equació 4.17.

La potència en components d - q es calcula de la següent manera:

$$P(t) = \frac{3}{2}[v_d(t)i_d(t) + v_q(t)i_q(t)] \quad \text{(Eq. 4.23)}$$

$$Q(t) = \frac{3}{2}[-v_d(t)i_q(t) + v_q(t)i_d(t)] \quad \text{(Eq. 4.24)}$$

5. Convertidor DC/AC trifàsic de dos nivells.

El VSC trifàsic de dos nivells està format per tres convertidors en mig pont com els presentats anteriorment i és bidireccional, és a dir, la potència pot anar de la part de contínua a la d'alterna i viceversa. Les parts de contínua de cada mig pont es connecten entre elles en paral·lel en els terminals de contínua del convertidor trifàsic. Per altra banda, la part d'alterna de cada mig pont passa a ser una fase del sistema trifàsic, que anomenarem a, b i c .

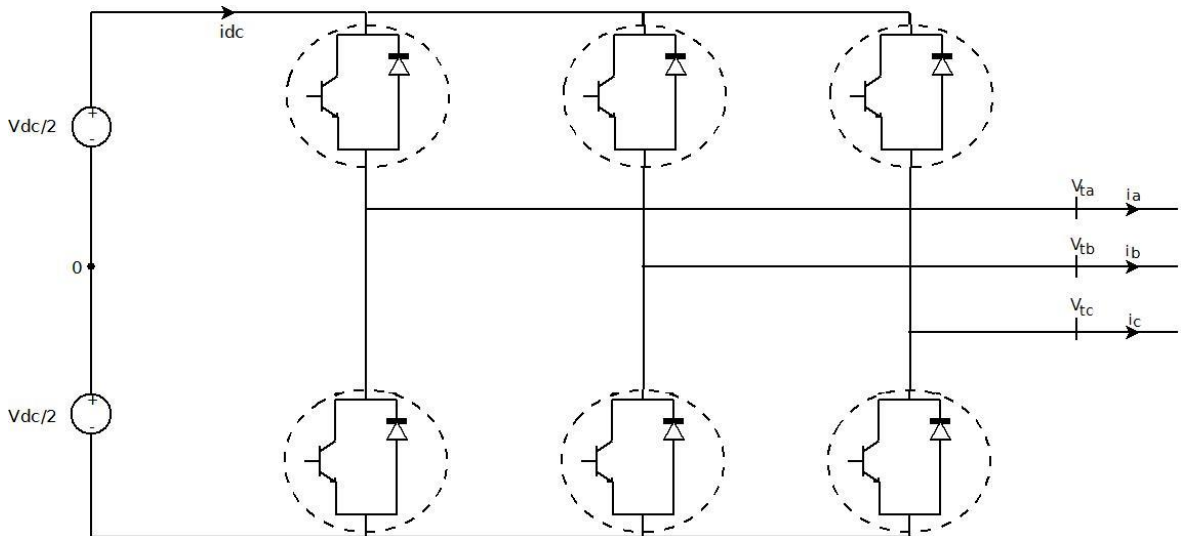


Figura 5.1. Convertidor VSC ideal trifàsic.

Es diu que el convertidor és de dos nivells perquè els terminals d'alterna només poden tenir dos valors de tensió possibles, els quals estan determinats per la part de contínua ($V_{DC}/2$ i $-V_{DC}/2$). Com ja s'ha vist anteriorment, es pot aconseguir tenir formes promitjades del corrent i tensió a la part d'alterna que siguin similars a una ona sinusoidal mitjançant la modulació PWM. En el convertidor trifàsic però, es tenen tres ones moduladores m_a, m_b i m_c , una per a cada fase.

La tensió de la part d'alterna V_t està relacionada amb la tensió de la part de contínua segons:

$$V_{ta}(t) = \frac{V_{DC}}{2} m_a(t) \quad (\text{Eq. 5.1})$$

$$V_{tb}(t) = \frac{V_{DC}}{2} m_b(t) \quad (\text{Eq. 5.2})$$

$$V_{tc}(t) = \frac{V_{DC}}{2} m_c(t) \quad (\text{Eq. 5.3})$$

A continuació es mostra una simplificació del convertidor, el qual s'ha connectat a la xarxa elèctrica representada per la font de tensió trifàsica V_{sabc} , la qual està enllaçada amb les cèl·lules de commutació del convertidor a través d'una branca RL. La tensió V_{tabc} depèn de la tensió de contínua i la senyal moduladora segons les equacions 5.1, 5.2 i 5.3. La potència activa i reactiva que es transmet del convertidor a la xarxa s'anomena P_s i Q_s respectivament.

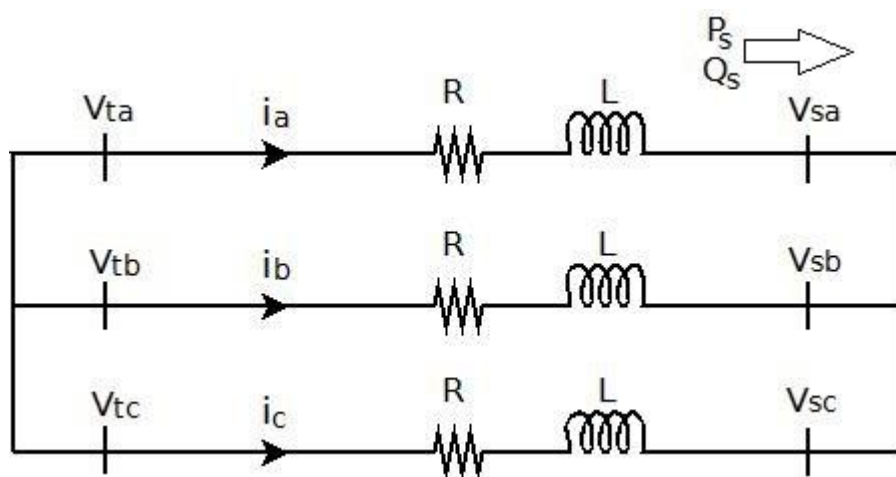


Figura 5.2. Simplificació del convertidor connectat a xarxa .

6. Control en Alfa-Beta

A continuació s'explica com funciona el control del convertidor trifàsic en α - β quan la part d'alterna està connectada a la xarxa (figura 5.2). S'assumeix que la freqüència de la xarxa és constant, i per tant la freqüència de la part d'alterna del convertidor està imposada per la xarxa.

6.1. Principis

El que es vol controlar és la potència tant activa com reactiva que es transmet del convertidor a la xarxa. Com el convertidor es bidireccional es pot tenir una potència negativa, la qual implica que la potència es transmet de la xarxa cap al convertidor. A més, es pot controlar la tensió de la part de continua.

Per controlar la potència P_s i Q_s que es transmet, existeixen dos mètodes diferents, el control en mode de tensió i en mode de corrent. El control en mode de tensió és més simple i té menys bucles de control, però el control en mode de corrent és més robust davant canvis en els paràmetres del sistema, té més precisió i permet protegir el convertidor contra pics de corrent. Aquest últim mètode és el que es farà servir per controlar el convertidor.

A més, el control del convertidor trifàsic es simplifica si es treballa en el domini α - β , ja que permet controlar i_α i i_β per separat i de manera independent. Per fer això s'han de transformar totes les variables del sistema en variables α - β tal i com s'explica en el capítol 4.

Les equacions que caracteritzen el convertidor trifàsic en el domini α - β son:

$$V_{t\alpha}(t) = \frac{V_{DC}}{2} m_\alpha(t) \quad (\text{Eq. 6.1})$$

$$V_{t\beta}(t) = \frac{V_{DC}}{2} m_\beta(t) \quad (\text{Eq. 6.2})$$

$$L \frac{di_\alpha}{dt} = -Ri_\alpha + V_{t\alpha}(t) - V_{s\alpha}(t) \quad (\text{Eq. 6.3})$$

$$L \frac{di_\beta}{dt} = -Ri_\beta + V_{t\beta}(t) - V_{s\beta}(t) \quad (\text{Eq. 6.4})$$

On V_t és la tensió de la part d'alterna del convertidor, V_{DC} la tensió de la part de contínua del convertidor, m la senyal moduladora de control dels interruptors, R i L la resistència i inductància que enllacen la part d'alterna del convertidor amb la xarxa i V_s la tensió de la xarxa.

Si el que es vol és imposar una potència $P_{sref}(t)$ i $Q_{sref}(t)$ determinada, el corrent en la part d'alterna queda fixat i es pot calcular de la següent manera

$$i_{aref}(t) = \frac{2}{3} \frac{V_{s\alpha}}{V_{s\alpha}^2 + V_{s\beta}^2} P_{sref}(t) + \frac{2}{3} \frac{V_{s\beta}}{V_{s\alpha}^2 + V_{s\beta}^2} Q_{sref}(t) \quad (\text{Eq. 6.5})$$

$$i_{\beta ref}(t) = \frac{2}{3} \frac{V_{s\beta}}{V_{s\alpha}^2 + V_{s\beta}^2} P_{sref}(t) - \frac{2}{3} \frac{V_{s\alpha}}{V_{s\alpha}^2 + V_{s\beta}^2} Q_{sref}(t) \quad (\text{Eq. 6.6})$$

L'esquema del control en mode de corrent és el següent:

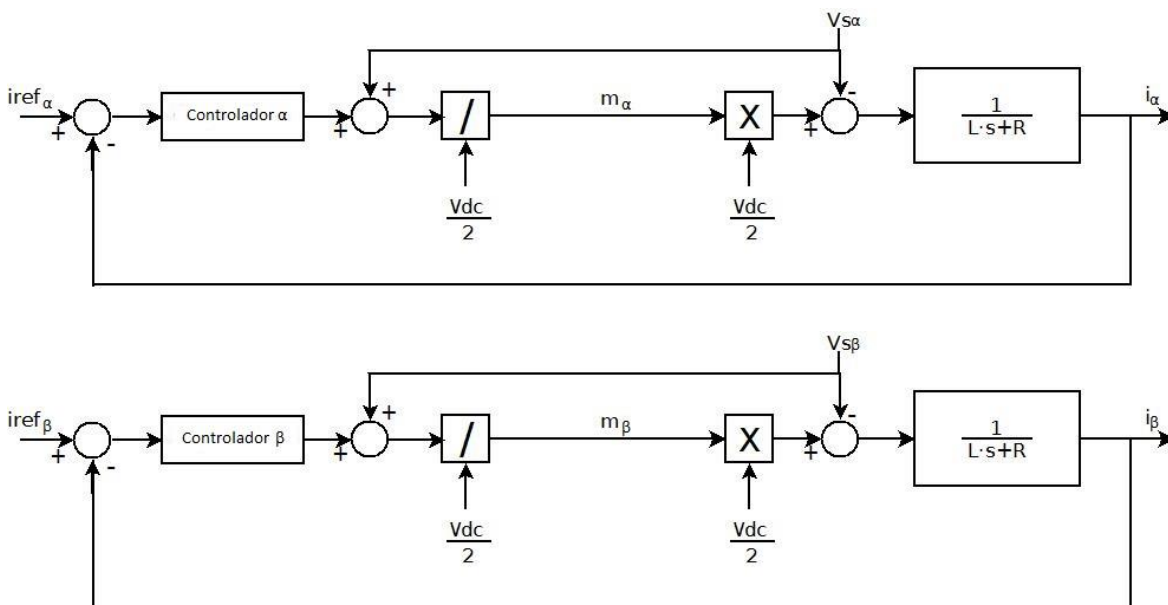


Figura 6.1. Esquema de control en α - β .

Es tenen dos bucles de control independents i idèntics al del convertidor en mig pont, un per a les senyals α i un per a les β . Els corrents de referència $i_{ref\alpha\beta}$, calculats segons les consignes de potència, es comparen amb els corrents reals $i_{\alpha\beta}$ i es generen els senyals d'error, els quals passen als controladors. Aquests controladors són iguals per a les senyals α i les β , i es dissenyen de la mateixa manera que el controlador del convertidor en mig pont per a senyals sinusoidals. A la sortida dels controladors s'aplica la compensació feed-forward de la tensió $V_{s\alpha\beta}$ i es divideix per $V_{DC}/2$ per fer el bucle independent d'alguna variació en la tensió de contínua que es pugui tenir. El que s'obté són les senyals moduladores $m_{\alpha\beta}$, les quals s'han de transformar en m_{abc} i saturar per assegurar que $-1 \leq$

$m_{abc} \leq 1$. Finalment, una vegada obtinguda la senyal moduladora de cada fase, es dóna les ordres d'encesa i apagada dels interruptors del convertidor amb la tècnica PWM i així poder transmetre la potència desitjada.

A continuació es mostra un esquema del sistema complet.

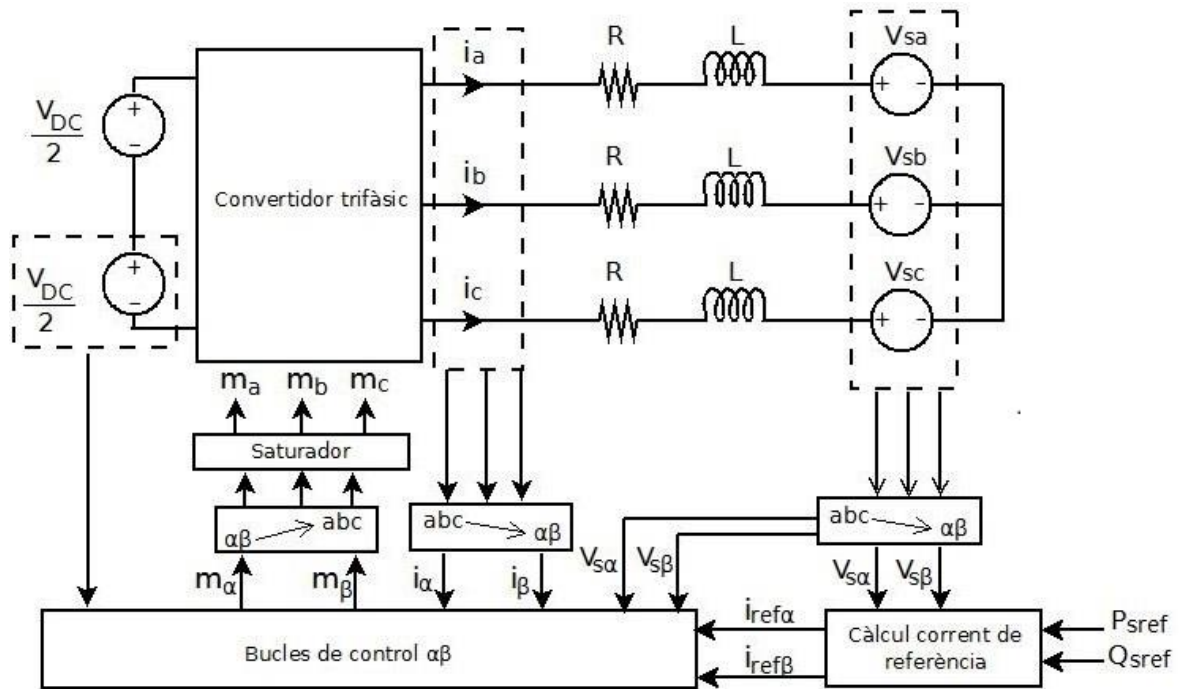


Figura 6.2. Convertidor trifàsic amb control en mode de corrent.

Exemple 6.1

Es té un convertidor VSC trifàsic amb les següents dades:

Taula 6.1. Paràmetres de simulació

Paràmetre	Valor
L	$80 \mu H$
R	$1 m\Omega$
$V_{DC}/2$	$800 V$
\hat{V}_s	$391 V$
f_{xarxa}	$50 Hz$

Els controladors s'han calculat com el de l'exemple del convertidor en mig pont amb un ample de banda de 2800 rad/s.

$$k_{\alpha}(s) = k_{\beta}(s) = 4380 \left(\frac{s + 12,5}{s^2 + 314^2} \right) \left(\frac{s + 773}{s + 4508} \right) \left(\frac{s + 2}{s + 0,05} \right) \quad (\text{Eq. 6.7})$$

Per veure com es comporta el convertidor davant variacions en les seves consignes de potència P_{sref} i Q_{sref} s'ha fet una simulació en que inicialment $P_{sref} = 0$ i $Q_{sref} = 0$ en $t = 0$ s. Després s'han realitzat les següents variacions:

$$P_{sref} = \begin{cases} 0 \text{ kW} & \text{si } 0 \leq t < 0,1 \text{ s} \\ 500 \text{ kW} & \text{si } 0,1 \leq t < 0,2 \text{ s} \\ -300 \text{ kW} & \text{si } 0,2 \leq t < 0,3 \text{ s} \end{cases}$$

$$Q_{sref} = \begin{cases} 0 \text{ kVAr} & \text{si } 0 \leq t < 0,25 \text{ s} \\ 300 \text{ kVAr} & \text{si } 0,25 \leq t < 0,3 \text{ s} \end{cases}$$

Es pot veure com les potències P_s i Q_s prenen valors iguals als de referència, però apareixen pics quan hi ha alguna variació. A més, encara que només es modifiqui P_{sref} , Q_s es veu afectada i viceversa. Això vol dir que P_s i Q_s , no estan perfectament desacoblades, degut a que els corrents no poden seguir les referències de corrent instantàniament.

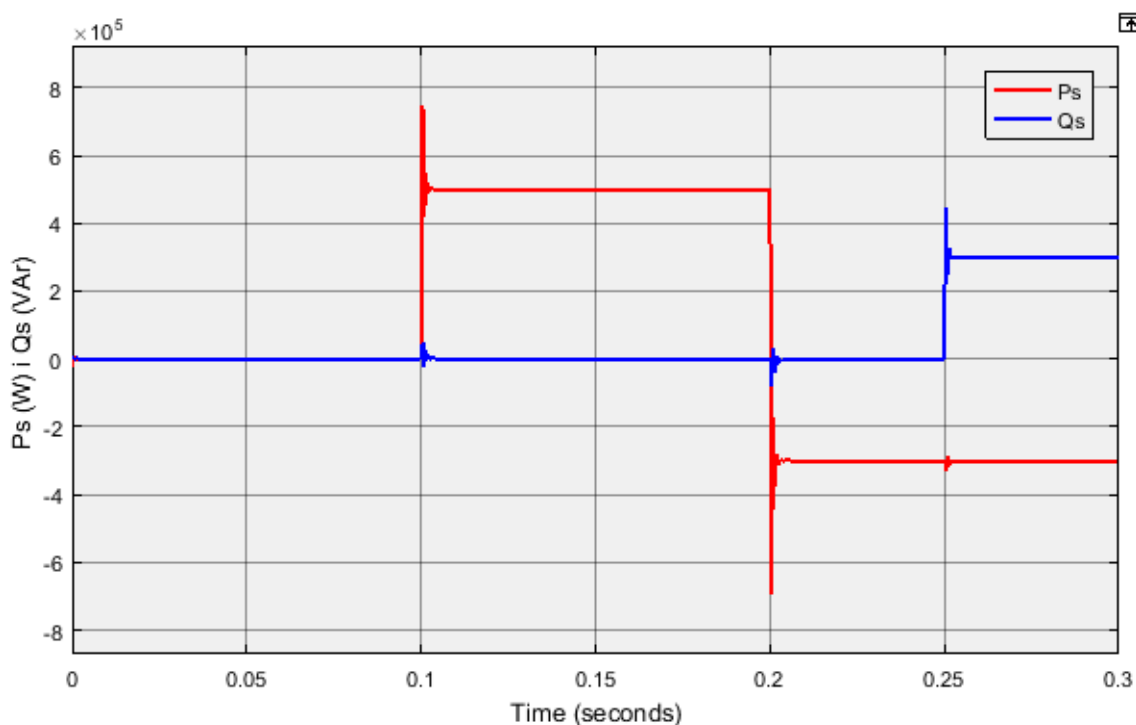


Figura 6.3. Resultats de Ps i Qs.

6.2. Selecció de la tensió VDC

En la modulació PWM, s'ha de garantir que les senyals moduladores m_{abc} compleixin:

$$|m_{abc}(t)| \leq 1 \quad (\text{Eq. 6.8})$$

ja que de no ser així es diu que el sistema sobremodula [2] i es generen harmònics no desitjats. Per tant, a partir de les equacions 6.1-6.2 i la equació 6.8 es dedueix que per a totes les fases:

$$V_t(t) \leq \frac{V_{DC}}{2} \quad (\text{Eq. 6.9})$$

La tensió V_t de cada fase té la següent forma:

$$V_{ta}(t) = \widehat{V}_t(t) \cos(\omega_0 t + \theta_0 + \delta) \quad (\text{Eq. 6.10})$$

$$V_{tb}(t) = \widehat{V}_t(t) \cos\left(\omega_0 t + \theta_0 + \delta - \frac{2\pi}{3}\right)$$

$$V_{tc}(t) = \widehat{V}_t(t) \cos\left(\omega_0 t + \theta_0 + \delta - \frac{4\pi}{3}\right)$$

On $\widehat{V}_t(t)$ és l'amplitud, ω_0 la freqüència de la xarxa, θ_0 l'angle inicial i δ el desfasament respecte la tensió V_{sabc} .

L'amplitud de $V_{tabc}(t)$ es pot determinar de manera aproximada amb :

$$\widehat{V}_t(t) \approx \sqrt{\widehat{V}_s^2 + \left(\frac{4L\omega_0}{3}\right) Q_s + \left(\frac{4L}{3}\right) \frac{dP_s}{dt}} \quad (\text{Eq. 6.11})$$

Observant l'equació 6.11 es pot veure que $\widehat{V}_t(t)$ depèn de Q_s en el estat estacionari, però si es té un transitori i varia la potència P_s , apareix un pic en $\widehat{V}_t(t)$ més gran com més brusc sigui aquesta variació en P_s . Això s'ha de tenir en comte al seleccionar el valor de V_{DC} perquè es compleixi la restricció de la equació 6.9.

Una manera de reduir la tensió V_{DC} necessària és modificant la senyal moduladora amb el mètode d'injecció d'harmònic de tercer ordre.

Així la senyal moduladora nova, que anomenarem m'_{abc} té la següent forma:

$$m'_a(t) = \widehat{m}(t) \cos \varepsilon - \frac{1}{6} \widehat{m}(t) \cos 3\varepsilon \quad (\text{Eq. 6.12})$$

$$m'_b(t) = \hat{m}(t) \cos\left(\varepsilon - \frac{2\pi}{3}\right) - \frac{1}{6}\hat{m}(t) \cos\left[3\left(\varepsilon - \frac{2\pi}{3}\right)\right]$$

$$m'_c(t) = \hat{m}(t) \cos\left(\varepsilon - \frac{4\pi}{3}\right) - \frac{1}{6}\hat{m}(t) \cos\left[3\left(\varepsilon - \frac{4\pi}{3}\right)\right]$$

On \hat{m} és l'amplitud i ε dona la informació sobre la freqüència i l'angle inicial. A continuació es mostra de manera gràfica la diferència entre m i m' amb una amplitud igual a la unitat.

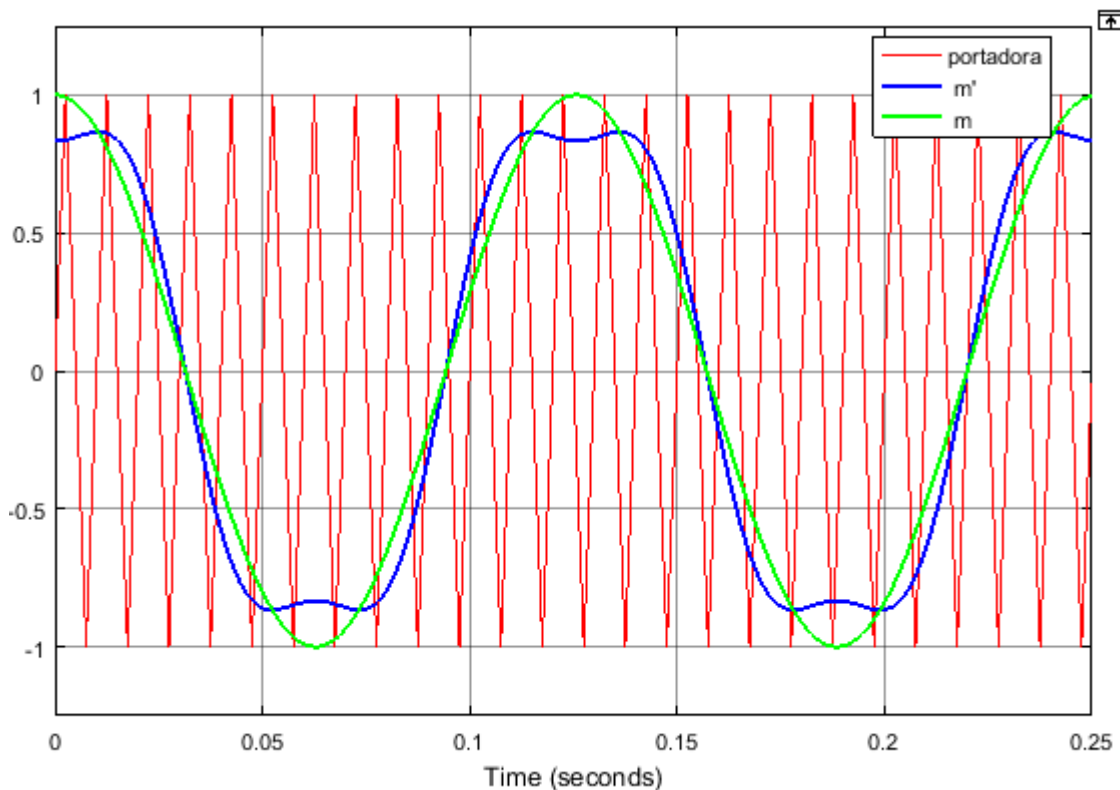


Figura 6.4. Moduladora amb i sense injecció d'harmònics.

Es pot veure com encara que la amplitud és igual a 1, el valor màxim de m' és inferior, i per tant \hat{m} es pot augmentar fins a 1,15 sense que hi hagi sobremodulació. A més, aquest tercer harmònic injectat no afecta en el comportament del sistema tant en l'estat estacionari com en el transitori, i per tant les característiques del sistema són les mateixes que si s'utilitza una m sense injecció del tercer harmònic.

Al poder augmentar \hat{m} , es pot disminuir aproximadament un 15% la tensió de la part de contínua i seguir complint la restricció de l'equació 7.9.

Per obtenir les senyals m'_{abc} a partir de $m_{\alpha\beta}$ es pot fer amb:

$$m'_a(t) = \frac{3}{2}m_a(t) - \frac{2}{3} \frac{m_a^3(t)}{m_\alpha^2 + m_\beta^2} \quad (\text{Eq. 6.13})$$

$$m'_b(t) = \frac{3}{2}m_b(t) - \frac{2}{3} \frac{m_b^3(t)}{m_\alpha^2 + m_\beta^2}$$

$$m'_c(t) = \frac{3}{2}m_c(t) - \frac{2}{3} \frac{m_c^3(t)}{m_\alpha^2 + m_\beta^2}$$

6.3. Regulació de la tensió en la part de contínua

En algunes aplicacions, la part de contínua no està connectada a una font de tensió estable, si no que és un subministrador de potència com podria ser un sistema fotovoltaic. La potència P_{ext} és la que es transfereix d'aquesta font d'alimentació cap a la part de contínua del convertidor, i com la tensió V_{DC} no està fixada, s'ha de regular mitjançant un bucle de control.

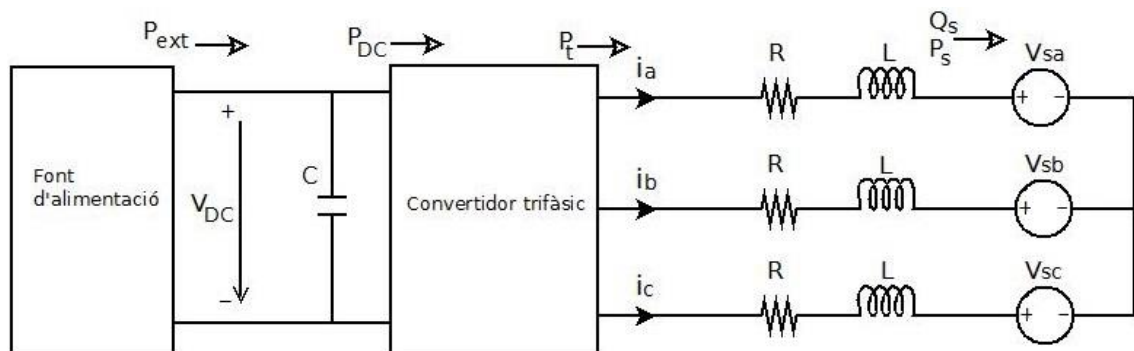


Figura 6.5. Esquema del convertidor amb la part de contínua.

La tensió de la part de contínua es pot relacionar amb la potència P_s amb:

$$\frac{dV_{DC}^2}{dt} = \frac{2}{C}P_{ext} - \frac{2}{C} \left[P_s + \left(\frac{2LP_s}{3\hat{V}_s^2} \right) \frac{dP_s}{dt} \right] + \frac{2}{C} \left[\left(\frac{2LQ_s}{3\hat{V}_s^2} \right) \frac{dQ_s}{dt} \right] \quad (\text{Eq. 6.14})$$

Així, es pot controlar V_{DC} amb un bucle de control addicional al que controla la potència activa i reactiva del sistema. La tensió V_{DC}^2 es compara amb la de referència i passa al controlador, obtenint així la variable de control. Per disminuir l'efecte que provoca la pertorbació de P_{ext} , es suma a la sortida del controlador una estimació de P_{ext} com a feed-forward. Després, la senyal passa a través d'un saturador

per limitar P_{sref} i protegir el convertidor contra pics de corrent elevats. Aquesta P_{sref} passa al bucle de control de la potència que ja s'ha explicat anteriorment, i que té com a funció de transferència $G_p(s)$. La funció de transferència que relaciona P_s i V_{DC}^2 s'ha anomenat $G_v(s)$.

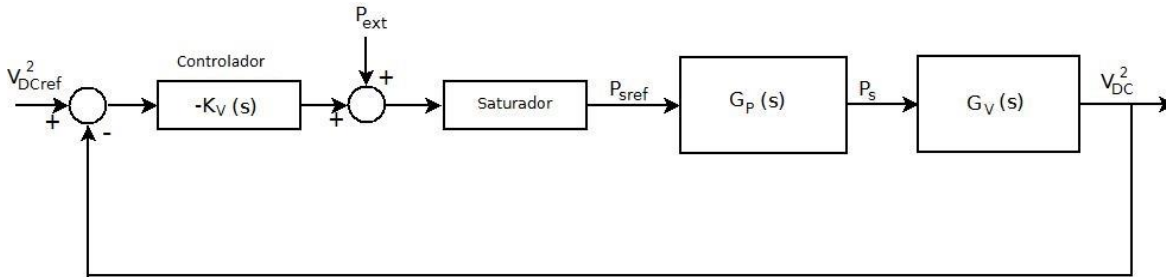


Figura 6.6. Esquema de control de la tensió de continua

La funció de transferència $G_v(s)$ és:

$$G_v(s) = -\left(\frac{2}{C}\right) \frac{\tau s + 1}{s} \quad (\text{Eq. 6.15})$$

On τ es pot expressar en estat estacionari com:

$$\tau = \frac{2LP_s}{3\hat{V}_s^2} = \frac{2LP_{ext}}{3\hat{V}_s^2} \quad (\text{Eq. 6.16})$$

6.3.1. Disseny del controlador

A continuació s'explica com dissenyar el controlador $K_v(s)$ que sigui adequat per al control de la tensió V_{DC}^2 . Per compensar el signe negatiu de $G_v(s)$, es multiplica el controlador per -1, i la transmitància en anell obert queda de la següent manera:

$$T_v(s) = -K_v(s)G_p(s)G_v(s) \quad (\text{Eq. 6.17})$$

La resposta freqüencial de la funció de transferència $G_p(s)$ té la forma de la de la figura 3.12. Es pot veure com per a freqüències altes, $G_p(j\omega)$ presenta un desfasament negatiu, el qual pot reduir el marge de fase. Per això, la freqüència de tall ω_c que s'imposa en el disseny d'aquest controlador és bastant més petita que l'ample de banda de $G_p(s)$ per aconseguir que $G_p(\omega_c) \approx 1 + j0$.

$G_v(s)$ depèn de la potència P_{ext0} que es transmet des de la part de contínua en règim permanent i per això s'ha de dissenyar el controlador tenint en compte el cas més desfavorable. Si el convertidor treballa com a rectificador, és a dir es té una P_{ext} negativa, $G_v(s)$ presenta un zero en el semiplà de la dreta ($z = -1/\tau$), que pot provocar inestabilitats en el sistema.

Si es té:

$$K_v(s) = \left(\frac{C}{2}\right) \frac{H(s)}{s} \quad (\text{Eq. 6.18})$$

Lavors $T_v(s)$ té la següent forma si $G_p(j\omega_c) \approx 1$

$$T_v(j\omega_c) \approx H(j\omega_c) \frac{j\tau\omega_c + 1}{-\omega_c^2} \quad (\text{Eq. 6.19})$$

Finalment, per a garantir l'estabilitat del sistema, $H(j\omega_c)$ es selecciona de manera que el guany de $T_v(j\omega_c)$ sigui igual a la unitat i es tingui un marge de fase adequat.

Exemple 6.2

Es té un convertidor VSC trifàsic amb les mateixes dades que l'exemple anterior:

Taula 6.2. Paràmetres de simulació

Paràmetre	Valor
L	$80 \mu H$
R	$1 m\Omega$
\hat{V}_s	$391 V$
f_{xarxa}	$50 Hz$

La part de contínua ara no està connectada a una font de tensió, si no que la potència la transmet una font d'alimentació com la de la figura 6.5, la qual pot transmetre qualsevol potència entre $P_{ext} = \pm 1 MW$. El que es vol és dissenyar un controlador per a regular la tensió de la part de contínua. La capacitat del condensador és de $C = 9650 \mu F$.

L'ample de banda dels controladors de P_s i Q_s és de $\omega_b = 2800 rad/s$, i per tant s'ha escollit una freqüència de tall $\omega_c = 500 rad/s$ per al bucle de control de regulació de la tensió V_{DC} .

Com el cas on poden aparèixer més inestabilitats en el sistema és quan $P_{ext} = -1 MW$, es dissenya el controlador tenint en comte aquest escenari.

Imposant ω_c , un candidat al controlador és segons la equació 6.18:

$$K_v = \frac{1188}{s} \quad (\text{Eq. 6.20})$$

A la figura 6.7 es pot veure el diagrama de Bode de $T_v(s)$ si s'utilitza aquest controlador inicial. El guany és igual a 0 dB en $\omega = 500 \text{ rad/s}$ tal i com s'esperava, però el marge de fase és d'uns -10° , i per tant el sistema és inestable. Per millorar l'estabilitat, s'augmenta la fase 55° en ω_c per a aconseguir un marge de fase de 45° .

Per fer això, s'utilitza un compensador per avançament de fase com el de l'equació 3.13. Els paràmetres d'aquest compensador obtinguts són $\alpha = 10,06$ i $p_1 = 1070$. Finalment es troba i multiplica el compensador per la constant h que garanteix que $|T_v(j\omega_c)| = 1$.

El controlador final ve donat per:

$$k_v = 3768 \frac{s + 106,36}{s(s + 1070)} \quad (\text{Eq. 6.21})$$

A la figura 6.7 es pot comprovar com amb aquest controlador final el marge de fase és acceptable.

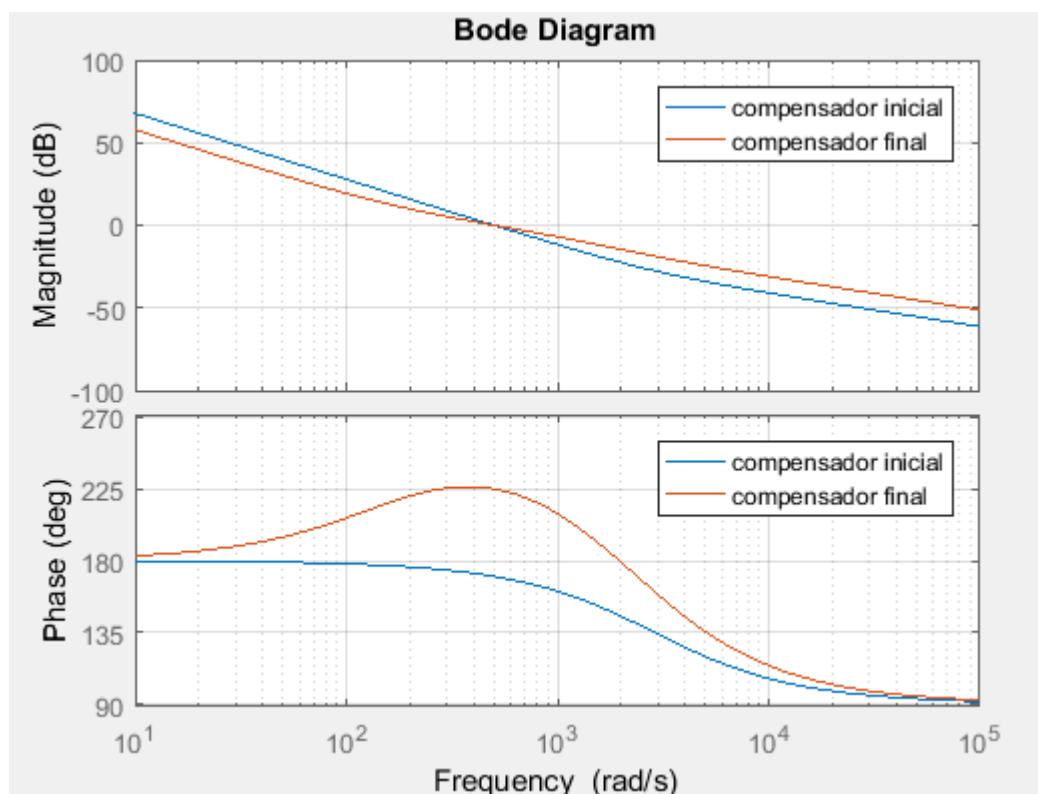


Figura 6.7. Diagrama de Bode de la transmissió en anell obert T_v .

A continuació es mostren les corbes de la tensió V_{DC} , P_s i Q_s davant les següents variacions en P_{ext} i Q_{sref} .

$$P_{ext} = \begin{cases} 0 \text{ MW} & \text{si } 0 \leq t < 0,05 \text{ s} \\ 1 \text{ MW} & \text{si } 0,05 \leq t < 0,15 \text{ s} \\ -1 \text{ MW} & \text{si } 0,15 \leq t < 0,3 \text{ s} \end{cases}$$

$$Q_{sref} = \begin{cases} 0 \text{ kVAr} & \text{si } 0 \leq t < 0,25 \text{ s} \\ 300 \text{ kVAr} & \text{si } 0,25 \leq t < 0,3 \text{ s} \end{cases}$$

Per al regulador de tensió s'ha utilitzat el controlador $K_v(s)$ calculat anteriorment, i la V_{DCref} que s'ha imposat és de 2200 V.

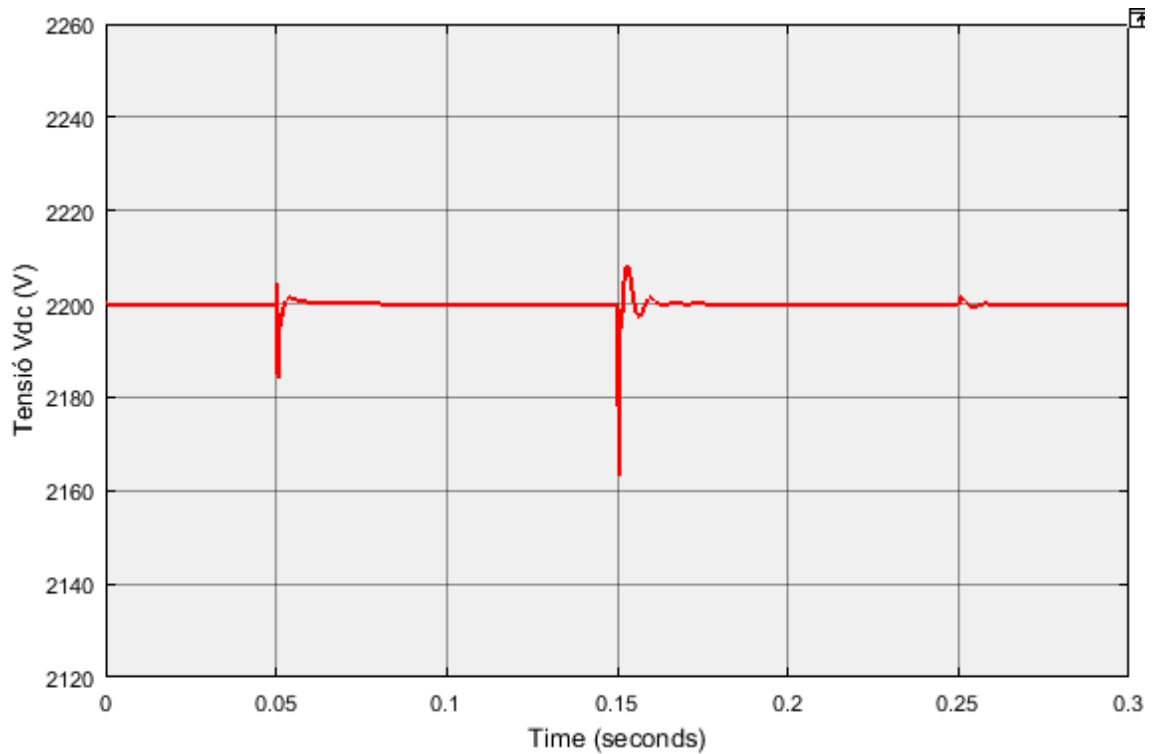


Figura 6.8. Tensió de contínua aplicant el regulador de tensió.

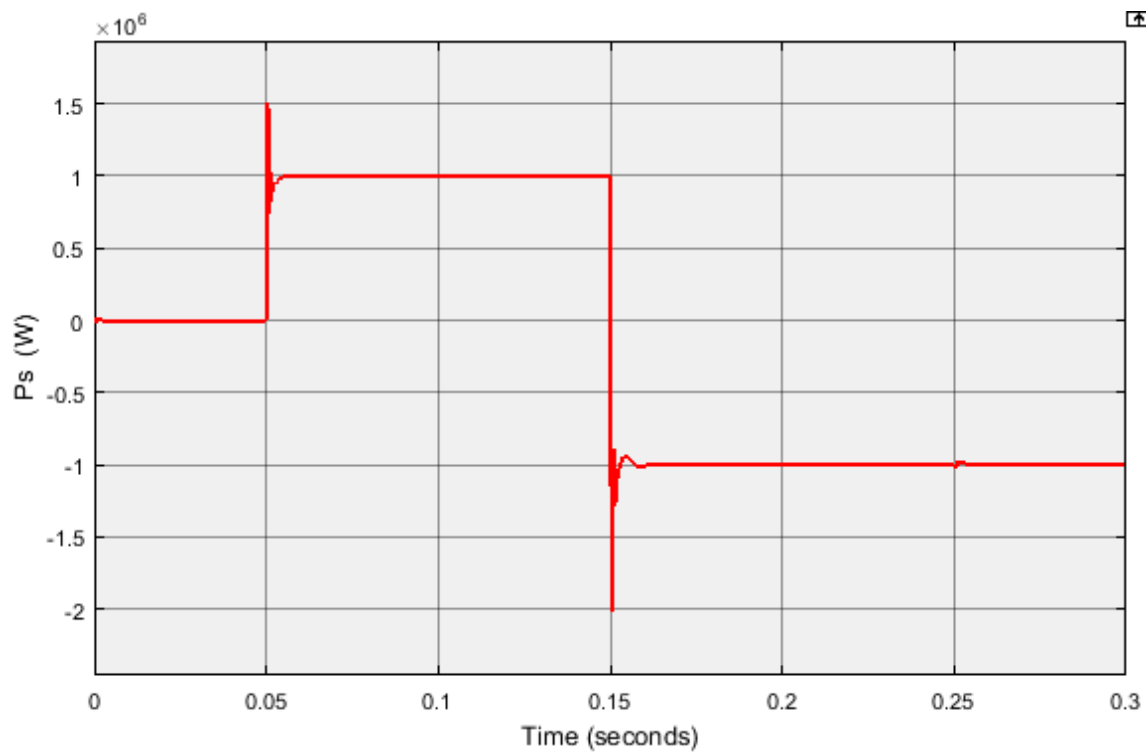


Figura 6.9. Resposta de la potència activa de la part d'alterna.

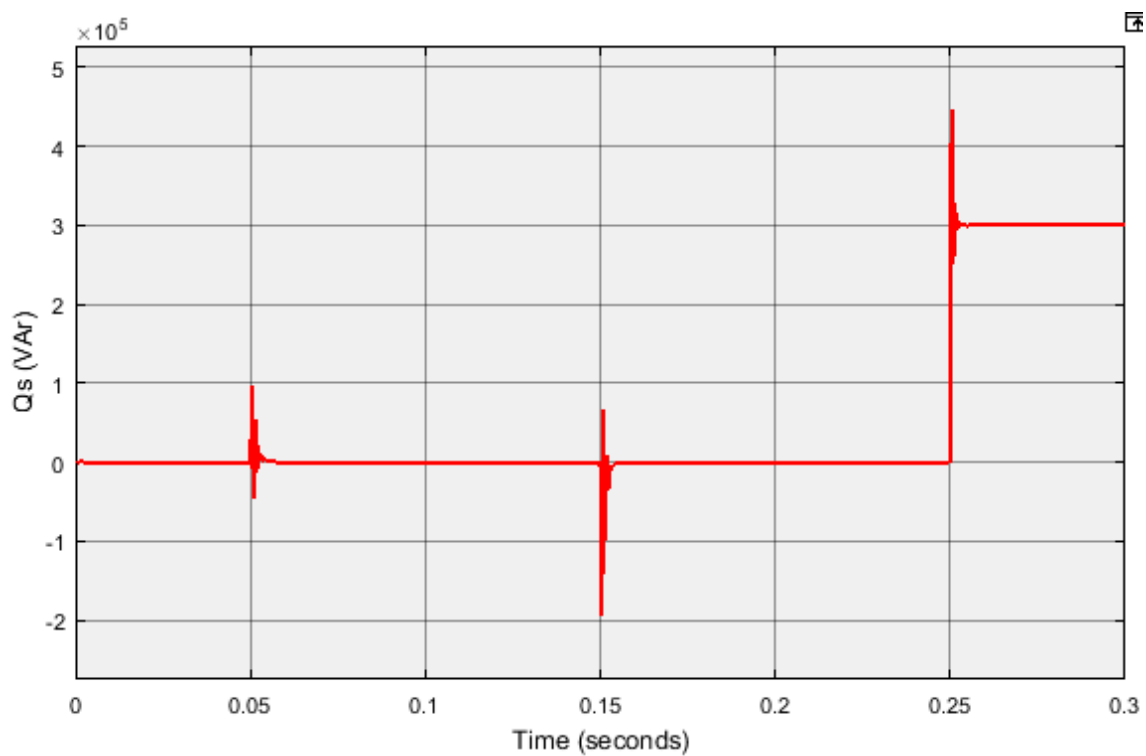


Figura 6.10. Resposta de la potència reactiva de la part d'alterna.

Es pot observar com la tensió de la part de contínua en l'estat estacionari es manté constant en 2200 V, que és igual al valor de referència. A més, quan es modifiquen els valors de P_{ext} i Q_{sref} apareixen transitoris que varien la tensió V_{DC} de diferent manera, ja que els pics de tensió son considerablement més grans quan varia P_{ext} que quan ho fa Q_{sref} .

7. Control en el marc $d-q$

Com s'ha explicat anteriorment, l'avantatge principal del control en $d-q$ respecte al control en $\alpha-\beta$ és que les variables de control passen a ser senyals continus, i per tant el disseny dels controladors es simplifica. Per fer això, es necessita un sistema de sincronització anomenat PLL (phase-locked-loop).

7.1. Principis

Es pot passar del marc $\alpha-\beta$ al marc $d-q$ amb:

$$f_d + jf_q = (f_\alpha + jf_\beta)e^{-j\rho(t)} = \hat{f}e^{j(\omega t + \theta)}e^{-j\rho(t)} \quad (\text{Eq. 7.1})$$

Per tant, si es tria un angle $\rho(t)$ que compleixi $\rho(t) = \omega t$, el senyal passa a ser continu.

Si la tensió \vec{V}_s ve donada per el següent vector espacial:

$$\vec{V}_s(t) = \hat{V}_s e^{j(\omega_0 t + \theta_0)} \quad (\text{Eq. 7.2})$$

es dedueix que:

$$V_{sd} = \hat{V}_s \cos(\omega_0 t + \theta_0 - \rho) \quad (\text{Eq. 7.3})$$

$$V_{sq} = \hat{V}_s \sin(\omega_0 t + \theta_0 - \rho)$$

El PLL el que fa és regular $\rho(t)$ perquè segueixi l'angle de referència $\omega_0 t + \theta_0$. Com $(\omega_0 t + \theta_0 - \rho)$ pren valors al voltant de zero, es pot fer la simplificació:

$$\sin(\omega_0 t + \theta_0 - \rho) \approx \omega_0 t + \theta_0 - \rho \quad (\text{Eq. 7.4})$$

L'esquema de control del PLL és el següent :

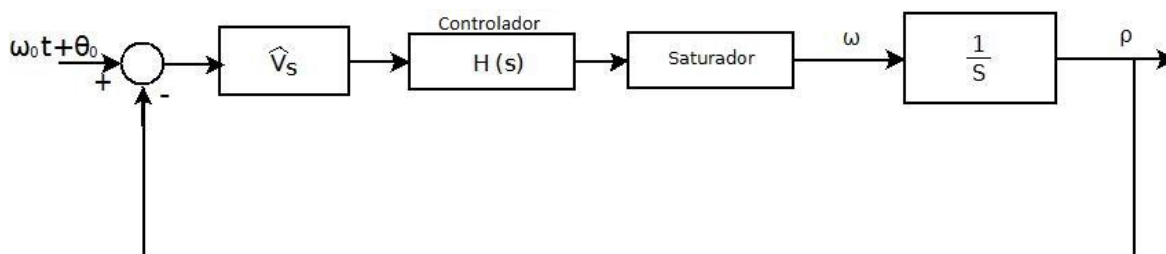


Figura 7.1. Esquema de control del PLL.

Es compara l'angle de V_s amb $\rho(t)$ per obtenir l'error i es multiplica per l'amplitud de V_s . A la sortida del controlador s'obté la velocitat angular, la qual es satura en uns valors ω_{min} i ω_{max} propers a la freqüència de la xarxa ω_0 . Finalment s'obté l'angle ρ amb un integrador.

7.2. Disseny del controlador del PLL

Per assolir un seguiment del senyal de referència $\omega_0 t + \theta_0$ sense error en el règim permanent, el controlador ha d'incloure un pol en $s = 0$. A més, existeix la possibilitat de que V_s no sigui un sistema trifàsic balancejat i que hi apareguin harmònics. Això fa que en V_{sd} i V_{sq} apareguin components sinusoidals i en les transformacions $abc-dq$ hi hagin distorsions. Per evitar-ho, aquestes components sinusoidals s'han d'atenuar amb el controlador $H(s)$, per exemple incloent-hi un parell de zeros conjugats en $s = \pm j2\omega_0$. A més, s'afegeix un pol en $s = -j\omega_0$ perquè el guany continuï disminuint en 40 dB/dècada.

Finalment amb un filtre per avançament de fase s'aconsegueix el marge de fase desitjat que garanteixi l'estabilitat del sistema.

Exemple 7.1

Es té un sistema trifàsic de tensions V_{sabc} amb amplitud màxima 391 V i freqüència de 50 Hz. Es vol dissenyar un controlador per al PLL, tenint un marge de fase de 60° i una freqüència de tall de $\omega_c = 200$ rad/s.

Un possible candidat a controlador és el següent:

$$H(s) = \left(\frac{1}{\hat{V}_s}\right) \frac{s^2 + (2\omega_0)^2}{s(s + 2\omega_0)^2} \quad (\text{Eq. 7.5})$$

Amb aquest controlador, la transmitància en anell obert és:

$$T(s) = \frac{s^2 + (2 \cdot 314)^2}{s^2(s + 2 \cdot 314)^2} \quad (\text{Eq. 7.6})$$

La fase de $T(j\omega)$ en $\omega = 200$ rad/s és de -215° , i per tant es necessita augmentar en 95° per a tenir el marge de fase de 60° desitjat. Per això, s'utilitzen dos compensadors per a avançament de fase iguals i que proporcionin cada un $47,5^\circ$ en $\omega = 200$ rad/s. Finalment es determina el paràmetre h que garanteix que $\omega_c = 200$ rad/s.

$$T(s) = h \frac{s^2 + 628^2}{s^2(s + 628)^2} \left(\frac{s + 82}{s + 487} \right)^2 \quad (\text{Eq. 7.7})$$

Com $h = 2,91 \cdot 10^5$:

$$H(s) = 744,24 \cdot \frac{(s^2 + 628^2)(s^2 + 164s + 82^2)}{s(s^2 + 1256s + 628^2)(s^2 + 974s + 487^2)} \quad (\text{Eq. 7.8})$$

A continuació es mostra com funciona el PLL. Per aplicar el bucle de control, s'ha aplicat la transformació $abc-dq$ de V_{sabc} amb l'angle ρ , i la variable V_{sq} s'ha passat al controlador. La velocitat angular s'ha limitat en $45 \cdot 2\pi \leq \omega \leq 55 \cdot 2\pi$ rad/s.

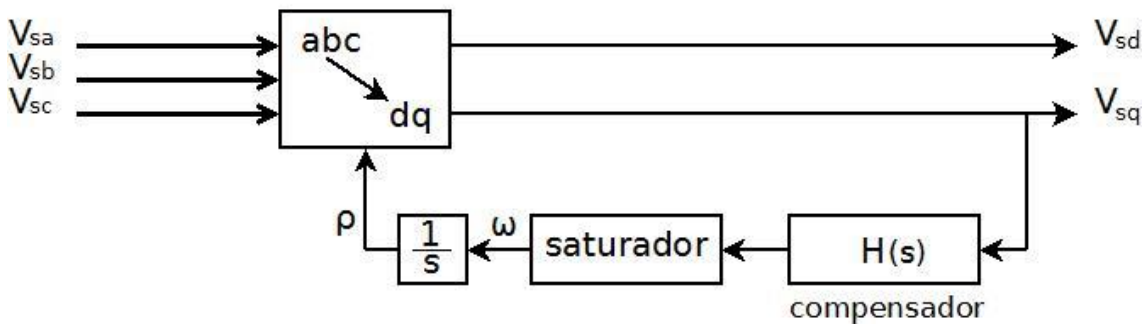


Figura 7.2. Esquema de com s'ha aplicat el PLL.

A més, partint d'una condició en règim permanent on es té que $V_{sq} = 0$, i $V_{sd} = \hat{V}_s = 391$ V cosa que implica que l'angle ρ segueix $\omega_0 t + \theta_0$ sense cap error, s'ha variat la freqüència i l'amplitud de V_{sabc} per veure com afecten els canvis en el sistema.

$$\omega_0 = \begin{cases} 50 \cdot 2\pi \text{ rad/s} & \text{si } 0 \leq t < 0,05 \text{ s} \\ 52 \cdot 2\pi \text{ rad/s} & \text{si } 0,05 \leq t < 0,3 \text{ s} \end{cases}$$

$$\hat{V}_s = \begin{cases} 391 \text{ V} & \text{si } 0 \leq t < 0,05 \text{ s} \\ 350 \text{ V} & \text{si } 0,25 \leq t < 0,3 \text{ s} \end{cases}$$

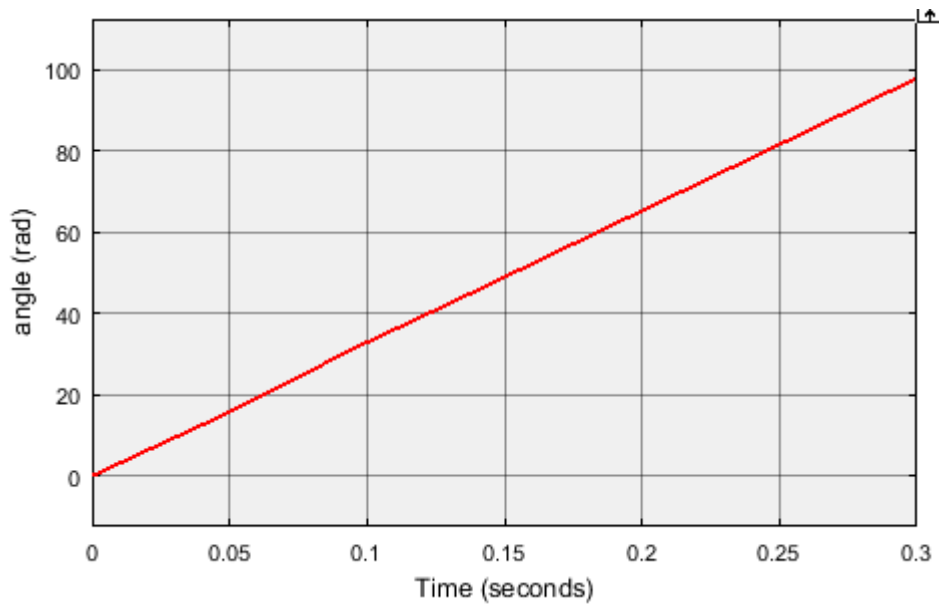


Figura 7.3. Resposta de l'angle ρ .

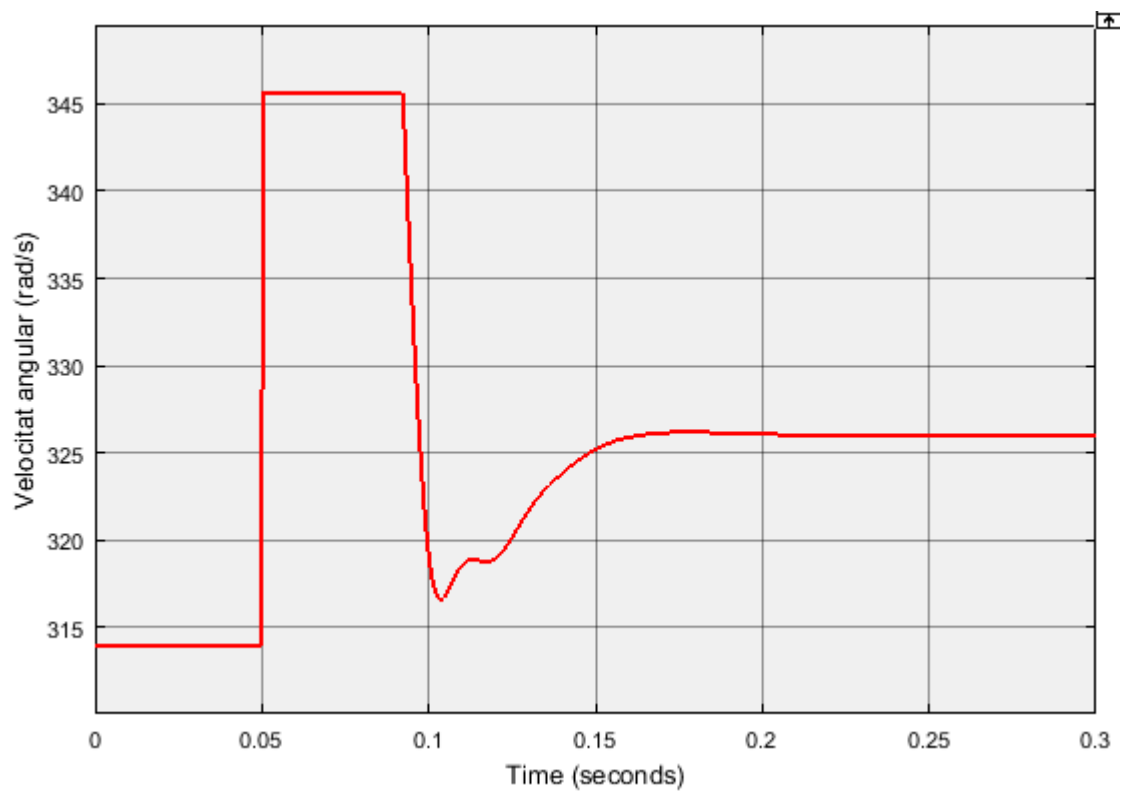


Figura 7.4. Resposta de la velocitat angular.

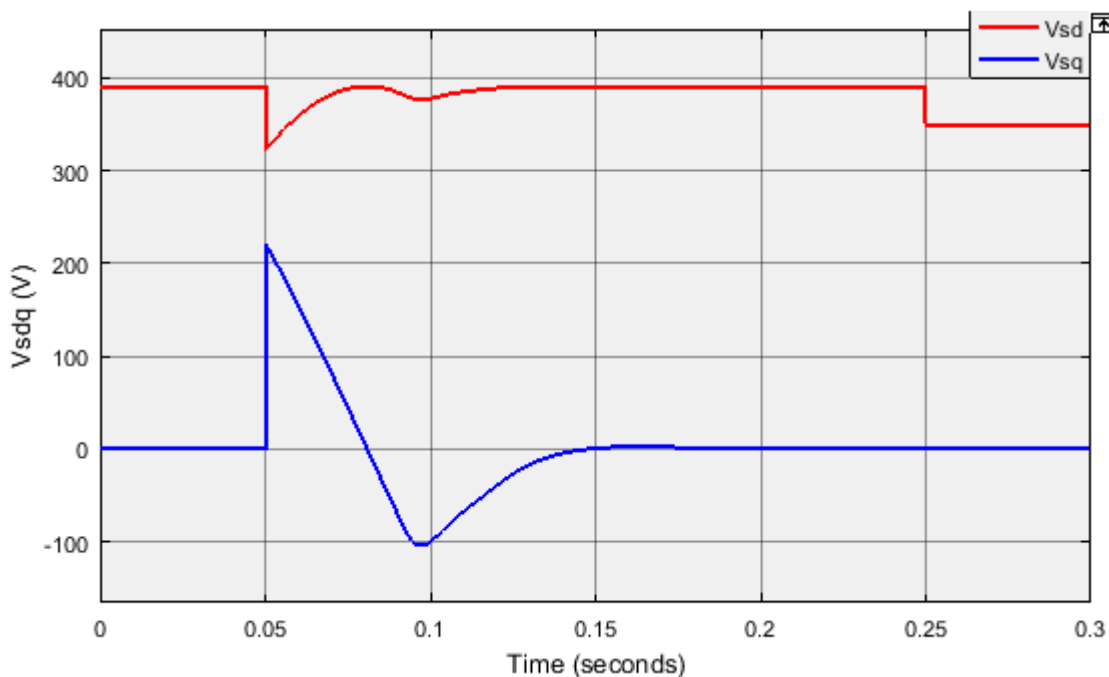


Figura 7.5. Resposta de V_{sd} i V_{sq} .

Es pot veure com en $t = 0,05s$ la velocitat angular, definida com $\omega(t) = \frac{d\rho}{dt}$ augmenta fins a arribar al seu valor màxim degut a la saturació, i s'estabilitza al voltant de $t = 0,2s$. Durant aquest transitori, els valors de V_{sd} i V_{sq} també varien respecte els seu valor estacionari. Finalment es veu com una variació en l'amplitud de V_{sabc} no afecta en l'angle ρ .

7.3. Control de la potència

L'esquema del convertidor per al control en el marc $d-q$ és similar al de la figura 6.2, amb la diferència que ara els canvis de variable passen a ser $abc-dq$ o $dq-abc$, i es necessita l'angle ρ proporcionat per el PLL per a realitzar aquests canvis de variable.

El càlcul dels corrents de referència es pot fer amb:

$$i_{dref}(t) = \frac{2}{3V_{sd}} P_{sref}(t) \quad (\text{Eq. 7.9})$$

$$i_{qref}(t) = -\frac{2}{3V_{sd}} Q_{sref}(t) \quad (\text{Eq. 7.10})$$

A més, a diferència del control en $\alpha-\beta$, les equacions dels corrents i_d i i_q estan acoblades entre si:

$$L \frac{di_d}{dt} = L\omega_0 i_q - Ri_d + V_{td} - V_{sd} \quad (\text{Eq. 7.11})$$

$$L \frac{di_q}{dt} = -L\omega_0 i_d - Ri_q + V_{tq} - V_{sq} \quad (\text{Eq. 7.12})$$

On V_t depèn de la senyal moduladora segons:

$$V_{td}(t) = \frac{V_{DC}}{2} m_d(t) \quad (\text{Eq. 7.13})$$

$$V_{tq}(t) = \frac{V_{DC}}{2} m_q(t) \quad (\text{Eq. 7.14})$$

El diagrama de blocs del control en $d-q$ té l'aspecte següent:

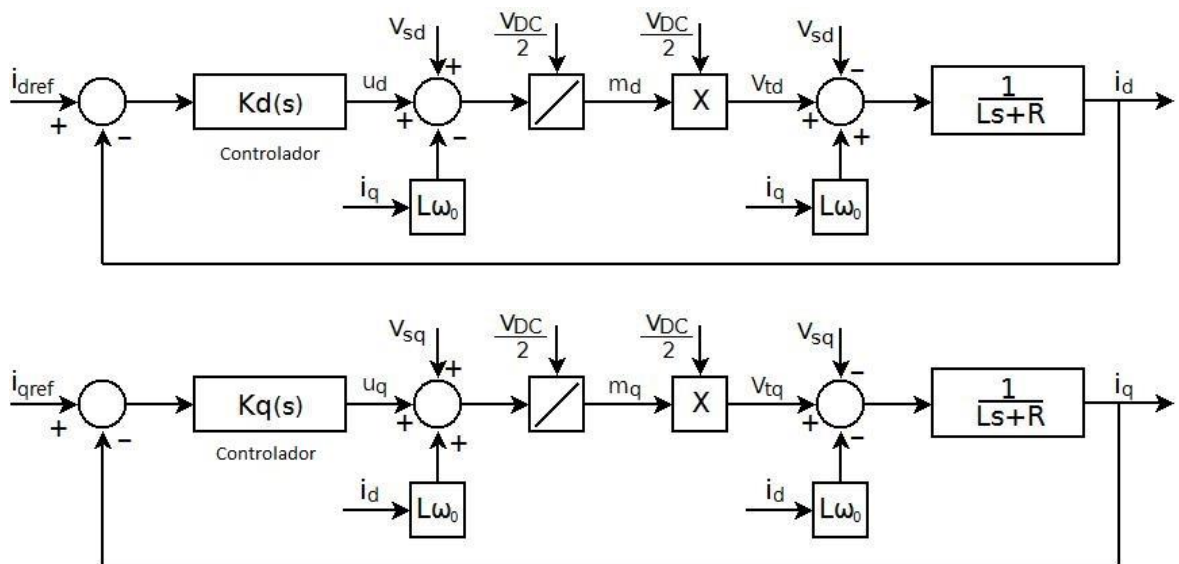


Figura 7.6. Esquema de control en $d-q$

Es pot veure com és molt similar al diagrama $\alpha-\beta$, generant el senyal d'error comparant els corrents i_{dqref} amb i_{daq} i obtenint les moduladores m_{dq} per donar les ordres d'encesa i apagada als interruptors del convertidor. A més, es té a la sortida del controlador el compensador feed-forward de la tensió de la xarxa V_{sdq} per millorar la resposta del sistema.

La diferència respecte al diagrama $\alpha-\beta$ és que a la sortida del controlador s'afegeix el terme $-i_q L\omega_0$ al bucle de les components d , i $i_d L\omega_0$ al bucle de les components q . Això fa que la resposta del sistema millori ja que es desacoblen els corrents entre si. A més, el disseny dels controladors $K_d(s)$ i $k_q(s)$ és

més senzill que al control en α - β , ja que al haver de tractar senyals de contínua enlloc d'alterna, es suficient amb un controlador PI com el presentat per al convertidor monofàsic.

Exemple 7.2

Es té un convertidor trifàsic connectat a la xarxa elèctrica en la part d'alterna ($f = 50 \text{ Hz}$, $\widehat{V}_s = 391 \text{ V}$) i en la part de contínua està connectat a una font de tensió ($V_{DC}/2 = 700 \text{ V}$).

Es vol dissenyar un controlador per al control en d - q amb una constant de temps de 5 ms.

Els paràmetres del convertidor són: $L = 80 \mu\text{H}$ i $R = 1 \text{ m}\Omega$.

Els paràmetres del controlador es calculen segons les equacions 3.4 i 3.5, donant com a resultat:

$$k_d(s) = k_q(s) = \frac{0,016s + 0,2}{s} \quad (\text{Eq. 7.15})$$

Per veure el funcionament del sistema s'han aplicat els següents valors de referència:

$$P_{sref} = \begin{cases} 0 \text{ MW} & \text{si } 0 \leq t < 0,2 \text{ s} \\ 2,5 \text{ MW} & \text{si } 0,2 \leq t < 0,3 \text{ s} \\ -2,5 \text{ MW} & \text{si } 0,3 \text{ s} \leq t < 0,5 \text{ s} \end{cases}$$

$$Q_{sref} = \begin{cases} 0 \text{ MVar} & \text{si } 0 \leq t < 0,35 \text{ s} \\ 1 \text{ MVar} & \text{si } 0,35 \leq t < 0,5 \text{ s} \end{cases}$$

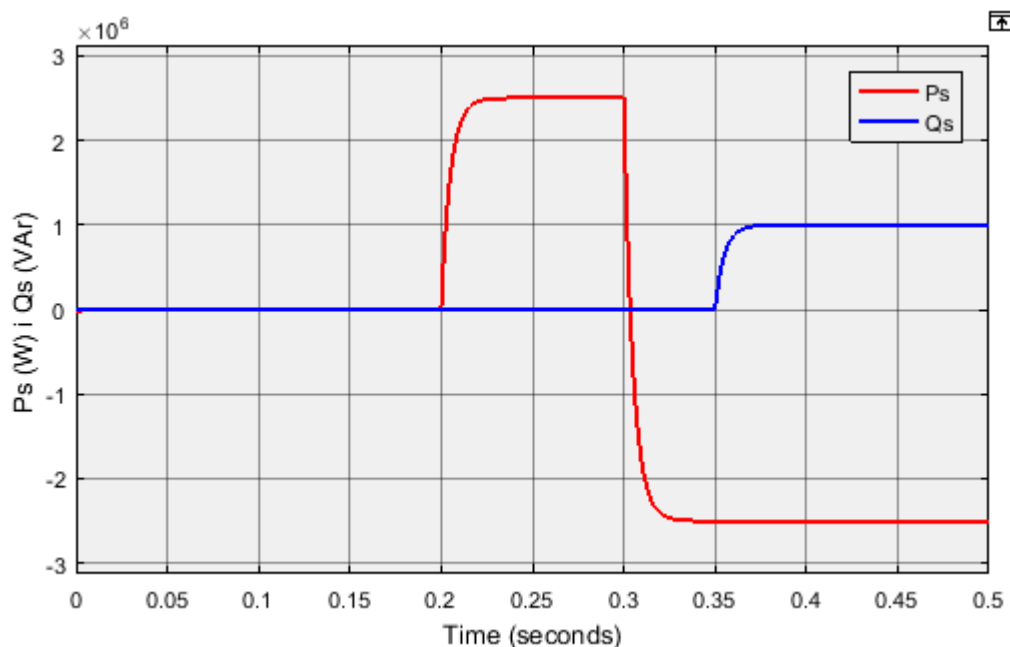


Figura 7.7. Resposta de P_s i Q_s

Es pot veure com les respostes de P_s i Q_s segueixen les senyals de referència sense cap error en l'estat estacionari, i a més estan desacoblades entre sí.

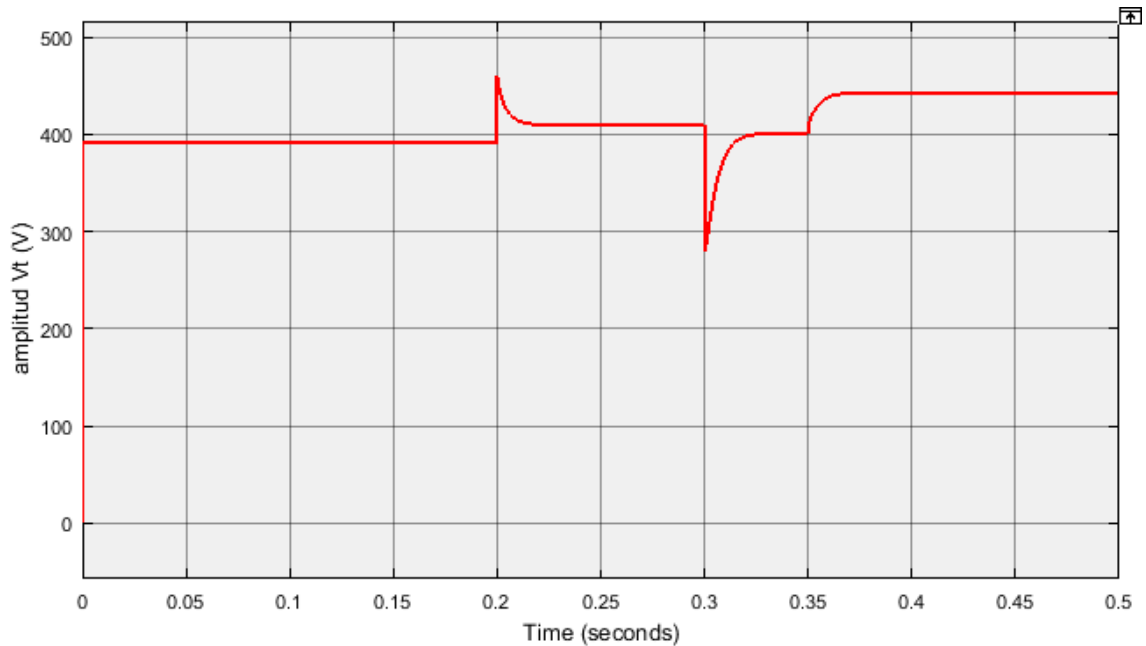


Figura 7.8. Resposta de l'amplitud de V_t

A l'igual que l'explicat en el control α - β , per evitar la sobremodulació s'ha de complir la restricció de l'equació 6.9. També es pot utilitzar la tècnica PWM amb injecció d'harmònic de tercer ordre ja explicada. Si s'utilitza aquesta tècnica, la restricció passa a ser:

$$V_{DC} \geq 1,74 \hat{V}_t \quad (\text{Eq. 7.16})$$

En l'exemple anterior no s'ha fet la injecció d'harmònics en la moduladora, però com es pot veure en la figura 6.8 L'amplitud de \hat{V}_t no supera el valor de $V_{DC}/2$, i per tant no hi ha sobremodulació.

7.4. Regulació de la tensió en la part de contínua

El control de la tensió V_{DC} en d-q és igual al α - β , i el diagrama de control és el mateix que el de la figura 6.6. L'equació 6.14 passada al marc d-q queda com:

$$\frac{dV_{DC}^2}{dt} = \frac{2}{C} P_{ext} - \frac{2}{C} \left[P_s + \left(\frac{2LP_s}{3V_{sd}^2} \right) \frac{dP_s}{dt} \right] + \frac{2}{C} \left[\left(\frac{2LQ_s}{3V_{sd}^2} \right) \frac{dQ_s}{dt} \right] \quad (\text{Eq. 7.17})$$

Per tant, la relació entre la tensió V_{DC} i P_s és:

$$G_v = -\frac{2 \tau s + 1}{C s} \quad (\text{Eq. 7.18})$$

On:

$$\tau = \frac{2LP_{ext}}{3V_{sd}^2} \quad (\text{Eq. 7.19})$$

La relació de transferència $G_p(s)$, que relaciona $P_s(s)$ amb $P_{sref}(s)$ és la mateixa que la funció de transferència del control del corrent. És a dir:

$$G_p(s) = \frac{1}{\tau_i s + 1} \quad (\text{Eq. 7.20})$$

On τ_i és la constant de temps que s'ha escollit per a la resposta del sistema i s'imposa al elegir els valors de k_p i k_i dels controladors del bucle de control de la potència.

La transmitància en anell obert del sistema ve donada per la equació 6.17, i el controlador del regulador de tensió $K_V(s)$ està compostat per un integrador i un compensador d'avançament de fase que garanteix un marge de fase adequat. Com s'ha explicat abans, el controlador es dissenya segons el punt d'operació més desfavorable respecte a la estabilitat del sistema, que és quan el convertidor treballa com a rectificador a la màxima potència. La freqüència de tall ω_c que s'imposa és entre 0,1-0,5 vegades l'ample de banda de $G_p(s)$ per assegurar que $G_p(j\omega_c) \approx 1$.

Exemple 7.3

Es té un convertidor trifàsic amb les mateixes dades que l'exemple anterior:

Taula 7.1. Paràmetres de simulació

Paràmetre	Valor
L	$80 \mu H$
R	$1 m\Omega$
\hat{V}_s	$391 V$

f_{xarxa}	50Hz
C	9650 μF

Es vol aplicar el regulador de tensió per a controlar la tensió que es té a la part de contínua, tenint en comte que la potència que es transmet pot variar entre $P_{ext} = \pm 2,5 \text{ MW}$. La constant de temps per al sistema de control de la potència P_s és de $\tau_i = 1 \text{ ms}$, i per tant l'ample de banda de $G_p(s)$ és de 1000 rad/s. $G_p(s)$ ve donada per:

$$G_p(s) = \frac{1}{0,001s + 1} \quad (\text{Eq. 7.21})$$

La freqüència de tall ω_c de la transmitància en anell obert que s'imposa és 5 vegades més petita que l'ample de banda de $G_p(s)$, és a dir, $\omega_c = 200 \text{ rad/s}$.

Així, si $K_v(s)$ consisteix en un integrador, la transmitància en anell obert ve donada per:

$$T(s) = k_0 \left(\frac{2}{C} \right) \frac{\tau s + 1}{s^2(0,001s + 1)} \quad (\text{Eq. 7.22})$$

On k_0 és una constant que imposa $|T(j200) = 1|$. En aquest cas, $k_0 = 194$.

Amb aquest controlador, el marge de fase quan es té una $P_{ext} = -2,5 \text{ MW}$ no és l'adequat, i per això s'ha d'afegir al controlador un compensador d'avançament de fase. Per tenir un marge de fase de 45° , s'utilitza el següent filtre:

$$N(s) = 4,74 \frac{s + 42}{s + 949} \quad (\text{Eq. 7.23})$$

Així el controlador final té la següent forma:

$$k_v = 920 \frac{s + 42}{s(s + 949)} \quad (\text{Eq. 7.24})$$

A continuació es mostren les corbes de la tensió V_{DC} , P_s i Q_s davant les següents variacions en P_{ext} i Q_{sref} .

$$P_{ext} = \begin{cases} 0 \text{ MW} & \text{si } 0 \leq t < 0,1 \text{ s} \\ 2,5 \text{ MW} & \text{si } 0,1 \leq t < 0,15 \text{ s} \\ -2,5 \text{ MW} & \text{si } 0,2 \text{ s} \leq t < 0,2 \text{ s} \end{cases}$$

$$Q_{sref} = \begin{cases} 0 \text{ MVar} & \text{si } 0 \leq t < 0,3 \text{ s} \\ 1 \text{ MVar} & \text{si } 0,3 \leq t < 0,4 \text{ s} \end{cases}$$

Per al regulador de tensió s'ha utilitzat el controlador $K_v(s)$ calculat anteriorment, i la V_{DCref} que s'ha imposat és de 1400 V.

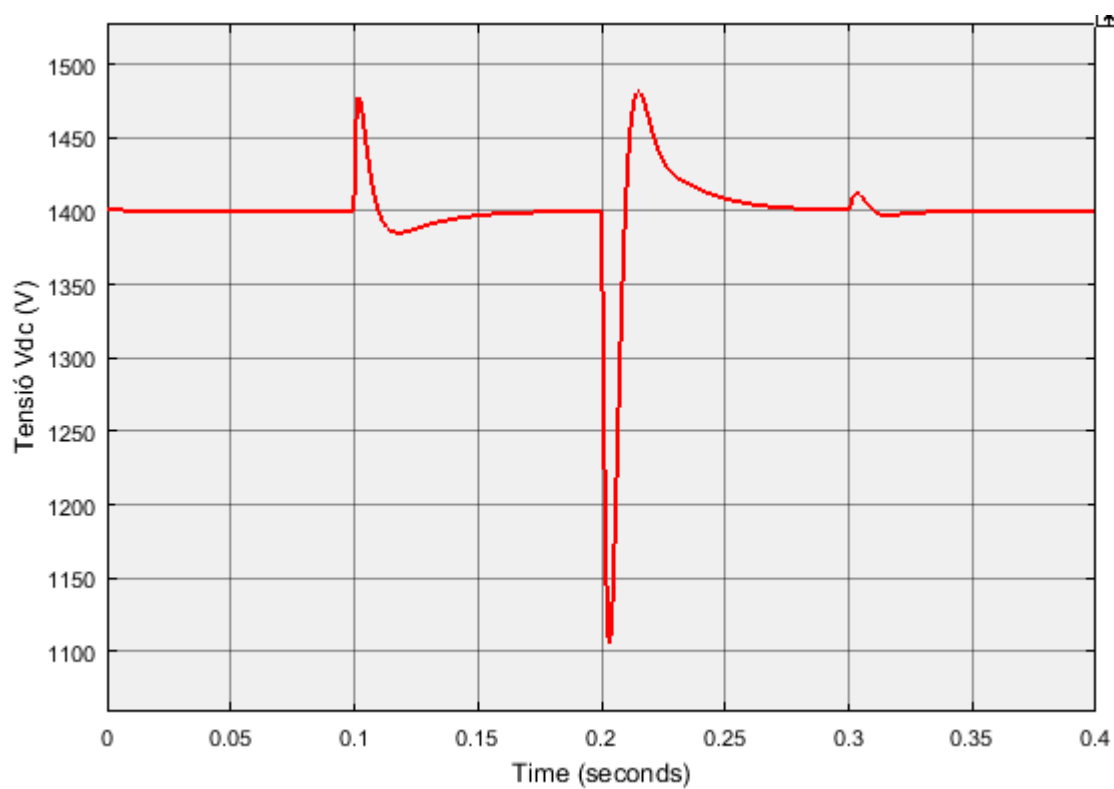


Figura 7.9. Tensió de contínua aplicant el regulador de tensió.

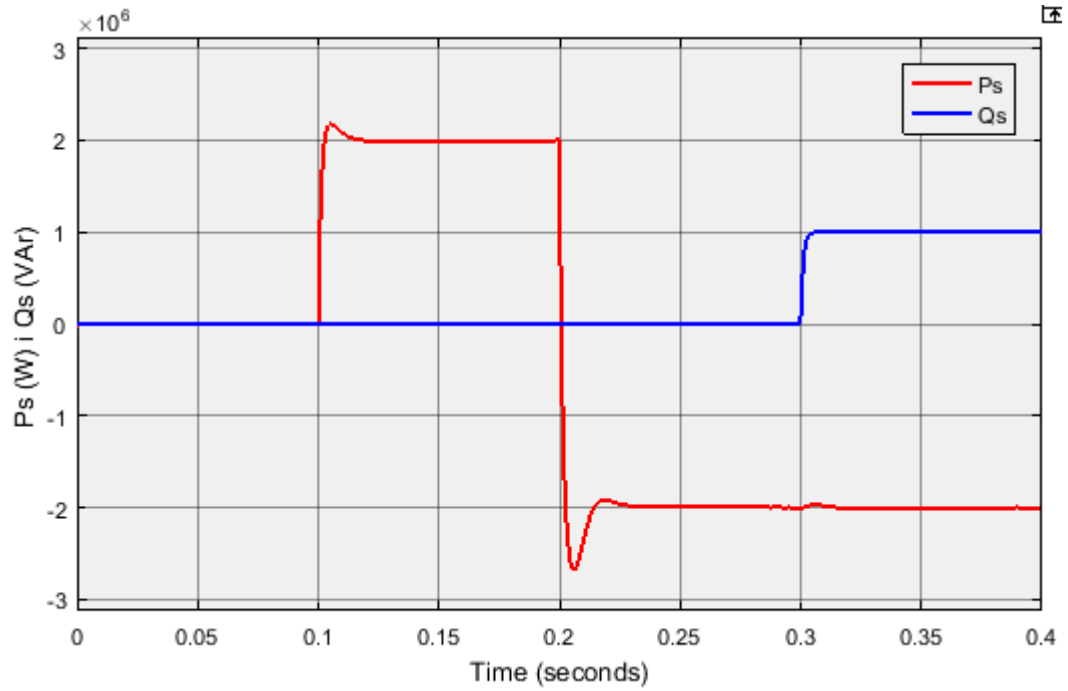


Figura 7.10. Resposta de la potència activa i reactiva de la part d'alterna.

Es pot veure com en l'estat estacionari la tensió V_{DC} és manté constant en el valor de referència, però si varien P_{ext} o Q_{sref} apareixen transitoris fins que es torna a estabilitzar el sistema.

8. Convertidor amb control de la freqüència

Si la part d'alterna no està connectada a la xarxa elèctrica si no que ho està a una càrrega, la freqüència no està fixada, si no que es controla amb el convertidor mateix. Així, enlloc de controlar la potència activa i reactiva que es transmet a la part d'alterna el que es controla és la tensió i freqüència de la part d'alterna.

8.1. Control en mode aïllat de la xarxa

Si el convertidor treballa en mode aïllat de la xarxa, és necessari tenir els condensadors C_f que es mostren en la figura 8.1 per assegurar la estabilitat de V_s i filtrar harmònics de corrent que puguin penetrar en la càrrega.

El corrent que passa per la càrrega s'anomena i_L , i l'objectiu és controlar el sistema perquè funcioni igual independentment de la càrrega que es tingui.

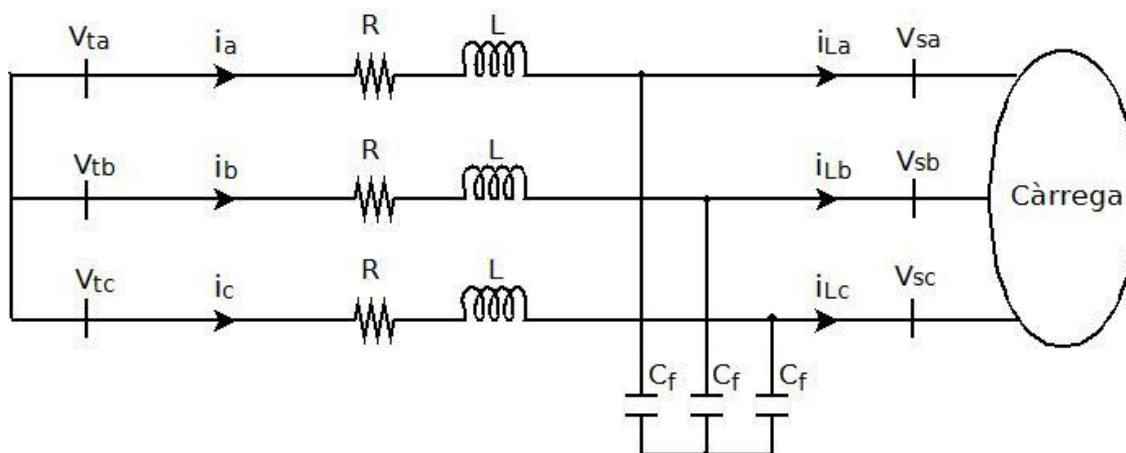


Figura 8.1. Esquema del convertidor connectat a una càrrega.

A continuació s'explica el control de la tensió V_s en el marc $d-q$. En aquest cas, la tensió V_s no està fixada i per tant es pot elegir la freqüència que es vulgui. Per obtenir l'angle ρ ja no cal el PLL, si no que s'obté aplicant un integrador a la freqüència de referència, la qual normalment es fixa en un valor igual al nominal.

La tensió V_s ve donada per:

$$C_f \frac{dV_{sd}}{dt} = C_f(\omega V_{sq}) + i_d - i_{Ld} \quad (\text{Eq. 8.1})$$

$$C_f \frac{dV_{sq}}{dt} = -C_f(\omega V_{sd}) + i_q - i_{Lq}$$

On:

$$\frac{d\rho}{dt} = \omega(t) \quad (\text{Eq. 8.2})$$

Com es pot veure, la tensió V_{sdq} es pot regular amb un bucle de control per a les components d i un per a les components q . S'agafen els corrents i_d i i_q com a variables de control i es consideren els altres termes com a pertorbacions. Així, es comparen els valors de V_{sdq} de referència amb els reals i el senyal d'error passa a un controlador.

De les pertorbacions, els corrents de la càrrega i_{Ld} i i_{Lq} depenen de la tensió V_s i de la configuració de la càrrega mateixa, mentre que el terme $C_f(\omega V_{sdq})$ fa que les dues equacions de la tensió estiguin acoblades. Per disminuir l'efecte d'aquestes pertorbacions, es compensa cada terme a la sortida del controlador amb la metodologia feed-forward, aconseguint així que la resposta del sistema sigui pràcticament igual per a totes les possibles configuracions de la càrrega.

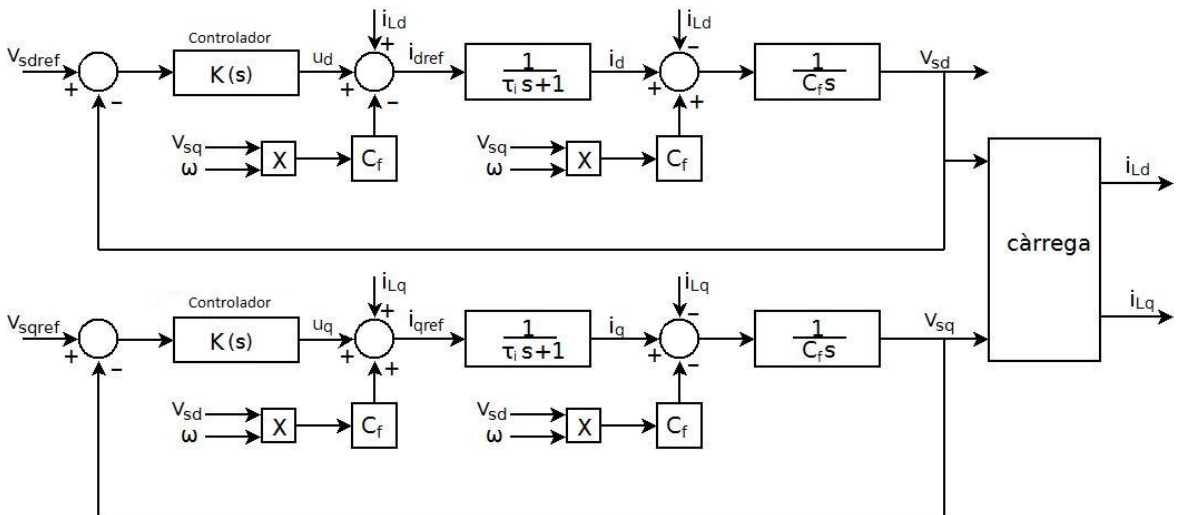


Figura 8.2. Esquema de control de V_{sdq} .

La funció de transferència $G_i(s) = 1/(\tau_i s + 1)$ que relaciona i_{dqref} amb i_{dq} depèn del paràmetre τ_i el qual es pot elegir amb els controladors dels bucles de control del corrent com ja s'ha explicat anteriorment. Si s'escull una τ_i petita es pot fer la següent simplificació:

$$\frac{V_{sd}(s)}{U_d(s)} \approx G_i(s) \frac{1}{C_f s} \quad (\text{Eq. 8.3})$$

$$\frac{V_{sq}(s)}{U_q(s)} \approx G_i(s) \frac{1}{C_f s} \quad (\text{Eq. 8.4})$$

Es pot veure com s'aconsegueix tenir dos sistemes independents entre si i que no depenen de la càrrega. Els controladors $K(s)$ es dissenyen assumint aquesta simplificació.

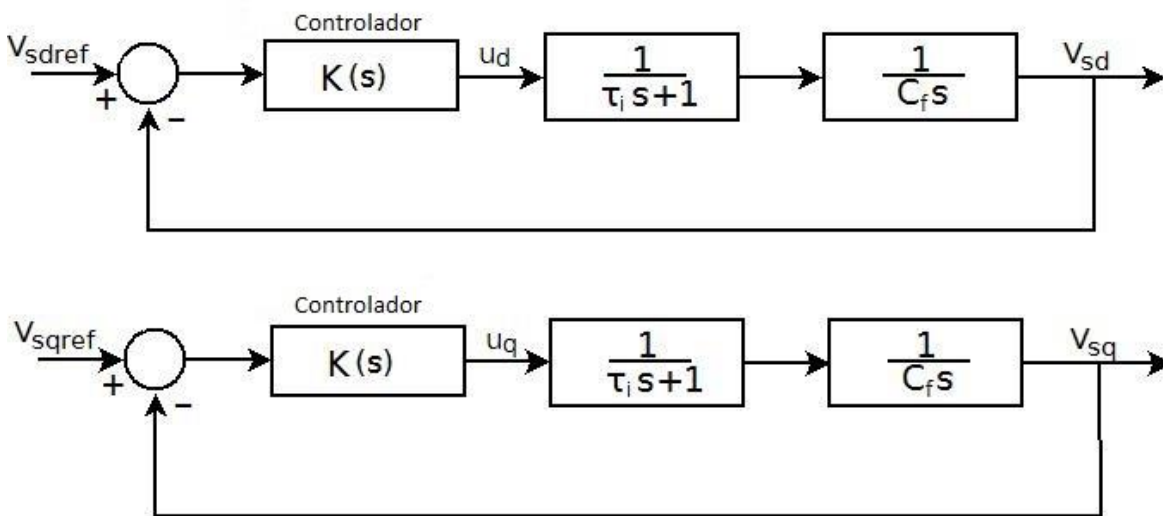


Figura 8.3. Esquema de control de V_{sdq} simplificat.

8.2. Disseny del controlador

A continuació s'explica com dissenyar el controlador $K(s)$, el qual serveix tant per al bucle de control de V_{sd} com al de V_{sq} .

La transmitància en anell obert ve donada per

$$T(s) = K(s) \frac{1}{\tau_i s + 1} \cdot \frac{1}{C_f s} \quad (\text{Eq. 8.5})$$

Per a aconseguir que no hi hagi error en el règim permanent i una regulació ràpida basta que el controlador sigui del tipus PI com el següent:

$$K(s) = k \frac{s + z}{s} \quad (\text{Eq. 8.6})$$

Amb aquest controlador, es pot elegir el marge de fase desitjat elegint un valor de z determinat. Aquest paràmetre es pot determinar amb:

$$M_{fase} = \sin^{-1} \left(\frac{1 - \tau_i z}{1 + \tau_i z} \right) \quad (\text{Eq. 8.7})$$

On la freqüència de tall ve donada per:

$$\omega_c = \sqrt{z \tau_i^{-1}} \quad (\text{Eq. 8.8})$$

I per tant el valor de k que garanteix $|T(j\omega_c)| = 1$ es el següent

$$k = C_f \omega_c \quad (\text{Eq. 8.9})$$

Exemple 8.1

Es té un convertidor trifàsic funcionant de manera aïllada amb les dades següents:

Taula 8.1. Paràmetres de simulació

Paràmetre	Valor
L	$80 \mu H$
R	$1 m\Omega$
C_f	$2500 \mu F$

La part de contínua està connectada a una font de tensió de $V_{DC}/2 = 700 V$ i el control del corrent té una constant de temps de $\tau_i = 0,5 ms$.

Es vol regular la tensió de la part d'alterna per a tenir una freqüència de 50 Hz, és a dir $\omega = 314 rad/s$

Per a tenir un marge de fase de 53° el controlador per al control de V_s és el següent:

$$K(s) = 1,673 \left(\frac{s + 224}{s} \right) \quad (\text{Eq. 8.10})$$

A continuació es mostra la resposta de la tensió de la part d'alterna V_s i el corrent de la càrrega i_L per a tres configuracions de càrrega diferents.

-Càrrega 1: Sense càrrega.

- Càrrega 2: Branca RL. (83 mΩ i 137 μH)

-Càrrega 3: La mateixa branca RL en paral·lel amb una branca RLC (50 mΩ, 68 μH i 13,55 mF).

A més la consigna de la tensió V_s imposada és la següent:

$$V_{sd} = \begin{cases} 0 \text{ V} & \text{si } 0 \leq t < 0,01 \text{ s} \\ (t - 0,01)/(5 \cdot 10^{-5}) \text{ V} & \text{si } 0,01 \leq t < 0,03 \text{ s} \\ 400 \text{ V} & \text{si } 0,03 \text{ s} \leq t < 0,075 \text{ s} \\ 450 \text{ V} & \text{si } 0,075 \text{ s} \leq t < 0,125 \text{ s} \\ 400 \text{ V} & \text{si } 0,125 \text{ s} \leq t < 0,2 \text{ s} \end{cases}$$

$$V_{sq} = 0 \text{ V} \quad \text{si } 0 \leq t < 0,2 \text{ s}$$

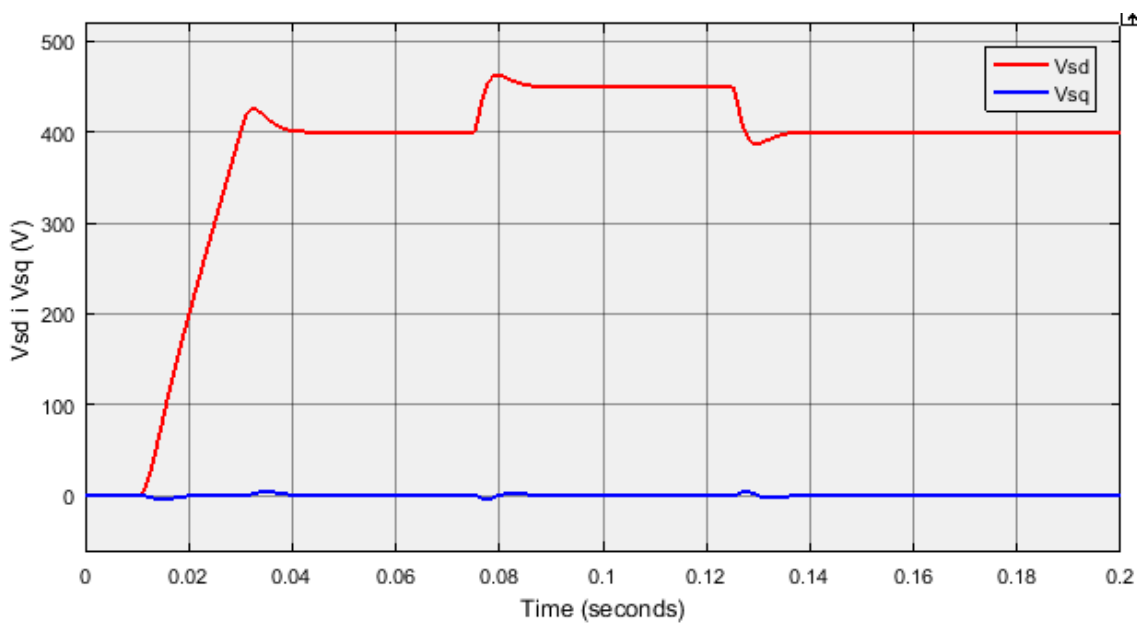


Figura 8.4. Resposta de V_s amb la càrrega 1.

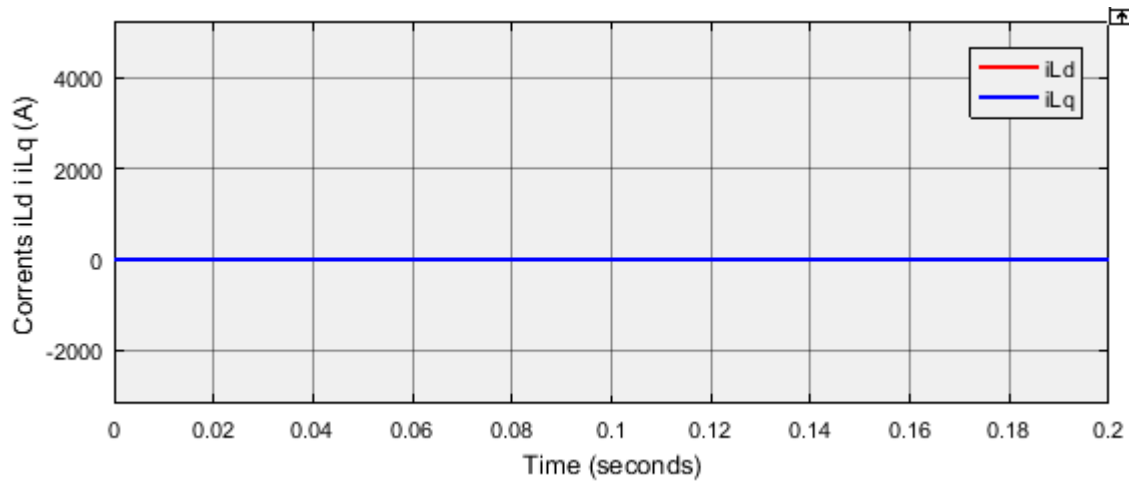


Figura 8.5. Resposta de i_L amb la càrrega 1.

En el primer cas, el convertidor treballa en buit, i per tant no es té la influència de la càrrega en el funcionament del sistema. Es pot veure en la figura 8.4 com la tensió V_{sq} queda regulada en 0 V i que V_{sd} segueix la consigna que se li imposa.

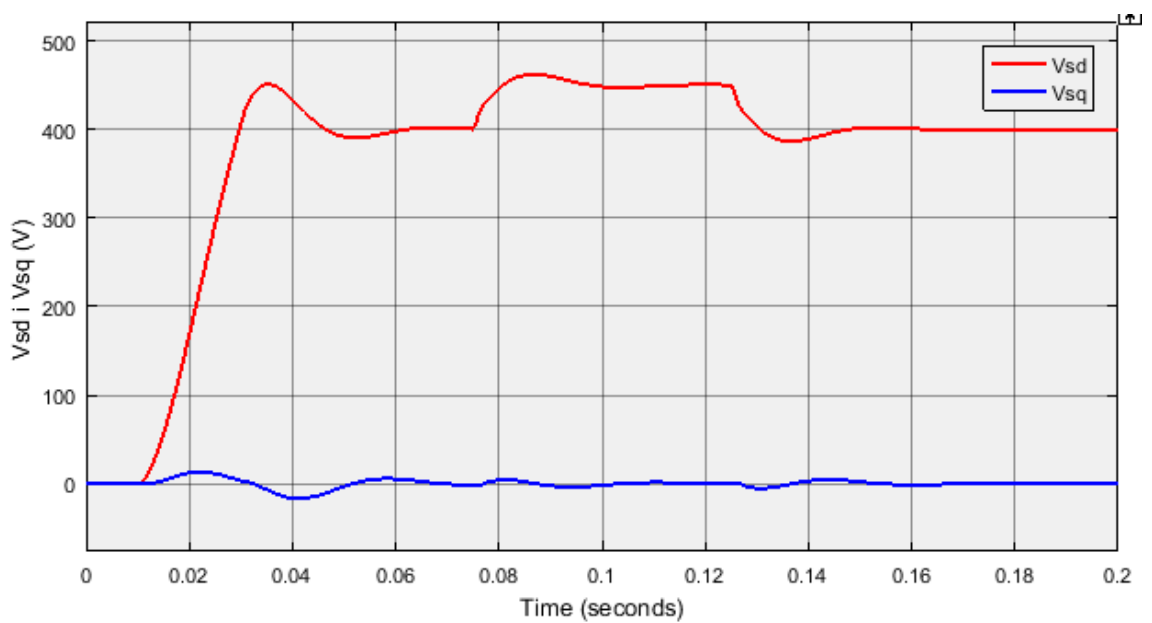


Figura 8.6. Resposta de V_s amb la càrrega 2.

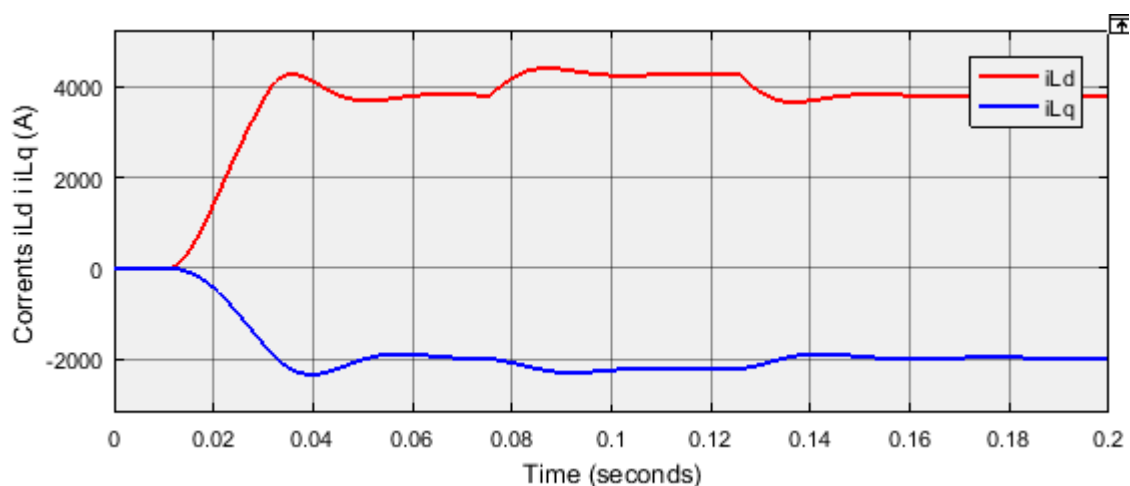


Figura 8.7. Resposta de i_L amb la càrrega 2.

En aquest segon cas, la forma de les tensions és similar en el cas sense càrrega, però no és exactament igual perquè no s'aconsegueix eliminar del tot la influència de la càrrega en el sistema. Això és degut a que els controladors tenen un ample de banda limitat, no obstant la resposta que s'obté és acceptable. També es pot veure com ara els corrents de la càrrega no són nuls i el corrent i_{Lq} pren valors negatius perquè es té una càrrega inductiva.

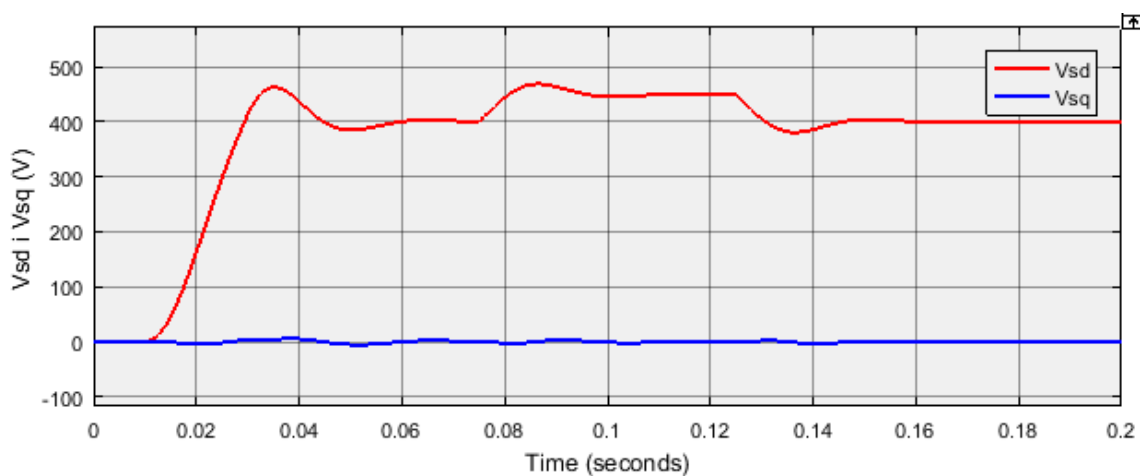


Figura 8.8. Resposta de V_s amb la càrrega 3

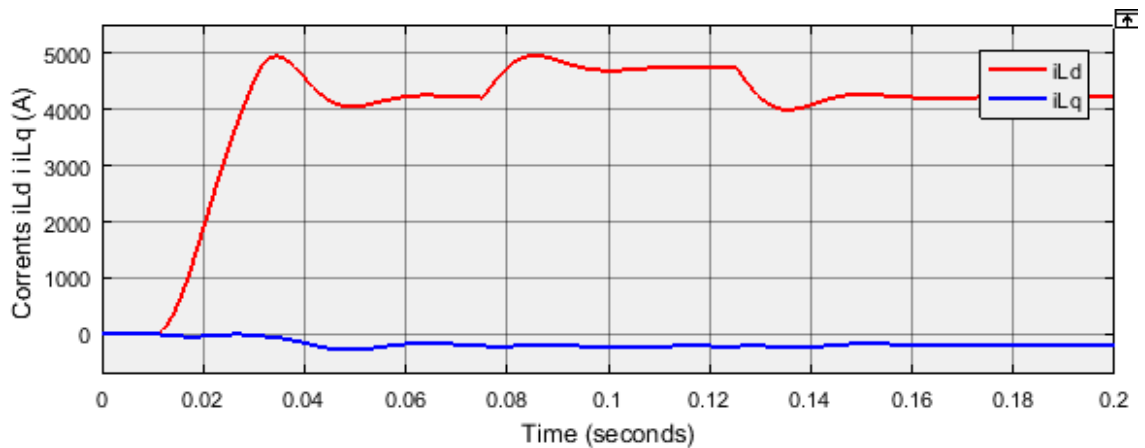


Figura 8.9. Resposta de i_L amb la càrrega 3.

A l'últim cas la forma de les tensions és similar a les anteriors, i per tant es pot comprovar com la resposta del sistema s'aconsegueix que sigui pràcticament independent de la càrrega que es tingui.

8.3. Transicions entre modes d'operació

Com ja s'ha vist, el convertidor pot treballar en dos possibles modes d'operació, connectat a la xarxa i aïllat. L'avantatge principal de poder canviar de mode d'operació és que en cas que hi hagi una falta en la xarxa, es pot passar a funcionar en illa i per tant es pot seguir treballant en normalitat. En condicions normals, treballant amb la connexió a la xarxa elèctrica permet tant injectar com rebre potència del convertidor a la xarxa segons les necessitats que es tinguin.

La connexió i desconexió de la xarxa es fa a través d'un interruptor el qual s'obre automàticament en cas que es detecti una variació considerable en els nominals de la tensió o la freqüència de la xarxa. En condicions normals, el convertidor treballa connectat a la xarxa i transmetent les consignes de potència activa i reactiva tal i com s'ha vist anteriorment. Si es desconnecta de la xarxa el convertidor, la freqüència de la part d'alterna ja no està fixada, i per tant el convertidor canvia de mode d'operació i regula la tensió i freqüència de la part d'alterna per mantenir-les en els seus valors nominals.

Una vegada la xarxa es restableix, el convertidor no pot connectar-se directament, ja que primer s'ha de sincronitzar la tensió de la part d'alterna amb la tensió de la xarxa perquè podria passar que hi hagués una diferència de fase entre aquestes dues tensions. Per fer això, amb el PLL es troba l'angle que fa que la tensió V_{sq} sigui zero i una vegada aconseguit ja es pot fer la reconexió.

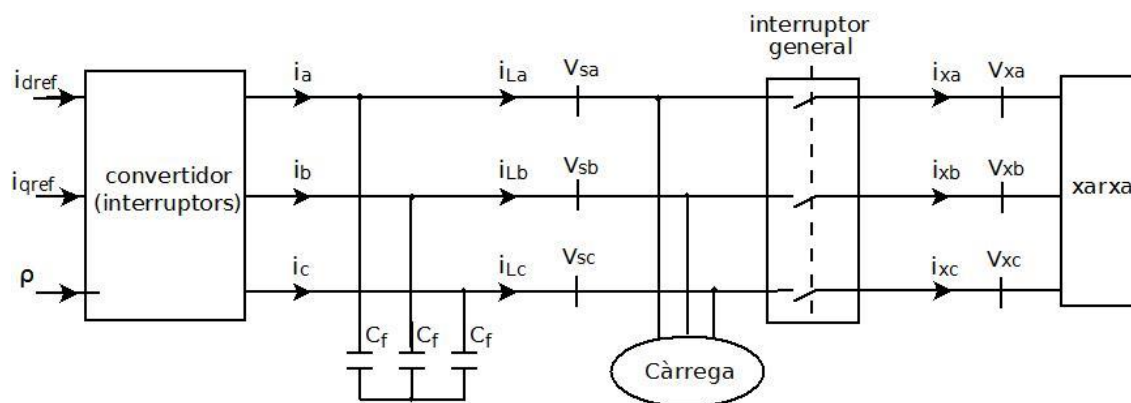


Figura 8.10. Esquema del convertidor amb la xarxa.

9. Droop control method

Aquest capítol tracta el control de diversos inversors connectats en paral·lel en una microxarxa funcionant de manera aïllada. La connexió en paral·lel de diversos inversors permet augmentar la capacitat de subministrament de potència, ja que els inversors es reparteixen la potència a subministrar segons la demanda de les càrregues.

El problema que hi ha en aquesta connexió en paral·lel és que la freqüència i tensió a la sortida de cada inversor no es pot regular de manera independent. Això és així perquè els inversors es comporten com una font de tensió controlada, i si al connectar-se en paral·lel les tensions no són idèntiques es produeixen corrents entre els inversors i no es reparteixen bé la càrrega. Per això, encara que a cada inversor se li apliqui la mateixa tensió i freqüència de referència, els valors reals no seran idèntics, ja sigui per diferències en les impedàncies, inexactituds en les mesures de les variables, degradació diferent dels components al llarg dels anys etc. De ser així, podria passar que una variació en la demanda de potència de la càrrega provoqui variacions molt desiguals en la potència que subministra cada inversor, podent tenir així casos de sobrecàrrega en alguns dels inversors.

9.1. Model dels inversors

Per fer l'estudi de la connexió en paral·lel d'inversors, es fa servir el model del convertidor utilitzat fins ara, amb la simplificació de que es considera que la part de contínua està connectada a una font de tensió ideal. Es considera ara també la inclusió d'un inductor d'acoblament entre el filtre i la sortida AC del convertidor. La figura 9.1 mostra l'esquema de l'inversor, a més del seu control, que s'explica en el capítol 9.2.

La nomenclatura és la mateixa a la utilitzada fins ara, actualitzada de la següent manera :

V_{DC} és la tensió de la part de contínua.

V_t és la tensió alterna que generen els interruptors del convertidor.

R_f , L_f i C_f són la resistència, inductància i capacitància del filtre.

i és el corrent que circula pel filtre. Es regula amb el control de l'inversor.

V_s és la tensió a la sortida del filtre. Es regula amb el control de l'inversor.

R_c i L_c són la resistència i inductància de l'inductor d'acoblament.

i_o és el corrent que circula per l'inductor d'acoblament. És el corrent que surt per els terminals de l'inversor.

V_b és la tensió del bus, que coincideix amb la tensió a la sortida de l'inversor.

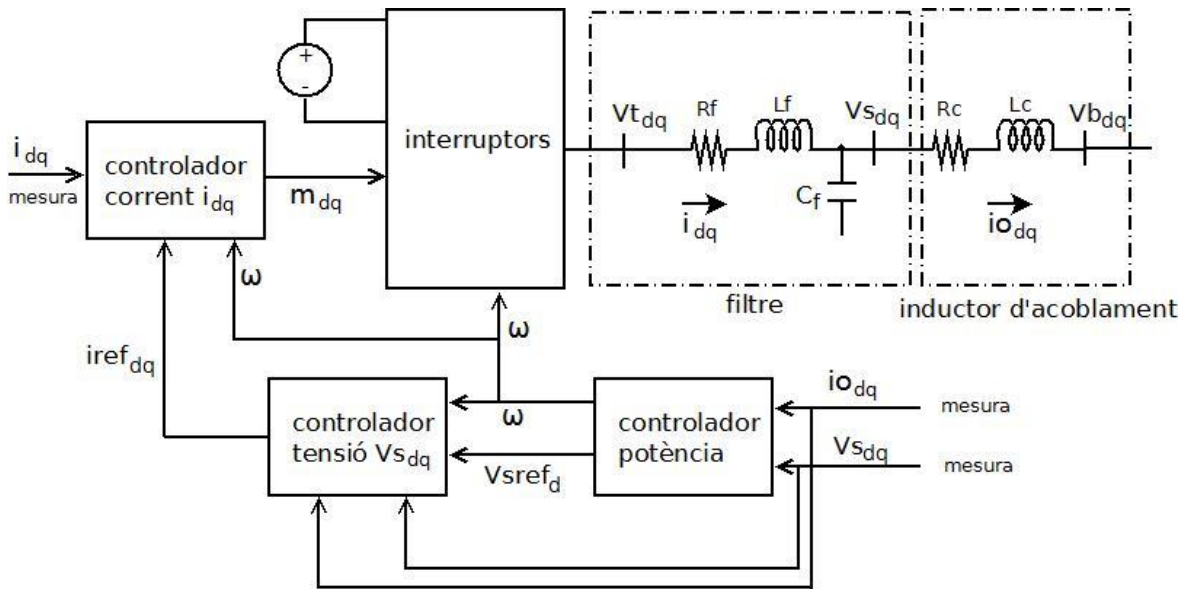


Figura 9.1. Esquema d'un inversor amb el seu control.

9.2. Control dels inversors

El *droop control method* aplicat a inversors es similar al control de generadors síncrons en paral·lel, i permet controlar conjuntament els inversors perquè es reparteixin bé la càrrega. L'avantatge que presenta aquest droop method és que cada inversor es controla segons les mesures de potència, i per tant no és necessari tenir connexions de comunicació entre els inversors.

Es basa en controlar la potència tant activa com reactiva que subministren els inversors a través de la disminució dels valors de referència de la freqüència i voltatge de sortida a partir de les variacions en la demanda de potència de les càrregues.

Cada inversor té a més dels bucles de control del corrent i tensió ja explicats, un tercer bucle de control que estableix la consigna de tensió en l'eix d i la freqüència a partir de la mesura de la potència activa i reactiva instantània calculada de la següent manera:

$$\tilde{p} = \frac{3}{2} [v_{sd}(t)i_{od}(t) + v_{sq}(t)i_{oq}(t)] \quad (\text{Eq. 9.1})$$

$$\tilde{q} = \frac{3}{2} [-v_{sd}(t)i_{oq}(t) + v_{sq}(t)i_{od}(t)] \quad (\text{Eq. 9.2})$$

Aquests valors de potència es passen a través de filtres passa-baixos com es pot veure a continuació per obtenir la seva component fonamental.

$$P = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \tilde{p} \quad (\text{Eq. 9.3})$$

$$Q = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \tilde{q} \quad (\text{Eq. 9.4})$$

On:

ω_c és la freqüència de tall dels filtres.

El repartiment de la potència activa entre els inversors s'aconsegueix amb la disminució de la freqüència a través de la velocitat angular de cada inversor ω segons:

$$\omega = \omega_n - m_p P \quad (\text{Eq. 9.5})$$

On:

ω_n és la freqüència nominal.

m_p és l'anomenat droop gain, definit per:

$$m_p = \frac{\omega_{max} - \omega_{min}}{P_{max}} \quad (\text{Eq. 9.6})$$

Aquest droop gain és propi de cada inversor, i relaciona la potència amb ω . Així, segons la equació 9.5, quan la potència mesurada augmenta, la freqüència disminueix proporcionalment, i quan la potència mesurada disminueix la freqüència s'acosta al valor nominal.

De manera anàloga, el repartiment de la potència reactiva es fa amb la disminució de la tensió V_s de referència segons:

$$V_{sd,ref} = V_n - n_q Q \quad (\text{Eq. 9.7})$$

$$V_{sq} = 0 \quad (\text{Eq. 9.8})$$

On:

V_n és la tensió nominal.

n_q és definit per:

$$n_q = \frac{V_{sd\ max} - V_{sd\ min}}{Q_{max}} \quad (\text{Eq. 9.9})$$

Fins ara, s'ha vist com en el control $d-q$, la tensió V_{sq} de referència es desitja mantenir-la en un valor nul, ja que simplifica el càlcul de la potència. Per poder fer això quan es tenen els inversors en paral·lel, es fa que cada inversor treballi amb els seus propis eixos $d-q$ de referència, prenent els eixos d'un d'ells com a referència "comuna". Això s'aconsegueix transformant els senyals mesurats dels inversors en aquests nou marc $d-q$. Per referir-nos als eixos de la referència comuna es denotarà amb majúscula ($D-Q$).

Per passar els senyals de cada inversor al marc comú es defineix l'angle δ :

$$\rho = \int (\omega - \omega_{com}) \quad (\text{Eq. 9.10})$$

On:

ω és la velocitat angular de l'inversor.

ω_{com} és la velocitat angular de l'inversor els eixos del qual es prenen com a comú.

Amb aquest angle es poden fer les transformacions següents:

$$[i_{o\ DQ}] = \begin{bmatrix} \cos(\delta) & -\sin(\delta) \\ \sin(\delta) & \cos(\delta) \end{bmatrix} [i_{o\ dq}] \quad (\text{Eq. 9.11})$$

$$[V_{s\ dq}] = \begin{bmatrix} \cos(\delta) & \sin(\delta) \\ -\sin(\delta) & \cos(\delta) \end{bmatrix} [V_{s\ DQ}] \quad (\text{Eq. 9.12})$$

9.3. Model complet de la microxarxa

La microxarxa modelada té tres elements distints: Els inversors, les línies i les càrregues. Fins ara s'ha explicat el model dels inversors, dels quals els eixos $d-q$ d'un d'ells s'agafa com a eixos comuns. Els valors dels corrents i tensions tant de les línies com de les càrregues es refereixen a aquests eixos comuns.

Les equacions del corrent que passa per una línia son:

$$\frac{di_{\text{línia } D,i}}{dt} = \frac{-R_{\text{línia } i}}{L_{\text{línia } i}} i_{\text{línia } D,i} + \omega i_{\text{línia } Q,i} + \frac{1}{L_{\text{línia } i}} V_{bD,j} - \frac{1}{L_{\text{línia } i}} V_{bD,k} \quad (\text{Eq. 9.13})$$

$$\frac{di_{\text{línia } Q,i}}{dt} = \frac{-R_{\text{línia } i}}{L_{\text{línia } i}} i_{\text{línia } Q,i} - \omega i_{\text{línia } D,i} + \frac{1}{L_{\text{línia } i}} V_{bQ,j} - \frac{1}{L_{\text{línia } i}} V_{bQ,k} \quad (\text{Eq. 9.14})$$

On:

El subíndex i identifica la línia.

Els subíndexs j i k identifiquen els busos. El sentit del corrent es suposa arbitràriament, i va des de el bus j cap al bus k .

Es recorda que els subíndexs D i Q es refereixen als eixos comuns.

Les equacions dels corrents de les càrregues son:

$$\frac{di_{\text{càrrega } D,i}}{dt} = \frac{-R_{\text{càrrega } i}}{L_{\text{càrrega } i}} i_{\text{càrrega } D,i} + \omega i_{\text{càrrega } Q,i} + \frac{1}{L_{\text{càrrega } i}} V_{bD,i} \quad (\text{Eq. 9.15})$$

$$\frac{di_{\text{càrrega } Q,i}}{dt} = \frac{-R_{\text{càrrega } i}}{L_{\text{càrrega } i}} i_{\text{càrrega } Q,i} - \omega i_{\text{càrrega } D,i} + \frac{1}{L_{\text{càrrega } i}} V_{bQ,i} \quad (\text{Eq. 9.16})$$

Finalment, per assegurar que la solució numèrica de les equacions convergeix es considera una resistència virtual entre cada node i terra. Aquest valor s'escull suficientment gran perquè no influeixi en els resultats.

$$V_{bD,i} = R_N (i_{oD,i} - i_{\text{càrrega } D,i} + i_{\text{línia } D,i,j}) \quad (\text{Eq. 9.17})$$

$$V_{bQ,i} = R_N (i_{oQ,i} - i_{\text{càrrega } Q,i} + i_{\text{línia } Q,i,j}) \quad (\text{Eq. 9.18})$$

9.4. Simulació

Per veure com funciona el droop method control s'ha considerat una microxarxa simple formada per dos inversors amb diferents *droop gains* que alimenten una càrrega a través de dues línies com es pot veure en la següent figura.

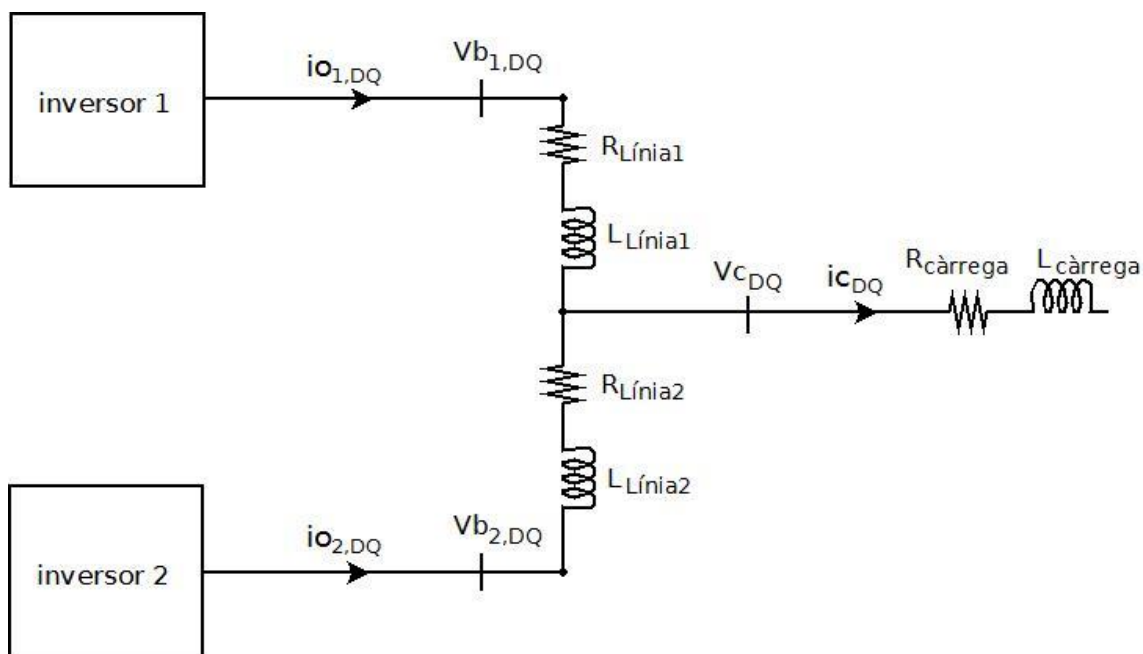


Figura 9.2. Esquema de microxarxa .

S'agafa com a eixos comuns els de l'inversor 1, i per tant tots els altres senyals de la microxarxa estan referits en aquests eixos. No obstant, el control de l'inversor 2 es fa referit en els seus propis eixos de referència. Els paràmetres del sistema que s'han fet servir per a la simulació són els següents:

Taula 9.1. Paràmetres de simulació

Inversor 1		Inversor 2	
Paràmetre	Valor	Paràmetre	Valor
ω_n	377 s^{-1}	ω_n	377 s^{-1}
m_p	$1,33 \cdot 10^{-4} \text{ s}^{-1}/W$	m_p	$1 \cdot 10^{-4} \text{ s}^{-1}/W$
n_q	$1,33 \cdot 10^{-3} \text{ V}/Var$	n_q	$1 \cdot 10^{-3} \text{ V}/Var$
V_n	$208\sqrt{2/3} \text{ V}$	V_n	$208\sqrt{2/3} \text{ V}$
ω_c	30 s^{-1}	ω_c	30 s^{-1}
R_f	$0,15 \Omega$	R_f	$0,15 \Omega$
L_f	$1,5 \text{ mH}$	L_f	$1,5 \text{ mH}$
C_f	$45 \mu F$	C_f	$45 \mu F$
R_c	$0,05 \Omega$	R_c	$0,05 \Omega$
L_c	$0,53 \text{ mH}$	L_c	$0,53 \text{ mH}$
Línia 1		Línia 2	
Paràmetre	Valor	Paràmetre	Valor
$R_{línia}$	$0,05 \Omega$	$R_{línia}$	$0,03 \Omega$
$L_{línia}$	$0,265 \mu H$	$L_{línia}$	$0,345 \mu H$
Càrrega 1		Càrrega 2	
Paràmetre	Valor	Paràmetre	Valor
$R_{càrrega}$	$1,55 \Omega$	$R_{càrrega}$	$1,4 \Omega$
$L_{càrrega}$	2 mH	$L_{càrrega}$	$1,5 \text{ mH}$

9.4.1. Resultats

Amb aquests paràmetres, una vegada assolit l'estat estacionari s'han obtingut els següents valors d'interès per a diferents valors de la càrrega:

Taula 9.2. Resultats càrrega 1:

Paràmetre	Valor
P_{bus1}	7,9 kW
Q_{bus1}	4,7 VAr
P_{bus2}	10,6 kW
Q_{bus2}	4,9 VAr
$P_{càrrega}$	18,45 kW
$Q_{càrrega}$	8,9 VAr
ω	375,9 s ⁻¹

Taula 9.3. Resultats càrrega 2:

Paràmetre	Valor
P_{bus1}	9,3 kW
Q_{bus1}	4,7 VAr
P_{bus2}	12,4 kW
Q_{bus2}	4,8 VAr
$P_{càrrega}$	21,5 kW
$Q_{càrrega}$	8,6 VAr
ω	375,8 s ⁻¹

Es pot observar com la suma de les potències que subministren els inversors és gairebé la potència que es transmet a la càrrega. No es transmet tota perquè una part es perd en les línies. A més, s'observa com quan s'augmenta la càrrega, la potència queda repartida entre els dos inversors, però com tenen *droop gains* diferents, la potència de l'inversor 2 augmenta més que la de l'inversor 1. També es comprova que la freqüència disminueix al augmentar la càrrega.

En les figures 9.3 i 9.4 es mostren les formes del corrent i_o del segon inversor tant en els seus eixos propis com en els eixos comuns quan es té la càrrega 1. Es pot veure com encara que presenten valors similars no són exactament iguals. Els transitoris que apareixen són deguts a la posada en marxa del sistema, que s'estabilitza i arriba a l'estat estacionari al voltant dels 0,45 segons.

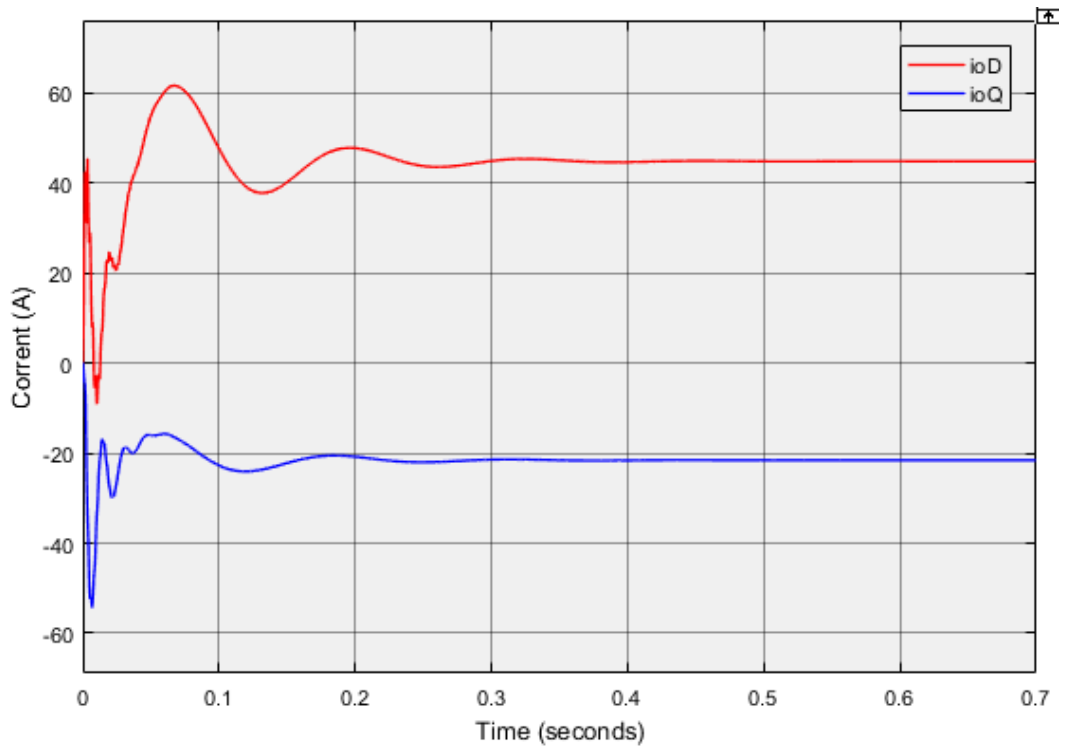


Figura 9.3. Resposta del corrent $i_{o2,DQ}$.

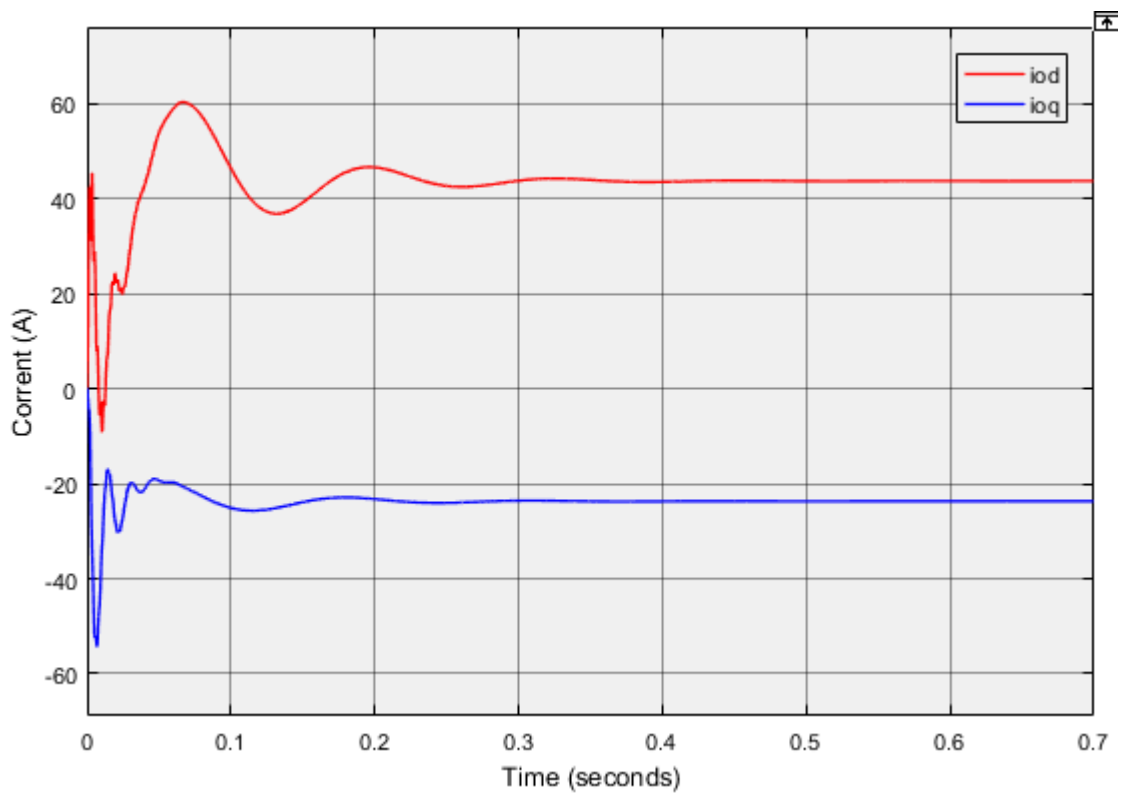


Figura 9.4. Resposta del corrent $i_{o2,dq}$.

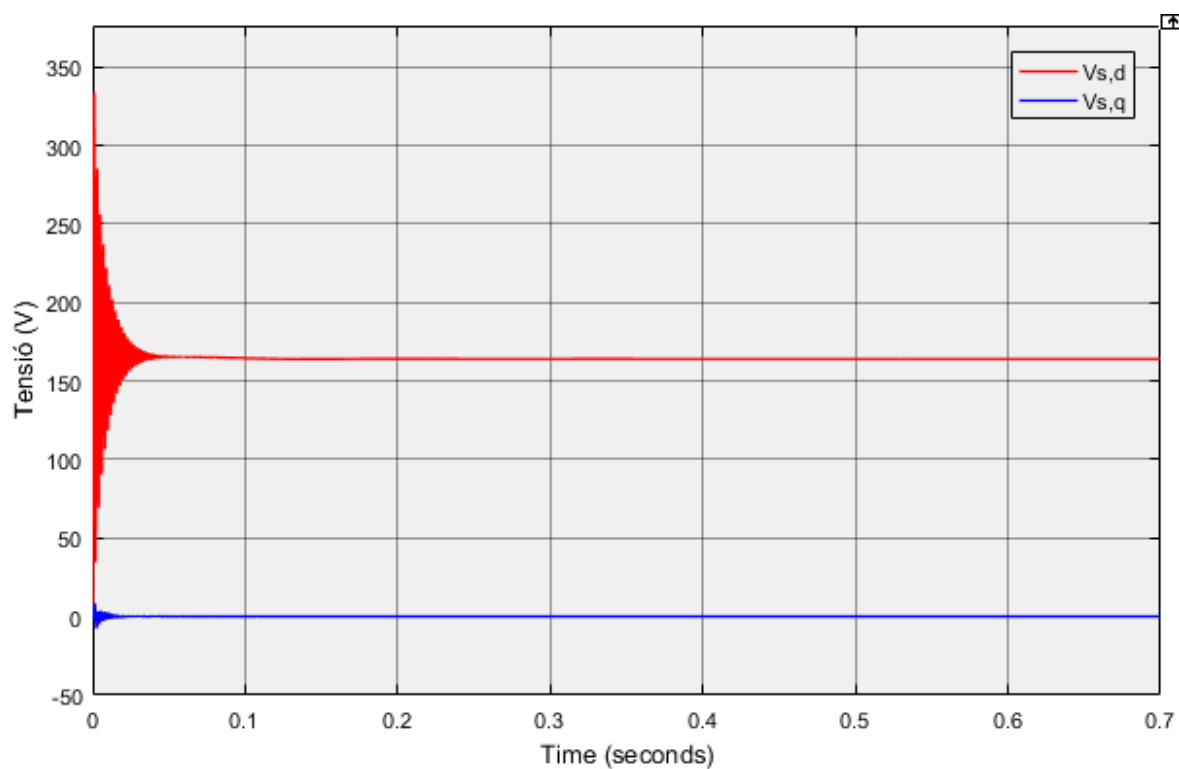


Figura 9.5. Resposta de la tensió $V_{s,dq}$ en l'inversor 2.

En la figura anterior es mostren les tensions $V_{s,dq}$ del segon inversor. Es comprova com la tensió en l'eix q del propi inversor s'aconsegueix regular a zero, mentre que el valor de la tensió de l'eix d depèn de la càrrega que es tingui.

Conclusions

En aquest estudi s'ha investigat un mètode de control que permeti operar a diversos inversors d'una microxarxa operar en paral·lel. L'objectiu és que els inversors es reparteixin la potència que han de subministrar a les càrregues.

Per fer això, s'ha començat per anar estudiant i simulant el control dels casos més senzills, com és el convertidor en mig pont. S'ha explicat com es calculen els controladors que fan que la resposta sigui adequada, tant si es tenen senyals de referència de continua com si son d'alterna.

Per als convertidors trifàsics, s'ha vist com no és més que la suma de tres inversors en mig pont, i s'ha pogut veure com canviant els eixos de referència s'aconsegueix simplificar el control d'aquests. Tant el marc α - β com el d - q fan això possible. A més, s'ha determinat com aplicar un mètode de control que permet regular la tensió de la part de contínua per casos en que la font de continua no sigui capaç de mantenir el voltatge com són les plaques fotovoltaïques.

Afegint un grau més de complexitat al sistema, s'ha determinat els diferents modes d'operació del control dels inversors depenent de si la microxarxa treballa en mode aïllat o connectada a la xarxa, i com en el primer cas tant la tensió a la part d'alterna com la freqüència les ha de regular el propi inversor. També mitjançant simulacions s'ha pogut comprovar que el control en mode aïllat proposat funciona presenta pràcticament els mateixos resultats encara que es tinguin càrregues diferents.

Finalment s'ha proposat un mètode de control, el *droop method* per a l'objectiu de connectar diversos inversors en paral·lel. A més, a través de la simulació s'ha pogut comprovar el seu funcionament i que efectivament els inversors es reparteixen la càrrega adequadament.

Pressupost

Tots els costos d'aquest estudi es corresponen a costos d'enginyeria, que es valoren segons el nombre d'hores de dedicació que han estat necessàries per a la realització d'aquest. Aquestes hores inclouen tant la recerca d'informació, la realització de simulacions i redacció de la memòria. A més s'afegeix els costos relacionats amb la impressió de la memòria.

Concepte	Preu per hora	Hores	Total
Costos d'enginyeria	25 €	600	15.000 €
Costos d'impremta	-	-	60 €
Subtotal			15.060 €
Import total (21% IVA)			18.223 €



Bibliografia

Referències bibliogràfiques

- [1] Yazdani, A; Iravani R. *Voltage-Sourced Converters in Power Systems : Modeling, Control, and Applications*. New Jersey: Wiley,2010.
- [2] Ballester,E ; Piqué,R . *Electrónica de Potencia,principios fundamentales y estructuras básicas*. Barcelona: Marcombo, 2011.
- [3] C.Green, Timothy et al. *Modeling, analysis and testing of autonomous operation of an invertir-based microgrid* IEEE Trans. Power Electron, Vol 22, n.2 March 2007.

Bibliografia complementària

- [4] Hayt, W et al. *Análisis de circuitos en ingeniería*. México: Mc Graw Hill,2007.
- [5] Dorf,R ; Bisfop,R. *Sistemas de control moderno*. Madrid:Pearson, 2005.

