

Universitat Politècnica de Catalunya  
Departament d'Enginyeria Electrònica

Aplicació de Tècniques de Control no  
Lineal per a Convertidors Electrònics de  
Potència amb Consignes Variables  
en el Temps

Tesi doctoral presentada per a  
l'obtenció del títol de doctor

Autor: *Jaume Miret i Tomàs*

Director: *Luís García de Vicuña  
Muñoz de la Nava*

Octubre de 2004



## ÍNDEX

<b>1. INTRODUCCIÓ I ESTAT DE L'ART</b> .....	<b>1</b>
1.1 Prefaci .....	1
1.2 Abast de la tesi .....	2
1.3 Estat de l'art .....	2
1.3.1 Control no lineal de convertidors de potència .....	2
1.3.2 Control de rectificadors correctors del factor de potència .....	5
1.3.3 Control de filtres actius .....	6
1.3.4 Control d'onduladors .....	9
1.3.5 Control de sistemes modulars d'alimentació .....	10
1.4 Objectius i continguts de la tesi .....	11
1.4.1 Objectius .....	12
1.4.2 Contingut de la Tesi .....	12
<b>2. SEGUIMENT DE SENYAL VERSUS REGULACIÓ</b> .....	<b>13</b>
2.1 Estabilització de senyal .....	13
2.2 Seguiment de senyal .....	14
2.3 Relació entre estabilització i seguiment de senyal .....	15
<b>3. CONTROLS NO LINEALS</b> .....	<b>17</b>
3.1 Control en mode lliscant .....	17
3.1.1 Introducció .....	17
3.1.2 Superfícies de control .....	18
3.1.3 Existència del règim lliscant .....	19
3.1.4 Control equivalent .....	20
3.1.5 Domini d'atracció i dinàmica ideal de lliscament .....	21
3.1.6 Determinació de la superfície de commutació .....	21
3.2 Control de linealització per realimentació .....	23
3.2.1 Introducció .....	23
3.2.2 La teoria de la linealització per realimentació .....	23
3.3 Aplicació del control lliscant a convertidors CC/CC i CC/CA .....	25
3.3.1 Control del convertidor buck .....	25
3.3.2 Convertidor boost .....	31
3.4 Linealització per realimentació de convertidors CC/CC i CC/CA .....	39
3.4.1 Control no lineal simple del buck .....	40
3.5 Implementació circuital de les lleis de control .....	42
3.5.1 Commutació analògica amb comparador d'histeresi .....	43
3.5.2 Commutació analògica i biestable a freqüència fixa .....	44
3.5.3 Commutació a freqüència fixa amb senyal auxiliar .....	44
3.5.4 Implementació discreta en DSP .....	44
3.6 Conclusions .....	45
<b>4. RECTIFICADORS AMB ELEVAT FACTOR DE POTÈNCIA</b> .....	<b>47</b>
4.1 Control no lineal del rectificador .....	48
4.1.1 Descripció bilineal del convertidor boost .....	48
4.1.2 Control en mode lliscant .....	49
4.1.3 LLaç de control de corrent .....	49
4.1.4 LLaç de regulació de la tensió de sortida .....	50
4.1.5 Verificació del control .....	52
4.1.6 Verificació del control a baixa freqüència .....	54
4.2 Rectificador amb control simplificat .....	56

4.2.1	Model del rectificador .....	56
4.2.2	Disseny del control lliscant de corrent.....	56
4.2.3	Disseny del llaç de tensió.....	57
4.2.4	Verificació del control .....	58
4.2.5	Verificació del control a baixa freqüència.....	59
4.3	Comparació amb un control lineal.....	61
4.4	Conclusions .....	63
<b>5.</b>	<b>INVERSORS .....</b>	<b>65</b>
5.1	Control no lineal d'un inversor.....	65
5.1.1	Model de l'inversor .....	65
5.1.2	Definició del control.....	66
5.1.3	Verificació del control .....	68
5.2	Control lliscant de l'inversor .....	70
5.2.1	Superfície de lliscament.....	70
5.2.2	Verificació del control .....	72
5.3	Comparació amb controls lineals .....	74
5.3.1	Control lineal en mode voltatge.....	75
5.3.2	Control lineal en mode corrent promitjat .....	76
5.4	Conclusions .....	79
<b>6.</b>	<b>FILTRES ACTIUS .....</b>	<b>81</b>
6.1	Introducció .....	81
6.1.1	Configuració i funcionament del filtre actiu .....	82
6.1.2	Estratègies bàsiques de commutació del pont.....	83
6.2	Filtre actiu amb control simplificat .....	85
6.2.1	Model del filtre.....	86
6.2.2	Disseny del control lliscant de corrent.....	87
6.2.3	Implementació analògica de la superfície de lliscament. ....	87
6.2.4	Disseny del llaç de tensió.....	88
6.2.5	Verificació del control.....	89
6.2.6	Verificació del control a baixa freqüència.....	92
6.3	Filtre actiu completament linealitzat .....	94
6.3.1	Disseny del llaç de tensió.....	97
6.3.2	Verificació del control .....	97
6.3.3	verificació del control a baixa freqüència .....	100
6.4	Filtre actiu totalment linealitzat amb control simplificat.....	102
6.4.1	Verificació del control.....	103
6.4.2	Verificació del control a baixa freqüència.....	106
6.5	Comparació amb els controls de referència.....	108
6.5.1	Comparativa dels controls lliscants per filtres actius.....	110
6.5.2	Control estàndard PWM.....	113
6.6	Filtre Actiu en xarxes amb elevada inductància de línia.....	114
6.6.1	Determinació del grau relatiu .....	117
6.6.2	Extensió de l'ordre del sistema .....	119
6.6.3	Determinació de la superfície de control.....	121
6.6.4	Disseny del llaç de tensió.....	122
6.6.5	Verificació del control.....	122
6.7	Conclusions .....	128

<b>7.</b>	<b>PARAL·LELITZACIÓ DE CONVERTIDORS</b>	<b>129</b>
7.1	Paral·lelització de rectificadors	130
7.1.1	Model bilineal dels rectificadors connectats en paral·lel	130
7.1.2	Control en mode lliscant	131
7.1.3	LLaç de regulació de la tensió de sortida	132
7.1.4	LLaç de control de corrent	133
7.1.5	Verificació del control	134
7.2	Paral·lelització d'onduladors	138
7.2.1	Model bilineal dels inversors connectats en paral·lel	138
7.2.2	Control lliscant multi-entrada	140
7.2.3	Lleis de control	141
7.2.4	Verificació del control	142
7.3	Paral·lelització de filtres actius	146
7.3.1	Control democràtic	146
7.3.2	Disseny del control lliscant de corrent	148
7.3.3	Sistema d'ajust de compartició de corrent	148
7.3.4	Verificació del control	149
7.4	Conclusions	153
<b>8.</b>	<b>RESULTATS EXPERIMENTALS</b>	<b>155</b>
8.1	Implementació amb DSP	155
8.2	Filtres actius	157
8.2.1	Prototipus de proves	157
8.2.2	Filtre actiu amb control simplificat	161
8.2.3	Filtre actiu completament linealitzat	166
8.3	Rectificadors amb elevat factor de potència	172
8.3.1	Prototipus de proves	172
8.3.2	Rectificador amb control simplificat	173
8.3.3	Rectificador amb control no lineal de tensió	175
8.4	Conclusions	179
<b>9.</b>	<b>CONCLUSIONS</b>	<b>181</b>
9.1	Conclusions generals	181
9.2	Conclusions particulars de cada capítol	182
9.3	Resum de les aportacions	183
9.4	Futures línies d'investigació	185
9.4.1	Rectificadors	185
9.4.2	Onduladors	185
9.4.3	Filtres actius	186
<b>10.</b>	<b>BIBLIOGRAFIA</b>	<b>187</b>



# CAPÍTOL 1

---

---

## 1. INTRODUCCIÓ I ESTAT DE L'ART

### 1.1 PREFACI

El treball de recerca desenvolupat en la present Tesi Doctoral se centra en el control no lineal de convertidors electrònics de potència per al seguiment de senyal. La relativament nova teoria del control no lineal dóna al dissenyador unes eines avançades per a la concepció de controls capaços de regular els sistemes en gran senyal, i per a obtenir resultats robusts que tendeixen a millorar les prestacions dinàmiques dels controls clàssics.

Els mètodes de control lineals han estat usats abastament en electrònica de potència, ara bé, són només vàlids al voltant del punt d'equilibri del sistema. Quan el marge d'operació del convertidor és ample, com és el cas del seguiment de senyal, els mètodes de control lineals no descriuen adequadament la dinàmica del sistema. En contraposició, els controladors no lineals permeten gestionar les no linealitats del sistema en un marge d'operació molt gran.

Els convertidors electrònics de potència són sistemes d'estructura variable altament no lineals. Per a controlar aquests sistemes és convenient optar per una proposta de control no lineal, que faci ús d'una descripció detallada del sistema. Ens basarem en un model no lineal de la dinàmica del convertidor,

format per un conjunt d'equacions diferencials, habitualment bilineals o promitjades de l'etapa de potència.

Els dos tipus de control no lineal que s'han usat en aquesta Tesi comporten les definicions de controls simples i més intuïtius en la seva concepció, a diferència dels controls lineals clàssics. Aquestes dues metodologies de control són el control en mode lliscant i el control de linealització per realimentació.

En el disseny dels nostres controls hem tingut molt en compte la seva simplicitat i la senzillesa d'implementació analògica. Tots els resultats experimentals s'han obtingut utilitzant una plataforma de proves basada en un Processador Digital de Senyal (DSP) i un mòdul intel·ligent amb IGBTs, degut a la versatilitat que dona la implementació del control com un programa.

## **1.2 ABAST DE LA TESI**

En aquesta Tesi Doctoral ens hem centrat en convertidors de potència per al seguiment de senyal, com són els onduldors, els rectificadors amb elevat factor de potència i els filtres actius. La problemàtica del seguiment de senyal pot ser resolta amb el control no lineal, ja que aquest té en compte el senyal d'error i les seves derivades.

Partint de la problemàtica inherent d'aquests tres tipus de convertidors hem arribat a la materialització de controls més complexes, usats per a sistemes modulars on s'exploten els avantatges de la distribució de potència entre mòduls paral·lelitzats.

En síntesi, s'ha intentat estudiar diferents aplicacions de l'electrònica de potència amb la problemàtica del seguiment de consignes variables, aplicant els avenços més recents en el camp del control no lineal que permeten una nova concepció del control de sistemes.

## **1.3 ESTAT DE L'ART**

La recerca que s'ha desenvolupat en aquesta tesi es sustenta en idees recollides a la bibliografia que hi ha sobre el tema, i també a la bibliografia més general de l'àrea de control no lineal.

Quan es tracta de controlar sistemes d'estructura variable, com són els convertidors electrònics de potència, resulta lògic emprar tècniques de control que s'adeqüin a aquests sistemes, com és el control en mode lliscament [Sira87] o la linealització mitjançant realimentació [Slotine91].

Procedirem a continuació a resumir l'estat de l'art en funció de les idees més generals que parteixen de la teoria de control no lineal, fent especial esment en el seu interès com a possible aplicació en l'Electrònica de Potència.

### **1.3.1 CONTROL NO LINEAL DE CONVERTIDORS DE POTÈNCIA**

Els Convertidors Electrònics de Potència amb consigna variable en el temps són amplament utilitzats en l'actualitat: en rectificadors amb alt factor de



potència per a equips de comunicació i informàtics; en ondulators per a Sistemes d'Alimentació Ininterrompuda, control de motors i generadors de senyal; i en filtres actius per a la millora del factor de potència a la xarxa elèctrica. Aquests tipus de convertidors estan prenent cada vegada més importància en el mercat dels sistemes electrònics de potència, degut a les noves normatives aprovades per tal de garantir la qualitat del subministrament de l'energia elèctrica o bé la seguretat del seguiment elèctric.

Les qualitats que s'esperen de qualsevol d'aquests convertidors inclouen: alta velocitat de resposta a pertorbacions, elevada eficiència energètica, estabilitat, robustesa i fiabilitat. Aquestes especificacions plantegen problemes a l'hora d'escollir l'estratègia de control més adequada.

La síntesi de controladors clàssics per a convertidors electrònics de potència amb consigna variable en el temps està basada en la teoria del control lineal. Actualment, però, les tècniques de control no lineal estan agafant cada vegada més protagonisme, degut a les bones prestacions que donen al control en el cas d'incerteses en la planta i en la càrrega.

Les tècniques de control no lineal que s'han utilitzat en Electrònica de Potència poden classificar-se en tècniques d'inversió, tècniques basades en el segon mètode de Lyapunov i tècniques de linealització per realimentació.

Les tècniques d'inversió permeten determinar les entrades de control d'un sistema en funció de les variables d'estat i de les funcions de sortida escollides. Aquest mètode permet obtenir els valors de les entrades de control per aconseguir una dinàmica desitjada, el refinament final de la qual es coneix com algoritme de dinàmica zero [Isidori86].

Les tècniques basades en el segon mètode de Lyapunov es caracteritzen per assegurar l'estabilitat asimptòtica global del sistema mitjançant l'ús d'una funció de Lyapunov. A [Sanders92] es defineix una funció, l'energia incremental del sistema, el comportament de la qual en llaç tancat correspon a una funció de Lyapunov. Aquesta funció va ser usada per al disseny de sistemes descrits per les equacions d'Euler-Lagrange [Sira89] [Ortega94]. S'ha de dir que els controladors usats permeten assegurar l'estabilitat del sistema, però no comporten una resposta transitòria òptima en la majoria dels casos.

Les tècniques de linealització per realimentació [Slotine91] [Marino95] permeten obtenir una dinàmica lineal en llaç tancat usant un control no lineal [Baumann81] [Hunt83] [Sira89]. La descripció lineal del sistema en llaç tancat permet l'optimització de la seva dinàmica. Aquest fet és especialment interessant quan es precisa realitzar un seguiment d'un senyal de referència variable en el temps, com és el cas de la present Tesi Doctoral. No obstant, per poder aplicar aquestes tècniques és necessari que es compleixin una sèrie de condicions restrictives, el que limita la seva utilització pràctica. En la literatura apareixen altres tipus de controladors aplicats a convertidors de potència, com per exemple el *one-cycle control* [Smedley95] i el *feedforward* no lineal [Jin92] [Liu95], entre d'altres. La linealització per realimentació ha estat aplicada en el control de rectificadors commutats, servomotors, i motors d'inducció amb models dinàmics electro-mecànics molt ajustats i d'ordre elevat [Jung99].

Una de les tècniques més adequades per a controlar convertidors de potència és el control en mode lliscament, divulgat per Utkin i Emelyanov a finals dels anys 60 i principis dels 70 [Emelyanov67] [Utkin77] [Utkin78].

El control en mode lliscament s'ha utilitzat des d'aleshores en multitud d'aplicacions: control de motors de contínua, d'inducció i síncrons, control de vehicles elèctrics, control de braços robotitzats, control de servo-mecanismes, etc... [Bühler86] [Utkin 92].

Una perspectiva i introducció al control en mode lliscament es pot trobar en els articles de DeCarlo i Sira-Ramirez [DeCarlo88] [Sira88].

En els convertidors commutats contínua-contínua (CC/CC), alguns investigadors dedicats al processat de potència, varen concebre controls lliscants per les cel·les bàsiques de conversió i, més recentment, en sistemes més complexes. Vegis, com a exemple, els treballs de Sira-Ramirez i Venkataraman en els que s'utilitza aquest tipus de control en convertidors commutats CC/CC [Venkataraman85] [Sira87], o molt recentment en sistemes modulars de convertidors CC/CC convencionals o ressonants connectats en paral·lel [Lopez.M97] [Lopez.M99] [Castilla00].

En essència, un controlador en mode lliscament porta a la trajectòria del sistema a evolucionar cap a una superfície de commutació prèviament definida, que una vegada assolida, força al sistema a quedar-se sobre ella amb una dinàmica d'ordre reduït fins assolir un punt, o una trajectòria, d'equilibri [Utkin92].

Aquest tipus de control permet dotar als sistemes amb propietats tan rellevants com són: robustesa en front a grans pertorbacions en la càrrega i en la tensió d'entrada, insensibilitat a les variacions paramètriques de la planta, velocitat en la resposta, una dinàmica d'ordre reduït quan el sistema llisca sobre les superfícies de commutació i estabilitat asimptòtica.

Els treballs del nostre grup han estat diversos en aquest camp. En el cas de la linealització per realimentació, O. López proposa un mètode sistemàtic de síntesi de controladors en mode lliscant [López.O98a] [López.O01]. A diferència d'altres treballs previs, aquesta metodologia facilita la concepció de controls complexos en sistemes electrònics de potència, com per exemple, rectificadors amb factor de potència unitari [López.O00], filtres actius [López.O99a], onduladors [Matas01], sistemes modulars d'alimentació [Miret01]. L'extensió del control en un sol cicle, introduint una dinàmica desitjada al sistema, apareix en els treballs [Vicuña02], [Guerrero03].

Resumint, la tècnica de linealització per realimentació permet sintetitzar controladors capaços de dotar al sistema en llaç tancat d'una dinàmica lineal. Tal com ja hem destacat anteriorment aquest fet és especialment interessant quan es precisa el seguiment d'un senyal de referència variable. A continuació es descriu l'estat de l'art de diferents sistemes de control per a convertidors de potència amb consigna variable en el temps.

### 1.3.2 CONTROL DE RECTIFICADORS CORRECTORS DEL FACTOR DE POTÈNCIA.

En la majoria de les aplicacions en les que s'utilitza la xarxa elèctrica com a font primària d'energia, i es precisa una tensió continua, s'utilitzen rectificadors. Degut a que es tracta de circuits no lineals, el corrent que s'absorbeix de la xarxa queda fortament distorsionat. Els harmònics d'aquests corrents flueixen a través de les impedàncies en el sistema de distribució d'energia elèctrica i generen harmònics de tensió. Aquests harmònics distorsionen les formes d'ona de la tensió en la xarxa, podent interferir amb d'altres equips connectats al mateix servei elèctric. Per tant, el disseny de les fonts d'alimentació ha d'estar orientat a suprimir la distorsió harmònica i aconseguir un factor de potència unitari, ajustant-se a les normatives IEC-1000-3-2 [IEC92] i IEEE-519 [IEEE93], que en un futur presumiblement seran més restrictives.

Els rectificadors alterna-contínua són amplament utilitzats en l'alimentació d'aparellatge electrònic i informàtic. Les prestacions que es demanen a aquests rectificadors són cada vegada més elevades, tant en la regulació que proporcionen com en l'estabilitat i robustesa en front a canvis en la planta o en la càrrega. Degut a les característiques no lineals dels rectificadors la forma d'ona del corrent de xarxa es veu molt malmesa, el que degenera en un factor de potència diferent de la unitat i en la introducció de distorsió harmònica a la xarxa.

El disseny de fonts amb factor de potència unitari i baixa distorsió harmònica es planteja des de dues perspectives diferents.

La primera d'elles consisteix en la utilització de filtres passius que eliminen els harmònics del corrent consumit per la càrrega. Aquesta solució presenta desavantatges com el cost, sensibilitat en front a canvis en el consum de la càrrega i en front a variacions en la tensió de xarxa. Ja que els harmònics que s'han d'eliminar poden ser del mateix ordre que la freqüència de xarxa, els elements reactius que s'han d'usar acostumen a ser excessivament grans. Per aquesta raó, les solucions més idònies estan encaminades a utilitzar un control actiu, que controli el factor de potència i reguli la tensió de càrrega.

La segona consisteix en l'ús de controls actius. En aquest sentit, el disseny d'aquest tipus de convertidors pot fer-se seguint dues estructures diferents segons el nombre d'etapes usades: de dues etapes i d'una etapa. L'estructura clàssica està formada per dues etapes, un pre-regulador corrector del factor de potència, també anomenat emulador de resistència, i un post-regulador de tensió [Sebastian97] [Hernando99] [Sebastián99] [Miret01]. L'avantatge més evident és la simplicitat en el disseny del controlador, però no és una bona opció des del punt de vista del rendiment, degut al processat doble de l'energia que arriba a la càrrega. D'altra banda, els convertidors d'una sola etapa processen tota l'energia o una gran part d'ella una sola vegada. En aquest sentit, poden distingir-se dues estructures de convertidors diferents: els d'un únic interruptor, que requereixen un funcionament en mode discontinu [Red94] [WU95], i els de dos interruptors, que funcionen en mode de conducció continu [Jiang93] [Jiang94] [López98]. Els sistemes de dos interruptors presenten un major rendiment i un menor estrès en els interruptors.

Els controls actius del factor de potència han de forçar el corrent d'entrada a seguir la forma d'ona de la tensió de xarxa, i al mateix temps controlar la seva amplitud, de manera que la potència mitjana subministrada per la xarxa sigui la mateixa que la consumida per la càrrega.

El problema en el disseny del controlador sorgeix de la necessitat que aquestes dues tasques han de realitzar-se mitjançant una sola acció de control. Són moltes les referències que presenten solucions al disseny del control. Per realitzar aquesta funció hi ha tres alternatives de control.

- El control amb multiplicador, format per un llaç extern, que controla l'amplitud d'un senyal de referència de corrent, i un llaç intern que segueix el corrent subministrat per la xarxa [Erickson90] [Kazerani91] [Zargari93] [Sebastián94] [Ghanem96]. Aquest tipus de solució podria augmentar el cost del sistema a l'haver d'utilitzar-se un multiplicador analògic o altres circuits integrats específics presents al mercat.
- Si el convertidor treballa en mode de conducció discontinua, el controlador és molt més simple, ja que el corrent d'entrada segueix de manera natural a la tensió de xarxa [Willers99]. El major inconvenient d'aquesta tècnica és la seva limitació a les aplicacions de baixa potència, degut a l'elevat estrès en els semiconductors. En aquest control el valor mitjà del corrent d'entrada segueix de forma automàtica a la tensió de xarxa, gràcies a un llaç que controla la seva amplitud [Madigan92] [Red94] [Sebastián94], podent-se parlar doncs de control en llaç obert del corrent d'entrada. Aquest control és adequat per aplicacions de baixa potència, ja que els nivells de corrent són reduïts, així com les pèrdues als interruptors.
- Per limitar el número de sensats de variables en mode de conducció continua, recentment han aparegut diferents treballs basats en el comportament quasi-estacionari dels rectificadors que poden ser caracteritzats en primera aproximació com convertidors DC-DC [Lai 98]. Tenint en compte l'aproximació de règim quasi-estacionari la tensió d'entrada i la tensió de sortida estan lligades per la relació de conversió en règim estacionari del convertidor en un cicle de treball determinat. De la mateixa manera el corrent d'entrada, lligat proporcionalment a la tensió d'entrada, estarà lligat a la tensió de sortida. El controlador haurà de determinar el cicle de treball adequat per aconseguir aquestes relacions [Maksimovic95] [Zane96] [Gegner96], evitant usar multiplicadors [Lai98]. Aquesta tècnica és utilitzable en convertidors d'alta potència, en els quals es requereix un funcionament en mode de conducció continu.

Recentment, la tesi doctoral d'O. López ha realitzat diverses aportacions al control de convertidors amb alt factor de potència mitjançant l'aproximació quasi-estacionària i al Mètode d'Imposició de Dinàmica desenvolupat pel mateix autor [López.O99] [López.O01].

### 1.3.3 CONTROL DE FILTRES ACTIUS

L'actual societat de la Tecnologia de la Informació i les Comunicacions ha suposat un increment en el consum elèctric. Aquest fet ha propiciat la necessitat de millorar la qualitat del subministrament elèctric, amb l'objecte de

reduir costos i augmentar la fiabilitat dels equips. La norma IEEE 519-1992 [IEEE93] marca els límits màxims de la distorsió harmònica que hi pot haver a la xarxa. Aquest document estableix els valors de distorsió de tensió i corrent acceptables per a la xarxa de distribució.

La major part de les càrregues presenten un caràcter no lineal, el que provoca un augment del nivell d'harmònics a la xarxa. El nivell d'harmònics, la potència reactiva i les corrents en el neutre, així com el desequilibri de les fases, constitueixen les principals causes del mal funcionament i la necessitat del sobredimensionat de les xarxes de distribució d'energia elèctrica.

Els valors típics de distorsió harmònica en la tensió de xarxa són normalment inferiors al 5%. Aquest valor no suposa un problema, ja que els equips de consum són suficientment robusts per a suportar nivells de distorsió de més magnitud. Ara bé, la distorsió en el corrent pot superar el 40%, el que suposa que els elements propis de la xarxa han de ser sobredimensionats [Douglas85] [Key93]. Els efectes sobre la xarxa elèctrica són importants i el deteriorament de qualitat del subministrament pot causar problemes no només als usuaris, sinó també a la pròpia companyia.

Una possible solució a aquest problema consisteix en la utilització de filtres passius. Aquesta solució permet reduir la taxa d'harmònics i millorar el factor de potència, amb l'inconvenient d'utilitzar estructures de gran mida i pes. Un altre inconvenient és que la compensació no s'adapta a les variacions de la càrrega.

Existeixen altres solucions de menor mida i cost, denominades filtres actius, que compensen en tot moment la distorsió a la xarxa. Aquests circuits poden connectar-se a la xarxa en paral·lel o en sèrie, donant lloc a les topologies denominades filtre actiu paral·lel i filtre actiu sèrie.

Els filtres actius paral·lels injecten a la línia un corrent a través d'una inductància. Aquest tipus de filtres s'utilitza per evitar els harmònics del corrent consumit per una càrrega no lineal. Ara bé, no eviten la propagació per la línia de la distorsió de tensió provocada per aquestes càrregues. Per compensar la distorsió de tensió s'ha d'usar un filtre actiu sèrie. Aquests circuits són connectats entre la càrrega i la xarxa a través d'un transformador. El filtre controla la caiguda de tensió en el transformador de manera que la distorsió de tensió a la càrrega no passi a la xarxa, o viceversa.

Actualment el problema principal en el disseny d'un filtre actiu resideix en el llaç de control [Buso98]. Encara que la commutació dels interruptors acostuma a estar limitada a unes desenes de quilo cicles, el control del corrent ha de tenir la capacitat de seguir senyals de referència molt ràpides i amb una forma d'ona que a priori no es pot predir. S'ha de notar, a més a més, la influència en l'estabilitat del filtre que tenen alguns paràmetres que en un principi són desconeguts en el disseny, com són la impedància de la línia i el tipus de càrrega, la corrent de la qual ha de ser compensada.

A la literatura s'han proposat diferents estratègies de control aplicades a filtres actius. Entre aquestes les que han demostrat tenir millors prestacions són el *control en mode corrent*, el *control digital deadbeat* i el *control d'histèresi*.

El control en mode corrent està basat en una modulació per amplada de polsos [Mrowan86] [Zargari93a]. La seva senzilla implementació fa aquesta tècnica

interessant en aquelles aplicacions que no requereixin grans prestacions del filtre actiu. Ara bé, la seva resposta és lenta i resulta inadequada en la compensació del corrent consumit per càrregues altament no lineals.

El control digital *deadbeat* posseeix la característica d'anul·lar l'error en règim estacionari al cap de poques mostres [Holmes96] [Tenti94]. El seu major atractiu resideix en la possibilitat d'incorporar rutines que permetin predir l'evolució del corrent consumit per la càrrega. Ara bé, la seva estabilitat està fortament limitada per la freqüència de mostreig i per les imprecisions comeses en el modelat del sistema.

El control d'histèresi determina l'estat dels interruptors del filtre actiu a partir de la comparació de l'error de corrent amb una banda d'histèresi. Aquest fet permet que les especificacions d'arissat siguin assolides fàcilment i al mateix temps proporciona una protecció inherent en front a sobrecorrents. Ara bé, aquest principi de funcionament provoca una freqüència d'operació variable, el que comporta certa incertesa en el procés de disseny del filtre [Malesani90].

La investigació que aquí es proposa s'allunya de les tècniques de control anteriorment exposades. Es pretén utilitzar controladors digitals en mode lliscament basats en les tècniques de linealització per realimentació, tant a nivell continu [López.O98a] [López.O01] com mitjançant algorismes de temps discret [Matas01]. Aquest procediment de control és idoni quan es vol una ràpida resposta transitòria i gran robustesa en front a pertorbacions.

L'optimització del filtre actiu no s'ha de limitar exclusivament al llaç de control, sinó que és necessari realitzar una reflexió sobre la topologia que permetrà aconseguir una millor resposta. Normalment l'estructura adoptada per aquestes aplicacions correspon a la d'un inversor convencional de dos o tres estats [Grandy90]. Ara bé, el limitat nombre d'estats condueix a un compromís restrictiu en el disseny entre la velocitat de resposta i la distorsió harmònica obtingudes.

Els filtres actius s'utilitzen en les xarxes monofàsiques i en les trifàsiques, encara que la seva principal aplicació es troba en les xarxes trifàsiques, on poden compensar les distorsions de tensió (compensació sèrie) o les distorsions de corrent (compensació paral·lela), o ambdós tipus (compensació sèrie-paral·lel, o híbrida). Per aquestes xarxes les estratègies de compensació tendeixen a compensar la potència instantània reactiva segons la proposta d' Akagi [Akagi84], donat que les potències subministrades per les línies poden ser molt elevades i forcen l'ús de grans elements reactius, situació que s'ha d'evitar pels problemes d'implementació que suposen i pel seu alt cost.

Últimament s'han proposat diverses solucions de control per millorar les característiques del filtre actiu [El-Habrouk00]. Els controls analògics simples que usen el sensat de tres variables són els més estesos [Wu96]. Treballs recents proposen implementacions digitals amb DSPs [Shireen00] o de taules *look-up* amb *EPROMs* [Lin01]. Alguns treballs proposen xarxes neuronals adaptatives que estimen els components harmònics del corrent de línia en temps real [Rukonuzzaman02].

El control lliscant s'ha utilitzat per corregir càrregues molt distorsionadores, degut a les seves inherents característiques de robustesa, insensibilitat a les

variacions de paràmetres del sistema i a la seva simplicitat d'implementació [Torrey95] [Hernandez98].

### 1.3.4 CONTROL D'ONDULADORS

Els onduladors són usats en sistemes d'alimentació ininterrompuda (SAI), reguladors automàtics de voltatge i fonts programables d'alterna. Els onduladors s'usen per generar una ona sinusoidal que pot alimentar un ample espectre de càrregues. El manteniment d'una forma d'ona òptima per a cada aplicació només es pot assegurar usant un control amb realimentació.

Les especificacions genèriques principals d'un ondulator inclouen: bona regulació de tensió, baixa distorsió harmònica total (DHT), resposta transitòria ràpida, baixa impedància de sortida, alta eficiència, estabilitat, fiabilitat i robustesa. Aquestes especificacions plantegen un problema en l'elecció d'una estratègia de control adequada. La utilització creixent de càrregues crítiques, amb elevades restriccions en quant a la qualitat de la forma d'ona que les alimenta, ha motivat un gran desenvolupament de diferents esquemes de control d'onduladors.

La síntesi de controladors per onduladors està basada en la teoria de control lineal [Plunkett79] [Brod85] [Kazmierkowsky94]. En la literatura es poden trobar controladors basats en un únic llaç de tensió, utilitzant com a compensadors un control proporcional integral [Cha90], controladors *deadbeat* [Guo98], o controladors robusts basats en el control  $H_\infty$  [Figueres00] [WU00] [Mattaveli01] i en la  $\mu$ -síntesis [Buso97]. En altres treballs es proposen dos llaços de control: un llaç ràpid per a regular el corrent de l'inductor, i un altre d'extern més lent que regula la tensió de sortida [Abdel96]. Habitualment, cada llaç està format per un control PI. Ara bé, en els controladors lineals clàssics és molt difícil predir els marges d'estabilitat, així com imposar una apropiada resposta transitòria en front a pertorbacions. Els sistemes clàssics presenten problemes quan les càrregues a alimentar tenen pertorbacions periòdiques, com és el cas de la càrrega rectificadora RC típica, o bé hi ha variacions a la tensió d'entrada. Darrerament el control repetitiu adaptatiu ha estat usat per tal de minimitzar els efectes adversos d'aquest tipus de càrregues sobre la forma d'ona de la tensió i corrent de l'ondulador [Tzou99].

Per tal de minimitzar la DHT, en comptes dels inversors clàssics de dos o tres nivells, s'utilitzen els inversors multinivell, on l'entrada al filtre pot tenir més de tres nivells de voltatge [Manjrekar96] [LaiJ96]. D'aquesta manera s'aconsegueix un baix contingut harmònic tot i treballar a les mateixes freqüències de commutació que en els sistemes de dos nivells. Ara bé, el control del voltatge de sortida és complex i la resposta esdevé lenta.

En el camp del control no lineal han aparegut diversos treballs que pretenen obtenir controls robusts i estables en front a grans pertorbacions a la càrrega o a la tensió d'entrada. El control lliscant ha estat un dels esquemes de control més utilitzats degut a les bones prestacions en front a incerteses a la planta i a la càrrega [Wong99] [Jung93] [Tai02]. Ara bé, alguns dels controls lliscants utilitzats no donen una DHT prou baixa, de manera que el sistema pugui ser usat per càrregues crítiques o amb severes restriccions [Jung93]. Actualment els controls lliscants usats en el camp d'onduladors consten de diverses

superfícies de control, cada una d'elles encarada a controlar paràmetres diferents (amplitud, distorsió harmònica total DHT, ..), la suma de les quals dona unes bones característiques al control. Aquests controls han de ser implementats digitalment en DSPs d'alta gamma [Tai02], degut a la seva complexitat.

### 1.3.5 CONTROL DE SISTEMES MODULARS D'ALIMENTACIÓ

Els sistemes d'alimentació modulars comencen a ser una opció de gran interès en la realització d'equips d'alimentació. L'exemple més evident es deriva de comparar un regulador commutat que subministra una determinada potència a la càrrega amb un sistema modular d'alimentació CC/CC. En el cas d'utilitzar un sol convertidor, els transistors que s'ocupen de condicionar la potència a la càrrega sofreixen una gran fatiga, ja que manegen el còmput global de potència que es transfereix a la càrrega, sofrint importants pèrdues de conducció i commutació. Aquestes pèrdues es poden reduir amb circuits *snubber*, però utilitzen dissipadors grans i voluminosos. La fiabilitat general d'aquests equips depèn de la fallada d'un sol component, i en general no és acceptable quan s'està alimentant un equip la fallada del qual pot representar un elevat cost, com és el cas, per exemple, d'un gran ordinador; o bé quan la fiabilitat és un factor predominant en el disseny, com en el cas d'un equip mèdic o d'un procés de producció la interrupció del qual pot ser crítica.

Si s'usa un sistema modular d'alimentació constituït per diversos convertidors, aquest presenta els següents avantatges [Tabisz92] [Ye00]:

- La fiabilitat augmenta considerablement, donat que si falla un mòdul, s'activa immediatament un convertidor de reserva, i el sistema d'alimentació no deixa de funcionar. Per tant, el sistema és tolerant a fallades.
- El transvasament d'energia es fa mitjançant un conjunt de convertidors, el que es tradueix en una menor fatiga dels dispositius semiconductors i augmenta la fiabilitat de l'equip.
- El sistema és flexible, ja que si s'incrementen les necessitats de consum és suficient afegir un o més mòduls.
- La mida i el cost de l'equip és menor i pot augmentar-se considerablement la freqüència efectiva que observa el filtre de sortida mitjançant tècniques d'intercalat (*interleaving techniques*) [Miwa92], el que permet disminuir la mida del condensador de sortida.

Totes aquestes característiques han portat a un gran interès per aquest tipus de sistemes. La solució per a un controlador amb múltiples accions de control en una planta altament no lineal, com un sistema d'alimentació CC/CC, pot fer-se de diferents maneres:

- Utilitzar models linealitzats dels convertidors (models en petit senyal) i acudir a les tècniques de control lineal [Choi98].
- Derivar models no lineals del sistema (models en gran senyal) i usar estratègies de control no lineals [Lopez.O98a].



La primera solució és la que apareix de forma més habitual en la literatura, encara que el disseny només és vàlid en l'entorn del règim estacionari del sistema i que presenta els següents inconvenients [LopezM.04]:

- La complexitat de l'anàlisi dinàmica del sistema, degut a l'elevat nombre de variables d'estat implicades, no està en correspondència amb els resultats, ja que la informació de l'estabilitat i la resposta temporal només té validesa en un entorn reduït del punt d'equilibri.
- Aquests estudis deixen de ser realistes no només durant l'arrencada del sistema, si no quan hi ha una activació o desactivació d'un o més mòduls degut a un canvi a la càrrega. En aquests casos els anàlisis poden donar lloc a resultats enganyosos.

És possible recórrer a models no lineals d'aquests sistemes i més en concret a models bilineals [Burcalu96], que descriuen el comportament dinàmic en tot l'espai d'estats, caracteritzant als convertidors com a sistemes d'estructura variable. Aquesta alternativa permet introduir el control multivariable en mode lliscament a aquestes estructures de conversió.

S'ha de fer notar que els controladors multivariable en mode lliscament, a més a més dels avantatges ja explicats, són en general molt més simples d'implementar que els controladors lineals basats en controladors PWM o de control de corrent, aspecte fonamental en el disseny pràctic dels llaços de control.

Aquesta idea no només és aplicable al cas de sistemes modulars d'alimentació, si no a totes aquelles aplicacions on el control multivariable sigui imperatiu, com en el cas dels sistemes d'alimentació amb múltiples sortides, sistemes d'alimentació basats en un apilament de convertidors, sistemes distribuïts d'alimentació, bancs de filtres actius en paral·lel, i en tots aquells casos en els que l'ús del control multivariable en mode lliscament aporti millores.

Per als sistemes modulars s'han presentat diferents esquemes de control amb l'objectiu d'assolir una distribució equitativa dels corrents lliurats per cada un dels mòduls. Aquests esquemes es poden classificar en dos grups principals: els esquemes actius de compartició de corrent [Thottuvelil98] [Garcerà01] [Mazumder02] [Garcerà04] i el mètode del pendent [Jamerson93] [Irving00]. S'aconsegueix una bona repartició de corrent i a la vegada una excel·lent regulació de tensió, utilitzant cables de comunicació entre els mòduls, cosa que fa disminuir la fiabilitat del sistema [Perreault97].

Com a altres alternatives tenim l'ús del control difús i del control neuronal, de les que poden esperar-se millores en quant a la dinàmica i robustesa. En aquests casos la dificultat sorgeix no tant sols en l'obtenció de l'estructura de control més adequat, sinó en la realització dels controladors mitjançant DSPs o microcontroladors, ja que la seva implementació és complicada. L'elecció de la freqüència de mostreig s'ha de fer acuradament i s'haurà de tenir en compte l'efecte del temps de retard que inevitablement aporta el controlador [Gao95].

## 1.4 OBJECTIUS I CONTINGUTS DE LA TESI

En aquest apartat enumerarem els objectius plantejats en aquesta Tesi Doctoral i descriurem breument els seus continguts.

### 1.4.1 OBJECTIUS

Aquesta Tesi té com a principal objectiu establir noves estratègies de control per convertidors de potència simples i paral·lelitzats.

S'ha pretès portar noves tècniques de control no lineal aplicades a convertidors de potència, i particularment en el camp del seguiment de senyal.

Les pautes de recerca seguides són les següents:

1. La síntesi de controladors basats en el mode lliscant i linealització per realimentació.
2. L'aplicació d'aquestes estratègies de control per a onduldors, filtres actius i rectificadors amb alt factor de potència.
3. Extensió d'aquests controls a sistemes modulars, formats per diversos convertidors en paral·lel.
4. Simulació dels controls i verificació experimental dels més representatius, implementant-los digitalment en una DSP.

Aquests objectius s'han desenvolupat i han quedat plasmats en la redacció d'aquesta Tesi Doctoral i en les diverses publicacions dels autors.

L'apartat següent descriu breument el contingut, per capítols, de la Tesi.

### 1.4.2 CONTINGUT DE LA TESI

El contingut d'aquesta tesi doctoral s'ha distribuït en 9 capítols.

El primer capítol exposa l'abast de la tesi i l'estat de l'art en la tecnologia de control dels sistemes que es tractaran.

En el segon capítol s'exposen les idees del seguiment de senyal en la teoria del control.

En el tercer capítol es desenvolupa la teoria bàsica del control no lineal, fent especial esment en el control en mode lliscant i el control de linealització per realimentació, que seran aplicats a diversos tipus de convertidors electrònics de potència.

En el quart capítol s'apliquen les tècniques de control no lineal esmentades als rectificadors amb elevat factor de potència.

En el cinquè capítol es tracta dels onduldors i es desenvolupen diversos controls no lineals per al seu control.

En el sisè capítol es tracta dels filtres actius correctors de la distorsió harmònica del corrent de xarxa i de diversos controls dissenyats per aquests.

En el setè capítol es tracta del disseny de controls per a la paral·lelització de convertidors de potència amb consignes variables en el temps.

En el vuitè capítol es mostren els resultats experimentals obtinguts per corroborar els resultats teòrics dels capítols precedents.

El novè capítol aborda les conclusions de la tesi i els futurs camins per a la recerca en aquest camp oberts per la tesi doctoral.

# CAPÍTOL 2

---

---

## 2. SEGUIMENT DE SENYAL VERSUS REGULACIÓ

L'objectiu del control d'un convertidor de potència, amb un comportament dinàmic i estàtic que segueixi unes especificacions desitjades (i imposades), és construir una llei de realimentació de manera que el sistema en llaç tancat segueixi el comportament esperat. Generalment les tasques del control poden dividir-se en dues categories: estabilització (o regulació) i seguiment [Slotine91].

En els problemes d'estabilització, el sistema de control, anomenat estabilitzador (o regulador), es dissenya de manera que l'estat del sistema en llaç tancat sigui estable al voltant d'un punt d'equilibri. Com a exemple d'estabilització en el camp dels convertidors electrònics de potència podem citar els convertidors CC/CC.

En els problemes de seguiment de senyal, l'objectiu del disseny és construir un controlador, de manera que la sortida del sistema segueixi una trajectòria especificada i variable en el temps. Com a exemple de seguiment de senyal en el camp dels convertidors electrònics de potència podem citar els onduladors.

### 2.1 ESTABILITZACIÓ DE SENYAL

Descriurem primer els sistemes que requereixen una estabilització de senyal. Donat un sistema de dinàmica no lineal, descrit per:

$$\dot{x} = f(x, u, t) \quad (2-1)$$

l'objectiu és trobar una llei de control  $u$  tal que, iniciant el sistema des de qualsevol posició en una regió  $\Omega$  de l'espai d'estats, l'estat  $x$  tendeix a 0 quan  $t \rightarrow \infty$ .

Per la definició donada a (2-1), si la regió  $\Omega$  és prou gran, el problema pot ser resolt per un control lineal típic. Si l'objectiu del control és portar l'estat a un punt diferent de zero  $x_d$ , podem simplement transformar el problema en una regulació a un punt zero prenent  $x - x_d$  com l'estat del sistema.

## 2.2 SEGUIMENT DE SENYAL

La tasca d'un seguiment asimptòtic es pot definir descrivint el sistema de dinàmica no lineal com:

$$\dot{x} = f(x, u, t) \quad (2-2)$$

$$y = h(x) \quad (2-3)$$

on es desitja una trajectòria de sortida  $y_{ref}$ . El problema del control asimptòtic es redueix a trobar una llei per a l'entrada  $u$  tal que, iniciant el sistema des de qualsevol estat en una regió  $\Omega$  de l'espai d'estats, els errors de seguiment definits per  $y(t) - y_{ref}(t)$  tendeixin a 0 quan  $t \rightarrow \infty$ , i sobre tot que l'estat  $x$  romangui limitat. Els límits de l'estat  $x$  els fixa la validesa del model matemàtic del sistema.

Quan el sistema enllaç tancat manté un error de seguiment zero, per qualsevol temps  $y(t) \equiv y_{ref}(t)$ , es diu que el sistema de control és capaç de realitzar un seguiment perfecte. Hem de suposar que la trajectòria  $y_{ref}$  i les seves derivades, fins un ordre suficientment gran i igual a l'ordre del sistema, són contínues i limitades. També hem de suposar que tenim disponibles  $y_{ref}$  i les seves derivades per a calcular el control en temps real. Generalment podrem calcular aquestes derivades i utilitzar-les en la llei de control de seguiment. Per exemple en una dinàmica de segon ordre:

$$\frac{d^2 y(t)}{dt^2} + k_1 \frac{dy(t)}{dt} + k_0 y(t) = \frac{d^2 y_{ref}(t)}{dt^2} + k_1 \frac{dy_{ref}(t)}{dt} + k_0 y_{ref}(t) \quad (2-4)$$

on  $k_1$  i  $k_0$  són constants positives que podrem escollir i definiran la dinàmica del sistema ( $\omega_o, \xi$ ). Aleshores, el problema de seguiment es trasllada a seguir la sortida  $y_{ref}(t)$  del model de referència. La dinàmica del sistema vindrà donada pel nombre de derivades successives de la funció de sortida escollida.

Considerant ara un sistema general, d'ordre  $n$  i les derivades successives de la funció de referència  $y_{ref}(t)$ , es pot obtenir l'equació que determina la dinàmica temporal de l'error comès en el seguiment de la funció de referència:

$$\frac{d^n e(t)}{dt^n} + \sum_{j=1}^{n-1} k_j \frac{d^j e(t)}{dt^j} + k_o \cdot e(t) = 0 \quad (2-5)$$

on  $e(t) = y(t) - y_{ref}(t)$  és l'error en el seguiment de la funció de referència. Si els coeficients  $k_j$  s'escullen de forma que el següent polinomi:

$$p^n + k_{n-1} \cdot p^{n-1} + \dots + k_0 = 0 \quad (2-6)$$

tingui totes les seves arrels al semiplà esquerre del pla de Laplace ( $p$  és la variable del pla de Laplace), aleshores, l'error  $e(t)$  tindrà una convergència asimptòtica cap a zero, és a dir, la sortida  $y(t)$  convergirà cap a la seva funció de referència:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (y(t) - y_{ref}(t)) = 0 \quad (2-7)$$

Per a sistemes de fase no mínima (com és el cas del convertidor *Boost*), on l'ordre del sistema no coincideix amb el grau relatiu d'aquest (anomenat  $r$ ), el seguiment perfecte i el seguiment asimptòtic no es poden aconseguir, tal com veurem en capítols posteriors. Ara bé, pot incrementar-se el grau relatiu per fer-lo igual a l'ordre del sistema, de manera que es pugui aconseguir el seguiment perfecte [López.O01] [Matas02]. El concepte de grau relatiu serà explicat en capítols posteriors. En aquest cas el sistema només es pot linealitzar de manera parcial, quedant part de les seves variables d'estat sense linealitzar. Aleshores la seva estabilitat ve condicionada a l'estabilitat de les variables que queden al marge de la linealització. A la dinàmica d'aquestes variables se l'anomena dinàmica zero del sistema.

### 2.3 RELACIÓ ENTRE ESTABILITZACIÓ I SEGUIMENT DE SENYAL

Normalment els problemes de seguiment són més difícils de solucionar que no pas els d'estabilització. Des d'un punt de vista teòric, però, el disseny per seguiment i el disseny per estabilització estan sovint relacionats. Per exemple si hem de dissenyar un seguidor per un convertidor, de manera que l'error  $e(t) = y(t) - y_d(t)$  tendeixi a zero, el problema és equivalent a l'estabilització asimptòtica del sistema.

D'altra banda, els problemes d'estabilització es poden considerar sovint com a casos especials de seguiment, amb la trajectòria desitjada mantinguda constant.

El seguiment de senyal requereix, però, que la variable de sortida sigui capaç de seguir a la variable de referència i a cada una de les seves derivades temporals. Conseqüentment, si es vol un seguiment perfecte, s'ha de fer convergir la funció d'error i totes les seves derivades a zero.

$$y = y_{ref} \quad ; \quad \frac{dy}{dt} = \frac{dy_{ref}}{dt} \quad ; \quad \dots \quad ; \quad \frac{d^r y}{dt^r} = \frac{d^r y_{ref}}{dt^r} \quad (2-8)$$

sent  $r$  el grau relatiu de la funció de sortida del sistema.



# CAPÍTOL 3

---

---

## 3. CONTROLS NO LINEALS

Tal com ja hem apuntat anteriorment, aquesta Tesi pretén determinar diferents controls no lineals per a convertidors de potència. Els dos tipus de controls no lineals que treballarem són: el control lliscant i el control de linealització per realimentació. Vegem-ne les característiques principals.

### 3.1 CONTROL EN MODE LLISCANT

#### 3.1.1 INTRODUCCIÓ

El control en mode lliscant es va concebre a meitat del segle passat per Emelyanov i un grup de científics soviètics i europeus [Emelyanov67].

Aquest tipus de control es caracteritza per establir una dinàmica temporal en un sistema determinat mitjançant la definició de superfícies, o fronteres de commutació, en l'espai d'estat del sistema, de manera que l'evolució d'aquest estigui confinada en un entorn proper a la superfície definida. La superfície de control fa que l'espai d'estat del sistema, per al cas bidimensional, quedi partida en dues meitats, o subespais, i que se li assigni una acció de control  $u$  contraposada a cada un dels subespais ( $u^+$  per a un subespai i  $u^-$  per a l'altre), amb la finalitat de conduir la dinàmica del sistema cap a la superfície [Dote80] [Milosavljevic85] [Sarptuk87]. D'aquesta manera, una vegada que el sistema ha

assolint la superfície, aquest es mou des d'un subespai cap a l'altre i viceversa, donat que l'acció de control en cada subespai l'obliga a dirigir-se sempre cap a la superfície, lliscant en la direcció imposada per aquesta, és per això que es denomina a aquest tipus de control com a *control en mode lliscament* (veure la Figura 1).

Els sistemes electrònics de potència són sistemes d'estructura variable, que es caracteritzen per tenir varies topologies o estructures circuitals. En aquests sistemes es commuta d'una topologia a una altra de forma constant en el temps, amb l'objectiu de regular una de les variables d'estat o d'aconseguir determinades característiques en la transferència d'energia [Utkin77]. És per això que el control en mode lliscament resulta adequat per a aquests sistemes, doncs les variables de control solen prendre valors discrets que es poden associar fàcilment a cada un dels subespais definits per la superfície, o les superfícies, de lliscament [Utkin78].

La manera d'operar del control en mode lliscament fa que tingui excel·lents característiques: resposta transitòria del sistema robusta i ràpida; baixa sensibilitat en front a variacions paramètriques; i baixa sensibilitat en front a pertorbacions externes de la planta. Aquestes característiques fan que sigui un control que s'ha aplicat a una ampla gamma de sistemes diferents, com són els motors síncrons i d'inducció, processos químics, equips aeroespacials, robòtica, etc.

En els apartats següents s'explicaran en detall els fonaments teòrics del control en mode lliscament, així com el mètode del control equivalent per al disseny de superfícies de lliscament, que permet delimitar la regió de l'espai d'estat en la que existeix el règim lliscant, a partir de la noció de control equivalent continu. El disseny de les superfícies de control s'explicarà per al cas de sistemes d'una entrada/una sortida (SISO).

### 3.1.2 SUPERFÍCIES DE CONTROL

Una bona part dels sistemes electrònics de potència es poden modelar com un sistema de tipus SISO amb una descripció de l'espai d'estat bilineal, sempre i quan el convertidor estigui operant en el mode de conducció continu. L'expressió general d'un sistema d'aquestes característiques pren la forma:

$$\dot{x} = f(x) + g(x) \cdot u \quad (3-1)$$

on  $x$  és el vector d'estat  $x \in \mathcal{R}^n$  i  $u$  és l'entrada de control que pot prendre valors discrets  $\{u^+, u^-\}$ . El control en mode lliscament d'aquest sistema defineix una superfície de control  $s(x)$  per a l'entrada de control  $u$ , de manera que el control pren un dels seus valors discrets,  $u^+$  o  $u^-$ , en funció del signe que prengui la superfície en un moment donat.

$$u = \begin{cases} u^+ & \text{si } s(x) > 0 \\ u^- & \text{si } s(x) < 0 \end{cases} \quad (3-2)$$

El valor d'  $u^+$  i  $u^-$  depèn dels estats de conducció o tall dels dispositius de commutació dels sistemes de potència. En general solen adoptar el valor '0' ó '1', '1' ó '-1', o bé '1' '0' ó '-1'.



### 3.1.3 EXISTÈNCIA DEL RÈGIM LLISCANT

El control en mode lliscament requereix el compliment d'unes *condicions d'existència*, que assegurin el bon funcionament del control. Les condicions d'existència del règim lliscant van ser determinades per Utkin [Utkin78]. Aquestes condicions estableixen que en la proximitat de la superfície de commutació  $s(x)=0$  l'acció de control ha de ser tal que faci que el vector velocitat del sistema  $\dot{x}$  sempre estigui dirigit cap a la superfície, garantint d'aquesta manera el lliscament sobre ella. Aquestes condicions es poden expressar amb les següents desigualtats:

$$\lim_{s \rightarrow 0^+} \langle \nabla s, f + g \cdot u^+ \rangle > 0 \tag{3-3}$$

$$\lim_{s \rightarrow 0^-} \langle \nabla s, f + g \cdot u^- \rangle < 0$$

on  $\nabla s$  és el gradient d' $s(x)$  i  $\langle \rangle$  representa el producte escalar. La Figura 1 mostra gràficament aquestes condicions.

Desenvolupant l'expressió (3-3) es pot expressar de forma més compacta la condició d'existència, també denominada *condició d'assoliment*:

$$s \cdot \dot{s} < 0 \tag{3-4}$$

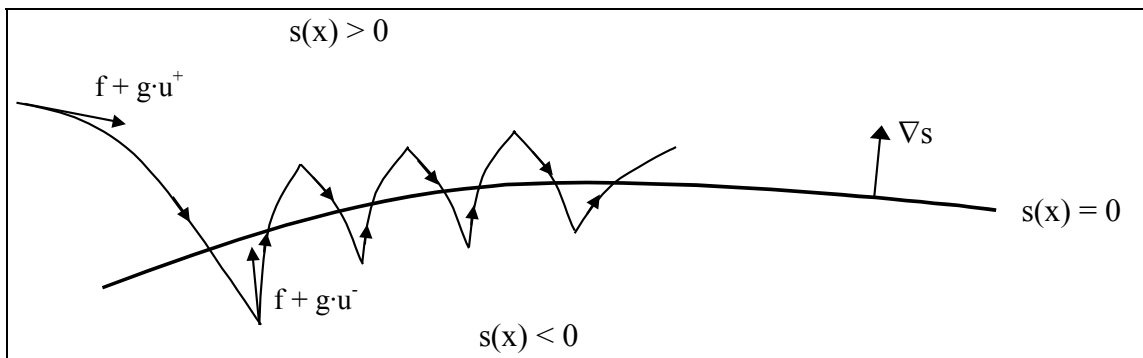


Figura 1. Il·lustració gràfica de les condicions d'Utkin.

Tal i com es mostra a la Figura 1, la dinàmica temporal del sistema queda confinada a un entorn proper a la superfície:

$$\|s(x(t))\| < \delta \text{ per } \forall t > t_0 \tag{3-5}$$

Si es considera una freqüència de commutació infinita, en el cas d'un dispositiu ideal, una vegada que el sistema ha assolit la superfície, aquest es manté just a sobre d'aquesta, el que suposa que  $\delta=0$ . No obstant, en el cas real, els interruptors electrònics dels convertidors de potència tenen una freqüència de commutació finita degut a les característiques pròpies del dispositiu, com són els temps de retard en la commutació, pèrdues, etc.. Per tant, la mida de l'entorn  $\delta$  és directament associada al valor de la freqüència de commutació; a major freqüència menor serà la mida de  $\delta$  i a la inversa. A aquest fenomen se'l denomina *chattering* i produeix un arrissat de commutació en les variables d'estat que és proporcional al valor  $\delta$  de l'entorn.

### 3.1.4 CONTROL EQUIVALENT

Partint de la base d'una superfície de control definida per a un sistema determinat, el mètode del control equivalent permet obtenir la dinàmica del sistema en règim lliscant i la regió de l'espai d'estat, denominada *domini d'atracció*, en la que el sistema es veurà conduït, o atret, cap a la superfície. El mètode de control equivalent consisteix en trobar el valor continu de la variable de control, de manera que la trajectòria del vector d'estat es mantingui sobre la mateixa superfície de commutació, o sigui,  $s(x)=0$ , Figura 2.

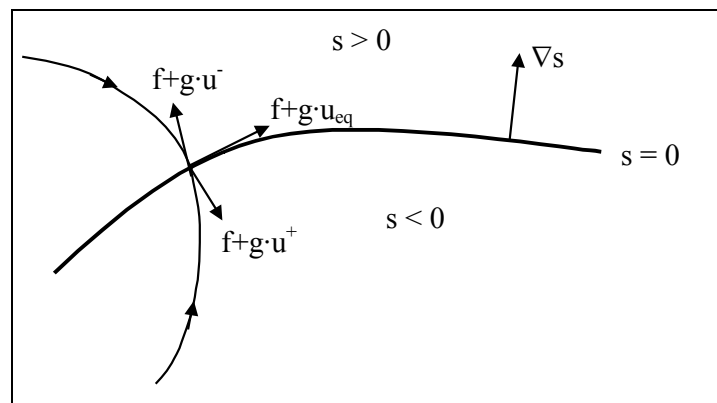


Figura 2. Determinació del control equivalent  $u_{eq}$ .

El control equivalent es pot obtenir a partir de la noció que el producte escalar d'aquest amb el gradient de la superfície ha de ser nul:

$$\langle \nabla s, f + g \cdot u_{eq} \rangle = 0 \quad \text{per } s(x, t = t_o) = 0 \quad (3-6)$$

D'aquesta equació es dedueix fàcilment que:

$$u_{eq} = -\frac{\langle \nabla s, f \rangle}{\langle \nabla s, g \rangle} \quad (3-7)$$

A més a més, usant (3-6) podem trobar les *condicions d'invariància*, que indiquen que per a l'existència del règim de mode lliscant no n'hi ha prou que la trajectòria del vector d'estat es trobi sobre la superfície,  $s(x)=0$ , si no que és necessari que el vector  $f + g \cdot u_{eq}$  sigui tangent a la superfície de lliscament i, per tant, que es compleixin les següents condicions:

$$s(x) = \dot{s}(x) = 0 \quad (3-8)$$

D'altra banda, de (3-6) es dedueix la *condició de transversalitat*, que implica que la condició necessària i suficient perquè el control equivalent  $u_{eq}$  existeixi és:

$$\langle \nabla s, g \rangle \neq 0 \quad (3-9)$$

Aquesta relació, (3-9), suposa que  $g(x)$  no ha de ser tangent a la superfície de lliscament  $s(x)=0$ .

Quan el sistema està lliscant per la superfície de control, la seva trajectòria d'estat ha de complir les  $n$  equacions d'estat del sistema i, al mateix temps, la

condició d'invariància  $s(x)=0$ , el que implica que l'ordre del sistema es veurà reduït a  $n - 1$ .

En el cas real, el valor de les entrades de control és discret i no continu, a més a més la freqüència de commutació en els convertidors de potència és finita, de manera que les condicions d'invariància no poden ser satisfetes de manera exacta pel control. Ara bé, si el període de commutació és menor que les constants de temps de la planta i de la superfície de control, el valor mitjà de l'entrada de control pot aproximar-se pel valor del control equivalent, i es pot considerar que la trajectòria d'estat segueix a la trajectòria ideal en valor mig.

### 3.1.5 DOMINI D'ATRACCIÓ I DINÀMICA IDEAL DE LLISCAMENT

El *domini d'atracció* de la superfície de lliscament consisteix en aquella regió en la qual les accions de control són capaces de portar l'estat del sistema cap a la superfície de lliscament. En realitat, aquest domini està delimitat pels valors màxims i mínims que poden prendre les accions de control  $(u^+, u^-)$ , havent-se de considerar també que el control equivalent es trobarà dins d'aquest interval:

$$\min(u^+, u^-) < u_{eq} < \max(u^+, u^-) \quad (3-10)$$

Mitjançant aquesta expressió es pot deduir la regió de l'espai d'estat per a la qual les trajectòries d'estat estaran dirigides cap a la superfície de lliscament.

Considerant que el control pot adquirir valors continus d'igual valor que el control equivalent, es pot determinar la dinàmica temporal que condueix a la trajectòria d'estat del sistema des d'un punt inicial fins al punt d'equilibri desitjat. Aquesta dinàmica es considera com la *dinàmica ideal* del sistema i s'obté substituint l'expressió del control equivalent en l'equació d'estat del sistema:

$$\dot{x}_{(ideal)} = f(x) + g(x) \cdot u_{eq} \quad (3-11)$$

### 3.1.6 DETERMINACIÓ DE LA SUPERFÍCIE DE COMMUTACIÓ

L'objectiu del control consisteix en fer que la funció de sortida  $y(t)$  segueixi a la funció de referència  $y_{ref}(t)$  en règim estacionari, amb una dinàmica lineal del mateix ordre que el grau relatiu  $r$  associat a la funció.

El grau relatiu de la funció de sortida pot definir-se com el número de vegades que és necessari derivar la funció  $y(t)$  respecte al temps per a que la funció resultant depengui explícitament de l'entrada de control  $u$ :

$$\frac{\partial}{\partial u} \frac{d^i y(t)}{dt^i} = 0 \quad , \quad \text{per } i < r \quad (3-12)$$

$$\frac{\partial}{\partial u} \frac{d^i y(t)}{dt^i} \neq 0 \quad , \quad \text{per } i = r \quad (3-13)$$

aleshores el grau relatiu de  $y(t)$  és  $r$ .

Per aconseguir el seguiment de  $y_{ref}(t)$  s'assigna una superfície de control en mode lliscant a l'entrada de control del sistema, de manera que es pugui imposar una dinàmica d'ordre  $r$  a cada funció de sortida del tipus:

$$\frac{d^r y}{dt^r} + \sum_{j=1}^{r-1} k_j \frac{d^j y}{dt^j} + k_0 \cdot y - g(t) = 0 \quad (3-14)$$

on els coeficients  $k_j$  i  $k_0$  determinen la dinàmica temporal de la funció de sortida  $y(t)$ , i  $g(t)$  és una funció que contindrà a la funció de referència que es vol seguir  $y_{ref}(t)$  i a les seves derivades successives, per al cas que la referència sigui variable en el temps.

La relació (3-14) s'ha de complir quan el sistema estigui lliscant sobre la superfície, de manera que s'han de complir també les condicions d'invariància sobre la superfície  $\dot{s} = s = 0$ , associada a l'entrada de control  $u$ , cosa que s'aconsegueix identificant la condició  $\dot{s} = 0$  amb (3-14):

$$\dot{s} = \frac{d^r y}{dt^r} + \sum_{j=1}^{r-1} k_j \frac{d^j y}{dt^j} + k_0 \cdot y - g(t) = 0 \quad (3-15)$$

Finalment, integrant aquesta última relació s'obté l'expressió de la superfície de control en mode lliscant a utilitzar:

$$s = \frac{d^{r-1} y}{dt^{r-1}} + \sum_{j=1}^{r-2} k_j \frac{d^j y}{dt^j} + \int (k_0 y - g(\tau)) d\tau \quad (3-16)$$

En aquestes superfícies és important notar l'efecte de la integral de l'error relacionat amb el seguiment de la funció de referència, que forçarà a que l'error comès en règim estacionari tendeixi a anul·lar-se.

Considerant les derivades successives de la funció de referència  $y_{ref}(t)$ , es pot obtenir l'equació que determina la dinàmica temporal de l'error comès en el seguiment de la funció de referència:

$$\frac{d^r e(t)}{dt^r} + \sum_{j=1}^{r-1} k_j \frac{d^j e(t)}{dt^j} + k_0 \cdot e(t) = 0 \quad (3-17)$$

on  $e(t) = y(t) - y_{ref}(t)$  és l'error en el seguiment de la funció de referència. Si els coeficients  $k_j$  i  $k_0$  s'escullen de forma que el següent polinomi:

$$p^r + k_{r-1} \cdot p^{r-1} + \dots + k_0 = 0 \quad (3-18)$$

tingui totes les seves arrels al semiplà esquerre del pla de Laplace ( $p$  és la variable del pla de Laplace), aleshores, l'error  $e(t)$  tindrà una convergència asimptòtica cap a zero, és a dir, la sortida  $y(t)$  convergirà cap a la seva funció de referència:

$$\lim_{t \rightarrow \infty} (y(t) - y_{ref}(t)) = 0 \quad (3-19)$$

Per al cas que el grau relatiu  $r$  sigui inferior a la dimensió  $n$  del sistema, aleshores el sistema només es pot linealitzar de manera parcial, quedant part de les seves variables d'estat sense linealitzar. D'aquesta manera la seva estabilitat queda condicionada a l'estabilitat de les variables que queden al marge de la linealització, de manera que l'estabilitat del sistema estarà condicionada a l'estabilitat de la dinàmica zero del sistema.

## 3.2 CONTROL DE LINEALITZACIÓ PER REALIMENTACIÓ

### 3.2.1 INTRODUCCIÓ

Las tècniques de linealització per realimentació tenen com a objectiu transformar la dinàmica en llaç tancat d'un sistema no lineal en una dinàmica lineal. Aquesta transformació fa possible aplicar les tècniques clàssiques de control lineal al nou sistema. Durant la dècada dels 80 es va definir la transformació no lineal de les variables d'estat que permet la seva descripció com a sistema lineal en llaç tancat [Hunt83]. La transformació no es pot aplicar a tots els sistemes, doncs la seva existència està condicionada a la solució d'un sistema d'equacions diferencials en derivades parcials. No obstant, va aparèixer una tècnica de linealització proposada per Bauman i Rugh [Baumann81] que obté una descripció lineal del sistema només a l'entorn de tots els possibles punts d'equilibri, encara que presenta l'inconvenient que no garanteix l'estabilitat global del sistema.

Ara bé, les lleis de control obtingudes mitjançant aquests procediments poden ser enormement complexes i de difícil implementació, encara que els darrers avenços en les DSPs faciliten la seva descripció per software.

### 3.2.2 LA TEORIA DE LA LINEALITZACIÓ PER REALIMENTACIÓ

La teoria de la linealització entrada-sortida per realimentació s'utilitza per obtenir controladors robusts en front a pertorbacions en la tensió d'entrada i en la càrrega. En síntesi, el disseny del control basat en la linealització entrada-sortida [Slotine91] es pot realitzar en tres passos:

- Conèixer el grau relatiu de la funció de sortida.
- Escollir l'entrada de control per a cancel·lar les no linealitats i garantir la regulació o el seguiment d'una consigna.
- Trobar les condicions que garanteixen l'estabilitat del sistema.

Vegem-ne una breu aproximació.

Un sistema no lineal SISO es pot descriure mitjançant les següents equacions:

$$\dot{x} = f(x) + g(x) \cdot u \quad (3-20)$$

$$y = h(x) \quad (3-21)$$

sent  $f(x)$  i  $g(x)$  camps vectorials en  $\mathfrak{R}^n$ ,  $h(x)$  una funció definida en  $\mathfrak{R}^n$ ,  $u$  és l'entrada de control,  $x$  és el vector de variables d'estat, i  $y$  és la funció de sortida.

Si el grau relatiu associat a la funció de sortida coincideix amb l'ordre del sistema, el sistema no lineal podrà linealitzar-se totalment [Glad00]. Ara bé, si el grau relatiu és menor que l'ordre del sistema, la linealització només serà parcial i el número de variables linealitzables coincidirà amb el grau relatiu. En aquest cas, l'estabilitat del sistema dependrà de la dinàmica de les variables d'estat que no han pogut ser linealitzades, o el que es coneix com dinàmica interna, podent-se utilitzar l'estudi de la dinàmica zero [Slotine91].

Aquest tipus de controladors són capaços de desacoblar la dinàmica de la variable de sortida (dinàmica externa) de la resta de variables d'estat del sistema (dinàmica interna). La linealització de la funció de sortida respecte a l'entrada de control permet l'ús de tècniques clàssiques de control (control lineal) per a dissenyar la dinàmica de la variable de sortida. Ara bé, la dinàmica interna no és coneguda a priori, de manera que és necessari estudiar la seva estabilitat.

A partir del sistema no lineal expressat mitjançant les equacions (3-20)(3-21), és possible dissenyar de forma sistemàtica el controlador capaç de dotar al sistema d'una dinàmica lineal en llaç tancat. Derivant  $r$  vegades la variable de sortida,  $y$ , es pot deduir la seva dinàmica en llaç tancat:

$$\frac{d^r y}{dt^r} + \sum_{j=0}^{r-1} a_j \frac{d^j y}{dt^j} = m(x) \quad (3-22)$$

sent  $m(x)$  els termes no lineals de la dinàmica i  $r$  el grau relatiu de la variable de sortida.

Amb l'objectiu de linealitzar la variable de sortida, i a la vegada eliminar l'error en règim estacionari, es proposa el següent control no lineal que garanteix el seguiment de senyal:

$$m(x) = \frac{d^r y_{ref}}{dt^r} + \sum_{j=0}^{r-1} a_j \frac{d^j y_{ref}}{dt^j} + \sum_{j=0}^{r-1} k_j \frac{d^j e}{dt^j} + k_0 \int e d\tau \quad (3-23)$$

sent  $e$  l'error de seguiment, definit com  $e \equiv y_{ref} - y$

Utilitzant les dues expressions anteriors, es pot derivar la dinàmica de l'error de seguiment en llaç tancat:

$$\frac{d^{r+1} e}{dt^{r+1}} + \sum_{j=0}^r (a_j + k_j) \frac{d^j e}{dt^j} + k_0 e = 0 \quad (3-24)$$

Escollint adequadament el valor dels coeficients  $k_j$  i  $k_0$  és possible aconseguir la dinàmica desitjada. Per al cas particular de la regulació a un valor de consigna constant,  $y_{ref}$ , les seves derivades temporals són nul·les:

$$y_{ref} = cte \Rightarrow \frac{d^{r+1} y_{ref}}{dt^{r+1}} = \frac{d^r y_{ref}}{dt^r} = \frac{d^{r-1} y_{ref}}{dt^{r-1}} = \dots = \frac{dy_{ref}}{dt} = 0 \quad (3-25)$$

De manera que es pot obtenir una dinàmica lineal en llaç tancat de la variable de sortida:

$$\frac{d^{r+1} y}{dt^{r+1}} + \sum_{j=0}^{r-1} (a_j + k_j) \frac{d^{j+1} y}{dt^{j+1}} + k_0 y = k_0 y_{ref} \quad (3-26)$$

Així doncs, es pot obtenir l'expressió del controlador per aconseguir aquesta dinàmica:

$$m(x) = -\sum_{j=0}^{r-1} k_j \frac{d^j y_{ref}}{dt^j} + k_0 \int (y_{ref} - y) d\tau \quad (3-27)$$

Aplicant aquest controlador es linealitzava la variable de sortida, podent-se identificar en el sistema dues dinàmiques diferents. La primera és la dinàmica externa, corresponent a la variable de sortida:

$$\dot{x}' = A' x' + B' \quad (3-28)$$

sent  $x'$  el vector d'estat d'ordre  $r + 1$  de les variables linealitzades.

La segona, anomenada dinàmica interna, pertany a les variables no linealitzades pel controlador:

$$\dot{x}'' = A'' x + B'' \quad (3-29)$$

sent  $x''$  el vector d'estat de ordre  $n-(r+1)$  de les variables no linealitzades i  $n$  l'ordre del sistema.

Notis que la dinàmica externa, a més a més de ser lineal, està desacoblada de la interna, de manera que es pot fixar la seva resposta transitòria mitjançant els guanyos del controlador. Ara bé, a més a més ha de garantir-se l'estabilitat del sistema, que pot derivar-se de l'estudi de la seva dinàmica zero.

La dinàmica zero es defineix com la dinàmica interna d'un sistema quan les condicions inicials i l'entrada de control restringeixen les trajectòries d'estat de forma que l'error de la sortida del sistema es manté a zero. La dinàmica interna del sistema és habitualment no lineal. Per a verificar l'estabilitat de les variables internes pot utilitzar-se el segon mètode de Lyapunov. Ara bé, degut que en alguns casos resulta difícil trobar una funció de Lyapunov, es pot usar la linealització de la dinàmica interna, garantint-se en aquest cas tan sols estabilitat asimptòtica.

### 3.3 APLICACIÓ DEL CONTROL LLISCANT A CONVERTIDORS CC/CC I CC/CA

#### 3.3.1 CONTROL DEL CONVERTIDOR BUCK

Amb l'objectiu d'il·lustrar la metodologia proposada en l'apartat 3.1, a continuació es mostra el disseny del controlador del convertidor *buck* (Figura 3). En aquest cas, l'objectiu de control és obtenir una tensió  $v_{o\_ref}$  a la sortida  $v_o$ . La metodologia de disseny es basa en el model dinàmic del convertidor, i l'algorisme de control es dedueix imposant la dinàmica lineal desitjada a la tensió de sortida.

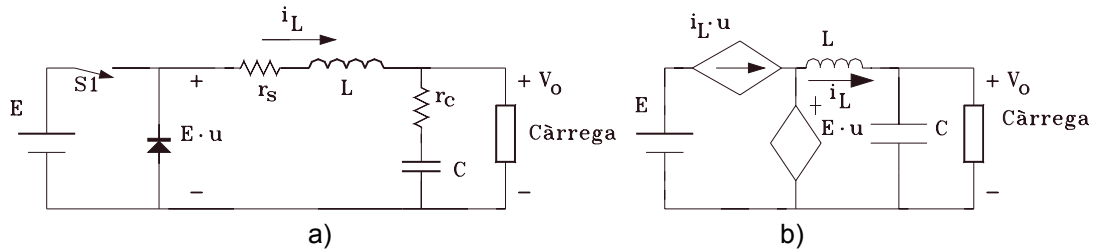


Figura 3. a) Model simplificat del *buck*. b) Circuit equivalent.

Observant el circuit equivalent de la Figura 3, pot deduir-se el model bilineal d'aquesta estructura de conversió, que per al cas de components ideals i una càrrega resistiva pura  $R_L$  pren la forma:

$$L \frac{di_L}{dt} = Eu - v_o \quad (3-30)$$

$$C \frac{dv_o}{dt} = i_L - \frac{v_o}{R_L} \quad (3-31)$$

on  $u$  és l'entrada de control, que pot prendre els següents valors:

$u = 1$  si l'interruptor S1 condueix

$u = 0$  si l'interruptor S1 no condueix

### 3.3.1.1 Superfície de lliscament

Per aconseguir el seguiment de  $v_{o\_ref}(t)$  hem d'assignar una superfície de control en mode lliscant a l'entrada de control del sistema, de manera que es pugui imposar la dinàmica desitjada a la variable de sortida  $v_o(t)$ .

Escollim una superfície de lliscament tal que satisfaci la condició de transversalitat (3-9) i elimini l'error en règim estacionari de la tensió de sortida:

$$s(t) = k_i \cdot \int (v_{o\_ref} - v_o) d\tau - i_L \quad (3-32)$$

El terme integral ens serveix per eliminar l'error en règim estacionari degut als elements paràsits dels components i a les no idealitats del sistema.

Quan el sistema llisqui el convertidor satisfarà la condició d'invariància (3-8) a la intersecció de la superfície,  $s = 0$  ;  $\dot{s} = 0$ .

Utilitzant (3-30), (3-31), (3-32) i la condició d'invariància obtenim les equacions diferencials següents:

$$\frac{di_L}{dt} = k_i (v_{o\_ref} - v_o) \quad (3-33)$$

$$C \frac{dv_o}{dt} = i_L - \frac{v_o}{R} \quad (3-34)$$

que correspon a un sistema lineal de segon ordre. Aleshores en règim estacionari obtenim:

$$V_{o\_eq} = V_{o\_ref} \quad (3-35)$$



$$i_{Leq} = \frac{V_{o\_ref}}{R_L} \quad (3-36)$$

I en règim lliscant es pot obtenir la dinàmica en llaç tancat del voltatge de sortida:

$$\frac{d^2 v_o}{dt^2} + \frac{1}{C \cdot R_L} \frac{dv_o}{dt} + \frac{k_i}{C} v_o = \frac{k_i}{C} v_{o\_ref} \quad (3-37)$$

Aquesta equació diferencial és estable si es compleix la següent condició:

$$k_i > 0 \quad (3-38)$$

i identificant (3-37) amb un sistema de segon ordre en el domini de Laplace:

$$s^2 + 2 \xi \omega_o s + \omega_o^2 = 0 \quad (3-39)$$

podrem trobar els paràmetres que condicionen el comportament en règim transitori de la sortida  $v_o$ :

$$\omega_o = \sqrt{\frac{k_i}{C}} \quad ; \quad \xi = \frac{1}{2 \sqrt{\frac{k_i}{C}} \cdot R_L} \quad (3-40)$$

Es pot apreciar perfectament que variant el paràmetre de control  $k_i$  podrem escollir la dinàmica desitjada de  $v_o$ . Ara bé, el control de la dinàmica no és ben bé total, ja que només tenim un grau de llibertat per variar els dos paràmetres de la resposta transitòria. En apartats posteriors es deduirà una superfície que permet un control més acurat d'aquest sistema.

Amb el sistema obtingut comprovarem si es compleixen les condicions d'invariància  $s(x) \cdot \dot{s}(x) < 0$ , i d'aquesta manera trobarem els dos valors de  $u$  que ho satisfan. Tenint que la derivada de la superfície:

$$\dot{s}(t) = k_i \cdot (v_{o\_ref} - v_o) - \frac{di_L}{dt} \quad (3-41)$$

i substituint de l'equació bilineal (3-33) i (3-34):

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{E \cdot u - v_o}{L} \quad (3-42)$$

aleshores hem de tenir en compte les dues condicions que es poden donar:

$$si \ s > 0 \Rightarrow \dot{s} < 0 \Rightarrow k_i \cdot (v_{o\_ref} - v_o) - \frac{E u^+ - v_o}{L} < 0 \quad (3-43)$$

$$si \ s < 0 \Rightarrow \dot{s} > 0 \Rightarrow k_i \cdot (v_{o\_ref} - v_o) - \frac{E u^- - v_o}{L} > 0 \quad (3-44)$$

Sumant l'equació (3-43) amb l'equació (3-44) multiplicada per  $-1$  obtenim la relació que farà complir la condició d'invariància:

$$E \cdot (u^- - u^+) < 0 \quad (3-45)$$

i d'aquí obtenim els valors de  $u^-$  i  $u^+$  per al cas del convertidor CC/CC:

$$u^- = 0; u^+ = 1 \quad (3-46)$$

que en el cas de seguiment de senyal (CC/CA) és:

$$u^- = -1; u^+ = 1 \quad (3-47)$$

### 3.3.1.2 Control equivalent i domini d'atracció

Anem ara a determinar el control equivalent del sistema. Utilitzant les equacions (3-43) i (3-44) per al cas de CC/CC (usant (3-46)) obtenim l'expressió de la  $u_{eq}$ :

$$u_{eq} = \frac{L \cdot k_i \cdot (v_{o\_ref} - v_o) + v_o}{E} \quad (3-48)$$

on utilitzant les equacions bilineals (3-30) i (3-31) obtenim el domini d'atracció:

$$0 < \frac{L \cdot k_i \cdot (v_{o\_ref} - v_o) + v_o}{E} < 1 \quad \Rightarrow \quad v_o < \frac{E - L \cdot k_i \cdot v_{o\_ref}}{1 - L \cdot k_i} \quad (3-49)$$

que en el cas d'un convertidor CC/CA es pot escriure com:

$$-1 < \frac{L \cdot k_i \cdot (v_{o\_ref} - v_o) + v_o}{E} < 1 \quad \Rightarrow \quad \frac{E + L \cdot k_i \cdot v_{o\_ref}}{L \cdot k_i - 1} < v_o < \frac{E - L \cdot k_i \cdot v_{o\_ref}}{1 - L \cdot k_i} \quad (3-50)$$

### 3.3.1.3 Verificació del control en regulació

Per tal de verificar el bon funcionament del control desenvolupat, simularem el sistema mostrat a la Figura 4 amb els paràmetres mostrats a la taula següent:

Paràmetre	Valor
$E$	200 V
$L$	560 $\mu$ H
$r_s$	0.1 $\Omega$
$C$	100 $\mu$ F
$R_L$ nominal	10 $\Omega$
$v_{o\_ref}$	100 V
$k_i$	100
$f_{max}$	200 kHz

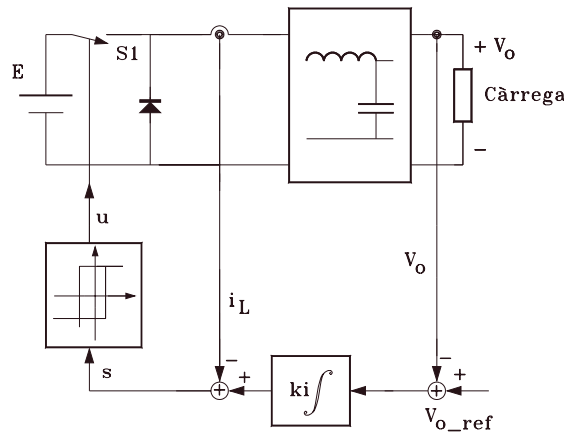


Figura 4. Control lliscant del buck

La Figura 5 mostra la simulació del sistema treballant com a convertidor CC/CC amb un salt en la tensió d'entrada per a  $t = 0.01$  segons, sent el sistema molt robust a aquesta pertorbació. S'ha realitzat un salt de càrrega per a  $t = 0.014$  s de la resistència nominal  $R_L = 10 \Omega$  fins  $R_L = 5 \Omega$ , provant-se també que el sistema és prou robust en front a canvis de càrrega, ara bé, hi ha un sub-impuls apreciable en la tensió  $v_o$ .

La Figura 6 mostra el comportament del corrent de la bobina durant l'arrencada i en el cas del salt de càrrega.

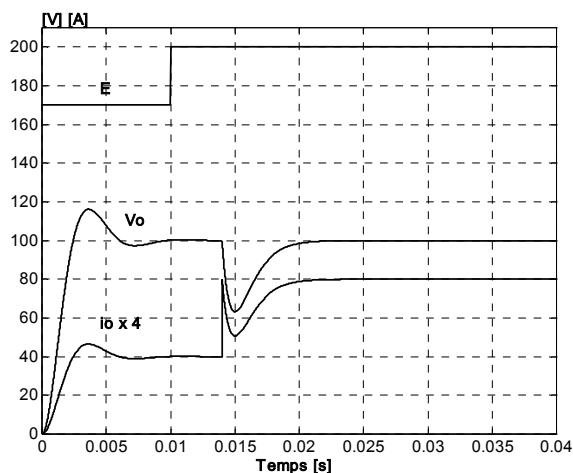


Figura 5. Tensió de sortida  $v_o$ , corrent de sortida  $i_o \times 4$  i tensió  $E$  del convertidor buck amb el control lliscant.

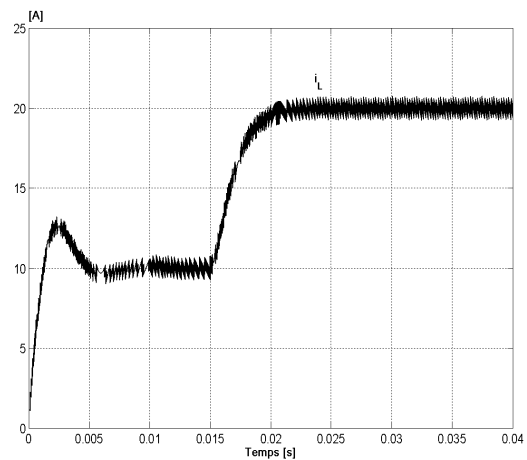


Figura 6. Corrent de la bobina  $i_L$ .

La Figura 7 mostra el comportament dinàmic de  $v_o$  per diferents valors de  $k_i$  i durant el salt de càrrega per a  $t = 0.014$  s. Es pot apreciar que si volem velocitat de resposta elevada ho sacrificuem amb un elevat sobre-impuls. Recordar les equacions (3-40) que lliguen  $\xi$  i  $\omega_o$ , on tots dos paràmetres estan lligats únicament per  $k_i$ .

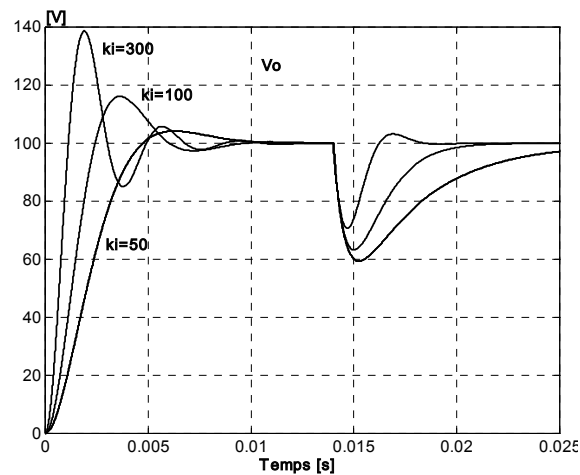


Figura 7. Arrencada de  $v_o$ , i resposta a salts de càrrega per diferents  $k_i = 50, 100$  i  $300$ .

### 3.3.1.4 Verificació del control en seguiment de senyal

Per verificar el control en seguiment de senyal haurem de canviar el diode de circulació de la Figura 4 per un interruptor bidireccional, d'aquesta manera tindrem  $\pm E$  a l'entrada del filtre.

Vegem ara la simulació del sistema amb els paràmetres mostrats a la taula següent, i efectuant un seguiment de senyal:

Paràmetre	Valor
$E$	200 V
$L$	560 $\mu$ H
$r_s$	0.1 $\Omega$
$C$	100 $\mu$ F
$R_L$ nominal	10 $\Omega$
$v_{o\_ref}$	100 $\sin(2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot t)$ V
$k_i$	5000
$f_{max}$	200 kHz

En aquest cas s'ha pujat el valor de  $k_i$  per tal de fer el sistema molt ràpid, i així poder seguir el senyal de referència amb el mínim de desfasament.

La Figura 8 mostra la simulació del sistema treballant com a convertidor CC/CA amb un salt en la tensió d'entrada per a  $t = 0.015$  s, sent el sistema molt robust a aquesta pertorbació. S'ha realitzat un salt de càrrega per a  $t = 0.035$  s de la resistència nominal  $R_L = 10 \Omega$  fins  $R_L = 5 \Omega$ , provant-se també que el sistema és prou robust en front a canvis de càrrega.

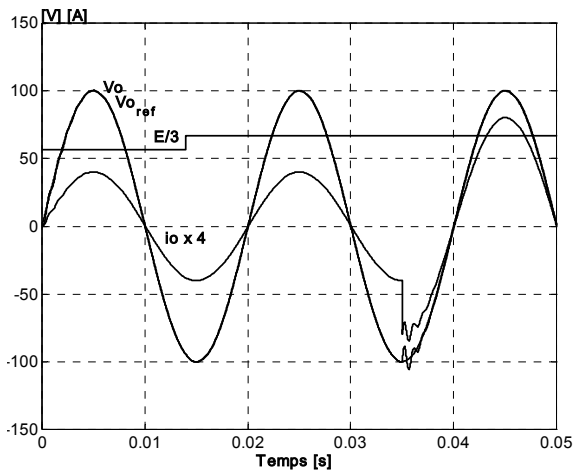


Figura 8. Tensió  $v_o$ , corrent  $i_o \times 4$  i tensió  $E/3$ .

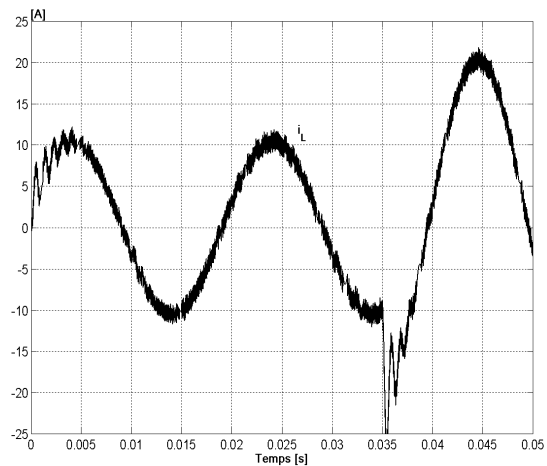


Figura 9. Corrent de la bobina  $i_L$ .

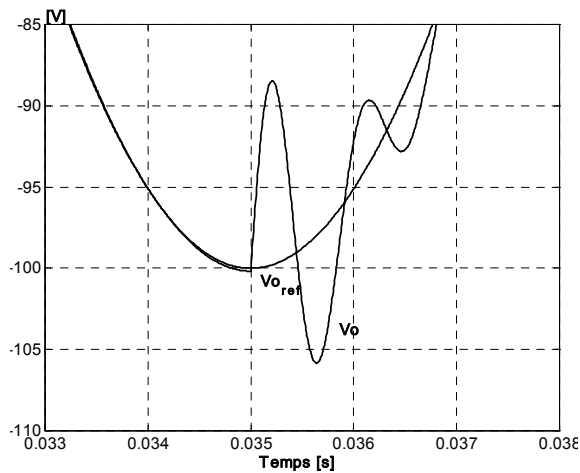


Figura 10. Detall del transitori de la tensió  $v_o$  i la tensió de referència  $v_{o\_ref}$  en el salt de càrrega.

El desfasament entre la tensió generada  $v_o$  i la tensió de referència  $v_{o\_ref}$  és de tant sols  $0.71^\circ$ .

### 3.3.2 CONVERTIDOR BOOST

El control d'un convertidor del tipus *boost*, Figura 11, resulta una tasca més complicada. Com es veurà al fer l'anàlisi, es tracta d'un sistema de fase no mínima respecte de la tensió de sortida  $v_o$ , és a dir, la funció de transferència en petit senyal de la tensió de sortida respecte a l'entrada de control presenta un zero al semiplà dret. Aquest fet fa que el sistema no pugui controlar-se únicament utilitzant la tensió de sortida, sinó que s'ha d'emprar una altra variable de fase mínima en el llaç de control, que en aquest cas s'identifica amb el corrent a l'inductor.

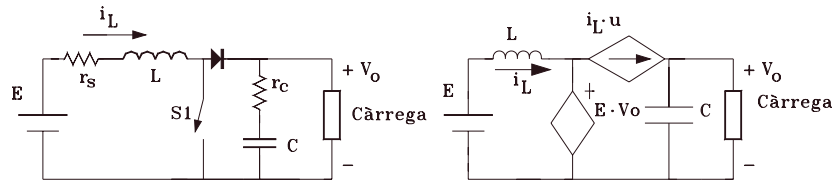


Figura 11. Esquema circuital d'un convertidor boost

Suposant components ideals, càrrega resistiva pura  $R_L$  i mode de conducció contínua, el model bilineal del convertidor és:

$$L \frac{di_L}{dt} = E - v_o \cdot (1 - u) \quad (3-51)$$

$$C \frac{dv_o}{dt} = i_L \cdot (1 - u) - \frac{v_o}{R_L}$$

on  $u$  és l'entrada de control, que pot prendre els següents valors:

$u = 0$  si l'interruptor S1 no condueix

$u = 1$  si l'interruptor S1 condueix

### 3.3.2.1 Control lliscant per tensió del boost

Prenent com a funció de sortida  $y(x)$  la tensió  $v_o$ ,  $y(x) = v_o$ , es dedueix de (3-12) i de (3-13) que el grau relatiu del convertidor és  $r = 1$ , per tant inferior a la dimensió,  $n = 2$ , d'aquest sistema. Aleshores, amb aquesta funció només es pot linealitzar de forma parcial al convertidor, i això sí, sempre que la variable que queda sense linealitzar sigui estable.

La dinàmica que es pot imposar a  $y(x)$  ha de ser de primer ordre (doncs  $r = 1$ ):

$$\frac{d(v_o - v_{o\_ref})}{dt} + k_i \cdot (v_o - v_{o\_ref}) = 0 \quad (3-52)$$

Identificant aquesta dinàmica amb la condició d'invariància  $\dot{s} = 0$  i integrant l'expressió resultant, s'obté la superfície de lliscament:

$$s = (v_o - v_{o\_ref}) + k_i \int (v_o - v_{o\_ref}) d\tau \quad (3-53)$$

### 3.3.2.2 Verificació del control per tensió en regulació

La simulació del sistema s'ha realitzat usant els paràmetres de la següent taula:

Paràmetre	Valor
$E$	20 V
$L$	1 mH
$C$	2 mF
$R_L$ nominal	20 $\Omega$
$V_{o\_ref}$	40 V
$k_i$	$10 \cdot 10^{-3}$
$f_{max}$	200 kHz

La Figura 12 mostra el diagrama de blocs del control proposat a (3-53).

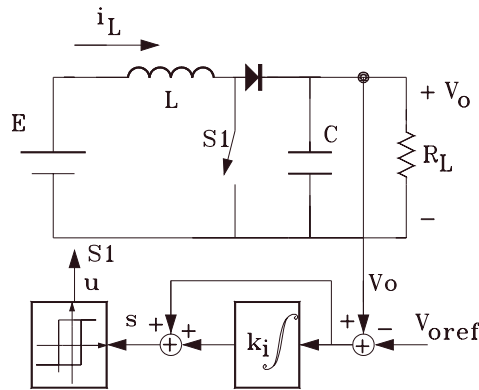


Figura 12. Control lliscant per tensió amb superfície de 1<sup>er</sup> ordre.

La Figura 13 mostra la tensió  $v_o$  i corrent  $i_L$  partint del punt d'equilibri  $v_{o\_ref}$  i  $i_{L\_ref}$ . El punt d'equilibri serà aquell en el que  $v_o$  hagi assolit el valor estacionari i aleshores  $i_{L\_ref}$  valdrà:

$$P_{in} = P_{out} \quad ; \quad i_{L\_ref} = \frac{(v_{o\_ref})^2}{E \cdot R_L} \tag{3-54}$$

La Figura 14 mostra el senyal de control, amb l'inici lliscant i la pèrdua de control a partir de  $t = 0.024$  segons.

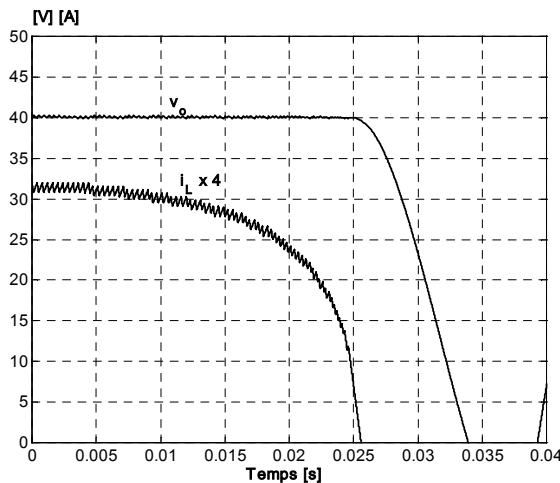


Figura 13. Tensió  $v_o$  i corrent  $i_L$  en el boost.

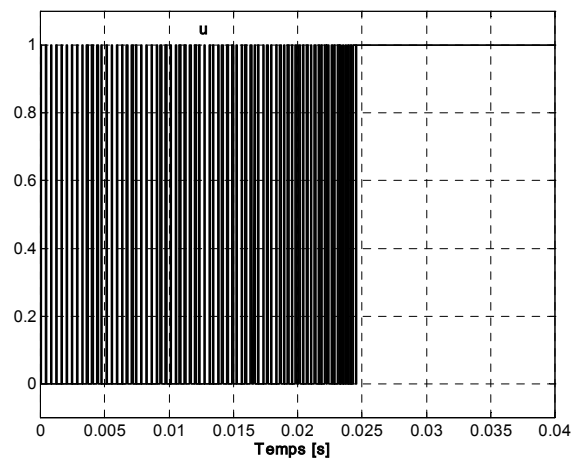


Figura 14. Entrada de control  $u$  del boost.

Es pot apreciar perfectament que la variable tensió  $v_o$  està controlada (recordar l'ordre  $r = 1$  del sistema), però el control no aconsegueix controlar la variable corrent  $i_L$ , aleshores aquest corrent va baixant fins que el corrent d'entrada ja no és suficient per a mantenir la tensió  $v_o$  al seu valor de referència. Quan el corrent  $i_L$  és el mateix que el que necessita absorbir la càrrega, el control es perd i queda saturat a  $u = 1$  de manera que en règim estacionari tenim  $v_o = E$ .

### 3.3.2.3 Verificació matemàtica de la inestabilitat del control

En l'apartat anterior hem vist que escollir una dinàmica de lliscament d'ordre inferior a l'ordre del sistema pot conduir a un comportament inestable. En

aquest apartat verificarem matemàticament la inestabilitat del control d'ordre 1 del convertidor *boost* fent l'estudi de la dinàmica zero del convertidor [Isidori86] [Slotine91].

La dinàmica zero es pot determinar a partir del model promitjat del convertidor *boost*:

$$\frac{d\langle i_L \rangle}{dt} = \frac{E}{L} - (1-u) \cdot \frac{\langle v_o \rangle}{L} \quad (3-55)$$

$$\frac{d\langle v_o \rangle}{dt} = (1-u) \cdot \frac{\langle i_L \rangle}{C} - \frac{\langle v_o \rangle}{R_L C} \quad (3-56)$$

on  $\langle i_L \rangle$  i  $\langle v_o \rangle$  són el corrent promitjat de l'inductor i la tensió promitjada de sortida, respectivament, i  $u$  és el cicle de treball. Eliminant  $\langle v_o \rangle$  de (3-55) es pot deduir la següent dinàmica per a la tensió promitjada de sortida:

$$\frac{d^2\langle v_o \rangle}{dt^2} + \left( \frac{1}{R_L C} + \frac{du}{dt} \frac{1}{1-u} \right) \frac{d\langle v_o \rangle}{dt} + \frac{1}{LC} \left( (1-u) + \frac{L}{R_L} \frac{du}{dt} \right) \langle v_o \rangle = (1-u) \frac{E}{LC} \quad (3-57)$$

En aquesta expressió, la dinàmica zero en un determinat punt d'equilibri,  $v_o = V_{o\_ref}$  es pot obtenir forçant les derivades de la tensió de sortida  $v_o$  a zero [Fliess90] [Escobar99], és a dir:

$$\frac{d^2\langle v_o \rangle}{dt^2} = \frac{d\langle v_o \rangle}{dt} = 0 \quad (3-58)$$

obtenint la següent equació diferencial del cicle de treball  $D$  del convertidor:

$$\frac{du}{dt} = \frac{R_L(1-u)^2}{LV_{o\_ref}} [E - (1-u) \cdot V_{o\_ref}] \quad (3-59)$$

Els punts d'equilibri que es dedueixen d'aquesta equació són:

$$\bar{u}_1 = 1 \quad ; \quad \bar{u}_2 = 1 - \frac{E}{V_{o\_ref}} \quad (3-60)$$

on només el darrer punt té sentit, ja que el cicle de treball ha d'estar dins dels límits naturals del control,  $0 < \bar{u} < 1$ . El diagrama de fases de (3-59) es pot veure a la Figura 15, mostrant clarament la inestabilitat d'aquest punt d'equilibri, de manera que es conclou que el sistema és inestable. Qualsevol variació del cicle de treball  $u$  per sobre de  $0.75$  ( $u_2$ ) incrementa la derivada de  $u$ , per tant fent-lo tendir a pujar encara més i desplaçar-se cap a la dreta o sigui cap al punt  $u_1$ . Qualsevol variació per sota de  $u_2$  comportarà un decrement en la derivada de  $u$  i per tant tendirà a fer baixar encara més  $u$ , allunyant-nos cada vegada més del punt d'equilibri  $u_2$ .



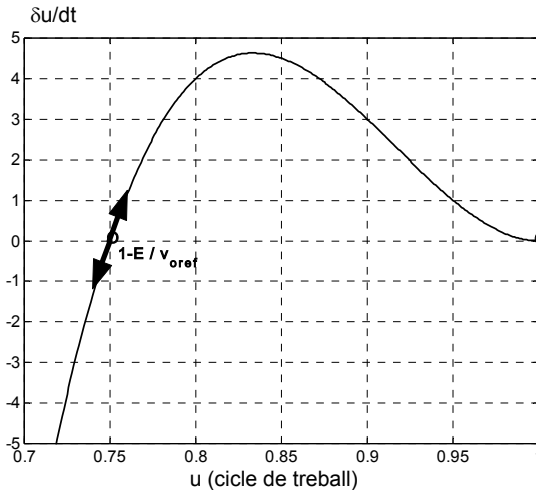


Figura 15. Diagrama de fase del cicle de treball.

Vegem ara el sistema en petit senyal per poder-ne determinar l'estabilitat. Si es considera el model linealitzat del convertidor *boost*:

$$\frac{d\hat{i}_L}{dt} = -\frac{u_{eq}}{L}\hat{v}_o + \frac{v_{o=eq}}{L}\hat{u} \tag{3-61}$$

$$\frac{d\hat{v}_o}{dt} = \frac{u_{eq}}{C}\hat{i}_L - \frac{1}{R_L C}\hat{v}_o - \frac{i_{L=eq}}{C}\hat{u} \tag{3-62}$$

on  $\hat{i}_L$ ,  $\hat{v}_o$  i  $\hat{u}$  són els valors incrementals d' $i_L$ ,  $v_o$  i  $u$ , respectivament, respecte al punt d'equilibri. De (3-61) i (3-62) es pot determinar la funció de transferència de la funció de sortida  $\hat{y} = \hat{v}_o$ , respecte de l'entrada de control  $\hat{u}$ :

$$G(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{u}} = \frac{i_{Leq}}{C} \cdot \frac{s - \frac{u_{eq}}{L i_{Leq}}}{s^2 + \frac{1}{R_L C}s + \frac{u_{eq}^2}{LC}} \tag{3-63}$$

En aquesta funció de transferència s'observa la presència d'un zero en el semi-pla dret, que causa la inestabilitat del sistema, i que corrobora la inestabilitat observada a la dinàmica zero [Castilla00], Figura 15.

Així doncs s'ha comprovat que amb un control com el descrit a (3-52), imposant una dinàmica de primer ordre (doncs  $r = 1$ ) a un sistema de fase no mínima, aquesta funció només es pot linealitzar de forma parcial, i l'altra variable que queda sense linealitzar pot ser inestable.

Anem a veure ara una solució a aquest control, prenent l'altra variable d'estat del sistema com a variable de control.

### 3.3.2.4 Control lliscant per corrent del boost

Considerem ara el corrent de la bobina com a variable de sortida. O sigui definim un corrent de referència  $i_{L\_ref} = \frac{V_{ref}^2}{R \cdot E}$  que ens permeti controlar la tensió de sortida  $v_o$ . L'obstacle de la fase no mínima de la tensió de sortida  $v_o$  pot evitar-se ja que hi ha una correspondència directa entre el voltatge de sortida i el corrent d'entrada segons la relació de potències d'entrada i de sortida (3-54). Aleshores el voltatge serà controlat indirectament pel corrent. Ara bé, en aquest cas el control serà molt sensible als paràmetres del circuit i particularment al valor de la resistència de sortida (poca efectivitat de la regulació en front de salts de càrrega).

Prenent com a funció de sortida  $y(x)$  el corrent  $i_L$ ,  $y(x) = i_L$ , es dedueix de (3-12) i de (3-13) que el grau relatiu del convertidor és  $r = 1$ , per tant inferior a la dimensió,  $n = 2$ , d'aquest sistema. Aleshores, amb aquesta funció, el convertidor només pot ser linealitzat de forma parcial.

La dinàmica que es pot imposar a  $y(x)$  ha de ser de primer ordre (doncs  $r = 1$ ):

$$\frac{d(i_L - i_{L\_ref})}{dt} + k_i \cdot (i_L - i_{L\_ref}) = 0 \quad (3-64)$$

Identificant aquesta dinàmica amb la condició d'invariància  $\dot{s} = 0$  i integrant l'expressió resultant, s'obté la superfície de lliscament:

$$s = (i_L - i_{L\_ref}) + k_i \int (i_L - i_{L\_ref}) \cdot d\tau \quad (3-65)$$

### 3.3.2.5 Verificació del control per corrent en regulació

La simulació del sistema amb un control per corrent s'ha realitzat usant els paràmetres de la següent taula.:

Taula 4

Paràmetre	Valor
$E$	20 V
$L$	1 mH
$C$	2 mF
$R_L$ nominal	20 $\Omega$
$i_{L\_ref}$	8 A
$k_i$	$10 \cdot 10^{-3}$
$f_{max}$	200 kHz

Notar que ara la referència és el corrent de la bobina d'entrada, no pas la tensió de sortida. La Figura 16 mostra el diagrama de blocs del control per corrent proposat a (3-65).

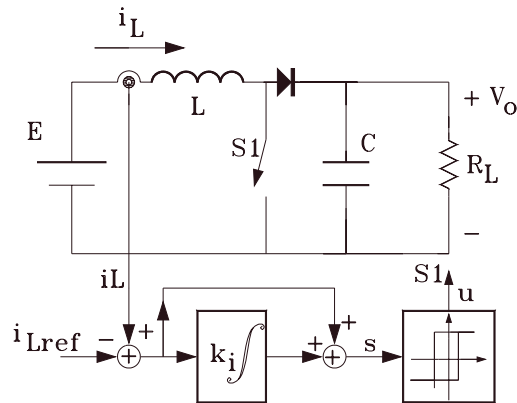


Figura 16. Control lliscant per corrent amb superfície de 1<sup>er</sup> ordre.

A la Figura 17 veiem la simulació del sistema. Tal com s’aprecia, tant el corrent com la tensió estan regulats perfectament.

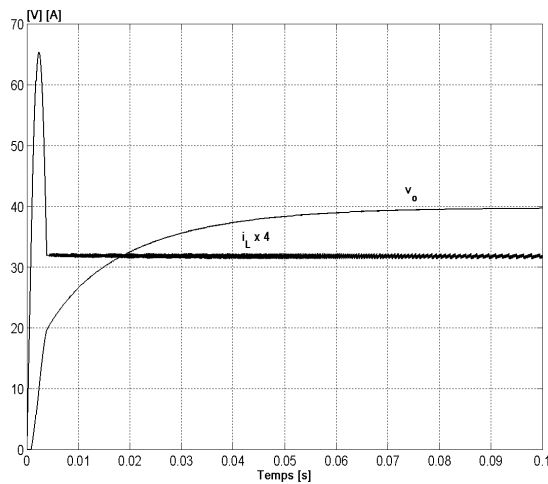


Figura 17. Tensió  $v_o$  i corrent  $i_L$  en el boost.

En l’arrencada del sistema, estant el condensador descarregat, l’interruptor està en *on*, permetent a la bobina carregar-se linealment respecte del temps:

$$i_L(t) = \frac{E}{L} \cdot t \tag{3-66}$$

Quan s’assoleix la superfície de lliscament l’interruptor passa a estar en *off* i aleshores comença a carregar-se el condensador, tot seguint pujant el corrent a la bobina:

$$s = 0 \quad ; \quad \dot{i}_L = i_{L\_ref} \tag{3-67}$$

El corrent de la bobina segueix pujant i per tant ens allunyem de  $s=0$ . Quan la tensió de sortida  $v_o$  arriba al mateix valor que la tensió d’entrada  $E$ , el sistema comença a lliscar i la tensió  $v_o$  tendeix al seu valor de regulació. La dinàmica de la tensió fins arribar al valor de referència ve donada pels paràmetres del boost.

La Figura 18 mostra en detall l’arrencada del boost amb el control en corrent.

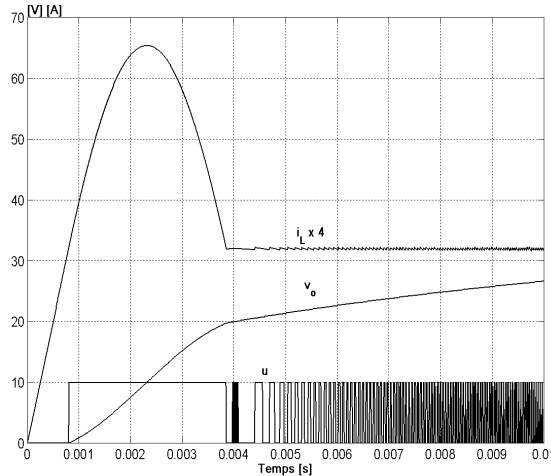


Figura 18. Detall de l'arrencada del *boost* controlat per corrent.

### 3.3.2.6 Verificació matemàtica de l'estabilitat del control

En aquest apartat verificarem matemàticament l'estabilitat del control d'ordre 1 del *boost* quan agafem com a senyal de control el corrent d'entrada de la bobina, fent l'estudi de la dinàmica zero del convertidor.

A partir del model promitjat del convertidor (3-55)(3-56) i eliminant  $\langle i_L \rangle$  de (3-55) es pot deduir la següent dinàmica per al corrent promitjat d'entrada:

$$\frac{d^2 \langle i_L \rangle}{dt^2} + \left( \frac{1}{R_L C} + \frac{du}{1-u} \right) \cdot \frac{d \langle i_L \rangle}{dt} + \frac{1}{LC} (1-u)^2 \cdot \langle i_L \rangle = \frac{E}{L} \left( \frac{1}{R_L C} + \frac{du}{1-u} \right) \quad (3-68)$$

En aquesta expressió, la dinàmica zero en un determinat punt d'equilibri,  $i_L = i_{L\_ref}$  s'obté forçant les derivades del corrent d'entrada  $i_L$  a zero, és a dir:

$$\frac{d^2 \langle i_L \rangle}{dt^2} = \frac{d \langle i_L \rangle}{dt} = 0 \quad (3-69)$$

obtenint la següent equació diferencial del cycle de treball  $u$  del convertidor:

$$\frac{du}{dt} = \frac{(1-u)}{R_L C E} [(1-u)^2 \cdot R_L \cdot i_{L\_ref} - E] \quad (3-70)$$

Els punts d'equilibri que es dedueixen d'aquesta equació són:

$$\bar{u}_1 = 1 \quad ; \quad \bar{u}_2 = 1 + \sqrt{\frac{E}{R_L \cdot i_{L\_ref}}} \quad ; \quad \bar{u}_3 = 1 - \sqrt{\frac{E}{R_L \cdot i_{L\_ref}}} \quad (3-71)$$

on només el darrer punt té sentit ja que el cycle de treball ha d'estar dins dels límits naturals del control,  $0 < \bar{u} < 1$ . El diagrama de fases de (3-70) es pot veure a la Figura 19 mostrant clarament l'estabilitat d'aquest punt d'equilibri. Qualsevol variació del cycle de treball  $u$  per sobre de 0.75 ( $u_3$ ) porta a un decrement de la derivada de  $u$ , per tant fent-lo tendir a baixar (realimentació negativa) i desplaçar-se cap a l'esquerra o sigui cap al punt  $u_3$ . Qualsevol

variació per sota de  $u_3$  comportarà un increment en la derivada de  $u$  i per tant tendirà a fer pujar  $u$ , tornant al punt d'equilibri  $u_3$ . Així doncs es conclou que el sistema és estable quan la variable de control és el corrent de la bobina, al ser un sistema de fase mínima.

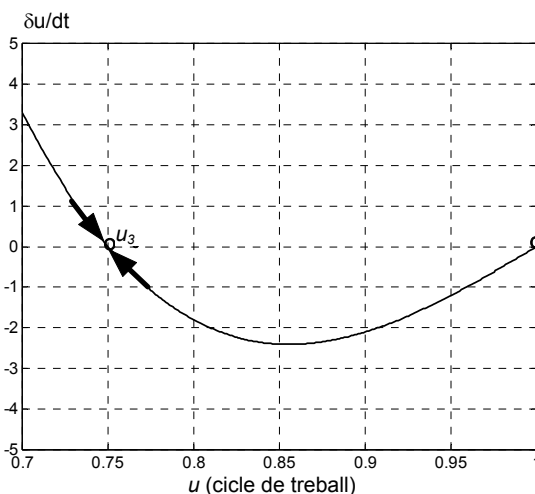


Figura 19. Diagrama de fase del cycle de treball.

En aquest cas la solució seria augmentar el grau relatiu del convertidor *boost* en un ordre de magnitud. Segons el teorema de Frobenius en qualsevol sistema d'ordre 2 es pot pujar el grau relatiu i aconseguir una linealització completa del convertidor

La funció de sortida que es pren per pujar el grau relatiu és la de l'energia emmagatzemada al convertidor [López.O01] [Matas00] [Miret04a]:

$$\lambda(x) = \frac{C}{2} v_o^2 + \frac{L}{2} i_L^2 \quad (3-72)$$

on  $\frac{C}{2} v_o^2$  i  $\frac{L}{2} i_L^2$  són l'energia elèctrica i l'energia magnètica emmagatzemades al condensador i a l'inductor. Aquest mètode s'utilitzarà a l'apartat 6.3 per linealitzar completament un filtre actiu. L'expressió (3-72), és també usada per Sira-Ramirez a [Sira89] i [Sira94], utilitzant tècniques de pseudo-linealització i linealització estesa.

Després d'haver vist un exemple simple d'un control lliscant per al convertidor *buck*, i la problemàtica amb el convertidor *boost*, veurem uns controls simples utilitzant la teoria de linealització per realimentació.

### 3.4 LINEALITZACIÓ PER REALIMENTACIÓ DE CONVERTIDORS CC/CC I CC/CA

Amb l'objectiu d'il·lustrar la metodologia proposada en l'apartat 3.2, "Control de linealització per realimentació", a continuació es mostra el disseny del controlador del convertidor *buck* de la Figura 3. L'objectiu de control és obtenir una tensió  $v_{o\_ref}$  a la sortida  $v_o$ . Per tal de deduir el control d'aquest sistema utilitzarem primer la teoria bàsica de la linealització per realimentació i seguidament aplicarem la metodologia descrita a l'apartat 3.2.2. Utilitzarem les equacions (3-30)(3-31) deduïdes a l'apartat anterior.

### 3.4.1 CONTROL NO LINEAL SIMPLE DEL BUCK.

Prenent com a funció de sortida  $y(x)$  la tensió  $v_o$ ,  $y(x) = v_o$ , es dedueix de (3-12) i de (3-13) aplicades a les equacions bilineals del convertidor (3-30)(3-31), que el grau relatiu del sistema és  $r = 2$ , per tant igual a la dimensió,  $n = 2$ , d'aquest sistema. Aleshores podrem controlar el sistema totalment treballant només amb la tensió de sortida.

En aquest cas, la funció de sortida coincideix amb la tensió de sortida. Amb el propòsit de sintetitzar el control, es pot trobar una equació diferencial de la tensió de sortida en la que apareix explícitament l'entrada de control  $u$ . Usant (3-30)(3-31), s'obté:

$$LC \frac{d^2 v_o}{dt^2} + \frac{L}{R_L} \frac{d v_o}{dt} + v_o = E \cdot u \quad (3-73)$$

Promitjant l'equació anterior en un període de commutació s'obté la dinàmica mitja de la tensió de sortida:

$$LC \frac{d^2 \langle v_o \rangle}{dt^2} + \frac{L}{R_L} \frac{d \langle v_o \rangle}{dt} + \langle v_o \rangle = \langle E \cdot u \rangle \quad (3-74)$$

on el símbol  $\langle \rangle$  correspon al valor mitjà en un període de commutació. El terme de la dreta de la igualtat és el que aporta la no linealitat al sistema i és el que desitgem eliminar per realimentació.

Aleshores el problema d'estabilització d'aquest sistema es redueix a construir una llei de control que faci que el sistema en llaç tancat segueixi la dinàmica que el dissenyador decideixi. En aquest cas es tracta d'aconseguir una regulació lineal de la funció de sortida  $v_o$ , per tal que tendeixi a un valor asimptòtic desitjat. Podem identificar el terme no lineal amb:

$$\langle E \cdot u \rangle = v_{o\_ref} \quad (3-75)$$

així obtenim una dinàmica de segon ordre per la tensió de sortida:

$$LC \frac{d^2 \langle v_o \rangle}{dt^2} + \frac{L}{R_L} \frac{d \langle v_o \rangle}{dt} + \langle v_o \rangle = v_{o\_ref} \quad (3-76)$$

La llei de control que hem obtingut depèn dels senyals mesurats directament, i s'anomena "llei de control estàtica". En estat estacionari la primera i la segona derivada de la tensió de sortida tendeixen a zero, i per tant  $v_o$  tendeix asimptòticament a  $v_{o\_ref}$ .

De l'equació (3-76) podem veure que la dinàmica temporal de la tensió de sortida en llaç tancat ve donada pels paràmetres del convertidor:  $L$ ,  $C$  i  $R_L$ , podent el dissenyador actuar només sobre el sistema d'obtenció del valor mitjà. Amb aquest control no podem influir en la dinàmica del sistema

La Figura 20 mostra un esquema del sistema que s'ha simulat utilitzant aquest control amb els paràmetres de la taula següent:

Taula 5

Paràmetre	Valor
$E$	200 V
$L$	560 $\mu$ H
$r_s$	0.1 $\Omega$
$C$	100 $\mu$ F
$R_L$ nominal	10 $\Omega$
$V_{o\_ref}$	100 V
$f_c$ , freqüència de tall filtre $\langle E \cdot u \rangle$	1.5 kHz
$f_{max}$	200 kHz

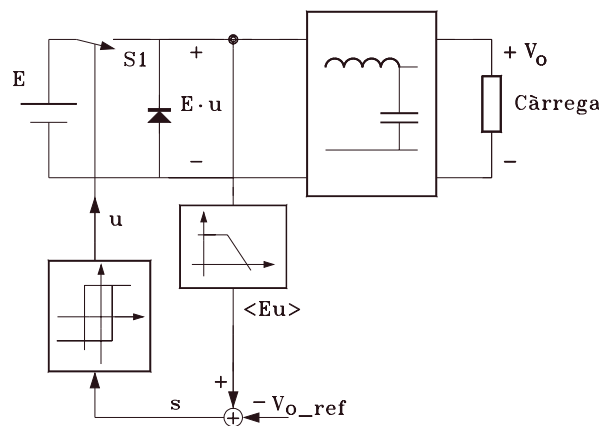


Figura 20. Control no lineal simple del buck

El valor  $\langle E \cdot u \rangle$  l'obtenim utilitzant un filtre passa baixos de primer ordre:

$$H_{LPF}(s) = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \tag{3-77}$$

A la Figura 21 es pot apreciar que amb aquest control podem realitzar una regulació poc acurada del sistema, ja que el règim transitori no es veu afectat pel nostre control, depèn només dels paràmetres de la planta. Mesurant l'error en règim estacionari del sistema és veu que aquest hi és sempre present, degut a la resistència de pèrdues de la bobina  $r_s$ .

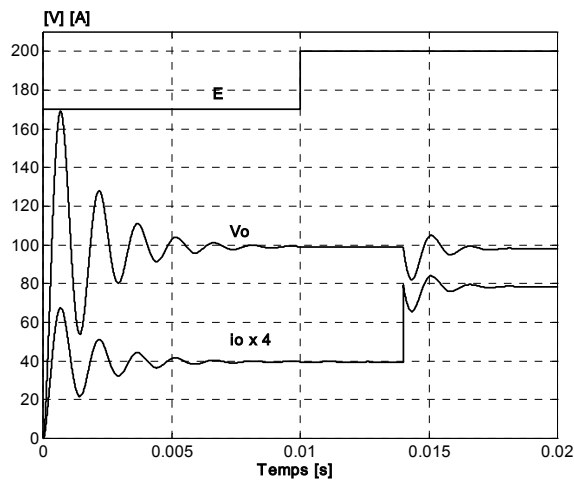


Figura 21. Tensió de sortida  $v_o$ , corrent de sortida  $i_o \times 4$  i tensió  $E$  del convertidor *buck* amb el control 1.

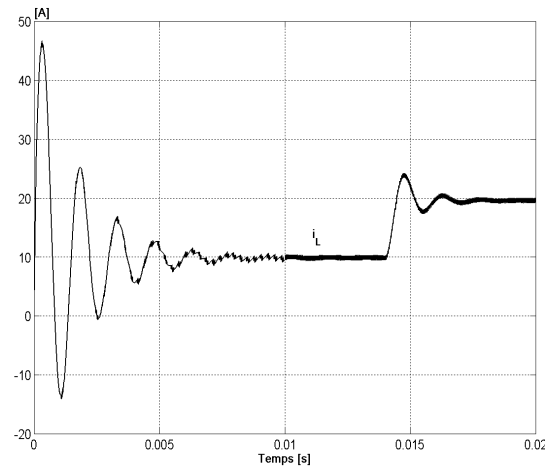


Figura 22. Corrent de la bobina  $i_L$ .

El sistema s'ha simulat realitzant un salt en la tensió d'entrada per  $t = 0.01$  s. També s'ha realitzat un salt de càrrega per  $t = 0.014$  s de la resistència nominal  $R_L = 10 \Omega$  fins  $R_L = 5 \Omega$ . A la Figura 22 es veu el corrent de la bobina en la simulació del convertidor.

### 3.5 IMPLEMENTACIÓ CIRCUITAL DE LES LLEIS DE CONTROL

En els apartats anteriors s'ha suposat sempre que la freqüència de commutació era infinitament elevada. Ara bé, quan hom aborda la realització pràctica dels sistemes en mode lliscant o de control no lineal, es veu obligat a limitar aquesta freqüència degut als elements reals que s'utilitzaran.

Una vegada s'han definit les lleis de control en mode lliscament o en control no lineal i s'han comprovat a nivell teòric els avantatges i inconvenients del control, s'ha d'implementar circuitalment el control resultant. En aquest punt, existeixen diferents tipus de circuits per realitzar la commutació de la superfície o del control no lineal, que ja són coneguts, però que val la pena incidir en les seves qualitats més significatives, donat que tindran efecte sobre el comportament del control i del sistema, tant en règim transitori com en règim permanent. En aquest apartat parlarem de superfície  $s(x)$  tant si estem treballant amb control lliscant com amb control no lineal.

Els circuits per a la commutació es poden classificar en dues tipologies: els que tenen una freqüència de commutació variable i els que aconseguen una freqüència de commutació constant.

En aquest apartat tractarem dels mètodes d'implementació analògics i també dels digitals, fent especial esment en aquests darrers ja que els muntatges pràctics d'aquesta tesi s'han realitzat digitalment.



### 3.5.1 COMMUTACIÓ ANALÒGICA AMB COMPARADOR D'HISTÈRESI.

La commutació amb un comparador d'histèresi és la més senzilla de realitzar. Tal i com s'indica a la Figura 23, el circuit consisteix en un comparador amb una banda d'histèresi d'amplitud  $2A$ , implementat amb un amplificador operacional i centrat en  $s(x)=0$ .

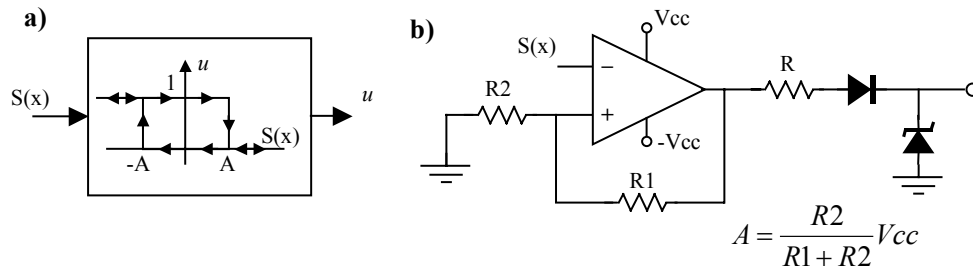


Figura 23. a)Comparador amb histèresi. b) Implementació circuital.

El comparador delimita la superfície dins d'una banda d'histèresi, l'amplada de la qual acota la màxima freqüència de commutació a un valor determinat, Figura 24. La freqüència de commutació dependrà de la banda d'histèresi i de la dinàmica de la superfície dins d'aquesta banda.

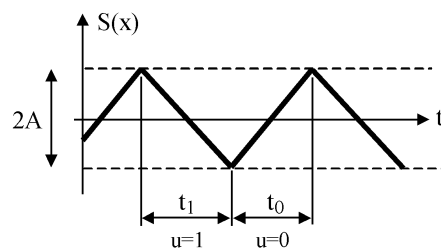


Figura 24.  $s(x)$  dins la banda d'histèresi.

En règim estacionari la superfície  $s(x)$  es pot considerar com un senyal periòdic en el temps amb un període igual a  $t_0 + t_1$ . Tenint en compte que la relació entre el pendent d' $s(x)$ , els intervals de temps  $t_0$  i  $t_1$ , i l'amplitud de la banda d'histèresi és:

$$\dot{s}(x)|_{u=0} = \frac{2A}{t_0} \quad \dot{s}(x)|_{u=1} = \frac{-2A}{t_1} \quad (3-78)$$

La freqüència de commutació es pot deduir:

$$f_c = \frac{1}{t_0 + t_1} = \frac{1}{2A} \left( \frac{1}{\dot{s}(x)|_{u=0}} - \frac{1}{\dot{s}(x)|_{u=1}} \right)^{-1} \quad (3-79)$$

Aquesta equació ens indica la dependència de la freqüència amb la dinàmica temporal del sistema, és a dir, la dinàmica de la superfície depèn de la dinàmica del sistema, doncs aquesta és una combinació o expressió algebraica dels seus estats. Per tant, la freqüència de commutació és variable i depèn de la banda d'histèresi, de la superfície escollida i de la dinàmica de la planta.

### 3.5.2 COMMUTACIÓ ANALÒGICA I BIESTABLE A FREQUÈNCIA FIXA

La commutació amb un comparador i un biestable, Figura 25, sincronitza la commutació de la superfície amb un senyal de rellotge extern, de manera que s'aconsegueix que la freqüència de commutació no superi mai el límit màxim marcat pel rellotge [Torrey95].

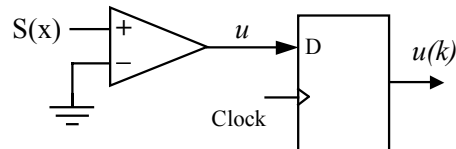


Figura 25. Tècnica de commutació amb comparador i biestable.

Aquesta tècnica no limita la freqüència mínima de commutació, de manera que pot donar-se el cas que la freqüència de commutació sigui excessivament lenta. Un altre inconvenient que es pot presentar és degut a l'efecte dels components de baixa freqüència de la superfície  $s(x)$ , inferiors a la freqüència de commutació. Aquesta situació pot donar lloc a un augment de l'arriestat de la tensió de la sortida i a l'aparició d'error en règim estacionari, donat que el valor mitjà d' $s(x)$  pot ser diferent de zero.

### 3.5.3 COMMUTACIÓ A FREQUÈNCIA FIXA AMB SENYAL AUXILIAR

La commutació a freqüència constant també es pot fer restant la superfície d'un senyal en rampa, Figura 26, el període de la qual determina la freqüència de commutació del convertidor.

Per aconseguir freqüència de commutació constant es proposa l'esquema de la Figura 26 dreta, en el que s'efectua una resta entre  $s(x)$  i la rampa seguit d'un comparador (no cal que sigui d'histèresi) [Bühler86].

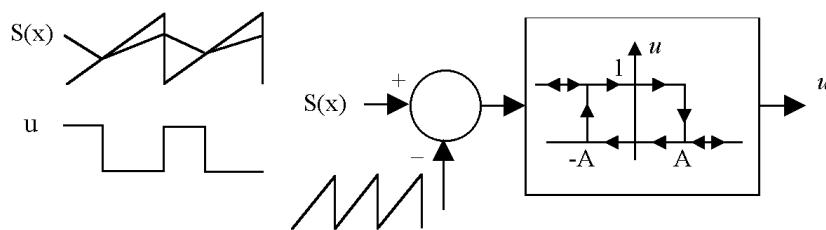


Figura 26. Commutació a freqüència constant amb rampa, formes d'ona.

### 3.5.4 IMPLEMENTACIÓ DISCRETA EN DSP

Quan es fa una implementació digital d'un control, la màxima velocitat de commutació vindrà donada pel temps de càlcul del DSP. Els microprocessadors DSP estan especialitzats en el processat a gran velocitat d'operacions multiplicació i suma, operacions bàsiques que mitjançant la teoria de control discret implementen qualsevol operació matemàtica analògica (multiplicació, suma, integració, derivació...). Els DSPs encarats al control

poden implementar qualsevol dels esquemes de commutació esmentats. En la nostra Tesi el mètode de commutació és anàleg al de biestable, ja que la variable de control roman sense alteració fins que s'ha realitzat el càlcul del control. Els controls dissenyats es tradueixen al món digital utilitzant la transformada Z, i seguidament s'implementen utilitzant el llenguatge C i el llenguatge ensamblador. El programa de control es realitza ajudant-se d'interrupcions temporitzades que marquen els temps de presa de dades, càlcul de superfícies i presa de decisions mitjançant comparacions.

### 3.6 CONCLUSIONS

Aquest capítol s'ha centrat en el control no lineal: en mode lliscament i en la linealització per realimentació.

S'ha definit la noció de superfície de lliscament i s'han exposat les condicions que s'han de complir per a l'existència d'un règim lliscant. S'ha descrit el mètode de disseny del control en mode equivalent que permet determinar la dinàmica temporal del sistema en el règim lliscant. S'han descrit també les condicions que ha de complir la superfície de lliscament per aconseguir que la funció de sortida tingui la dinàmica desitjada pel dissenyador.

En el camp de la linealització per realimentació s'ha descrit un sistema no lineal i s'ha explicat la manera general d'eliminar la no linealitat amb l'objectiu d'obtenir una dinàmica lineal en llaç tancat. La nova dinàmica en llaç tancat podrà ser controlada mitjançant les eines clàssiques de control lineal. S'ha definit el concepte de grau relatiu d'un sistema, que permet tenir una primera visió de les capacitats del control per a linealitzar-lo.

Seguidament s'han descrit diversos controls no lineals particularitzats a convertidors simples d'ordre 2.

S'han escollit el convertidor *buck* i el convertidor *boost* ja que el primer és de fase mínima i el segon no, doncs el *buck* té un grau relatiu  $r=2$  respecte a la tensió de sortida i el *boost* grau relatiu  $r=1$ . D'aquesta manera hem vist la problemàtica associada al disseny de controls per sistemes de fase no mínima, on queden variables sense controlar.

El convertidor *buck* és un sistema de fase mínima, ja que la funció de transferència de tensions sortida-entrada no té cap zero al semiplà dret. Aleshores, tal com s'ha vist, es pot controlar el sistema només amb l'ajut de la variable de sortida  $v_o$ .

En convertidors amb la funció de sortida de fase no mínima, de grau relatiu  $r$  diferent de l'ordre del sistema  $n$ , els procediments explicats no poden aplicar-se directament. El que s'ha de fer és escollir una funció de control que aconseguixi controlar la funció de sortida i totes les seves derivades fins a la de grau  $r$  corresponent també a l'ordre del sistema  $n$ . De tota manera, es viable sintetitzar controladors sense utilitzar un sensat del corrent dels inductors, com es reflexa en els treballs de Liu i Krein [Liu95b] [Midya01].

Per acabar el capítol s'han presentat diverses opcions per a la implementació pràctica dels circuits de commutació dels interruptors de control, a freqüència variable i a freqüència fixa.



# CAPÍTOL 4

---

---

## 4. RECTIFICADORS AMB ELEVAT FACTOR DE POTÈNCIA

Tal com hem vist en l'apartat d'introducció, la utilització creixent dels dispositius electrònics que necessiten una alimentació contínua fa imprescindible l'ús de rectificadors CA/CC. Des del punt de vista de la xarxa de distribució, per evitar la generació de potència reactiva i harmònics de corrent, és interessant que el corrent absorbit per l'equip segueixi a la tensió de xarxa en forma i en fase donant un factor de potència unitari en el cas òptim. Un control actiu del factor de potència ha de forçar al corrent d'entrada a seguir a la forma d'ona de la tensió de xarxa, i al mateix temps controlar la seva amplitud de manera que la potència mitjana subministrada per la xarxa sigui la mateixa que la consumida per la càrrega.

Els rectificadors CA/CC han de complir la nova normativa IEC 61000-3-2, que dóna diversos límits per a diferent aparellatge de potència. Aquesta normativa fa una classificació entre quatre classes: A, B, C i D per als equips electrònics. Nosaltres ens centrarem en els equips de classe A, un grup generalista que inclou ordinadors personals, receptors de televisió, carregadors de bateries per SAIs, etc.. Nosaltres suposarem que dissenyem un rectificador d'1 kVA per a un carregador de bateries. La taula següent mostra els límits màxims que marca la normativa per als sistemes de classe A. [IEEE95] [IEEE00].

Taula 6 Límits d'harmònics en classe A, Norma IEC 61000-3-2

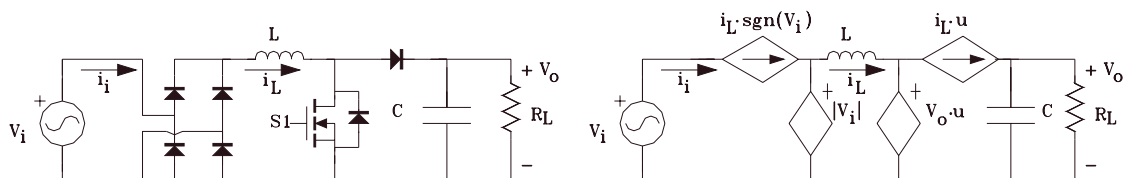
Harmònic (n)	Màxim harmònic permès (Arms)
3	2.30
5	1.14
7	0.77
9	0.40
11	0.33
13	0.21
15	0.15*15/n

En aquest capítol es proposen dos controladors per a un rectificador amb factor de potència unitari, basat en un convertidor *boost*, dissenyats per complir la normativa. De les tres alternatives de control per aquests sistemes que s'han descrit a l'apartat introductori, utilitzarem el control amb multiplicador i el control per l'aproximació de l'estat quasiestacionari. Es descriu l'estructura de conversió sense usar el model en petit senyal com a base per a la síntesi del controlador. El procediment que s'utilitza es basa en el model exacte bilineal de l'estructura, que permet introduir un control lliscant justificant en tot moment el tipus de dinàmica que prenen les variables d'interès, per adequar-les a les prestacions que habitualment es demanen a aquest tipus de sistemes.

## 4.1 CONTROL NO LINEAL DEL RECTIFICADOR

### 4.1.1 DESCRIPCIÓ BILINEAL DEL CONVERTIDOR BOOST.

A la Figura 27 es veu l'esquema bàsic del convertidor *boost* treballant com a rectificador.

Figura 27. Convertidor *boost* rectificador i model circuital bilineal del convertidor.

Les equacions que descriuen el comportament del convertidor *boost* són les següents:

$$L \frac{di_L}{dt} = |v_i| - v_o \cdot u \quad (4-1)$$

$$C \frac{dv_o}{dt} = i_L \cdot u - \frac{v_o}{R_L} \quad (4-2)$$

on  $u$  és l'entrada de control, que pot prendre els següents valors:

$u = 1$  si l'interruptor  $S_1$  no condueix

$u = 0$  si l'interruptor  $S_1$  condueix

### 4.1.2 CONTROL EN MODE LLISCANT

Tal com s'ha comentat a la introducció general, el control ha de procurar aconseguir dos objectius diferents:

- que el corrent d'entrada  $i_i$  segueixi a la tensió  $v_i$ .
- aconseguir una tensió de sortida regulada a  $v_{o\_ref}$ .

A continuació es descriu com s'assoleixen ambdós objectius.

### 4.1.3 LLAÇ DE CONTROL DE CORRENT

L'objectiu bàsic d'aquest control es aconseguir que el corrent  $i_L$  segueixi a la tensió de xarxa rectificada:

$$i_L = I_{ref} = k \cdot |V_i| \quad (4-3)$$

Per realitzar el control de corrent s'imposarà una dinàmica apropiada a  $i_L$  [López.O99] [Miret00].

Donat que el grau relatiu  $r$  de la variable  $i_L$  és 1, una dinàmica adequada per aquesta variable és la següent:

$$\frac{d(I_{ref} - i_L)}{dt} + k_i(I_{ref} - i_L) = 0 \quad (4-4)$$

L'equació (4-4) correspon a  $\dot{s} = 0$ , ja que en mode lliscament es compleix la relació d'invariància (3-8):  $s = \dot{s} = 0$ . La superfície de lliscament serà doncs:

$$s = k_i \cdot \int (I_{ref} - i_L) d\tau + (I_{ref} - i_L) \quad (4-5)$$

De les equacions (4-1), (4-2) i (4-5) pot deduir-se l'expressió de control equivalent:

$$u_{eq} = \frac{|v_i| + L \cdot k_i \cdot [I_{ref} - i_L] - \frac{dI_{ref}}{dt}}{v_o} \quad (4-6)$$

Amb el sistema obtingut comprovarem si es compleixen les condicions d'invariància  $s(x) \cdot \dot{s}(x) < 0$ , i d'aquesta manera trobarem els dos valors de  $u$  que ho satisfan. Tenint que la derivada de la superfície:

$$\dot{s}(t) = k_i \cdot (I_{ref} - i_L) + \frac{d(I_{ref} - i_L)}{dt} \quad (4-7)$$

i substituint de l'equació bilineal (4-1):

$$L \cdot \frac{dI_{ref}}{dt} + L \cdot k_i \cdot (I_{ref} - i_L) = |v_i| - v_o \cdot u \quad (4-8)$$

Aleshores hem de tenir en compte les dues condicions que es poden donar:

$$si \ s > 0 \Rightarrow \dot{s} < 0 \Rightarrow L \cdot \frac{dI_{ref}}{dt} + L \cdot k_i \cdot (I_{ref} - i_L) - (|v_i| - v_o \cdot u^+) < 0 \quad (4-9)$$

$$si \ s < 0 \Rightarrow \dot{s} > 0 \Rightarrow -L \cdot \frac{dI_{ref}}{dt} - L \cdot k_i \cdot (I_{ref} - i_L) + (|v_i| - v_o \cdot u^-) < 0 \quad (4-10)$$

i sumant l'equació (4-9) amb l'equació (4-10) obtenim la relació que farà complir la condició d'invariància:

$$v_o \cdot [u^+ - u^-] < 0 \quad (4-11)$$

i d'aquí obtenim els valors de  $u^-$  i  $u^+$ :

$$u^+ = 0; \quad u^- = 1 \quad (4-12)$$

Fins ara només ens hem fixat com a objectiu que el corrent  $i_L$  segueixi al corrent de referència  $i_{ref}$ , però no hem indicat com calcular aquest valor. En l'apartat següent es desenvolupa el control d'aquesta referència, juntament amb el control de la tensió de sortida.

#### 4.1.4 LLAÇ DE REGULACIÓ DE LA TENSIÓ DE SORTIDA

Per aconseguir un elevat factor de potència, el corrent d'entrada ha de seguir a la tensió de la línia:

$$i_i = k \cdot v_i \quad (4-13)$$

on  $k$  depèn de la càrrega, de la tensió de xarxa i de l'eficiència del sistema. Per al cas de rendiment unitari s'obté:

$$P_{in} = P_{out} \quad (4-14)$$

$$\langle k \cdot v_i^2 \rangle = \frac{v_o^2}{R_L} \quad \rightarrow \quad k = \frac{2 \cdot v_o^2}{R_L V_p^2}$$

on  $P_{in}$  és la potència d'entrada,  $P_{out}$  és la potència de sortida i  $V_p$  és el valor de pic de la tensió de xarxa.

En estat estacionari  $k$  serà constant, però si es produeixen pertorbacions a la càrrega o a la tensió de xarxa,  $k$  variarà cap a un nou valor. És per això que es necessita un control de  $k$  per regular la tensió de sortida  $v_o$  en front a pertorbacions, havent-se de garantir la seva estabilitat.

Suposant el seguiment del corrent  $i_L$  perfecte:

$$i_L = I_{ref} = k \cdot |v_i| \quad (4-15)$$

en aquest cas l'expressió del control equivalent prendrà la forma:

$$u_{eq} = \frac{|v_i|}{v_o} \quad (4-16)$$

Substituint (4-16) en (4-2) s'obté:

$$\frac{dv_o}{dt} = \frac{k|v_i|^2}{Cv_o} - \frac{v_o}{CR_L} \quad (4-17)$$

que correspon a una dinàmica no lineal per a la tensió de sortida  $v_o$ .

Per aconseguir una dinàmica lineal del valor mitjà de la tensió de sortida  $\langle v_o \rangle$ , s'escull  $k$  de manera que puguem obtenir una dinàmica de segon ordre per a la variable de sortida (veure apartat 3.2.2. "La teoria de la linealització per realimentació"). Així doncs escollim  $k$ :



$$k(t) = \hat{C} \langle v_o \rangle \left( k_{iv} \int (v_{o\_ref} - \langle v_o \rangle) d\tau + k_{pv} (v_{o\_ref} - \langle v_o \rangle) \right) \quad (4-18)$$

on  $\hat{C}$  és el valor estimat o nominal del condensador.

Promitjant l'equació (4-18) en un semicicle de la tensió de xarxa i substituint pel valor de  $k$  proposat, s'obté la següent equació diferencial per al valor mig de la tensió de sortida  $\langle v_o \rangle$ :

$$\frac{d^2 \langle v_o \rangle}{dt^2} + \left( \frac{1}{CR_L} + \frac{k_{pv} V_p^2}{2} \right) \frac{d \langle v_o \rangle}{dt} + k_{iv} \frac{V_p^2}{2} \langle v_o \rangle = k_{iv} \frac{V_p^2}{2} v_{o\_ref} \quad (4-19)$$

Observant l'equació (4-19) es pot veure que es tracta d'una equació diferencial lineal que permet estabilitzar la tensió de sortida. Aquesta equació és estable si es compleixen les següents condicions:

$$k_{pv} > 0 \quad i \quad k_{iv} > 0 \quad (4-20)$$

Identificant (4-19) amb un sistema de segon ordre en el domini de Laplace:

$$s^2 + 2 \xi \omega_o s + \omega_o^2 = 0 \quad (4-21)$$

podrem trobar els paràmetres que condicionen el comportament en règim transitori de la sortida  $v_o$ :

$$\omega_o = \sqrt{\frac{k_{iv} V_p^2}{2}} \quad ; \quad \xi = \frac{\frac{1}{CR_L} + \frac{k_{pv} V_p^2}{2}}{2 \sqrt{\frac{k_{iv} V_p^2}{2}}} \quad (4-22)$$

Es pot apreciar perfectament que variant els paràmetres de control  $k_{pv}$  i  $k_{iv}$  podem escollir la dinàmica desitjada per  $v_o$ , amb dos graus de llibertat. Així doncs, hem aconseguit linealitzar la dinàmica de  $v_o$ .

La Figura 28 mostra el diagrama de blocs del controlador lliscant dissenyat. El compensador del llaç de tensió absorbeix la constant  $\hat{C}$ , de manera que  $k_{pv}' = k_{pv} \cdot \hat{C}$  i  $k_{pi}' = k_{pi} \cdot \hat{C}$ .

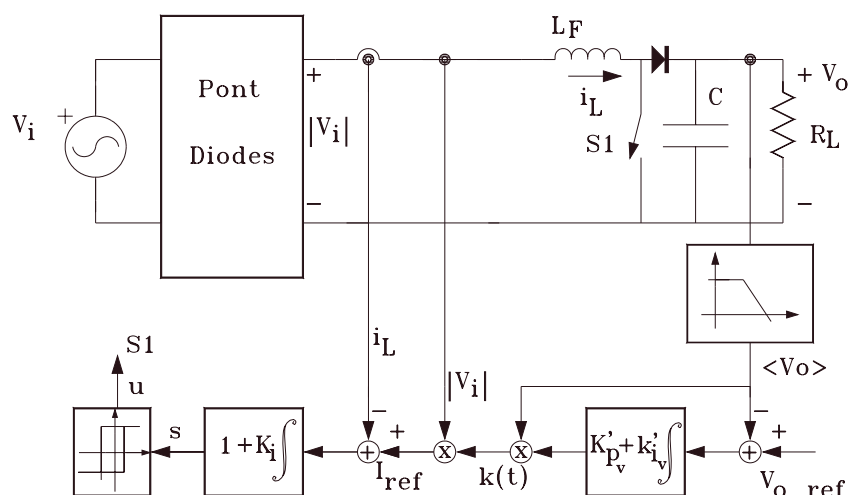


Figura 28. Diagrama de blocs del controlador lliscant del rectificador.

#### 4.1.5 VERIFICACIÓ DEL CONTROL

Per verificar l'estratègia de control proposada s'han realitzat diferents simulacions del sistema, utilitzant els valors de components i paràmetres de control mostrats a la següent taula:

Taula 7

Paràmetre	Valor
$v_i$	$155 \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot t)$ V
$L$	$100 \mu\text{H}$
$C$	$2000 \mu\text{F}$
$R_L$ nominal	$25 \Omega$
$v_{o\_ref}$	$200$ V
$k_i$	$0.01$
$k_{pv}'$	$50 \cdot 10^{-6}$
$k_{iv}'$	$2 \cdot 10^{-3}$
$f_s$ , freqüència de commutació	$100$ kHz
$f_c$ , freqüència de tall filtre $v_o$	$100$ Hz

Els paràmetres de control  $k_{iv}'$  i  $k_{pv}'$  s'han escollit de manera que facin el sistema prou ràpid i amb el mínim sobreimpuls. La Figura 29 mostra l'arrencada del sistema des de tensió de pic de xarxa fins a la de referència, per a diferents valors d'aquests paràmetres. Es pot apreciar un primer interval en el qual no hi ha lliscament, degut que els integradors no han arribat encara a l'estat estacionari. Una possible solució seria inicialitzar els integradors a un valor proper al del seu estat estacionari amb càrrega nominal. Evidentment això faria decidir-nos per una implementació digital amb DSP. Amb els pols dobles conjugats (casos A, B, C, D i E) obtenim una resposta ràpida però amb un petit sobreimpuls. Per una part imaginària petita (cas C) l'inici del lliscament es fa més tard. Amb pols reals (cas F) la resposta es fa més lenta però sense sobreimpuls.

La Figura 30 mostra el diagrama de pols corresponent als diferents valors de  $k_{iv}'$  i  $k_{pv}'$ .

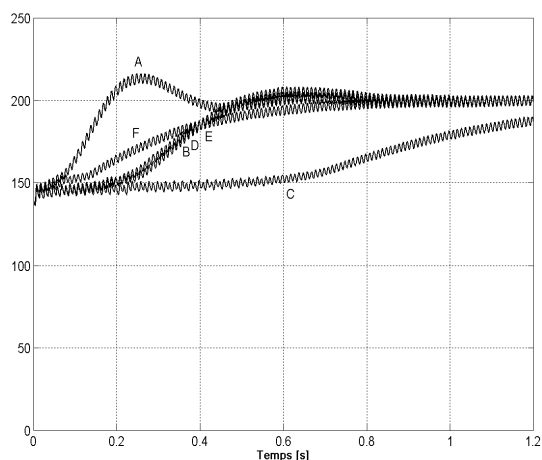


Figura 29. Tensió de sortida  $v_o$  [V] a l'arrencada des de tensió de xarxa per diferents valors de  $k_{iv}'$  i  $k_{pv}'$ .

(A:  $K_{iv}'=7 \cdot 10^{-3}, K_{pv}'=5 \cdot 10^{-5}$ ; B:  $K_{iv}'=2 \cdot 10^{-3}, K_{pv}'=5 \cdot 10^{-5}$ ;  
 C:  $K_{iv}'=0.7 \cdot 10^{-3}, K_{pv}'=5 \cdot 10^{-5}$ ; D:  $K_{iv}'=2 \cdot 10^{-3}, K_{pv}'=5 \cdot 10^{-6}$ ;  
 E:  $K_{iv}'=2 \cdot 10^{-3}, K_{pv}'=1 \cdot 10^{-4}$ ; F:  $K_{iv}'=2 \cdot 10^{-3}, K_{pv}'=277 \cdot 10^{-6}$ )

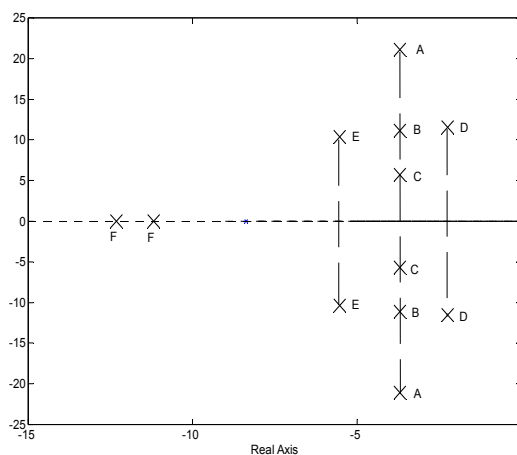


Figura 30. Diagrama de pols de la funció de transferència de  $v_o$  per diferents valors de  $k_{iv}'$  i  $k_{pv}'$ .

La variable de control  $k_i$  no intervé en el comportament de  $v_o$  sinó només en el seguiment del corrent de xarxa respecte de la tensió de xarxa, degut a l'efecte d'eliminació d'error en règim permanent del terme integral de l'equació (4-5). Quant més gran és aquest valor millor és el seguiment de la tensió de xarxa, però provoca inestabilitat en el cas de salts de càrrega.

La Figura 31 mostra la tensió de xarxa  $v_i$  i el corrent de xarxa  $i_i$  alimentant la càrrega nominal en estat estacionari. El seguiment de la tensió de xarxa per part del corrent de xarxa és molt bo, gràcies a l'elevat valor de  $k_i$ , produint-se només un petit desfasament del corrent durant els pics de la tensió d'entrada. La Figura 32 mostra el contingut harmònic del corrent  $i_i$  en tant per cent respecte de l'harmònic fonamental a 50 Hz. La distorsió harmònica total (DHT) és del 2.71%, Per tant el nostre rectificador compleix perfectament les normes IEC 1000-3-2 i IEC 61000-3-2 [IEEE95] [IEEE00].

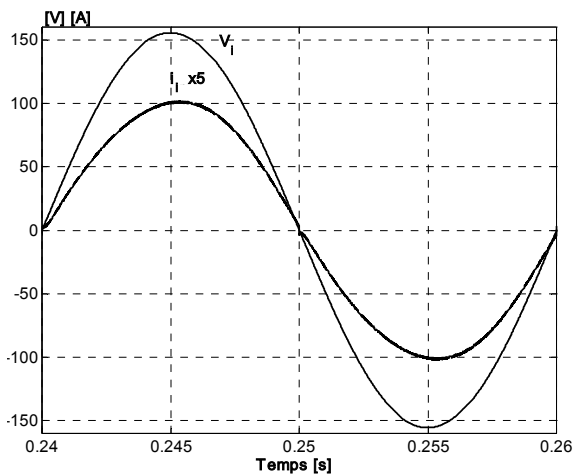


Figura 31. Tensió d'entrada  $v_i$  [V] i corrent d'entrada  $i_i$  [Ax5] en règim permanent.

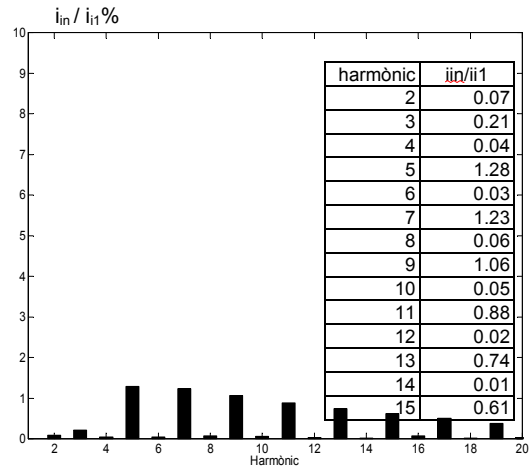


Figura 32. Harmònics del corrent d'entrada  $i_i$  en tant per cent respecte a l'harmònic principal DHT= 2.71%.

La Figura 33 mostra el comportament de la tensió de sortida  $v_o$  [V] i la variable de control  $k$  [mA/V] en front a un salt de càrrega de  $100 \Omega$  a  $75 \Omega$  i tornar a  $100 \Omega$ . Tal com pot observar-se el sistema es regula perfectament.

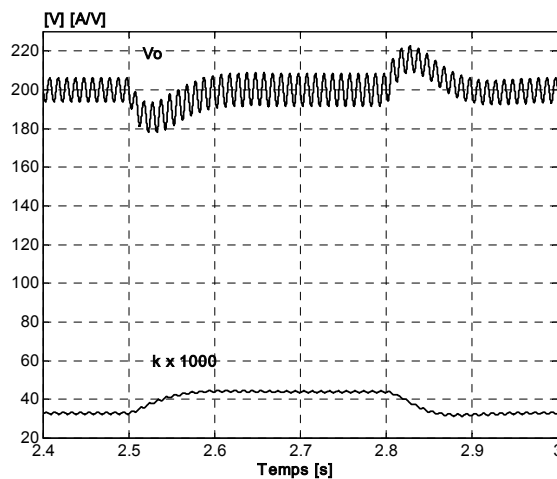


Figura 33. Tensió de sortida  $v_o$  [V] i variable de control  $k$  [mA/V] amb salt de càrrega de  $100 \Omega$  a  $75 \Omega$  i tornar a  $100 \Omega$ .

#### 4.1.6 VERIFICACIÓ DEL CONTROL A BAIXA FREQUÈNCIA

En les simulacions de l'apartat anterior s'ha considerat una freqüència de commutació elevada per simular el comportament del control. Per tal d'implementar el sistema utilitzant un DSP i IGBTs s'ha simulat el disseny amb una freqüència de commutació de 20 kHz. L'inductor de sortida s'ha hagut de pujar de  $100 \mu\text{H}$  fins a  $4000 \mu\text{H}$  de manera que mantingués el nivell de corrent adequat durant tot el temps de càlcul. Els altres paràmetres de simulació s'han deixat igual.

Taula 8

Paràmetre	Valor
$v_i$	$155 \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot t)$ V
$L$	4000 $\mu$ H
$C$	2000 $\mu$ F
$R_L$ nominal	25 $\Omega$
$V_{o\_ref}$	200 V
$k_i$	0.01
$k_{pv}$	$46 \cdot 10^{-6}$
$k_{iv}$	$1.96 \cdot 10^{-3}$
$f_c$ , freqüència de tall filtre d' $v_o$	100 Hz
$f_s$ , freqüència de commutació	20 kHz

La Figura 34 mostra la tensió de xarxa  $v_i$  i el corrent que subministra  $i_i$  alimentant la càrrega nominal de 25  $\Omega$  en estat estacionari. Podem apreciar que el seguiment és prou bo, però evidentment, la baixa freqüència de commutació provoca un arrissat elevat, i també pèrdua de seguiment durant els passos per zero. La Figura 35 mostra el contingut harmònic del corrent  $i_i$  en tant per cent respecte de l'harmònic fonamental a 50 Hz. En aquest cas la DHT és d'un 5,68%. El tercer harmònic és de només 1.66% del principal. Ara bé, es pot apreciar que apareixen tots els harmònics imparells de valors comparables amb el tercer. Podríem dir que hem aconseguit un "spectrum spreading" del soroll de commutació, millorant el comportament segons la norma IEC 61000-3-2.

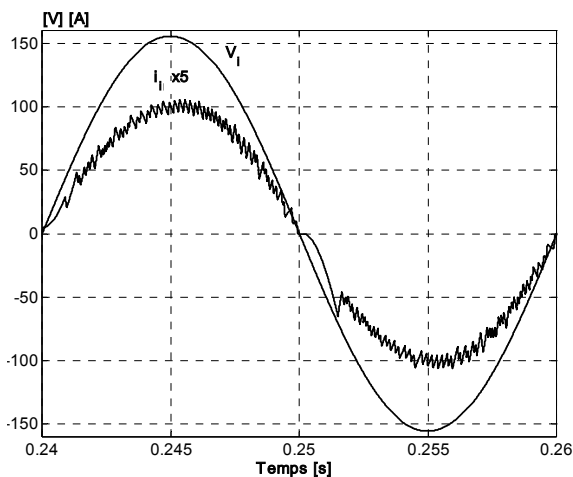


Figura 34. Tensió d'entrada  $v_i$  [V] i corrent d'entrada  $i_i$  [Ax5] en règim permanent. Freqüència de commutació  $f_s=20$  kHz.

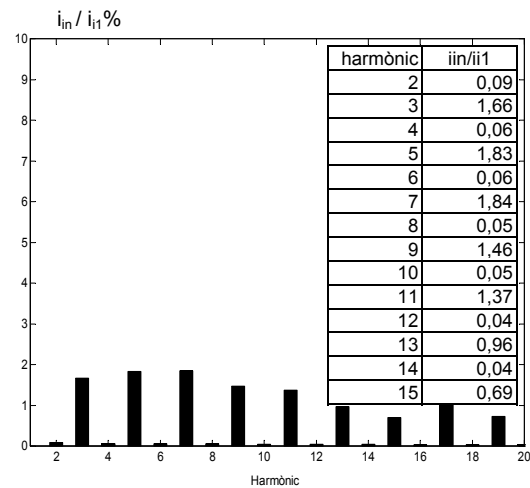


Figura 35. Harmònics del corrent d'entrada  $i_i$  en tant per cent respecte a l'harmònic principal DHT= 5,68%.  $f_s=20$  kHz.

La Figura 36 mostra el comportament del sistema en front al salt de càrrega, comparant-la amb la Figura 33 es pot veure que en quant a la tensió de sortida la baixa freqüència de commutació no influeix.

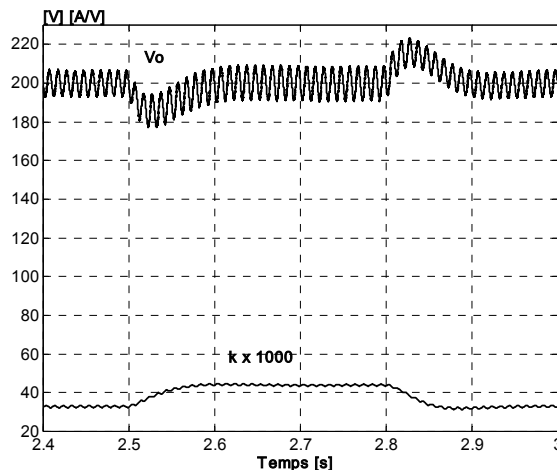


Figura 36. Tensió de sortida  $v_o$  [V] i variable de control  $k$  [mA/V] amb salt de càrrega de  $100 \Omega$  a  $75 \Omega$  i tornar a  $100 \Omega$ .

Com a conclusió, una vegada vistes les prestacions del control dissenyat, podríem dir que és interessant en quant a que linealitzava el comportament dinàmic de la tensió  $v_o$  fent-lo de segon ordre, ara bé el sistema és lent degut a que usem la integral de l'error  $v_o$  i la multipliquem per la mateixa variable  $v_o$ . Ara bé, la complexitat d'implementació d'aquest control fa gairebé imprescindible l'ús d'un DSP per a la seva realització digital.

## 4.2 RECTIFICADOR AMB CONTROL SIMPLIFICAT

Vegem ara un control per al rectificador que utilitza la hipòtesi quasi-estacionària. L'atractiu principal d'aquest control és la simplicitat en la seva implementació.

### 4.2.1 MODEL DEL RECTIFICADOR

Les equacions que descriuen el comportament del convertidor *boost* de la Figura 27, tal com hem vist abans, són les següents:

$$L \frac{di_L}{dt} = |v_i| - v_o \cdot u \quad (4-23)$$

$$C \frac{dv_o}{dt} = i_L \cdot u - \frac{v_o}{R_L} \quad (4-24)$$

on  $u$  és l'entrada de control, que pot prendre els següents valors:

$u = 1$  si l'interruptor  $S_1$  no condueix

$u = 0$  si l'interruptor  $S_1$  condueix

### 4.2.2 DISSENY DEL CONTROL LLISCANT DE CORRENT

L'objectiu del control és que es compleixi:

$$i_i = k \cdot |V_i| \quad (4-25)$$

Per assolir la igualtat de l'equació (4-25), però sense usar multiplicadors, podem considerar l'aproximació d'estat estacionari, on la relació entre tensió d'entrada i tensió de sortida d'un *boost* és:

$$\frac{v_o}{|v_i|} \approx \frac{1}{\langle u \rangle} \quad (4-26)$$

on  $\langle u \rangle$  és el valor mitjà de la variable de control  $u$  durant un període de commutació.

Substituint (4-26) a (4-25), i sabent que  $|i_i| = i_L$ , obtenim el nou objectiu de control:

$$i_L \approx k \cdot v_o \cdot \langle u \rangle \quad (4-27)$$

i tenint en compte que  $i_L$  i el factor  $k \cdot v_o$  són gairebé constants durant un període de commutació, la relació (4-27) es pot aproximar per:

$$\langle i_L - k' \cdot u \rangle \approx 0 \quad ; \quad k' = k \cdot v_o \quad (4-28)$$

i ja tenim la nova variable de control  $k'$  que s'utilitzarà per a regular la tensió de sortida.

Per assolir l'objectiu del rectificador, l'expressió (4-28) s'ha de satisfer quan s'arriba al règim lliscant, i identificant-la amb  $s=0$  deduïm la superfície de lliscament:

$$s = \langle i_L - k' \cdot u \rangle \quad (4-29)$$

i tenint en compte la condició d'assoliment  $\dot{s} \cdot s < 0$  deduïm la llei de control:

$$u = \begin{cases} 1 & \text{quan } s \cdot \text{sgn}(v_s) > 0 \\ 0 & \text{quan } s \cdot \text{sgn}(v_s) < 0 \end{cases} \quad (4-30)$$

### 4.2.3 DISSENY DEL LLAÇ DE TENSIO

La magnitud del factor d'escala  $k'$  de (4-29) s'ha de controlar de manera que l'energia que absorbeix el rectificador sigui igual a l'energia lliurada a la càrrega. En aquest cas proposem el control simple proporcional integral (PI) [Krein98]. L'entrada del control PI és la diferència entre el valor mitjà de la tensió del condensador del filtre  $\langle v_o \rangle$  i la tensió constant de referència que es desitja  $v_{o\_ref}$ , assumint sempre que  $v_o > |v_i|$ , doncs es tracta d'un convertidor *boost*:

$$k' = k_p (\langle v_o \rangle - v_{o\_ref}) + k_i \int (\langle v_o \rangle - v_{o\_ref}) d\tau \quad (4-31)$$

El valor mitjà de la tensió del condensador de sortida s'obté mitjançant un filtre RC de primer ordre.

#### 4.2.4 VERIFICACIÓ DEL CONTROL

Per verificar l'estratègia de control proposada s'han realitzat diferents simulacions del sistema, utilitzant els valors de components i paràmetres de control mostrats a la següent taula:

Taula 9

Paràmetre	Valor
$v_i$	$155 \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot t)$ V
$L$	100 $\mu$ H
$C$	500 $\mu$ F
$R_L$ nominal	25 $\Omega$
$v_{o\_ref}$	200 V
$k_p$	.015
$k_i$	50
$f_s$ , freqüència de commutació	100 kHz
$f_c$ , freqüència de tall filtre $\langle i_L - k'u \rangle$	586 Hz
$f_c$ , freqüència de tall filtre d' $v_o$	100 Hz

La Figura 37 mostra el diagrama de blocs del controlador lliscant del rectificador.

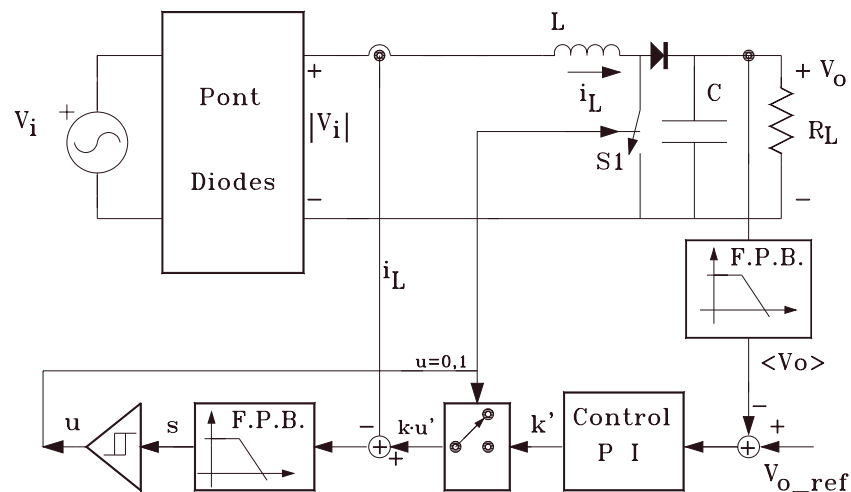


Figura 37. Diagrama de blocs del controlador lliscant del rectificador.

La Figura 38 mostra la tensió de xarxa  $v_i$  i el corrent de xarxa  $i_i$  alimentant la càrrega nominal en estat estacionari. El seguiment de la tensió de xarxa per part del corrent de xarxa és molt bo, produint-se només una petita distorsió de corrent durant els pics de la tensió d'entrada. La Figura 39 mostra el contingut harmònic del corrent  $i_i$  en tant per cent respecte de l'harmònic fonamental a 50 Hz. Els harmònics imparells fins al 15<sup>e</sup> són superiors a l'1% del principal, ara bé la distorsió harmònica total (DHT) és del 4.95%. Vista la DHT i el valor dels harmònics principals, podem dir que el rectificador compleix perfectament les normes IEC 1000-3-2 i IEC 61000-3-2 [IEEE95] [IEEE00].



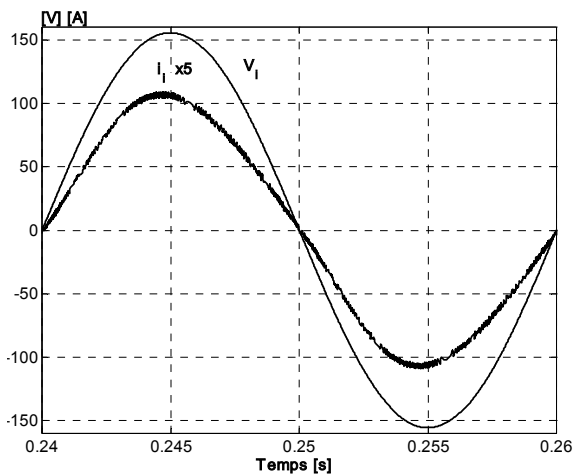


Figura 38. Tensió d'entrada  $v_i$  [V] i corrent d'entrada  $i_i$  [Ax5] en règim permanent.

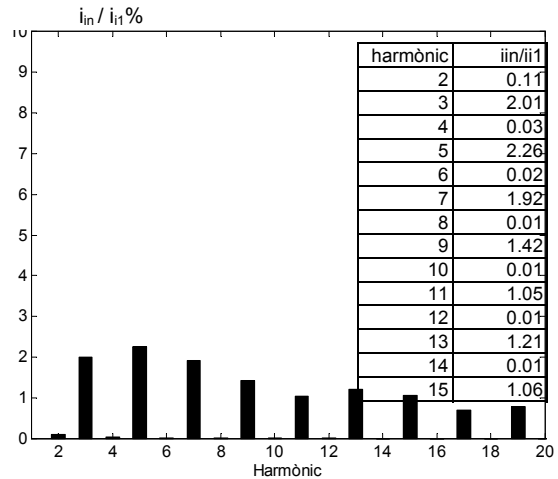


Figura 39. Harmònics del corrent d'entrada  $i_i$  en tant per cent respecte a l'harmònic principal, DHT= 4.95%.

La Figura 40 mostra el comportament de la tensió de sortida  $v_o$  [V] i la variable de control  $k'$  [mA/V] en front a un salt de càrrega de  $100 \Omega$  a  $75 \Omega$  i tornar a  $100 \Omega$ . Tal com pot observar-se el sistema es regula perfectament.

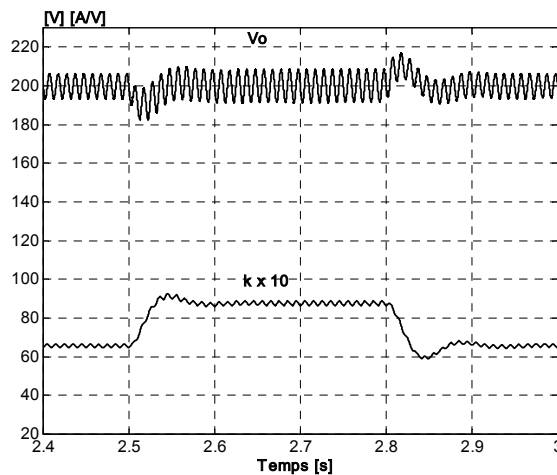


Figura 40. Tensió de sortida  $v_o$  [V] i variable de control  $k'$  [mA/V] amb salt de càrrega de  $100 \Omega$  a  $75 \Omega$  i tornar a  $100 \Omega$ .

#### 4.2.5 VERIFICACIÓ DEL CONTROL A BAIXA FREQÜÈNCIA

En les simulacions de l'apartat anterior s'ha considerat una freqüència de commutació elevada per simular el comportament del control. Per tal d'implementar el sistema utilitzant un DSP i IGBTs s'ha simulat el disseny amb una freqüència de commutació de 20 kHz. La bobina de sortida s'ha hagut de pujar de  $100 \mu\text{H}$  fins a  $4000 \mu\text{H}$  de manera que mantingués el nivell de corrent adequat durant tot el temps de càlcul. Els altres paràmetres de simulació s'han deixat igual.

Taula 10

Paràmetre	Valor
$v_i$	$155 \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot t)$ V
$L$	4000 $\mu$ H
$C$	500 $\mu$ F
$R_L$ nominal	25 $\Omega$
$V_{o\_ref}$	200 V
$k_i$	50
$k_p$	0.015
$f_c$ , freqüència de tall filtre <EU>	586 Hz
$f_s$ , freqüència de commutació	20 kHz

La Figura 41 mostra la tensió de xarxa  $v_i$  i el corrent que subministra aquesta  $i_i$  alimentant la càrrega nominal de 25  $\Omega$  en estat estacionari. La Figura 42 mostra el contingut harmònic del corrent  $i_i$  en tant per cent respecte de l'harmònic fonamental a 50 Hz. En aquest cas la DHT és d'un 6.56%. Segons la norma IEC 61000-3-2 el tercer harmònic per un equip de classe A (per exemple un carregador de bateries d'un SAI) pot tenir com a màxim 2.3 A (Taula 6). En el nostre cas, l'harmònic principal (a 50 Hz) és de 14 A, per tant no superem els límits. En els següents harmònics tampoc se superen.

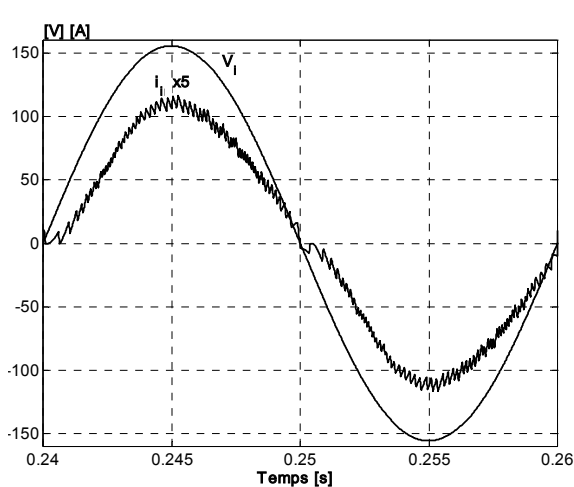


Figura 41. Tensió d'entrada  $v_i$  [V] i corrent d'entrada  $i_i$  [Ax5] en règim permanent. Freqüència de commutació  $f_s = 20$  kHz.

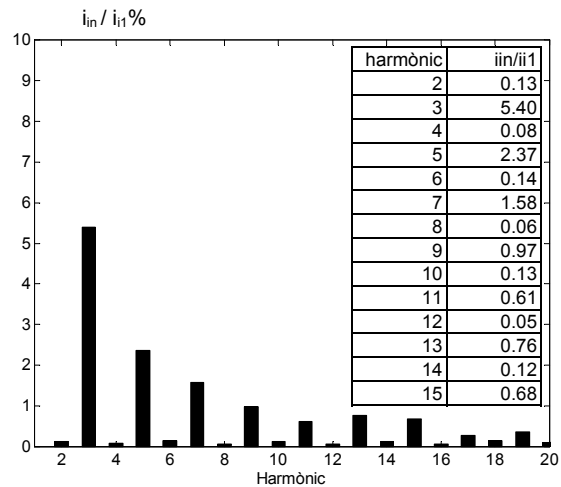


Figura 42. Harmònics del corrent d'entrada  $i_i$  en tant per cent respecte a l'harmònic principal DHT= 6.56%.  $f_s = 20$  kHz.

La resposta al salt de càrrega és molt semblant al cas en el que treballem a alta freqüència.

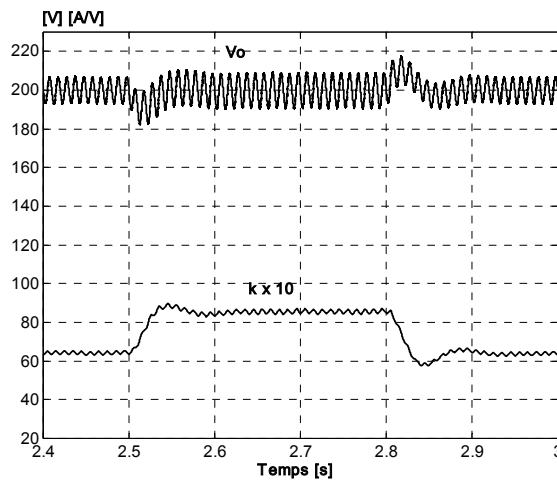


Figura 43. Tensió de sortida  $v_o$  [V] i variable de control  $k'$  [mA/V] amb salt de càrrega de  $100 \Omega$  a  $75 \Omega$  i tornar a  $100 \Omega$ .

Com a conclusió podríem dir que el control dissenyat presenta una bona resposta en quant al seguiment de la tensió de xarxa, amb un control de corrent simplificat.

### 4.3 COMPARACIÓ AMB UN CONTROL LINEAL

Per tal de comparar les prestacions dels dos controls per a rectificadors que hem proposat s'ha simulat també un control lineal, el típic per corrent amb multiplicador i sortida per modulació de polsos PWM [Kazerani91] [Krein98].

$$v_{error} = k_p(i_{L\_ref} - i_L) + k_i \int (i_{L\_ref} - i_L) \quad (4-32)$$

$$on \quad i_{L\_ref} = \left( k_{pv}(v_{o\_ref} - \langle v_o \rangle) + k_{iv} \int (v_{o\_ref} - \langle v_o \rangle) \right) \cdot |v_i| \quad (4-33)$$

La simulació s'ha fet directament a una freqüència de commutació de 20 kHz. Els altres paràmetres del control lineal són:

Taula 11

Paràmetre	Valor
$v_i$	$155 \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot t)$ V
$L$	4000 $\mu$ H
$C$	500 $\mu$ F
$R_L$ nominal	25 $\Omega$
$v_{o\_ref}$	200 V
$k_i$	10
$k_p$	.1
$k_{iv}$	50
$k_{pv}$	0.015
$f_c$ , freqüència de tall filtre d' $v_o$	100 Hz
$f_s$ , freqüència de commutació	20 kHz

La Figura 44 mostra la tensió de xarxa  $v_i$  i el corrent que subministra aquesta  $i_i$  alimentant la càrrega nominal en estat estacionari. Es pot apreciar la pèrdua de

seguiment típica del pas per zero de la tensió de xarxa. La Figura 45 mostra el contingut harmònic del corrent  $i_i$  en tant per cent respecte de l'harmònic fonamental a 50 Hz. En aquest cas la DHT és d'un 9.1%. Es pot veure clarament la pèrdua de seguiment deguda al pas per zero. Estudiant el contingut harmònic del corrent d'entrada veiem que també es compleix la norma IEC 61000-3-2.

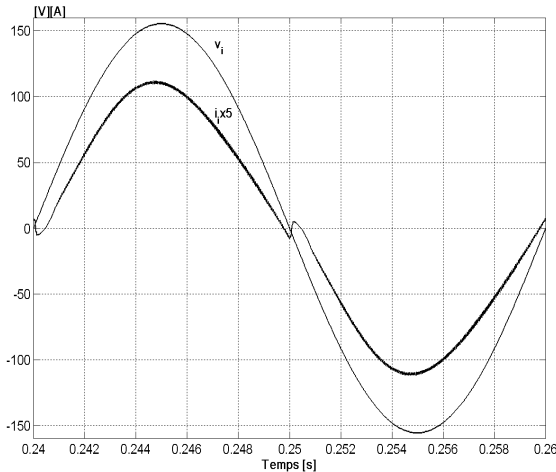


Figura 44. Tensió d'entrada  $v_i$  [V] i corrent d'entrada  $i_i$  [Ax5] en règim permanent. Freqüència de commutació  $f_s = 20$  kHz.

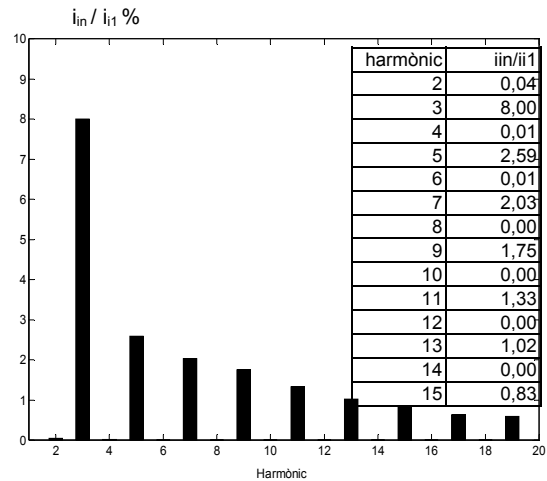


Figura 45. Harmònics del corrent d'entrada  $i_i$  en tant per cent respecte a l'harmònic principal DHT= 9.1%.  $f_s = 20$  kHz.

La resposta al salt de càrrega es mostra a la Figura 46.

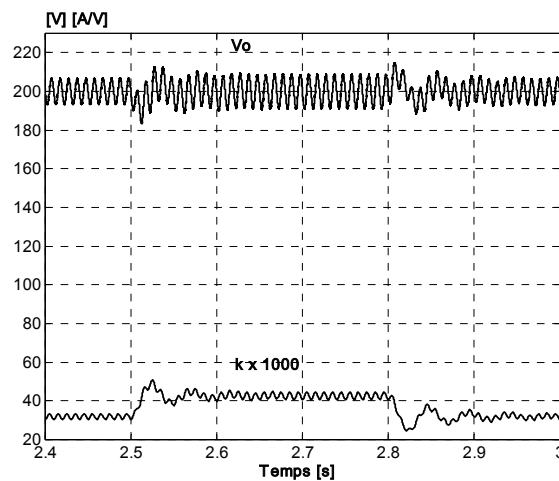


Figura 46. Tensió de sortida  $v_o$  [V] i variable de control  $k$  [mA/V] amb salt de càrrega de  $100 \Omega$  a  $75 \Omega$  i tornar a  $100 \Omega$ .

En el següent apartat realitzarem una comparació entre els dos controls proposats i el control lineal.

Vegem ara una taula comparativa dels tres controls analitzats, els dos proposats i el de referència. La primera columna indica el tipus de control del rectificador; la segona indica el nombre de variables que s'han de sensar; la tercera indica la complexitat de càlcul del control; la quarta indica la distorsió harmònica total obtinguda per simulació a una freqüència de commutació de 20

kHz; la quarta, cinquena i sisena indiquen el valor percentual del tercer, cinquè i setè harmònic de corrent respectivament, respecte de l'harmònic a freqüència fonamental, i també el seu valor en Arms.

Taula 12, Comparativa entre controls per al rectificador

control	variables sensades	complexitat del càlcul <sup>+</sup>	distorsió harmònica a $f_s=20$ kHz						
			DHT	3 <sup>er</sup> harm		5 <sup>er</sup> harm		7 <sup>e</sup> harm	
				%1 <sup>er</sup>	Arms	%1 <sup>er</sup>	Arms	%1 <sup>er</sup>	Arms
lliscant	$\langle V_O \rangle, I_L,  V_I $	$\int \int **$	5.68	1.66	0.23	1.83	0.25	1.84	0.26
$\langle i_L - ku \rangle$	$\langle V_O \rangle, I_L$	$\int$	6.56	5.4	0.75	3.37	0.47	2.17	0.30
lineal	$\langle V_O \rangle, I_L,  V_I $	$\int \int *$	9.1	8	1.1	2.59	0.36	2.03	0.28

\*nota:  $\int \equiv \text{integral}$  ;  $*$   $\equiv \text{producte}$

Estudiant la Taula 12 es pot deduir que el control més simple en quant a complexitat de càlcul i variables sensades proporciona un bon espectre del corrent d'entrada, complint perfectament normatives. El seu punt fort és que no necessitem utilitzar multiplicador per efectuar el seguiment. El control lliscant és el que presenta una menor distorsió harmònica i podríem dir que realitza una dispersió del soroll per tot l'espectre (*spectrum spreading* en terminologia de processat de senyal), obtenint uns harmònics principals molt reduïts, a costa, això sí de complicar el control amb dues multiplicacions en lloc d'una del control lineal. El control de referència té com a punt feble la distorsió deguda al pas per zero. Tots tres però compleixen normes.

#### 4.4 CONCLUSIONS

En aquest apartat s'han proposat dos procediments de control per rectificadors amb un elevat factor de potència. El primer control té com a objectiu linealitzar el comportament dinàmic de la tensió de sortida. Aquest control presenta una elevada complexitat de càlcul que fa imprescindible la seva implementació digital. El segon control s'ha desenvolupat suposant la hipòtesi d'estat quasi-estacionari i ens ha permès obtenir un control molt simple, amb fàcil implementació analògica. Els resultats de la comparativa d'aquests controls amb un de referència en la indústria proven la validesa dels mètodes proposats. El control lliscant proposat dona una distorsió harmònica comparable a l'obtinguda amb el control lineal, ara bé, mesurant els harmònics principals veiem que obtenim una reducció més apreciable dels 3<sup>er</sup>, 5<sup>e</sup>, 7<sup>e</sup> i 9<sup>e</sup> amb el nostre control que amb el lineal. El control simplificat proposat dona prou bons resultats, pitjors que el control lineal però amb una implementació física molt simple.

Com a conclusió i en quant a la dificultat de disseny, els controls dissenyats, a diferència d'altres alternatives, permeten un disseny ordenat dels llaços de control que apareixen en aquest tipus d'estructures de conversió.



# CAPÍTOL 5

---

---

## 5. INVERSORS

En aquest capítol presentem dos controls per a un inversor CC/CA basats en la topologia *buck*. Aquesta topologia, tal com s'ha deduït al capítol 3, es mostra molt apta per al disseny de controls no lineals degut a que és de fase mínima, i per tant l'ordre del sistema coincideix amb el grau relatiu d'aquest. Així doncs es podrà utilitzar directament la descripció bilineal del sistema per al disseny.

### 5.1 CONTROL NO LINEAL D'UN INVERSOR

Per tal de millorar el control proposat en l'apartat 3.4, "Linealització per realimentació de convertidors CC/CC i CC/CA", i de retruc fer-lo apte per al seguiment de senyal ens basarem en la metodologia descrita a [Slotine91] sobre linealització per realimentació.

#### 5.1.1 MODEL DE L'INVERSOR

La Figura 47 mostra el model de l'inversor basat en la topologia *buck* utilitzat. En aquest cas, l'objectiu de control és obtenir una tensió  $v_{o\_ref}$ , variable en el temps, a la sortida  $v_o$ . Per tal de deduir el control d'aquest sistema utilitzarem primer la teoria bàsica de la linealització per realimentació i seguidament aplicarem la metodologia descrita en 3.2.2 "La teoria de la linealització per realimentació".

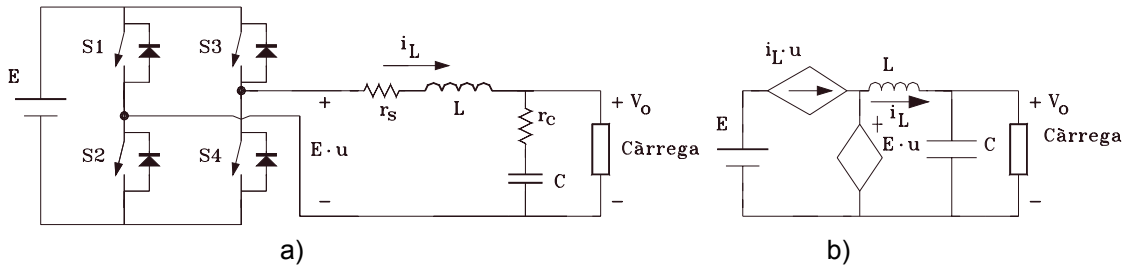


Figura 47. a) Model simplificat de l'inversor. b) Circuit equivalent.

Observant el circuit equivalent mostrat a la figura pot deduir-se el model bilineal d'aquesta estructura de conversió, que per al cas de components ideals i una càrrega resistiva pura  $R_L$  presenta la forma:

$$L \frac{di_L}{dt} = Eu - v_o \quad (5-1)$$

$$C \frac{dv_o}{dt} = i_L - \frac{v_o}{R_L} \quad (5-2)$$

on  $u$  és l'entrada de control, que pot prendre els següents valors:

$u = 1$  si els interruptors  $S_2$  i  $S_3$  condueixen

$u = -1$  si els interruptors  $S_1$  i  $S_4$  condueixen

### 5.1.2 DEFINICIÓ DEL CONTROL

Utilitzant (5-1) i prenent la derivada de (5-2), obtenim:

$$LC \cdot \frac{d^2 V_o}{dt^2} + \frac{L}{R_L} \cdot \frac{dV_o}{dt} + V_o = E \cdot u \quad (5-3)$$

Aleshores la dinàmica mitja de la tensió de sortida es pot expressar com:

$$LC \cdot \frac{d^2 \langle V_o \rangle}{dt^2} + \frac{L}{R_L} \cdot \frac{d \langle V_o \rangle}{dt} + \langle V_o \rangle = \langle E \cdot u \rangle \quad (5-4)$$

Per aconseguir una regulació de la tensió de sortida  $v_o$ , i a la vegada, una dinàmica lineal, el terme no lineal de (5-4) pot identificar-se com [Miret02]:

$$\langle E \cdot u \rangle = k_i \cdot \int (\langle v_{o\_ref} \rangle - \langle v_o \rangle) dt + k_d \cdot \frac{d(\langle v_{o\_ref} \rangle - \langle v_o \rangle)}{dt} + k_p \cdot \langle v_{o\_ref} \rangle - (k_p + 1) \cdot \langle v_o \rangle \quad (5-5)$$

Tal com s'aprecia a l'equació (5-5) només ens caldrà prendre dues mesures de tensió  $v_o$  i  $\langle E \cdot u \rangle$ , i  $v_{o\_ref}$  és la tensió de referència variable en el temps. En conseqüència, la dinàmica de la tensió de sortida en llaç tancat vindrà donada per la següent equació diferencial lineal:

$$LC \frac{d^3 \langle v_o \rangle}{dt^3} + \left( \frac{L}{R_L} + k_d \right) \frac{d^2 \langle v_o \rangle}{dt^2} + k_p \frac{d \langle v_o \rangle}{dt} + k_i \langle v_o \rangle = k_d \frac{d^2 \langle v_{o\_ref} \rangle}{dt^2} + k_p \frac{d \langle v_{o\_ref} \rangle}{dt} + K_i \langle v_{o\_ref} \rangle \quad (5-6)$$

Observis com en aquest cas s'obté una dinàmica de tercer ordre i, a més a més, es disposa de tres coeficients de control  $k_p$ ,  $k_d$  i  $k_i$ , que permeten ubicar convenientment els pols del sistema, per aconseguir les especificacions



transitòries desitjades. Per obtenir una dinàmica de sortida insensible a la resistència de càrrega ha de complir-se la següent desigualtat:

$$\frac{L}{R_L} \ll k_d \tag{5-7}$$

La determinació dels altres dos paràmetres es farà tenint en compte el diagrama pol zero del sistema i les característiques dels transitoris i velocitat de resposta desitjada.

Observant l'equació (5-6) veiem que es tracta d'una equació diferencial estable, sempre que les constants de control siguin positives, i que en estat estacionari convergeix a  $v_o = v_{o\_ref}$ .

La Figura 48 mostra el diagrama de blocs del control que es proposa. Aquest controlador implementa l'equació (5-5), incloent el terme no lineal  $\langle E \cdot u \rangle$ , que es pot obtenir sensant la tensió a la sortida del pont d'interruptors i utilitzant un filtre passa baixos. Aquest filtre ha de ser dissenyat acuradament per obtenir el valor promitjat sense canviar el comportament dinàmic del sistema. La llei de control es realitza mitjançant un circuit PWM [Bühler86].

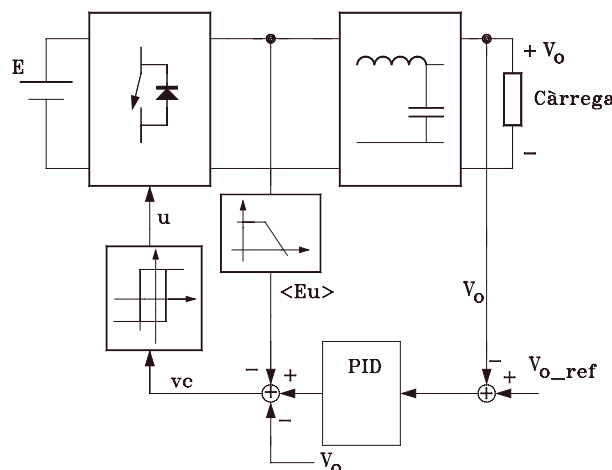


Figura 48. Diagrama de blocs del controlador no lineal aplicat a un convertidor buck.

Per tal d'estudiar l'efecte del filtre en la dinàmica del sistema, es considera que el valor mitjà del producte  $Eu$  es realitza mitjançant un filtre passa baixos de primer ordre:

$$H_{LPF}(s) = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \tag{5-8}$$

Aleshores s'obté la dinàmica en llaç tancat de la tensió de sortida, tenint en compte l'efecte del filtre:

$$\left( LC + \frac{k_d}{\omega_c} \right) \frac{d^3 \langle v_o \rangle}{dt^3} + \left( \frac{L}{R} + k_d + \frac{k_p}{\omega_c} \right) \frac{d^2 \langle v_o \rangle}{dt^2} + \left( 1 + k_p + \frac{k_i}{\omega_c} \right) \frac{d \langle v_o \rangle}{dt} + k_i \langle v_o \rangle = k_i v_{o\_ref} \tag{5-9}$$

D'aquesta equació diferencial es desprèn que la dinàmica estarà menys influenciada pel filtre quant més elevada sigui la seva freqüència de tall, amb una cota màxima limitada per la freqüència de commutació.

### 5.1.3 VERIFICACIÓ DEL CONTROL

Per a la simulació del sistema usem els paràmetres de la següent taula:

Taula 13

Paràmetre	Valor
$E$	170 V
$L$	650 $\mu$ H
$r_s$	0.5 $\Omega$
$C$	100 $\mu$ F
$R_L$ nominal	10 $\Omega$
$v_{o\_ref}$	100 $\sin(2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot t)$ V
$k_i$	$15 \cdot 10^3$
$k_d$	$50 \cdot 10^{-6}$
$k_p$	10
$f_c$ , freqüència de tall filtre $\langle E \cdot u \rangle$	1.5 kHz
$f_s$ màxima	200 kHz

Els coeficients  $k_p$ ,  $k_i$  i  $k_d$  s'han ajustat per tal de garantir l'estabilitat i una bona resposta transitària de la dinàmica de sortida del sistema en llaç tancat. El coeficient  $k_d$  s'escull per tal que verifiqui (5-7) i es faci insensible el voltatge de sortida respecte del valor de la càrrega  $R_L$ . La freqüència màxima de commutació s'ha establert en 200 kHz.

La Figura 49 mostra el diagrama pol-zero del sistema en llaç tancat, equació (5-6) una vegada aplicat el control no lineal. Tal com es pot apreciar, els tres pols del sistema estan al semiplà esquerre, garantint l'estabilitat del sistema. A més a més la seva proximitat a l'eix imaginari ens dóna una molt bona resposta transitària, d'alta velocitat i poc sobreimpuls.

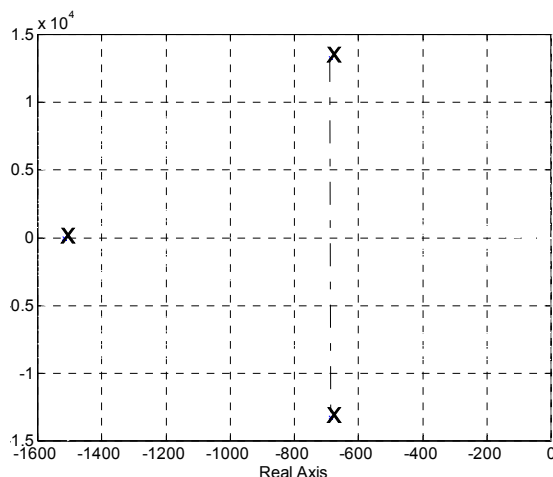


Figura 49. Localització dels pols del sistema en llaç tancat.

La Figura 50 mostra la simulació de l'inversor alimentant la càrrega resistiva nominal. Es pot apreciar que el seguiment de  $v_o$  respecte de  $v_{o\_ref}$  és molt acurat, degut al terme integral de l'error.

Per veure el comportament del seguiment en el cas de diferents càrregues s'ha simulat un salt de càrrega des de  $R_L$  nominal fins a un 50% d' $R_L$ . A la Figura 51

es pot veure que el comportament del sistema és independent de la càrrega, gràcies que hem escollit un valor de  $k_d$  que compleix l'equació (5-7).

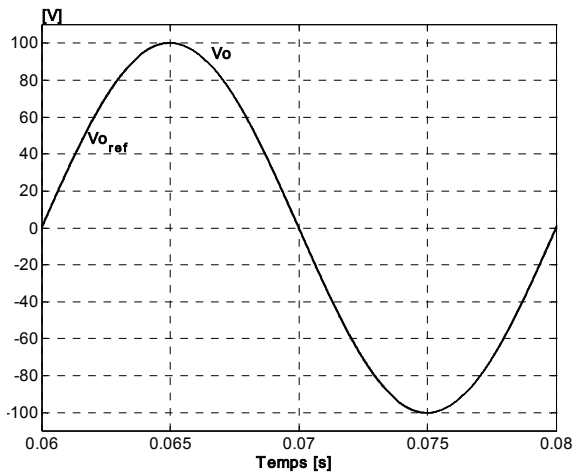


Figura 50. Tensió de sortida i tensió de referència amb càrrega resistiva nominal.

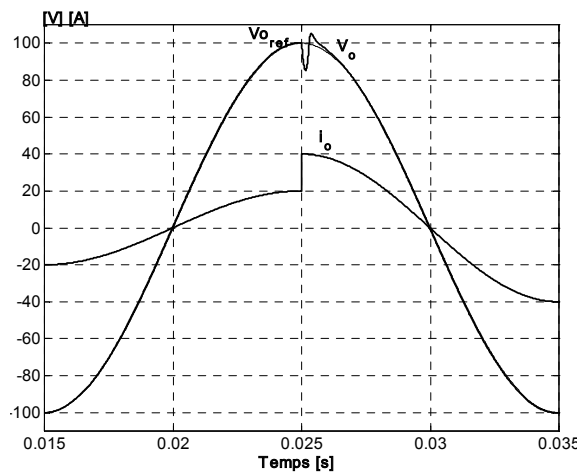


Figura 51. Tensió  $v_o$ , tensió  $v_{o\_ref}$  i corrent  $i_o$  amb salt de càrrega de  $R_L=5\Omega$  a  $R_L = 2.5 \Omega$ .

El desfasament entre la tensió  $v_o$  i la tensió de referència  $v_{o\_ref}$  és de tant sols  $0.61^\circ$

La Figura 52 mostra la simulació de l'arrencada del sistema que passa de treballar en buit a treballar a càrrega nominal per  $t = 0.025$  segons.

Per veure la resposta a canvis en la tensió contínua d'entrada  $E$  s'ha realitzat un salt de tensió del 30% respecte de la nominal, la Figura 53 mostra la resposta, podent-se comprovar que és perfectament immune a aquesta perturbació.

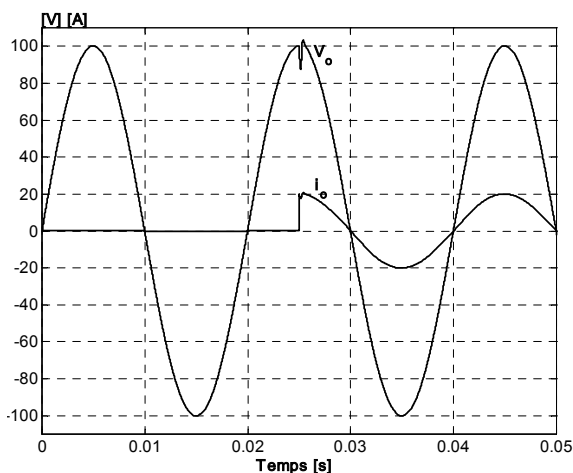


Figura 52. Tensió  $v_o$  i corrent de càrrega  $i_o$  durant la connexió.

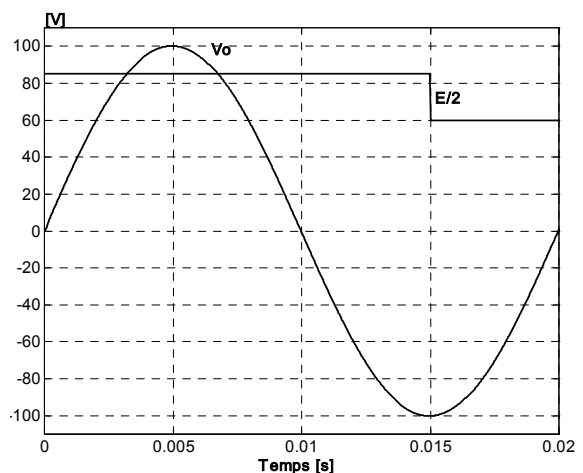


Figura 53. Tensió de sortida quan es produeix un salt en la tensió d'entrada del 30% amb càrrega resistiva nominal.

Per verificar el sistema treballant amb una càrrega no lineal s'ha simulat amb un rectificador d'ona completa que produeix un corrent amb un factor de cresta 3, Figura 54 i Figura 55. El sistema respon perfectament a aquesta càrrega amb un petit error en règim estacionari durant els pics de tensió.

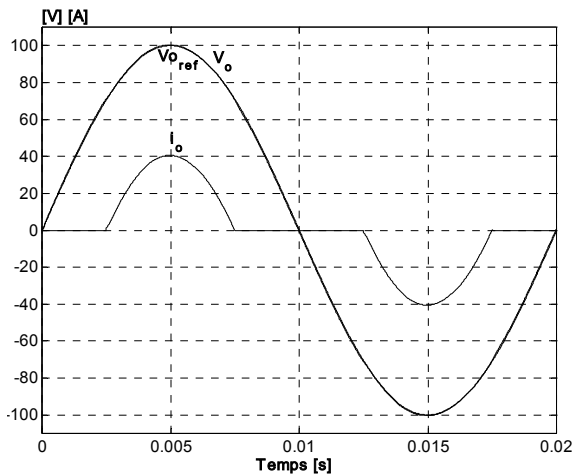


Figura 54. Tensió de sortida i corrent de la càrrega no lineal.

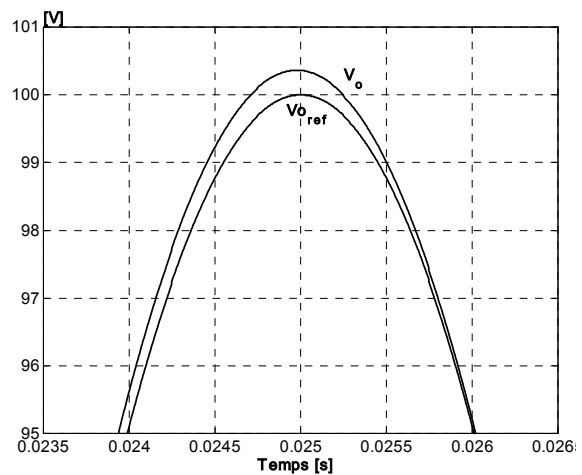


Figura 55. Detall de la tensió de sortida en el cas de càrrega no lineal.

## 5.2 CONTROL LLISCANT DE L'INVERSOR

Amb l'objectiu d'il·lustrar la metodologia proposada en l'apartat 3 "Control en mode lliscant", a continuació es mostra el disseny del controlador per a un inversor com el de la Figura 47. La metodologia de disseny es basa en el model bilineal del convertidor, a partir del qual es dedueix l'algorisme de control, imposant la dinàmica lineal desitjada a la tensió de sortida.

Utilitzarem les equacions bilineals que descriuen el comportament de l'inversor descrit a l'apartat anterior, (5-1) i (5-2).

### 5.2.1 SUPERFÍCIE DE LLISCAMENT

Per aconseguir el seguiment de  $v_{o\_ref}(t)$  hem d'assignar una superfície de control en mode lliscant a l'entrada de control del sistema, de manera que es pugui imposar la dinàmica desitjada a la variable de sortida  $v_o(t)$ .

Escollim una superfície de lliscament tal que satisfaci la condició de transversalitat (3-9) i elimini l'error en règim estacionari de la tensió de sortida [Miret01]:

$$s(t) = k_i \int (v_{o\_ref} - v_o) d\tau - k_p \cdot v_o - i_L \quad (5-10)$$

El terme integral ens serveix per eliminar l'error en règim estacionari degut als elements paràsits dels components i a les no idealitats del sistema.

Quan el sistema llisqui el convertidor satisfarà la condició d'invariància (3-8) a la intersecció de la superfície,  $s = 0$  ;  $\dot{s} = 0$ .

Utilitzant (5-1) i (5-2), (5-10) i la condició d'invariància obtenim les equacions diferencials següents:

$$\frac{di_L}{dt} = -k_p \frac{dv_o}{dt} + k_i (v_{o\_ref} - v_o) \quad (5-11)$$

$$C \frac{dv_o}{dt} = i_L - \frac{v_o}{R} \quad (5-12)$$

que correspon a un sistema lineal de segon ordre. Aleshores en règim estacionari obtenim:

$$v_{o\_eq} = v_{o\_ref} \quad (5-13)$$

$$i_{Leq} = \frac{v_{o\_ref}}{R_L} \quad (5-14)$$

En règim lliscant es pot obtenir la dinàmica en llaç tancat del voltatge de sortida:

$$\frac{d^2 v_o}{dt^2} + \left( \frac{k_p}{C} + \frac{1}{C \cdot R_L} \right) \frac{dv_o}{dt} + \left( \frac{k_i}{C} \right) v_o = \left( \frac{k_i}{C} \right) v_{o\_ref} \quad (5-15)$$

Aquesta equació diferencial és estable si es compleixen les següents condicions:

$$k_i > 0 ; \left( \frac{k_p}{C} + \frac{1}{C R_L} \right) > 0 \quad (5-16)$$

i identificant (5-15) amb un sistema de segon ordre en el domini de Laplace:

$$s^2 + 2 \xi \omega_o s + \omega_o^2 = 0 \quad (5-17)$$

podrem trobar els paràmetres que condicionen el comportament en règim transitori de la sortida  $v_o$ :

$$\omega_o = \sqrt{\frac{k_i}{C}} ; \xi = \frac{\frac{k_p}{C} + \frac{1}{C R_L}}{2 \sqrt{\frac{k_i}{C}}} \quad (5-18)$$

Es pot apreciar perfectament que variant els paràmetres de control  $k_i$  i  $K_p$  podrem escollir la dinàmica desitjada de  $v_o$ , fent-la insensible a les variacions de càrrega  $R_L$ . Si es compleix la següent condició, aquest desacoblament serà efectiu:

$$k_p > \frac{1}{R_L} \quad (5-19)$$

Amb el sistema obtingut comprovarem si es compleixen les condicions d'invariància  $s(x) \cdot \dot{s}(x) < 0$ , i d'aquesta manera trobarem els dos valors de  $u$  que ho satisfan. Tenint que la derivada de la superfície:

$$\dot{s}(t) = k_i \cdot (v_{o\_ref} - v_o) - k_p \cdot \frac{dv_o}{dt} - \frac{di_L}{dt} \quad (5-20)$$

i substituint de l'equació bilineal:

$$\frac{di_L}{dt} = \frac{E \cdot u - v_o}{L} \quad (5-21)$$

aleshores hem de tenir en compte les dues condicions que es poden donar:

$$\text{si } s > 0 \Rightarrow \dot{s} < 0 \Rightarrow k_i \cdot (v_{o\_ref} - v_o) - k_p \cdot \frac{dv_o}{dt} - \frac{Eu^+ - v_o}{L} < 0 \quad (5-22)$$

$$\text{si } s < 0 \Rightarrow \dot{s} > 0 \Rightarrow -k_i \cdot (v_{o\_ref} - v_o + k_p \cdot \frac{dv_o}{dt} + \frac{Eu^- - v_o}{L}) < 0 \quad (5-23)$$

Sumant l'equació (5-22) amb l'equació (5-23) obtenim la relació que farà complir la condició d'invariància:

$$E \cdot [u^- + u^+] < 0 \quad (5-24)$$

i d'aquí obtenim els valors de  $u^-$  i  $u^+$ :

$$u^- = -1; u^+ = 1 \quad (5-25)$$

## 5.2.2 VERIFICACIÓ DEL CONTROL

Per verificar el funcionament del control desenvolupat, simularem el sistema mostrat a la Figura 56 amb els paràmetres de la taula següent:

Taula 14

Paràmetre	Valor
$E$	170 V
$L$	100 $\mu$ H
$r_s$	0.1 $\Omega$
$C$	560 $\mu$ F
$R_L$ nominal	5 $\Omega$
$v_{o\_ref}$	100 $\sin(2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot t)$ V
$k_p$	5
$k_i$	$8 \cdot 10^4$
$f_s$ màxima	200 kHz

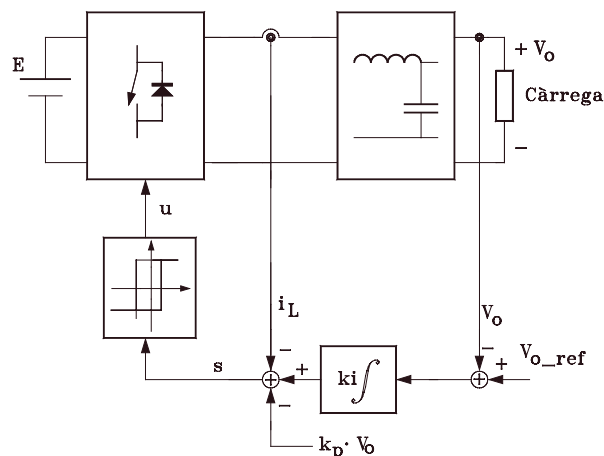


Figura 56. Control lliscant de l'inversor.

La freqüència màxima de commutació s'ha establert en 200 kHz.

La Figura 57 mostra el diagrama pol-zero del sistema en llaç tancat, equació(5-15), una vegada aplicat el control lliscant. Tal com es pot apreciar els pols del sistema estan al semiplà esquerre, garantint l'estabilitat del sistema. A més a més, la seva proximitat a l'eix imaginari ens dóna una molt bona resposta transitòria, d'alta velocitat i poc sobreimpuls.

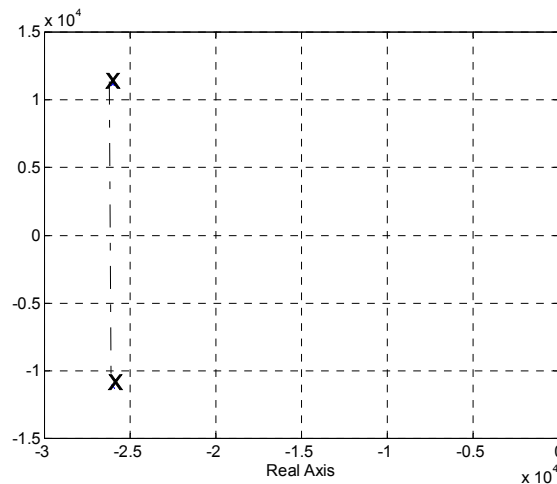


Figura 57. Localització dels pols del sistema enllaç tancat.

La Figura 58 mostra la simulació de l'inversor alimentant la càrrega resistiva nominal. Es pot apreciar que el seguiment de  $v_o$  respecte de  $v_{o\_ref}$  és molt bo. El desfasament entre la tensió  $v_o$  i la tensió de referència  $v_{o\_ref}$  és de  $1.2^\circ$ .

Per veure el comportament del sistema en el cas de diferents càrregues, s'ha simulat un salt de càrrega des de  $R_L$  nominal fins a un 50% d' $R_L$ . A la Figura 59 es pot veure que el comportament del sistema és independent de la càrrega, gràcies a que hem escollit un valor de  $k_p$  que compleix l'equació (5-19).

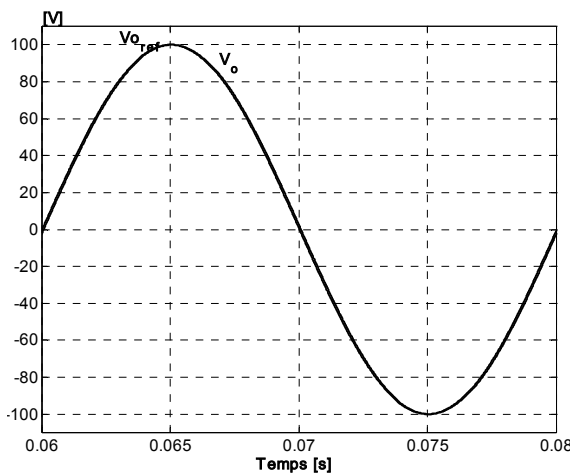


Figura 58. Tensió de sortida i tensió de referència amb càrrega resistiva nominal.

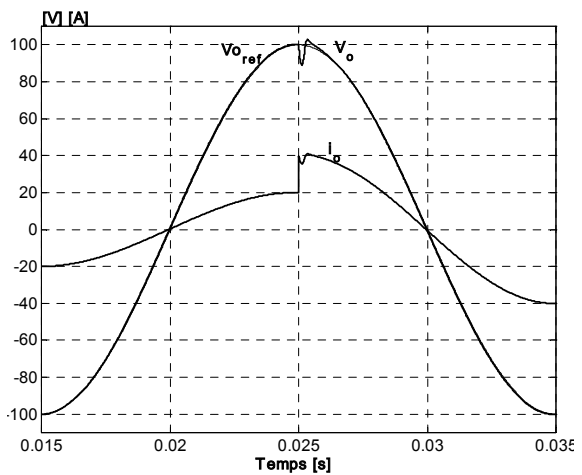


Figura 59. Tensió  $v_o$ , tensió  $v_{o\_ref}$  i corrent  $i_o$  amb salt de càrrega de  $R_L = 5\Omega$  a  $R_L = 2.5\Omega$ .

La Figura 60 mostra la simulació de l'arrencada del sistema que passa de treballar en buit a treballar a càrrega nominal per  $t = 0.025$  s. Per veure la resposta a pertorbacions en la tensió contínua d'entrada  $E$  s'ha realitzat un salt de tensió del 30% respecte de la nominal, la Figura 61 mostra la resposta, podent-se comprovar que és perfectament immune a aquesta pertorbació.

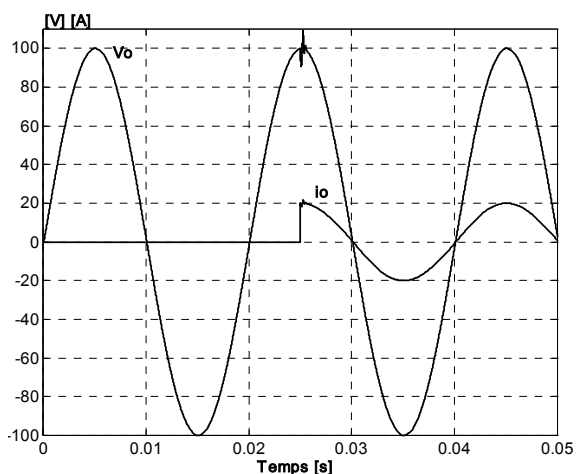


Figura 60. Tensió  $v_o$ , i corrent de càrrega  $i_o$  en la connexió.

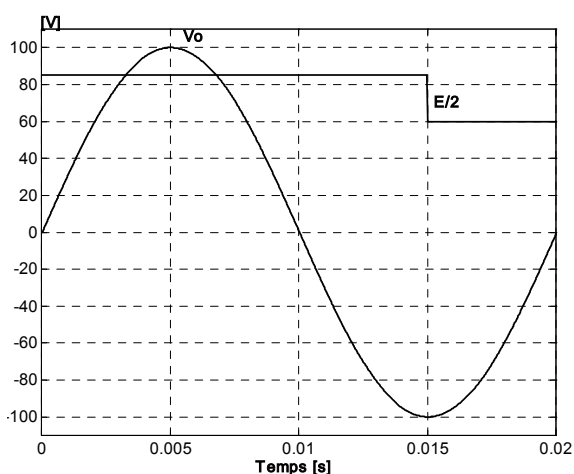


Figura 61. Tensió de sortida quan es produeix un salt en la tensió d'entrada del 30% amb càrrega resistiva nominal.

Per verificar el sistema treballant amb una càrrega no lineal, s'ha simulat amb un rectificador d'ona completa que produeix un corrent amb un factor de cresta 3, Figura 62 i Figura 63. El sistema respon perfectament a aquesta càrrega sense distorsió.

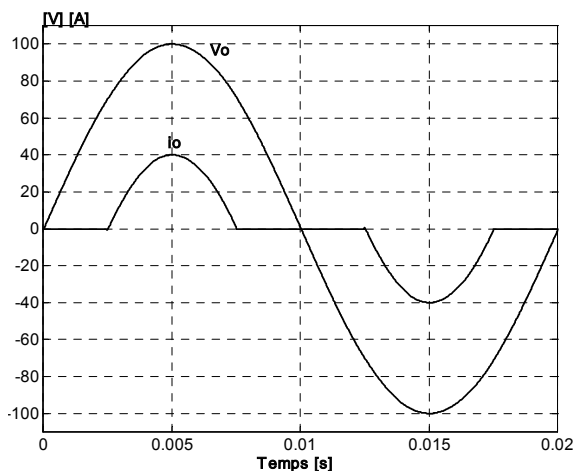


Figura 62. Tensió de sortida i corrent de la càrrega no lineal.

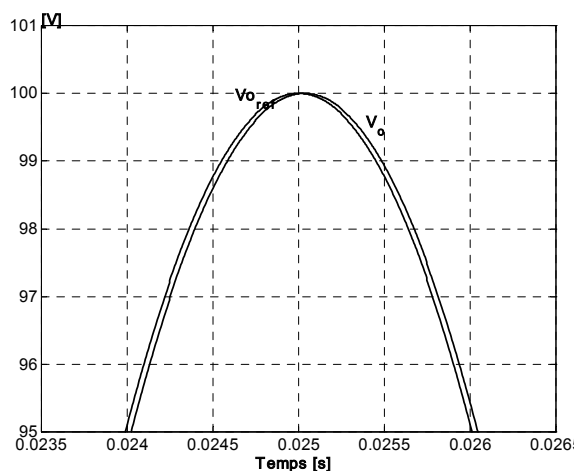


Figura 63. detall de la tensió de sortida amb càrrega no lineal.

### 5.3 COMPARACIÓ AMB CONTROLS LINEALS

Una vegada vistos tant el control lliscant com el control per realimentació, caldrà comparar les seves prestacions amb les dels controls lineals típics aplicats a la indústria.

El primer control que estudiarem serà el control en mode voltatge [Krein98], i seguidament el control en mode corrent [Fraser94].



### 5.3.1 CONTROL LINEAL EN MODE VOLTATGE

Utilitzarem un control típic PWM en mode voltatge definit per:

$$v_{error} = k_p(v_{o\_ref} - v_o) + k_i \int (v_{o\_ref} - v_o) + k_d \frac{d(v_{o\_ref} - v_o)}{dt} \tag{5-26}$$

on  $v_{error}$  serà comparada amb un senyal en dent de serra a 200 kHz i obtindrem el patró de commutació dels interruptors del pont.

Simularem el mateix sistema inversor que hem controlat en els dos apartats anteriors, amb els paràmetres mostrats a la taula següent:

Taula 15	
Paràmetre	Valor
$E$	170 V
$L$	100 $\mu$ H
$r_s$	0.1 $\Omega$
$C$	560 $\mu$ F
$R_L$ nominal	5 $\Omega$
$v_{o\_ref}$	100 $\sin(2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot t)$ V
$k_p$	7
$k_i$	$10 \cdot 10^3$
$k_d$	$9 \cdot 10^{-3}$
$f_s$ màxima	200 kHz

La Figura 64 mostra la simulació de l'inversor PWM alimentant la càrrega resistiva nominal, es pot apreciar que el seguiment de  $v_o$  respecte de  $v_{o\_ref}$  no és massa bo, arrossegant-se error des del pas per zero fins assolir el valor de pic. El desfasament no es pot mesurar ja que no és constant en tot el cicle.

Per veure el comportament del seguiment en el cas de diferents càrregues s'ha simulat un salt de càrrega des de  $R_L$  nominal fins a un 50% d' $R_L$ . A la Figura 65 es pot veure el comportament del sistema. El subimpuls és prou apreciable i la recuperació és molt lenta.

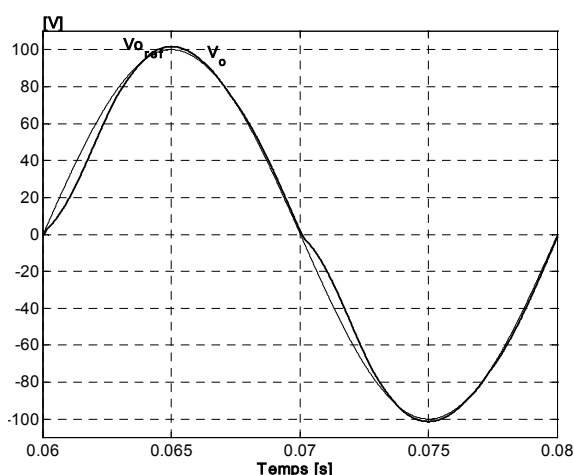


Figura 64. Tensió de sortida i tensió de referència amb càrrega resistiva nominal. Control per voltatge PWM.

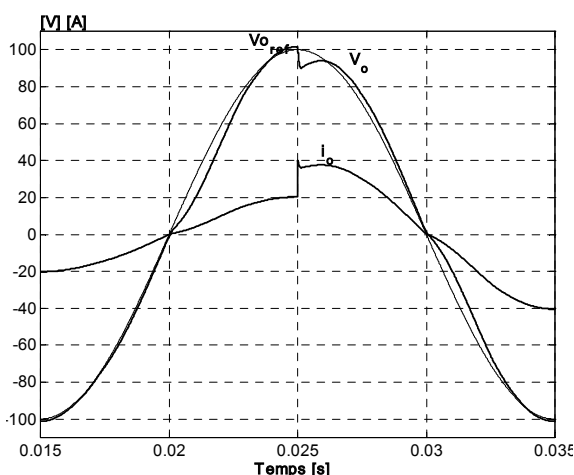


Figura 65. Tensió  $v_o$ , tensió  $v_{o\_ref}$  i corrent  $i_o$  amb salt de càrrega de  $R_L = 5 \Omega$  a  $R_L = 2.5 \Omega$ .

La Figura 66 mostra la simulació de l'arrencada del sistema quan passa de treballar en buit a treballar a càrrega nominal per  $t = 0.025$  segons. La pèrdua

de seguiment té una durada apreciable i la caiguda de tensió en el pic és elevada, d'uns 9 V.

Per veure la resposta a canvis en la tensió contínua d'entrada  $E$  s'ha realitzat un salt de tensió del 30% respecte de la nominal. La Figura 67 mostra la resposta, que no es veu afectada.

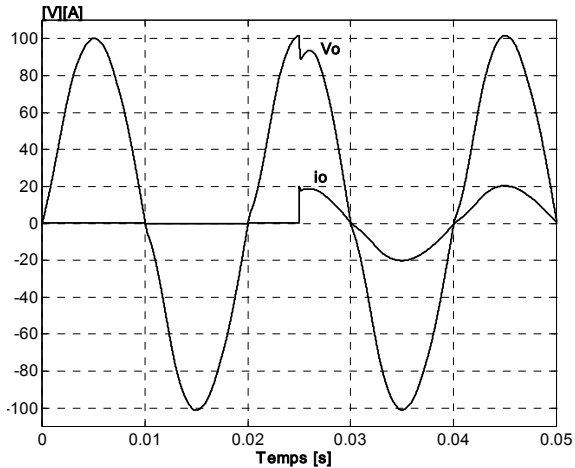


Figura 66. Tensió  $v_o$ , i corrent de càrrega  $i_o$  en la connexió. Control per voltatge PWM.

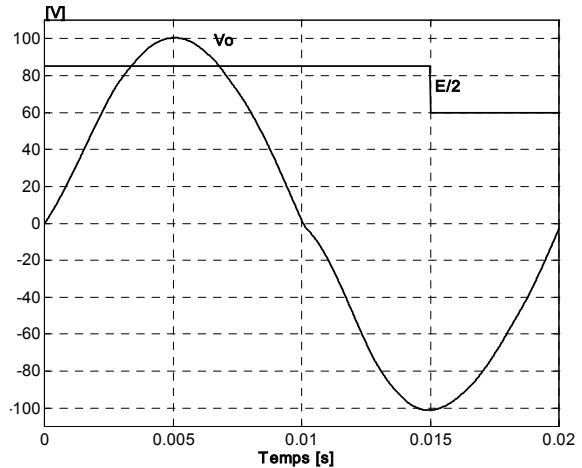


Figura 67. Tensió de sortida quan es produeix un salt en la tensió d'entrada del 30% amb càrrega resistiva. Control per voltatge PWM.

S'ha simulat el control PWM en voltatge alimentant un rectificador d'ona completa que produeix un corrent amb un factor de cresta 3, Figura 68 i Figura 69. El sistema no respon massa bé a aquesta càrrega.

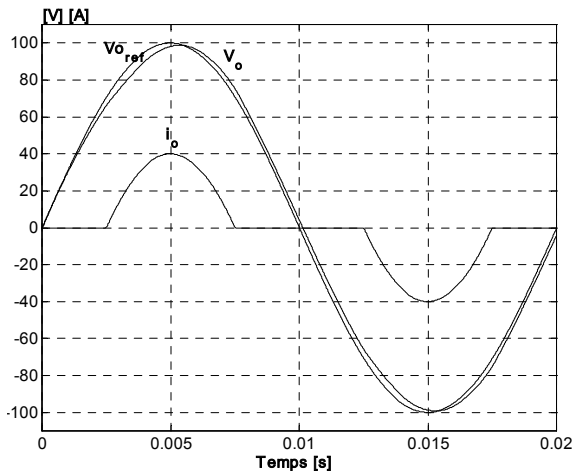


Figura 68. Tensió de sortida i corrent de la càrrega no lineal. Control per voltatge PWM.

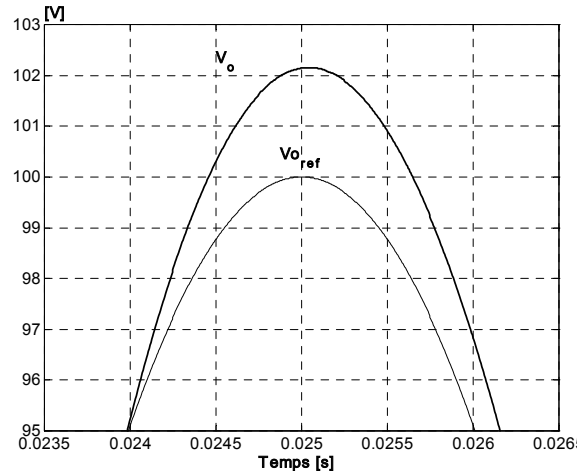


Figura 69. Detall de la tensió de sortida amb càrrega no lineal. Control per voltatge PWM.

### 5.3.2 CONTROL LINEAL EN MODE CORRENT PROMITJAT

El control en mode corrent millora les prestacions del control en mode voltatge, incorporant informació del corrent de l'inductor. S'utilitza el corrent de la bobina

d'entrada per detectar canvis a l'entrada, i sovint per controlar sobrecorrents d'entrada. El control típic PWM en mode corrent de dos llaços és definit per:

$$v_{error} = k_p(i_{L\_ref} - i_L) + k_i \int (i_{L\_ref} - i_L) \quad (5-27)$$

$$\text{on } i_{L\_ref} = k_{pv}(v_{o\_ref} - v_o) + k_{iv} \int (v_{o\_ref} - v_o) \quad (5-28)$$

on  $v_{error}$  serà comparada amb un senyal en dent de serra a 200 kHz i obtindrem el patró de commutació dels interruptors del pont.

Simularem el mateix sistema inversor que hem controlat en els dos apartats anteriors, amb els paràmetres mostrats a la taula següent:

Taula 16

Paràmetre	Valor
$E$	170 V
$L$	100 $\mu$ H
$r_s$	0.1 $\Omega$
$C$	560 $\mu$ F
$R_L$ nominal	5 $\Omega$
$v_{o\_ref}$	100 $\sin(2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot t)$ V
$k_p$	15
$k_i$	$15 \cdot 10^3$
$k_{pv}$	6
$k_{iv}$	$13 \cdot 10^3$
$f_s$ màxima	200 kHz

La Figura 70 mostra la simulació de l'inversor PWM alimentant la càrrega resistiva nominal, es pot apreciar que el seguiment de  $v_o$  respecte de  $v_{o\_ref}$  és molt bo. El desfasament entre la tensió  $v_o$  i la tensió de referència  $v_{o\_ref}$  és de tant sols 0.3°.

Per veure el comportament del seguiment en el cas de diferents càrregues s'ha simulat un salt de càrrega des de  $R_L$  nominal fins a un 50% d' $R_L$ . A la Figura 71 es pot veure el comportament del sistema. El sobreimpuls és petit i la recuperació és ràpida.

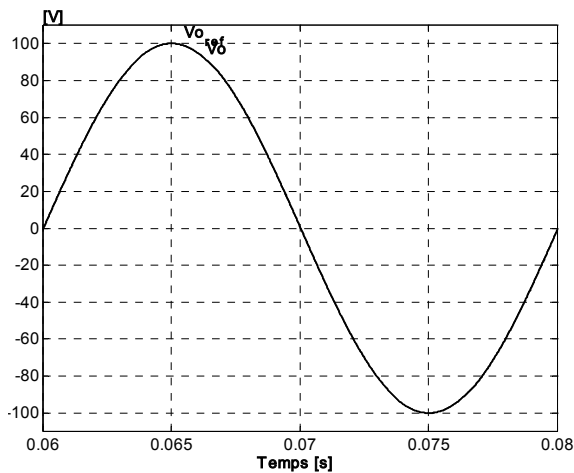


Figura 70. Tensió de sortida i tensió de referència amb càrrega resistiva nominal. Control per corrent PWM.

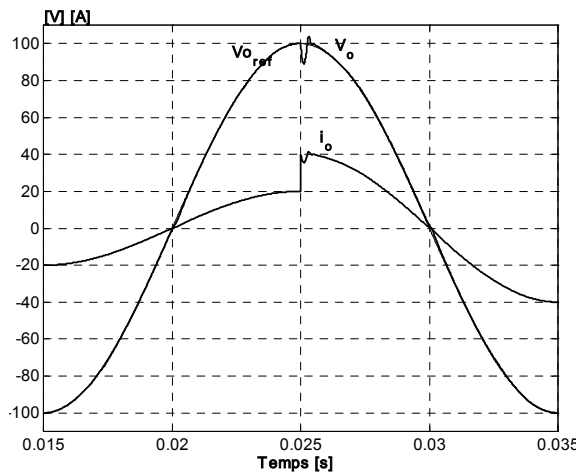


Figura 71. Tensió de sortida i tensió de referència amb càrrega resistiva nominal. Control per corrent PWM.

La Figura 72 mostra la simulació de l'arrencada del sistema que passa de treballar en buit a treballar a càrrega nominal per  $t = 0.025$  s. La pèrdua de seguiment té una durada molt elevada i la caiguda de tensió en el pic és massa gran.

Per veure la resposta a canvis en la tensió contínua d'entrada  $E$  s'ha realitzat un salt de tensió del 30% respecte de la nominal La Figura 73 mostra la resposta.

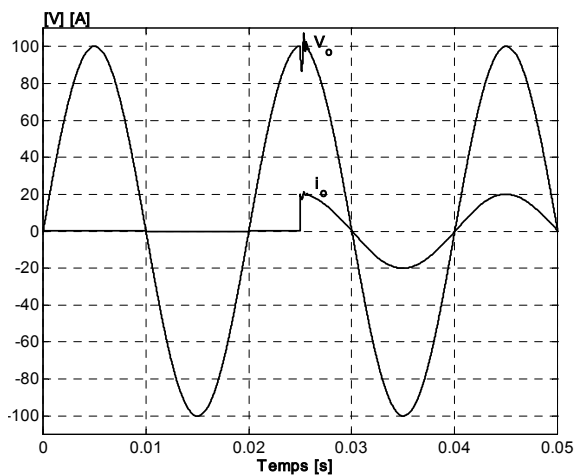


Figura 72. Tensió  $v_o$ , i corrent de càrrega  $i_o$  en la connexió. Control per corrent PWM.

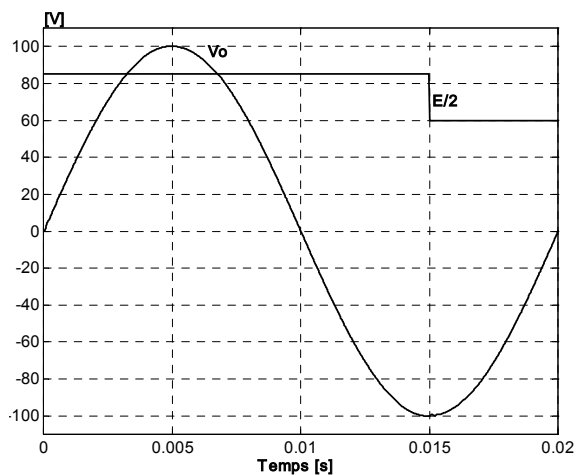


Figura 73. Tensió de sortida quan es produeix un salt en la tensió d'entrada del 30% amb càrrega resistiva. Control per corrent PWM.

S'ha simulat el control en corrent alimentant un rectificador d'ona complerta que produeix un corrent amb un factor de cresta 3, Figura 74 i Figura 75. El sistema no respon massa bé a aquesta càrrega, ja que hi ha una distorsió apreciable durant el pic de tensió.

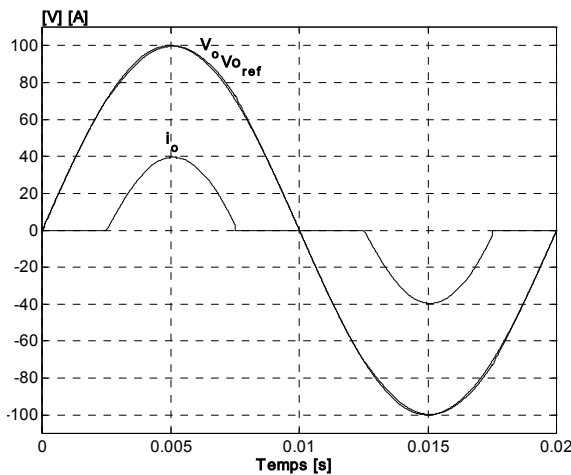


Figura 74. Tensió de sortida i corrent de la càrrega no lineal. Control per corrent PWM.

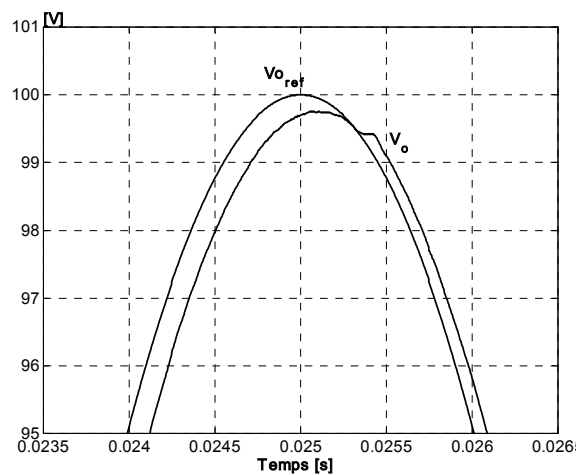


Figura 75. Detall de la tensió de sortida amb càrrega no lineal. Control per corrent PWM.

### 5.4 CONCLUSIONS

Vegem ara una taula comparativa dels quatre controls analitzats, els dos proposats i els dos de referència. La primera columna indica el tipus de control de l'inversor; la segona indica el nombre de variables d'estat que s'han de sensar; la tercera indica la complexitat de càlcul del control; la quarta indica el desfasament en graus amb càrrega nominal; la cinquena indica la resposta al salt de càrrega, segons velocitat i sobreimpulsos en la tensió de sortida; i per últim, la sisena indica el comportament del sistema amb càrrega no lineal, si presenta distorsió al pic de tensió i quin és l'error de voltatge.

Taula 17. Comparativa de controls per a l'inversor

Control	variables sensades	complexitat càlcul +	fase graus	salt de càrrega		càrrega no lineal	
				velocitat resposta	sobreimpuls [V]	distorsió	error [V]
$\langle Eu \rangle$	$v_o, \langle Eu \rangle$	$\int \frac{d}{dt} *$	0.61	ràpid	+ 3	no	0,3
lliscant	$v_o, i_L$	$\int *$	1.2	ràpid	+10	no	0
voltatge	$v_o$	$\int \frac{d}{dt} *$	0.5	lent	- 20	si	2
corrent	$v_o, i_L$	$\int * \int *$	0.3	ràpid	+ 8	si	0.3

+nota. La complexitat de càlcul és:  $\int \equiv integral$  ;  $\frac{d}{dt} \equiv derivada$  ;  $*$  = proporcional

De l'observació de la taula podem concloure que el control no lineal de linealització per realimentació  $\langle Eu \rangle$  és el més robust dels quatre estudiats, tenint com a desavantatge principal el desfasament de 0.61°, i la necessitat de dos sensats de tensió (relativament barats però). El control lliscant és molt robust també, però presenta un desfasament molt gran, de 1,2°, requereix el sensat de la tensió de sortida i el corrent de l'inductor, donant un error de tensió en el pic igual a zero.

Com a conclusió podem dir que el control no lineal  $\langle Eu \rangle$  té unes prestacions semblants al control estàndard per corrent de dos llaços, però a diferència d'aquest no s'ha de fer cap sensat de corrent (això és econòmicament important) i el circuit de càlcul és més simple. Com a punt a favor del control tradicional per corrent de dos llaços, hem de dir que només utilitza integradors i amplificadors, en canvi el control no lineal proposat utilitza un derivador, que sovint porta inestabilitat.

# CAPÍTOL 6

---

---

## 6. FILTRES ACTIUS

### 6.1 INTRODUCCIÓ

Els filtres actius s'utilitzen en la compensació de les distorsions, de corrent i de tensió, que provoquen les càrregues no lineals. D'aquesta manera se suprimeixen els efectes negatius de les distorsions en la xarxa elèctrica. [Akagi95] [El-Habrouk00]. Els filtres actius es poden connectar en sèrie o en paral·lel amb les càrregues no lineals. Els filtres paral·lel són els més utilitzats a la indústria [Metha95] [Soares97].

Els filtres actius de connexió en paral·lel compensen les distorsions provocades per la càrrega en el corrent de la xarxa. Ara bé, no poden compensar les distorsions produïdes en la tensió de xarxa, cosa que s'aconsegueix amb compensadors de connexió sèrie amb la càrrega. Els compensadors sèrie es connecten a la càrrega per mitjà d'un transformador, de manera que el filtre actiu es capaç de regular la caiguda de tensió en el transformador, i així la distorsió causada per la càrrega no passa a la xarxa. El filtre actiu sèrie i el paral·lel també es combinen per formar un filtre actiu compost, capaç de suprimir les distorsions causades tant en corrent com en tensió.

### 6.1.1 CONFIGURACIÓ I FUNCIONAMENT DEL FILTRE ACTIU

Un dels condicionadors de potència de línia més populars és el filtre actiu connectat en paral·lel amb la càrrega, format per un inversor de tensió en pont complet. El sistema sencer consta d'una font de voltatge altern  $v_s$  (la xarxa pública per exemple), alimentant a una càrrega no lineal que absorbeix un corrent no lineal  $i_o$ . El filtre actiu connectat en paral·lel amb la càrrega, ha de subministrar un corrent de compensació  $i_c$  a la xarxa, de manera que es cancel·lin els harmònics del corrent de xarxa. La Figura 76 mostra l'esquema general d'un sistema compensat per filtre actiu.

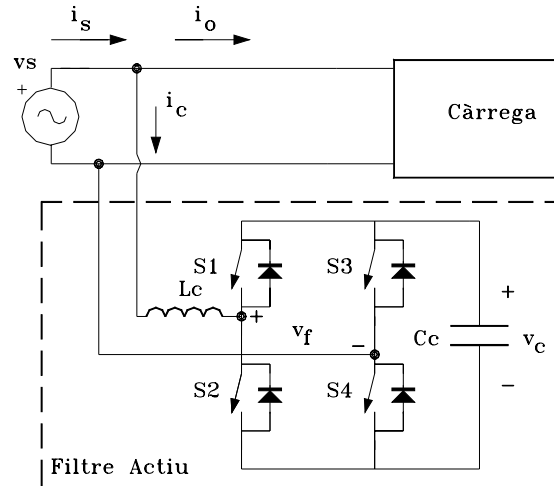


Figura 76. Esquema del compensador amb filtre actiu paral·lel.

La tensió de la xarxa  $v_s$  la podem expressar com:

$$v_s(t) = V_s \cdot \sin(\omega t) \quad (6-1)$$

El corrent que absorbeix la càrrega es pot expressar utilitzant la seva representació en sèrie de Fourier:

$$i_o(t) = \sum_{h=1}^{\infty} I_h \cdot \sin(h\omega t + \theta_h) \quad (6-2)$$

Aleshores la potència absorbida per la càrrega és:

$$P_o(t) = v_s(t) \cdot i_o(t) \quad (6-3)$$

que es pot desenvolupar en potència activa, potència reactiva i potència harmònica:

$$P_o(t) = P_s(t) + P_r(t) + P_h(t) \quad (6-4)$$

on la potència activa és:

$$P_s(t) = I_1 \cdot V_s \cdot \cos \theta_1 \cdot \sin^2(\omega t) \quad (6-5)$$

la potència reactiva:

$$P_r(t) = I_1 \cdot V_s \cdot \sin \theta_1 \cdot \sin(\omega t) \cdot \cos(\omega t) \quad (6-6)$$

i la potència harmònica:



$$P_h(t) = \sum_{h=2}^{\infty} V_s \cdot \sin(\omega t) \cdot I_h(t) \cdot \sin(h\omega t + \theta_h) \tag{6-7}$$

L'objectiu de la connexió d'un filtre actiu és que la xarxa doni només la potència activa, i la reactiva i harmònica les subministri el filtre. En aquest cas el corrent que dona la xarxa és:

$$i_s(t) = \frac{P_s(t)}{v_s(t)} = I_1 \cdot \cos \theta_1 \cdot \sin(\omega t) = I_s \cdot \sin(\omega t) \tag{6-8}$$

D'aquesta manera el corrent  $i_s(t)$  està en fase amb la tensió de xarxa i és sinusoidal pur.

Aleshores el filtre actiu ha de generar el corrent:

$$i_c(t) = i_s(t) - i_o(t) = I_s \cdot \sin(\omega t) - i_o(t) \tag{6-9}$$

La tasca del control serà calcular acuradament la referència desitjada  $i_s(t)$  en fase amb la tensió de xarxa  $v_s$ .

La normativa en la que ens basarem per avaluar l'efectivitat dels controls dels filtres actius serà la IEEE 519-1992 [IEEE93], que dona els límits d'harmònics que poden ser presents a la xarxa. La taula següent dona els límits dels harmònics de corrent segons la norma en diversos tipus de xarxes de distribució. Les xarxes es classifiquen segons el valor del factor resultant de dividir el corrent de curt circuit  $i_{sc}$  entre el corrent de la càrrega  $i_o$ .

Taula 18  
Norma IEEE 519-1992, Taula 10.3  
Màxima Distorsió Harmònica del Corrent en % de  $i_o$

$i_{sc}/i_o$	Harmònic (Harmònics escarcers)					TDD
	<11	11<h<17	17≤hx23	23≤h<35	35≤h	
<20	4	2.0	1.5	0.6	0.3	5
20<50	7	3.5	2.5	1.0	0.5	8
50<100	10	4.5	4.0	1.5	0.7	12
200<1000	12	5.5	5.0	2.0	1.0	15
>1000	15	7.0	6.0	2.5	1.4	20

Suposarem que la xarxa que pretenem compensar és del tipus  $i_{sc}/i_o < 20$ . Per tant el límit en tant per cent de l'harmònic fonamental és 4% en els harmònics 3, 5, 7, 9 i 11, i etc.

### 6.1.2 ESTRATÈGIES BÀSIQUES DE COMMUTACIÓ DEL PONT

Per a la topologia de filtre actiu mostrada a la Figura 76 hi ha dues estratègies bàsiques de commutació del pont d'interruptors [Baker97]: commutació bipolar i commutació unipolar.

D'una banda la commutació bipolar genera dos nivells de tensió amb la commutació alternativa dels dos parells d'interruptors  $S_1S_4$  i  $S_2S_3$ . En conseqüència la tensió a l'entrada del pont  $v_f$  pren valors positius i negatius de la tensió del condensador  $v_c$ . Tots els interruptors commuten a alta freqüència, d'aquesta manera l'estrès sobre tots ells és el mateix. Aquest tipus de commutació té l'inconvenient de causar soroll a alta freqüència en mode comú [Broeck95]. En aquest tipus de commutació l'arrissat del corrent obtingut a la

xarxa és més gran. La Figura 77 mostra la tensió de la bobina i el corrent generat pel filtre actiu en aquest tipus de commutació. La Figura 79 mostra el corrent de xarxa  $i_s$  una vegada compensada la càrrega.

En la commutació unipolar es generen tres nivells de tensió: positiu, negatiu i zero. Aquesta estratègia permet reduir els harmònics d'ordre inferior i les interferències electromagnètiques (EMI), de manera que la mida del filtre pot minimitzar-se. La circuiteria necessària per a generar la commutació bipolar és més senzilla que la unipolar, ara bé, es necessari un circuit més complex si es vol evitar l'error de creuament de la tensió de xarxa. Els dos interruptors d'una branca commuten a alta freqüència i els interruptors de l'altra branca commuten a baixa freqüència (que coincideix amb la freqüència de la tensió de xarxa), reduint-se considerablement les pèrdues de commutació [Lai95]. La Figura 78 mostra la tensió a la bobina del filtre i el corrent generat per aquest, la Figura 80 mostra el corrent de la xarxa  $i_s$ . Es pot apreciar la pèrdua de seguiment degut al pas per zero de la tensió de xarxa.

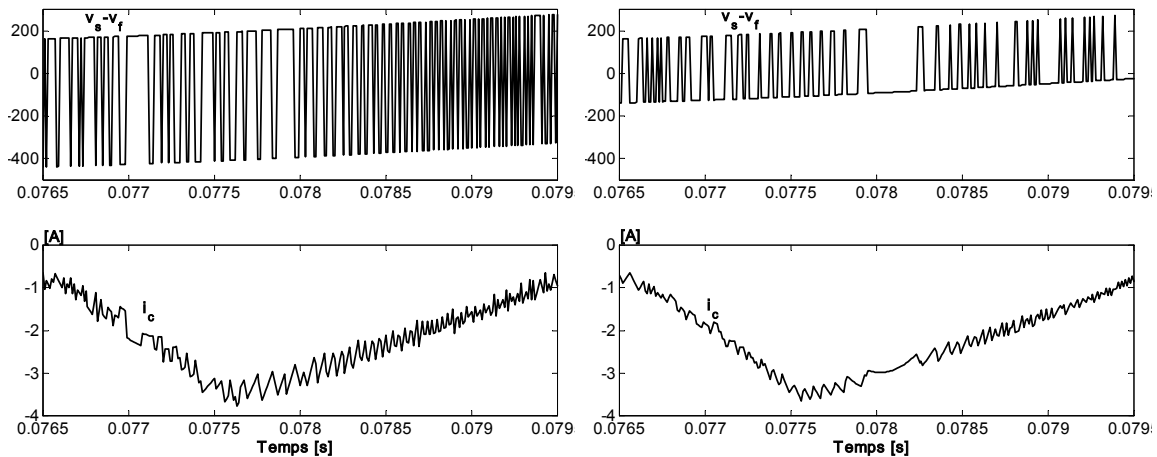


Figura 77. Tensió a la bobina del filtre  $v_s - v_f$  i corrent del filtre  $i_c$  en commutació bipolar.

Figura 78. Tensió a la bobina del filtre  $v_s - v_f$  i corrent del filtre  $i_c$  en commutació unipolar.

En el cas de commutació unipolar els pics de corrent deguts a la pèrdua de seguiment durant el pas per zero de la tensió de xarxa fan necessari un circuit de compensació d'aquest fenomen.

També es pot apreciar una freqüència de commutació més elevada en el cas unipolar, el que provoca una reducció de l'amplitud de l'arissat (harmònic d'alta freqüència), a costa d'un augment de les pèrdues de commutació en la branca que va a alta freqüència.

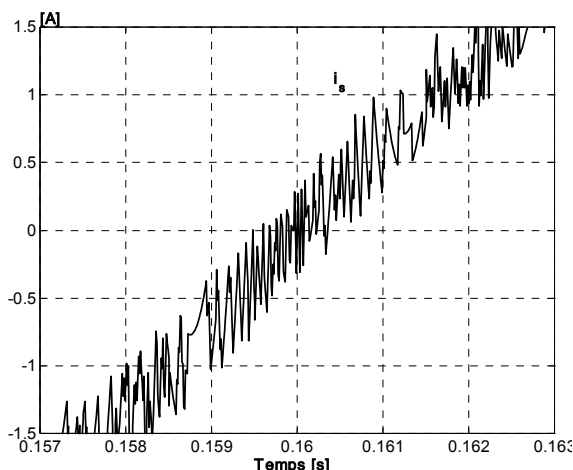


Figura 79. Corrent de la xarxa  $i_s$  en commutació bipolar. Arrissat = 0.6 V.

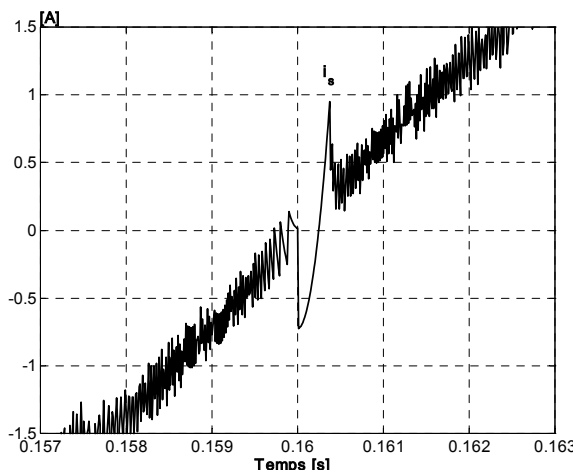


Figura 80. Corrent de la xarxa  $i_s$  en commutació unipolar. Arrissat = 0.3 V.

En les nostres proves hem decidit utilitzar l'estratègia de commutació unipolar, per reduir al màxim les pèrdues de commutació als interruptors, ja que tal com es veurà, l'eliminació d'harmònics és prou efectiva, tot i els harmònics produïts pel pas per zero.

En aquest capítol dissenyarem quatre controls no lineals per al filtre actiu paral·lel. El primer control el deduirem tenint en compte la hipòtesi quasi estacionària, i obtindrem un control molt simple en quant a implementació, però de baixes prestacions harmòniques. El segon control l'obtindrem realitzant una extensió de l'ordre del sistema, utilitzant els fluxos d'energies i obtenint unes prestacions òptimes. El tercer control serà dissenyat com una combinació del segon i del tercer, prenent avantatges i inconvenients de cada un d'ells. El darrer control el dissenyarem tenint en compte que la xarxa elèctrica presenta una inductància de sortida diferent de zero i l'efecte negatiu que té aquesta en l'alimentació de càrregues capacitives.

## 6.2 FILTRE ACTIU AMB CONTROL SIMPLIFICAT

En aquest cas ens hem proposat un control simple per al filtre actiu, sense necessitat d'utilitzar multiplicadors. En l'apartat anterior, el control que s'ha dissenyat pel filtre actiu-passiu és el típic amb multiplicador:

$$i_{s\_ref} = k \cdot v_i \tag{6-10}$$

Aquest tipus de control s'utilitza quan es precisa alta eficiència [Pöttker97] [Lin01] [Torrey95]. El control actiu fa que el corrent d'entrada segueixi la tensió d'entrada, utilitzant un multiplicador analògic per generar el corrent de línia de referència. El multiplicador, però, incrementa les no linealitats i la complexitat del circuit de control. Ara bé, es pot utilitzar l'aproximació de l'estat estacionari per evitar aquest multiplicador [Zhou00] [López.O01a] [Miret04b].

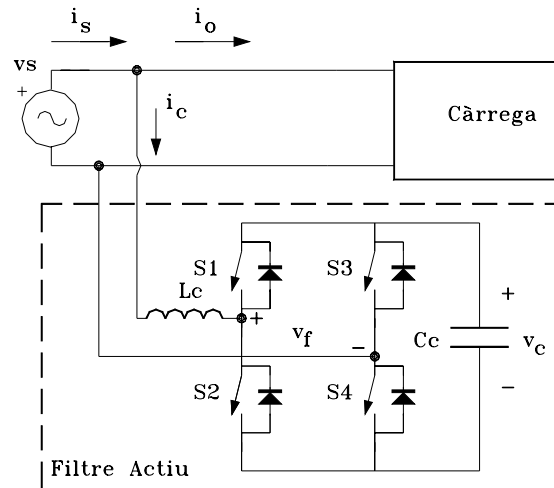


Figura 81. Esquema del filtre actiu.

La Figura 81 mostra el diagrama esquemàtic del filtre actiu, la xarxa i la càrrega. El filtre actiu injecta el corrent de compensació  $i_c$  a la font sinusoidal de manera que cancel·li els harmònics que conté el corrent de la càrrega  $i_o$ . El corrent resultant ha de seguir la forma de la tensió de xarxa:

$$i_s = \frac{1}{R_{eq}} v_s \quad (6-11)$$

on  $R_{eq}$  depèn de la potència mitja consumida per la càrrega. El valor de  $R_{eq}$  ha de ser controlat de manera que la tensió mitjana de sortida  $\langle v_c \rangle$  segueixi a la tensió de referència  $v_{c\_ref}$ . Necessitem dos llaços de control, un per a controlar el corrent  $i_c$  injectat pel filtre actiu, i l'altre per a determinar  $R_{eq}$ .

### 6.2.1 MODEL DEL FILTRE

Vegem el disseny del sistema de control amb commutació unipolar.

Les dues branques del pont s'utilitzen per a dues tasques diferents:

els interruptors  $S_1$  i  $S_2$  defineixen la magnitud del corrent del filtre  $i_c$

els interruptors  $S_3$  i  $S_4$  defineixen el signe del voltatge d'entrada del filtre  $v_f$

Així doncs el parell d'interruptors  $S_1 S_2$  commuta a alta freqüència i l'altre parell  $S_3 S_4$  commuta a baixa freqüència (la freqüència de línia).

Podem obtenir el model bilineal del filtre actiu si definim l'entrada de control  $u$  per als interruptors  $S_1$  i  $S_2$ :

$$u = \begin{cases} 1 & \text{quan } S_1 \text{ està 'on' i } S_2 \text{ està 'off'} \\ 0 & \text{quan } S_1 \text{ està 'off' i } S_2 \text{ està 'on'} \end{cases} \quad (6-12)$$

Els interruptors  $S_3$  i  $S_4$  es controlen amb el signe de  $v_s$ . El filtre actiu és un sistema SISO amb un comportament dinàmic de segon ordre que es pot descriure amb el següent model bilineal:

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{L_c} [v_s - v_c \cdot u \cdot \text{sgn}(v_s)] \quad (6-13)$$

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{i_c}{C_c} \cdot u \cdot \text{sgn}(v_s) \quad (6-14)$$

### 6.2.2 DISSENY DEL CONTROL LLISCANT DE CORRENT

Per aconseguir que es compleixi la relació (6-11) sense usar un multiplicador podem considerar l'aproximació d'estat estacionari, o sigui considerant al filtre com un convertidor *boost* CC/CC sense càrrega. La relació entre la tensió d'entrada i la tensió de sortida d'un *boost* és:

$$\frac{v_c}{v_s} \approx \frac{1}{\langle u \rangle} \quad (6-15)$$

on  $\langle u \rangle$  és el valor mitjà de la variable de control  $u$  durant un període de commutació.

Substituint (6-15) en (6-11) obtenim el nou objectiu de control:

$$i_s \approx \frac{v_c \cdot \langle u \rangle}{R_{eq}} \quad (6-16)$$

Tenint en compte que  $i_s$  i el factor  $v_c / R_{eq}$  són gairebé constants durant un període de commutació, la relació (6-16) es pot aproximar per:

$$\langle i_s - k \cdot u \rangle \approx 0 \quad ; \quad k = \frac{v_c}{R_{eq}} \quad (6-17)$$

Ja tenim la nova variable de control  $k$  que s'utilitzarà per a regular la tensió de sortida.

Per assolir l'objectiu del filtre actiu, l'expressió (6-17) s'ha de satisfer quan s'arriba al règim lliscant i identificant-la amb  $s=0$  deduïm la superfície de lliscament [Miret04b]:

$$s = \langle i_s - k \cdot u \rangle \quad (6-18)$$

Tenint en compte la condició d'assoliment  $\dot{s} \cdot s < 0$ , deduïm la llei de control:

$$u = \begin{cases} 1 & \text{quan } s \cdot \text{sgn}(v_s) > 0 \\ 0 & \text{quan } s \cdot \text{sgn}(v_s) < 0 \end{cases} \quad (6-19)$$

### 6.2.3 IMPLEMENTACIÓ ANALÒGICA DE LA SUPERFÍCIE DE LLISCAMENT.

La senzillesa d'implementació de la superfície de control (6-18) queda ben de manifest quan es veu la implementació analògica de  $k \cdot u \cdot \text{sgn}(v_s)$  Figura 82. La resta de control no es mostra per tal de simplificar l'esquema. Es tracta d'un circuit típic diferenciador amb amplificadors operacionals, un filtre passa baixos i el comparador d'histèresi. Per a realitzar el control només s'han sensat dues variables  $v_c$  i  $i_s$ . La variable de control  $u$  pren els valors "0" i "1" (0 i 15 V

respectivament) i és generada per un comparador d'histèresi. El signe de  $v_s$  pren els valors "1" ó "-1" (15 i -15 V) i és obtingut també amb un comparador. El circuit de la figura implementa la funció mitjançant multiplexió analògica, gràcies als transistors que treballen en tall o en saturació.

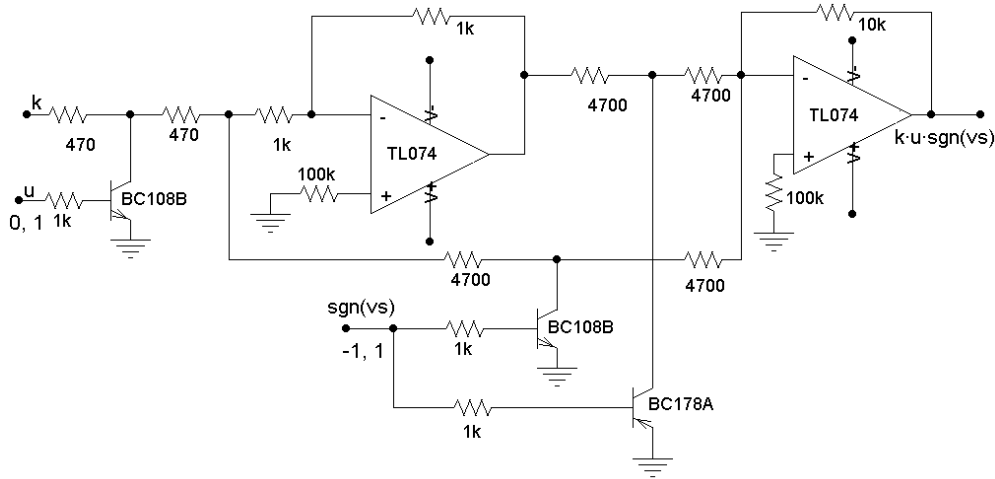


Figura 82. Implementació analògica del "producte"  $k \cdot u \cdot \text{sgn}(V_s)$  unipolar.

La Figura 83 mostra la simulació del comportament del circuit que calcula el producte  $k \cdot u \cdot \text{sgn}(v_s)$ , amb una variable  $k$  multiplicada pel control  $u$  i el signe de la tensió d'entrada  $v_s$ .

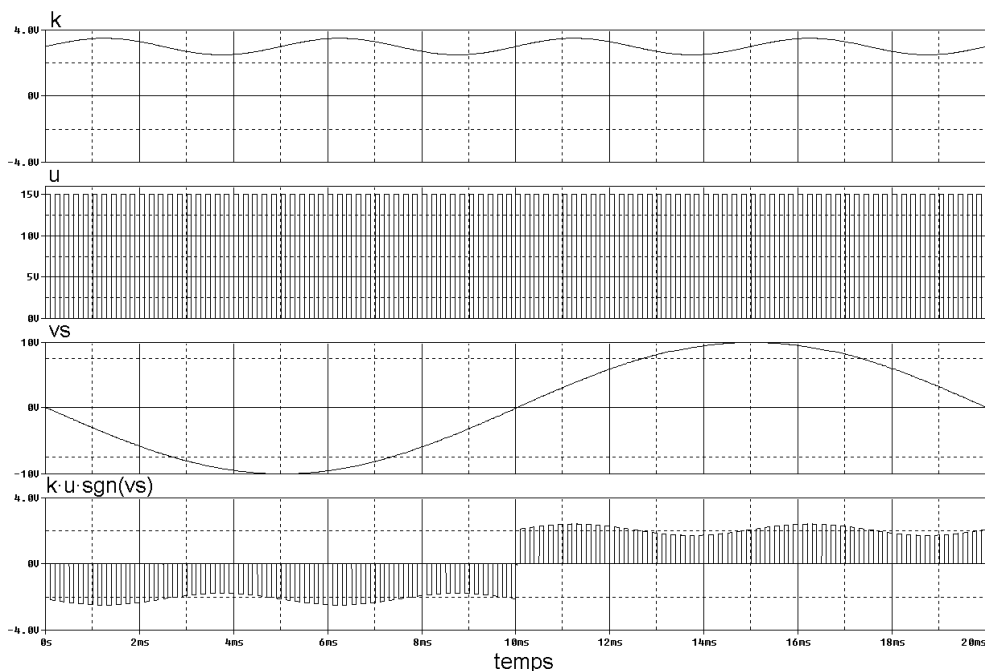


Figura 83. Simulació del control analògic pel "producte"  $k \cdot u \cdot \text{sgn}(v_s)$ .

#### 6.2.4 DISSENY DEL LLAÇ DE TENSIO

La magnitud del factor d'escala  $k$  de (6-17) s'ha de controlar de manera que l'energia que dona el filtre sigui igual a l'energia absorbida prèviament. En



Taula 19

Paràmetre	Valor
Xarxa	$v_s$
Filtre actiu	$L_c$
	$C_c$
Càrrega RC	$R_o$
	$C_o$
Càrrega RL	$R_o$
	$L_o$
Càrrega Rectificador	$R_L$
Control PI	$k_i$
	$k_p$
	$v_{c\_ref}$
Freqüència de tall FPB d' $v_c$	$f_c$
Freqüència de tall FPB d' $s$	$f_s$
Freqüència màx. de treball	$f_d$
	$120 \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot t)$ V
	1.88 mH
	1.3 mF
	100 $\Omega$
	50 $\mu$ F
	17 $\Omega$
	73 mH
	17 $\Omega$
	1
	0.1
	350 V
	86 Hz
	600 Hz
	100 kHz

La Figura 85 mostra la tensió de xarxa  $v_s$ , el corrent de xarxa  $i_s$ , el corrent de la càrrega  $i_o$  i el corrent del filtre  $i_c$  a l'arrencada amb la càrrega no lineal. Es pot apreciar que el règim permanent s'assoleix ràpidament sense sobreimpulsos de corrent. La Figura 86 mostra el règim permanent en detall.

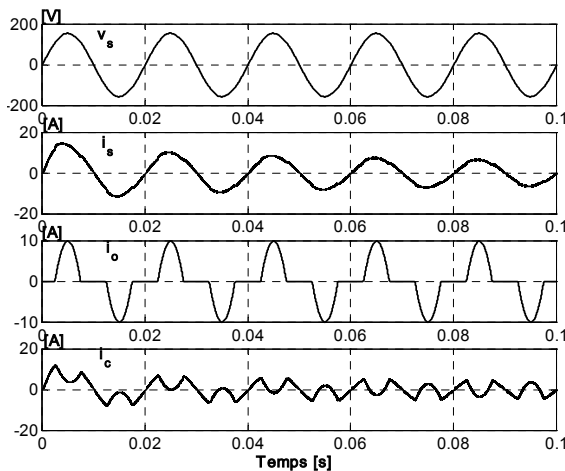


Figura 85. Tensió de xarxa  $v_s$ , corrent de xarxa  $i_s$ , corrent de la càrrega  $i_o$  i corrent del filtre  $i_c$  a l'arrencada amb càrrega no lineal.

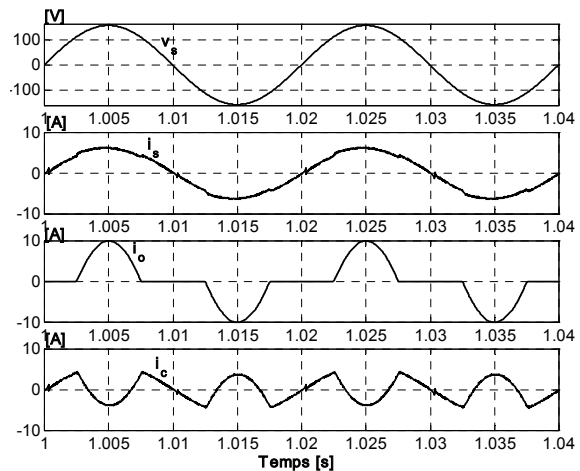


Figura 86. Tensió de xarxa  $v_s$ , corrent de xarxa  $i_s$ , corrent de la càrrega  $i_o$  i corrent del filtre  $i_c$  en règim permanent.

Per veure l'efectivitat del filtre i el compliment de normatives s'ha realitzat l'estudi en freqüència del corrent de la xarxa  $i_s$  i el corrent consumit per la càrrega  $i_o$ . La càrrega no lineal presenta un factor de cresta 3 amb una distorsió harmònica total DHT= 57.94%, tenint un tercer harmònic molt elevat (69% del harmònic principal a 50 Hz), i un cinquè harmònic prou apreciable. Quan el filtre està funcionant, el corrent de xarxa està gairebé lliure del cinquè harmònic i presenta només un tercer harmònic del 8.9%. La distorsió harmònica total del corrent de xarxa és DHT= 10.3%. En aquest cas la norma IEEE 519-1992 [IEEE93] es compleix si treballem amb un sistema amb  $i_{sc} / i_o = 50$  (veure Taula 18).



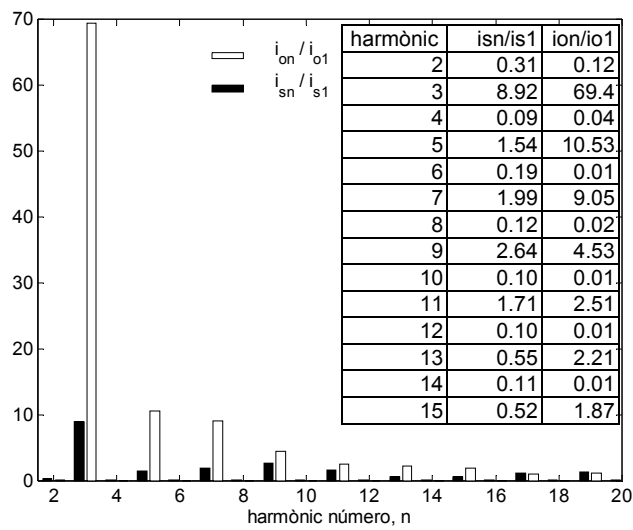


Figura 87. Contingut harmònic del corrent de xarxa  $i_s$  (DHT 10.3%) i del corrent de la càrrega  $i_o$  (DHT 57.94%).

Per veure el comportament del sistema en front a canvis de càrrega s'ha simulat un salt en la resistència  $R_L$  de  $8 \Omega$  a  $17 \Omega$  i tornar a  $8 \Omega$ . La Figura 88 mostra la tensió de xarxa  $v_s$ , el corrent de xarxa  $i_s$ , el corrent de la càrrega  $i_o$  i el corrent del filtre  $i_c$  en el salt de càrrega. La Figura 89 mostra el comportament de la variable de control  $k$  clarament dependent del consum de la càrrega.

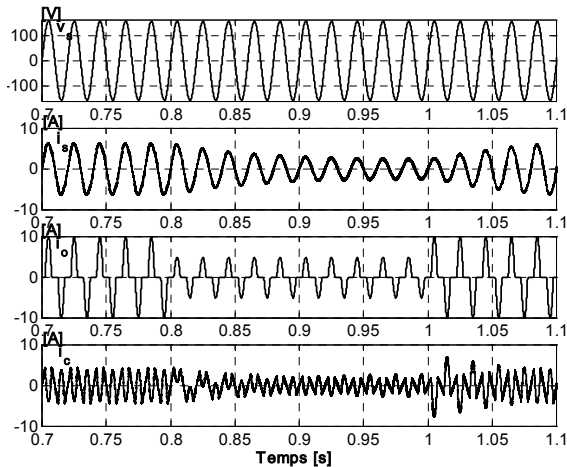


Figura 88. Tensió de xarxa  $v_s$ , corrent de xarxa  $i_s$ , corrent de la càrrega  $i_o$  i corrent del filtre  $i_c$  amb salt a la càrrega de 10 A pic a 5 A pic i tornar a 10 A pic.

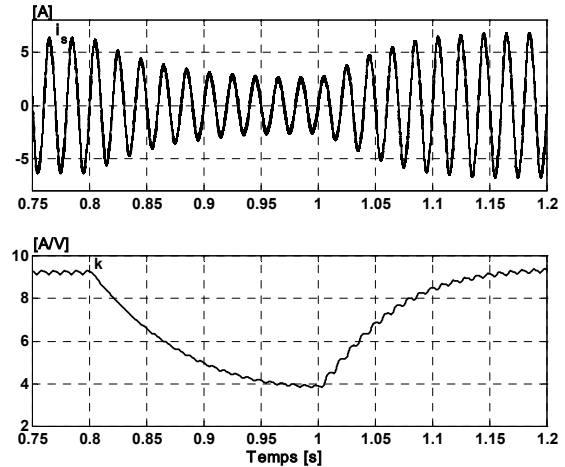


Figura 89. Corrent de xarxa  $i_s$  i variable  $k$  amb salt a la càrrega de 10 A pic a 5 A pic i tornar a 10 A pic.

La Figura 90 mostra en detall la tensió de xarxa  $v_s$ , el corrent de xarxa  $i_s$  i el corrent de la càrrega  $i_o$  en règim estacionari. Es pot apreciar clarament la pèrdua de seguiment deguda al pas per zero de la tensió de xarxa.

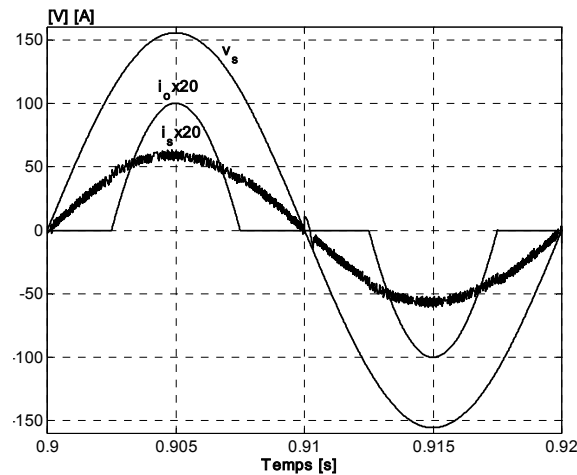


Figura 90. Tensió de xarxa  $v_s$ , corrent de xarxa  $i_s$ , corrent de la càrrega  $i_o$  en règim estacionari. Control simplificat.

També s'ha simulat la resposta del sistema a càrregues capacitiva i inductiva. Tal com mostren la Figura 91 i la Figura 92 el nostre control aconsegeix un factor de potència proper a la unitat.

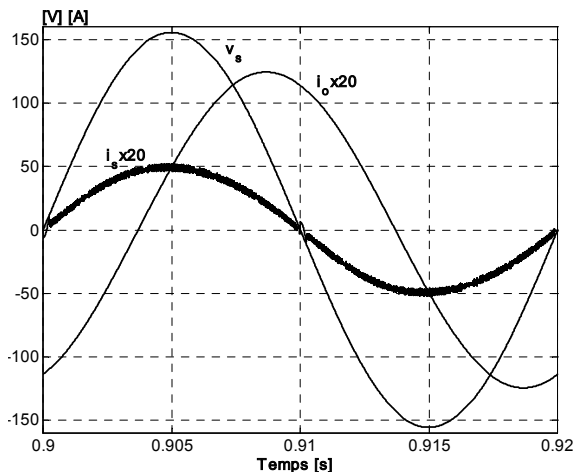


Figura 91. Tensió de xarxa  $v_s$ , corrent de xarxa  $i_s$ , corrent de la càrrega  $i_o$  en el cas de càrrega inductiva. Control simplificat.

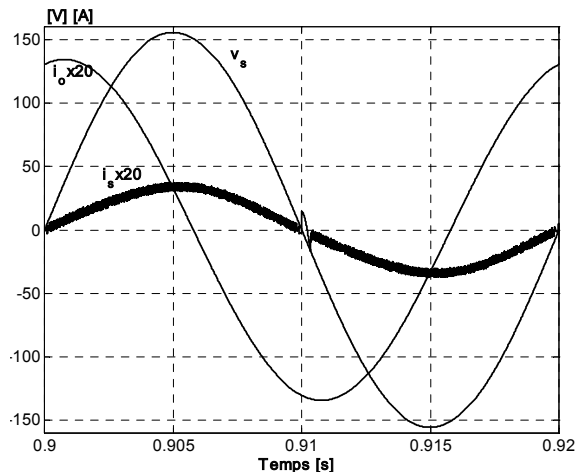


Figura 92. Tensió de xarxa  $v_s$ , corrent de xarxa  $i_s$ , corrent de la càrrega  $i_o$  en el cas de càrrega capacitiva. Control simplificat.

## 6.2.6 VERIFICACIÓ DEL CONTROL A BAIXA FREQÜÈNCIA

Per tal de provar el sistema en condicions extrapolables al laboratori reduïrem la freqüència de commutació, fent-la apta per a un pont d'IGBTs. Suposem una freqüència màxima  $f_d = 20$  kHz. Aquesta limitació en freqüència ha obligat a augmentar el valor de la bobina de 1.88 mH a 4 mH, veure taula adjunta.

Taula 20

Paràmetre		Valor
Xarxa	$v_s$	$120 \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot t)$ V
Filtre actiu	$L_c$	4 mH
	$C_c$	1.3 mF
Càrrega	$R_o$	17 $\Omega$
Rectificador	$k_i$	1
	$k_p$	0.1
	$v_{c\_ref}$	350 V
Freqüència de tall FPB d' $v_c$	$f_c$	86 Hz
Freqüència de tall FPB d' $s$	$f_s$	600 Hz
Freqüència màx. de treball	$f_d$	20 kHz

La Figura 93 mostra el corrent consumit per la càrrega no lineal. La Figura 94 mostra en detall el corrent de xarxa  $i_s$  en règim estacionari, quan el sistema alimenta la càrrega no lineal rectificadora i el filtre actiu està funcionant. Evidentment, la relativament baixa freqüència de commutació fa que la forma d'ona d'aquest corrent no sigui òptima, però l'anàlisi harmònic posterior ens indicarà un bon comportament del filtre. Es pot apreciar clarament la pèrdua de seguiment deguda al pas per zero de la tensió de xarxa i la distorsió provocada per l'entrada en conducció dels díodes de la càrrega no lineal.

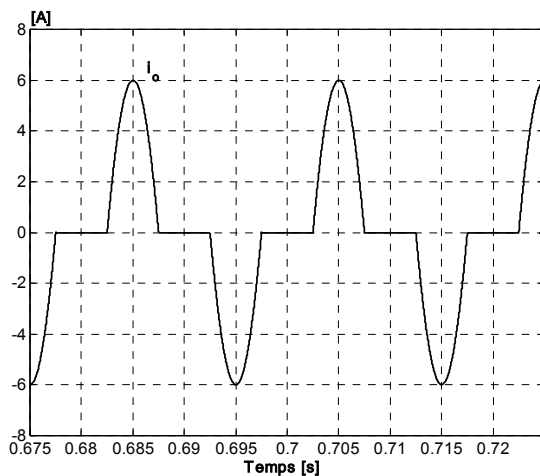


Figura 93. Simulació del corrent de la càrrega  $i_o$ , amb  $f_d=20$  kHz.

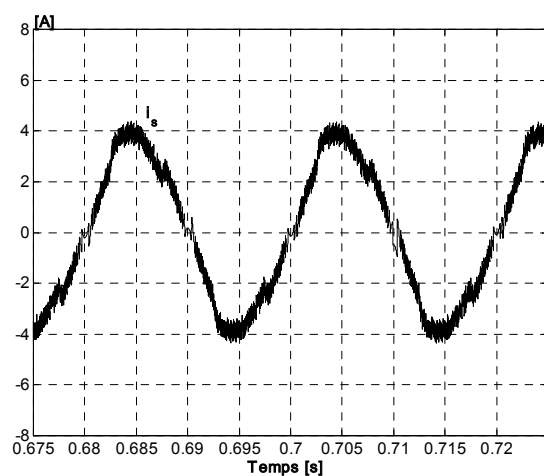


Figura 94. Simulació del corrent de xarxa  $i_s$ , amb  $f_d=20$  kHz. Control simplificat.

Per veure l'efectivitat del filtre i el compliment de normatives s'ha realitzat l'estudi en freqüència del corrent de la xarxa  $i_s$  i el corrent consumit per la càrrega  $i_o$ . La càrrega no lineal presenta un factor de cresta 3, amb una distorsió harmònica total DHT= 57.94%, tenint un tercer harmònic molt elevat (69% de l'harmònic principal a 50 Hz), i un cinquè harmònic apreciable. El corrent de xarxa ara presenta un tercer harmònic de 10.71% del principal i una distorsió harmònica total del corrent de xarxa és DHT= 13.74%.

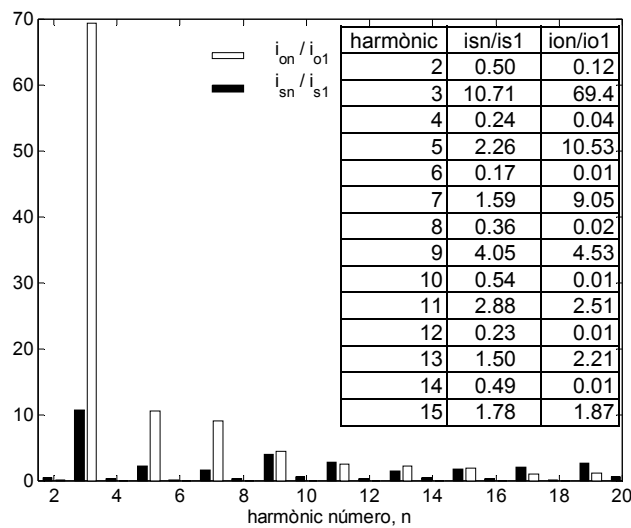


Figura 95. Simulació del contingut harmònic del corrent de xarxa  $i_s$  (DHT 13.74%) i del corrent de la càrrega  $i_o$  (DHT 57.94%) amb  $f_d = 20$  kHz.

### 6.3 FILTRE ACTIU COMPLETAMENT LINEALITZAT

En l'apartat anterior hem dissenyat un control molt simple i de fàcil implementació analògica, però que presenta una resposta harmònica no massa satisfactòria per a segons quines aplicacions on es requereix un factor de potència molt proper a la unitat i baixa distorsió. En aquest apartat afrontarem el disseny del control des d'una altra perspectiva, voldrem un sistema on totes les derivades de les variables d'estat estiguin controlades, aconseguint una linealització total.

Vegem el disseny del sistema de control amb commutació unipolar.

Tal com a l'apartat 6.2 "Filtre actiu amb control simplificat", utilitzarem un filtre actiu paral·lel amb la xarxa, consistent en un pont complet d'interruptors, Figura 81, on les dues branques del pont s'utilitzen per a dues tasques diferents:

els interruptors  $S_1$  i  $S_2$  defineixen la magnitud del corrent del filtre  $i_c$

els interruptors  $S_3$  i  $S_4$  defineixen el signe del voltatge d'entrada del filtre  $v_f$

així doncs el parell d'interruptors  $S_1S_2$  commuta a alta freqüència i l'altre parell  $S_3S_4$  commuta a baixa freqüència.

Podem obtenir el model bilineal del filtre actiu si definim l'entrada de control  $u$  per als interruptors  $S_1$  i  $S_2$ :

$$u = \begin{cases} 1 & \text{quan } S_1 \text{ està 'on' i } S_2 \text{ està 'off'} \\ 0 & \text{quan } S_1 \text{ està 'off' i } S_2 \text{ està 'on'} \end{cases} \quad (6-21)$$

Els interruptors  $S_3$  i  $S_4$  es controlen amb el signe de  $v_s$ . El filtre actiu és un sistema SISO amb un comportament dinàmic de segon ordre descrit amb el següent model bilineal:

$$\frac{di_c}{dt} = \frac{1}{L_c} [v_s - v_c \cdot u \cdot \text{sgn}(v_s)] \quad (6-22)$$

$$\frac{dv_c}{dt} = \frac{i_c}{C_c} \cdot u \cdot \text{sgn}(v_s) \quad (6-23)$$

El grau relatiu d'aquest sistema és  $r = 1$  si s'escull com variable de sortida qualsevol de les dues variables d'estat  $i_c(t)$  ó  $v_c(t)$ . En conseqüència, el filtre actiu només pot ser linealitzat de manera parcial imposant una dinàmica de primer ordre [Lopez.O99b] [Lopez.O00]. Per evitar aquest problema, es pot augmentar el grau relatiu fins fer-lo coincidir amb l'ordre del sistema  $r = n = 2$ , utilitzant l'energia del filtre com a funció de sortida del filtre actiu:

$$\phi_1(t) = y(t) = \frac{C_c}{2} v_c(t)^2 + \frac{L_c}{2} i_c(t)^2 \quad (6-24)$$

La primera i la segona derivada d'aquesta funció valen:

$$\phi_2(t) = \dot{y} = v_s \cdot i_c \quad (6-25)$$

$$\phi_3(t) = \ddot{y} = \frac{v_s}{L_c} (v_s - v_c \cdot u \cdot \text{sgn}(v_s)) + i_c \cdot \frac{dv_s}{dt} \quad (6-26)$$

Prenent la funció de l'energia del filtre com a funció a controlar, el grau relatiu és  $r = 2$ , (6-26), i el sistema es pot linealitzar de forma completa. Ara bé, tenint en compte la simplicitat de l'equació (6-25), si integrem aquesta equació s'obté:

$$y = \int (v_s \cdot i_c) \partial \tau \quad (6-27)$$

Així doncs és millor utilitzar aquesta funció com a funció de sortida en comptes de la (6-24), degut a que és més senzilla i podria implementar-se amb circuits analògics [Matas02]. A més a més, amb aquesta nova funció de sortida se segueixen mantenint les mateixes expressions de la primera i de la segona derivada (6-25)(6-26).

Prenent (6-27) com a funció de control el grau relatiu del sistema segueix sent  $r = 2$  i el filtre es pot linealitzar de forma completa.

Així doncs es pot imposar una dinàmica de segon ordre del tipus:

$$\frac{d^2 e(t)}{dt^2} + \lambda_1 \cdot \frac{de(t)}{dt} + \lambda_0 \cdot e(t) = 0 \quad (6-28)$$

on  $e(t)$  és l'error de seguiment definit com:

$$e(t) = \phi_1(t) - \phi_{1\_ref}(t) = \int v_s \cdot (i_c - i_{c\_ref}) \cdot \partial \tau \quad (6-29)$$

i  $i_{c\_ref}$  és el corrent de referència que el filtre ha de seguir per a compensar la distorsió harmònica en el corrent.

El filtre actiu injecta el corrent compensador  $i_c$  a la xarxa per cancel·lar els harmònics que provoca la càrrega. El corrent de la xarxa haurà de seguir la forma de la tensió xarxa:

$$i_s = k \cdot v_s \quad (6-30)$$

on  $k$  depèn de la potència mitja consumida per la càrrega. Així doncs es necessiten dos llaços de control: un llaç intern per a controlar el corrent injectat

pel filtre actiu i un llaç extern per determinar el valor de  $k$ . Aquest és el guany que ajusta l'amplitud del corrent  $i_s$  amb el propòsit que el balanç d'energies entre el filtre i la xarxa sigui equilibrat, de manera que l'energia absorbida pel filtre no sigui més gran que l'energia lliurada. Si no es compleix aquesta darrera condició el valor de la tensió en el condensador  $v_c$ , s'incrementaria o disminuiria de forma continua fins a portar el filtre a la inestabilitat.

L'expressió del corrent de referència necessari per compensar les distorsions a la xarxa es dedueix de la relació entre el corrent de referència de la xarxa i el corrent de la càrrega no lineal:

$$i_{c\_ref} = i_{s\_ref} - i_o = k \cdot v_s - i_o \quad (6-31)$$

Substituint (6-31) i  $i_c$  per  $i_s - i_o$  a (6-29) porta a l'expressió simplificada:

$$e(t) = \int v_s (i_s - k \cdot v_s) \partial \tau \quad (6-32)$$

La superfície de control en mode lliscant s'obté finalment de la identificació de (6-28) amb la condició d'invariància  $\dot{s} = 0$ :

$$\dot{s} = \frac{de(t)}{dt} + \lambda_1 \cdot e(t) + \lambda_0 \cdot \int e(\tau) \delta \tau \quad (6-33)$$

obtenint la superfície de lliscament:

$$s = v_s (i_s - k \cdot v_s) + \lambda_1 \int v_s (i_s - k \cdot v_s) \partial \tau + \lambda_0 \iint v_s (i_s - k \cdot v_s) \partial \tau \quad (6-34)$$

Tenint en compte la condició d'assoliment  $\dot{s} \cdot s < 0$ , deduïm la llei de control:

$$u = \begin{cases} 1 & \text{quan } s > 0 \\ 0 & \text{quan } s < 0 \end{cases} \quad (6-35)$$

Tornant a substituir la relació de corrents a (6-34):

$$i_s - k \cdot v_s = (i_s - i_o) - (k \cdot v_s - i_o) = i_c - i_{c\_ref} \quad (6-36)$$

obtenim el valor del control equivalent que s'obté per la superfície (6-34):

$$u_{eq} = \frac{\frac{v_s^2}{L_c} + \left( \frac{dv_s}{dt} - \lambda_1 v_s \right) (i_c - i_{c\_ref}) - v_s i_{c\_ref} + \lambda_0 \int v_s (i_c - i_{c\_ref}) \partial \tau}{\frac{v_s}{L_c} v_c \operatorname{sgn}(v_s)} \quad (6-37)$$

Ja que el control equivalent ha de complir la desigualtat  $0 < u_{eq} < 1$ , i tenint en compte que el punt d'equilibri és  $i_s = k \cdot v_s$ , es pot deduir la següent condició de disseny pel filtre actiu:

$$0 < \frac{v_s - L_c \cdot i_{c\_ref}}{v_c \cdot \operatorname{sgn}(v_s)} < 1 \quad (6-38)$$

La superfície de lliscament només és vàlida per un semicicle de la tensió de xarxa, per tant l'haurem d'extendre a tot un període de xarxa si tenim en compte el signe de la tensió de  $v_s$ , quedant la llei de control:

$$u = \begin{cases} 1 & \text{quan } s \cdot \operatorname{sgn}(v_s) > 0 \\ 0 & \text{quan } s \cdot \operatorname{sgn}(v_s) < 0 \end{cases} \quad (6-39)$$

### 6.3.1 DISSENY DEL LLAÇ DE TENSIÓ

La magnitud del factor d'escala  $k$  de (6-34) s'ha de controlar de manera que l'energia que dona el filtre sigui igual a l'energia absorbida prèviament. En aquest cas proposem el control simple proporcional integral (PI) [Krein98]. L'entrada del control PI és la diferència entre el valor mitjà de la tensió del condensador del filtre  $\langle v_c \rangle$  i la tensió constant de referència que es desitja  $v_{c\_ref}$  assumint sempre que  $v_c > |v_s|$  doncs es tracta d'un convertidor *boost*:

$$k = k_p(\langle v_c \rangle - v_{c\_ref}) + k_i \int (\langle v_c \rangle - v_{c\_ref}) d\tau \quad (6-40)$$

El valor mitjà de la tensió del condensador  $\langle v_c \rangle$  s'obté mitjançant un filtre *RC* de primer ordre.

### 6.3.2 VERIFICACIÓ DEL CONTROL

La Figura 96 mostra l'esquema simplificat del control dissenyat. La tensió del condensador  $v_c$  és sensada i passada per un filtre passa-baixos *RC*, seguidament es compara amb el valor de referència (superior al valor de pic de la tensió de xarxa  $v_s$ ) per obtenir la  $k$  dependent del consum de potència de la càrrega. La variable  $k$  és multiplicada per  $v_s$  i seguidament restada del valor d' $i_s$  sensat. Seguidament es realitza la segona multiplicació per  $v_s$  i aquest resultat passat pel control proporcional-integral-integral. Un comparador genera la variable de control  $u$ . Per tenir una freqüència de commutació constant la variable de control  $u$  es passa per un *flip-flop D* governat per un rellotge a una freqüència  $f_d$ .

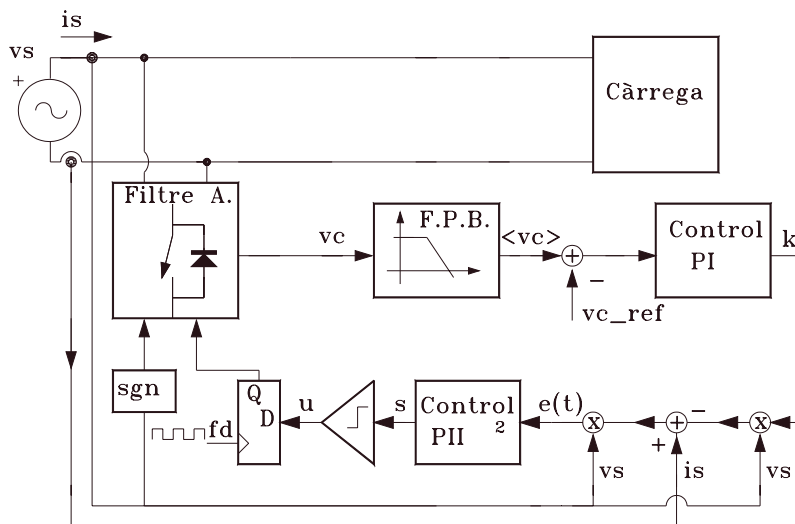


Figura 96. Diagrama de blocs del control lliscant del filtre actiu.

Per verificar el control dissenyat s'ha simulat el sistema amb els paràmetres que mostra la següent taula:

Taula 21

Paràmetre	Valor
Xarxa	$V_s$
	$110 \cdot \sin(2\pi \cdot 50 \cdot t) \text{ V}$
Filtre actiu	$L_c$
	1.88 mH
	$C_c$
	1.5 mF
Càrrega RC	$R_o$
	100 $\Omega$
	$C_o$
	50 $\mu\text{F}$
Càrrega RL	$R_o$
	17 $\Omega$
	$L_o$
	73 mH
Càrrega Rectificador	$R_L$
	17 $\Omega$
Control PI	$k_i$
	30
	$k_p$
	0.7
Control PII <sup>2</sup>	$V_{c\_ref}$
	220 V
	$\lambda_0$
	15000
	$\lambda_1$
	200
Freqüència màx. de treball	$f_d$
	100 kHz

La Figura 97 mostra la tensió de xarxa  $v_s$ , el corrent de xarxa  $i_s$ , el corrent de la càrrega  $i_o$  i el corrent del filtre  $i_c$  a l'arrencada amb la càrrega no lineal amb factor de cresta 3. Es pot apreciar que el règim permanent s'assoleix ràpidament sense sobreimpulsos de corrent. La Figura 98 mostra el règim permanent en detall.

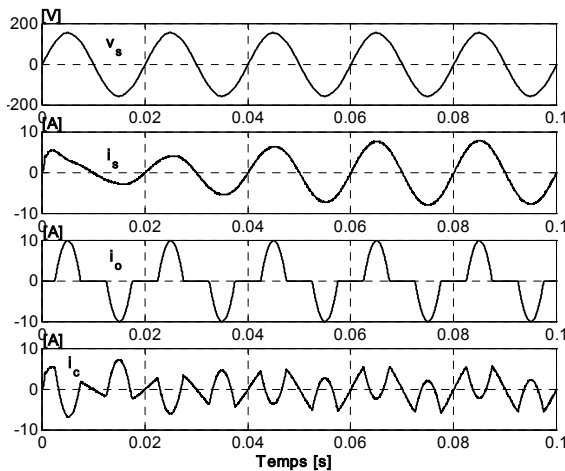


Figura 97. Tensió de xarxa  $v_s$ , corrent de xarxa  $i_s$ , corrent de la càrrega  $i_o$  i corrent del filtre  $i_c$  a l'arrencada amb càrrega no lineal.

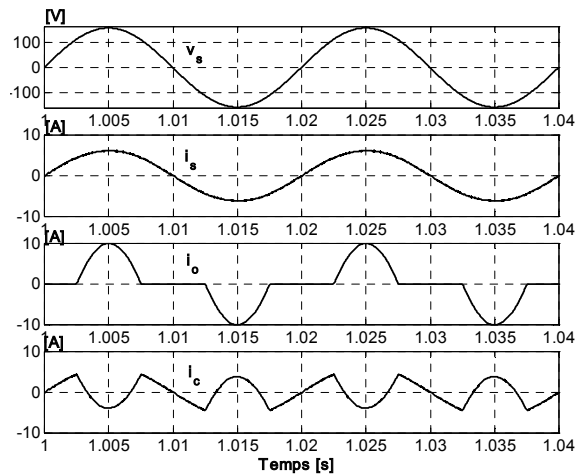


Figura 98. Tensió de xarxa  $v_s$ , corrent de xarxa  $i_s$ , corrent de la càrrega  $i_o$  i corrent del filtre  $i_c$  en règim permanent.

Per veure l'efectivitat del filtre i el compliment de normatives s'ha realitzat l'estudi en freqüència del corrent de la xarxa  $i_s$  i el corrent consumit per la càrrega  $i_o$ . La càrrega no lineal presenta un factor de cresta 3 amb una distorsió harmònica total DHT= 57.89%. Una vegada el filtre està treballant el corrent de xarxa està gairebé lliure del cinquè harmònic i presenta només un tercer harmònic del 1.14%. La distorsió harmònica total del corrent de xarxa és DHT= 2.94%. En aquest cas la norma IEEE 519-1992 [IEEE93] es compleix fins i tot treballant amb un sistema amb  $i_s/i_o = 20$  (Taula 18 de la norma).



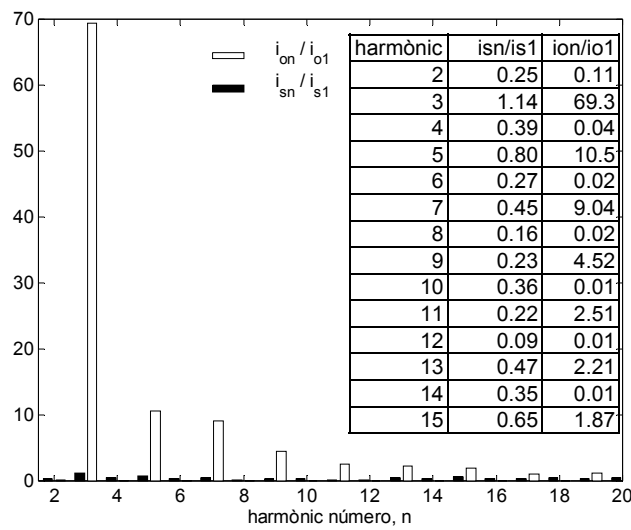


Figura 99. Contingut harmònic del corrent de xarxa  $i_s$  (DHT 2.94%) i del corrent de la càrrega  $i_o$  (DHT 57.89%).

Per veure el comportament del sistema en front a canvis de càrrega s'ha simulat un salt en la resistència  $R_L$  de  $8 \Omega$  a  $17 \Omega$  i tornar a  $8 \Omega$ . La Figura 100 mostra la tensió de xarxa  $v_s$ , el corrent de xarxa  $i_s$ , el corrent de la càrrega  $i_o$  i el corrent del filtre  $i_c$  en el salt de càrrega. La Figura 101 mostra el comportament de la variable de control  $k$  clarament dependent del consum de la càrrega.

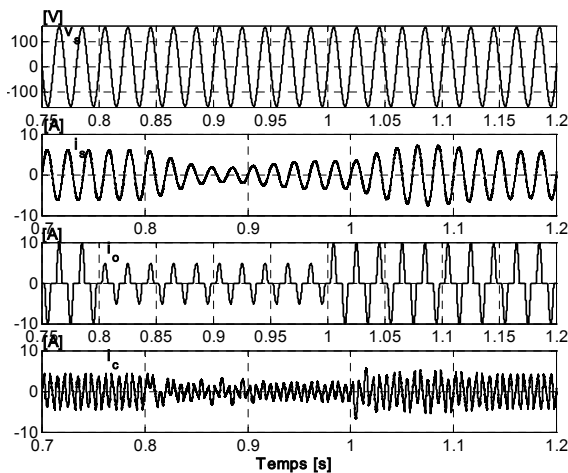


Figura 100. Tensió de xarxa  $v_s$ , corrent de xarxa  $i_s$ , corrent de la càrrega  $i_o$  i corrent del filtre  $i_c$  amb salt a la càrrega de 10 A pic a 5 A pic i tornar a 10 A pic. Control linealitzant.

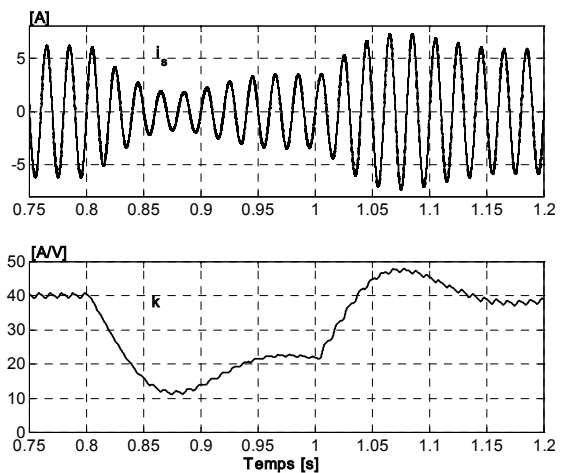


Figura 101. Corrent de xarxa  $i_s$  i variable  $k$  amb salt a la càrrega de 10 A pic a 5 A pic i tornar a 10 A pic. Control linealitzant.

La Figura 102 mostra en detall la tensió de xarxa  $v_s$ , el corrent de xarxa  $i_s$  i el corrent de la càrrega  $i_o$  en règim estacionari.

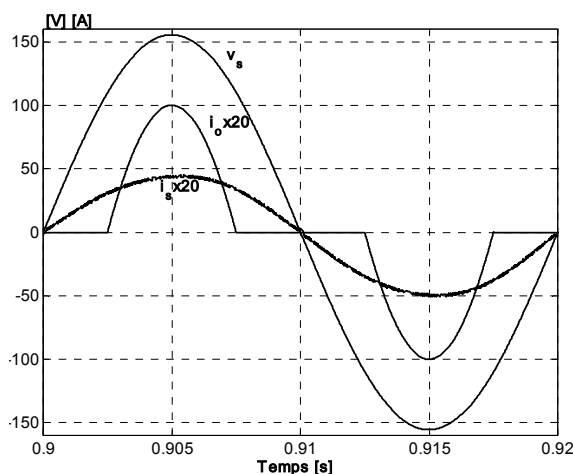


Figura 102. Tensió de xarxa  $v_s$ , corrent de xarxa  $i_s$  i corrent de la càrrega  $i_o$  en règim estacionari. Control linealitzant.

També s'ha simulat la resposta del sistema a càrregues capacitiva i inductiva. Tal com mostren la Figura 103 i la Figura 104 el control aconsegueix un factor de potència unitat.

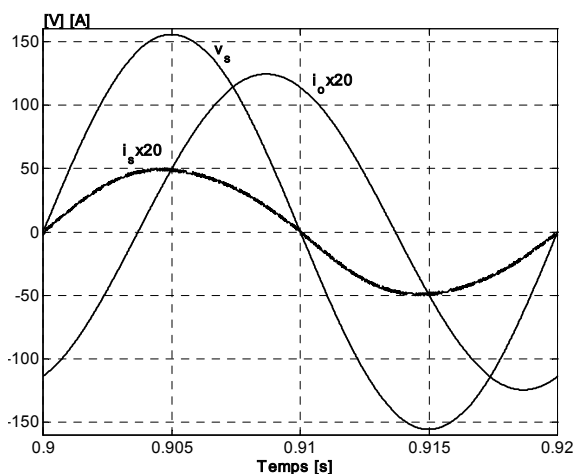


Figura 103. Tensió de xarxa  $v_s$ , corrent de xarxa  $i_s$  i corrent de la càrrega  $i_o$  en el cas de càrrega inductiva. Control linealitzant.

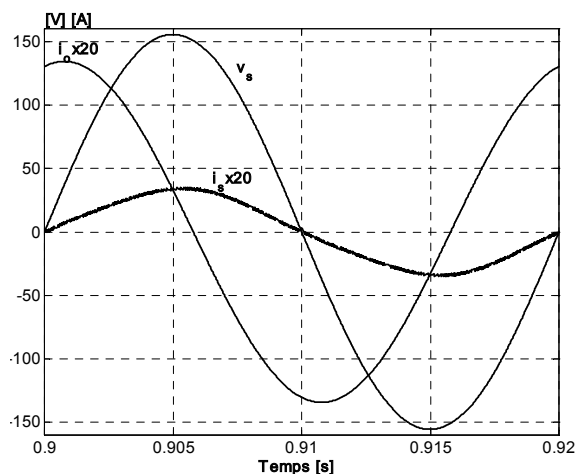


Figura 104. Tensió de xarxa  $v_s$ , corrent de xarxa  $i_s$  i corrent de la càrrega  $i_o$  en el cas de càrrega capacitiva. Control linealitzant.

### 6.3.3 VERIFICACIÓ DEL CONTROL A BAIXA FREQUÈNCIA

Per tal de provar el control en condicions extrapolables al laboratori baixem la freqüència de commutació, fent-la apta per a un pont d'IGBTs. Suposem una freqüència màxima  $f_d = 20$  kHz. La limitació en freqüència ha obligat a augmentar el valor de la bobina de 1.88 mH a 4 mH.

Taula 22

Paràmetre		Valor
Xarxa	$v_s$	$110 \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot t)$ V
Filtre actiu	$L_c$	4 mH
	$C_c$	1.5 mF
Càrrega RC	$R_o$	100 $\Omega$
	$C_o$	50 $\mu$ F
Càrrega RL	$R_o$	17 $\Omega$
	$L_o$	73 mH
Càrrega Rectificador	$R_L$	17 $\Omega$
Control PI	$k_i$	30
	$k_p$	0.7
Control PII	$v_{c\_ref}$	220 V
	$\lambda_0$	15000
	$\lambda_1$	200
Freqüència màx. de treball	$f_d$	20 kHz

La Figura 105 mostra la simulació del corrent consumit per la càrrega rectificadora. La Figura 106 mostra en detall el corrent de xarxa  $i_s$  en règim estacionari, quan el sistema alimenta la càrrega no lineal. Es pot apreciar que la forma d'ona del corrent de xarxa és una sinusoide perfecta, això si, amb el soroll d'alta freqüència degut a la relativament baixa freqüència de commutació. Es pot apreciar també la pèrdua de seguiment deguda al pas per zero de la tensió de xarxa.

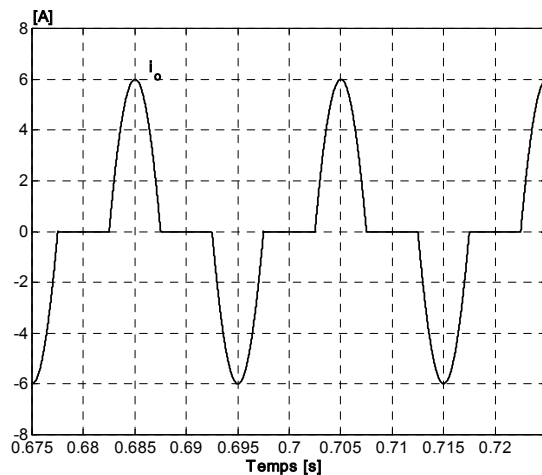


Figura 105. Simulació del corrent de la càrrega  $i_o$ , amb  $f_d = 20$  kHz.

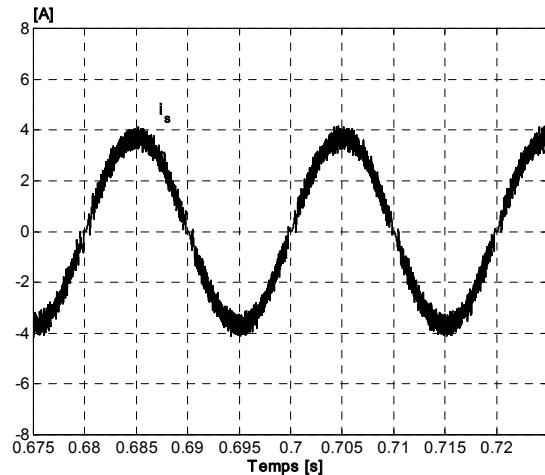


Figura 106. Simulació del corrent de xarxa  $i_s$ , amb  $f_d = 20$  kHz. Control linealitzant.

Per veure l'efectivitat del filtre i el compliment de normatives s'ha realitzat l'estudi en freqüència del corrent de la xarxa  $i_s$  i el corrent consumit per la càrrega  $i_o$ . La càrrega no lineal presenta un factor de cresta 3, amb una distorsió harmònica total DHT= 57.94%. El corrent de xarxa presenta un tercer harmònic de només 1.24% del principal i la distorsió harmònica total del corrent de xarxa és DHT= 7.15%.

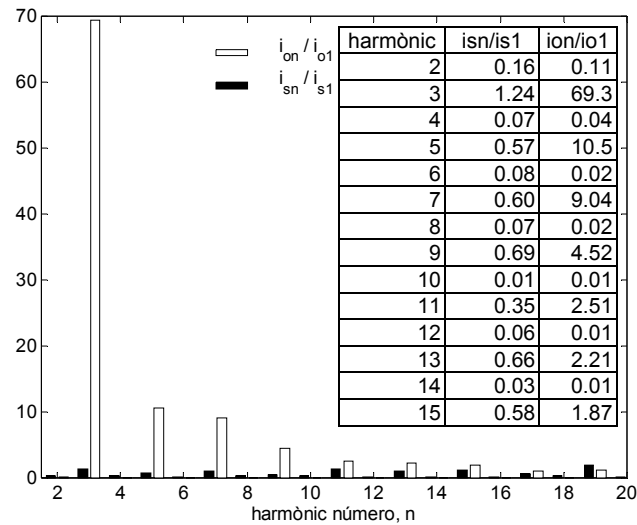


Figura 107. Simulació del contingut harmònic del corrent de xarxa  $i_s$  (DHT 7.15%) i del corrent de la càrrega  $i_o$  (DHT 57.89%) amb  $f_d=20$  kHz.

#### 6.4 FILTRE ACTIU TOTALMENT LINEALITZAT AMB CONTROL SIMPLIFICAT

La implementació analògica del control dissenyat a l'apartat anterior (Figura 96) requereix dos multiplicadors, un per obtenir  $k \cdot v_s$  i l'altre per obtenir el segon producte una vegada feta la resta de  $i_s - i_{s\_ref}$  per obtenir  $v_s \cdot (i_s - k \cdot v_s)$ .

Per implementar  $k \cdot v_s$  evitant l'ús d'un multiplicador es pot considerar l'aproximació de l'estat quasiestacionari. En aquesta aproximació, en cada mig cicle de la tensió de xarxa, el filtre actiu es pot veure com un convertidor *boost* CC/CC sense càrrega. Considerant el factor de conversió de voltatges d'un *boost*, es pot utilitzar la següent relació al disseny del control:

$$\frac{v_c}{v_s} \approx \frac{1}{\langle u \rangle} \Rightarrow v_s \approx v_c \cdot \langle u \rangle \quad (6-41)$$

on  $\langle u \rangle$  és el valor mitjà de la variable de control  $u$  durant un període de commutació. Aleshores tenint en compte l'objectiu del nostre control:

$$i_{s\_ref} = k \cdot v_s \approx k \cdot v_c \cdot \langle u \rangle \quad (6-42)$$

Tenint en compte que el producte  $k \cdot v_c$  (que anomenarem  $k_2$ ) és gairebé constant durant un període de commutació, podem aproximar l'equació (6-42) per:

$$i_{s\_ref} \approx k_2 \cdot \langle u \rangle \approx k_2 \cdot u \quad (6-43)$$

on  $k_2$  és una variable de control lenta, també relacionada amb la potència mitjana consumida per la càrrega.

Ara podem substituir l'equació (6-43) a la superfície de lliscament (6-34) i ens queda una superfície simplificada [Miret04a]:

$$s = v_s(i_s - \langle k_2 \cdot u \rangle) + \lambda_1 \int v_s(i_s - \langle k_2 \cdot u \rangle) \partial \tau + \lambda_0 \iint v_s(i_s - \langle k_2 \cdot u \rangle) \partial \tau^2 \quad (6-44)$$

La implementació analògica de (6-44) és més senzilla que la de la superfície equivalent (6-34). S'ha aconseguit substituir un multiplicador analògic pel circuit de la Figura 82.

El segon multiplicador no pot ser substituït utilitzant l'aproximació d'estat quasiestacionari, ja que no hi ha cap paràmetre auto-ajustable (com seria  $k$  en el primer producte) relacionat amb l'operació matemàtica.

### 6.4.1 VERIFICACIÓ DEL CONTROL

La Figura 108 mostra l'esquema simplificat del control dissenyat. La tensió del condensador  $v_c$  és sensada i filtrada per un passa-baixos RC, seguidament es compara amb el valor de referència per obtenir la  $k_2$  dependent del consum de potència de la càrrega. La variable  $k_2$  és utilitzada per obtenir  $k_2 \cdot u \cdot \text{sgn}(v_s)$ . El resultat restat del valor d' $i_s$  sensat es filtra per un passa baixos RC. Seguidament es realitza la multiplicació analògica per  $v_s$  i aquest resultat passat pel control proporcional-integral-integral. Un comparador genera la variable de control  $u$ . Per tenir una freqüència de commutació constant la variable de control  $u$  es passa per un *flip-flop D* governat per un rellotge a una freqüència  $f_d$ .

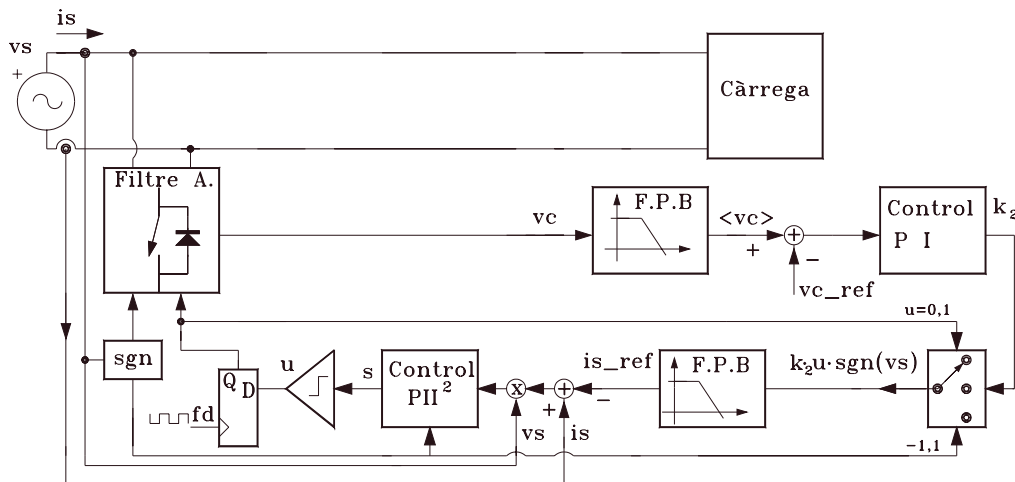


Figura 108. Diagrama de blocs del control lliscant del filtre actiu.

Per verificar el control dissenyat s'ha simulat el sistema amb els paràmetres que mostra la següent taula:

Taula 23

Paràmetre	Valor
Xarxa	$v_s$ 110 · sin(2·π·50·t) V
Filtre actiu	$L_c$ 1.88 mH
	$C_c$ 1.5 mF
Càrrega RC	$R_o$ 100 Ω
	$C_o$ 50 μF
Càrrega RL	$R_o$ 17 Ω
	$L_o$ 73 mH
Càrrega Rectificador	$R_L$ 17 Ω
Control PI	$k_i$ 1
	$k_p$ 0.1
Control PII <sup>2</sup>	$v_{c\_ref}$ 220 V
	$\lambda_0$ 15000
	$\lambda_1$ 200
Freqüència de tall	$f_c$ 86 Hz
FPB d' $v_c$	
Freqüència de tall	$f_s$ 1600 Hz
FPB d' $i_s - kusgn(vs)$	
Freqüència màx. de treball	$f_d$ 100 kHz

La Figura 109 mostra la tensió de xarxa  $v_s$ , el corrent de xarxa  $i_s$ , el corrent de la càrrega  $i_o$  i el corrent del filtre  $i_c$  a l'arrencada amb la càrrega no lineal amb factor de cresta 3. Es pot apreciar que el règim permanent s'assoleix en quatre cicles de la tensió de xarxa. La Figura 110 mostra el règim permanent en detall.

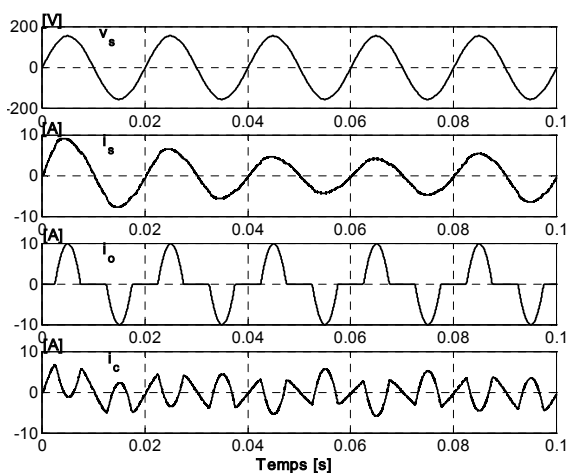


Figura 109. Tensió de xarxa  $v_s$ , corrent de xarxa  $i_s$ , corrent de la càrrega  $i_o$  i corrent del filtre  $i_c$  a l'arrencada amb càrrega no lineal.

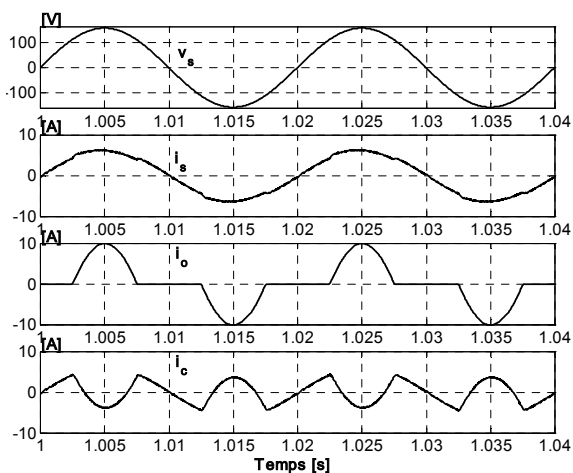


Figura 110. Tensió de xarxa  $v_s$ , corrent de xarxa  $i_s$ , corrent de la càrrega  $i_o$  i corrent del filtre  $i_c$  en règim permanent.

Per veure l'efectivitat del filtre i el compliment de normatives s'ha realitzat l'estudi en freqüència del corrent de la xarxa  $i_s$  i el corrent consumit per la càrrega  $i_o$ , Figura 111.

La càrrega no lineal presenta un factor de cresta 3 amb una distorsió harmònica total DHT= 57.89%. Una vegada el filtre està treballant el corrent de xarxa està gairebé lliure del cinquè harmònic i presenta només un tercer harmònic del 4.33%. La distorsió harmònica total del corrent de xarxa és DHT=

5.38%. En aquest cas la norma IEEE 519-1992 [IEEE93] es compleix si treballem amb un sistema amb  $i_{sc}/i_o = 50$ .

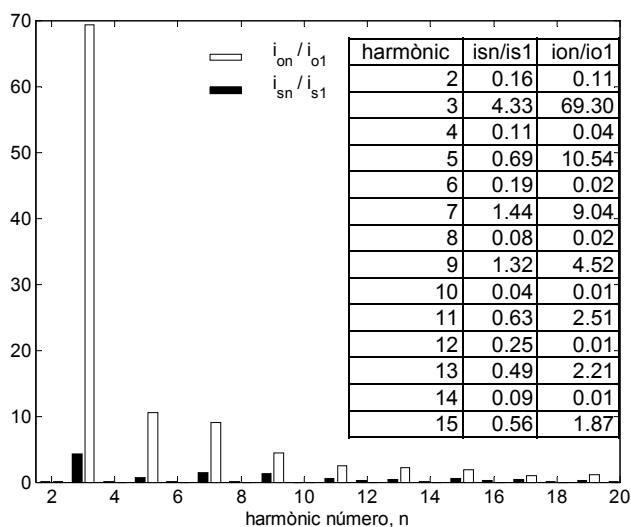


Figura 111. Contingut harmònic del corrent de xarxa  $i_s$  (DHT 5.38%) i del corrent de la càrrega  $i_o$  (DHT 57.89%).

Per veure el comportament del sistema en front a canvis de càrrega s’ha simulat un salt en la resistència  $R_L$  de  $8 \Omega$  a  $17 \Omega$  i tornar a  $8 \Omega$ . La Figura 112 mostra la tensió de xarxa  $v_s$ , el corrent de xarxa  $i_s$ , el corrent de la càrrega  $i_o$  i el corrent del filtre  $i_c$  en el salt de càrrega. La Figura 113 mostra el comportament de la variable de control  $k$  clarament dependent del consum de la càrrega.

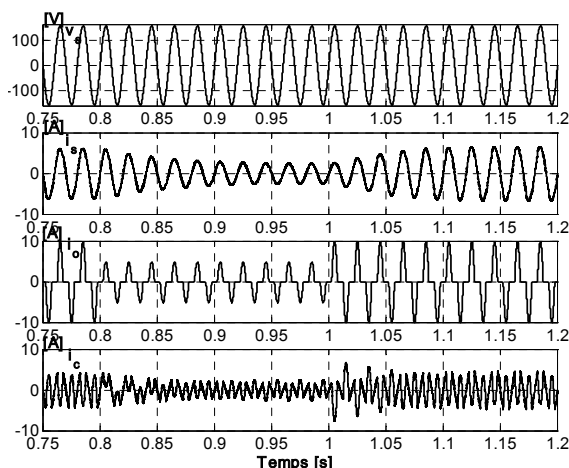


Figura 112. Tensió de xarxa  $v_s$ , corrent de xarxa  $i_s$ , corrent de la càrrega  $i_o$  i corrent del filtre  $i_c$  amb salt a la càrrega de 10 A pic a 5 A pic i tornar a 10 A pic. Control linealitzant simplificat.

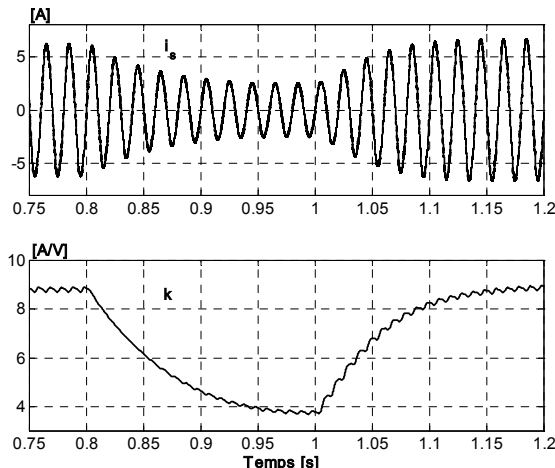


Figura 113. Corrent de xarxa  $i_s$  i variable  $k$  amb salt a la càrrega de 10 A pic a 5 A pic i tornar a 10 A pic. Control linealitzant simplificat.

La Figura 114 mostra en detall la tensió de xarxa  $v_s$ , el corrent de xarxa  $i_s$  i el corrent de la càrrega  $i_o$  en règim estacionari.

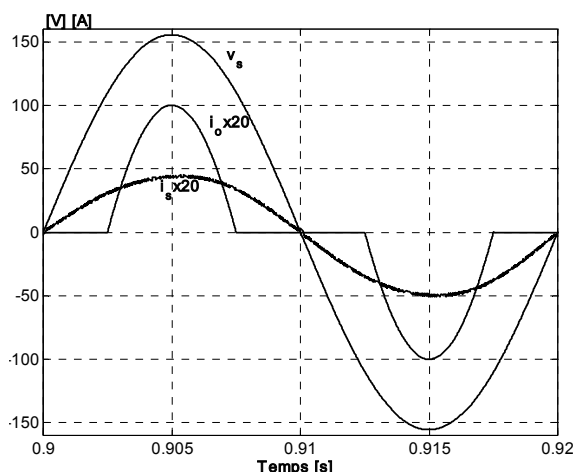


Figura 114. Tensió de xarxa  $v_s$ , corrent de xarxa  $i_s$ , corrent de la càrrega  $i_o$  en règim estacionari. Control linealitzant simplificat.

També s'ha simulat la resposta del sistema a càrregues inductiva i capacitiva. Tal com mostren la Figura 115 i la Figura 116 el control aconsegeix un factor de potència unitat.

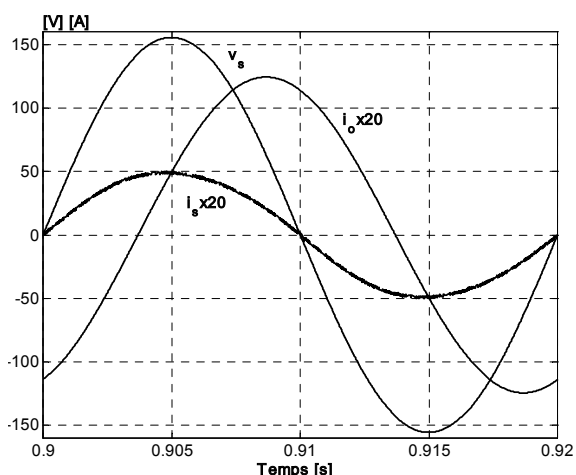


Figura 115. Tensió de xarxa  $v_s$ , corrent de xarxa  $i_s$ , corrent de la càrrega  $i_o$  en el cas de càrrega inductiva. Control linealitzant simplificat.

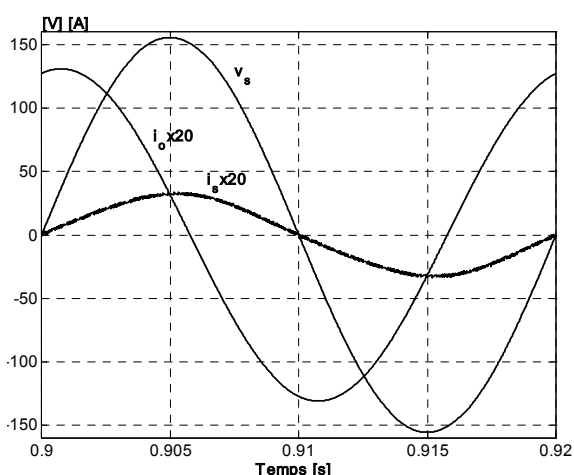


Figura 116. Tensió de xarxa  $v_s$ , corrent de xarxa  $i_s$ , corrent de la càrrega  $i_o$  en el cas de càrrega capacitiva. Control linealitzant simplificat.

#### 6.4.2 VERIFICACIÓ DEL CONTROL A BAIXA FREQUÈNCIA

Per tal de provar el control en condicions extrapolables al laboratori reduïrem la freqüència de commutació, fent-la apta per a un pont d'IGBTs. Suposem una freqüència màxima  $f_d = 20$  kHz. La limitació en freqüència ha obligat a augmentar el valor de la bobina de 1.88 mH a 4mH.



Taula 24

Paràmetre		Valor
Xarxa	$v_s$	$110 \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot t)$ V
Filtre actiu	$L_c$	4 mH
	$C_c$	1.5 mF
Càrrega RC	$R_o$	100 $\Omega$
	$C_o$	50 $\mu$ F
Càrrega RL	$R_o$	17 $\Omega$
	$L_o$	73 mH
Càrrega Rectificador	$R_L$	17 $\Omega$
Control PI	$k_i$	1
	$k_p$	0.1
	$v_{c\_ref}$	220 V
Control PII <sup>2</sup>	$\lambda_0$	15000
	$\lambda_1$	200
Freqüència de tall FPB d' $v_c$	$f_c$	86 Hz
Freqüència de tall FPB d' $i_s - kusgn(vs)$	$f_s$	1600 Hz
Freqüència màx. de treball	$f_d$	20 kHz

La Figura 117 mostra la simulació del corrent de la càrrega. La Figura 118 mostra la simulació del corrent de xarxa del sistema alimentant una càrrega no lineal amb factor de cresta 3.

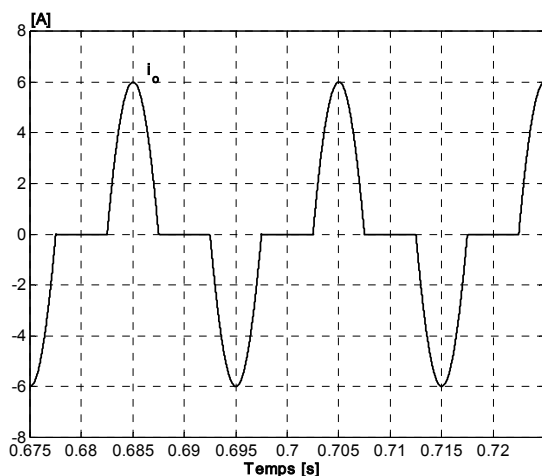


Figura 117. Simulació del corrent de la càrrega  $i_o$ , amb  $f_d = 20$  kHz.

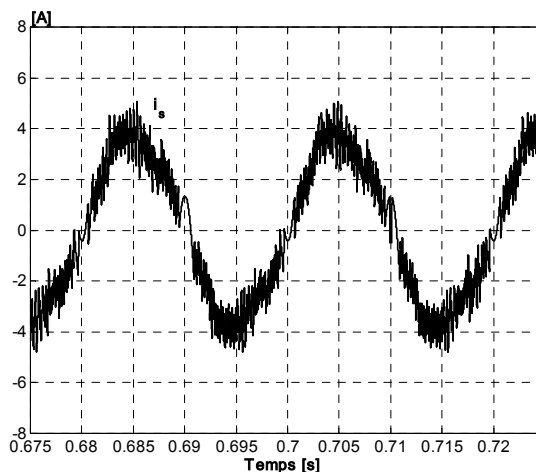


Figura 118. Simulació del corrent de xarxa  $i_s$ , amb  $f_d = 20$  kHz. Control linelitzant simplificat.

Podem apreciar que la resposta a baixa freqüència no és massa bona, ara bé, segueix complint normatives.

La Figura 119 mostra l'espectre del corrent de càrrega comparat amb l'espectre del corrent de xarxa, obtinguts per simulació a 20 kHz.

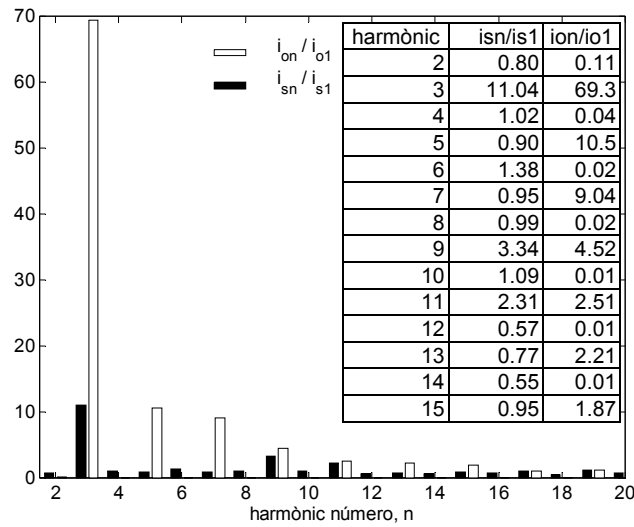


Figura 119. Simulació del contingut harmònic del corrent de xarxa  $i_s$  (DHT 13.88%) i del corrent de la càrrega  $i_o$  (DHT 57.89%) amb  $f_d=20$  kHz.

## 6.5 COMPARACIÓ AMB ELS CONTROLS DE REFERÈNCIA

Després de sintetitzar i comprovar el comportament dels controls dissenyats per al filtre actiu, realitzarem una comparació amb un control de referència en mode lliscant [Torrey95].

Aquest control es basa en la següent superfície de lliscament:

$$s = k \cdot v_s - i_s \quad (6-45)$$

Obtenint  $k$  amb el mateix control PI que hem utilitzat en els nostres dissenys.

La Figura 120 mostra en detall la tensió de xarxa  $v_s$ , el corrent de xarxa  $i_s$  i el corrent de la càrrega  $i_o$  en règim estacionari obtinguts amb el control de referència alimentant una càrrega no lineal amb factor de cresta 3 i DHT= 57.89%, treballant a  $f_d=100$  kHz.

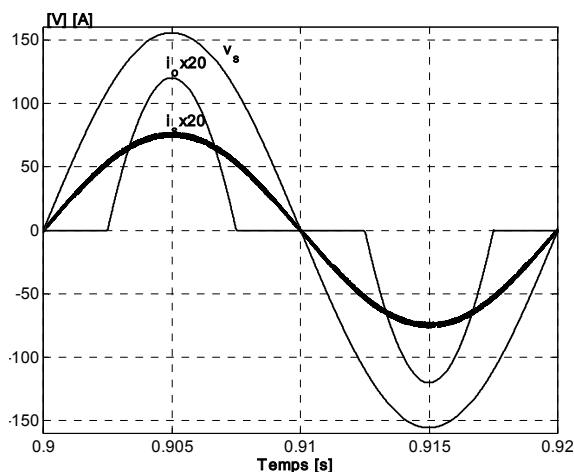


Figura 120. Tensió de xarxa  $v_s$ , corrent de xarxa  $i_s$ , corrent de la càrrega  $i_o$  en règim estacionari. Control de referència.

La comparació entre els espectres del corrent de la càrrega  $i_o$  i del corrent de la xarxa  $i_s$  es mostren a la Figura 121. La distorsió harmònica total del corrent de xarxa és DHT= 2.82%.

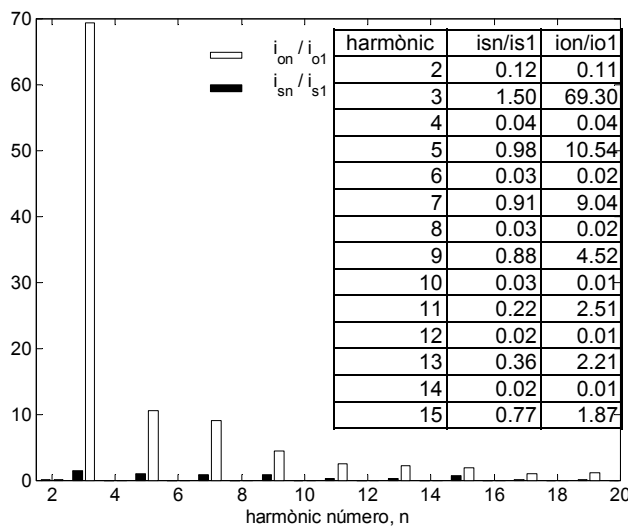


Figura 121. Contingut harmònic del corrent de xarxa  $i_s$  (DHT 2.82%) i del corrent de la càrrega  $i_o$  (DHT 57.89%). Control de referència.

Si efectuem la simulació commutant a una freqüència màxima de 20 kHz obtenim el corrent de xarxa  $i_s$  de la Figura 122.

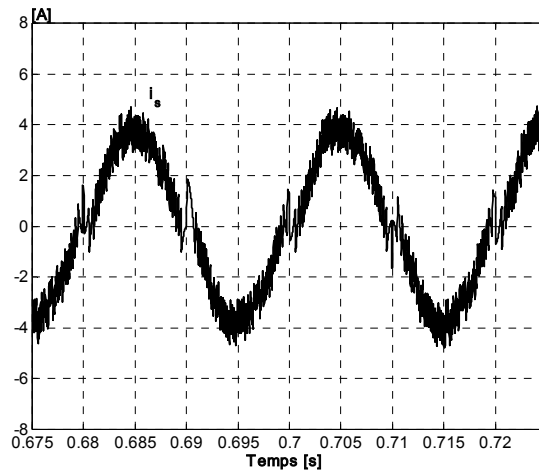


Figura 122. Simulació del corrent de xarxa  $i_s$ , amb  $f_d = 20$  kHz. Control de referència.

A 20 kHz es pot apreciar clarament l'elevada distorsió en els passos per zero, el que provocarà que la DHT sigui elevada.

La Figura 123 mostra l'anàlisi en freqüència del corrent de xarxa  $i_s$  i del corrent de càrrega  $i_o$ , treballant a  $f_d = 20$  kHz.

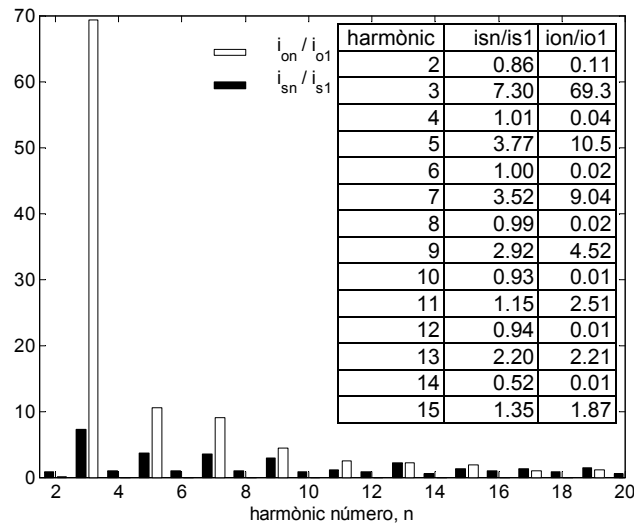


Figura 123. Simulació del contingut harmònic del corrent de xarxa  $i_s$  (DHT 11.42%) i del corrent de la càrrega  $i_o$  (DHT 57.89%) amb  $f_d = 20$  kHz. Control de referència.

### 6.5.1 COMPARATIVA DELS CONTROLS LLISCANTS PER FILTRES ACTIUS

En la següent taula hi ha condensada la informació dels resultats de simulació del filtre actiu controlat per les diverses estratègies estudiades. La primera columna indica la freqüència màxima de commutació  $f_d$  a la que s'ha fet la simulació. La segona columna indica el número d'harmònic mesurat i també la

distorsió harmònica total DHT. La resta de columnes contenen el valor en tant per cent dels harmònics del corrent respecte de l'harmònic principal a 50 Hz.

Taula 25

$f_d$	harmònic	% de l'harmònic n amb el Control				
		$i_o$ càrrega	$i_s$ ( $i_s - k \cdot u$ )	$i_s$ $v_s \cdot (i_s - k_2 \cdot u)$	$i_s$ $v_s \cdot (i_s - k \cdot v_s)$	$i_s$ , Torrey ( $i_s - k \cdot v_s$ )
100 kHz	3 <sup>er</sup>	69.3	8.92	4.33	1.14	1.50
	5 <sup>è</sup>	10.5	1.54	0.69	0.8	0.98
	7 <sup>è</sup>	9.04	1.99	1.44	0.45	0.91
	9 <sup>è</sup>	4.52	2.64	1.32	0.23	0.88
	DHT	<b>57.89</b>	<b>10.3</b>	<b>5.38</b>	<b>2.94</b>	<b>2.82</b>
20 kHz	3 <sup>er</sup>	69.3	10.71	11.04	1.24	7.30
	5 <sup>è</sup>	10.5	2.26	0.9	0.57	3.77
	7 <sup>è</sup>	9.04	1.59	0.95	0.6	3.52
	9 <sup>è</sup>	4.52	4.05	3.34	0.69	2.92
	DHT	<b>57.89</b>	<b>13.74</b>	<b>13.88</b>	<b>7.15</b>	<b>11.42</b>

Tal com es pot deduir de la taula, quant més complex és el control, millor es comporta en la seva tasca d'eliminar els harmònics del corrent de xarxa  $i_s$ .

Treballant a alta freqüència, els dos controls complexos (el de referència i el que usa dos multiplicadors) presenten unes característiques semblants en quant a la reducció dels harmònics 3<sup>er</sup>, 5<sup>è</sup>, 7<sup>è</sup>, i 9<sup>è</sup> i a la distorsió harmònica total. Ara bé, la reducció més important dels primers harmònics es fa amb el nostre control  $v_s \cdot (i_s - k \cdot v_s)$ . Treballant a baixa freqüència (20 kHz, la màxima del nostre prototipus amb IGBTs) aquest control supera amb escreix al control de referència, amb una reducció de la DHT total del 57.89% al 7.15%. Per tant aquest és el control que escolliríem si volguéssim la reducció màxima de la distorsió harmònica de la xarxa, tot i la seva major dificultat d'implementació.

Per aplicacions menys restrictives podem veure que el control ( $i_s - k \cdot u$ ) és prou vàlid al reduir la DHT del 57.89% al 13.74%, només dos punts per sobre de la del control de referència.

El control simplificat  $v_s \cdot (i_s - k_2 \cdot u)$  no presenta massa bon comportament a baixa freqüència, ja que la DHT obtinguda és comparable a la del control simplificat ( $i_s - k \cdot u$ ) tot i ser més complexa la seva implementació.

La Figura 124 mostra un gràfic comparatiu amb les dades de la taula anterior. Les barres representen els harmònics 3<sup>er</sup>, 5<sup>è</sup>, 7<sup>è</sup>, i 9<sup>è</sup> en % respecte de l'harmònic principal simulats a les dues freqüències de commutació  $f_d = 20$  kHz i  $f_d = 100$  kHz. El tercer harmònic del corrent de càrrega s'ha retallat per poder fer una bona comparació de la resposta de cada control.

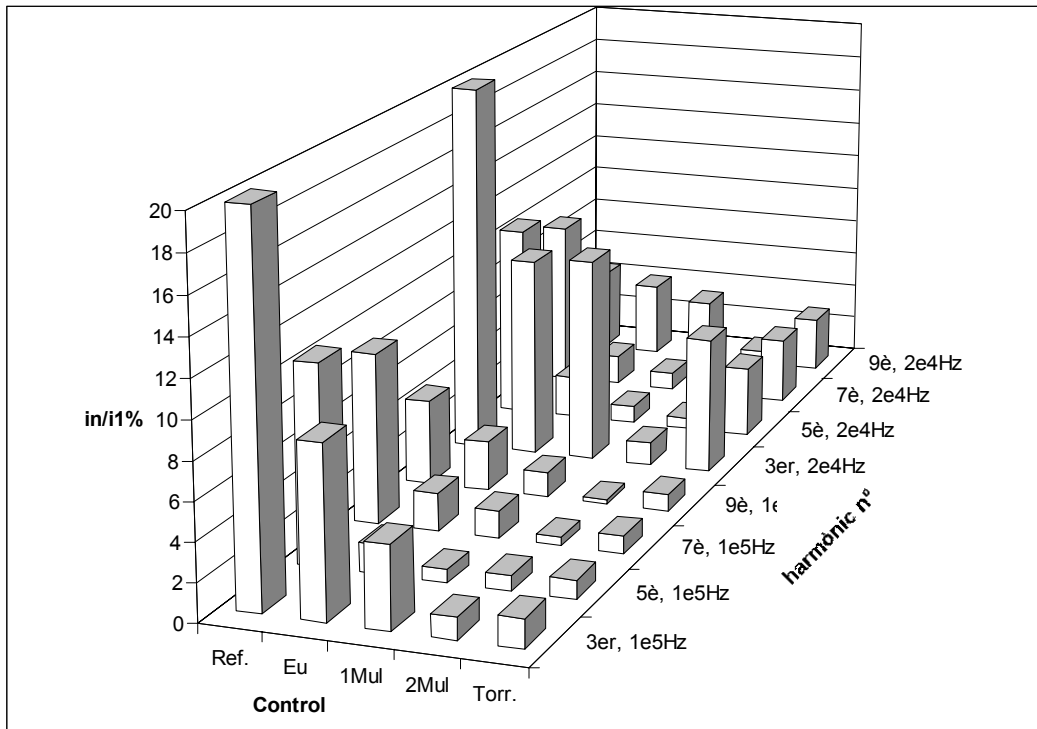


Figura 124. Comparació del contingut harmònic del corrent de xarxa  $i_s$  respecte del de referència o corrent de càrrega  $i_o$  (retolat Ref. amb el tercer harmònic retallat al 20%) amb cada un dels controls estudiats, a  $f_d = 100$  kHz i a  $f_d = 20$  kHz.

La Figura 125 mostra gràficament la distorsió harmònica total del corrent de xarxa  $i_s$  utilitzant cada un dels controls, a les dues freqüències de commutació que hem agafat per a les simulacions:  $f_d = 20$  kHz i  $f_d = 100$  kHz.

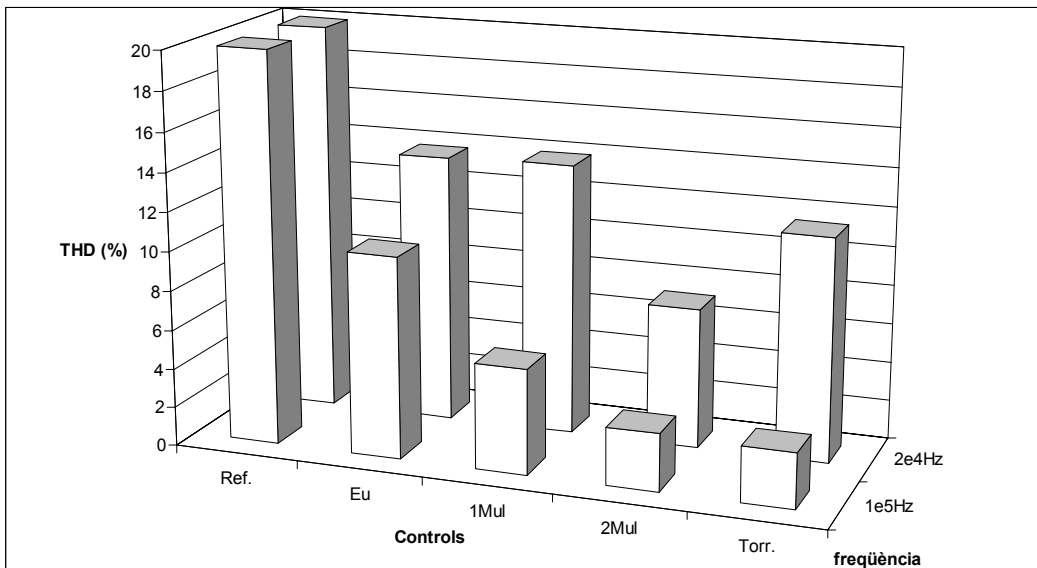


Figura 125. Comparació de la distorsió harmònica total (DHT en %) del corrent  $i_o$  de referència (retolat Ref., retallat del 57.89% al 20%) i de cada un dels controls, a  $f_d = 100$  kHz i a  $f_d = 20$  kHz.

### 6.5.2 CONTROL ESTÀNDARD PWM

Per comparar els controls no lineals dissenyats amb l'estàndard de la indústria hem simulat el control proposat a [Wu96]. Aquest sistema es basa en el mateix inversor en pont complet però controlat amb un modulador d'amplada de polsos (PWM). Utilitza un multiplicador per obtenir el corrent de referència a partir de la potència mitjana del condensador d'emmagatzematge. Si efectuem una modulació unipolar (-1, 0, 1) o sigui utilitzant el signe de la tensió de xarxa per controlar la primera branca del pont i el PWM per controlar la segona branca del pont, el resultat no és gens satisfactori. Tal com vàrem explicar a l'apartat 6.1.2 "Estratègies bàsiques de commutació del pont", el pas per zero de la tensió de xarxa comporta pèrdua de seguiment de la referència. En l'estratègia de control amb PWM als passos per zero es perd molt el seguiment, donant una distorsió harmònica molt elevada (DHT= 26,12%). Per tant, per fer un anàlisi del control estàndard comparable amb els controls dissenyats per nosaltres, hem escollit commutació bipolar (-1, 1), amb totes dues branques treballant a alta freqüència. La Figura 126 mostra el corrent de la xarxa  $i_s$  obtingut amb aquest control PWM bipolar a  $f_d = 20$  kHz. Es pot apreciar que el sistema funciona correctament amb un arrissat d'alta freqüència (20 kHz) degut a la freqüència de commutació constant.

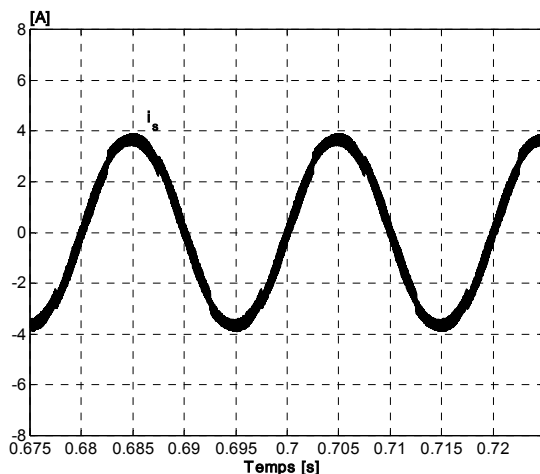


Figura 126. Simulació del corrent de xarxa  $i_s$ , amb  $f_d = 20$  kHz. Control PWM bipolar.

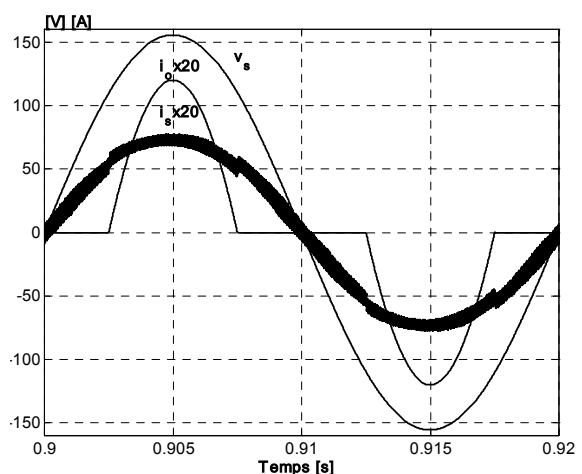


Figura 127. Tensió de xarxa  $v_s$ , corrent de xarxa  $i_s$ , corrent de la càrrega  $i_o$  en règim estacionari a  $f_d = 20$  kHz. Control PWM bipolar.

El contingut harmònic  $d'i_s$  es pot apreciar a la Figura 128. És perfectament comparable amb els que hem obtingut amb control no lineal lliscant.

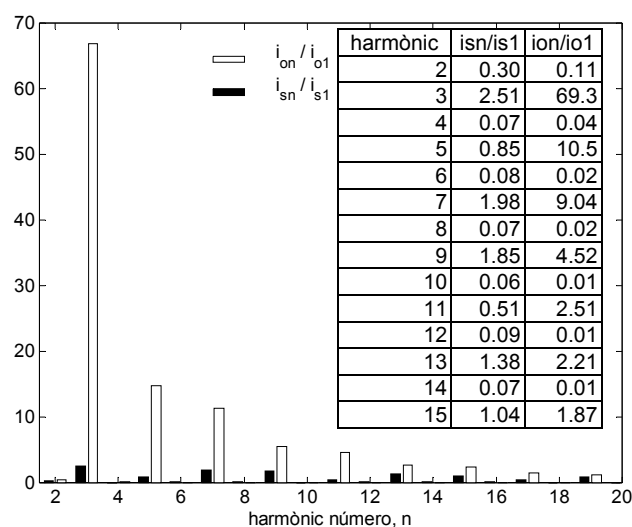


Figura 128. Simulació del contingut harmònic del corrent de xarxa  $i_s$  (DHT 6.2%) i del corrent de la càrrega  $i_o$  (DHT 57.89%) amb  $f_d = 20$  kHz. Control PWM bipolar.

Observant aquesta figura i la taula es pot veure que els primers harmònics estan molt atenuats, ara bé a 20 kHz (fora de marges de la taula) tenim un elevat harmònic degut a la freqüència de commutació, a diferència dels controls en mode lliscant que efectuen un *spectrum spreading* del soroll de commutació.

Comparant aquests resultats amb els obtinguts amb els controls lliscants veiem que el comportament freqüencial del control PWM és molt bo. Ara bé, els controls lliscants es comporten molt bé en mode unipolar, amb resultats comparables als del PWM en mode bipolar. Les pèrdues en els interruptors són molt més baixes en commutació unipolar (reduïdes a menys de la meitat) que en commutació bipolar, i l'estrès sobre els interruptors és també inferior en el cas unipolar. A més a més els controls lliscants tenen una inherent baixa sensibilitat a les variacions de paràmetres de la planta i del control. Vist tot això podem concloure que els tres controls proposats són aptes per a aquest tipus de sistemes.

## 6.6 FILTRE ACTIU EN XARXES AMB ELEVADA INDUCTÀNCIA DE LÍNIA

En l'estudi realitzat fins ara hem suposat la xarxa com a ideal, però en els sistemes reals la inductància de línia acostuma a ser apreciable. L'estabilitat d'un sistema compensat amb filtre actiu es veu molt afectada per aquesta inductància, especialment quan s'alimenten càrregues capacitives. [Malesani98] [Magoarou94]. La realimentació positiva provocada pel corrent de la càrrega capacitiva sobre una inductància de línia no menyspreable porta sovint a la inestabilitat del sistema.

Quan considerem la xarxa elèctrica real hem de tenir en compte el valor de la inductància de sortida, idealment zero però diferent de zero a la realitat. El valor d'aquesta inductància depèn de la potència del transformador més proper i de la longitud de la línia de connexió, normalment presenta valors  $L_s < 1$  mH. La



inductància paràsita de la línia de distribució elèctrica provoca que la tensió de línia, que veu el filtre i la càrrega, depenguin del corrent consumit per ambdós [Akagi97]. Ja que aquests corrents depenen de la tensió de xarxa, existeix un llaç de realimentació que pot causar inestabilitat al sistema. La Figura 129 mostra l'esquema del sistema sencer.

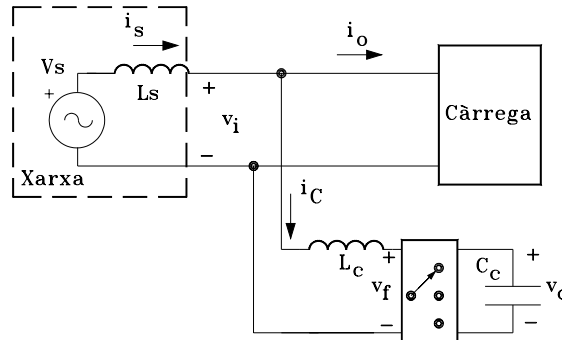


Figura 129. Esquema del sistema de compensació mitjançant filtre actiu.

De la Figura 129 podem trobar els corrents de càrrega i del filtre actiu en funció de la tensió d'entrada  $v_i$  i de les característiques de cada un d'ells:

$$i_o = Y_o(s) \cdot v_i \tag{6-46}$$

$$i_c = H_f(s) \cdot i_o \tag{6-47}$$

on  $Y_o(s)$  és l'admitància equivalent de la càrrega i  $H_f(s)$  és la funció de transferència del corrent injectat pel filtre respecte al corrent de la càrrega.

Considerant ara el diagrama de blocs del sistema en el domini de Laplace, amb entrada  $v_s$  i sortida  $i_s$  podem dibuixar l'esquema de la Figura 130.

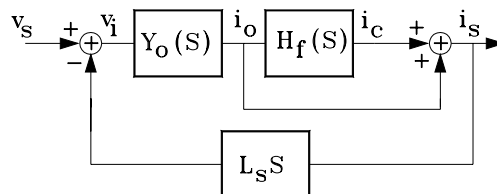


Figura 130. Diagrama de blocs general.

D'aquesta figura obtenim la següent funció de transferència per a realitzar l'anàlisi d'estabilitat del sistema:

$$\frac{i_s}{v_s}(s) = \frac{Y_o(s) \cdot (H_f(s) + 1)}{(1 + Y_o(s) \cdot (H_f(s) + 1) \cdot L_s s)} \tag{6-48}$$

La funció de transferència del filtre actiu  $H_f(s)$  la trobarem amb l'ajut del diagrama de blocs de la Figura 131:

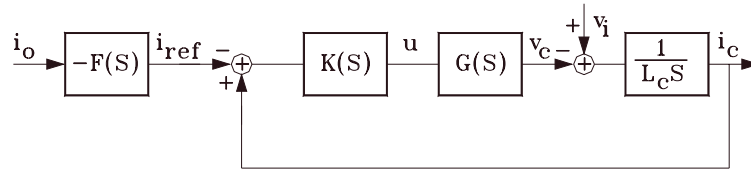


Figura 131. Diagrama de blocs del filtre actiu.

on  $K(s)$  és la funció de control que depèn de l'error del corrent de referència i en el cas més simple és un guany constant  $k_e$ ;  $G(s)$  és la funció de transferència que relaciona la variable de control  $u$  amb la tensió del condensador  $v_c$ :

$$v_f = u \cdot v_c \Rightarrow v_f = u \cdot G(s) ; \quad -1 < u < 1 \quad (6-49)$$

Suposarem que  $G(s)$  és una constant en règim permanent  $G(s) = G_e$ ; la funció  $F(s)$  és un filtre banda eliminada que no deixa passar la freqüència fonamental de la tensió de xarxa ( $f_o$ ) i ens serveix per obtenir el corrent de referència, per tant suposarem que presenta un guany 0 dB (excepte per  $f = f_o$ , freqüència a la qual el guany és idealment  $-\infty$  dB).

De la Figura 131 podem treure'n la funció de transferència  $H_f(s)$  i la seva simplificació:

$$H_f(s) = \frac{i_c(s)}{i_o(s)} = \frac{-F(s) \cdot K(s) \cdot G(s)}{K(s) \cdot G(s) + L_c s} = \frac{-K_e \cdot G_e}{K_e \cdot G_e + L_c s} \quad (6-50)$$

I ara substituint la funció (6-50) a (6-48) obtenim la funció de transferència que ens lliga la tensió i el corrent d'entrada:

$$H_t(s) = \frac{i_s(s)}{v_s} = \frac{Y_o(s) \cdot \left(1 - \frac{K_e \cdot G_e}{K_e \cdot G_e + L_c s}\right)}{\left(1 + Y_o(s) \cdot \left(1 - \frac{K_e \cdot G_e}{K_e \cdot G_e + L_c s}\right) \cdot L_s s\right)} \quad (6-51)$$

L'estudi d'aquesta equació ens permetrà conèixer el rang d'estabilitat del sistema.

Suposem primer una càrrega inductiva sèrie:

$$Y_o(s) = \frac{1}{R_o + L_o s} \quad (6-52)$$

Per analitzar l'estabilitat del sistema sencer ens fixarem en el denominador de la funció de transferència total:

$$DEN_{H_t}(s) = \left(1 + \frac{1}{R_o + L_o s} \cdot \left(1 - \frac{K_e \cdot G_e}{K_e \cdot G_e + L_c s}\right) \cdot L_s s\right) \quad (6-53)$$

el qual es pot reescriure com:

$$DEN_{H_t}(s) = s^2 + s \frac{(R_o \cdot L_c + K_e \cdot G_e \cdot L_o)}{(L_c \cdot L_s + L_c \cdot L_o)} + \frac{(R_o \cdot K_e \cdot G_e)}{(L_c \cdot L_s + L_c \cdot L_o)} \quad (6-54)$$

Identificant aquesta funció amb un sistema lineal de segon ordre s'obtenen els següents paràmetres:

$$\omega_0 = \sqrt{\frac{(R_o \cdot K_e \cdot G_e)}{(L_c \cdot L_s + L_c \cdot L_o)}} \quad ; \quad \zeta = \frac{(R_o \cdot L_c + K_e \cdot G_e \cdot L_o)}{2 \cdot \sqrt{(L_c \cdot L_s + L_c \cdot L_o)}} \quad (6-55)$$

Es pot apreciar que el sistema és estable ja que els coeficients  $\omega_0$  i  $\zeta$  són positius. Ara bé, el guany del control  $K_e$  fa que puguin aparèixer oscil·lacions al pujar el seu valor per obtenir el corrent de línia  $i_s$  desitjat.

Vegem ara l'estabilitat del sistema en el cas de càrrega capacitiva:

$$Y_o(s) = \frac{R_o C_o s + 1}{R_o} \quad (6-56)$$

Per analitzar l'estabilitat del sistema sencer ens fixarem en el denominador de la funció de transferència total:

$$DEN_{H_t}(s) = \left( 1 + \frac{R_o + C_o s}{R_o} \cdot \left( 1 - \frac{K_e \cdot G_e}{K_e \cdot G_e + L_c s} \right) \cdot L_s s \right) \quad (6-57)$$

el qual es pot expressar de manera equivalent com:

$$DEN_{H_t}(s) = s^3 + s^2 \frac{(L_c \cdot L_s)}{(L_c \cdot L_s \cdot C_o \cdot R_o)} + s \frac{R_o \cdot L_c}{(L_c \cdot L_s \cdot C_o \cdot R_o)} + \frac{R_o \cdot K_e \cdot G_e}{(L_c \cdot L_s \cdot C_o \cdot R_o)} \quad (6-58)$$

Aplicant el criteri de Routh per determinar la condició d'estabilitat s'obté:

$$K_e < \frac{L_c}{R_o \cdot C_o \cdot G_e} \quad (6-59)$$

D'aquesta condició podem concloure que, quant més elevat sigui el guany  $K_e$  de l'error del corrent de xarxa  $i_s$ , més tendència hi haurà a la inestabilitat. De la teoria de filtres actius sabem que el seguiment del corrent de xarxa  $i_s$  respecte a la tensió de xarxa  $v_s$  millora per  $K_e$  major.

De (6-55) i (6-59) veiem que existeix un compromís en el disseny del control que està directament lligat al tipus de càrrega que alimentem. En les simulacions es podrà veure la influència de la càrrega en l'estabilitat del sistema. Veurem que el corrent que dona la xarxa és estable quan la càrrega és inductiva i és inestable quan la càrrega és capacitiva. Per evitar haver d'utilitzar un control o un altre segons la càrrega que alimentem haurem de dissenyar un control, que sigui suficientment robust i estable, independentment del tipus de càrrega.

Vegem ara com fem el disseny d'aquest control independent de la càrrega.

### 6.6.1 DETERMINACIÓ DEL GRAU RELATIU

El primer pas per deduir el control del filtre actiu de forma sistemàtica és determinar el grau relatiu del sistema, (veure l'apartat 3.1.6 "Determinació de la superfície de commutació").

Vegem el grau relatiu del sistema si alimentem una càrrega capacitiva tal com mostra la Figura 132.

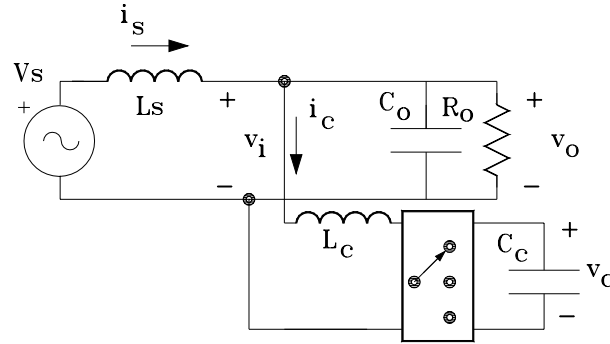


Figura 132. Model circuital simplificat del sistema amb càrrega capacitiva.

El model bilineal del sistema es pot descriure amb les següents equacions diferencials:

$$L_s \frac{di_s}{dt} = v_s - v_o \quad (6-60)$$

$$L_c \frac{di_c}{dt} = v_o - v_c \cdot u \quad (6-61)$$

$$C_c \frac{dv_c}{dt} = i_c \cdot u \quad (6-62)$$

$$C_o \frac{dv_o}{dt} = i_s - i_c - \frac{v_o}{R_o} \quad (6-63)$$

on  $i_s$ ,  $i_c$ ,  $v_c$ , i  $v_o$  són les variables d'estat del sistema.

Suposem un esquema de commutació bipolar per simplificar l'anàlisi. La variable de control  $u$  pren els següents valors:

$$u = 1$$

$$u = -1$$

Per tal de determinar el grau relatiu  $r$  de la variable d'estat corrent d'entrada  $i_s$  usem el sistema d'equacions descrit per (6-60) a (6-63) i aïllem  $i_s$  amb totes les seves derivades:

$$L_s \frac{di_s^3}{dt^3} = \frac{dv_s^2}{dt^2} - \frac{1}{C_o} \frac{dj_s}{dt} + \frac{1}{C_o L_c} v_o - \frac{1}{C_o L_c} v_c \cdot u + \frac{1}{R_o C_o} \frac{dv_o}{dt} \quad (6-64)$$

de (6-64) veiem que el grau relatiu  $r = 3$ .

En canvi quan la càrrega que volem alimentar és de tipus inductiu, tal com mostra la Figura 133, el grau relatiu serà 1.

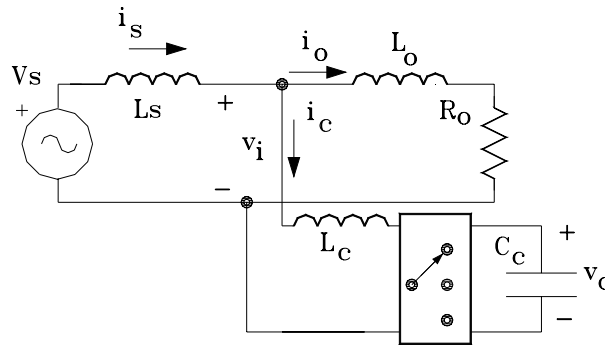


Figura 133. Model circuital simplificat del sistema amb càrrega inductiva.

El model bilineal del sistema amb càrrega inductiva es pot descriure amb les següents equacions diferencials:

$$L_s \frac{di_s}{dt} = v_s - v_i \tag{6-65}$$

$$L_c \frac{di_c}{dt} = v_i - v_c \cdot u \tag{6-66}$$

$$C_c \frac{dv_c}{dt} = i_c \cdot u \tag{6-67}$$

$$L_o \frac{di_o}{dt} = v_i - R_o \cdot i_o \tag{6-68}$$

on  $i_s$ ,  $i_c$ ,  $v_c$ , i  $i_o$  són les variables d'estat del sistema.

Per a determinar el grau relatiu  $r$  de la variable d'estat corrent d'entrada  $i_s$ , usem el sistema d'equacions descrit per (6-65) a (6-68) i aïllem  $i_s$ :

$$L_s \frac{di_s}{dt} = v_s - L_c \frac{di_c}{dt} - v_c \cdot u \tag{6-69}$$

En aquest cas es pot veure que el grau relatiu  $r = 1$ .

Així doncs, segons la càrrega necessitem una superfície de control o una altra (de grau 3 o de grau 1 respectivament) per controlar el sistema [López.O98a].

Aquest resultat concorda amb l'anàlisi d'estabilitat que hem realitzat en l'apartat anterior. Per dissenyar un control lliscant que permeti estabilitzar el sistema alimentant qualsevol tipus de càrrega, augmentarem l'ordre del sistema de manera que el grau relatiu no depengui de la càrrega.

### 6.6.2 EXTENSIÓ DE L'ORDRE DEL SISTEMA

Per aconseguir estabilitzar el sistema per qualsevol tipus de càrrega es proposa la combinació d'un filtre actiu, compost per un inversor en pont complet, amb un filtre passiu en sèrie amb la càrrega [Miret03].

Al afegir el filtre passiu podem corregir qualsevol tipus de càrrega, fins i tot capacitives, evitant les inestabilitats que comporta la inductància de línia. Per aquesta topologia proposem un control en mode lliscament. Utilitzarem la linealització entrada-sortida per deduir la superfície de lliscament més apropiada. La topologia del filtre passiu s'ha dissenyat tenint en compte el grau relatiu del sistema treballant amb diferents tipus de càrregues. La Figura 134

mostra el model circuital simplificat del sistema amb filtre actiu paral·lel en pont complet.

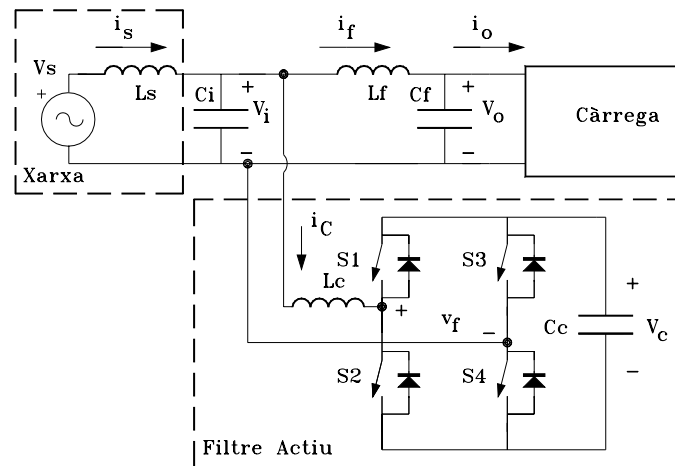


Figura 134. Model circuital simplificat del sistema amb filtre actiu.

El funcionament del filtre es pot descriure distingint cada un dels semicicles de la tensió de la xarxa, donat que la tensió  $v_f$  ha de tenir el mateix signe que  $v_s$ . En el semicicle positiu de  $v_s$  l'interruptor  $S_3$  ha d'estar en tall i l'interruptor  $S_4$  en saturació, de manera que  $v_f > 0$ ; aleshores la magnitud del corrent  $i_c$  es pot incrementar, si  $S_1$  està en tall i  $S_2$  en saturació, o bé, es pot disminuir, si  $S_1$  està en saturació i  $S_2$  està en tall. Per al semicicle negatiu de  $v_s$  l'interruptor  $S_3$  ha d'estar en saturació i l'interruptor  $S_4$  en tall, assegurant que  $v_f < 0$ ; aleshores la magnitud de  $i_c$  es pot incrementar, si  $S_1$  està en saturació i  $S_2$  està en tall, o bé, es pot decrementar, si  $S_1$  està en tall i  $S_2$  està en saturació. Així doncs, en cada semicicle, el filtre actiu es pot considerar com un convertidor *boost* CC/CC bidireccional en corrent que es fa treballar sense càrrega.

El filtre actiu injecta el corrent compensador  $i_c$  a la xarxa per cancel·lar els harmònics que provoca la càrrega. El corrent de la xarxa haurà de seguir la forma de la tensió xarxa:

$$i_s = k \cdot v_i \quad (6-70)$$

on  $k$  depèn de la potència mitjana consumida per la càrrega. Així doncs, es necessiten dos llaços de control: un llaç intern per a controlar el corrent injectat pel filtre actiu i un llaç extern per determinar el valor de  $k$ .

El model bilineal del sistema es pot descriure amb les següents equacions diferencials:

$$L_s \frac{di_s}{dt} = v_s - v_i \quad (6-71)$$

$$L_c \frac{di_c}{dt} = v_i - v_c \cdot u \quad (6-72)$$

$$C_i \frac{dv_i}{dt} = i_s - i_f - i_c \quad (6-73)$$

$$C_c \frac{dv_c}{dt} = i_c \cdot u \quad (6-74)$$

$$L_f \frac{di_f}{dt} = v_i - v_o \quad (6-75)$$

$$C_f \frac{dv_o}{dt} = i_f - i_o \quad (6-76)$$

on  $i_s$ ,  $i_c$ ,  $v_i$ ,  $v_c$ ,  $i_f$  i  $v_o$  són les variables d'estat del sistema. La variable de control  $u$  pren els següents valors:

$$u = 1 \text{ si } S_1 \text{ i } S_4 \text{ condueixen i } S_2 \text{ i } S_3 \text{ no condueixen}$$

$$u = -1 \text{ si } S_1 \text{ i } S_4 \text{ no condueixen i } S_2 \text{ i } S_3 \text{ si condueixen}$$

Per determinar el grau relatiu  $r$  de la variable d'estat corrent d'entrada  $i_s$ , usem el sistema d'equacions descrit per (6-71) a (6-76) i aïllem  $i_s$ :

$$L_s \cdot \frac{d^3 i_s}{dt^3} = \frac{d^2 v_s}{dt^2} - \frac{1}{C_i} \cdot \left( \frac{di_s}{dt} - \frac{di_f}{dt} - \frac{v_i - v_c \cdot u}{L_c} \right) \quad (6-77)$$

Es pot veure que el grau relatiu és 3, sigui quina sigui la càrrega. Ara només manca determinar la superfície de lliscament.

### 6.6.3 DETERMINACIÓ DE LA SUPERFÍCIE DE CONTROL

Una vegada determinat el grau relatiu definirem la superfície de control. Utilitzarem un control lliscant per mantenir el corrent de la línia  $i_s$  sinusoidal i sincronitzat amb el voltatge de la xarxa (factor de potència unitat), independentment del corrent consumit per la càrrega.

El corrent de la xarxa  $i_s$  ha de convergir al valor de referència  $i_{s\_ref}$ , on:

$$i_{s\_ref} = k \cdot v_i \quad (6-78)$$

i d'aquesta manera l'objectiu del control es pot expressar com:

$$i_{s\_error} = i_s - i_{s\_ref} = 0 \quad (6-79)$$

Com que el grau relatiu de  $i_{s\_error}$  és 3, es proposa la següent dinàmica lineal per aquest error:

$$\frac{d^3 i_{s\_error}}{dt^3} + \lambda_2 \frac{d^2 i_{s\_error}}{dt^2} + \lambda_1 \frac{di_{s\_error}}{dt} + \lambda_0 i_{s\_error} = 0 \quad (6-80)$$

on  $\lambda_2$ ,  $\lambda_1$  i  $\lambda_0$  són constants els valors de les quals s'han de seleccionar de manera que (6-80) sigui estable i que en estat estacionari es compleixi:

$$i_s = i_{s\_ref} \quad (6-81)$$

Finalment identificant l'equació (6-80) amb la condició de lliscament  $\dot{s} = 0$  deduïm la superfície de commutació:

$$s = \frac{d^2 i_{s\_error}}{dt^2} + \lambda_2 \cdot \frac{di_{s\_error}}{dt} + \lambda_1 \cdot i_{s\_error} + \lambda_0 \cdot \int i_{s\_error} dt \quad (6-82)$$

La llei de control la deduïm tenint en compte la condició d'assoliment  $\dot{s} \cdot s < 0$ :

$$u = \begin{cases} -1 & \text{quan } S > 0 \\ 1 & \text{quan } S < 0 \end{cases} \quad (6-83)$$

#### 6.6.4 DISSENY DEL LLAÇ DE TENSIÓ

La magnitud del factor d'escala  $k$  de (6-70) s'ha de controlar de manera que l'energia que dona el filtre sigui igual a l'energia absorbida prèviament. Seguim utilitzant el control simple proporcional integral (PI) [Krein98]:

$$k = k_p (\langle v_c \rangle - v_{c\_ref}) + k_i \int (\langle v_c \rangle - v_{c\_ref}) d\tau \quad (6-84)$$

#### 6.6.5 VERIFICACIÓ DEL CONTROL

Per tal de verificar el control dissenyat s'ha simulat el sistema amb els paràmetres que mostra la següent taula:

Taula 26

Paràmetre	Valor
Xarxa	$V_s$ 169 · sin(2·π·50·t) V
Filtre Passiu	$L_s$ 10 μH a 1000 μH
	$L_f$ 1000 μH
Filtre actiu	$C_f$ 1 μF
	$L_c$ 4 mH
	$C_c$ 1 mF
Càrrega RC	$C_i$ 10 nF
	$R_o$ 100 Ω
	$C_o$ 50 μF
Càrrega RL	$R_o$ 60 Ω
	$L_o$ 73 mH
Càrrega	$R_o$ 150 Ω
Rectificador	$C_o$ 150 μF
Control PI	$k_i$ 1
	$k_p$ 0.1
	$v_{c\_ref}$ 200 V
Freqüència de tall FPB d' $v_c$	$f_c$ 80 Hz
Pols superfície lliscant	-12·10 <sup>6</sup> rad/s
	-4,2·10 <sup>4</sup> ± 4,2·10 <sup>4</sup> j rad/s
Freqüència màxima de commutació	$f_s$ 100 kHz

Els coeficients  $\lambda_2$ ,  $\lambda_1$  i  $\lambda_0$  s'han ajustat localitzant apropiadament els pols de la superfície lliscant de manera que es garanteix estabilitat i una bona resposta transitòria del sistema en llaç tancat. Els coeficients  $k_p$  i  $k_o$  s'han seleccionat de



manera que garanteixen que la tensió del condensador del filtre actiu  $v_c$  sigui sempre superior que la tensió de xarxa en valor absolut  $|v_s|$ .

L'esquema del control es mostra a la Figura 135.

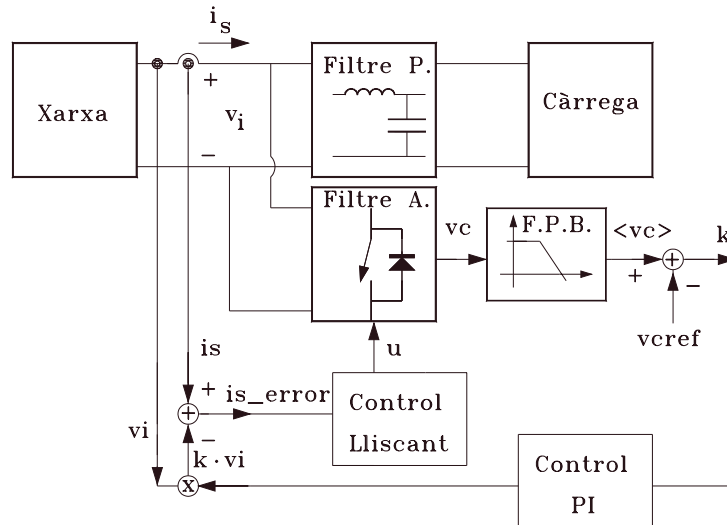


Figura 135. Diagrama de blocs del control lliscant del filtre actiu-passiu.

La Figura 136 mostra la localització dels pols de la superfície de lliscament. Tots tres estan al semiplà esquerre, garantint l'estabilitat del sistema. A més a més, la proximitat a l'eix imaginari dels dos pols conjugats ens dona una molt bona resposta transitòria, d'alta velocitat i poc sobreimpuls.

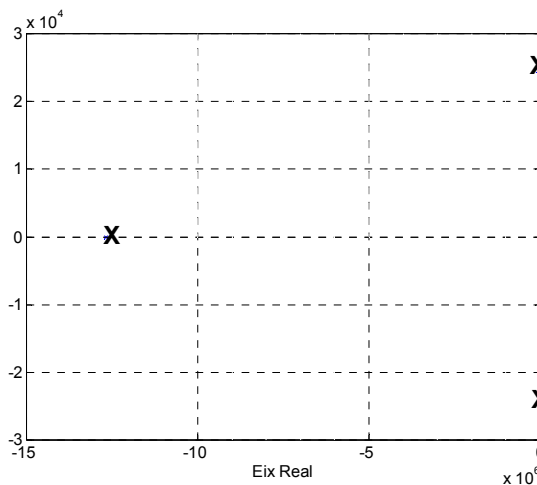


Figura 136. Localització dels pols de la superfície de lliscament.

Els resultats obtinguts en la simulació es poden veure a les figures següents. Primerament s'ha simulat el sistema amb la càrrega  $RC$  sense el filtre passiu  $L_f C_f$  i amb una inductància de línia  $L_s$  de  $10 \mu H$ , (Figura 137). El control utilitzat és el (6-82). Es pot apreciar que les variables d'interès del sistema presenten un arriestat molt elevat, ja que la dinàmica no pot ser controlada directament pel control (grau relatiu més gran que l'ordre de la superfície de lliscament). Hem comprovat que al augmentar una mica més (en un 10%) el valor de la inductància de línia el sistema tendeix a la inestabilitat.

Ara bé, alimentant una càrrega inductiva  $RL$ , amb la mateixa inductància de línia de  $10\ \mu\text{H}$  el sistema funciona perfectament, Figura 138. Fins i tot pujant la inductància de línia  $L_s$  a  $3000\ \mu\text{H}$  el sistema es comporta prou bé si la càrrega és inductiva, Figura 139.

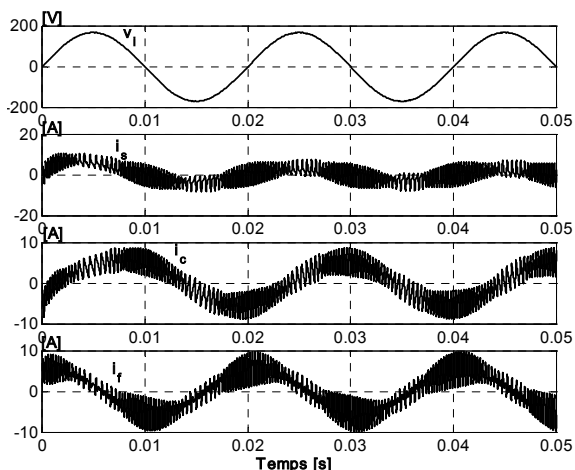


Figura 137. Tensió de xarxa  $v_i$ , corrent de xarxa  $i_s$ , corrent del filtre  $i_c$  i corrent de la càrrega  $i_f$  a l'arrencada amb càrrega  $RC$ . Inductància de línia  $L_s = 10\ \mu\text{H}$ , sense filtre sèrie.

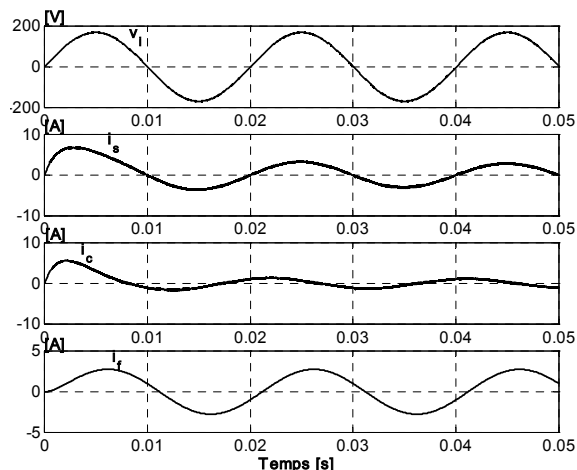


Figura 138. Tensió de xarxa  $v_i$ , corrent de xarxa  $i_s$ , corrent del filtre  $i_c$  i corrent de la càrrega  $i_f$  a l'arrencada amb càrrega  $RL$ . Inductància de línia  $L_s = 10\ \mu\text{H}$ , sense filtre sèrie.

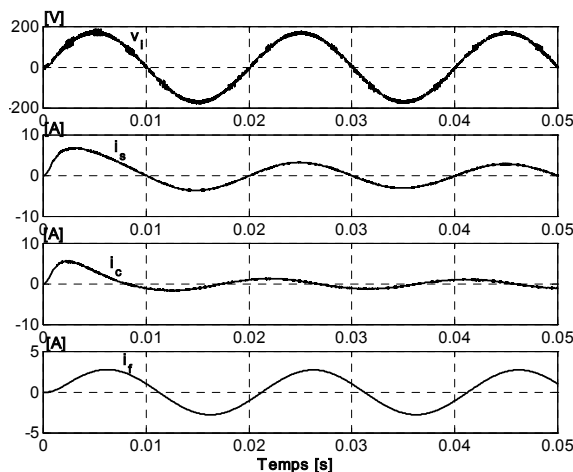


Figura 139. Tensió  $v_i$ , corrent  $i_s$ , corrent  $i_c$  i corrent  $i_f$  amb càrrega  $RL$ . Inductància de línia  $L_s = 3000\ \mu\text{H}$ , sense filtre sèrie.

En tots els casos s'aprecia distorsió a la tensió  $v_i$ , deguda a l'efecte de realimentació del corrent  $i_s$ .

Una vegada detectat el problema, s'introdueix el filtre sèrie i es repeteixen les simulacions. En primer lloc se simula el sistema alimentant una càrrega  $RC$  amb una inductància de línia  $L_s$  de  $50\ \mu\text{H}$ . Es pot apreciar perfectament a la Figura 140 que el sistema és estable i corregeix perfectament el desplaçament de fase en corrent que provoca la càrrega capacitiva. En l'arrencada del

sistema es pot apreciar una oscil·lació deguda a la combinació del filtre passiu i la càrrega  $RC$ , ara bé en 60 ms el corrent que absorbeix la càrrega és perfectament sinusoidal, arribant-se al règim permanent.

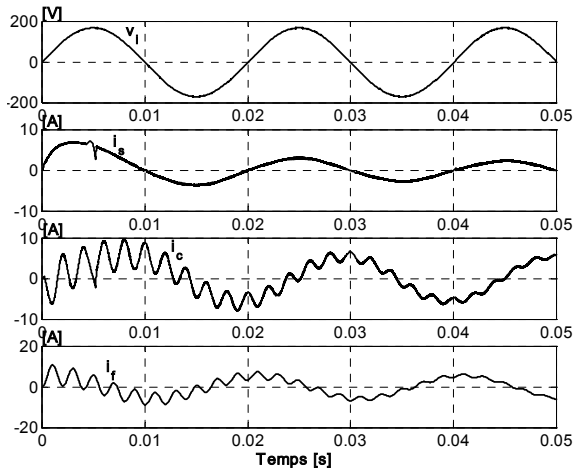


Figura 140. Tensió de xarxa  $v_i$ , corrent de xarxa  $i_s$ , corrent del filtre  $i_c$  i corrent de la càrrega  $i_f$  a l'arrencada amb càrrega  $RC$ .  $L_s= 50 \mu\text{H}$ , amb filtre sèrie.

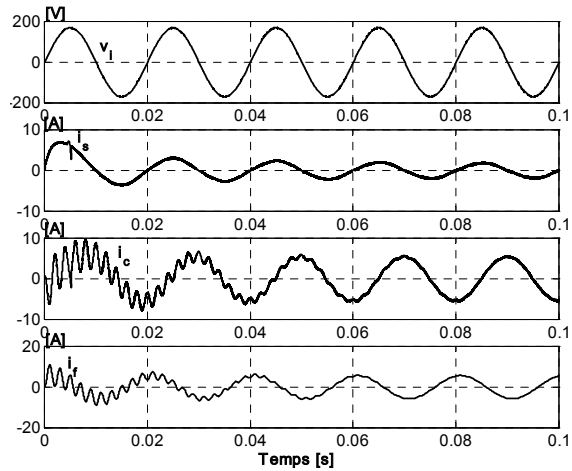


Figura 141. Tensió de xarxa  $v_i$ , corrent de xarxa  $i_s$ , corrent del filtre  $i_c$  i corrent de la càrrega  $i_f$  en règim permanent amb càrrega  $RC$ .  $L_s= 50 \mu\text{H}$ , amb filtre sèrie.

També quan alimentem una càrrega  $RL$  amb una  $L_s$  de  $50 \mu\text{H}$  el sistema compensa perfectament el desfasament de la càrrega, Figura 142.

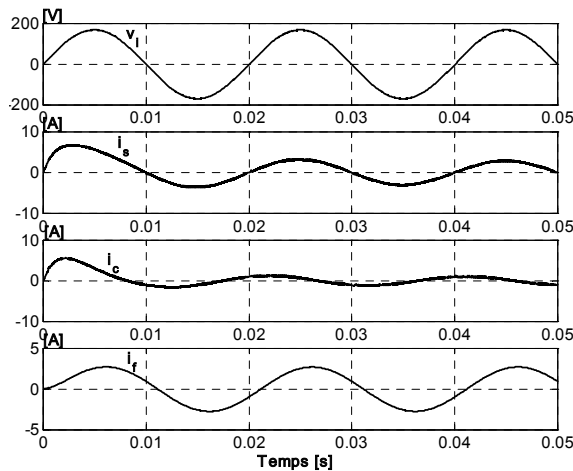


Figura 142. Tensió de xarxa  $v_i$ , corrent de xarxa  $i_s$ , corrent del filtre  $i_c$  i corrent de la càrrega  $i_f$  a l'arrencada amb càrrega  $RL$ .  $L_s= 50 \mu\text{H}$ , amb filtre sèrie.

S'ha efectuat la simulació amb diverses inductàncies de línia, arribant-se a valors de  $L_s$  de  $1000 \mu\text{H}$ . El sistema segueix sent estable i compensant perfectament. La Figura 143 mostra el sistema en aquestes condicions alimentant una càrrega  $RC$ . Es pot apreciar que l'assoliment del règim permanent és més lent en aquest cas però s'hi arriba perfectament, Figura 144.

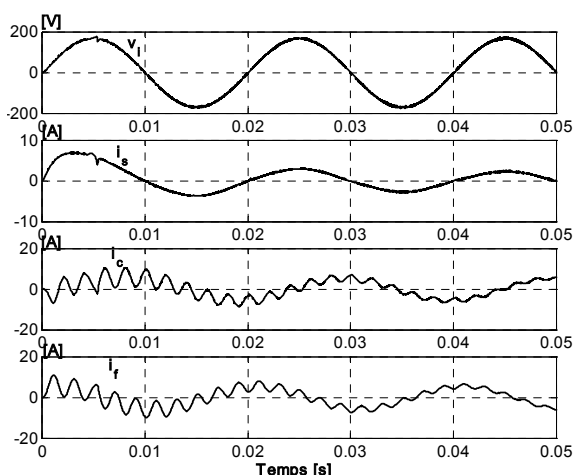


Figura 143. Tensió de xarxa  $v_i$ , corrent de xarxa  $i_s$ , corrent del filtre  $i_c$  i corrent de la càrrega  $i_f$  a l'arrencada amb càrrega RC.  $L_s = 1000 \mu\text{H}$ , amb filtre sèrie.

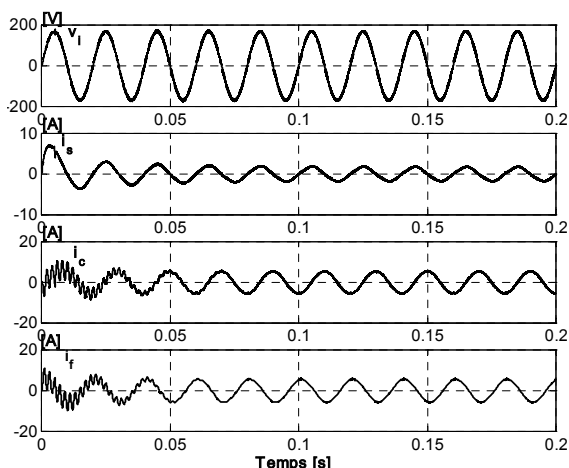


Figura 144. Tensió de xarxa  $v_i$ , corrent de xarxa  $i_s$ , corrent del filtre  $i_c$  i corrent de la càrrega  $i_f$  en règim permanent amb càrrega RC.  $L_s = 1000 \mu\text{H}$ , amb filtre sèrie.

També en el cas de compensació de càrrega inductiva el sistema funciona perfectament, Figura 145.

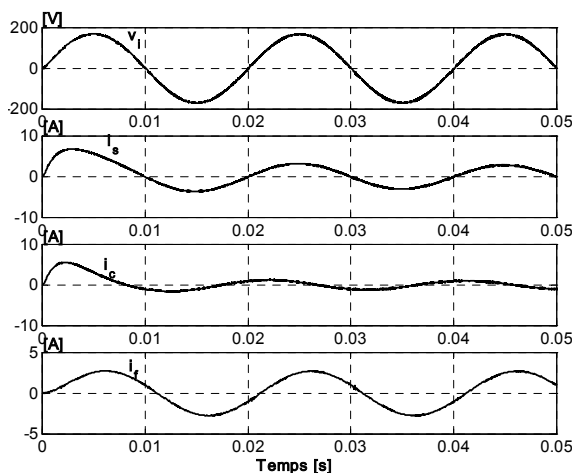


Figura 145. Tensió de xarxa  $v_i$ , corrent de xarxa  $i_s$ , corrent del filtre  $i_c$  i corrent de la càrrega  $i_f$  en règim permanent amb càrrega RL.  $L_s = 1000 \mu\text{H}$ , amb filtre sèrie.

La Figura 146 i la Figura 147 mostren el comportament del sistema en front a un salt en el consum de potència alimentant els dos tipus de càrregues utilitzades. L'amplitud del corrent de xarxa  $i_s$  s'adapta suaument al consum de la càrrega sense sofrir distorsió.

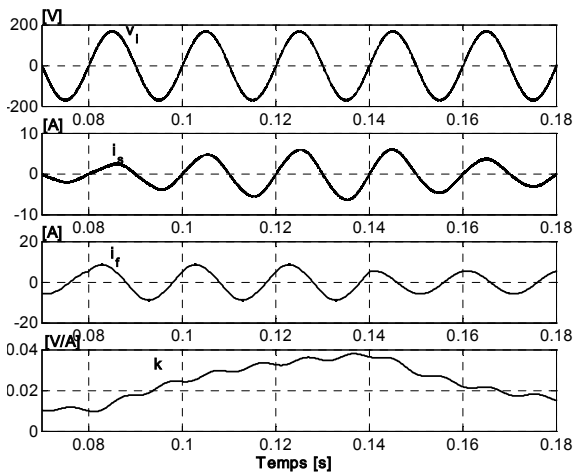


Figura 146. Tensió de xarxa  $v_i$ , corrent de xarxa  $i_s$ , de la càrrega  $i_f$  i variable  $k$  amb salt a la càrrega RC de 100  $\Omega$  a 25  $\Omega$  i tornar a 100  $\Omega$ .  $L_s=500 \mu\text{H}$ , amb filtre sèrie.

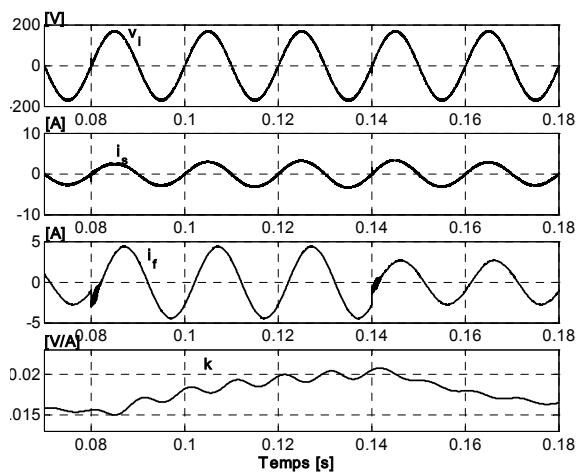


Figura 147. Tensió de xarxa  $v_i$ , corrent de xarxa  $i_s$ , de la càrrega  $i_f$  i variable  $k$  amb salt a la càrrega RL de 60  $\Omega$  a 30  $\Omega$  i tornar a 60  $\Omega$ .  $L_s=500 \mu\text{H}$ , amb filtre sèrie.

Per veure l'efectivitat del control en la supressió de la potència harmònica s'ha de provar el sistema amb una càrrega no lineal. El comportament del sistema amb una càrrega rectificadora i una inductància de línia  $L_s=1000 \mu\text{H}$  s'ha simulat i es pot veure a la Figura 148. En aquest cas el filtre actiu compensa els harmònics injectats per la càrrega.

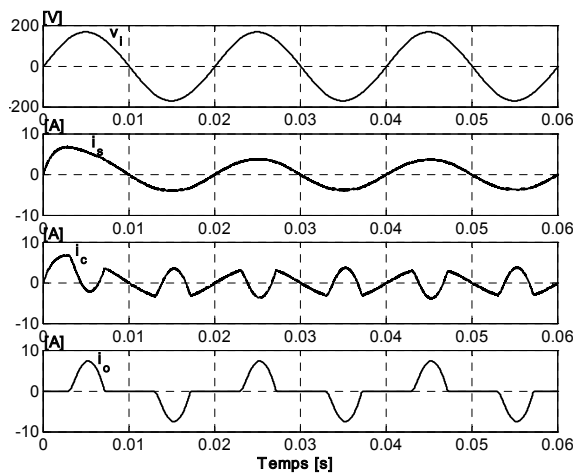


Figura 148. Tensió de xarxa  $v_i$ , corrent de xarxa  $i_s$ , corrent del filtre  $i_c$  i corrent de la càrrega  $i_o$  en règim permanent amb càrrega rectificadora.  $L_s=1000 \mu\text{H}$ , amb filtre sèrie.

La Figura 148 mostra l'anàlisi del contingut harmònic del corrent de la càrrega  $i_f$  i del corrent de xarxa  $i_s$ . La distorsió harmònica total del corrent de la càrrega rectificadora  $i_f$  és DHT= 57.94%, i la del corrent de xarxa  $i_s$  DHT=4.90 %. A la figura es pot veure que el tercer harmònic ha estat reduït del 69.4% al 2.54%, valor que de sobres compleix la norma IEEE 519-1992 [IEEE93], si establim que la nostra xarxa és del tipus menor amb  $i_{cc}/i_o < 20$  (la relació entre el corrent de curtcircuit i el corrent de la càrrega és igual a 20, taula 10.3 de la norma). El 5<sup>è</sup> i el 7<sup>è</sup> harmònics del corrent de càrrega han estat gairebé eliminats.

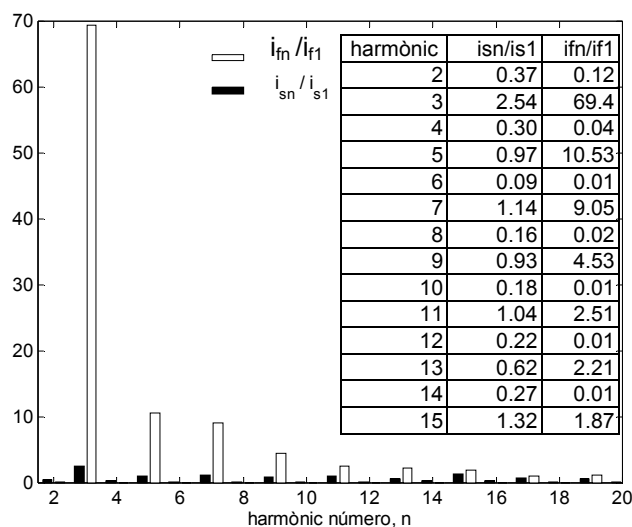


Figura 149. Contingut harmònic del corrent de xarxa  $i_s$  (DHT 57.94%) i del corrent de la càrrega  $i_f$  (DHT 4.9%).

## 6.7 CONCLUSIONS

En aquest capítol hem proposat quatre controls per a un filtre actiu paral·lel. Hem començat amb un control molt simple, apte per a ser implementat analògicament, sense necessitat de circuits multiplicadors o específics. Aquest control proporciona una eliminació d'harmònics conforme a norma, fins i tot treballant a baixa freqüència de commutació.

El segon control proposat pretén, a més a més de l'eliminació d'harmònics, la linealització del sistema. Es proposa una superfície de commutació d'ordre 2 lligada a l'energia del sistema, d'aquesta manera el grau relatiu de la funció de sortida és el mateix que l'ordre del sistema, aconseguint-se la linealització total. El comportament freqüencial del sistema és òptim, amb un seguiment perfecte de la forma d'ona de la tensió de xarxa. Com a contrapartida tenim que la seva implementació analògica és molt complexa, deguda a l'ús de dos multiplicadors. Optaríem doncs per la seva implementació digital.

El tercer control s'ha dissenyat utilitzant els trets més avantatjosos de cada un dels primers controls. Ara bé, el seu comportament freqüencial no és prou bo, tot i la seva relativa complexitat d'implementació.

En el darrer control estudiat s'ha tingut en compte que la inductància de la línia sovint no és menyspreable. Aquesta no idealitat fa que apareguin inestabilitats quan s'intenten compensar càrregues capacitives. S'ha realitzat l'estudi acurat del grau relatiu del sistema en el cas de diferents tipus de càrregues. S'ha proposat la introducció d'una xarxa elevadora del grau relatiu, que fa que aquest sigui el mateix que l'ordre de la funció de sortida per a qualsevol tipus de càrrega. Amb aquest filtre actiu mixt s'han aconseguit filtrar els harmònics deguts a tot tipus de càrregues, fins i tot quan la inductància de línia s'ha elevat fins a valors molt per sobre dels reals.

# CAPÍTOL 7

---

---

## 7. PARAL·LELITZACIÓ DE CONVERTIDORS

La paral·lelització de convertidors de potència s'utilitza en les aplicacions que demanen un elevat corrent de sortida, on la fiabilitat i l'estrès en els dispositius de commutació siguin aspectes a tenir en compte. Si disposem de diferents mòduls que entre tots donen el corrent necessari a la càrrega (cas dels convertidors CA/CA, CA/CC...) o eliminen els harmònics no desitjats del corrent de xarxa (cas dels filtres actius), la càrrega i l'estrès es reparteix entre ells. En el cas d'utilitzar un sol convertidor, els transistors que s'ocupen de condicionar la potència a la càrrega sofreixen una gran fatiga, ja que manegen el còmput global de potència que es transfereix a la càrrega, sofrint importants pèrdues de conducció i commutació. La fiabilitat general d'aquests equips depèn de la fallada d'un sol component, i en general no es acceptable quan s'està alimentant càrregues crítiques. Aleshores un sistema paral·lel és més fiable en front a una fallada d'un dels mòduls. A més a més els components magnètics de cada mòdul seran de mides menors que si treballéssim amb un sol mòdul, a l'haver de processar menys energia per convertidor.

En la fase de disseny d'un equip comercial, la utilització d'un sistema paral·lel redueix molt el temps fins a la sortida del producte al mercat. La modularitat fa que no sigui necessari redissenyar el sistema per a potències superiors, n'hi ha prou afegint més mòduls fins assolir la potència desitjada.

En aquest apartat es proposen diverses solucions de control no lineal per a sistemes de potència connectats en paral·lel: rectificadors, onduladors i filtres actius.

## 7.1 PARAL·LELITZACIÓ DE RECTIFICADORS

Tal com hem comentat, un sistema de convertidors de potència connectats en paral·lel presenta diversos avantatges: reducció de l'estrès als components, augment de la fiabilitat, la redundància, la modularitat i la mantenibilitat. Vegem-ne ara l'aplicació al cas de rectificadors amb alt factor de potència.

En el control d'un rectificador amb alt factor de potència *multi-mòdul* paral·lel s'han de complir tres objectius:

- 1- Els sistema ha de generar un voltatge de sortida continu.
- 2- El corrent total que dóna la xarxa ha de ser proporcional i estar en fase amb la tensió.
- 3- Tots els mòduls han d'absorbir el mateix corrent, per evitar l'aparició de corrent circulant a través dels mòduls. Aquest efecte podria produir sobrecàrrega, i per tant destruir el mòdul més carregat.

En la configuració *mestre-esclau* d'un sistema multi-mòdul la unitat mestre controla que hi hagi la tensió continua a la sortida, i les unitats esclaves es controlen de manera que segueixin aproximadament al corrent que dóna la unitat mestre. En la configuració *democràtica* tots els mòduls segueixen una sola senyal de referència. En aquest apartat utilitzarem una estratègia híbrida entre el control *mestre-esclau* i el control *democràtic*. Les característiques principals del sistema obtingut són: invariància en front a canvis en els paràmetres del sistema, robustesa, reducció de l'ordre del sistema i una implementació molt simple del control.

### 7.1.1 MODEL BILINEAL DELS RECTIFICADORS CONNECTATS EN PARAL·LEL

La Figura 150 mostra el diagrama bàsic del sistema amb  $N$  rectificadors en paral·lel.



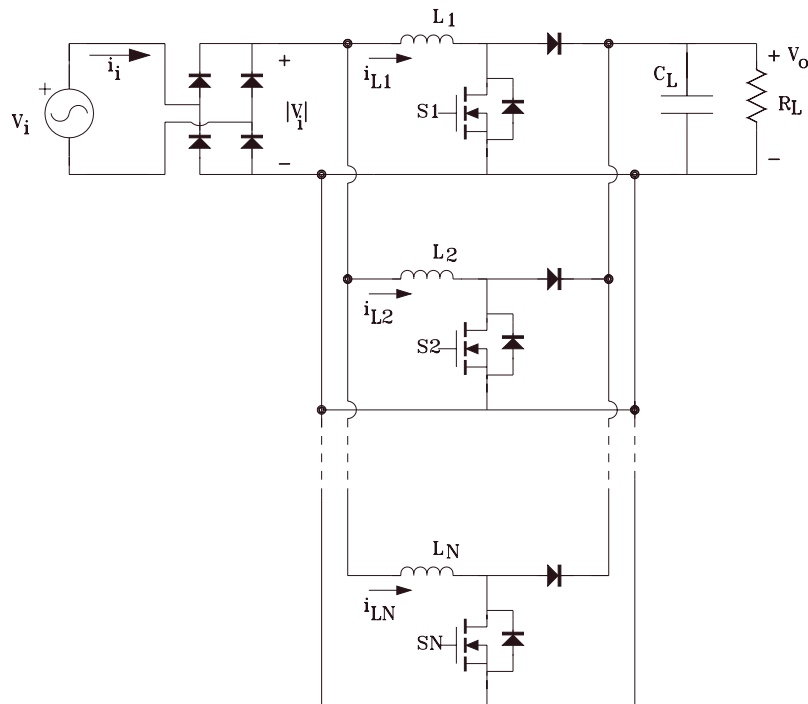


Figura 150. Esquema del sistema de rectificadors en paral·lel.

Les equacions que descriuen el comportament del convertidor *boost* paral·lel són les següents:

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = |v_i| - v_o \cdot u_1 \tag{7-1}$$

.....

$$L_N \frac{di_{LN}}{dt} = |v_i| - v_o \cdot u_N \tag{7-2}$$

$$C_L \frac{dv_o}{dt} = \sum_{j=1}^N i_{Lj} \cdot u_j - \frac{v_o}{R_L} \tag{7-3}$$

on  $u_j$  és l'entrada de control de cada mòdul, que pot prendre els següents valors:

$u_j = 1$  si l'interruptor  $S_j$  no condueix

$u_j = 0$  si l'interruptor  $S_j$  condueix

### 7.1.2 CONTROL EN MODE LLISCANT

Tal com s'ha comentat, el control ha de procurar aconseguir tres objectius diferents:

- 1- La tensió de sortida ha de ser un voltatge continu i constant:  $v_o = v_{o\_ref}$
- 2- El corrent  $i_i$  ha de ser proporcional i estar en fase amb la tensió de la xarxa d'alimentació:  $i_i = k_i \cdot v_i$
- 3- Tots els mòduls han de donar el mateix corrent:  $i_{L1} = i_{L2} = \dots = i_{LN}$

A continuació es descriu com s'assoleixen aquests objectius.

### 7.1.3 LLAÇ DE REGULACIÓ DE LA TENSIÓ DE SORTIDA

Per aconseguir un elevat factor de potència, el corrent d'entrada ha de seguir a la tensió de la línia:

$$i_i = k_i \cdot v_i \quad (7-4)$$

on  $k_i$  depèn de la càrrega, de la tensió de xarxa i de l'eficiència del sistema. Per al cas de rendiment unitari s'obté:

$$P_{in} = P_{out} \quad (7-5)$$

$$\langle k_i \cdot v_i^2 \rangle = \frac{v_o^2}{R_L} \rightarrow k_i = \frac{2 \cdot v_o^2}{R_L V_p^2}$$

on  $V_p$  es la tensió de pic de la tensió de xarxa.

En estat estacionari  $k_i$  serà constant, però si es produeixen pertorbacions a la càrrega o a la tensió de xarxa,  $k_i$  variarà cap a un nou valor. És per això que es necessita un control de  $k_i$  per regular la tensió de sortida  $v_o$  en front a pertorbacions, havent-se de garantir la seva estabilitat.

Suposant que tots els mòduls donen el mateix corrent, o sigui suposant el seguiment del corrent  $i_{L1} = \dots = i_{LN} = i_{L1}$  perfecte:

$$N \cdot i_{L1} = N \cdot i_{L_{ref}} = k_i \cdot |v_i| \quad ; \quad i_{L1} = i_{L_{ref}} = \frac{k_i \cdot |v_i|}{N} = k \cdot |v_i| \quad (7-6)$$

on hem suposat que si el corrent total  $N \cdot i_{L1}$  és proporcional a  $v_i$  també ho serà cada un dels corrents dels mòduls. Hem introduït una nova variable  $k$  que lligarà el corrent de cada mòdul amb la tensió d'entrada. En aquest cas l'expressió del control equivalent per a cada entrada de control prendrà la forma:

$$u_{j\_eq} = \frac{|v_i|}{v_o} \quad (7-7)$$

Substituint (7-7) en (7-3) s'obté:

$$\frac{dv_o}{dt} = \frac{k|v_i|^2}{C_L v_o} - \frac{v_o}{C_L R_L} \quad (7-8)$$

que correspon a una dinàmica no lineal per a la tensió de sortida  $v_o$ .

Per aconseguir una dinàmica lineal del valor mitjà de la tensió de sortida  $\langle v_o \rangle$ , s'escull  $k$  de la manera que puguem obtenir una dinàmica de segon ordre per a la variable de sortida (veure 4.1.4, "LLaç de regulació de la tensió de sortida"). Així doncs escollim  $k$ :

$$k(t) = \hat{C}_L \langle v_o \rangle \left[ \int k_{iv}(v_{o\_ref} - \langle v_o \rangle) d\tau + k_{pv}(v_{o\_ref} - \langle v_o \rangle) \right] \quad (7-9)$$

on  $\hat{C}_L$  és el valor estimat o nominal de  $C_L$ .

Promitjant l'equació (7-8) en un semicicle de la tensió de xarxa i substituint pel valor de  $k$  proposat, es deriva la següent equació diferencial lineal per al valor mig de la tensió de sortida  $\langle v_o \rangle$ :

$$\frac{d^2 \langle v_o \rangle}{dt^2} + \left( \frac{1}{CR_L} + \frac{k_{pv} V_p^2}{2} \right) \frac{d \langle v_o \rangle}{dt} + k_{iv} \frac{V_p^2}{2} \langle v_o \rangle = k_{iv} \frac{V_p^2}{2} v_{o\_ref} \quad (7-10)$$

#### 7.1.4 LLAÇ DE CONTROL DE CORRENT

Vegem ara com aconseguir que el corrent de cada mòdul segueixi al de referència i també repartir equitativament el corrent total entre els mòduls.

Volem aconseguir que el corrent dels mòduls segueixin a la tensió de xarxa:

$$i_{Lj} = i_{L\_ref} = k \cdot |V_j| \quad (7-11)$$

on  $k$  és la variable que s'adapta al consum de la càrrega, obtinguda a l'apartat anterior.

Per tal d'obtenir un corrent equitativament distribuït entre els diferents mòduls, es defineixen les següents superfícies de control:

$$s_1(x) = i_{L\_ref} - i_{L1} \quad (7-12)$$

$$s_2(x) = i_{L\_ref} - i_{L2}$$

...

$$s_N(x) = i_{L\_ref} - i_{LN}$$

Observant aquestes equacions podem veure que no es tracta d'un esquema *mestre-esclau* típic, ja que no se segueix el corrent del mestre, sinó el de referència, obtingut amb el control de tensió. També podem apreciar que els mòduls esclaus col·laboren en la regulació de la tensió de sortida, ja que la seva referència és  $i_{L\_ref} = k \cdot |v_j|$  on  $k$  depèn també de la tensió de sortida. És per aquests motius que aquest control l'hem anomenat "híbrid" entre *mestre-esclau* i *democràtic*.

Quan estiguem lliscant sobre la superfície de control, els convertidors actius satisfaran les condicions d'invariància a la intersecció de les superfícies:

$$s_1(x) = s_2(x) = \dots s_k(x) = 0 \quad (7-13)$$

$$\dot{s}_1(x) = \dot{s}_2(x) = \dots \dot{s}_k(x) = 0$$

Utilitzant les equacions (7-1), (7-2), (7-3), (7-10) i (7-13) obtenim les següents equacions diferencials lineals:

$$\frac{d^2 \langle v_o \rangle}{dt^2} + \left( \frac{1}{CR_L} + \frac{K_{pv} V_p^2}{2} \right) \frac{d \langle v_o \rangle}{dt} + K_{iv} \frac{V_p^2}{2} \langle v_o \rangle = K_{iv} \frac{V_p^2}{2} v_{o\_ref} \quad (7-14)$$

$$C_L \frac{dv_o}{dt} = N \cdot i_{L1} - \frac{v_o}{R_L} \quad (7-15)$$

que correspon a un sistema lineal de segon ordre, sent  $i_{L1} = i_{L2} = \dots i_{LN}$ . Conseqüentment en estat estacionari obtenim:

$$v_o(t) = v_{o\_ref} \quad (7-16)$$

$$i_{L1} = \dots = i_{LN} = \frac{v_{o\_ref}(t)}{N \cdot R_L} \quad (7-17)$$

Observant l'equació (7-14) es pot veure que es tracta d'una equació diferencial lineal que permet establir la tensió de sortida, que és estable si es compleixen les següents condicions:

$$k_{pv} > 0 \quad i \quad k_{iv} > 0 \quad (7-18)$$

i identificant (7-14) amb un sistema de segon ordre en el domini de Laplace podem trobar els paràmetres que condicionen el comportament en règim transitori de la sortida  $v_o$ :

$$\omega_o = \sqrt{\frac{k_{iv}V_p^2}{2}} \quad ; \quad \xi = \frac{1 + \frac{k_{pv}V_p^2}{2}}{2\sqrt{\frac{k_{iv}V_p^2}{2}}} \quad (7-19)$$

Es pot apreciar perfectament que variant els paràmetres de control  $k_{pv}$  i  $k_{iv}$  podem escollir la dinàmica desitjada per  $v_o$ , amb dos graus de llibertat. Així doncs, hem aconseguit linealitzar la dinàmica de  $v_o$ , fent-la poc sensible a variacions d' $R_L$  si escollim una constant  $k_{pv}$  prou gran.

La Figura 151 mostra el diagrama de blocs del controlador.

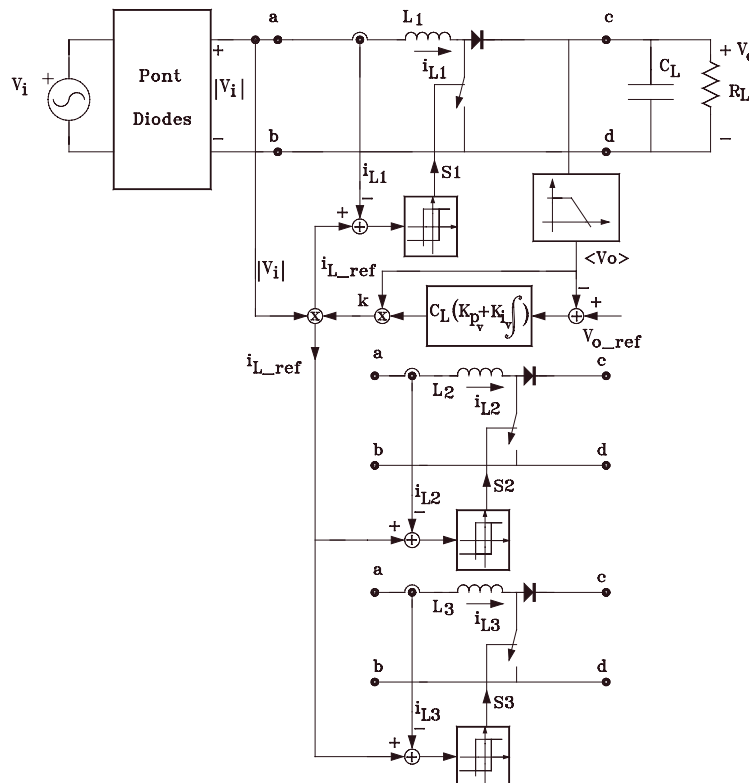


Figura 151. Esquema del control híbrid per a rectificadors.

### 7.1.5 VERIFICACIÓ DEL CONTROL

Per verificar l'estratègia de control proposada s'han realitzat diferents simulacions del sistema paral·lel. S'ha simulat un rectificador compost per tres mòduls. Un dels controls té cura de regular la tensió de sortida i de generar el corrent de referència que seguiran tots els mòduls. S'han utilitzats mòduls amb

característiques lleugerament diferents per tal de comprovar les prestacions del sistema. La següent taula mostra els valors de components i paràmetres de control:

Taula 27

Paràmetre		Valor
Xarxa	$V_i$	$155 \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot t)$ V
Mòdul Rectificador 1	$L_{c1}$	900 $\mu$ H
	$C_L$	5 mF
Mòdul Rectificador 2	$L_{c2}$	1000 $\mu$ H
Mòdul Rectificador 3	$L_{c3}$	800 $\mu$ H
Càrrega nominal	$R_L$	40 $\Omega$
Control	$k_{pv}$	$18 \cdot 10^{-6}$
	$k_{iv}$	$0.793 \cdot 10^{-3}$
	$V_{o\_ref}$	200 V
Freqüència de tall filtre d' $v_o$	$f_c$	86 Hz
Freqüència màx. de treball	$f_d$	100 kHz

La Figura 152 mostra la simulació del sistema paral·lel alimentant a la càrrega nominal de 40  $\Omega$ . Es pot apreciar que els corrents dels mòduls  $i_{L1}$ ,  $i_{L2}$  i  $i_{L3}$  són pràcticament iguals i segueixen perfectament al corrent de referència  $i_{L\_ref}$ . La Figura 153 mostra la tensió d'entrada  $v_i$  i el corrent d'entrada  $i_i$  perfectament en fase.

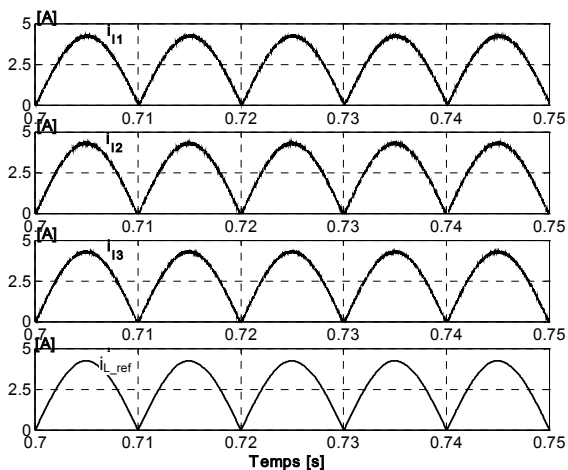


Figura 152. Corrent subministrat per cada un dels mòduls  $i_{L1}$ ,  $i_{L2}$  i  $i_{L3}$  i corrent de referència  $i_{L\_ref}$  amb  $R_L = 40 \Omega$ .

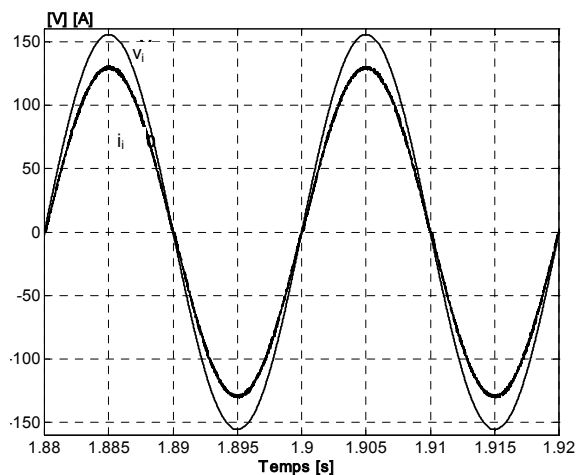


Figura 153. Corrent de la xarxa  $i_i$  (5 A/div) i tensió de la xarxa  $v_i$  (50 V/div)

La Figura 154 mostra l'arrencada i el comportament de la tensió de sortida quan un mòdul es desconnecta per  $t = 0.8$  s i es torna a connectar per  $t = 1.4$  s. A la mateixa gràfica hi ha el paràmetre de control de  $k$ . Es pot apreciar que al variar el nombre de mòduls,  $k$  varia ja que està relacionat amb el corrent que ha de donar el mòdul a la càrrega.

La Figura 155 mostra els corrents de cada mòdul i el corrent de referència  $i_{L\_ref}$  quan hi ha la desconnexió d'un mòdul. Es pot veure perfectament que el corrent de referència puja immediatament per ajustar els nous valors de corrent als inductors.

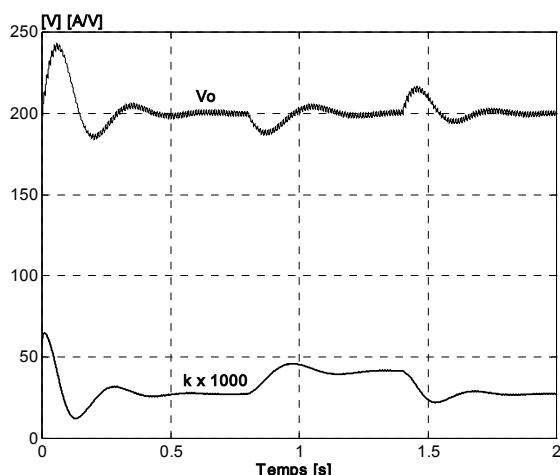


Figura 154. Tensió de sortida  $v_o$  i paràmetre de control  $k$  quan es desconnecta un mòdul i quan es torna a connectar.

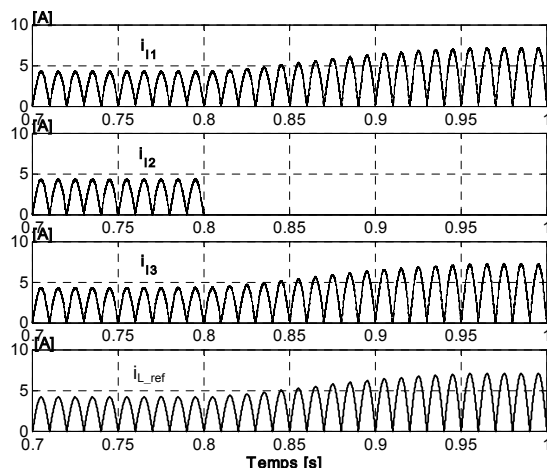


Figura 155. Corrent subministrat per cada un dels mòduls  $i_{L1}$ ,  $i_{L2}$ ,  $i_{L3}$  i corrent de referència  $i_{L\_ref}$  en la desconnexió del segon mòdul.

El sistema respon també correctament als salts de càrrega. Com a exemple, la Figura 156 mostra el comportament de la tensió regulada de sortida quan hi ha un salt de càrrega de  $R_L = 40 \Omega$  a  $R_L = 20 \Omega$ . La Figura 157 mostra els corrents dels tres mòduls i el corrent de referència durant el salt de càrrega.

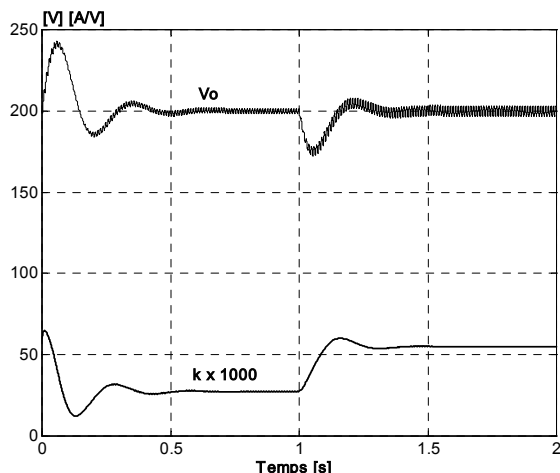


Figura 156. Tensió  $v_o$  i paràmetre  $k$  per salt de càrrega de  $R_L = 40 \Omega$  a  $R_L = 20 \Omega$

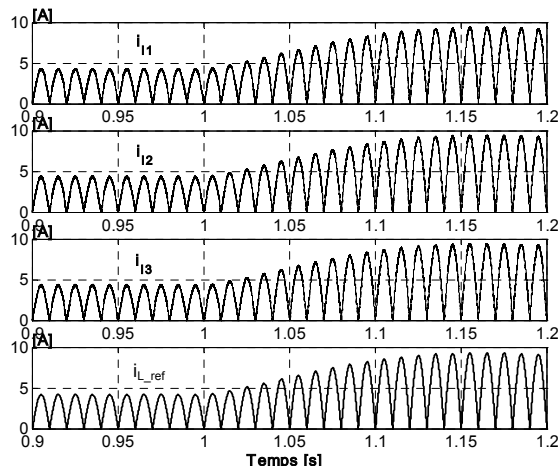


Figura 157. Corrent de cada mòdul  $i_{L1}$ ,  $i_{L2}$ , i  $i_{L3}$  i corrent de referència  $i_{L\_ref}$  pel salt de càrrega.

Per verificar les prestacions en quant a l'eliminació d'harmònics en el corrent d'entrada s'ha realitzat l'estudi freqüencial del corrent  $i_i$ , que es mostra a la Figura 158. Es pot veure el contingut harmònic del corrent  $i_i$  en tant per cent respecte de l'harmònic fonamental a 50 Hz. La distorsió harmònica total és del 1.01%. Continuem complint les normes IEC 1000-3-2 i IEC 61000-3-2 [IEEE95] [IEEE00] per a productes de classe A.

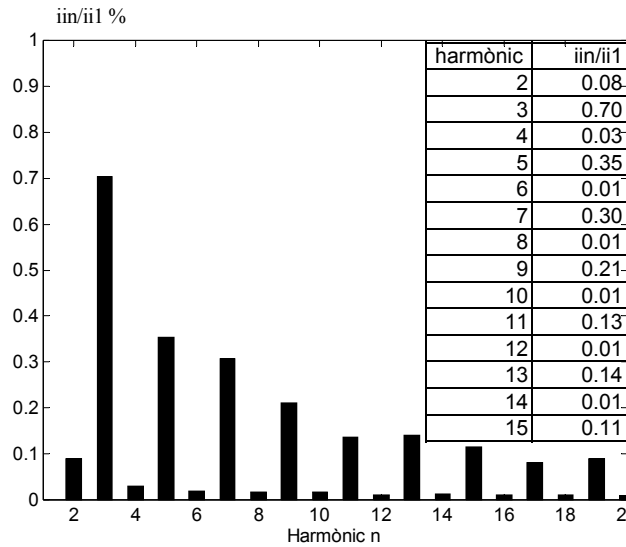


Figura 158. Simulació del contingut harmònic del corrent de xarxa  $i_i$  (DHT 1.01%).

Per simular el sistema en condicions més reals, escollim una freqüència de commutació  $f_c = 20$  kHz i elevem les inductàncies a  $L_{c1} = 4000 \mu\text{H}$ ,  $L_{c2} = 4200 \mu\text{H}$ ,  $L_{c3} = 3800 \mu\text{H}$ . El règim estacionari es pot veure a la Figura 159. La Figura 160 mostra el contingut harmònic del corrent de xarxa (DHT = 4.31%).

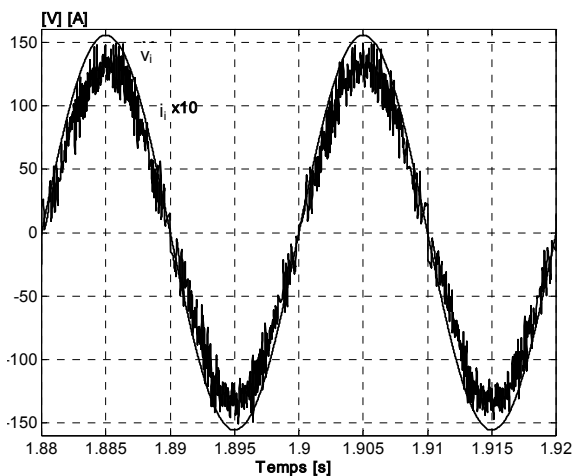


Figura 159. Corrent de la xarxa  $i_i$  (5 A/div) i tensió de la xarxa  $v_i$  (50 V/div).

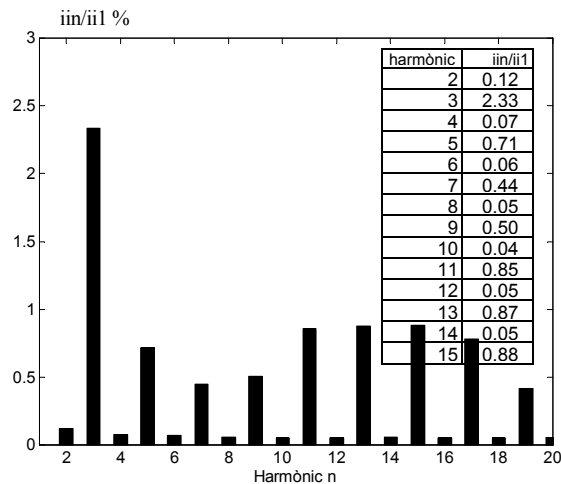


Figura 160. Simulació del contingut harmònic del corrent de xarxa  $i_i$  (DHT 4.31%).

Hem aconseguit doncs els objectius que ens havíem marcat: la regulació de càrrega entre mòduls és perfecta i el comportament harmònic està dins de les normatives actuals. La utilització del control híbrid fa que no hi hagi cap mòdul imprescindible, tots poden fallar individualment sense que falli el sistema sencer.

## 7.2 PARAL·LELITZACIÓ D'ONDULADORS

La paral·lelització s'utilitza sovint per a sistemes d'alimentació ininterrompuda de gran capacitat. Diversos mòduls comparteixen el corrent de la càrrega total i reemplacen l'inversor centralitzat clàssic. L'estructura paral·lela s'utilitza per fer un control acurat de temperatura en els mòduls, per augmentar la fiabilitat, la redundància, la modularitat i la mantenibilitat [Holtz90] [Chen96].

En el control d'un convertidor *multi-mòdul* paral·lel s'han de complir dos objectius:

- 1- Els sistema ha de generar un voltatge de sortida sinusoidal a una freqüència constant.
- 2- Tots els mòduls han de donar el mateix corrent, per evitar l'aparició de corrent circulat a través dels inversors. Aquest efecte podria produir sobrecàrrega, i per tant destruir el mòdul més carregat.

En la configuració *mestre-esclau* la unitat mestre controla que hi hagi una tensió sinusoidal a la sortida, i les unitats esclaves es controlen de manera que segueixin al corrent que dona la unitat mestre.

En la literatura especialitzada els estudis de la dinàmica del sistema i el disseny dels llaços de control s'acostumen a basar en els models en petit senyal, però aquests models es caracteritzen per la seva poca eficàcia a l'hora de determinar el comportament dinàmic quan la tensió de sortida segueix un valor de referència i quan es produeixen grans canvis en la càrrega [Vicuña92].

En aquest apartat utilitzarem una estratègia en mode lliscant *multi-entrada*, basada en l'esquema *mestre-esclau*. L'aplicarem al control de diversos mòduls inversors connectats en paral·lel. Les característiques principals del sistema obtingut són: invariància en front a canvis en els paràmetres del sistema, robustesa, reducció de l'ordre del sistema i una implementació molt simple.

### 7.2.1 MODEL BILINEAL DELS INVERSORS CONNECTATS EN PARAL·LEL

La Figura 161 mostra el diagrama bàsic del sistema paral·lel.



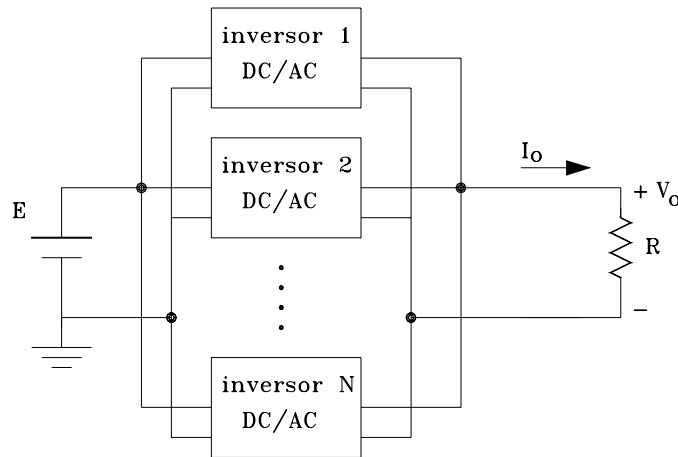


Figura 161. Diagrama bàsic del sistema paral·lel.

La Figura 162 mostra el bloc de potència de cada mòdul inversor.

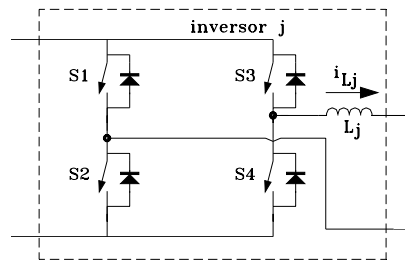


Figura 162. Mòduls de potència.

La tècnica *mestre-esclau* consisteix en un sol mòdul mestre i diversos mòduls esclaus. En aquesta estratègia els mòduls esclaus són controlats de manera que els seus corrents de sortida segueixin el corrent de sortida del mòdul mestre.

Per augmentar l'eficiència quan la demanda de corrent es baixa, el sistema ha de poder escollir el nombre de mòduls actius en cada moment segons les condicions de càrrega [Miret01] [Siri92].

Suposem que el límit de corrent màxim de cada mòdul és  $i_{max}$ . Si tenim  $k$  unitats actives, el límit de corrent màxim total serà  $k \cdot i_{max}$ , i aleshores el corrent de sortida satisfarà la següent desigualtat:

$$(k - 1) \cdot i_{max} < i_o < k \cdot i_{max} \tag{7-20}$$

Si estem dins dels límits de la inequació, el nombre de mòduls actius no variarà. L'equació bilineal per aquesta estructura pot ser expressada per les següents equacions diferencials:

$$\begin{aligned}
 L_1 \frac{di_{L1}}{dt} &= E \cdot u_1 - v_o \\
 L_2 \frac{di_{L2}}{dt} &= E \cdot u_2 - v_o \\
 &\dots
 \end{aligned}
 \tag{7-21}$$

$$\begin{aligned}
 L_j \frac{di_{Lj}}{dt} &= E \cdot u_j - v_o \\
 L_k \frac{di_{Lk}}{dt} &= E \cdot u_k - v_o \\
 C \frac{dv_o}{dt} &= (i_{L1} + i_{L2} + \dots + i_{Lk}) - \frac{v_o}{R}
 \end{aligned}
 \tag{7-22}$$

on  $k \leq N$ , sent  $k$  el nombre de mòduls actius i  $N$  el nombre total d'unitats en el sistema de potència modular. Les variables de control  $u_j$  prenen els següents valors:

$$u_j = \begin{cases} 1 & \text{quan } S_1 \text{ i } S_4 \text{ estan 'on' i } S_2 \text{ i } S_3 \text{ estan 'off'} \\ -1 & \text{quan } S_1 \text{ i } S_4 \text{ estan 'off' i } S_2 \text{ i } S_3 \text{ estan 'on'} \end{cases}
 \tag{7-23}$$

## 7.2.2 CONTROL LLISCANT MULTI-ENTRADA

L'objectiu fonamental del control del sistema descrit serà mantenir una tensió de sortida sinusoidal d'amplitud constant, sigui quina sigui la càrrega connectada. El mòdul mestre s'encarregarà d'aquesta tasca mitjançant un control lliscant. A l'apartat 5.2 "Control lliscant de l'inversor" s'ha explicat detalladament com obtenir la superfície de lliscament per controlar  $v_o$ , sensant el corrent de la bobina i la tensió de sortida. La superfície de lliscament dissenyada és [Miret01]:

$$s_{mestre}(t) = k_i \cdot \int (v_{o\_ref} - v_o) d\tau - k_p \cdot v_o - i_{L1}
 \tag{7-24}$$

La tensió  $v_{o\_ref}$  és la tensió de sortida de referència:

$$v_{o\_ref} = A \cdot \sin(\omega t)
 \tag{7-25}$$

Per tal d'obtenir un corrent equitativament distribuït entre els diferents mòduls, es defineixen les següents superfícies de control per als esclaus:

$$\begin{aligned}
 s_2(t) &= i_{L1} - i_{L2} \\
 s_3(t) &= i_{L1} - i_{L3} \\
 &\dots \\
 s_N(t) &= i_{L1} - i_{LN}
 \end{aligned}
 \tag{7-26}$$

Quan estiguem lliscant sobre la superfície de control, els convertidors actius (i també el mestre és clar) satisfaran les condicions d'invariància a la intersecció de les superfícies:

$$\begin{aligned}
 s_{mestre}(t) &= s_2(t) = \dots s_k(t) = 0 \\
 \dot{s}_{mestre}(t) &= \dot{s}_2(t) = \dots \dot{s}_k(t) = 0
 \end{aligned}
 \tag{7-27}$$

Utilitzant les equacions (7-21), (7-22), (7-24) i (7-27) obtenim les següents equacions diferencials lineals:

$$\frac{di_{L1}}{dt} = -k_p \frac{dv_o}{dt} + k_i (v_{o\_ref} - v_o) \quad (7-28)$$

$$C \frac{dv_o}{dt} = k \cdot i_{L1} - \frac{v_o}{R} \quad (7-29)$$

que correspon a un sistema lineal de segon ordre, sent  $i_{L1} = i_{L2} = \dots i_{Lk}$ . Conseqüentment en estat estacionari obtenim:

$$v_o(t) = v_{o\_ref} \quad (7-30)$$

$$i_{L1} = \dots = i_{Lk} = \frac{v_{o\_ref}(t)}{k \cdot R} \quad (7-31)$$

En règim lliscant el comportament dinàmic de la tensió de sortida pot obtenir-se de (7-28) i (7-29):

$$\frac{d^2 v_o}{dt^2} + \left( \frac{k_p \cdot k}{C} + \frac{1}{C \cdot R} \right) \frac{dv_o}{dt} + \left( \frac{k_i \cdot k}{C} \right) v_o = \left( \frac{k_i \cdot k}{C} \right) v_{o\_ref} \quad (7-32)$$

que és estable si es compleixen les següents condicions:

$$k_i > 0 \quad i \quad \left( k_p \cdot k + \frac{1}{R} \right) > 0; \quad (7-33)$$

Identificant (7-32) amb un sistema de segon ordre en el domini de Laplace:

$$s^2 + 2 \xi \omega_o s + \omega_o^2 = 0 \quad (7-34)$$

podrem trobar els paràmetres que condicionen el comportament en règim transitori de la sortida  $v_o$ :

$$\omega_o = \sqrt{\frac{k_i \cdot k}{C}} \quad ; \quad \xi = \frac{\frac{k_p \cdot k}{C} + \frac{1}{C \cdot R}}{2 \sqrt{\frac{k_i \cdot k}{C}}} \quad (7-35)$$

Es pot apreciar perfectament que, variant els paràmetres de control  $k_i$  i  $K_p$ , podrem escollir la dinàmica desitjada de  $v_o$ , fent-la insensible a les variacions de càrrega  $R$  si  $k_p \gg 1/(C \cdot k \cdot R)$ .

La llei de control al convertidor mestre és:

$$\begin{aligned} u_i^+ &= 1 \text{ per } s_{mestre} > 0 \\ u_i^- &= -1 \text{ per } s_{mestre} < 0 \end{aligned} \quad (7-36)$$

### 7.2.3 LLEIS DE CONTROL

L'objectiu final del disseny és que el control satisfaci les condicions d'assoliment, que garanteixen l'existència de règim lliscant sobre la superfície de commutació. La condició d'assoliment que s'ha de complir és:

$$s_j \cdot \dot{s}_j < 0, \quad j = 1 \text{ fins } n \quad (7-37)$$

que ens permet determinar el domini de lliscament i l'estratègia de control de les superfícies:

$$s_j = i_{L1} - i_{Lj} \quad (7-38)$$

Amb el sistema obtingut comprovarem si es compleixen les condicions d'invariància  $s(x) \cdot \dot{s}(x) < 0$ , i d'aquesta manera trobarem els dos valors de  $u$  que ho satisfan. Tenint que la derivada de la superfície  $s_j(t)$  és:

$$\dot{s}_j(t) = \frac{di_{L1}}{dt} - \frac{di_{Lj}}{dt} \quad (7-39)$$

aleshores hem de tenir en compte les dues condicions que es poden donar:

$$u_j = \begin{cases} u_j^+ & \text{per } s_j > 0 \\ u_j^- & \text{per } s_j < 0 \end{cases} \quad (7-40)$$

i utilitzant l'equació (7-21) a (7-39):

$$\text{si } s_j > 0 \Rightarrow \dot{s}_j < 0 \Rightarrow \frac{E \cdot u_1 - v_o}{L_1} - \frac{E \cdot u_j^+ - v_o}{L_j} < 0 \quad (7-41)$$

$$\text{si } s_j < 0 \Rightarrow \dot{s}_j > 0 \Rightarrow \frac{E \cdot u_1 - v_o}{L_1} - \frac{E \cdot u_j^- - v_o}{L_j} > 0 \quad (7-42)$$

Sumant l'equació (7-41) amb l'equació (7-42) multiplicada per  $-1$  obtenim la relació que farà complir la condició d'invariància:

$$E \cdot [u_j^- - u_j^+] < 0 \quad (7-43)$$

i d'aquí obtenim els valors de  $u^-$  i  $u^+$ :

$$\begin{aligned} u_j^+ &= 1 \text{ per } s_j > 0 \\ u_j^- &= -1 \text{ per } s_j < 0 \end{aligned} \quad (7-44)$$

sent  $j = 2 \dots N$ .

## 7.2.4 VERIFICACIÓ DEL CONTROL

S'han simulat tres unitats inversores monofàsiques en paral·lel que constitueixen el convertidor CC/CA. Les càrregues amb les quals s'ha provat el sistema són una càrrega resistiva pura  $R_L$  i una càrrega no lineal tipus rectificador (veure Figura 163). La següent taula conté els valors dels paràmetres de simulació.

Taula 28

Paràmetre		Valor
Tensió entrada	$E$	48 V
Mòdul Mestre	$L_1$	147 $\mu$ H
	$C$	150 $\mu$ F
Mòdul 2	$L_2$	107 $\mu$ H
Mòdul 3	$L_3$	127 $\mu$ H
Càrrega resistiva	$R_L$	12 $\Omega$
Càrrega rectificadora	$R_L$	10 $\Omega$
RLC	$L_L$	5 mH
Control PI	$C_L$	10 nF
	$k_i$	$9 \cdot 10^4$
	$k_p$	8
Freqüència màxima de commutació	$v_{o\_ref}$	$24 \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot 350) \text{ V}$
	$f_s$	100 kHz

La Figura 163 mostra l'esquema del sistema total amb el control.

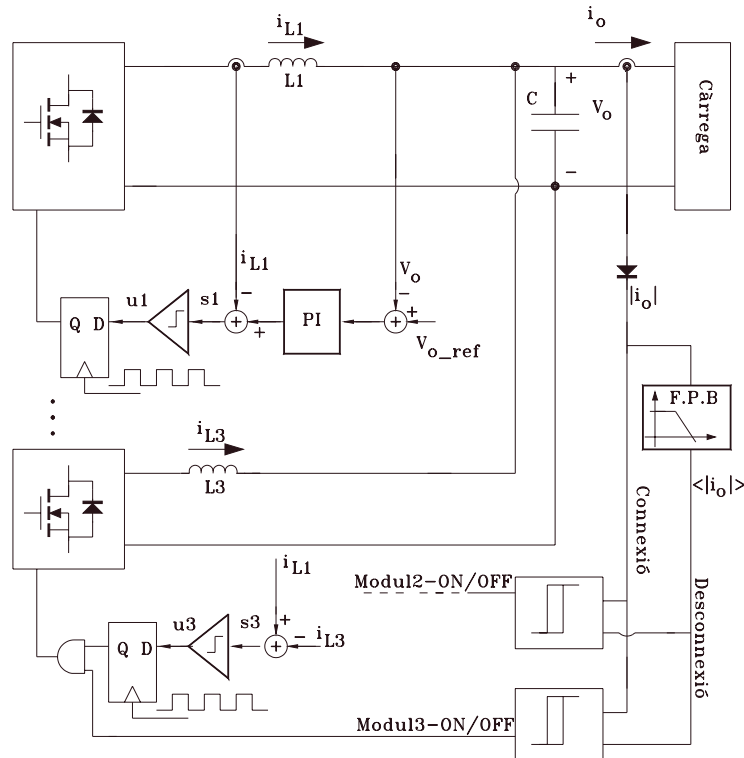


Figura 163. Sistema inversor paral·lel.

La desigualtat (7-20) determina el nombre necessari de mòduls esclaus activats. La connexió o desconexió d'una unitat esclava es decideix segons el corrent màxim especificat per aquesta unitat  $i_{j\_max}$ . El corrent de sortida  $i_o$  és sensat i passat per un rectificador de mitja basat en un diode de senyal. Filtrant aquest senyal amb un filtre passa baixos RC obtenim un valor relatiu del corrent en contínua que consumeix la càrrega en cada instant. Quan el corrent instantani  $|i_o|$  supera un valor determinat, un comparador amb histèresi dona ordre a la lògica del mòdul esclau 2 que es posi a funcionar, compartint la càrrega amb el mòdul mestre. Si el corrent de càrrega supera un segon límit

superior, el comparador del mòdul esclau 3 dóna ordre que es posi a funcionar. La desconexió de mòduls es fa seguint el mateix principi, però amb uns límits inferiors que es comparen amb el valor filtrat del corrent de sortida  $\langle |i_o| \rangle$  utilitzant comparadors d'histèresi, aleshores el filtre aporta un temps de retard entre la connexió i desconexió per garantir que el sistema està en estat estacionari.

La Figura 164 mostra una simulació del sistema inversor paral·lel quan s'alimenta una càrrega resistiva pura. Inicialment la càrrega és de  $12 \Omega$  i només el control mestre està treballant establint la tensió de sortida  $v_o$ . Per  $t = 0.0094$  s la càrrega passa a  $1 \Omega$  incrementant-se el corrent consumit  $i_o$ . Instantàniament, quan el corrent  $i_o$  passa del nivell de connexió del mòdul esclau 2 ( $i_{max\_2} = 15$  A), aquest es posa a compartir la càrrega i per tant a seguir el corrent del mòdul mestre. Quan se supera el nivell de connexió del mòdul esclau 3 ( $i_{max\_3} = 21$  A), aquest es connecta. En l'instant  $t = 0.031$  s la càrrega torna a valer  $12 \Omega$ , baixant instantàniament el corrent consumit per la càrrega  $i_o$ , ara bé, els mòduls esclaus no deixen de conduir immediatament sinó que quan el nivell del corrent de sortida filtrat baixa del nivell de desconexió ( $i_{min\_3} = 12$  A) es desconnecta el mòdul 3. Quan baixa de  $i_{max\_2} (9$  A) es desconnecta el mòdul 2. Utilitzant el corrent filtrat aconseguim un retard que ens assegura que el nivell de corrent de sortida ha arribat a l'estat estacionari. Es pot apreciar que la compartició de càrrega és gairebé perfecta.

La Figura 165 mostra en detall la tensió de sortida  $v_o$  i el corrent del mòdul mestre  $i_{L1}$  en l'instant del salt de càrrega. La tensió  $v_o$  sofreix una pèrdua de seguiment, però ràpidament torna a seguir a  $V_{O\_ref}$ .

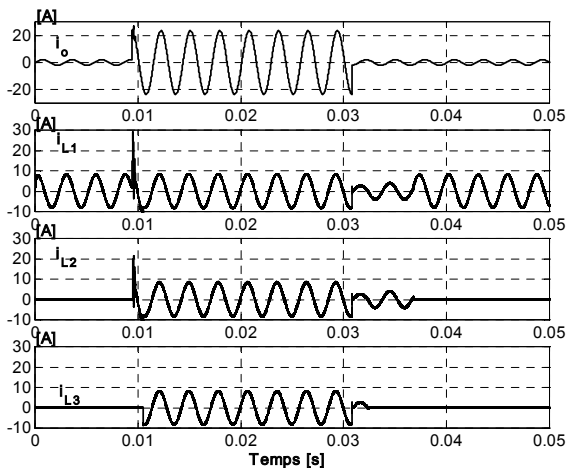


Figura 164. Corrent total de la càrrega  $i_o$ , corrents dels mòduls  $i_{L1}$ ,  $i_{L2}$  i  $i_{L3}$ , alimentant càrrega resistiva pura amb salt de càrrega de  $R_L = 12 \Omega$  a  $R_L = 1 \Omega$  i tornar a  $R_L = 12 \Omega$ .

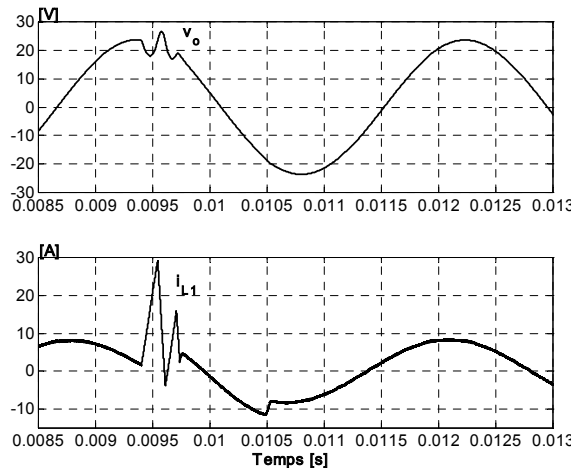


Figura 165. Detall de la tensió de sortida  $v_o$ , i del corrent del mòdul mestre  $i_{L1}$ , en el moment del salt de càrrega de  $R_L = 12 \Omega$  a  $R_L = 1 \Omega$ .

La Figura 166 mostra la tensió de referència  $v_{O\_ref}$  i la tensió de sortida  $v_o$  a l'arrencada del sistema. En règim estacionari el desfasament és només d' $1^\circ$ .

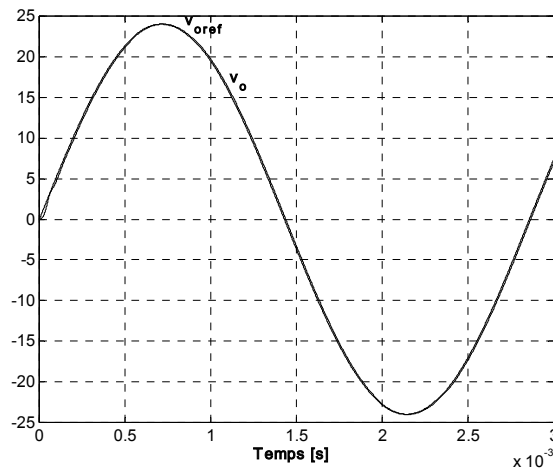


Figura 166. Detall de la tensió de sortida  $v_o$  i de la tensió de referència  $v_{o\_ref}$  durant l'arrencada del sistema amb càrrega resistiva.

La Figura 167 mostra la simulació del sistema alimentant la càrrega rectificadora  $RLC$ . Inicialment la resistència és  $R_L = 10 \Omega$  i per aquest nivell de corrent només el mòdul mestre funciona. Per  $t = 0.01$  s la càrrega passa a  $1 \Omega$ . Quan se supera el nivell de connexió del mòdul 2 aquest entra en funcionament. Seguidament entra el mòdul 3. Per  $t = 0.03$  s la càrrega torna a passar a  $10 \Omega$ , i comença el procés de desconexió. La Figura 168 mostra la tensió de sortida  $v_o$  i el corrent del mestre  $i_{L1}$  pels salts de càrrega.

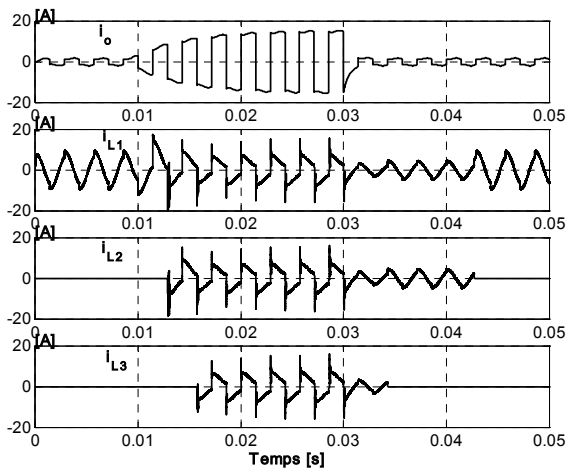


Figura 167. Corrent total de la càrrega  $i_o$ , corrents dels mòduls  $i_{L1}$ ,  $i_{L2}$  i  $i_{L3}$ , alimentant el rectificador  $RLC$ .

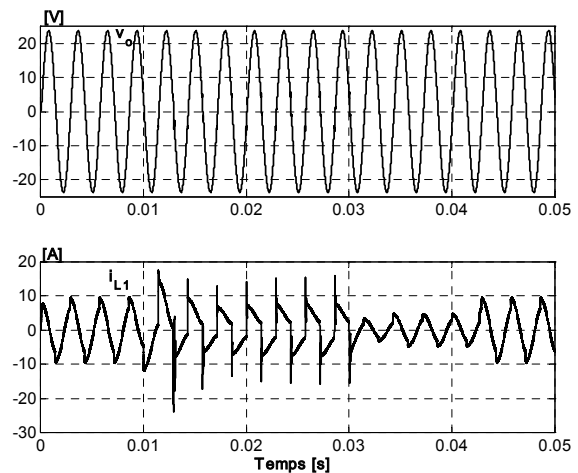


Figura 168. Tensió de sortida  $v_o$ , i el corrent del mòdul mestre  $i_{L1}$ , alimentant el rectificador  $RLC$ .

També en aquest sistema paral·lel hem assolit els objectius que ens havíem proposat. La configuració escollida fa que el sistema sigui autoajustable i que els mòduls es connectin i disconnectin segons les necessitats de càrrega. La repartició de càrrega és molt bona. Com a desavantatge podem citar que si falla el mòdul mestre falla tot el sistema.

### 7.3 PARAL·LELITZACIÓ DE FILTRES ACTIUS

La connexió de filtres actius en paral·lel permet obtenir un sistema modular efectiu per a la compensació de sistemes de diferents potències. En una primera aproximació tots els mòduls poden ser iguals, i per tant realitzar una compensació compartida [Jintakosonvit03]. En sistemes més complexos cada mòdul pot estar dissenyat per a compensar uns harmònics determinats [Moran96] o unes potències determinades [Chiang01]. Tots aquests sistemes augmenten la fiabilitat i l'efectivitat del sistema compensador.

#### 7.3.1 CONTROL DEMOCRÀTIC

La Figura 169 mostra l'esquema de connexió d' $N$  filtres actius en paral·lel. El control s'ha realitzat utilitzant un esquema de control democràtic, que decideix el corrent de cada mòdul segons la mitja de mòduls actius. Els harmònics de corrent que eliminen de la xarxa són subministrats a parts iguals per cada un dels filtres actius connectats [Chang00] [Matas03]. S'utilitza una línia de control comú a tots els convertidors, que porta la informació necessària per tal de repartir els corrents de forma equitativa, se'l denomina "bus de compartició de càrrega" (*current sharing*).

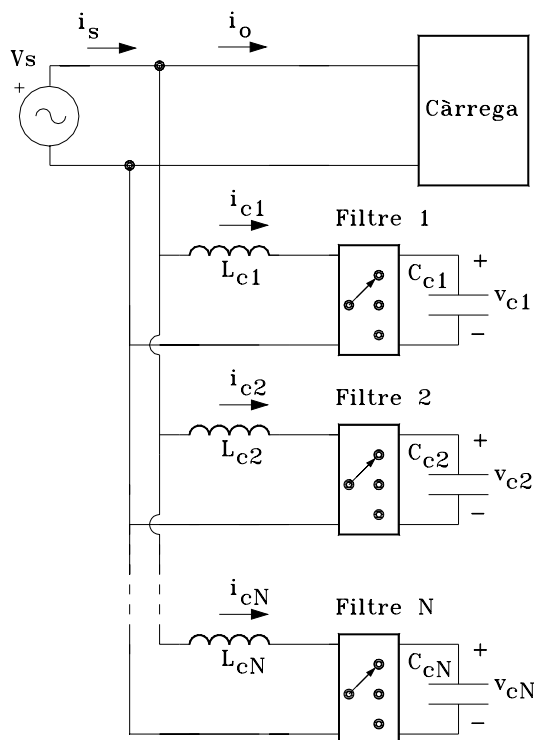


Figura 169. Esquema del sistema de filtres actius en paral·lel.

A la literatura es poden trobar diversos mètodes per distribuir la informació del corrent de la càrrega entre diversos mòduls de potència connectats en paral·lel [Small88] [Wu93] [Kohama94] [Jonanovic96] [Thottuveli98]. Aquests mètodes estan basats en la utilització d'una sola línia d'interconnexió entre els mòduls per compartir la informació del corrent.



El circuit de repartició de corrent usat en el sistema paral·lel consisteix en connectar la tensió de sortida dels sensors de corrent de cada mòdul a la línia del bus de repartició de corrent mitjançant una resistència  $R_s$ , el que fa que el nivell de tensió al bus sigui proporcional al valor promitjat dels corrents que circulen pels mòduls, valor que es pren com senyal de referència per al control democràtic. L'avantatge principal d'aquesta tècnica roman en la seva simplicitat, garantint una distribució equilibrada del corrent, fins i tot quan hi hagi connexions i desconexions de mòduls.

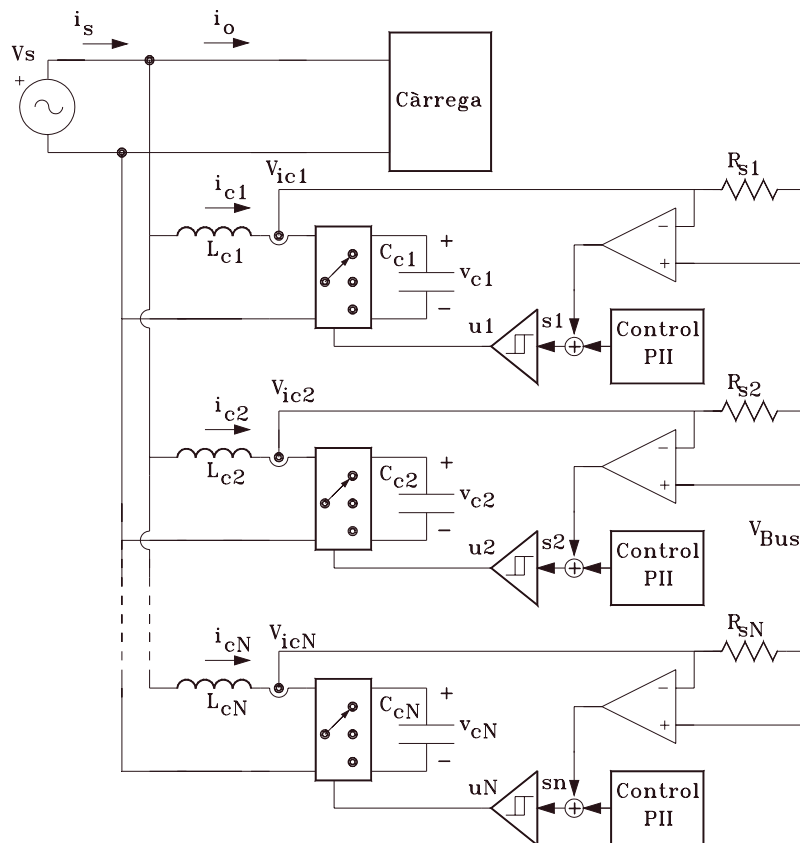


Figura 170. Esquema del sistema de filtres actius en paral·lel. Control democràtic.

Les tensions  $v_{ic}$  (procedents de sensors de corrent per efecte Hall) que hi ha a les entrades inversores dels amplificadors operacionals, Figura 170, són proporcionals al corrent que circula per cada un dels mòduls  $i_{c1} \dots i_{cN}$ . La tensió comú  $v_{Bus}$  que hi ha als terminals no inversors és la tensió instantània a la línia d'interconnexió entre els mòduls. Suposant que les resistències de connexió a la línia són iguals,  $R_{s1} = R_{s2} = \dots = R_{sN}$ , i que la tensió a cada un dels sensors de corrent és directament proporcional al corrent que circula pels inductors dels filtres podem dir que:

$$v_{icj} \approx g \cdot i_{cj} \tag{7-45}$$

on  $g$  és el guany del sensor de corrent. Aleshores, la tensió a la línia del bus de compartició de càrrega és igual al promig del valor dels corrents que circulen pels inductors, és a dir:

$$V_{bus} = g \cdot \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N i_{cj} \quad (7-46)$$

Ara bé, si disposéssim de filtres amb diferents potències nominals, podríem ajustar les resistències  $R_s$  de cada mòdul i així distribuir els corrents de forma no equilibrada.

Considerant que els components dels convertidors són ideals, el comportament dinàmic del sistema paral·lel es pot modelar mitjançant el següent model bilineal:

$$\frac{di_{cj}}{dt} = \frac{1}{L_{cj}} [v_s - v_{cj} \cdot u_j \cdot \text{sgn}(v_s)] \quad ; \text{per } j = 1 \dots N \quad (7-47)$$

$$\frac{dv_{cj}}{dt} = \frac{i_{cj}}{C_{cj}} \cdot u_j \cdot \text{sgn}(v_s) \quad ; \text{per } j = 1 \dots N \quad (7-48)$$

$$i_s = i_o + \sum_{j=1}^N i_{cj} \quad (7-49)$$

on el subíndex  $j$  es correspon amb l'índex del convertidor ( $j = 1, 2, \dots, N$ ), i  $u_j$  és l'entrada de control de cada un dels filtres, que pot prendre valors 1 ó 0, (veure capítol 6).

L'objectiu de control i el mètode per a eliminar els harmònics de corrent no desitjats serà anàleg al plantejat a l'apartat 6.3 "Filtre actiu completament linealitzat":

$$v_s = i_s \cdot R_{eq} \quad (7-50)$$

on  $R_{eq}$  depèn de la potència consumida per la càrrega.

### 7.3.2 DISSENY DEL CONTROL LLISCANT DE CORRENT

Per aconseguir que es compleixi la relació (7-50) podem considerar cada filtre actiu com un convertidor *boost* CC/CC independent, amb la superfície de lliscament descrit a l'apartat 6.3, (veure (6-34):

$$s_j = v_s(i_s - k_j \cdot v_s) + \lambda_{j1} \int v_s(i_s - k_j \cdot v_s) \partial \tau + \lambda_{j2} \iint v_s(i_s - k_j \cdot v_s) \partial \tau \quad (7-51)$$

on la variable de control  $k_j$  s'utilitzarà per a regular la tensió de sortida  $v_{cj}$  de cada filtre.

Tenint en compte la condició d'assoliment  $\dot{s}_j \cdot s_j < 0$  deduïm la llei de control per cada filtre:

$$u_j = \begin{cases} 1 & \text{quan } s_j \cdot \text{sgn}(v_s) > 0 \\ 0 & \text{quan } s_j \cdot \text{sgn}(v_s) < 0 \end{cases} \quad (7-52)$$

### 7.3.3 SISTEMA D'AJUST DE COMPARTICIÓ DE CORRENT

El sistema d'ajust per a repartir equilibradament els corrents de cada filtre es

pot expressar matemàticament com un error de compartició:

$$e_j = V_{bus} - V_{icj} = g \cdot \frac{1}{N} \sum_{j=1}^N i_{cj} - g \cdot i_{cj} \tag{7-53}$$

Aquest error se suma a la superfície de lliscament  $s_j$  de cada filtre, per ajustar el cicle de treball  $u_j$ :

$$s_j = v_s (i_s - k_j \cdot v_s) + \lambda_{1j} \int v_s (i_s - k_j \cdot v_s) \partial \tau + \lambda_{0j} \iint v_s (i_s - k_j \cdot v_s) \partial \tau + k_{ej} \cdot e_j \tag{7-54}$$

on  $k_{ej}$  és el guany del llaç de repartició (equalització) de corrents.

### 7.3.4 VERIFICACIÓ DEL CONTROL

El sistema de filtres en paral·lel s’ha simulat per al cas de  $N=3$  mòduls. La següent taula conté els valors dels paràmetres més importants.

Taula 29

Paràmetre		Valor
Xarxa	$v_s$	$110 \cdot \sin(2 \cdot \pi \cdot 50 \cdot t)$ V
Mòdul Filtre Actiu 1	$L_{c1}$	2.2 mH
	$C_{c1}$	1.5 mF
Mòdul Filtre Actiu 2	$L_{c2}$	1.8 mH
	$C_{c2}$	1.3 mF
Mòdul Filtre Actiu 3	$L_{c3}$	2 mH
	$C_{c3}$	1.4 mF
Control PI	$k_i$	.7
	$k_p$	30
Control PII <sup>2</sup>	$v_{cj\_ref}$	270 V
	$\lambda_0$	15000
	$\lambda_1$	200
Control d’equalització	$k_{ej}$	1
Freqüència de tall	$f_c$	86 Hz
FPB d’ $v_{cj}$		
Freq. màxima de treball	$f_d$	100 kHz

El control del paràmetre  $k_j$  de cada filtre és el mateix que en l’apartat 6.6.4 “Disseny del llaç de tensió”. Els valors dels inductors i capacitats de cada filtre s’han variat un tant per cent, per fer el sistema més real, amb valors no iguals als nominals per als quals s’ha dissenyat el sistema.

La Figura 171 mostra la simulació del sistema paral·lel alimentant una càrrega no lineal amb factor de cresta 3 i un corrent de pic de 42 A. Es pot apreciar que el corrent de la xarxa  $i_s$  segueix a la tensió de xarxa  $v_s$  des de l’arrencada del sistema. La gràfica inferior mostra el corrent subministrat pel primer mòdul a la xarxa.

La Figura 172 mostra en detall la tensió de xarxa, el corrent de xarxa i el corrent de la càrrega en règim permanent.

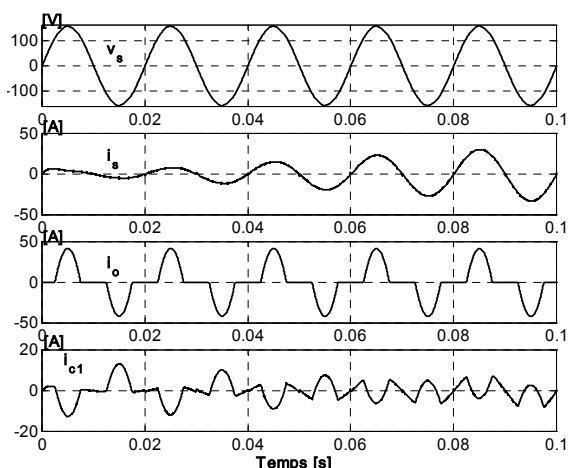


Figura 171. Tensió de la xarxa  $v_s$ , corrent de la xarxa  $i_s$ , corrent de la càrrega no lineal  $i_o$  i corrent del mòdul 1  $i_{c1}$

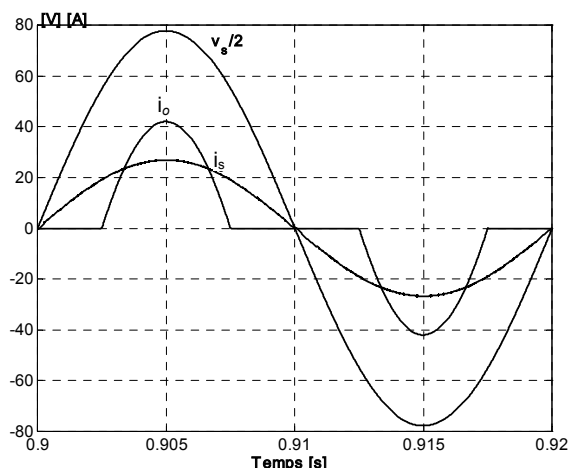


Figura 172. Tensió de la xarxa  $v_s$ , (40 v/div), corrent de la xarxa  $i_s$  i corrent de la càrrega  $i_o$  alimentant la càrrega no lineal.

Si no usem el control democràtic proposat, el sistema tendeix a la inestabilitat degut a les diferències en els valors dels components de cada mòdul. Figura 173.

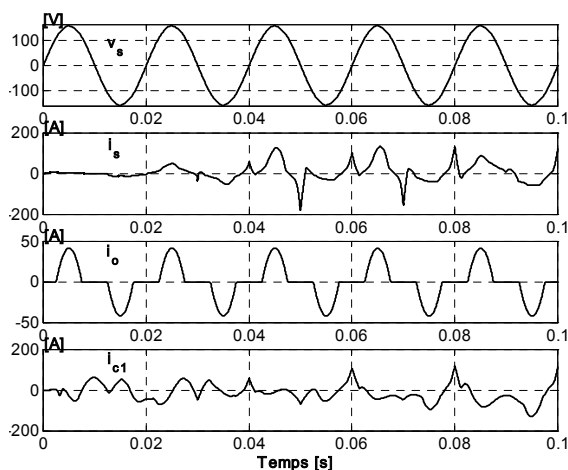


Figura 173. Tensió  $v_s$ , corrent  $i_s$ , corrent  $i_o$  i corrent mòdul 1  $i_{c1}$ . Sense control democràtic.

La Figura 174 mostra el corrent que subministra cada un dels tres mòduls. La Figura 175 mostra la simulació d'un salt de càrrega a un consum meitat i retorn al consum inicial. Veiem que el sistema reacciona perfectament.

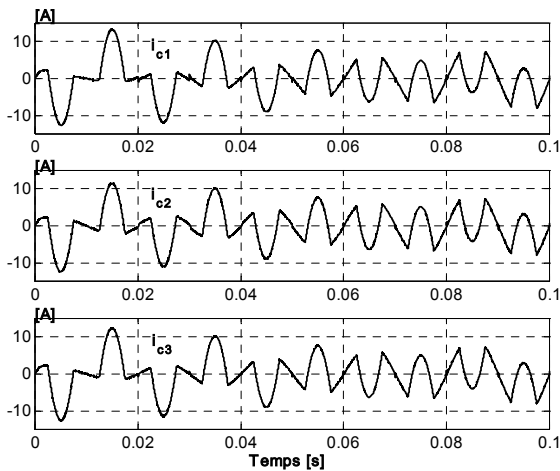


Figura 174. Corrent subministrat per cada un dels mòduls en l'arrencada,  $i_{c1}$ ,  $i_{c2}$ , i  $i_{c3}$ , alimentant la càrrega no lineal.

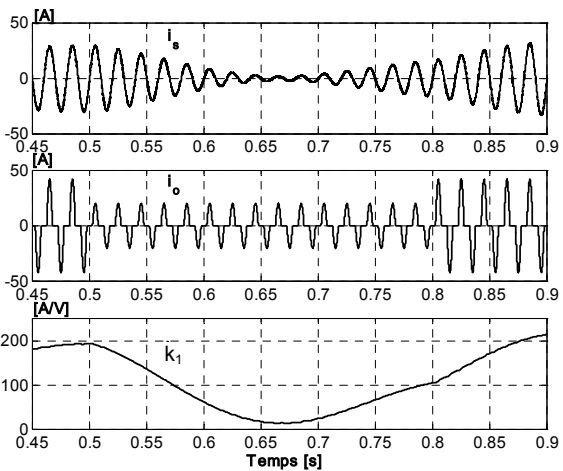


Figura 175. Corrent de la xarxa  $i_s$ , corrent de la càrrega i paràmetre de control  $k_1$  durant el salt de càrrega.

Per mesurar l'efectivitat del filtre actiu total s'ha realitzat l'anàlisi harmònic del corrent de xarxa  $i_s$ . La càrrega no lineal presenta un factor de cresta 3, amb una distorsió harmònica total DHT= 57.89%. Una vegada el filtre està treballant el corrent de xarxa està gairebé lliure del cinquè harmònic i presenta només un tercer harmònic del 1.34%. La distorsió harmònica total del corrent de xarxa és DHT= 2.35%. Figura 176.

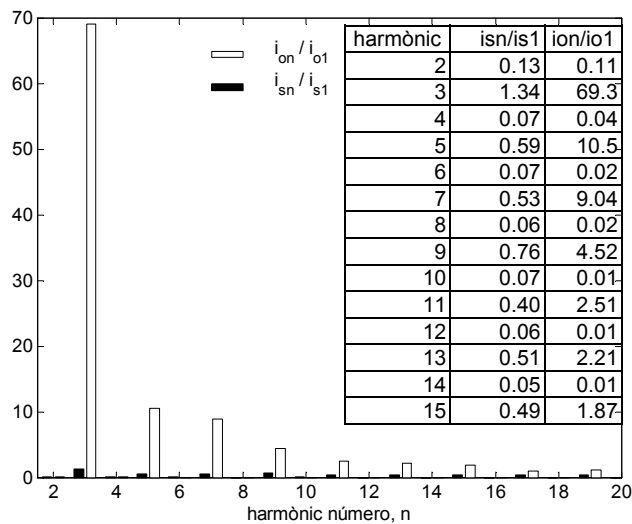


Figura 176. Simulació del contingut harmònic del corrent de xarxa  $i_s$  (DHT 2.35%) i del corrent de la càrrega  $i_o$  (DHT 57.89%) amb  $f_d = 100$  kHz. Filtre paral·lel.

Per simular el sistema en condicions més reals, s'ha escollit una freqüència de commutació  $f_d = 20$  kHz, el règim estacionari es pot veure a la Figura 177.

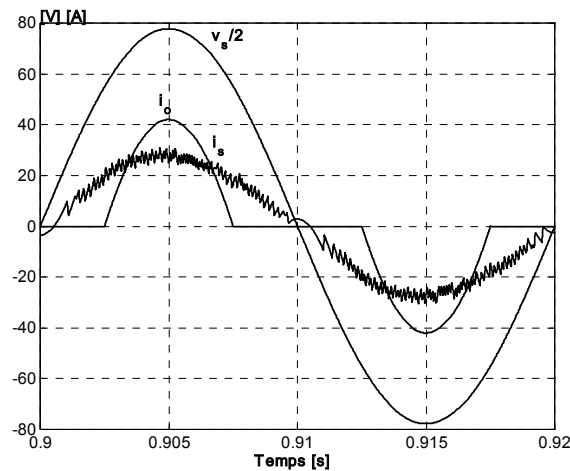


Figura 177. Tensió de la xarxa  $v_s/2$ , corrent de la xarxa  $i_s$  i corrent de la càrrega  $i_o$  alimentant la càrrega no lineal.  $f_d = 20$  kHz.

L'anàlisi harmònic del corrent de xarxa quan  $f_d = 20$  kHz es pot veure a la Figura 178. En aquest cas el contingut harmònic del corrent de la xarxa  $i_s$  ha empitjorat notablement, ja que la distorsió harmònica total DHT = 8.13%. El resultat és e que s'espera quan es disminueix la freqüència de commutació.

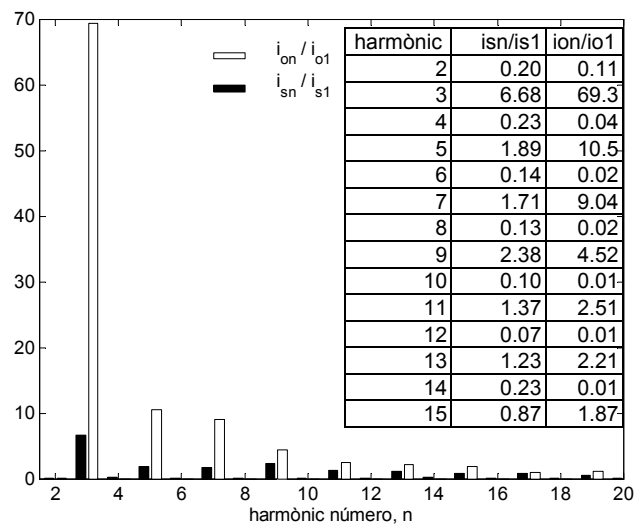


Figura 178. Simulació del contingut harmònic del corrent de xarxa  $i_s$  (DHT 8.13%) i del corrent de la càrrega  $i_o$  (DHT 57.89%) amb  $f_d = 20$  kHz. Filtre actiu paral·lel.

Vistos els resultats d'equalització de corrents i el comportament harmònic es pot dir que el sistema de filtres actius en paral·lel compleix sobradament les nostres previsions. Fins hi tot a baixa freqüència la resposta harmònica es comparable amb la d'un sistema amb un sol filtre. Com a millora es podria pensar en alguna mena d'*interleaving* per tal de millorar el comportament del sistema sencer.

## 7.4 CONCLUSIONS

En aquest capítol hem vist la paral·lelització dels tres tipus de convertidors estudiats: rectificadors amb elevat factor de potència, inversors i filtres actius.

La solució *mestre-esclau* s'ha utilitzat en el cas dels ondulators. S'ha dissenyat un control en tensió pel mòdul "mestre" i controls simples de corrent pels mòduls "esclaus". El control dissenyat permet que els mòduls es vagin incorporant a mida que el sistema demana més corrent. També la desconexió de mòduls es fa amb el sistema funcionant.

El control "democràtic" s'ha utilitzat en filtres actius en paral·lel. La mitja del corrent total s'agafa com a referència de cada un dels mòduls. La compartició de càrrega entre mòduls resulta molt bona, ara bé, s'hauria de millorar el comportament harmònic del sistema total, ja que a baixa freqüència de commutació la distorsió és elevada.

La solució híbrida entre el control *mestre-esclau* i el control *democràtic* és utilitzada en el cas dels rectificadors. Aquest control dona molt bones prestacions de repartició de càrrega. Generant un corrent de referència, els corrents s'equalitzen utilitzant un control lliscant molt simple. El comportament harmònic del sistema dissenyat el fan apte per complir les normatives actuals.

En els tres sistemes estudiats els controls de cada mòdul s'han realitzat en fase. Una possible millora seria utilitzar una rampa desfasada afegida a cada superfície lliscant del control de corrent, o sigui efectuant *interleaving*.

La complexitat inherent al control de sistemes MIMO s'ha rebaixat utilitzant les eines sistemàtiques de control lliscant, imposant unes dinàmiques desitjades les variables a controlar.





# CAPÍTOL 8

---

---

## 8. RESULTATS EXPERIMENTALS

Aquest capítol té com a objectiu la verificació experimental dels anàlisis teòrics plantejats en els capítols anteriors.

A l'apartat 8.1 es descriuen les particularitats de la implementació dels esquemes de control proposats mitjançant un microprocessador d'altres prestacions (DSP).

A l'apartat 8.2 es presenta el muntatge experimental d'un filtre actiu monofàsic constituït per un pont complet d'IGBTs, on s'hi apliquen els controls dissenyats.

A l'apartat 8.3 es presenta el muntatge d'un rectificador amb elevat factor de potència per a la verificació dels controls dissenyats, constituït també per un pont complet d'IGBTs.

### 8.1 IMPLEMENTACIÓ AMB DSP

Per tal d'implementar els controladors dissenyats utilitzant un microprocessador desenvoluparem les eines de matemàtica discreta necessàries.

Les variables que usarem en els controls estan digitalitzades amb convertidors AD usant 10 bits i a una freqüència de 20 kHz, per tant l'interval de mostreig és  $T_s = 50$  ms. El senyal sensat és  $x(kT_s)$  on  $k$  és un valor sencer.

El senyal sensat, en un control estàndard, és restat del senyal d'entrada o referència, obtenint-se el senyal d'error. L'equació diferencial de la compensació contínua s'aproximarà per una equació en diferències que és l'aproximació discreta a l'equació diferencial. El resultat d'aquesta equació en diferències és una variable de control  $u(kT_s)$ . El valor de la variable de control es manté durant un cicle sencer ( $T_s$ ) i no és modificat fins que es realitza un altre sensat de variables de la planta, i es realitza el càlcul de l'equació en diferències.

Els controls que hem dissenyat es basen en operacions matemàtiques simples, sumes, restes, multiplicacions, integrals i derivades.

L'aproximació que s'utilitza normalment per obtenir l'equació en diferències que s'ajusta a l'equació diferencial contínua és la de Tustin o regla trapezoïdal. Si tenim la funció de transferència del control en el domini de Laplace es pot passar al domini discret utilitzant la següent transformació:

$$H(z) = H(s) \Big|_{s = \frac{2z-1}{T_s z+1}} \quad (8-1)$$

Aplicant aquesta definició de derivada a l'equació del control obtenim l'equació en diferències que podrà ser implementada pel processador digital de senyal.

Com a exemple representatiu vegem la digitalització del control descrit a l'apartat 6.3 "Filtre actiu completament linealitzat" equació (6-34). Reproduint a continuació aquesta superfície de lliscament:

$$\theta(t) = v_s(i_s - k_a \cdot v_s) + \lambda_f \int v_s(i_s - k_a \cdot v_s) d\tau + \lambda_o \iint v_s(i_s - k_a \cdot v_s) d\tau \quad (8-2)$$

El valor de  $k_a$  el podem trobar usant l'equació (6-20):

$$k_a(t) = k_p (<v_c> - v_{c\_ref}) + k_i \int (<v_c> - v_{c\_ref}) d\tau \quad (8-3)$$

El valor mitjà de la tensió del condensador  $<v_c>$  del filtre s'obté mitjançant un filtre RC analògic de primer ordre. Definit la diferència de tensions  $<v_c>$  i  $v_{c\_ref}$  com  $\Delta v$ , l'equació (8-3) es pot escriure en el domini de Laplace:

$$k_a(s) = \Delta v(s) \cdot \left( \frac{k_p s + k_i}{s} \right) \quad (8-4)$$

Aleshores en el domini discret, substituint l'operador  $s$  tal com es descriu en (8-1), s'obté:

$$k_a(z) = \Delta v(z) \cdot \left( \frac{z \cdot A_k + B_k}{z - 1} \right) \quad (8-5)$$

on:

$$A_k = \left( k_p + \frac{T_s \cdot k_i}{2} \right) ; \quad B_k = \left( -k_p + \frac{T_s \cdot k_i}{2} \right)$$

Per trobar l'equació en diferències només ens cal substituir l'operador discret  $z$  pel retard de mostreig  $(k-1)$ :

$$k_a(k) = k_a(k-1) + A_k \Delta v(k-1) + B_k \Delta v(k) \quad (8-6)$$

Una vegada obtinguda la variable de control  $k_a$  s'efectua l'operació per obtenir el valor de l'error expressat per:

$$e(k) = v_s(k) \cdot (i_s(k) - k_a(k) \cdot v_s(k)) \quad (8-7)$$

Ara ja es pot procedir amb l'equació (8-2), que en el domini de Laplace és:

$$\theta(s) = e(s) \cdot \left( 1 + \frac{\lambda_1}{s} + \frac{\lambda_0}{s^2} \right) \quad (8-8)$$

i que en el domini discret s'expressa com:

$$\theta(z) = e(z) \cdot \left( \frac{z^2 \cdot A_\theta + z \cdot B_\theta + C_\theta}{z^2 - 2z + 1} \right) \quad (8-9)$$

on:

$$A_\theta = \left( 1 + \frac{T_s \cdot \lambda_1}{2} + \frac{T_s^2 \cdot \lambda_0}{4} \right) ; \quad B_\theta = \left( -2 + \frac{2 \cdot T_s^2 \cdot \lambda_0}{4} \right) ; \quad C_\theta = \left( 1 - \frac{T_s \cdot \lambda_1}{2} + \frac{T_s^2 \cdot \lambda_0}{4} \right)$$

Per trobar l'equació en diferències només ens cal substituir l'operador discret  $z$  pel retard de mostreig  $(k-1)$ :

$$\theta(k) = -\theta(k-2) + 2\theta(k-1) + A_\theta e(k-2) + B_\theta e(k-1) + C_\theta e(k) \quad (8-10)$$

El valor positiu o negatiu de  $\theta(k)$  serà el que ens farà decidir si la variable de control  $u(k)$  és 1 ó 0 (primer braç d'interruptors, a alta freqüència). El signe de  $v_s$  ens farà decidir si  $u(k)$  s'ha de multiplicar per 1 o per  $-1$  (segon braç d'interruptors, a baixa freqüència, la de la xarxa).

## 8.2 FILTRES ACTIUS

### 8.2.1 PROTOTIPUS DE PROVES

S'ha construït un prototipus de filtre actiu amb un pont complet d'IGBTs controlat pel DSP. El propòsit d'aquest muntatge és verificar experimentalment la validesa i les prestacions dels controls proposats en el capítol 6 en els apartats: 6.2 "Filtre actiu amb control simplificat" i 6.3 "Filtre actiu completament linealitzat". S'ha implementat també el control de referència per realitzar la comparativa entre ells.

La Figura 179 mostra l'esquema del prototipus.

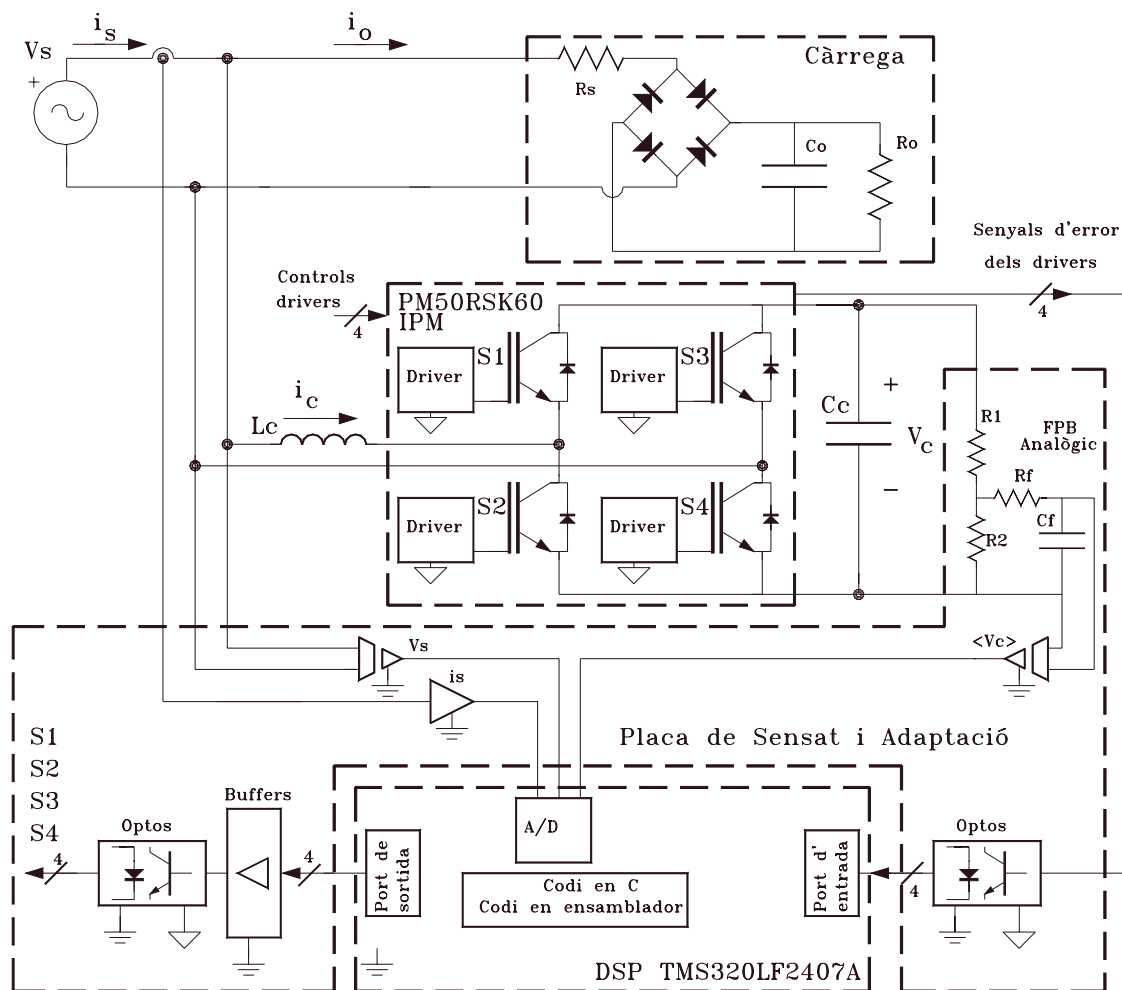


Figura 179. Diagrama de blocs del prototipus de proves.

La gestió del sistema la realitza el DSP TMS320LF2407A de Texas Instruments. Aquest microprocessador treballa amb dades en coma fixa a 16 bits i amb un rellotge de 40 MHz. L'alimentació del DSP és a 3.3 V. Aquest processador disposa de convertidors analògic-digital de 10 bits de resolució. Dels "timers" interns n'hem utilitzat un per a generar les interrupcions periòdiques de mostreig a 20 kHz, la freqüència màxima a la qual poden treballar els IGBTs del pont. Dins de la rutina d'interrupció hi ha el programa de càlcul del control i presa de decisions per als IGBTs i la gestió de senyals d'error procedents dels seus "drivers". El programa de gestió del sistema s'ha realitzat en llenguatge "C" i les parts que requerien alta velocitat s'han escrit en llenguatge ensamblador.

Els senyals cap als "drivers" de cada un dels IGBTs del pont s'han transmès al mòdul d'IGBTs utilitzant optoacopladors. Els optoacopladors utilitzats són d'alta velocitat, el HCPL 2211 de Hewlett Packard.

El sensat del corrent de xarxa s'ha fet amb un sensor d'efecte Hall LEM 50S. El valor mig de la tensió del condensador  $v_c$  s'ha obtingut amb un filtre RC analògic. El sensat de la tensió del condensador del pont s'ha realitzat amb un amplificador aïllat de precisió de Texas Instruments, l'ISO122. El sensat de la tensió de xarxa s'ha realitzat mitjançant transformador.

Per als interruptors de potència s'ha escollit un mòdul intel·ligent "IPM" de Mitsubishi, el PM50RSK60, que consta de tres branques de dos IGBTs i un IGBT de frenada. El corrent màxim és de 50 A i la tensió màxima de 600 V. Cada IGBT disposa del seu "driver" atacable a uns nivells de 0 V (connexió) i 15 V (desconnexió). L'IGBT de la part superior de cada branca està protegit contra sobrecorrents i consta d'un circuit de protecció, que genera senyals d'error que el microprocessador pot tractar. Els tres IGBTs de la part inferior disposen també de circuit de protecció però donen un senyal d'error únic.

El condensador d'emmagatzematge del filtre és electrolític amb  $C_c = 2000 \mu\text{F}$  amb 450 V de tensió màxima. La tensió de referència s'ha escollit de  $v_{c\_ref} = 140 \text{ V}$ .

La inductància del filtre està composta de dues bobines en sèrie muntades sobre nuclis en E de planxa i té un valor de  $L_c = 4 \text{ mH}$ .

La càrrega amb la que s'han fet les proves és el típic rectificador de la major part d'aparells d'electrònica de consum. Es tracta d'una càrrega capacitiva amb rectificació en pont de Graetz de SEMIKRON SKD9737, amb una resistència sèrie  $R_s = 5 \Omega$ , una capacitat  $C_o = 500 \mu\text{F}$  i una resistència  $R_o = 40 \Omega$ . Aquesta càrrega s'ha alimentat a una tensió de 80 V (valor rms) a 50 Hz, resultant en un consum de 240 VA i 118 VAR, amb un corrent de pic de 5.5 A i un factor de cresta d'1.98.

Les fotografies de la Figura 180, Figura 181, Figura 182 i Figura 183 mostren diferents vistes del prototipus construït.

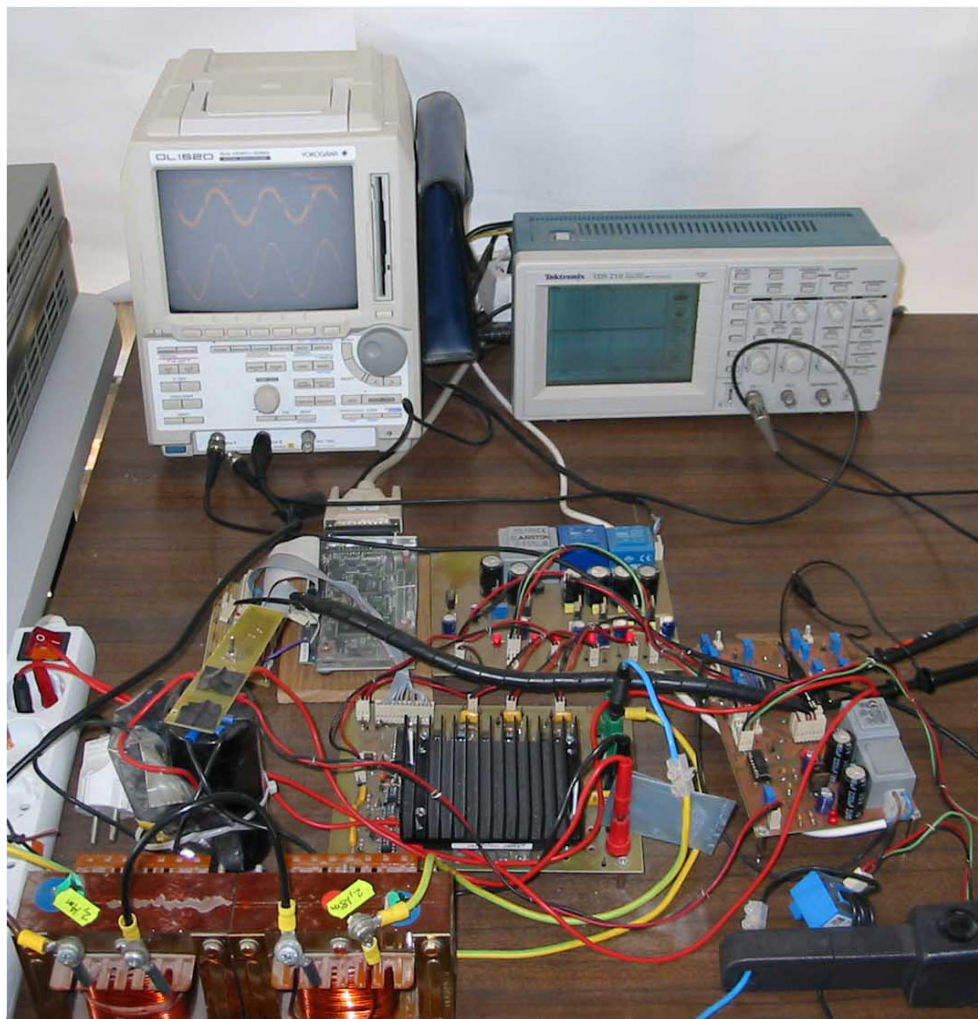


Figura 180. Fotografia del sistema sencer.

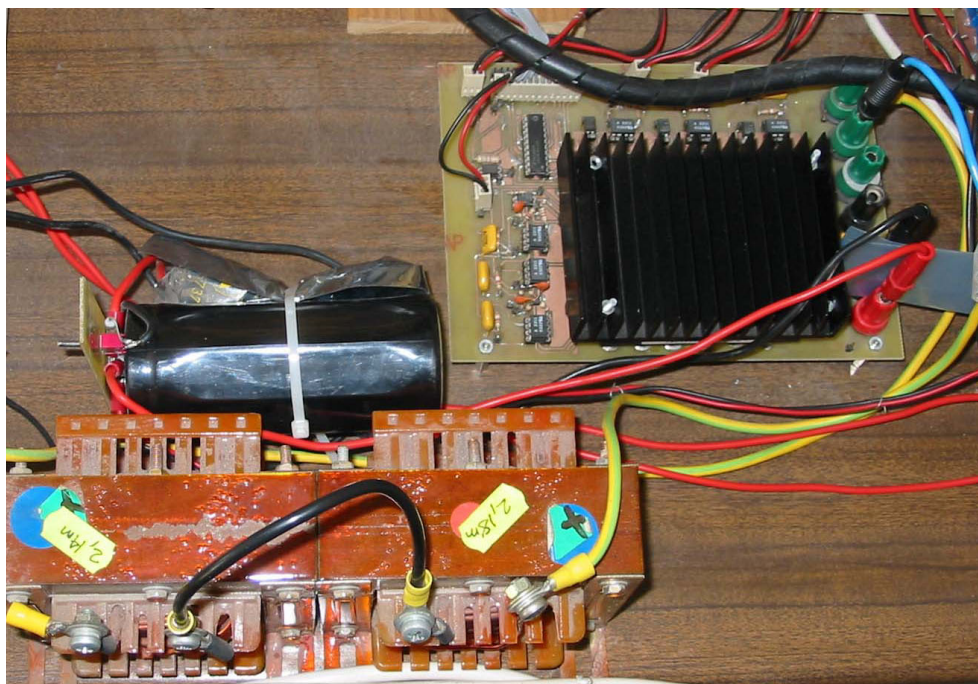


Figura 181. Fotografia del bloc de potència: inductància, condensador d'emmagatzematge i placa de l'IPM.





Figura 182. Fotografia de la càrrega no lineal i de la font de tensió alterna.

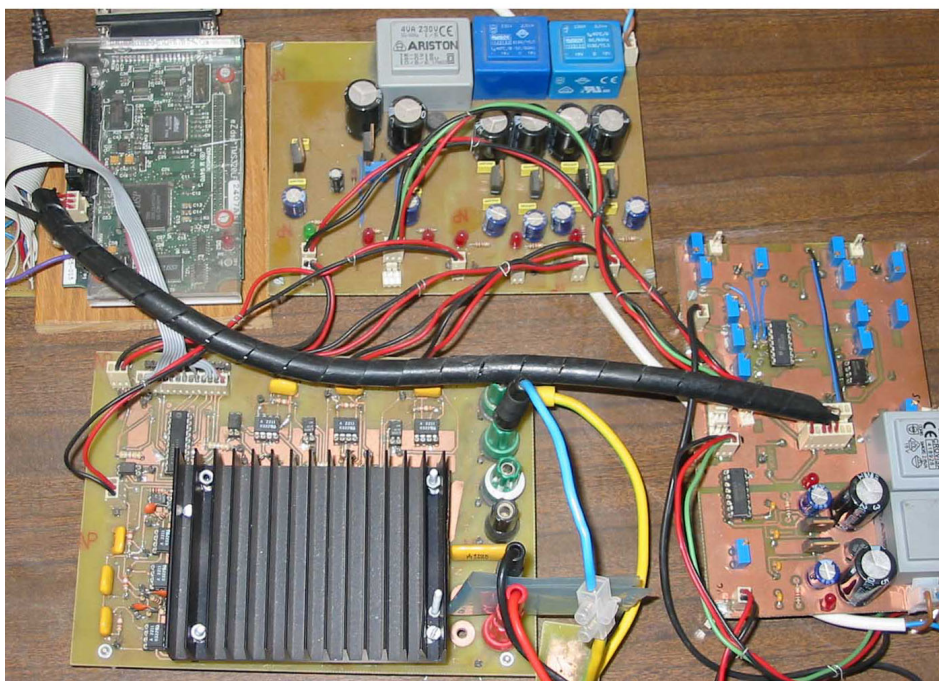


Figura 183. D'esquerra a dreta i de dalt a baix: Placa DSP, placa d'alimentació, IPM a la placa optocoblada i placa de sensat..

### 8.2.2 FILTRE ACTIU AMB CONTROL SIMPLIFICAT

El control que s'ha implementat al microprocessador és el descrit a l'apartat 6.2, "Filtre actiu amb control simplificat", amb les equacions de control:

$$s = \langle i_s - k \cdot u \rangle \quad (8-11)$$

$$k = k_p (\langle v_c \rangle - v_{c\_ref}) + k_i \int (\langle v_c \rangle - v_{c\_ref}) d\tau \quad (8-12)$$

Els valors de les constants del controlador són:  $k_i = 1$  i  $k_p = 0.1$ .

La Figura 184 mostra el corrent que absorbeix la càrrega  $i_o$  (5 A/div) i la tensió de la xarxa  $v_s$  (100 V/div).

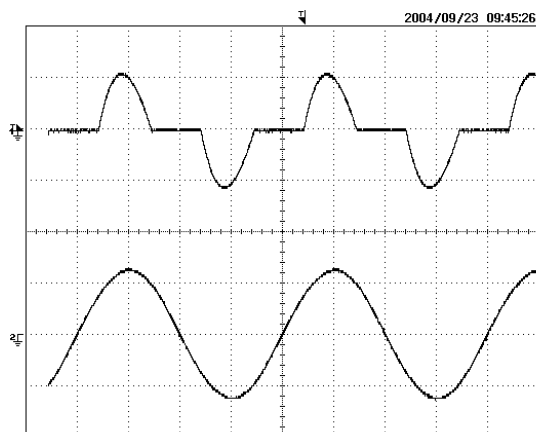


Figura 184. Traça superior: corrent de la càrrega  $i_o$  (5 A/div). Traça inferior: tensió de la xarxa  $v_s$  (100 V/div). (5 ms/div)

La Figura 185 mostra el corrent de la xarxa  $i_s$  (5 A/div) i la tensió de la xarxa  $v_s$  (100 V/div) quan el filtre actiu està en funcionament. La Figura 186 mostra la simulació corresponent a aquestes condicions. Es pot apreciar una molt bona correlació entre el resultat esperat i l'obtingut.

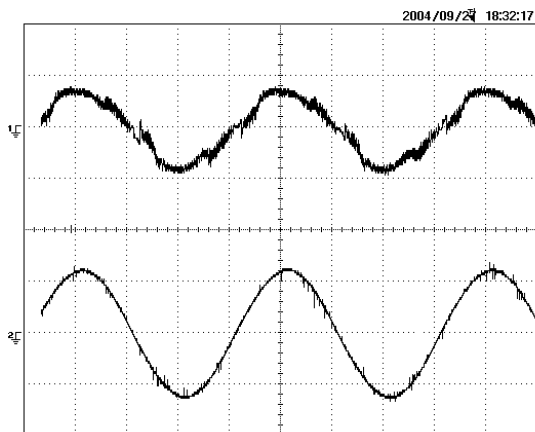


Figura 185. Traça superior: corrent de la xarxa  $i_s$  (5 A/div). Traça inferior: tensió de la xarxa  $v_s$  (100 V/div). (t=5 ms/div). Control simple.

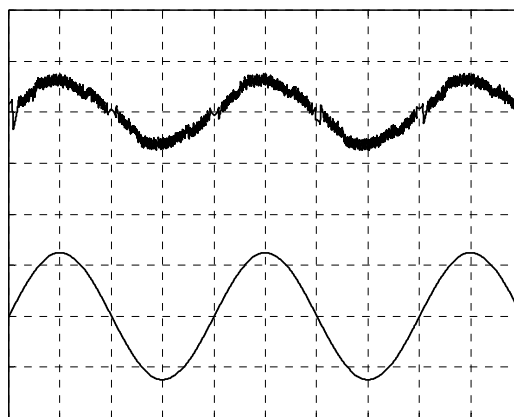


Figura 186. Simulació corresponent als resultats experimentals mostrats a la figura contigua.  $i_s$  (5 A/div),  $v_s$  (100 V/div). (t=5 ms/div).

La Figura 187 mostra el corrent subministrat pel filtre actiu  $i_c$  (5 A/div) i la tensió de la xarxa  $v_s$  (100 V/div) durant dos períodes de funcionament. La Figura 188 mostra el corrent subministrat pel condensador del filtre  $i_{condensador}$  (5 A/div) i la tensió de la xarxa  $v_s$  (100 V/div) durant dos períodes de funcionament.



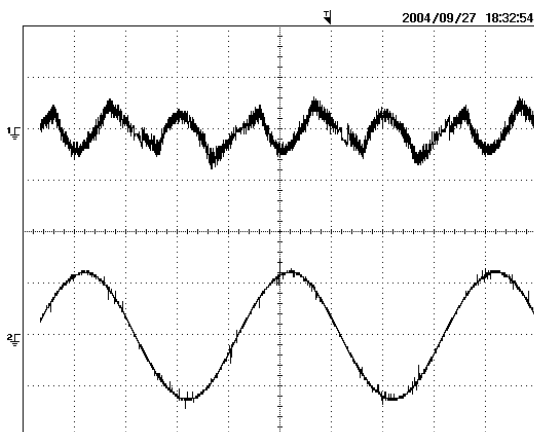


Figura 187. Traça superior: corrent subministrat pel filtre actiu  $i_c$  (5 A/div). Traça inferior: tensió de la xarxa  $v_s$  (100 V/div). (5 ms/div). Control simple.

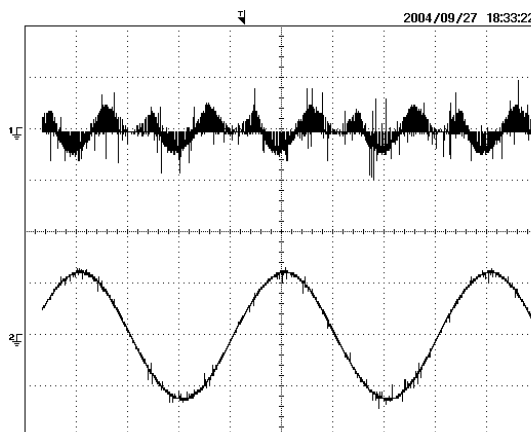


Figura 188. Traça superior: corrent subministrat pel condensador del filtre (5 A/div). Traça inferior: tensió de la xarxa  $v_s$  (100 V/div). (5 ms/div). Control simple.

La Figura 189 mostra el corrent de xarxa  $i_s$  (5 A/div) i les variacions de tensió del condensador  $v_c$  (50 V/div) durant dos períodes de funcionament.

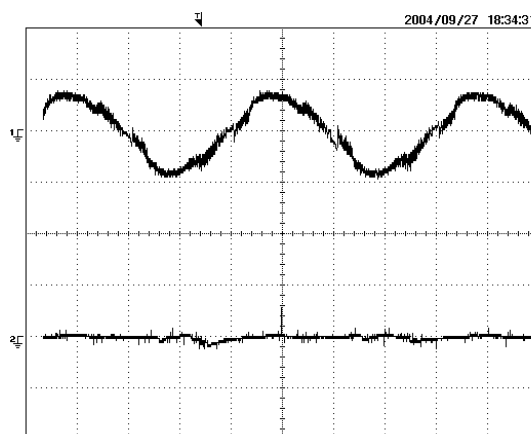


Figura 189. Traça superior: corrent de la xarxa  $i_s$  (5 A/div). Traça inferior: tensió al condensador  $v_c$  (valor AC 50 V/div). (5 ms/div). Control simple.

S'han realitzat diversos salts de càrrega per veure el comportament dinàmic del sistema. La Figura 190 mostra el salt de càrrega com a un increment del 25% en el corrent  $i_o$ . La Figura 191 mostra el comportament del corrent de xarxa en aquesta situació. Es pot veure que el corrent resultant està molt distorsionat.

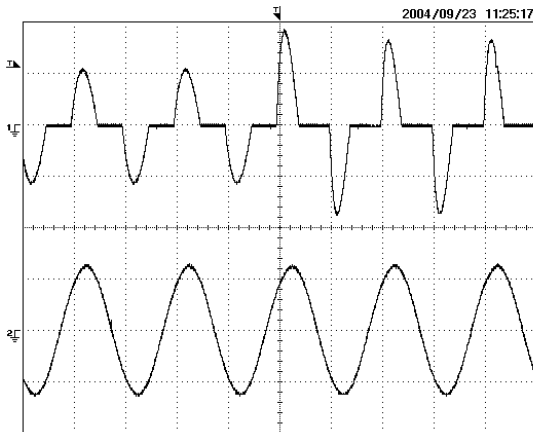


Figura 190. Traça superior: corrent de la càrrega  $i_o$  (5 A/div) en l'instant del salt de càrrega. Traça inferior: tensió de la xarxa  $v_s$  (100 V/div). (10 ms/div).

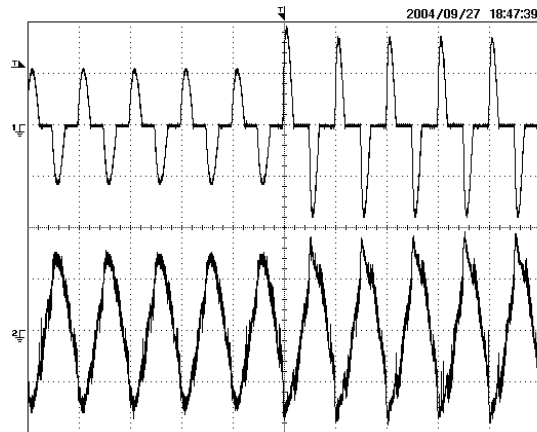


Figura 191. Traça superior: corrent de la xarxa  $i_s$  (5 A/div) en l'instant del salt de càrrega. Traça inferior: corrent de la xarxa  $i_s$  (2,5 A/div). (50 ms/div). Control simple.

La característica més important a valorar en un filtre actiu és l'eliminació d'harmònics. Vegem el comportament mesurat.

La Figura 192 mostra l'espectre del corrent de càrrega en dB sobre valors de corrent rms (10 dB/div). La Figura 193 mostra l'espectre del corrent de la xarxa quan alimenta a la càrrega rectificadora i el filtre actiu està treballant. Es pot apreciar una reducció d'uns 20 dB del tercer harmònic respecte del seu valor en el corrent de càrrega, passant de 1.38 Arms a 0.22 Arms. El cinquè harmònic passa de 0.23 Arms a 0.15 Arms. El setè harmònic es veu reduït a la meitat, de 0.22 Arms a 0.11 Arms. La DHT del corrent de càrrega és del 49.67% i la DHT del corrent de la xarxa és de 11.46%.

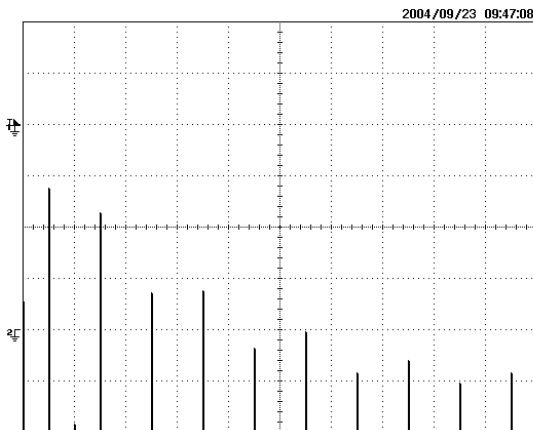


Figura 192. Espectre del corrent de la càrrega  $i_o$  (10 dBV/div) (100 Hz/div) (DHT= 49.67)

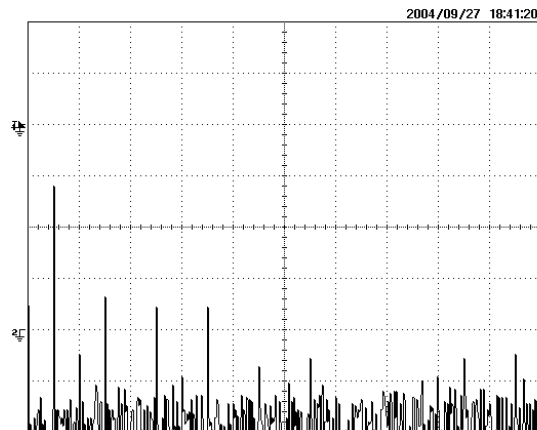


Figura 193. Espectre del corrent de xarxa  $i_s$  (10 dBV/div) (100 Hz/div) amb el filtre actiu amb el control simplificat. (DHT= 11.46)

La Figura 194 mostra la comparativa entre els espectres del corrent de càrrega  $i_o$  i el corrent de xarxa  $i_s$  mesurats experimentalment. La taula adjunta presenta els valors numèrics en dB sobre valors rms.

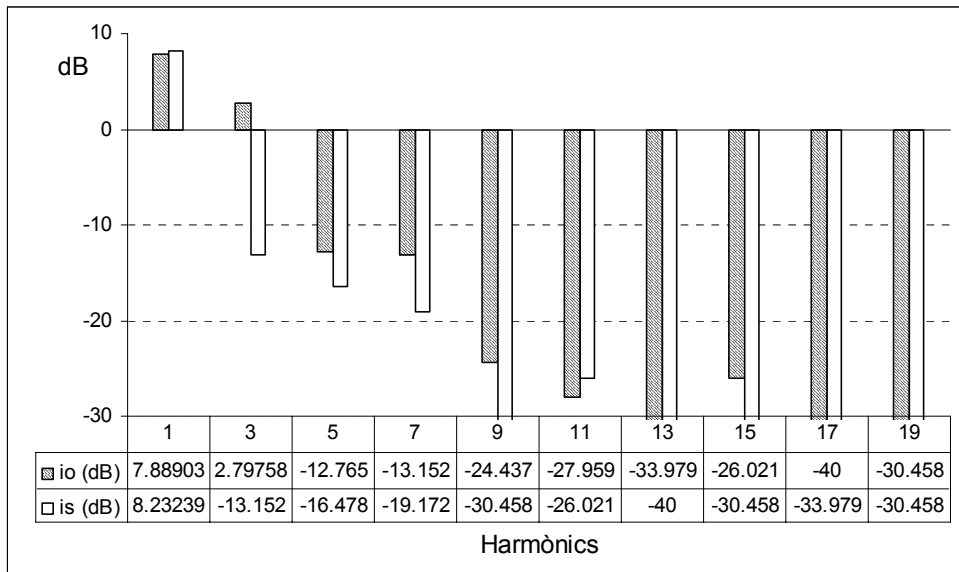


Figura 194. Comparació harmònica entre el corrent de la càrrega  $i_o$  i el corrent de la xarxa  $i_s$  (valors en dB sobre corrents rms mesurats).

Per tal de comparar el control proposat amb el control de referència [Torrey95] comentat a l'apartat 6.5, "Comparació amb els controls de referència", s'ha implementat el control de referència i s'han pres mesures comparatives.

La Figura 195 mostra el corrent de xarxa  $i_s$  obtingut amb el control proposat i la Figura 196 mostra el corrent de xarxa  $i_s$  obtingut amb el control de referència. Evidentment el control de referència presenta un comportament millor, apreciand-se només la distorsió del pas per zero. En canvi amb el control simplificat proposat apareix distorsió a l'arrencada i parada dels diodes de la càrrega. Per tant les prestacions del control proposat són inferiors al de referència, però s'ha de tenir en compte la simplicitat d'implementació del control simplificat.

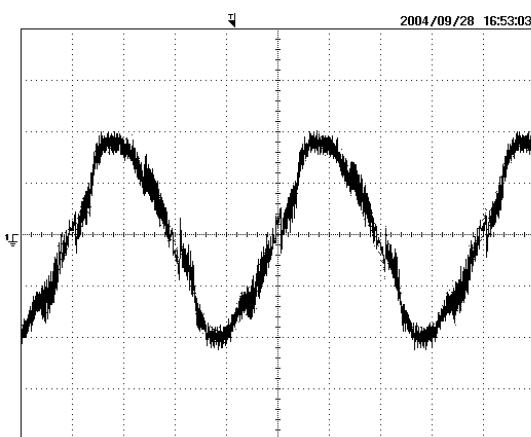


Figura 195. Corrent de la xarxa  $i_s$  (2 A/div). (5 ms/div). Control simplificat

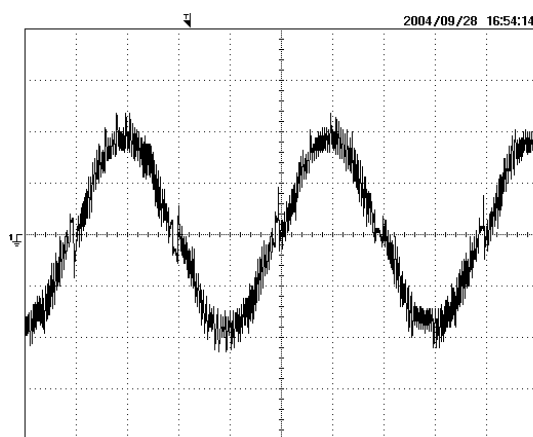


Figura 196. Corrent de la xarxa  $i_s$  (2 A/div). (5 ms/div). Control de referència.

Per realitzar la mesura de prestacions del control proposat sobre el de referència hem realitzat el seu estudi espectral. La Figura 197 mostra l'espectre d' $i_s$  obtingut amb el control proposat i la Figura 198 mostra l'espectre d' $i_s$  obtingut amb el control de referència. Es pot apreciar clarament que els

harmònics 5è i 7è no presenten tanta reducció quan usem el nostre control respecte a quan provem el control de referència que presenta una DHT del 8.58%.

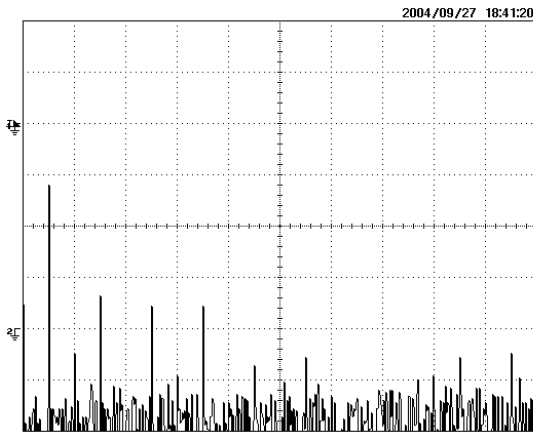


Figura 197. Espectre del corrent de xarxa  $i_s$  (10 dB/div) (100 Hz/div) amb el control proposat. (DHT= 11.46%)

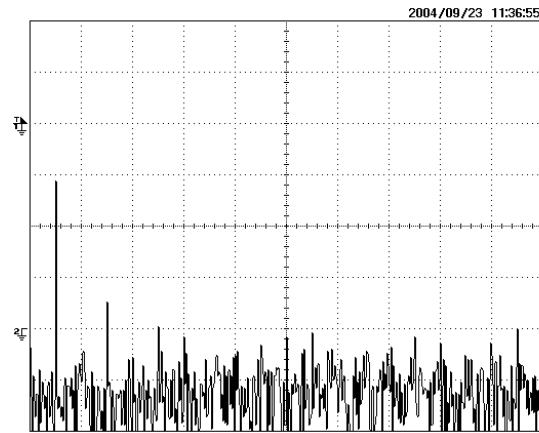


Figura 198. Espectre del corrent de xarxa  $i_s$  (10 dB/div) (100 Hz/div) amb el control de referència. (DHT= 8.58%)

El quadre de la Figura 199 mostra la comparativa del comportament freqüencial dels dos controls. Evidentment el nostre control té unes prestacions inferiors al de referència, ara bé, hem de tenir en compte la seva senzillesa d'implementació. S'ha de dir, però, que el control proposat compleix la normativa 519-1992.

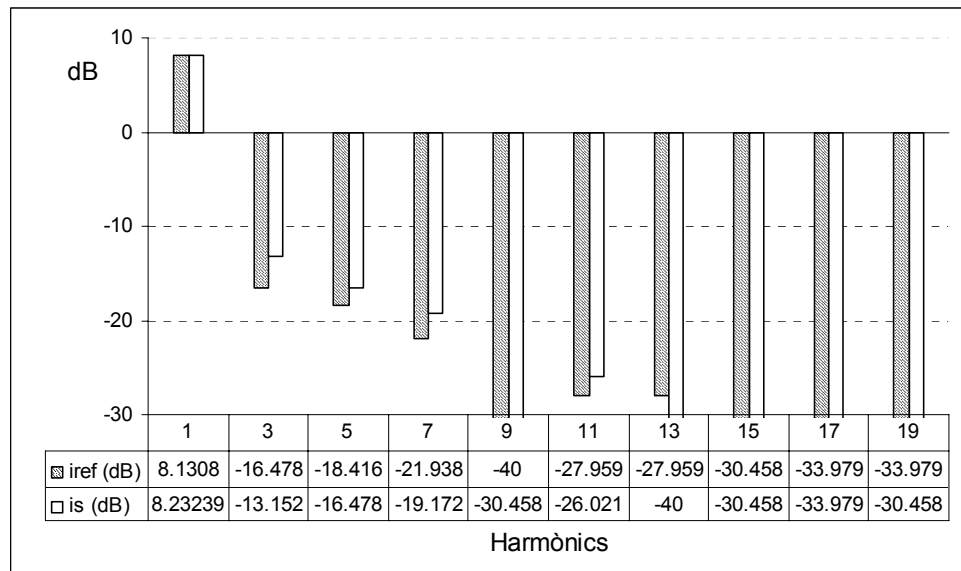


Figura 199. Comparació harmònica del corrent de xarxa entre el control proposat  $i_s$  i el control de referència  $i_{ref}$  (en dB sobre corrents rms mesurats).

### 8.2.3 FILTRE ACTIU COMPLETAMENT LINEALITZAT

El control que s'ha implementat en el microprocessador és el descrit a l'apartat 6.3 "Filtre actiu completament linealitzat", amb les equacions de control:

$$s = v_s(i_s - k \cdot v_s) + \lambda_1 \int v_s(i_s - k \cdot v_s) d\tau + \lambda_0 \iint v_s(i_s - k \cdot v_s) d\tau^2 \tag{8-13}$$

$$k = k_p (<v_c > - v_{c\_ref}) + k_i \int (<v_c > - v_{c\_ref}) d\tau \tag{8-14}$$

Les constants del controlador valen:  $\lambda_0 = 15000$ ,  $\lambda_1 = 200$ ,  $k_i = 30$  i  $k_p = 0.7$

La Figura 200 mostra el corrent que absorbeix la càrrega  $i_o$  (5 A/div) i la tensió de la xarxa  $v_s$  (100 V/div).

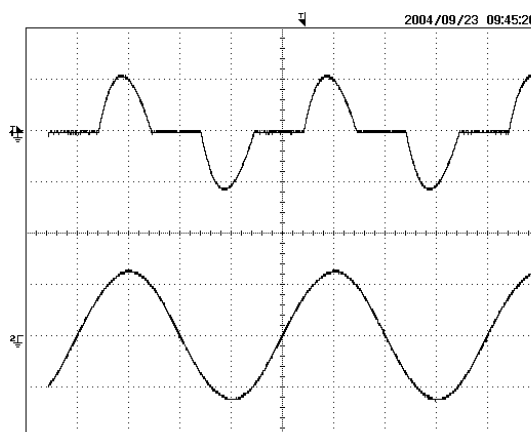


Figura 200. Traça superior: corrent de la càrrega  $i_o$  (5 A/div). Traça inferior: tensió de la xarxa  $v_s$  (100 V/div). (5 ms/div)

La Figura 201 mostra el corrent de la xarxa  $i_s$  (5 A/div) i la tensió de la xarxa  $v_s$  (100 V/div) quan el filtre actiu està en funcionament. La Figura 202 mostra la simulació corresponent a aquestes condicions. Es pot apreciar una molt bona correlació entre el resultat esperat i l'obtingut.

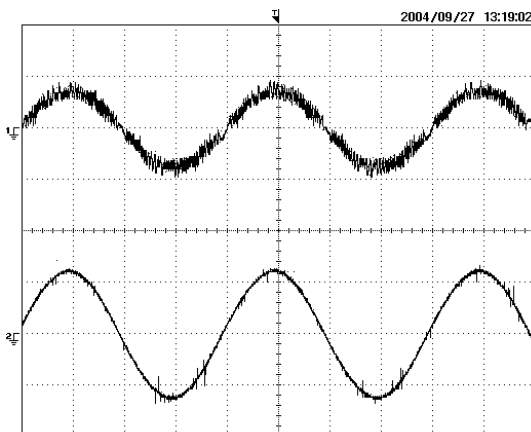


Figura 201. Traça superior: corrent de la xarxa  $i_s$  (5 A/div). Traça inferior: tensió de la xarxa  $v_s$  (100 V/div) (5 ms/div). Control totalment linealitzant.

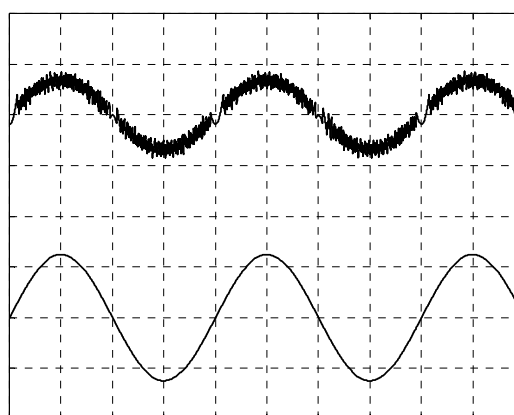


Figura 202. Simulació corresponent als resultats experimentals mostrats a la figura contigua.

La Figura 203 mostra el corrent subministrat pel filtre actiu  $i_c$  (5 A/div) i la tensió de la xarxa  $v_s$  (100 V/div) durant dos períodes de funcionament. La Figura 204 mostra el corrent subministrat pel condensador del filtre  $i_{condensador}$  (5 A/div) i la tensió de la xarxa  $v_s$  (100 V/div) durant dos períodes de funcionament.

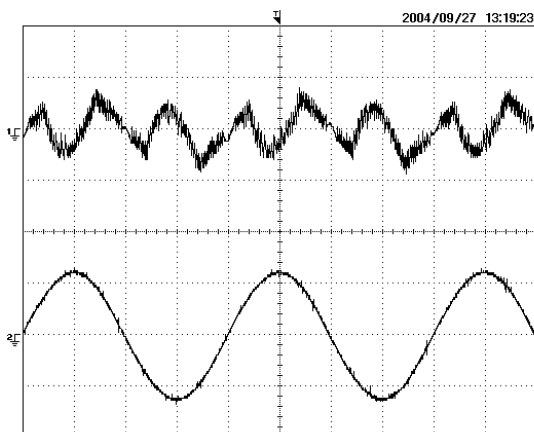


Figura 203. Traça superior: corrent subministrat pel filtre actiu  $i_c$  (5 A/div). Traça inferior: tensió de la xarxa  $v_s$  (100 V/div). (5 ms/div). Control totalment linealitzant.

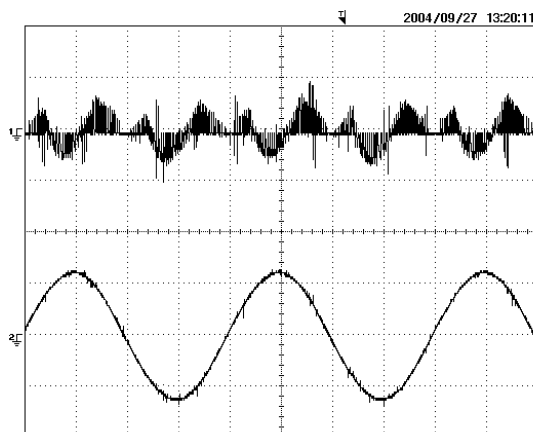


Figura 204. Traça superior: corrent subministrat pel condensador del filtre (5 A/div). Traça inferior: tensió de la xarxa  $v_s$  (100 V/div). (5 ms/div). Control totalment linealitzant.

La Figura 205 mostra el corrent de xarxa  $i_s$  (5 A/div) i les variacions de tensió del condensador  $v_c$  (50 V/div) durant dos períodes de funcionament.

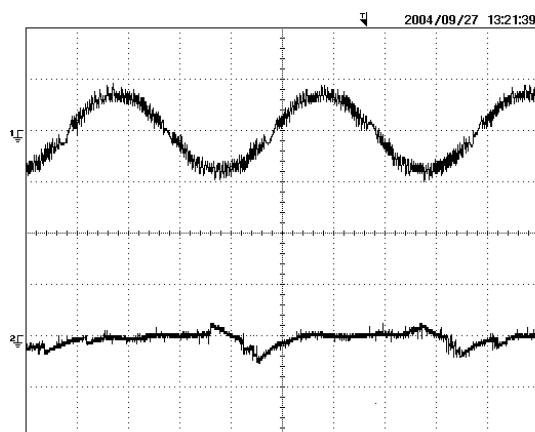


Figura 205. Traça superior: corrent de la xarxa  $i_s$  (5 A/div). Traça inferior: tensió al condensador  $v_c$  (valor AC 25 V/div) (5 ms/div). Control totalment linealitzant.

A la Figura 206 podem observar el comportament del corrent de xarxa  $i_s$  quan el filtre actiu entra en funcionament. La Figura 207 mostra un detall de la posada en marxa. L'arribada a règim estacionari ve condicionada per l'estabilització del paràmetre  $k$  de la funció (8-14), que és el que s'ajusta al consum de potència en un moment determinat.

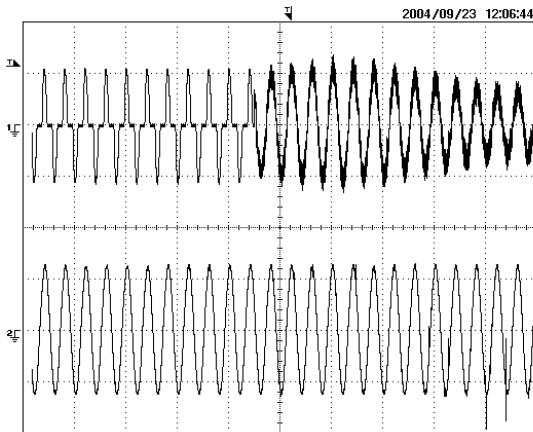


Figura 206. Traça superior: corrent de la xarxa  $i_s$  (5 A/div) quan arrenca el filtre actiu. Traça inferior: tensió de la xarxa  $v_s$  (100 V/div). (50 ms/div). Control totalment linealitzant.

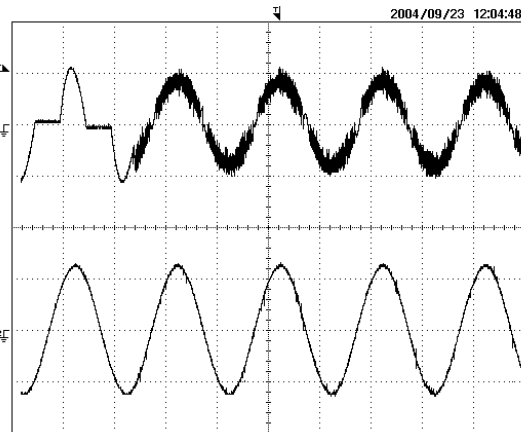


Figura 207. Traça superior: detall del corrent de la xarxa  $i_s$  (5 A/div) quan arrenca el filtre actiu. Traça inferior: tensió de la xarxa  $v_s$  (100 V/div). (10 ms/div). Control totalment linealitzant.

S'han realitzat diversos salts de càrrega per veure el comportament dinàmic del sistema. La Figura 208 mostra el salt de càrrega com a un increment del 25% en el corrent  $i_o$ . La Figura 209 mostra el comportament del corrent de xarxa en aquesta situació, amb un increment progressiu degut al paràmetre de control  $k$ . En aquest oscil·lograma no es pot apreciar encara el règim estacionari, que degut a l'elevada inèrcia del condensador del filtre tarda uns 100 períodes en aconseguir-se. Evidentment, variant els valors de  $k_p$  i  $k_i$  del control PI de tensió del condensador farem que aquest assoliment sigui més ràpid, però com a contrapartida tindrem una arrencada més brusca.

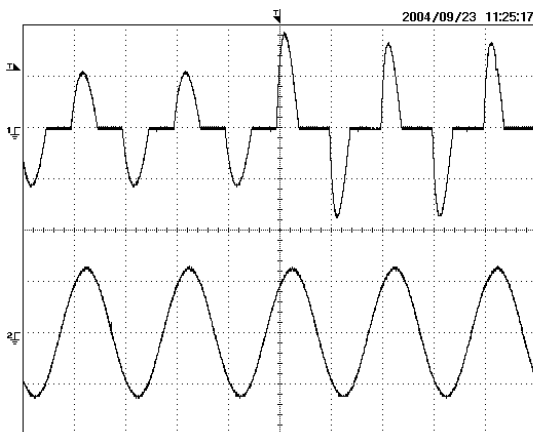


Figura 208. Traça superior: corrent de la càrrega  $i_o$  (5 A/div) en l'instant del salt de càrrega (increment del 50% del consum). Traça inferior: tensió de la xarxa  $v_s$  (100 V/div). (10 ms/div).

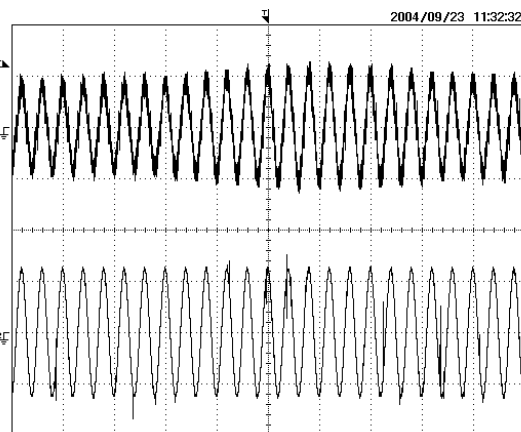


Figura 209. Traça superior: corrent de la xarxa  $i_s$  (5 A/div) en l'instant del salt de càrrega. Traça inferior: tensió de la xarxa  $v_s$  (100 V/div). (50 ms/div). Control totalment linealitzant.

La Figura 210 mostra l'espectre del corrent de càrrega en dB sobre valors de corrent rms (10 dB/div). La Figura 211 mostra l'espectre del corrent de la xarxa quan alimenta a la càrrega rectificadora i el filtre actiu està treballant amb el control totalment linealitzant. Es pot apreciar una reducció de més de 20 dB del tercer harmònic respecte del seu valor en el corrent de càrrega, (passant de 1.38 Arms a 0.1 Arms). El cinquè harmònic passa de 0.23 Arms a 0.07 Arms. El

setè harmònic també es veu molt reduït (de 0.22 Arms a 0.03 Arms). La DHT del corrent de càrrega és del 49.67% i la DHT del corrent de la xarxa és de 2.92%.

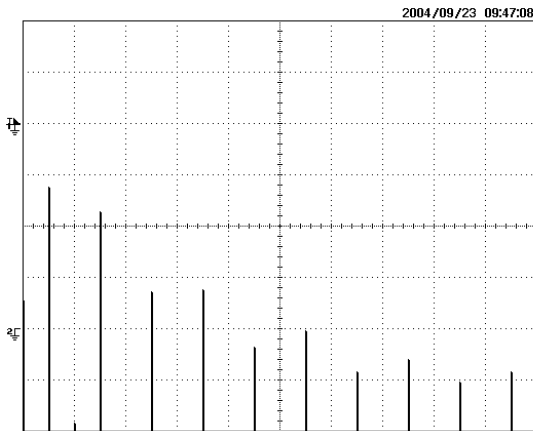


Figura 210. Espectre del corrent de la càrrega  $i_o$  (10 dBV/div) ( $f= 100$  Hz/div). (DHT= 49.67%)

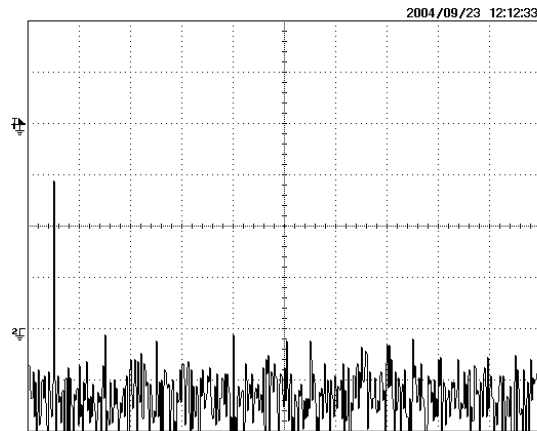


Figura 211. Espectre del corrent de xarxa  $i_s$  (10 dBV/div) ( $f= 100$  Hz/div) amb el filtre actiu funcionant amb el control totalment linealitzant. (DHT= 2.92%)

La Figura 212 mostra la comparativa entre els espectres del corrent de càrrega  $i_o$  i el corrent de xarxa  $i_s$  mesurats experimentalment. La taula adjunta presenta els valors numèrics en dB sobre valors rms.

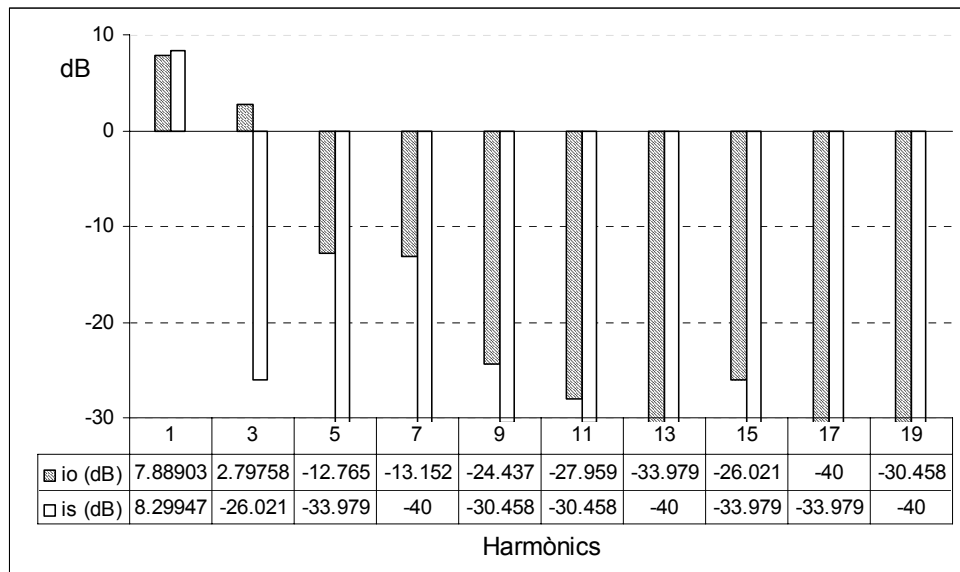


Figura 212. Comparació harmònica entre el corrent de la càrrega  $i_o$  i el corrent de la xarxa  $i_s$  (valors en dB sobre corrents rms mesurats).

Per tal de comparar el control proposat amb el control de referència [Torrey95] comentat a l'apartat 6.5, "Comparació amb els controls de referència", s'ha implementat el control de referència i s'han pres mesures comparatives.

La Figura 213 mostra el corrent de xarxa  $i_s$  obtingut amb el control proposat i la Figura 214 mostra el corrent de xarxa  $i_s$  obtingut amb el control de referència. Es pot apreciar que la distorsió dels passos per zero és molt més accentuada en el cas del control de referència.



En el control de referència hi ha un desplaçament en tensió a cada pas per zero. Per tant podem dir que hem millorat les prestacions d'aquest.

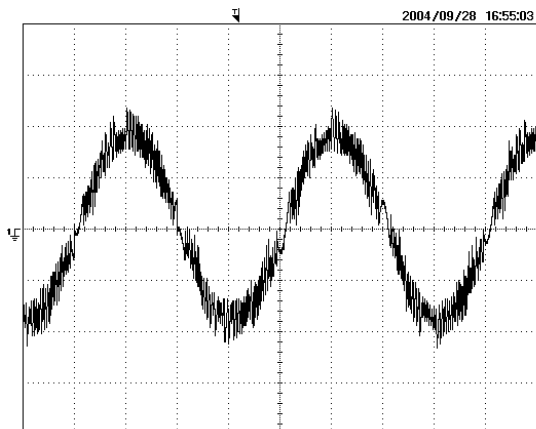


Figura 213. Corrent de la xarxa  $i_s$  (2 A/div), (5 ms/div). Control linealitzant.

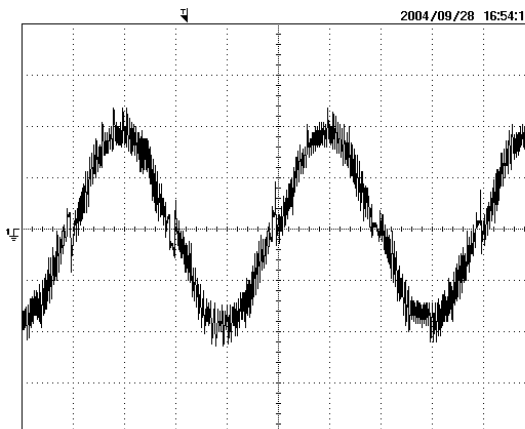


Figura 214. Corrent de la xarxa  $i_s$  (5 A/div), (5 ms/div). Control de referència.

Per realitzar la mesura de la millora de prestacions del control proposat sobre el de referència hem realitzat el seu estudi espectral. La Figura 215 mostra l'espectre d' $i_s$  obtingut amb el control proposat i la Figura 216 mostra l'espectre d' $i_s$  obtingut amb el control de referència. Es pot apreciar clarament la reducció de més de 10 dB del tercer harmònic quan s'utilitza el control proposat respecte al control de referència (DHT = 8.58%).

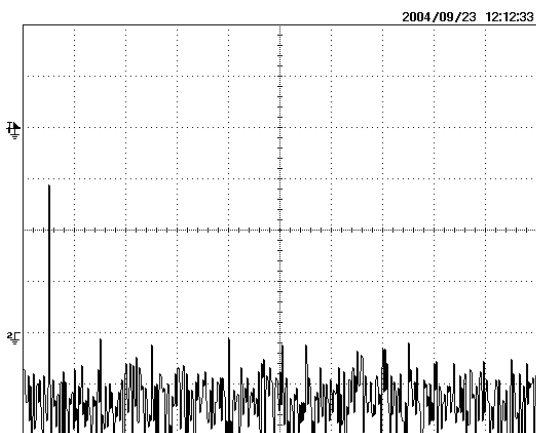


Figura 215. Espectre del corrent de xarxa  $i_s$  (10 dB/div) (100 Hz/div) amb el filtre actiu funcionant amb el control proposat. (DHT= 2.92%)

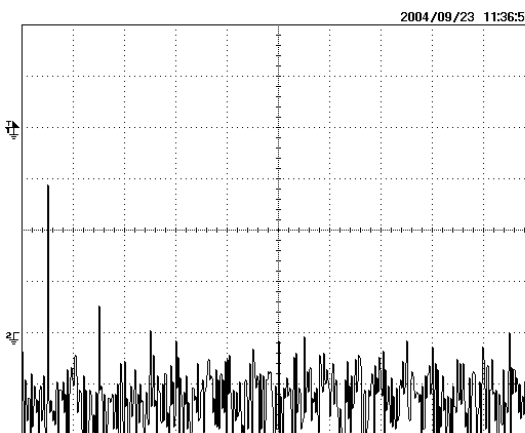


Figura 216. Comparació amb control de referència. Espectre del corrent de xarxa  $i_s$  (10 dB/div) (100 Hz/div) amb el filtre actiu funcionant amb el control de referència. (DHT= 8.58%)

El quadre de la Figura 217 mostra la comparativa del comportament freqüencial dels dos controls. Podem apreciar que el control proposat millora considerablement aquest comportament.

S'ha de dir, però, que tant el control proposat com el control de referència compleixen la normativa 519-1992.

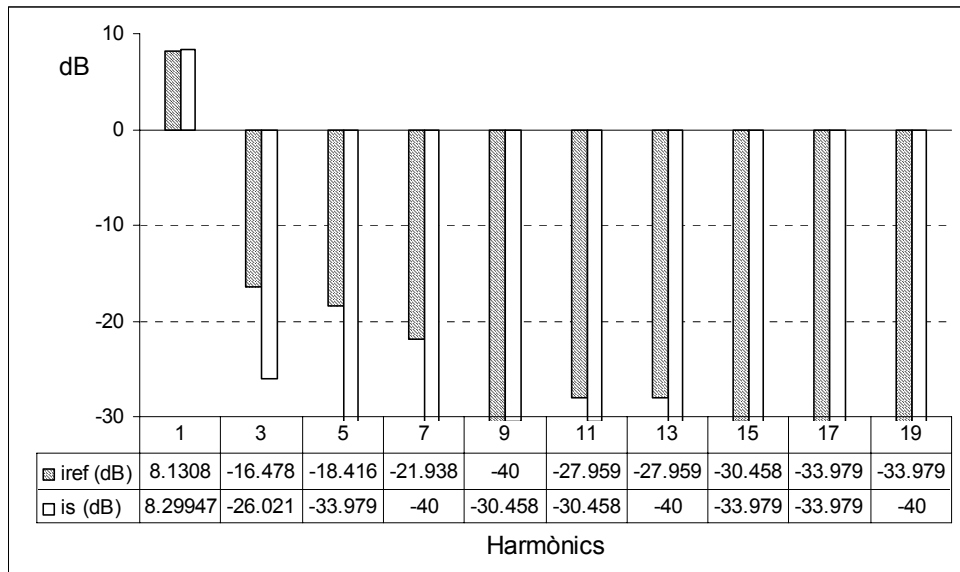


Figura 217. Comparació harmònica del corrent de xarxa, amb el control proposat  $i_s$  i amb el control de referència  $i_{ref}$  (en dB sobre corrents rms mesurats).

## 8.3 RECTIFICADORS AMB ELEVAT FACTOR DE POTÈNCIA

### 8.3.1 PROTOTIPUS DE PROVES

S'ha construït un prototipus de rectificador amb elevat factor de potència amb un pont complet d'IGBTs controlat digitalment per un DSP. Els dos interruptors de la primera branca commuten a la freqüència de xarxa, o sigui funcionen com un pont de Graetz rectificador. La segona branca commuta a la freqüència de control (20 kHz com a màxim), i té la mateixa funcionalitat que un convertidor boost bidireccional.

El propòsit d'aquest muntatge és verificar experimentalment la validesa i les prestacions dels controls per al rectificador amb elevat factor de potència proposats en el capítol 4.1, "Control no lineal del rectificador"; 4.2 "Rectificador amb control simplificat".

La Figura 218 mostra l'esquema del prototipus.

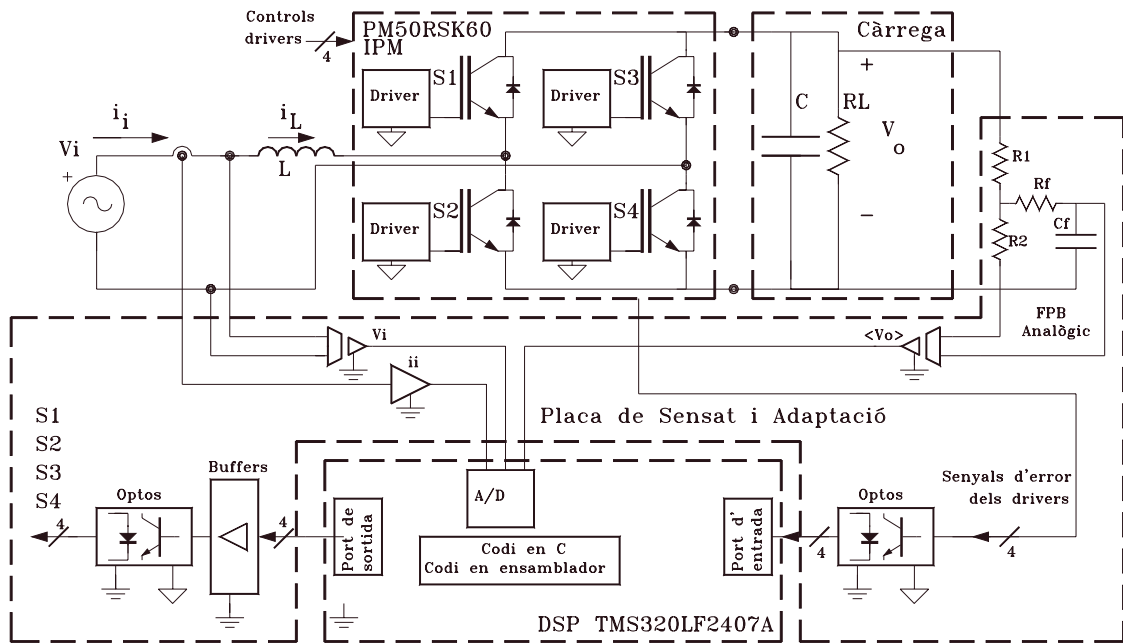


Figura 218. Diagrama de blocs del prototipus de proves.

El sistema és bàsicament el mateix que en el cas de filtres actius, la única diferència és que la càrrega està ara connectada a la sortida del pont d'IGBTs, i està composta per un condensador d'emmagatzematge electrolític de  $C = 2000 \mu\text{F}$  i una resistència  $R_L = 82 \Omega$ . La tensió de referència de sortida s'ha escollit de  $v_{o\_ref} = 150 \text{ V}$ . La tensió d'entrada s'ha escollit de  $85 \text{ Vrms}$ .

La inductància d'entrada està composta de dues bobines en sèrie muntades sobre nuclis en E de planxa i té un valor de  $L = 4 \text{ mH}$ .

### 8.3.2 RECTIFICADOR AMB CONTROL SIMPLIFICAT

El control que s'ha implementat en el microprocessador és el descrit a l'apartat 4.2 "Rectificador amb control simplificat", amb les equacions de control:

$$s = \langle i_L - k \cdot u \rangle \tag{8-15}$$

$$k = k_p (\langle v_o \rangle - v_{o\_ref}) + k_i \int (\langle v_o \rangle - v_{o\_ref}) d\tau \tag{8-16}$$

Els valors de les constants del controlador són:  $k_i = 0.7$  i  $k_p = 30$ .

La Figura 219 mostra la tensió de la xarxa  $v_i$  ( $50 \text{ V/div}$ ) i el corrent de la xarxa  $i_s$  ( $2 \text{ A/div}$ ), alimentant a la càrrega nominal de  $82 \Omega$ , quan el rectificador funciona sense control. El factor de potència en aquestes condicions és  $0.74$ . La tensió de sortida té un valor proper a la tensió de pic de la tensió d'entrada. La distorsió harmònica total DHT=  $61.68\%$ .

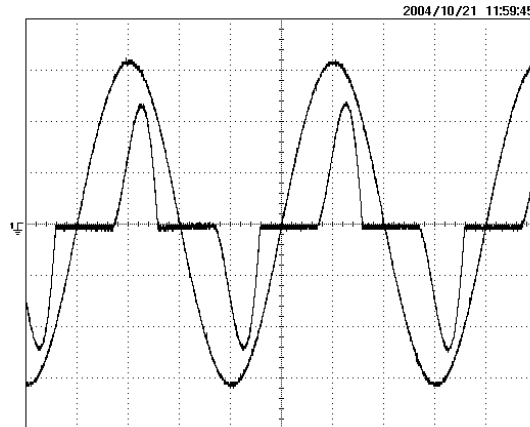


Figura 219. Tensió de la xarxa  $v_i$  (50 V/div) i corrent de la xarxa  $i_i$  (2 A/div) quan no hi ha control. (5 ms/div)

La Figura 220 mostra el corrent de la xarxa  $i_i$  (5 A/div) i la tensió de la xarxa  $v_i$  (100 V/div) quan el control està en funcionament. La tensió i el corrent de la xarxa estan perfectament en fase i el seguiment és molt acurat excepte en els passos per zero on es perd el lliscament momentàniament. El factor de potència en aquest cas és de 0.99. La Figura 221 mostra la tensió de sortida  $v_o$  (60 V/div) i el corrent de la xarxa  $i_i$  (5 A/div) durant l'arrencada del control. En només tres períodes aconseguim l'estat estacionari de la tensió  $v_o$ .

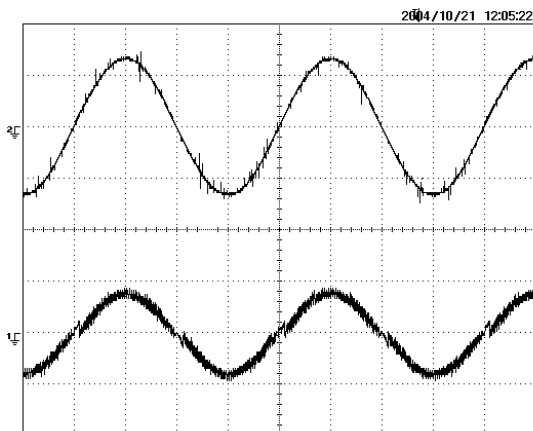


Figura 220. Traça superior: tensió de la xarxa  $v_i$  (100 V/div). Traça inferior: corrent de la xarxa  $i_i$  (5 A/div). (5 ms/div). Control simple.

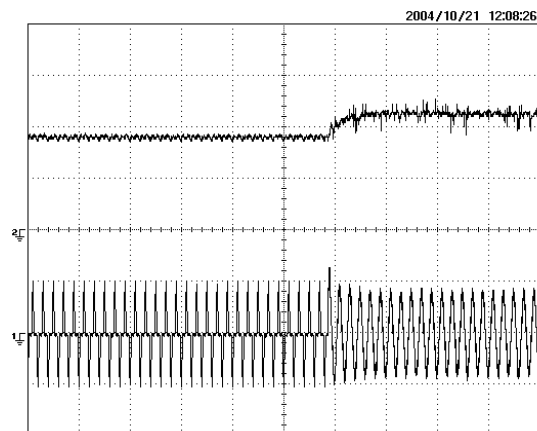


Figura 221. Traça superior: tensió de sortida  $v_o$  (60 V/div). Traça inferior: corrent de la xarxa  $i_i$  (5 A/div). (100 ms/div). Arrencada del control.

La Figura 222 mostra la tensió de sortida  $v_o$  (60 V/div) i el corrent de la xarxa  $i_i$  (5 A/div) quan es realitza un salt de càrrega de 82  $\Omega$  a 160  $\Omega$ . La Figura 223 mostra la tensió de sortida  $v_o$  (60 V/div) i el corrent de la xarxa  $i_i$  (5 A/div) quan es realitza un salt de càrrega de 160  $\Omega$  a 82  $\Omega$ .

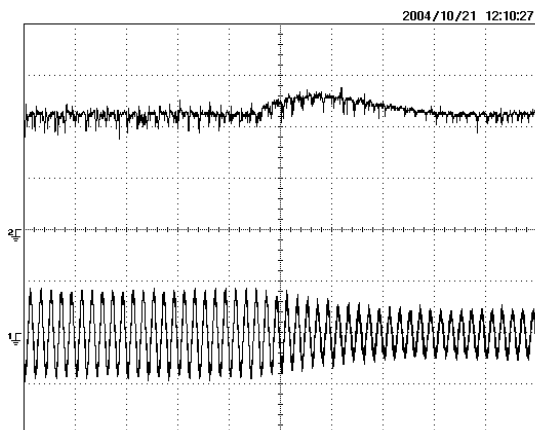


Figura 222. Traça superior: tensió de sortida  $v_o$  (60 V/div). Traça inferior: corrent de la xarxa  $i_g$  (5 A/div). (100 ms/div). Salt de càrrega a potència meitat.

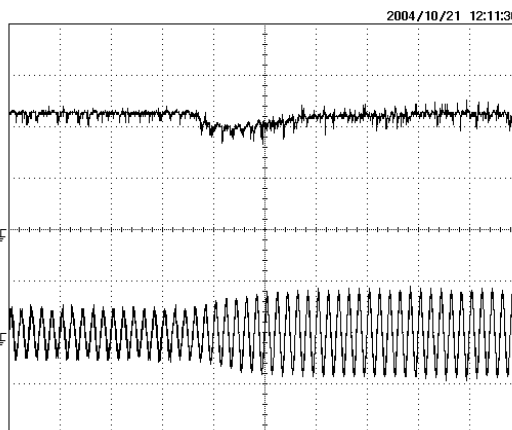


Figura 223. Traça superior: tensió de sortida  $v_o$  (60 V/div). Traça inferior: corrent de la xarxa  $i_g$  (5 A/div). (100 ms/div). Salt de càrrega a potència nominal.

La Figura 224 mostra l'espectre d' $i_g$  (10 dB/div) obtingut sense actuar el control. La Figura 225 mostra l'espectre d' $i_g$  obtingut amb el control treballant. Es pot apreciar clarament la reducció de més de 10 dB dels harmònics tercer i cinquè. La DHT passa de 61.68% a 6.28%.

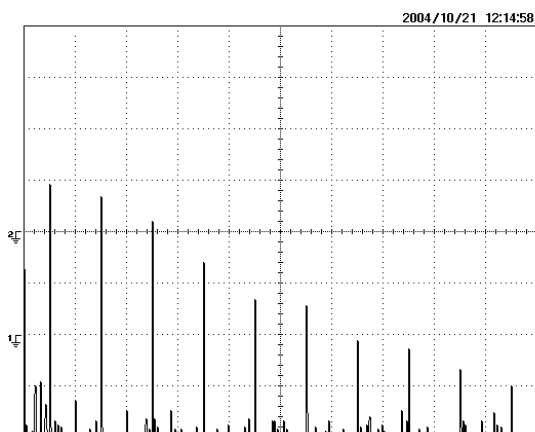


Figura 224. Espectre del corrent de xarxa  $i_g$  (10 dB/div) (100 Hz/div) sense control. (DHT= 61.68%)

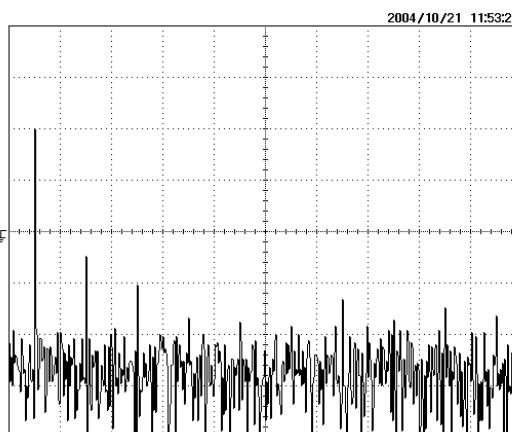


Figura 225. Espectre del corrent de xarxa  $i_g$  (10 dB/div) (100 Hz/div) amb el control funcionant. (DHT= 6.28%).

Per tant complim perfectament la norma IEC 61000-3-2 per la classe A.

### 8.3.3 RECTIFICADOR AMB CONTROL NO LINEAL DE TENSÍO

El control que s'ha implementat en el microprocessador és el descrit a l'apartat 4.1 "Control no lineal del rectificador", amb les equacions de control:

$$s = k_i \cdot \int (I_{ref} - i_L) d\tau + (I_{ref} - i_L) \tag{8-17}$$

$$I_{ref} = k \cdot v_i \tag{8-18}$$

$$k = \hat{C} < v_o > \left[ k_{iv} \int (v_{o\_ref} - < v_o >) d\tau + k_{pv} (v_{o\_ref} - < v_o >) \right] \tag{8-19}$$

Els valors de les constants són:  $k_i = 0.01$ ,  $k_{pv} = 46 \cdot 10^{-6}$ ,  $k_{iv} = 1.98 \cdot 10^{-3}$ .

La Figura 226 mostra la tensió de la xarxa  $v_i$  (50 V/div) i el corrent de la xarxa  $i_i$  (2 A/div), alimentant a la càrrega nominal de  $82 \Omega$ , quan el rectificador funciona sense control. El factor de potència en aquestes condicions és 0.74. La tensió de sortida té un valor proper a la tensió de pic de la tensió d'entrada. La distorsió harmònica total DHT= 61.68%.

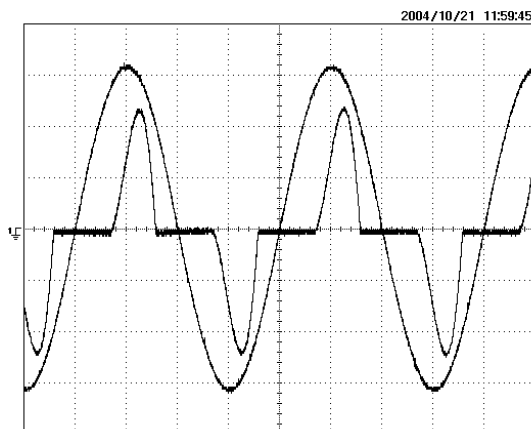


Figura 226. Tensió de la xarxa  $v_i$  (50 V/div) i corrent de la xarxa  $i_i$  (2 A/div) quan no hi ha control. (5 ms/div)

La Figura 227 mostra el corrent de la xarxa  $i_i$  (5 A/div) i la tensió de la xarxa  $v_i$  (100 V/div) quan el control està en funcionament. La tensió i el corrent de la xarxa estan perfectament en fase i el seguiment és molt acurat excepte en els passos per zero on es perd el lliscament momentàniament. El factor de potència en aquest cas és de 0.98. La Figura 228 mostra la tensió de sortida  $v_o$  (25 V/div). El comportament dinàmic de la tensió de sortida és molt lent, ja que depèn del control proporcional integral de l'error multiplicat per la mateixa variable tensió de sortida.

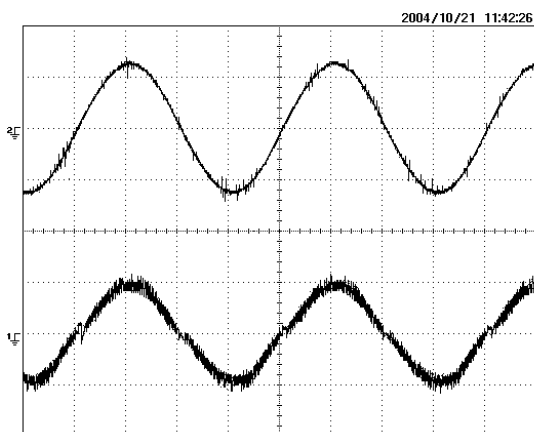


Figura 227. Traça superior: tensió de la xarxa  $v_i$  (100 V/div). Traça inferior: corrent de la xarxa  $i_i$  (5 A/div). (5 ms/div).

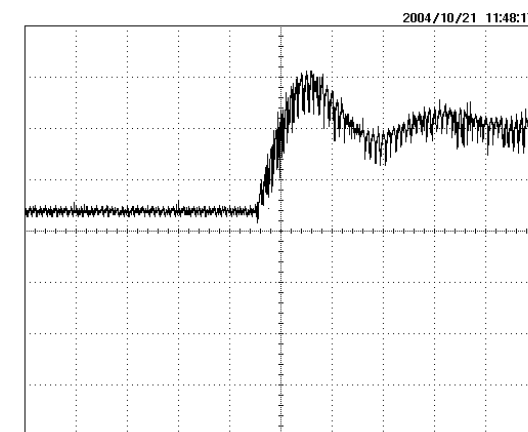


Figura 228. Tensió de sortida  $v_o$  (25 V/div). (200 ms/div). Arrencada del control.

La Figura 229 mostra la tensió de sortida  $v_o$  (60 V/div) i el corrent de la xarxa  $i_i$  (5 A/div) quan es realitza un salt de càrrega de  $82 \Omega$  a  $160 \Omega$ . La Figura 230 mostra la tensió de sortida  $v_o$  (60 V/div) i el corrent de la xarxa  $i_i$  (5 A/div) quan es realitza un salt de càrrega de  $160 \Omega$  a  $82 \Omega$ .

La Figura 231 i la Figura 232 mostren les simulacions per aquestes condicions. Es pot apreciar una gran similitud entre la dinàmica obtinguda i l'esperada.

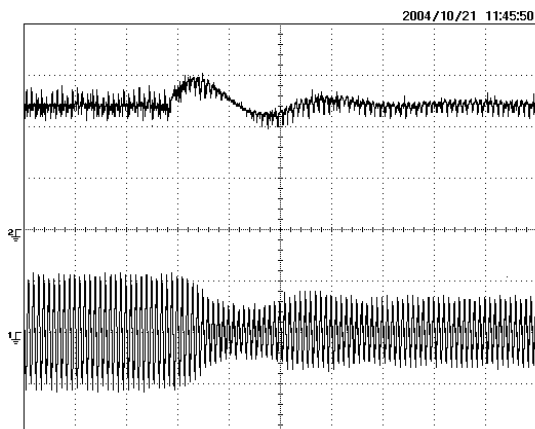


Figura 229. Traça superior: tensió de sortida  $v_o$  (60 V/div).Traça inferior: corrent de la xarxa  $i_g$  (5 A/div). (200 ms/div). Salt de càrrega a potència meitat.  $k_{iV}$  nominal.

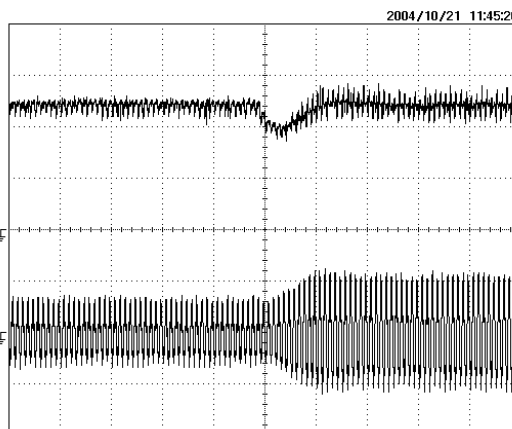


Figura 230. Traça superior: tensió de sortida  $v_o$  (60 V/div).Traça inferior: corrent de la xarxa  $i_g$  (5 A/div). (200 ms/div). Salt de càrrega a potència nominal.  $k_{iV}$  nominal.

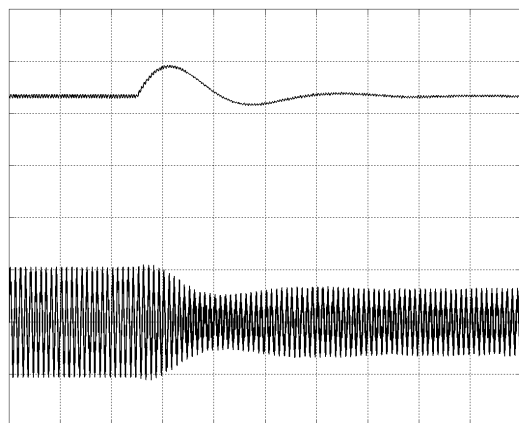


Figura 231. Simulació corresponent a la figura superior:  $v_o$  (60 V/div),  $i_g$  (5 A/div). (200 ms/div).

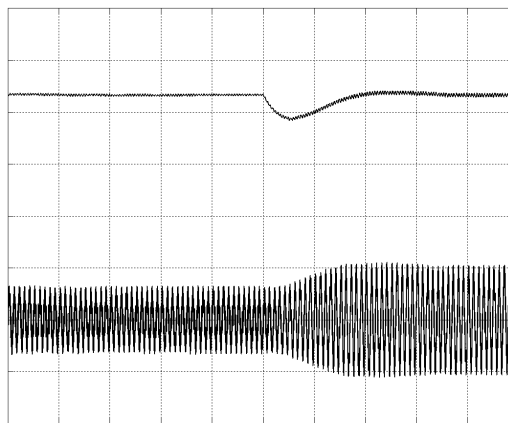


Figura 232. Simulació corresponent a la figura superior:  $v_o$  (60 V/div),  $i_g$  (5 A/div). (200 ms/div).

Tal com vàrem veure a l'apartat 4.1.4 “LLaç de regulació de la tensió de sortida”, el paràmetre que dóna més sensibilitat al sistema és  $k_{iV}$ , ja que afecta tant a  $\xi$  com a  $\omega_o$  i per tant aquest serà el que variarem quan vulguem escollir una dinàmica o una altra. Vegem com afecta la modificació del paràmetre  $k_{iV}$  al salt de càrrega. La Figura 233 mostra la tensió de sortida i el corrent de la xarxa quan es realitza el salt de càrrega a potència meitat, però amb  $k_{iV} = 6.6 \cdot 10^{-3}$ . La Figura 234 mostra la tensió de sortida i el corrent de la xarxa quan es realitza el salt de càrrega a potència doble, també amb  $k_{iV} = 6.6 \cdot 10^{-3}$ .

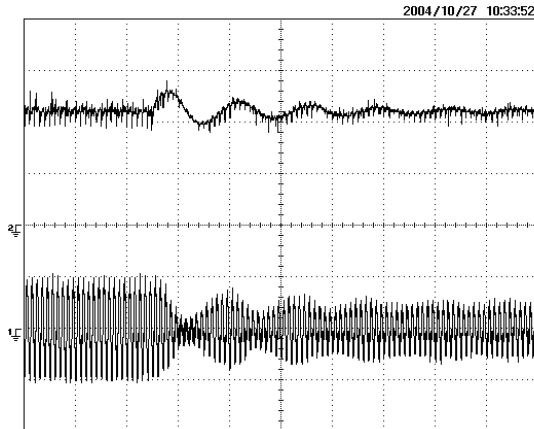


Figura 233. Traça superior: tensió de sortida  $v_o$  (60 V/div). Traça inferior: corrent de la xarxa  $i_i$  (5 A/div). (200 ms/div). Salt de càrrega a potència meitat.  $k_{iV} = 6.6 \cdot 10^{-3}$ .

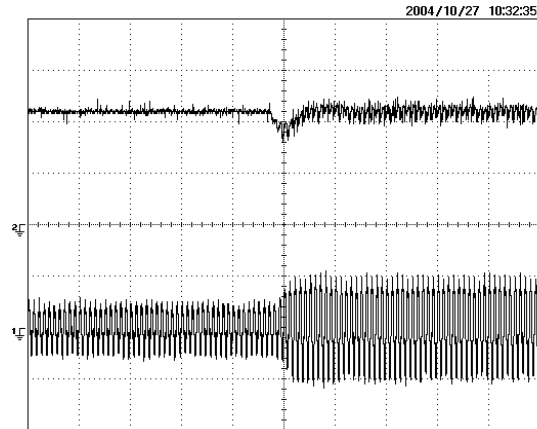


Figura 234. Traça superior: tensió de sortida  $v_o$  (60 V/div). Traça inferior: corrent de la xarxa  $i_i$  (5 A/div). (200 ms/div). Salt de càrrega a potència nominal.  $k_{iV} = 6.6 \cdot 10^{-3}$ .

Vegem ara l'efecte de la reducció de  $k_{iV}$  a la dinàmica durant el salt de càrrega. La Figura 235 mostra la tensió de sortida i el corrent de la xarxa quan es realitza el salt de càrrega a potència meitat, però amb  $k_{iV} = 0.66 \cdot 10^{-6}$ . La Figura 236 mostra la tensió de sortida i el corrent de la xarxa quan es realitza el salt de càrrega a potència doble, també amb  $k_{iV} = 0.66 \cdot 10^{-6}$ .

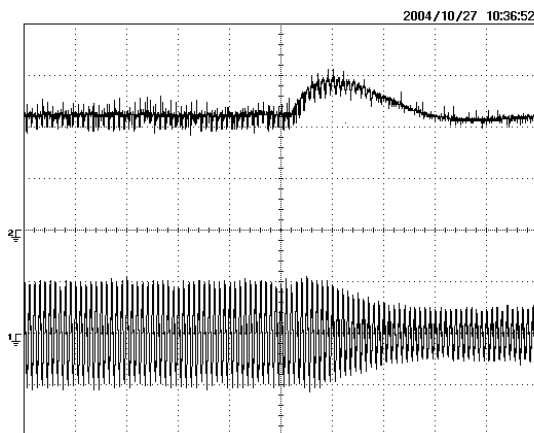


Figura 235. Traça superior: tensió de sortida  $v_o$  (60 V/div). Traça inferior: corrent de la xarxa  $i_i$  (5 A/div). (200 ms/div). Salt de càrrega a potència meitat.  $k_{iV} = 0.66 \cdot 10^{-6}$ .

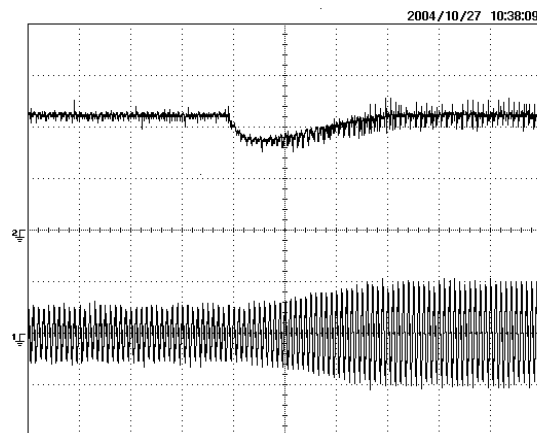


Figura 236. Traça superior: tensió de sortida  $v_o$  (60 V/div). Traça inferior: corrent de la xarxa  $i_i$  (5 A/div). (200 ms/div). Salt de càrrega a potència nominal.  $k_{iV} = 0.66 \cdot 10^{-6}$ .

Per realitzar la mesura de prestacions d'eliminació d'harmònics hem realitzat l'estudi espectral del corrent de la xarxa abans i després de la connexió del control. La Figura 237 mostra l'espectre d' $i_i$  (10 dB/div) obtingut sense actuar el control. La Figura 238 mostra l'espectre d' $i_i$  obtingut amb el control treballant. Es pot apreciar clarament la reducció de més de 10 dB dels harmònics tercer, cinquè i novè. La DHT passa de 61.68% a 5.45%.



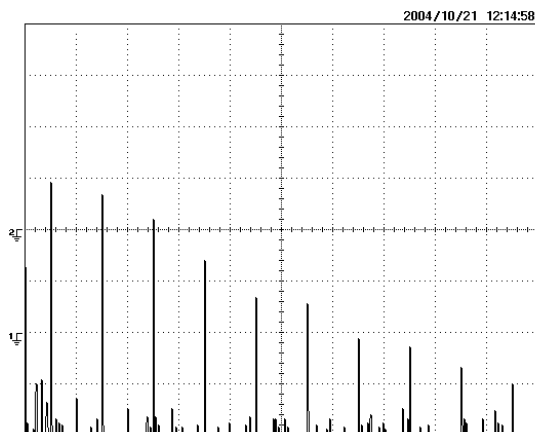


Figura 237. Espectre del corrent de xarxa  $i_g$  (10 dB/div) (100 Hz/div) sense control. (DHT= 61.68%).

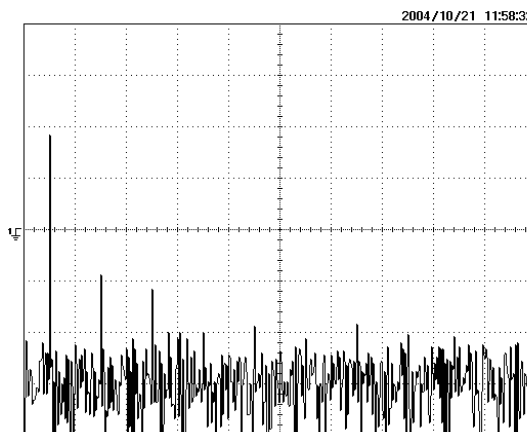


Figura 238. Espectre del corrent de xarxa  $i_g$  (10 dB/div) (100 Hz/div) amb el control funcionant. (DHT= 5.45%).  $k_{iv}$  nominal.

Per tant, en aquest cas també complim perfectament la norma IEC 61000-3-2 per a equips de classe A, veure Taula 6. A més a més aconseguim linealitzar el comportament dinàmic de la tensió de sortida.

## 8.4 CONCLUSIONS

En aquest capítol hem provat experimentalment els controls no lineals dissenyats en capítols anteriors. La correlació entre els resultats obtinguts en simulació i els resultats pràctics ha estat molt elevada. Així doncs hem pogut validar experimentalment aquests controls.

S'han provat els dos controls per a filtre actiu que han donat més bon resultat en simulacions: el control simplificat obtingut utilitzant la hipòtesi d'estat quasi-estacionari i el control linealitzant. La comparació del comportament harmònic mesurat dels dos controls amb el control lliscant de referència ens ha permès corroborar experimentalment les conclusions obtingudes al capítol 6.

S'han provat també els dos controls proposats per a rectificadors amb elevat factor de potència: el control simplificat i el control que linealitza el comportament dinàmic de la tensió de sortida. Les seves prestacions en quant a comportament harmònic són molt similars. Tots dos compleixen normes sense problemes. El primer destaca per la seva simplicitat d'implementació i el segon pel control que ens dóna sobre el comportament de la dinàmica de la tensió de sortida.



# CAPÍTOL 9

---

---

## 9. CONCLUSIONS

### 9.1 CONCLUSIONS GENERALS

Aquesta tesi doctoral recull el resultat de l'estudi i l'aplicació de tècniques de control no lineal a convertidors electrònics de potència amb consigna variable en el temps.

S'han aplicat les eines de control no lineal i de linealització entrada-sortida al disseny de controladors per a convertidors CA/CC en el cas de rectificadors amb elevat factor de potència i filtres actius, i al disseny de controls per a convertidors CC/CA en el cas d'onduladors.

Els controladors dissenyats permeten als convertidors assolir unes especificacions molt restrictives. Un exemple el trobem en els convertidors CA/CC per aplicacions de rectificació, on la normativa existent en quant a generació d'harmònics de corrent és molt limitant. Un altre cas és el d'onduladors per aplicacions d'alimentació ininterrompuda, els quals han de generar una tensió de sortida sinusoidal amb una baixa distorsió harmònica, fins i tot alimentant càrregues no lineals de tipus rectificador. Un tercer cas és el dels filtres actius, cada vegada més interessants degut a la proliferació de càrregues electròniques no lineals connectades a les xarxes de distribució d'energia elèctrica i a les diferents normatives aparegudes per alleugerir els efectes nocius de les càrregues en el corrent cedit per la xarxa.

La paral·lelització d'aquests tres tipus de convertidors s'ha dut a terme per tal d'aconseguir sistemes d'expansió modular, més fiables i tolerants a fallades. En el control dissenyat per a inversors en paral·lel s'ha tingut en compte la connexió-desconnexió autònoma dels mòduls quan el sistema està en funcionament i canvia la potència absorbida per la càrrega.

La utilització de les eines de control no lineal ens ha permès dissenyar els diferents controladors d'una manera molt sistemàtica, basats en el model bilineal dels convertidors. Un punt a destacar són els controls dissenyats que no requereixen el sensat de corrent, amb el conseqüent estalvi en el cost de l'equip.

## 9.2 CONCLUSIONS PARTICULARS DE CADA CAPÍTOL

Vegem un resum per capítols de les conclusions a les que hem arribat.

En el tercer capítol s'efectua una descripció detallada de la teoria de control basada en la linealització per realimentació. La linealització per realimentació s'aplica als convertidors de potència mitjançant superfícies de control en mode lliscant, donat que aquest tipus de control resulta molt adequat per als sistemes d'estructura variable en el temps. La metodologia desenvolupada s'aplica al convertidor *buck* i al convertidor *boost*, cosa que ens dona una molt bona comprensió del mètode i de les característiques de cada un dels dos convertidors. Aquests convertidors són sistemes no lineals tractats usant models de petit senyal a la major part de la literatura, el que limita la solució del problema a un entorn proper al punt d'equilibri. Cal tenir en compte que amb les tècniques escollides per als nostres dissenys no ens cal treballar amb models en petit senyal, sinó amb el model bilineal del sistema. Per tant, podem concloure que aquesta eina permet dissenyar sistemàticament controls per a aquests tipus de sistemes.

En el quart capítol es tracta dels rectificadors amb elevat factor de potència. Per al seu control s'aplica la metodologia exposada en el capítol anterior. En primer lloc s'aplica la hipòtesi quasi-estacionària, obtenint-se un control simplificat, que amb un mínim cost d'implementació, dona molt bones prestacions en quant a l'espectre del corrent absorbit. En segon lloc s'aplica un control lliscant per corrent, juntament amb un control no lineal de la tensió de sortida que linealitzava el seu comportament dinàmic. Obtenim una bona regulació de la tensió de sortida, un factor de potència proper a la unitat i una distorsió harmònica dins dels límits de les actuals normatives. En darrer terme s'ha realitzat la comparació del comportament harmònic dels dos controls proposats amb un control lineal estàndard amplament utilitzat a la indústria. La comparativa ens permet concloure que els nostres dissenys assoleixen normatives amb un control molt fàcil d'implementar (primer control), i linealitzen la dinàmica de la tensió de sortida (segon control).

En el cinquè capítol es prossegueix amb l'aplicació de la metodologia al control d'inversors basats en la topologia del convertidor *buck*. En el primer control per a onduladors s'utilitza la tècnica de realimentació entrada-sortida per obtenir un control per tensió, que linealitzava totalment el comportament del sistema. En aquest cas el cost és molt reduït ja que s'evita l'ús de sensors de corrent. En el segon control proposat s'utilitza la metodologia del control lliscant per obtenir

també una dinàmica lineal de la tensió de sortida. Finalment s'han realitzat les simulacions dels dos controls típics per a onduladors usats a la indústria, el control PWM per tensió i el control PWM per corrent. La comparativa final entre els dos controls proposats i els de referència dóna una molt bona nota a les prestacions dels controls no lineals dissenyats.

En el sisè capítol, dedicat als filtres actius, s'ha començat dissenyar un control simplificat utilitzant la hipòtesi quasi-estacionària, que evita l'ús de circuits integrats multiplicadors o específics per a efectuar el seguiment del corrent de xarxa. Els resultats obtinguts demostren la bona regulació del sistema tot i la simplicitat d'implementació. S'ha dissenyat un circuit analògic de baix cost amb elements discrets que implementa el control amb gran simplicitat. En segon lloc s'ha proposat un control que linealitzava totalment el sistema filtre actiu, estenent el grau relatiu fins fer-lo igual a l'ordre del sistema. La verificació del control demostra les molt bones prestacions del sistema. En tercer lloc s'ha proposat un control híbrid entre els dos primers, que dóna bons resultats en quant a eliminació d'harmònics de corrent no desitjats. Seguidament s'han simulat un control lliscant de referència i un de lineal PWM per tal de realitzar la comparativa de prestacions dels tres controls proposats respecte dels estàndards. En quart lloc s'ha realitzat l'anàlisi i proposició d'una solució a la problemàtica de les inductàncies de línia quan es treballa amb filtres actius i càrregues capacitives. La solució aportada, un filtre mixt actiu-passiu, ha demostrat la seva eficàcia en la correcció dels harmònics no desitjats provocats per càrregues de qualsevol tipus. El filtre actiu-passiu s'ha dissenyat tenint en compte el grau relatiu de sistema i la seva relació amb l'estabilitat d'aquest.

El setè capítol ve centrat en la paral·lelització dels convertidors estudiats en els capítols precedents. S'han aplicat alguns dels controls dissenyats en sistemes paral·lels amb esquemes de control *mestre-esclau*, control *democràtic* i control *híbrid* per a la repartició de corrent. Els resultats obtinguts amb aquestes tècniques demostren que les prestacions d'eliminació d'harmònics del corrent de xarxa (rectificadors i filtres actius) o de regulació de la tensió de sortida (inversors) no es veuen massa afectades en front de les prestacions dels sistemes amb un únic mòdul. A més a més s'aconsegueix la reducció de l'estrès de cada mòdul en front d'un sistema simple. La repartició de càrrega és molt acurada, evitant-se la sobreutilització d'uns mòduls en front dels altres. S'ha provat un mecanisme de connexió i desconnexió de mòduls *on-line* que ha demostrat la seva efectivitat en front a salts de càrrega.

El vuitè capítol s'ha centrat en la verificació experimental dels anàlisis teòrics mostrats en capítols precedents. Els resultats experimentals mostren una bona correlació amb les característiques en llaç tancat de les dinàmiques previstes teòricament. Els resultats obtinguts en aquest treball de recerca han permès validar el mètode de síntesi de controladors basats en la linealització per realimentació. Es confirma així la utilitat d'aquest mètode com a eina de disseny de controladors en els convertidors estudiats.

### 9.3 RESUM DE LES APORTACIONS

A la següent taula i seguint l'ordre dels capítols, s'enumeren les principals aportacions realitzades en la present tesi doctoral.

**Capítol 4. Rectificadors amb elevat factor de potència**

- Definició d'un control simplificat basat en la hipòtesi quasi-estacionària per a rectificadors.
- Definició d'un control linealitzant de la dinàmica de la tensió de sortida aplicada a rectificadors.
- Comparativa de prestacions i costos entre els controls proposats i els controls de referència.

**Capítol 5. Inversors**

- Aplicació del procediment de linealització per realimentació a onduladors. Estalvi de sensors de corrent, mantenint prestacions dinàmiques.
- Aplicació del control lliscant per millorar les prestacions dinàmiques dels onduladors.
- Comparativa de les prestacions obtingudes entre els controls proposats i els controls de referència.

**Capítol 6. Filtres actius**

- Definició d'un control simplificat basat en la hipòtesi quasi-estacionària per a filtres actius. Definició d'un circuit analògic que implementa aquest control.
- Aplicació del procediment de síntesi de controladors en mode lliscant mitjançant la linealització per realimentació a un filtre actiu, obtenint la linealització completa del sistema.
- Definició d'un control mixt utilitzant la hipòtesi quasi-estacionària i la linealització per realimentació per a un filtre actiu.
- Comparativa de les prestacions obtingudes entre els controls proposats i els controls de referència.
- Definició d'un control en mode lliscant amb una topologia mixta que elimina l'efecte nociu de la inductància de línia en els sistemes amb filtre actiu. Utilització de l'extensió del grau relatiu del sistema per a linealitzar-lo completament i evitar inestabilitats.

**Capítol 7. Paralel·lització de convertidors**

- Aplicació de la linealització per realimentació al control *híbrid* de rectificadors per a pujar la fiabilitat del sistema i reduir l'estrès en els components de potència.
- Aplicació de la teoria de control lliscant a un sistema *mestre-esclau*

d'onduladors per augmentar la fiabilitat del sistema i rebaixar estrès en els components de potència.

- Aplicació de l'extensió del grau relatiu per obtenir un sistema completament linealitzat en filtres actius paral·lelitzats democràticament per a la repartició de corrents.

## 9.4 FUTURES LÍNIES D'INVESTIGACIÓ

Les conclusions d'aquesta tesi doctoral condueixen a diverses propostes de treball per a la recerca futura en la síntesi de controls per a convertidors electrònics amb consignes variables en el temps.

### 9.4.1 RECTIFICADORS

En el cas dels rectificadors amb elevat factor de potència, la seva paral·lelització és un camp a seguir investigant. Existeixen alguns treballs previs que apunten en aquesta direcció [Moo02] [Kim03] [Huang03], ara bé, es tracta de treballs inicials amb restriccions com la necessitat d'utilitzar mòduls molt similars, o fils d'interconnexió entre convertidors.

El potencial de rectificació amb elevat factor de potència que presenten els filtres actius [Roux03] s'haurà d'explorar per a dissenyar sistemes mixtes rectificador-filtre actiu. D'aquesta manera el filtre actiu no només realitza la funció d'eliminació d'harmònics sinó que a més a més permet obtenir una tensió rectificada, que pot ser usada per una càrrega de contínua.

L'aplicació de les tècniques de linealització per realimentació a rectificadors *boost* permet el disseny de controls per tensió que en el camp dels controls lineals són totalment inoperants, tal com vàrem veure al capítol tres al parlar d'aquests sistemes de fase no mínima. Així doncs s'haurà de seguir la línia dels controls no lineals presentats en aquesta tesi per dissenyar sistemes sense sensors de corrent [Midya01] per a rectificadors.

### 9.4.2 ONDULADORS

Degut a la conjuntura energètica actual, la generació distribuïda d'energia elèctrica esta creixent amb força. A més a més, les directives europees transposades a les normatives de cada país de la Unió donen incentius a la connexió de fonts renovables de generació elèctrica a la xarxa pública. Així doncs el camp més prometedor dels onduladors és en la seva connexió distribuïda en paral·lel i treballant conjuntament amb la xarxa. S'hauria d'avaluar si les tècniques de disseny de controladors plantejades en aquesta tesi podrien ser extrapolades a aquest entorn.

També s'hauria de treballar en transposar els controls desenvolupats a sistemes trifàsics.

### 9.4.3 FILTRES ACTIUS

La metodologia de síntesi de controladors proposada en aquesta tesi podria ser estesa a l'àmbit trifàsic, donat que les xarxes que requereixen l'ús dels filtres actius acostumen a ser trifàsiques [Quiao02]. S'haurà de treballar amb sistemes de tres fils i amb sistemes de quatre fils (amb neutre). Es tindran en compte els sistemes amb les tensions de línia balancejades i els sistemes amb les tensions de línia no balancejades, sempre amb l'objectiu de l'eliminació d'harmònics de corrent. També s'haurà de tenir en compte la compensació en el cas de càrregues balancejades i càrregues no balancejades.

Un dels problemes dels sistemes que hem dissenyat és que són seguidors de la tensió de la xarxa, sigui quina sigui la seva forma d'ona. Diversos estudis utilitzen sistemes de seguiment, que generen una forma d'ona ideal amb l'ajut de PLLs i generadors de tensió de referència, detectant el pas per zero de la tensió de xarxa [Wu96] [Hsu96]. El camí obert en aquest cas serà adaptar els nostres controls i afegir-hi els llaços necessaris per poder obtenir corrents de xarxa sinusoidals fins i tot quan la tensió de xarxa estigui distorsionada.

Els filtres actius que hem utilitzat són els *shunt* o paral·lels, que només són capaços d'eliminar els harmònics de corrent. Un nou camp a explorar seran els filtres sèrie, acoblats mitjançant transformador i en sèrie amb la càrrega [Nastran94] [Campos94]. Aquest tipus de filtres permeten eliminar els harmònics de la tensió i atenuar la propagació d'harmònics causats per la ressonància amb la impedància de línia i els compensadors passius paral·lels. Els controls no lineals semblen també adequats a aquest tipus de sistemes.

Es proposa una nova línia de recerca orientada a la paral·lelització de filtres actius sense connexions de control entre ells. En diversos treballs es parla de la xarxa d'alimentació com un sistema distribuït i la compensació d'harmònics s'ha de fer en diversos punts d'aquesta [Moran97] [Jintakosonwit03]. En aquest cas s'haurà d'intentar traslladar els treballs realitzats pel nostre grup en la paral·lelització distribuïda d'onduladors [Guerrero02d] [Guerrero04], al camp dels filtres actius.



---

---

# BIBLIOGRAFIA

---

---

## 10. BIBLIOGRAFÍA

- [Abdel96] N. M. Abdel-Rahim, J. E. Quaicoe, "Analysis and Design of a Multiple Feedback Loop Control Strategy for Single-Phase Voltage-Source UPS Inverters", IEEE Trans. Power Electronics, vo. 11, no. 4, July 1996, pp. 532-541.
- [Akagi84] H. Akagi, Y. Kanazawa, and A.Nabae, "Instantaneous Reactive Power Compensators Comprising Switching Devices without Energy Storage Components". IEEE Trans. Ind. Appl. Vol.IA-20, No.3, May/June 1984.
- [Akagi94] Hirofumi Akagi, "Trends in Active Power Line Conditioners" IEEE. Transactions on Power Electronics, vol.9, no.3, pp.263-268. 1994
- [Akagi97] Hirofumi Akagi, "Control Strategy and Site Selection of a Shunt Active Filter for Damping of Harmonic Propagation in Power Distribution Systems", IEEE. Transactions on Power Delivery, vol.12, no.1, pp.354-363. January 1997.
- [Baker97] D. M. Baker, V. G. Agelidis, C. V. Nayar, "A Comparison of Tri-Level and Bi-Level Current Controlled Grid-Connected Single-phase Full-Bridge Inverters," in Proc. IEEE ISIE, 1997, pp. 463-468.
- [Baumann81] W.T.Baumann, and W.J.Rugh, "Feedback Control of Nonlinear Systems by Extended Linearization", IEEE Trans. on Automatic Control, Vol.AC-31, No.1, pp.40-46, 1981.

- [Broeck95] H. van der Broeck, M. Miller, "Harmonics in DC to AC Converters of Single Phase Uninterruptible Power Supplies," in Proc. IEEE INTELEC, 1995, pp. 653-658.
- [Brod85] D. M. Brod, D.M. Novolti, "Current Control of VSI-PWM Inverters", IEEE Trans. on Industry App., vol. 21, no.4, pp. 560-570, may-june 1985.
- [Bühler86] H.Bühler, "Réglage par Mode de Glissement", Presses Polytechniques Romandes, Lausanne, 1986.
- [Burcalu96] C. Burcalu and E. Masana. "Bilinear Approach for the Parallel Connected Multiconverter and the Respective Control", Power Electronics and Motion Control Conference Record 1996, pp.1205-1209.
- [Buso97] S. Buso, "Robust Control of Single Phase UPS", IEEE APEC, 1997, vol. 2, pp. 825-831.
- [Buso98] S. Buso, Luigi Malesani, Paolo Mattavelli,"Comparison of Current Control Techniques for Active Filter Applications", IEEE Trans. On Industrial Electronics, vol.45, no.5, October 1998, pp.722-729.
- [Campos94] A. Campos, G. Joos, P.D. Ziogas and J.F. Lindsay, "Analysis, Design of a Series Voltage Unbalance Compensator Based on a Three-phase VSI Operating with Unbalanced Switching Functions", IEEE Trans. Power Electronnics, vo. 9, May 1994, pp. 269-274.
- [Castilla00] M. Castilla, L. García de Vicuña, M. López, O. López, and J. Matas, "On the Design of Sliding Mode Control Schemes for Quantum Resonant Converters", IEEE Transactions on Power Electronics. November 2000, Vol. 15, No. 6.
- [Cha90] H.-J. Cha, S.-S. Kim, M.-G. Kang, Y.-H. Chung, "Real-Time Digital Control of PWM Inverter with PI Compensator for Uninterruptible Power Supply", IEEE IAS, 1990, pp. 1124-1128.
- [Chang00] Chang-Shiarn Lin and Chern-Lin Chen, "Single-Wire Current-Share Paralleling of Current-Mode-Controlled DC Power Supplies", IEEE Trans. On Industrial Electronics, Vol.47, No.4, August 2000, pp.780-786.
- [Chen96] J.F. Chen and C.L. Chu, "Combination Voltage-Controlled and Current-Controlled PWM Inverters for UPS Parallel Operation", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 10, n° 5, pp. 547-558, September 1995.
- [Chiang01] S.J. Chiang and J.M. Chang, "Parallel Operation of Shunt Active Power Filters with Capacity Limitation Control", IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 37, n° 4, pp. 1312-1319, October 2001.
- [Choi98] B. Choi, "Comparative Study on Paralleling Schemes of Converter Modules for Distributed Power Applications", IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 45, No.2, April 1998, pp. 194-199.
- [Decarlo88] R.A.DeCarlo, S.H.Zak and G.P.Matthews, "Variable Structure Control of Nonlinear Multivariable Systems: A Tutorial", IEEE Proc. 1988, vol.76, no.3, pp. 212-232.

- [Dote80] Y.Dote and R.G.Hoft, "Microprocessor Based Sliding Mode Controller for dc Motor Drives", Ind. Applicat. Coc. Annu. Meeting Cincinnati. OH, 1980.
- [Douglas85] J. Douglas, "Quality of Power in the Electronics Age", EPRI Journal, vol. 10, Nov.1985, pp. 6-13.
- [El-Habrouk00] M. El-Habrouk, M.K. Darwish and P. Mehta, "A Survey of Active Filters and Reactive Power Compensation Techniques", in Proceedings IEE Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives, 2000, Conference publication number 475, pp. 7-12.
- [Emelyanov67] S. Emelyanov, "Variable Structure Control Systems", Nauka, Moscow, 1967.
- [Erickson90] E. Erickson, R. Madigan and S. Singer, "Design a Simple High Power Factor Rectifier Based on the Flyback Converter", in Conf. Rec. IEEE APEC'90, pp. 792-801, 1990.
- [Escobar99] G.Escobar, R.Ortega, H.Sira-Ramírez, J-P. Vilain, and I.Zein, "An Experimental Comparison of Several Nonlinear Controllers for Power Converters". IEEE Control System Magazine, Vol.19, Issue:1, Feb 1999.
- [Figueres00] E. Figueres, "Control ACC-robusto de Conversores DC-DC Conmutados Derivados de la Topología BUCK. Estudio de la Sintonización del Lazo con Técnicas de Control  $H_\infty$  y Análisis Mdiante Teoría de Control Robusto Paramétrico. Aplicación a Sstemas Modulares de Alimentación Basados en la Paralelización de Conversores", Tesis Doctoral, Universitat Politècnica de València, Octubre de 2000.
- [Fliess90] M.Fliess, "Generalized Controller Canonical Forms for Linear and Nonlinear Dynamics". IEEE Transactions on Automatic Control, Vol. AC-35, pp. 994-1001, 1990.
- [Fraser94] M.E. Fraser, C.D. Manning, "Performance of Average Current Mode Controlled PWM UPS Inverter with High Crest Factor Load", Power Electronics and Variable-Speed Drives Conference, October 1994, pp. 661-667.
- [Garcerà01] Garcera, G.; Pascual, M.; Figueres, E., "Robust Average Current-mode Control of Multimodule Parallel DC-DC PWM Converter Systems with Improved Dynamic Response", Industrial Electronics, IEEE Transactions on , Vol: 48 , nº 5, Oct. 2001, pp.995 – 1005.
- [Garcerà04] Garcera, G.; Figueres, E.; Pascual, M.; Benavent, J.M., "Analysis and Design of a Robust Average Current Mode Control Loop for Parallel Buck DC-DC Converters to Reduce Line and Load Disturbance", Electric Power Applications, IEE Proceedings- , Vol 151 , nº 4 , July 2004, pp.414 – 424.
- [Gao95] W. Gao, Y. Wang, and A. Homaifa, "Discrete-Time Variable Structure Control Systems", IEEE Trans. on Industrial Electronics, Vol. 42, No.2, Feb.1995, pp. 117-122.
- [Gegner96] Joel P. Gegner, C.Q. Lee, "Linear Peak Current Mode Control: A Simple Active Power Factor Correction Control Technique for Continuous Conduction Mode", PESC'96, June 1996, pp.-196-202.

- [Ghanem96] M.C. Ghanem, K.AI-Haddad, Gilles Roi, "A New Control Strategy to Achieve Sinusoidal Line Current in a Cascade Buck-Boost Converter", IEEE Trans. Industrial Electronics, vol. 43, no.3, June 1996, pp.441-449.
- [Glad00] T. Glad, L. Ljung, Control Theory. Multivariable and Nonlinear Methods, Ed. Taylor & Francis, New York, 2000.
- [Grandy90] W.M. Grandy, M.J. Samotyj and A.H. Noyola. "Survey of Active Power Line Conditioning Methodologies", IEEE Trans. On Power Delivery, vol.5 no.3, July 1990, pp. 1536-1542.
- [Guerrero02a] J. M. Guerrero, L. García de Vicuña, J. Miret, J. Matas, O. López, "Parallel Operation of Charge-Controlled DC-DC Converters", IEEE International Symposium on Industrial Electronics (IEEE-ISIE'02), L'Aquila (Italy), 8-11 July 2002, pp. 1086-1090, 2002, CD Record. ISBN: 0-7803-730-7.
- [Guerrero02b] J. M. Guerrero, L. García de Vicuña, J. Miret, J. Matas, M. Castilla, "Integral Control Technique for Single-Phase UPS Inverter", IEEE International Symposium on Industrial Electronics (IEEE-ISIE'02), L'Aquila (Italy), 8-11 July 2002, pp. 1043-1048, ISBN: 0-7803-730-7.
- [Guerrero02c] J. M. Guerrero, L. Garcia de Vicuña, J. Matas, J. Miret, "Steady-State Invariant-Frequency Control of Parallel Redundant Uninterruptible Power Supplies", 28th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IEEE IECON'02), Sevilla (Spain), 5-8 November 2002, pp. 274-277, ISBN: 0-7803-7475-4.
- [Guerrero02d] J. M. Guerrero, L. Garcia de Vicuña, J. Miret, J. Matas, M. Castilla, "A Nonlinear Feed-forward Control Technique for Single-Phase UPS Inverters", 28th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IEEE IECON'02), Sevilla (Spain), 5-8 November 2002, pp. 257-261, ISBN: 0-7803-7475-4.
- [Guerrero03a] J. M. Guerrero, L. García de Vicuña, J. Matas, J. Miret, "A Nonlinear Feedforward Control for the Half-Bridge Converter with Current-Doubler Rectifier", 10th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'03), Toulouse (France), 2-4 September 2003, ISBN: 90-75815-07-7.
- [Guerrero03b] J. M. Guerrero, L. García de Vicuña, J. Matas, J. Miret, "A Novel Static and Dynamic Droop Scheme to Enhance Transient Response in Parallel-Connected UPS Inverters", 10th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'03), Toulouse (France), 2-4 September 2003, ISBN: 90-75815-07-7.
- [Guerrero03c] J. M. Guerrero, L. García de Vicuña, J. Matas, J. Miret, "A Wireless Load Sharing Controller to Improve Dynamic Performance of Parallel-Connected UPS Inverters", IEEE 34th Power Electronics Specialists Conference (IEEE PESC'03), Acapulco (México), 15-19 June 2003, ISBN: 0-7803-7755-9.
- [Guo98] W. Guo, X. R. Xiong, J. Chen, "Study on the Mechanism of Waveform Distortion of Deadbeat Control PWM VSI with Rectifier Load", IEEE IECON, 1998, pp. 813-816.
- [Hernandez98] C. Hernandez, N. Vazquez, and V. Cardenas, "Sliding Mode Control for a Single Phase Active Filter", in Proceedings Power Electronics Congress, 1998, pp. 171-176.

- [Hernando99] Hernando, M.; Sebastián, J.; Villegas, P.J.; Ollero, S. "Improving Dynamic Response of Power-factor Correctors by Using Series-switching Postregulator", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 46, n° 3, pág. 563 –568. Junio 1999
- [Hirschorn79] R.M. Hirschorn, "Invertibility of Multivariable Nonlinear Control Systems", IEEE Trans. on Automatic Control, Vol.AC-24, No.6, pp.855-865, 1979.
- [Holmes96] D. G. Holmes and D.A. Martin, "Implementation of Direct Digital Predictive Current Controller for Single and Three Phase Voltage Source Inverters", in Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, 1996, pp. 906- 913.
- [Holtz90] J. Holtz and K.H. Werner, "Multi-Inverter UPS System with Redundant Loads Sharing Control", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 37, n° 6, pp. 506-513, December 1990.
- [Hsu96] C.Y. Hsu and H.Y. Wu, "A New Single-phase Active Power Filter with Reduced Energy-storage Capacity", IEEE Trans. Power Applications, vo. 143, no. 1, January 1996, pp. 25-30.
- [Huang03] X. Huang, T.Nergaard, J.-S. Lai, X. Xu, L. Zhu, "A DSP Based Controller for High-Power Interleaved Boost Converters", Proc. Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2003. APEC '03. Eighteenth Annual IEEE , Volume: 1, 2003, pp. 327-333.
- [Hunt83] L.R. Hunt, R. Su, and G. Meyer, "Global Transformations of Nonlinear Systems", IEEE Trans. on Automatic Control, Vol. AC-28, No.1, pp.24-31, 1983.
- [IEEE93] IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems, Project IEEE 519, April 1993.
- [IEC92] IEC Subcomité 77A. Disturbances in Supply Systems Caused by Household Appliance and Similar Electrical Equipment. Part 2:Harmonics. (Secretariate) Project, Ballot draft of proposed new std., IEC 555-2 (EN 60555-2), Sept. 1992.
- [IEEE95] "Electromagnetic compatibility (EMC)-part 3: Limits for harmonic current emissions (equipment input current<16<sup>a</sup> per phase)", IEC 1000-3-2 Document, 1995.
- [IEEE00] "Draft of the proposed CLC Common Modification to IEC 61000-3-2", Ed. 2.0:2000.
- [Irving00] B. T. Irving, M. M. Jovanovic, "Analysis, Design and Performance Evaluation of Droop Current-Sharing Method", IEEE APEC, 2000, pp. 235-241.
- [Isidori86] A.Isidori and C.H. Moor, "On the Nonlinear Equivalent of the Notion of Transmission Zeros", Proc. IIASA Conf. Modeling and Adaptive Control, 1986.
- [Jamerson93] C. Jamerson, T. Long, and C. Mullet, "Seven Ways to Parallel a Magamp", Proc. IEEE APEC, 1993, pp. 469-474.
- [Jiang93] Y.Jiang, G.C. Hua, W. Tang and F.C. Lee, " A Novel Single-Phase Power Factor Correction Scheme", Proc. IEEE Applied Power Electronics Conference, 1993, pp. 287-292.
- [Jiang94] Y.Jiang, F.C. Lee, "Single-Stage Single-Phase Parallel Power Factor Correction Scheme ", Proc. IEEE PESC'94, pp.1145-1151.

- [Jin92] H. Jin, G. Joos, M. Pandle, P. D. Ziogas, "Feedforward Techniques Using Voltage Integral Duty-Cycle Control", IEEE PESC, 1992, pp. 370-377.
- [Jintakosonwit03] P. Jintakosonwit, H. Fujida, H. Akagi and S. Ogasawara, "Implementation and Performance of Cooperative Control of Shunt Active Filters for Harmonic Damping Throughout a Power Distribution System", IEEE Trans. on Industry Applications, vol. 39, no. 2, March 2003, pp. 556-563.
- [Jovanovic96] M.M. Jovanovic, D.E. Crow, and L.Fang-Yi, "A Novel, Low-Cost Implementation of Democratic Load-Current Sharing of Paralleled Converter Modules", IEEE Trans. Power Electron., vol. 11, pp. 604-611, July 1996.
- [Jung93] S.L. Jung and Y.Y. Tzou, "Sliding Mode Control of a Closed-loop Regulated PWM Inverter under Large Load Variations", in Proceedings IEEE PESC'93, 1993, pp. 616 –622.
- [Jung99] J. Jung, S. Lim, K. Nam, "A Feedback Linearizing Control Scheme for a PWM Converter-Inverter Having a Very Small DC-Link Capacitor", IEEE Trans. Industry Applications, vol. 35, no. 5, September/October 1999, pp. 1124-1131.
- [Kazerani91] M.Kazerani, P.D.Ziogas, G.Joos, "A Novel Active Current Waveshaping Technique for Solid-State Input Power Factor Conditioners", IEEE Trans. Industrial Electronics, vol.38, no.1, February 1991, pp.72-78.
- [Kazmierkowsky94] M.P. Kazmierkowski, M.A. Dzieciakowski, "Review of Current Control Regulation Techniques for 3-phase PWM Inverters", IEEE IECON Conf. Rec. pp. 567-575, 1994.
- [Key93] Thomas S.Kei, Jih-Sheng Lai, "Comparison of Standards and Power Supply Design Options for Limiting Harmonic Distorsion in Power Systems", IEEE Trans. on Industrial Applications, vol.29, no.4, July/August 1993.
- [Kim03] S. Kim, P. N. Enjeti, "Control of Multiple Single Phase PFC Modules with a Single Low-Cost DSP", Proc. Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2003, APEC '03, Eighteenth Annual IEEE , Volume: 1, 2003, pp. 375 –381.
- [Kohama94] T.Kohama, T.Ninomiya, M.Shoyama, and F.Ihara, "Dynamic Analysis of Parallel-Module Converter System with Current Balance Controllers", IEEE Int. Telecommunications Energy Conf. Rec., 1994, pp. 190-195.
- [Krein98] P.T. Krein, Elements of Power Electronics, Ed. Oxford University Press, New York, 1998.
- [Lai95] R.-S. Lai, K. D. T. Ngo, "A PWM Method for Reduction of Switching Loss in a Full-Bridge Inverter," in IEEE Trans. Power Electron., vol. 10, no. 3, 1995, pp. 326-332.
- [Lai98] Z.Lai, K. Smedley, "A Family of Continuous-Conduction-Mode Power-Factor-Correction Controllers Based on the General Pulse-Width Modulator", IEEE Trans. Power Electronics, vol.13, no.3, May 1998, pp.501-510.

- [Lai.J96] Jih-sheng Lai, Fang Zheng Peng, "Multilevel Converters – A New Breed of Power Converters", IEEE Trans. On Industry Applications, vol.32, no. 3, May/June 1996, pp. 509-516.
- [Lin01] B.R. Lin and Y.L. Hou, "Simplified Control Method for Single-phase Multilevel Active Rectifier with Current Harmonic Filtering Characteristics", IEE Proceedings Electronic Power Applications, vol. 148, no. 1, pp. 85-96, January 2001.
- [Liu95] Y. F. Liu, P. C. Sen, "A Novel Method to Achieve Zero-Voltage Regulation in Buck Converter", IEEE Trans. Power Electronics, vol. 10, no.3, 1995, pp. 292-301.
- [Liu95b] Y. F. Liu, P. C. Sen, S. P. Huang, "Function Control – A Novel Strategy to Achieve Improved Performance of the DC-to-DC Switching Regulators", IEEE Trans. Industrial Electronics, vol. 42, no. 2, April 1995, pp. 186-191.
- [López.M97i] M. López, L. García de Vicuña, M.Castilla and J. Font, "Multi-Input Sliding Mode Control for Parallel Connected Series Resonant Converters", IEEE International Conference on Industrial Electronics, Control, and Instrumentation Record 1997, pp. 798-903.
- [López.M99a] M.López, L.García de Vicuña, M.Castilla, J.Matas and O.López, "Sliding Mode Control Design for Modular Power Systems with Line Filters Using Lyapunov's Direct Method", 8th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'99), September 1999.
- [López.M99] Mariano López, "Control en Modo Deslizante de Sistemas Distribuidos de Alimentación", Tesis Doctoral. Departament d'Enginyeria Electrònica. UPC.
- [López.M04] Lopez, M.; de Vicuna, L.G.; Castilla, M.; Gaya, P.; Lopez, O., "Current Distribution Control Design for Paralleled DC/DC Converters using Sliding-mode Control", Industrial Electronics, IEEE Transactions on , Volume: 51 , Issue: 2 , April 2004, pp.419 – 428.
- [López.O98] O.López, L.García de Vicuña, M.López , M.Castilla and J.Majó, "A Unity-Power-Factor AC/DC Quantum Series Resonant Converter", The 24th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics society, Aachen, Sept. 1998, pp.697-702.
- [López.O98a] O. López, L. García de Vicuña, M. Castilla, M. López and J. Majó, "A Systematic Method to Design Sliding Mode Surfaces by Imposing a Desired Dynamic Response", 24th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics society, September 1998, pp. 381-384.
- [López.O99] Oscar López, Luis García de Vicuña, Miguel Castilla, José Matas and Mariano López, " Sliding-Mode-Control Design of a High-Power-Factor Buck-Boost Rectifier", IEEE Trans. On Industrial Electronics, vol.46, no.3, June 1999.
- [López.O99a] O.López, L. García de Vicuña, J. Matas, M. López and M. Castilla, "A Sliding Mode Control Design of an Active Power Filter with a Lowpass Filter as Input Stage", 8th European Conference on Power Electronics and Applications, EPE, Lausanne-Switzerland, September 1999.
- [López.O00] O.López, L. García de Vicuña, J.Matas, M. Castilla and M.López,"A New Family of Power-Factor-Correction Sliding Mode Controllers Based on the Quasi-Steady-State Approach", PEMC'2000.

- [López.O01] O. López, "Imposición de Dinámica en los Sistemas Electronicos de Potencia: Una Nueva Perspectiva en el Diseño de Controladores", Tesi doctoral, Universitat Politècnica de Catalunya.
- [López.O01a] O. López, L. Garcia de Vicuña and M. Castilla, " Simple, Low-cost Control of Unity-power-factor Boost Pre-regulator", in Electronics Letters, vol. 37, no. 8, pp 473-474, 12 April 2001.
- [Madigan92] M.Madigan, R. Erickson and E. Ismail, " Integrated High Quality Rectifier-Regulator", IEEE Power Electronics Specialists Conference, 1992, pp.1043-1051.
- [Magoarou94] F. L. Magoarou and F. Monteil, "Influence of the Load Characteristics and the Line Impedance on the Stability of an active Power Filter", in Proceedings IEE Conference on Power Electronics and Variable Speed Drives, 1994, pp. 175-180.
- [Maksimovic95] D. Maksimovic, Y. Jang and R. Erickson,"Nonlinear-carrier Control for High Power Factor Boost Rectifiers", Proc, IEEE APEC'95, pp.635-641.
- [Malesani90] L. Malesani and P. Tenti, "A Novel Hysteresis Control Method for Current Controlled VSIPWM Inverters wiht Constant Modulation Frequency", IEEE Trans. Ind. Applicat. , vol. 26, pp.88-92, Jan/Feb 1990.
- [Malesani98] L. Malesani and P. Mattavelli, "On the Applications of Active Filters to Generic Loads" in Proceedings IEEE ICHQP'98, 1998, pp. 310-319.
- [Manjrekar96] M. Manjrekar, G. Venkataramanan, "Advanced topologies and modulation strategies for multilevel inverters", 0-7803-3500-7/96/\$5.00, 1996, pp. 1013-1017.
- [Marino95] R. Marino, P. Tomei, Nonlinear Control Design: Geometric, Adaptative and Robust, Ed. Prentice Hall, 1995.
- [Matas02a] J. Matas, Luis García de Vicuña, J. M. Guerrero, J. Miret, O. López, "A Discrete Sliding Mode Control of a Buck-Boost Inverter", 28th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IEEE IECON'02), Sevilla (Spain), 5-8 November 2002, pp. 140-145, ISBN: 0-7803-7475-4.
- [Matas02b] J. Matas, L. Garcia de Vicuña, J. M. Guerrero, J. Miret, O. López, "Feedback Sliding Mode Control Linearization of a Single Phase Active Filter", 28th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IEEE IECON'02), November 2002, pp. 2933-2938, ISBN: 0-7803-7475-4.
- [Matas03a] J. Matas, L. García de Vicuña, J. M. Guerrero, J.Miret, and O.López, "Non-linear Control of a Paralleled Half-Bridge Complementary-Control Converter System", 10th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'03), Toulouse, 2-4 September 2003, ISBN: 90-75815-07-7.
- [Matas03b] J. Matas, L. García de Vicuña, J.Miret, J. M. Guerrero, and J.Majó, "A Discrete Sliding Mode Control of a Three-Phase Active Filter", 10th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'03), Toulouse, 2-4 September 2003, ISBN: 90-75815-07-7.



- [Matas03c] J. Matas, L. García de Vicuña, J.M.Guerrero, J.Miret, and M.Castilla, "Non-Linear Control of a Paralleled Half-Bridge Complementary-Control Converter System with a Single-Wire Current Sharing", 29th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IEEE IECON'03), November 2003, ISBN: 0-7803-7907-1.
- [Mattaveli01] P. Mattaveli, G. Escobar, A. Stanković, "Dissipative-Based Adaptive and Robust Control of UPS", IEEE Trans. Industrial Electronics, vol. 48, no. 2, April 2001, pp. 334-343.
- [Mazumder02] S. K. Mazumder, A. H. Nayfeh, D. Borjovic, "Robust Control of Parallel DC-DC Buck Converters by Combining Integral-Variable-Structure and Multiple-Sliding-Surface Control Schemes", IEEE Trans. Power Electronics, Vol. 17, No. 3, May 2002, pp. 428-437.
- [Metha95] P.Mehta, M.Darwish, "Active-Reactive Power Controller", IEE Electrical Power Applications, 1995, 142, 6, 405-409.
- [Midya01] P. Midya, P. T. Krein, M. F. Greuel, "Sensorless Current Mode Control – An Observer-Based Technique for DC-DC Converters", IEEE Trans. Power Electronics, vol. 16, no. 4, July 2001, pp. 522-526.
- [Milosavljevic85] C.Milosavljevic, "General Conditions for the Existence of a Quasi-Sliding Mode on the Switching Hyperplane in Discrete Variable Structure Systems". Automation and Remote Control, pp. 307-314, 1985.
- [Miret00] J. Miret, Jose Luis Garcia de Vicuña, "Control en Modo Deslizante para un Rectificador con Alto Factor de Potencia Basado en un Convertidor Boost", Seminario Anual de Automática, Electrónica Industrial e Instrumentación. SAAEI'00, pp. 443-445, setembre 2000, ISBN: 84-699-29941-1.
- [Miret01] J. Miret, Jose Luis Garcia de Vicuña, Mariano Lopez Garcia, "Parallel Operation of DC/AC Master-Slave Inverters Using Sliding Mode Control", 9th European Conference on Power Electronics and Applications 2001. EPE'01, pp. DS2.4-17, Agost 2001, ISBN: 90-75815-06-9.
- [Miret02] J. Miret, L. Garcia de Vicuña, J. M. Guerrero, J. Matas, M. Castilla, "Discrete Non-Linear Control of a PWM Inverter", 28th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IEEE IECON'02), Sevilla (Spain), 5-8 November 2002, pp. 101-104, ISBN: 0-7803-7475-4.
- [Miret03] J. Miret, L. García de Vicuña, J. M. Guerrero, J. Matas, "Sliding Mode Control of a Combined Active-Passive Power Filter", 28th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (IEEE IECON'03), Novembre 2003, ISBN: 0-7803-7907-1.
- [Miret04a] J. Miret, L. Garcia de Vicuña, J. Matas, J. M. Guerrero, J. Cruz, "Simplified Feedback Linearization of a Single-Phase Active Power Filter Using Sliding Mode Control", International Symposium on Industrial Electronics, IEEE-ISIE'04, Maig 2004, ISBN: 0-7803-8304-4.
- [Miret04b] J. Miret, L. Garcia de Vicuña, M. Castilla, J. Cruz, J. M. Guerrero, "A Simple Sliding Mode Control of an Active Power Filter", 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE-PESC'04), juny 2004, ISBN: 0-7803-8400-8E.

- [Miwa92] B. A. Miwa, "Interleaved Conversion Techniques for High Density Power Supplies", Ph. D. dissertation, Elect. Eng. and Comp. Sci. Dept, Massachusetts Ints. of Technol., Cambridge, 1992.
- [Moo02] C. S. Moo, H. L. Cheng, P. H. Lin, "Parallel Operation of Modular Power Factor Correction Circuits", *Trans. Power Electronics*, Vol.: 17, Issue: 3, May 2002, pp. 398-404.
- [Moran96] L.A. Moran, L. Fernandez, J.W. Dixon and R. Wallace, "A simple and low-cost control strategy for active power filters connected in cascade", *IEEE Trans. Industrial Applications*, vo. 44, no. 3, May 1996, pp. 219-224.
- [Mrowan 86] T.Mrowan and R. J. Kerkman, "A New Synchronous Current Regulator and an Analysis of Current Regulated PWM Inverters", *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol.1<sup>a</sup>-22, pp.678-690, July/Aug. 1986.
- [Nastran94] J. Nastran, N. Mohan, E. Person and R. Nilssen, "Active Power Filter for Nonlinear AC Loads", *IEEE Trans. Power Electronics*, vo. 9, January 1994, pp. 92-96.
- [Ortega94] R.Ortega, A.Loría, R. Kelli, and L.Prali, "On Passivity-based Output Feedback Global Stabilization of Euler-Lagrange Systems". *Proc. Of the 33rd Conf. Dec. Contr.*, pp. 381-386, 1994.
- [Perreault97] D. J. Perreault, J. G. Kassakian, G. C. Verghese, "Stability Analysis of Nonlinear Current-Sharing Techniques", *Proc. IEEE PESC*, 1997, pp. 665-671.
- [Pöttker97] F. Pöttker and I. Barbi, "Power Factor Correction of Non-linear Loads Employing a Single Phase Active Power Filter: Control Strategy, Design Methodology and Experimentation", in *Proceedings IEEE PESC'97*, 1997, vol.1 pp. 412 - 417 June 1997.
- [Plunkett79] A. B. Plunkett, "A current controlled PWM transistor inverted drive", *IEEE IAS, Ann. Mtg. Conf. Rec.* pp. 785-792, 1979.
- [Red94] Redl R., L. Balogh , N. O. Sokal, "A New Family of Single-Stage Isolated Correctors with Fast Regulation of the Output Voltage" *Proc. IEEE PESC'94*, pp.1137-1144.
- [Roux03] A. D. Roux, H.T. Mouton and H. Akagi, "Digital Control of an Integral Series Active Filter and Diode Rectifier with Voltage Regulation", *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 39, no. 6, November 2003, pp. 1814-1819.
- [Rukonuzzaman02] M. Rukonuzzaman and M. Nakaoka, "Single-phase Shunt Active Power Filter with Knowledge-based Harmonic Detection Algorithm", in *Proceedings Power Conversion Conference*, 2002, Vol. 2, pp. 778-783.
- [Quiao02] C. Quiao and K.M. Smedley, "Three-phase Bipolar Mode Active Power Filter", *IEEE Trans. Industry Applications*, vol. 38, no. 1, January 2002, pp. 149-158.
- [Sanders92] S.R. Sanders and G.C. Verghese, "Lyapunov-Based Control for Switched Power Converters", *IEEE Trans. Power Electronics*, Vol.7, No.1, pp.17-24, 1992.
- [Sarptuk87] S.Z.Sarptuk, Y.Istefanopulos, and O.kaynak, "On the Stability of Discrete-Time Sliding Mode Control Systems", *IEEE Transactions on Automatic Control*, Vol.32, No. 10, pp.930-932, 1987.

- [Sebastian94] J. Sebastián, M.Jaureguizar, "Corrección del Factor de Potencia. Generalidades y Métodos de Control", Mundo Electrónico, Noviembre y Diciembre de 1994.
- [Sebastian97] J.Sebastián, J.Villegas, F.Nuño, O.García and J.Arau, "Improving Dynamic Response of Power-Factor Preregulators by Using Two-Input High-Efficient Postregulators", IEEE Trans. Power Electronics, vol.12, no.6, November 1997, pp.1007-1016.
- [Sebastián99] Sebastián, J.; Villegas, P.J.; Hernando, M.; Nuño, F.; Fernández-Linera, F. "Average Current-mode Control of Two-input Buck Postregulators Used in Power-factor Correctors". IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 46, nº 3, pág. 569 –576. Junio 1999.
- [Shireen00] W. Shireen, L. Tao and M.S. Arefeen, "Implementation of a DSP Based Active Power Filter for Electric Power Distribution Systems Supplying Nonlinear Loads", in Proceedings Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2000, Vol. 1, pp. 438- 442.
- [Silva00] J. Fernando Silva, N. Rodrigues, J. Costa, "Space Vector Alpha-Beta Sliding Mode Current Controllers for Three-Phase Multilevel Inverters", Power Electronics Specialists Conference 2000. PESC2000, vol. 1,pp.133-138.
- [Singh81] S.N. Singh, "A Modified Algorithm for Invertibility in Nonlinear Systems", IEEE Trans. on Automatic Control, Vol. AC-26,No.2, pp.595-598, 1981.
- [Sira87] H.Sira-Ramirez, "Sliding Motions in Switched Bilinear Networks", IEEE Trans. on Circuits and Systems, Vol.34, No.8, pp.919-933, August 1987.
- [Sira88] H.Sira-Ramirez, "Diferencial Geometric Methods in Variable Structure Control", Int. J. Control, Vol.48, No.4, pp.1359-1390, 1988.
- [Sira89] Hebert J. Sira-Ramirez, "Switched Control of Bilinear Converters Via Pseudolinearization", IEEE Trans. Circuits Syst. , vol. AC-36, no.6, pp.858-865, 1989.
- [Sira94] Hebert Sira-Ramirez and Miguel Rios-Bolivar, "Sliding Mode Control of DC-to-DC Power Converters via Extended Linearization", IEEE Trans. Circuits Sist., Vol.41, No.10, pp.652-661, 1994.
- [Sira95] H. Sira-Ramirez, and R.Ortega, "A Sliding Mode Controller-Observer for DC-to-DC Power Converters: A Passivity Approach", Proc. Of the 34th Conf. Dec. Contr., pp.3379-3384, 1995.
- [Siri92] K. Siri, C.Q. Lee and T.F. Wu, "Current Distribution Control for Parallel Connected Converters", part I and II, IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems, vol. 28, nº 3, pp. 829-851, July 1992.
- [Slotine91] J.-J. E. Slotine, W. Li, Applied Nonlinear Control, Ed. Prentice Hall, 1991.
- [Small88] K.T.Small, "Single Wire Current Share Paralleling of Power Supplies", U.S. Patent 4717833, 1988.
- [Smedley95] K. M. Smedley, S. Cuk, "One-Cycle Control of Switching Converters", IEEE Trans. Power Electronics, no. 10, vol. 6, 1995, pp. 625-633.
- [Soares97] V.Soares, P.Verdelho, G.Marques, "Active Power Filter Control Circuit Based on the Instantaneous Active and Reactive Current id-iq Method", PESC'97. pp. 1096-1101.

- [Spiazzi99] G. Spiazzi and J. Antenor Pomilio, "Interaction between EMI Filter and Power Factor Preregulators with Average Current Control: Analysis and Design", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 46, n° 3, pp. 577-585, june 1999.
- [Tai02] T.L. Tai and J.S. Chen, "UPS Inverter Design Using Discrete-Time Sliding-Mode Control Scheme." IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 49, no. 1, pp. 67-75, February 2002.
- [Tabisz92] W. A. Tabisz, M. M. Jovanovic and F. C. Lee, "Present and Future of Distributed Power Systems", IEEE APEC Record 1992, pp. 11-18.
- [Tenti94] P. Tenti, A. Zuccato, L. Rossetto, and M. Bortolotto, "Optimum Digital Control of PWM Rectifiers", in Proc. IEEE IECON'94, 1994, pp.382-387.
- [Thottuveli98] V. Joseph Thottuveli and George C. Verghese, "Analysis and Control Design of Paralleled DC/DC Converters with Current Sharing". IEEE Trans. On Power Electronics, Vol.13, No.4, July 1998, pp.635-644.
- [Torrey95] D.A. Torrey and A.M.A.M. Al-Zamel, "Single-phase Active Power Filters for Multiple Non-linear Loads", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 10, no. 3, pp. 263-272, May 1995.
- [Tzou99] Y.Y. Tzou, S.L. Jung, H.C. Yeh, "Adaptive Repetitive Control of PWM Inverters for Very Low DHT AC- Voltage Regulation with Unknown Loads", IEEE Trans. Power Electronics, vo. 14, no. 5, September 1999, pp. 973-981.
- [Utkin77] Vadim I. Utkin, "Variable Structure Systems with Sliding Modes", IEEE Trans. on Automatic Control, Vol. AC-22, NO. 2, pp. 212-222, April 1977.
- [Utkin78] Vadim I. Utkin, Sliding Modes and Their Application in Variable Structure Systems, MIR Moscow, 1978.
- [Utkin92] V. Utkin, "Sliding Modes in Control and Optimization", Springer-Verlag, 1992.
- [Venkatamaran85] R. Venkataraman, A. Sabanovic and S. Cuk, "Sliding-Mode Control of DC-to-DC Converters", Proceedings of IECON'85, pp.251-258.
- [Vicuña92] J.L. Garcia de Vicuña, A. Poveda, L. Martinez, F. Guinjoan and J. Majó, "Computer-Aided Discrete-Time Large-Signal Analysis of Switching Regulators", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 7, n° 1, January 1992.
- [Vicuña02] J.L. Garcia de Vicuña, J.M. Guerrero, J. Matas, M. Castilla, J. Miret, "Simple Non-Linear Controller to Reduce Line and Load Disturbances in HBBC Converter", Electronics Letters, Vol. 38, n° 25, pp. 1751-1752, 5<sup>th</sup> December 2002.
- [Willers99] M.J. Willers, M. G. Egan, S. Daly and J. Murphy, "Analysis and Design of a Practical Discontinuous-conduction-mode BIFRED Converter". IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 46, n°4, pp. 724-733, August 1999.
- [Wong99] Wong L.K., Leung H.F. and Tam K.S., "Control of a PWM Inverter using Discrete-time Sliding Mode Controller", in Proceedings IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems, 1999, vol. 1, pp. 947-950.

- [Wu93] W.Wu, T.Kohama, Y.Kodera, and T.Ninomiya, "Load-Current-Sharing Control for Parallel Operation of dc-dc Converters", In IEEE Power Electronics Specialists Conf. Rec., 1993, pp. 101-107.
- [Wu95] T.F.Wu, T.H.Yu, Y.H. Chang, "Generation of Power Converter with Graft Technique", in Proc. 15<sup>th</sup> Symp. Electrical Power Engineering, Taiwan R.O.C, Nov. 1995, pp. 370-376.
- [Wu96] J.C. Wu and H.L. Jou, "Simplified Control Method for Single-phase Active Power Filter", IEE Proceedings Electronic Power Applications, vol. 143, no. 3, pp. 219-224, May 1996.
- [Wu00] T.-F. Wu, Y.-K. Chen, Y.-H. Huang, "3C Strategy for Inverters in Parallel Operation Achieving an Equal Current Distribution", IEEE Trans. Industrial Electronics, vol. 47, no. 2, April 2000, pp. 273-281.
- [Ye00] Z. Ye, "Modeling and Control of Parallel Three-Phase PWM Converter", Tesis Doctoral, Faculty of the Virginia Polytechnic Institute and State University, USA, September 2000.
- [Zane96] R. Zane, D. Maksimovic, "Nonlinear-Carrier Control for High-Power-Factor Rectifiers based on Flyback, Cuk or Sepic Converters", IEEE APEC Proc. 1996, pp.814-820.
- [Zargari93] N.R.Zargari, G.Joos, "A Current-Controlled Current source Type Unity Power Factor PWM Rectifier", IEEE IAS Annual Meeting 1993, pp. 793-799.
- [Zargari93a] N.R.Zargari and G. Joos, "Performance Investigation of Current-Controlled Voltage-Regulated PWM Rectifier in Rotating and Stationary Frames", in Proc. IEEE IECON'93, 1993, pp.1193-1198.
- [Zhou00] L. Zhou and K.M. Smedley, "Unified Constant-frequency Integration Control of Active Power Filters" in Proceedings IEEE APEC'2000, pp. 406-412, 2000.

